

# 正交频分复用随钻无线传输系统及其 SLM 算法

罗仁泽<sup>1</sup>, 党煜蒲<sup>2</sup>, 李 芮<sup>3</sup>, 杨 娇<sup>3</sup>, 何国林<sup>4</sup>

(1. 西南石油大学电气信息学院, 四川成都 610500; 2. 中海油服钻井技术服务部, 北京 101149;  
3. 西南石油大学机电工程学院, 四川成都 610500; 4. 西南石油大学地球科学与技术学院, 四川成都 610500)

**摘 要:** 目前随钻测井信号无法实现高速传输, 现有的井下泥浆脉冲传输技术传输速率较慢. 本文提出了一种正交频分复用(OFDM)随钻无线传输系统可以实现高效的井下数据传输. 但该系统存在其发射信号中固有的高峰均功率比(PAPR)问题. 本文基于 OFDM 随钻无线传输系统, 提出了一种分级的基-4 IFFT 改进 SLM 算法降低其 PAPR. 该算法将  $N = 4n$  点的基-4 IFFT 运算分为前  $k$  级和后  $n-k$  级的蝶形运算, 信号在两级 IFFT 之间乘以相位序列. 理论分析表明: 该法较传统 SLM 算法 IFFT 复杂度可降低近 60%.

**关键词:** OFDM 随钻无线传输系统; 峰均比 (PAPR); 选择性映射 (SLM); 快速傅立叶逆变换 (IFFT)

**中图分类号:** TN919.3 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2015)10-1924-06

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>

**DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2015.10.007

## Orthogonal Frequency Division Multiplexing While-Drilling Wireless Transmission System and SLM Algorithm

LUO Ren-ze<sup>1</sup>, DANG Yu-pu<sup>2</sup>, LI Rui<sup>3</sup>, YANG Jiao<sup>3</sup>, HE Guo-lin<sup>4</sup>

(1. School of Electrical Engineering and Information, Southwest Petroleum University, Chengdu, Sichuan 610500, China;

2. COSL Drilling Technical Services Department, Beijing 101149, China;

3. School of Mechatronic Engineering, Southwest Petroleum University, Chengdu, Sichuan 610500;

4. School of Geoscience and Technology, Southwest Petroleum University, Chengdu Sichuan 610500)

**Abstract:** High-speed transmission of LWD signals is difficult to achieve by current technology. The existing downhole mud pulse transmission technology cannot meet the requirements due to its low transmission rate. To cope with this problem, this paper improves while-drilling wireless transmission system with orthogonal frequency division multiplexing (OFDM), which will result in more efficient data transmission. However, the high peak-to-average power ratio (PAPR) of the logging signals in the OFDM will gravely impact its performance. To further improve OFDM drilling wireless transmission system, we propose an SLM algorithm using radix-4 inverse fast Fourier transform (IFFT) to reduce PAPR. In this method, the radix-4-based IFFT performance at point  $N = 4n$  is partitioned into two stages: transform before  $k$  and transform after  $n-k$ , between which the phase sequences are multiplied by an input signal. Theoretical analysis shows that, compared with the traditional SLM algorithm, the new SLM reduces the computational complexity almost by 60%.

**Key words:** OFDM while-drilling wireless transmission systems; peak-to-average power ratio (PAPR); selected mapping (SLM); inverse fast Fourier transform (IFFT).

## 1 引言

目前, 泥浆脉冲传输系统是应用最广泛的井下数据传输系统, 但该系统具有较低的传输效率和较大的码间干扰 (ISI), 不能满足现代随钻系统高速传输数据的要求. 正交频分复用 (OFDM) 是第四代移动通信系统的核心技术之一, 由于它的传输速率高, 频谱利用率高, 能够非常有效地抵抗频率选择性衰落, 克服传输过程中的多

径干扰<sup>[1]</sup>, 因此, 在井下数据高速传输领域, 逐渐获得人们的重视<sup>[2]</sup>. OFDM 技术在国外随钻测井中已有应用, 如哈里伯顿公司推出的 LOG-IQ 成像测井系统<sup>[3]</sup>, 网络 LEAP800 测井系统<sup>[4]</sup> 和斯伦贝谢公司的井下 OFDM 通信系统<sup>[6]</sup> 等. 这些系统的井下传输速率可达兆比特级, 它们可以克服传统有线测井传输系统连接复杂和稳定性差的缺点, 同时克服低传输速率和较强的码间干扰 (ISI) 等. 但在国内, 尚没有该方面研究报道.

本文提出了一种 OFDM 随钻无线传输系统,但是,由于 OFDM 信号在时域上表现为多个正交子载波信号叠加而成,其信号具有高的峰均功率比(Peak-to-Average Power Ratio, PAPR),高峰平比要求功率放大器具有很大的工作线性范围,否则,当 PAPR 较高的数据信号经过这些非线性部件,信号会产生非线性失真,非线性失真所产生的谐波会严重影响系统性能.人们已经提出了很多降低峰均功率比的方法<sup>[6~11]</sup>,包括限幅类技术、编码类技术和概率类技术.选择性映射(selected mapping, SLM)算法是概率类的一种,不带有信号畸变,引入了少量的冗余信息,计算复杂度高.在 SLM 算法中,将具有相同的 OFDM 信号的多个候选信号中选择具有 PAPR 最低的信号进行传输.由于每个候选信号序列都需进行 IFFT 操作,计算复杂量大,文献[10]中介绍以一种分级基-2 IFFT 方法来降低计算的复杂度.

本文针对传统 SLM 算法 IFFT 带来高的计算复杂度进行改进,提出了分级基-4 IFFT 改进 SLM 算法.将  $N=4n$  点的基-4 IFFT 运算分为前  $k$  级和  $n-k$  级的基-4 IFFT,在经过基-4 IFFT 前  $k$  级之后再乘以相位序列,这样每一路信号共用  $k$  级的基-4 IFFT,从而降低计算量,由理论分析可得,相比于传统 SLM 算法 IFFT 复杂度最大可降低将近 60%.

因此,本文提出的新的 OFDM 井下无线传输系统提供井下数据的高速实时传输,同时提出的分级基-4 IFFT 改进 SLM 算法解决了 OFDM 系统高 PAPR 的问题.

2 OFDM 随钻井下无线传输新系统

现有的井下数据传输速率无法满足智能钻井的要

求,新的 OFDM 井下无线传输系统有助于克服现有技术的瓶颈:有限的电缆信道带宽,低的传输效率.

井下无线传输系统与 OFDM 技术结合的系统框图如图 1 所示.在发射机中,测井信号通过不同的传感器调制成多路的电信号波形.信号进行 OFDM 调制后,这些信号以电磁波的形式通过井下传输信道到达地面,接着这些传输信号被远程监控器远程控制.考虑到信号发送信道的复杂性,传输信号必须由中继器沿钻柱每隔一段距离安装一个 OFDM 信号传输短节.

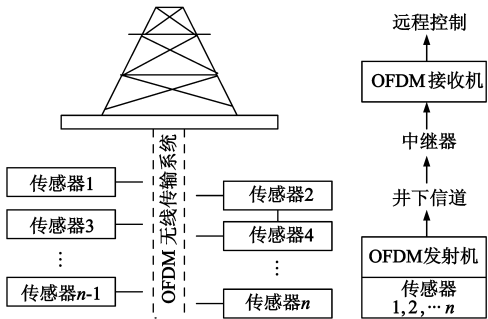


图1 井下无线传输系统与OFDM技术结合的系统框图

图 2 为新的 OFDM 随钻无线传输系统.在该系统中,由不同的传感器测得的信号被发送到远程控制中心.首先,传感器中的信号通过数字转换器(ADC)将模拟信号转换成比特信号,然后这些并行的比特信号在发射机调制成 OFDM 信号.信号通过复杂的井下信道后被 OFDM 接收机接收,信号按照发射机的逆步骤处理信号,从而恢复随钻井下数据.

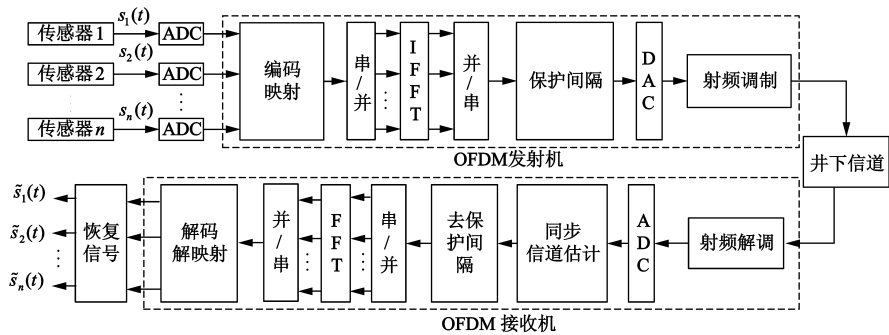


图2 OFDM 随钻无线传输新系统框图

新的 OFDM 井下无线传输系统的传输速率可达到兆比特级<sup>[4]</sup>,其传输速率比现有的 LWD 传输技术的传输速率要高很多.虽然对于 OFDM 技术的研究在无线通信领域已成熟,而对于井下数据传输系统应用 OFDM 技术目前还属于起步阶段,新系统的应用将进一步推动高速实时井下数据传输技术的发展.

新的 OFDM 随钻无线传输系统的主要优点是:

- 1)达到兆比特级的传输速率;

- 2)抗频率选择性衰落;
- 3)高频谱利用率,节约井下有限的带宽;
- 4)易于实现.

3 改进的 SLM 算法

在 OFDM 井下无线传输系统中,所有的载波信号是相互正交的,对具有  $N$  个子载波,经过 IFFT 运算之后得到的 OFDM 符号  $s(t)$  可以表示为:

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} S_n e^{j2\pi \frac{n}{N} t}, 0 \leq t \leq N-1 \quad (1)$$

式中  $S_n$  表示第  $n$  个子载波的调制数据信息。

PAPR 是指系统 OFDM 信号的最大峰值功率和其平均功率之比,现定义系统的 PAPR:

$$\text{PAPR} = \frac{\max_{0 \leq t \leq N-1} |s(t)|^2}{E\{|s(t)|^2\}} \quad (2)$$

式中  $E[\cdot]$  表示数学期望。

在传统 SLM 算法中,信号序列乘以不同的相位序列生成候选信号序列。然后选择具有最低 PAPR 的候选信号进行传输。由于每个候选信号序列都需进行 IFFT 操作,计算复杂度大是传统的 SLM 算法最严重的缺点之一。

2.1 新的 SLM 算法

设法减少复乘次数就可以提高运算速度,因此改进算法采用基-4IFFT,其比基-2IFFT 算法的复乘次数约减少了 1/4,另外,类似于基-2 算法可以将基-4IFFT 运算看成是由多级蝶形运算组成。因此,分级的基-4IFFT 改进 SLM 算法将  $N=4n$  点的基-4IFFT 运算分为前  $k$  级和  $n-k$  级的基-4IFFT;信号序列也不同于传统 SLM 算法,信号序列在经过基-4IFFT 前  $k$  级之后乘以相位序列,这样每一路信号共用  $k$  级的基-4IFFT,从而进一步降低计算量。图 4-2 为分级的基-4IFFT 改进 SLM 算法流程图。

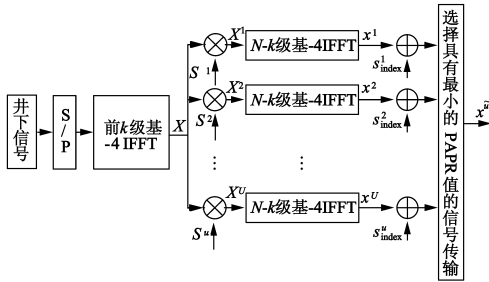


图3 新SLM算法的流程图

SLM 算法中的每个子块需要传输边带信息(SI),边带信息(SI)通常传输  $\log_2(U)$  比特,这里  $U$  是相位序列的个数。将叠加训练序列的方法引入式(3),则产生的叠加序列为:

$$\hat{x}^u = \sqrt{\beta} s_{\text{index}}^u + \sqrt{1-\beta} x^u \quad (3)$$

当  $\beta=0.1$  时,相位序列根据式(3)有效地降低带外辐射和减少了 SI 的传输比特数。接着将处理后的测井信号进行 IFFT 操作,最后选择 PAPR 最小的测井信号进行传输。

2.2 新 SLM 算法的相位序列

对于  $N=4n$  的  $N$  点 IFFT 可以分解为 4 组  $N/4$  点 DFT,再将每一组  $N/4$  点 DFT 分解为 4 组  $N/16$  点 DFT,

不断分解直到 4 点 DFT 为止。按照连续四分法可得,第  $k$  级蝶形运算有  $4n-k$  组,每组对应  $4k$  点 IFFT,这里推导出 IFFT 运算矩阵表达形式,令  $T_i$  表示第  $i$  级的 FFT 变换方阵。

第一次分解的变换矩阵表示为

$$T_s = \begin{bmatrix} E_{n/4} & E & E & E \\ E & -iE & -E & iE \\ E & -E & E & -E \\ E & iE & -E & -iE \end{bmatrix} \quad (4)$$

$D_i$  为  $N/4$  阶的对角矩阵,表示蝶形运算中的加权因子即

$$D_i = \begin{bmatrix} 1 & & & \\ & W_N^i & & \\ & & W_N^{2i} & \\ & & & \ddots \\ & & & & W_N^{(\frac{N}{4}-1)i} \end{bmatrix} \quad i = (0, 1, 2, 3 \cdots i) \quad (5)$$

$T_{N/4}$  为变换方阵

$$T_{N/4} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & W_{N/4}^1 & W_{N/4}^2 & \cdots & W_{N/4}^{N/4-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & W_{N/4}^{(N/4-1)1} & W_{N/4}^{(N/4-1)2} & \cdots & W_{N/4}^{(N/4-1)(N/4-1)} \end{bmatrix} \quad (6)$$

由公式(4)、(5)和(6),得到  $N$  点 IFFT 矩阵表达式:

$$\begin{bmatrix} X(0) \\ X(1) \\ \vdots \\ X(\frac{N}{4}-1) \\ X(\frac{N}{4}) \\ \vdots \\ X(\frac{N}{2}-1) \\ X(\frac{N}{2}) \\ \vdots \\ X(\frac{3N}{4}-1) \\ X(\frac{3N}{4}) \\ \vdots \\ X(N-1) \end{bmatrix} = T_s \underbrace{\begin{bmatrix} T_{N/4} & & & \\ & D_1 T_{N/4} & & \\ & & D_2 T_{N/4} & \\ & & & \ddots \\ & & & & D_i T_{N/4} \end{bmatrix}}_D \begin{bmatrix} x(0) \\ x(4) \\ \vdots \\ x(N-4) \\ x(1) \\ x(5) \\ \vdots \\ x(N-3) \\ \vdots \\ x(N-1) \end{bmatrix} \quad (7)$$

公式(7)中  $x(n)$  序列顺序按序列重排公式(8)

$$\begin{bmatrix} x(0) \\ x(4) \\ \vdots \\ x(N-4) \\ x(1) \\ x(5) \\ \vdots \\ x(N-3) \\ \vdots \\ x(N-1) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \end{bmatrix}}_{E_1} \begin{bmatrix} x(0) \\ x(1) \\ x(2) \\ \vdots \\ x(N) \end{bmatrix} \quad (8)$$

第一级的 IFFT 运算的变换方阵  $T_1 = T_s D E_s$  后级 IFFT 的变换方阵类似,若  $X^T$  为 IFFT 输入,因此输出  $x^T = T_n T_{n-1} \cdots T_2 T_1 X^T$ . 输入信号序列乘以一个相位序列  $Q$  即对应乘以一个  $N \times N$  的对角矩阵  $\tilde{Q}$ ,  $\tilde{Q}$  以相位序列  $Q$  为对角线构成,则在传统 SLM 算法中乘以相位序列  $Q$  的输出信号为

$$x_Q^T = T_n T_{n-1} \cdots T_2 T_1 \tilde{Q} X^T \quad (9)$$

而改进的算法中相位序列  $P$  对应的输出信号  $x_p'$  为

$$x_p'^T = T_n \cdots T_{k+1} \tilde{P} T_k \cdots T_1 X^T \quad (10)$$

一般,公式(10)给出算法的 OFDM 信号不能表示成公式(9)的形式,相位序列矩阵  $\tilde{Q}$  为

$$\tilde{Q} = (T_k \cdots T_1)^{-1} \tilde{P} (T_k \cdots T_1) \quad (11)$$

然而,如果假设对角矩阵  $\tilde{P}$  是由  $\{\pm 1\}$  组成的,式(11)中的矩阵  $\tilde{Q}$  可能不是对角矩阵. 在这里对于一个  $4^{n-i} \times 4^{n-i}$  矩阵,它的每个子块是  $4^i \times 4^i$  的矩阵. 如果选择长度为  $4^n$  的相位序列,则  $4^{n-k}$  个且长度为  $4^k$  的子序列是全 1 或全 -1 的序列. 在中间  $k$  级乘以相位序列相当于此操作在传统 SLM 算法的初始阶段执行,这样从基-4IFFT 矩阵表示形式中看出将整体的基-4IFFT 拆分为两部分,在中间乘以相位序列就可以实现,从而共用一部分蝶形运算,降低计算复杂度.

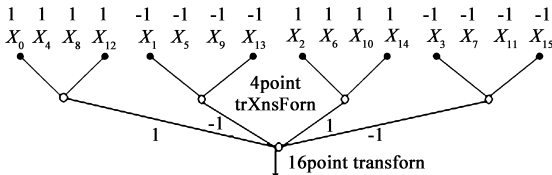


图4 当 $N=16$ 和 $k=1$ 时相位序列的生成和使用连续加倍方法的实例

由图4所示,对于  $n=2, k=1$ , 设  $R = [R_0, R_1, \cdots, R_{4^{n-k}-1}]$  为一个序列,则长度为  $4^n$  的相位序列  $P$  为:

$$P_{l \cdot 4^k} = P_{l \cdot 4^k + 1} = \cdots = P_{l \cdot 4^k + 4^k - 1} = R_l, 0 \leq l \leq 4^{n-k} - 1 \quad (12)$$

最后选择序列  $R$  构成相位序列.

## 4 复杂度分析与仿真结果

### 3.1 计算复杂度分析

Dae-Woon Lim 在文献[12]中分析了基-2IFFT 算法复杂度:当子载波的个数  $N = 2^n$  时,传统 SLM 算法的复数乘法和复数加法个数为  $n_{\text{mul}} = 2^{n-1} \cdot n \cdot U$  和  $n_{\text{add}} = 2^n \cdot n \cdot U$ , 式中  $U$  是相位序列的个数,在  $k$  级 IFFT 之后乘以相位序列的复数乘法和复数加法个数为  $n_{\text{mul}} = 2^{n-1} \cdot n + 2^{n-1} (n-k)(U-1)$  和  $n_{\text{add}} = 2^n \cdot n + 2^n (n-k)(U-1)$ .

当子载波  $N = 2^n = 4^{n/2}$ ,改进的 SLM 算法的复数乘法和复数加法个数为:

$$n_{\text{mul}} = 4^{n/2-1} \cdot n/2 + 4^{n/2-1} (n/2 - k)(U-1) \quad (13)$$

$$n_{\text{add}} = 4^{n/2} \cdot n/2 + 4^{n/2} (n/2 - k)(U-1) \quad (14)$$

因此,分级的基-4IFFT 改进 SLM 算法的计算量降低率(computational complexity reduction ratio, CCRR)定义如下:

$$\text{CCRR} = \left(1 - \frac{\text{新 SLM 算法基四 IFFT 的复杂度}}{\text{传统 SLM 算法 IFFT 的复杂度}}\right) \times 100\% \quad (15)$$

由定义可知,当  $n \rightarrow \infty$  时,  $\text{CCRR} \rightarrow \frac{7}{12}$ , 因此分级的基-4IFFT 改进 SLM 算法比传统 SLM 算法降低将近 60% 的计算复杂度.

### 3.2 仿真结果

仿真产生 10000 个服从均匀分布的随机信号序列,若  $N = 256 = 4^4$  个子载波,则 IFFT 的蝶形运算级数为  $n = 4$ ,首先通过仿真选择合适的  $k$  值, $k$  为 IFFT 运算分级时在乘以相位因子前的 IFFT 蝶形运算的级数.

图5和图6分别表示子载波个数  $N = 258$  和 1024 时,分级的基-4IFFT 改进 SLM 算法、文献[11]中的算法和传统 SLM 算法 OFDM 信号的 CCDF 曲线比较,以此来寻找新算法最优的  $k$  值.文献[11]中的算法是移位 SLM 算法,这个算法是将其基本信号和循环移位序列相结合,它仅需一次 IFFT 操作.

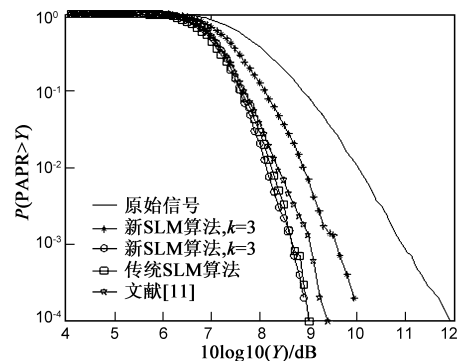


图5 选择合适 $k$ 值的OFDM信号CCDF曲线, $N=258$

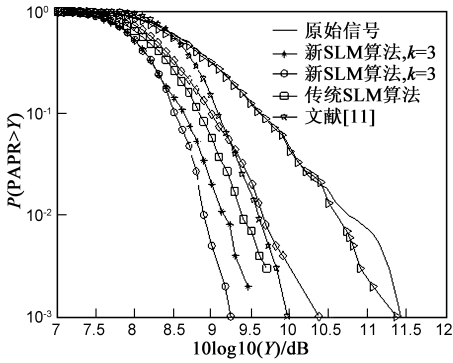


图6 选择合适 $k$ 值的OFDM信号CCDF曲线,  $N=1024$

从图5和图6中得出:当 $k=2$ 时改进算法降低 PAPR 的性能最接近传统 SLM 算法,在 $N=258$ 时改进算法信号的 PAPR 性能有所改进;从图6可以看出随着 $N$ 增大,改进算法信号的 PAPR 性能越好。

图7表示在子载波个数为258,最优 $k$ 值为2,相位序列个数 $U$ 为4时,传统 SLM 算法、文献[11]中的移位 SLM 算法和新 SLM 算法降低信号 PAPR 的 CCDF 曲线比较。可以看出,虽然文献[11]中的移位 SLM 算法计算复杂度低,但 PAPR 性能改善的不是很多。分级的基-4IFFT 改进 SLM 算法几乎和传统 SLM 算法具有相近的降低 PAPR 的能力,并且有所改进,同时该算法通过改进 IFFT 模块可以大幅度降低计算复杂度。

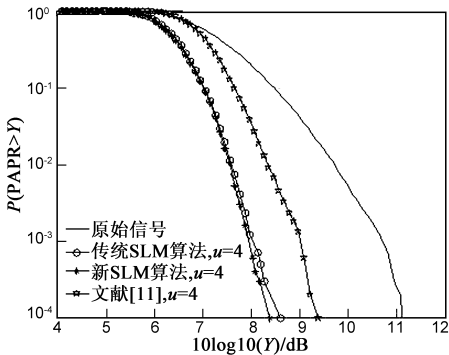


图7 当 $N=256, k=2$ 和 $U=4$ 时,三种算法的PAPR性能比较图

图8表示在子载波个数为258,最优 $k$ 值为2时,不同相位序列 $U$ 下,传统 SLM 算法、文献[11]中的移位 SLM 算法和分级的基-4IFFT 改进 SLM 算法降低信号 PAPR 的 CCDF 曲线比较。可以看出,随着相位序列 $U$ 的个数增加,新的 SLM 算法改善 PAPR 的性能最好。

## 5 结论

在保持传统 SLM 算法降低 PAPR 性能的条件下,分级的基-4IFFT 改进 SLM 算法大大降低了计算复杂度。该算法主要针对 IFFT 带来的计算复杂度进行改进,将 $N=4n$ 点的基-4IFFT 运算分为前 $k$ 级和 $n-k$ 级的基-

4IFFT;信号序列在经过基-4IFFT 前 $k$ 级之后乘以相位因子,这样每一路信号共用 $k$ 级的基-4IFFT,从而降低系统计算量。由理论分析可得较于传统 SLM 算法 IFFT 复杂度最大可降低将近 60%,适用于 OFDM 井下无线传输系统。

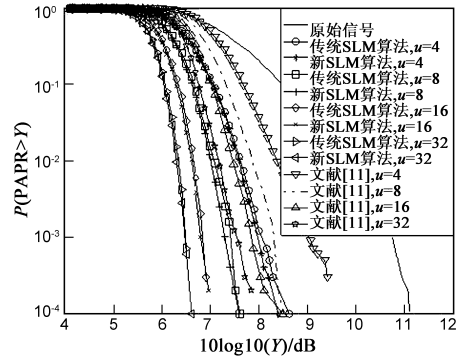


图8 当 $N=256, k=2$ 且相位序列个数 $U$ 不同时,三种算法降低信号 PAPR 性能比较图

## 参考文献

- [1] John Proakis, Masoud Salehi. Digital Communications, Fifth Edition[M]. McGraw-Hill Companies. 2011, 516 – 528.
- [2] McCoy R H, Besser G L, Reed S D, Campbell D B, Knox D L. Systems and Methods for Downhole OFDM Communications [P]. US patent: 2011047534. 2012, 7.
- [3] Halliburton, “LOGIQ Open-hole Logging Platform” [OL]. <http://www.halliburton.com/>. 2013.
- [4] Chen Wenxuan, Pei Binbin, Zhao Shuai, et al. Research of networked well logging system based on ethernet technology[J]. Well Logging Technology, 2012, 36(03): 286 – 289.
- [5] McCoy R H, Besser G L, Reed S D, Campbell D B, Knox D L. Systems and Methods for Downhole OFDM Communications [P]. US, 2011047534. 2012 – 7 – 31.
- [6] Wang Jianping, Guo Ying, Zhou Xianwei. PTS-clipping method to reduce the PAPR in ROF-OFDM system [J]. Consumer Electronics, IEEE Transactions on, 2009, 55 (2): 356 – 359.
- [7] Kim Hyunju, Hong Eon-Pyo, Ahn Chang-Jun J, Har Dong-Soo. A Pilot Symbol Pattern Enabling Data Recovery Without Side Information in PTS-Based OFDM Systems [J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2011, 57 (2): 307 – 312.
- [8] Sabbaghian Maryam, Kwak Yongjun, Smida Bisma, Tarokh Vahid. Near shannon limit and low peak to average power ratio turbo block coded OFDM[J]. Communications, IEEE Transactions on, 2011, 59 (8): 2042 – 2045.
- [9] Eom Seung-Sik, Nam Haewoon, Ko Young-Chai Chai. Low-complexity PAPR reduction scheme without side information for OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2012, 60 (7): 3657 – 3669.
- [10] Seok-Joong Heo, Hyung-Suk Noh, Jong-Seon No, Dong-Joon

Shin. A modified SLM scheme with low complexity for PAPR reduction of OFDM systems[J]. IEEE Trans. Broadcasting, 2007, 53(4): 804 – 808.

[11] Chih-Peng Li, Sen-Hung Wang, Chin-Liang Wang. Novel low-complexity SLM schemes for PAPR reduction in OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, May 2010, 58 (5): 2916 – 2921.

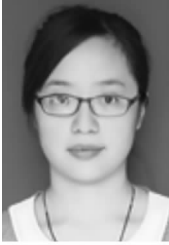
[12] Dae-Woon Lim, Jong-Seon, Chi-Woo Lim, Ha-bong Chung. A new SLM OFDM scheme with low complexity for PAPR reduction[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2005, 12(2): 93 – 96.

作者简介



**罗仁泽** 男, 1973 年 9 月出生于四川省内江市, 教授、博士、博导. 四川省千人计划引进人材、四川省特聘专家. 2005 年 3 月获电子科技大学信号与信息处理工学博士学位. 主要研究油气信号采集、传输、处理技术及仪器. 发表学术论文 100 篇, 其中 Sci、EI 检索 47 篇; 独立出版学术专著 1 部. 教材 1 部, 作为第一发明人申报国家发明专利 30 余项, 其中 15 项已授权.

E-mail: lrzsmith@126.com



**党煜蒲** 女, 1990 年 11 出生, 陕西渭南人. 2013 年获西南石油大学硕士学位. 研究方向: OFDM 系统降低 PAPR 技术.  
E-mail: ddlypp2006@126.com