

## 雷达通信一体化系统中低复杂度 PAPR 抑制算法研究

陈康润, 刘 洋, 张 伟

(电子科技大学 电子科学技术研究院, 成都 611731)

**摘 要:** 为解决基于分数阶傅里叶变换的正交频分复用雷达通信一体化系统的高峰均功率比(PAPR)问题,提出一种低复杂度的 PAPR 抑制算法。该算法在发射端通过限幅法降低系统 PAPR,在接收端结合压缩感知原理,运用改进的正交匹配追踪算法重构被限幅的信号。仿真结果表明,该 PAPR 抑制算法能够有效避免高信噪比条件下限幅法所引起的信号失真和带外辐射,在保证误码率性能的同时有效降低 PAPR,并且相比传统基追踪算法具有更低的计算复杂度。

**关键词:** 分数阶傅里叶变换; 正交频分复用; 雷达通信一体化系统; 峰均功率比; 限幅法; 压缩感知

中文引用格式:陈康润,刘 洋,张 伟. 雷达通信一体化系统中低复杂度 PAPR 抑制算法研究[J]. 计算机工程, 2016, 42(6): 86-90.

英文引用格式:Chen Kangrun, Liu Yang, Zhang Wei. Research on Low-complexity PAPR Reduction Algorithm in Radar-communication Integrated System[J]. Computer Engineering, 2016, 42(6): 86-90.

## Research on Low-complexity PAPR Reduction Algorithm in Radar-communication Integrated System

CHEN Kangrun, LIU Yang, ZHANG Wei

(Research Institute of Electronic Science and Technology,

University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

**【Abstract】** This paper proposes a low-complexity Peak to Average Power Ratio(PAPR) reduction algorithm to deal with the high PAPR of radar-communication integrated system of Orthogonal Frequency Division Multiplexing(OFDM) based on Fractional Fourier Transform(FRFT). This algorithm can reduce system PAPR with clipping method at transmitter. It combines Compressive Sensing(CS) at receiver and reconstructs the clipped signal with improved Orthogonal Matching Pursuit(OMP) algorithm. Simulation result indicates that the proposed PAPR reduction algorithm can avoid signal distortion and out-of-band radiation of clipping method at a high Signal Noise Ratio(SNR) situation, it can guarantee the Bit Error Rate(BER) performance and reduce PAPR effectively. Moreover, it can also reach a lower calculation complexity than traditional Basis Pursuit(BP) algorithm.

**【Key words】** Fractional Fourier Transform(FRFT); Orthogonal Frequency Division Multiplexing(OFDM); radar-communication integrated system; Peak to Average Power Ratio(PAPR); clipping method; Compressive Sensing(CS)

DOI: 10.3969/j.issn.1000-3428.2016.06.015

### 1 概述

随着电子通信技术的发展,复杂环境中雷达系统单一独立的探测性能已经无法满足各方面的需求,这使得多功能雷达系统成为未来的发展趋势<sup>[1]</sup>。基于正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)的雷达通信一体化系统具有分辨率高、频谱利用率高、抗干扰能力强等特点,逐渐

受到研究学者的关注<sup>[2]</sup>。然而,一方面,在时频变化信道中,OFDM 一体化系统子信道载波频率随时间快速变化,因此,需要一种能够实时分析信道频率失真并且有效处理非平稳信号的一体化系统;另一方面,OFDM 一体化系统对频率偏差非常敏感,OFDM 一体化系统中子载波间的正交性容易受到破坏,造成严重的子载波间干扰(Inter Carrier Interference, ICI)<sup>[3]</sup>。为克服上述问题,本文提出基于分数阶傅

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61301155)。

作者简介:陈康润(1991-),男,硕士研究生,主研方向为现代通信、雷达通信一体化;刘 洋,硕士研究生;张 伟,研究员。

收稿日期:2015-06-05 修回日期:2015-07-13 E-mail:chenkrun@163.com

里叶变换(Fractional Fourier Transform, FRFT)<sup>[4]</sup>的 OFDM 一体化系统,FRFT 基函数为 chirp 类信号,适用于分析非平稳信号。将 chirp 类信号作为 OFDM 的子载波,不仅能够提高频谱利用率和雷达距离分辨率,还能够有效应对频率选择性衰落带来的影响,提高抗多普勒效应能力。

FRFT-OFDM 一体化系统作为多载波系统,存在高峰均功率比(Peak to Average Power Ratio, PAPR)的问题<sup>[5]</sup>。到目前为止,大多研究是将基于 OFDM 系统的 PAPR 抑制算法应用于 FRFT-OFDM 系统中,基于 OFDM 系统的 PAPR 抑制算法有:限幅法<sup>[6]</sup>,选择映射法<sup>[7]</sup>,部分传输序列法<sup>[8]</sup>,编码法<sup>[9]</sup>,预留子载波法<sup>[10]</sup>等。其中,限幅法是对信号幅度超过 PAPR 阈值的部分进行限幅,能够直接有效地抑制 PAPR,但是在接收端会引起信号失真和带外辐射。若直接解调,则会导致信号 PAPR 回升和误码率升高。文献[11]提出压缩感知(Compressive Sensing, CS) PAPR 抑制方案,利用压缩感知原理在接收端精确重构无限幅前的信号,降低误码率的同时保持原有 PAPR 的抑制性能。但该方案采用的基追踪(Basis Pursuit, BP)算法具有较高的计算复杂度。文献[12]在上述基础上对信号重构算法的计算复杂度进行优化,采用正交匹配追踪(Orthogonal Matching Pursuit, OMP)算法代替 BP 算法,提出基于 OMP 算法的 OFDM 系统 PAPR 抑制方案。由于分数阶傅里叶变换中存在 chirp 周期延拓性<sup>[13]</sup>,即分数阶傅里叶变换的 chirp 周期与分数阶傅里叶变换阶次相关,基于 OFDM 系统的 OMP 算法仅是 OMP 算法在分数阶傅里叶变换中的一个特例,无法直接应用于 FRFT-OFDM 雷达通信一体化系统中,因此本文对 OMP 算法进行改进,提出一种适用于 FRFT-OFDM 雷达通信一体化系统的 PAPR 抑制算法。

## 2 系统模型

### 2.1 一体化系统信号模型

基于 FRFT-OFDM 信号的雷达通信一体化系统工作流程为:首先将二进制数据串并转换进行分组,然后将各组数据通过编码映射得到相应的相位数据,接着对每组相位数据做逆离散分数阶傅里叶变换,相当于将相位数据调制到对应的正交 chirp 子载波上,最终进行并串转换将各组信号合并成发射数据信号。通过将接收端接收的信号并串转换后对其做分数阶傅里叶变换,解调得到相位信息。根据相位信息,通过逆编码映射和并串转换恢复成原先发送的二进制数据。

归一化 FRFT-OFDM 一体化系统的基带信号表示为:

$$s(t) = \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{N-1} a_{kl} f_{\alpha,l}(t) g(t-kT) \quad (1)$$

$$f_{\alpha,l}(t) = e^{-\frac{j}{2}\cot\alpha[t^2 + (\sin\alpha\frac{2\pi n}{T})^2]} \cdot e^{j2\pi n\frac{t}{T}} \quad (2)$$

其中,  $M$  为每个子载波上的码元数目;  $N$  为子载波个数;  $a_{kl}$  为调制在第  $l$  个子载波上的第  $k$  个码元;  $p$  为分数阶傅里叶变换阶次;  $\alpha = p \cdot \pi/2$ ;  $T$  为 FRFT-OFDM 符号周期;  $f_{\alpha,l}(t)$  为 chirp 基;  $g(t)$  为单位周期内幅值为 1 的窗函数。对第  $k$  个符号周期内的信号进行奈奎斯特采样,得到离散时间采样信号为:

$$s_k(n) = \sum_{l=0}^{N-1} a_{kl} e^{-\frac{j}{2}\cot\alpha(n^2\Delta t^2 + l^2\Delta\mu^2)} \cdot e^{j2\pi n\frac{l}{N}} \quad (3)$$

其中,  $\Delta t$  为连续信号的采样间隔;  $\Delta\mu$  为分数阶傅里叶域的采样间隔,  $\Delta\mu = 2\pi |\sin\alpha| / (N\Delta t)$ 。

### 2.2 峰均功率比

通常将一个 OFDM 符号周期内最大信号功率值与信号平均功率的比值定义为  $R_{\text{PAPR}}$ , 表示如下:

$$R_{\text{PAPR}} = 10 \lg \frac{\max_{0 \leq n \leq (N-1)} |s(n)|^2}{E\{|s(n)|^2\}} \quad (4)$$

由于 PAPR 通常是一个随机变量,一般采用互补累积分布函数(Complementary Cumulative Distribution Function, CCDF)来衡量 OFDM 系统内的 PAPR 分布情况,计算 PAPR 超过某一门限值  $z$  的概率,即:

$$P\{R_{\text{PAPR}} > z\} = 1 - P\{R_{\text{PAPR}} \leq z\} = 1 - (1 - e^{-z})^N \quad (5)$$

FRFT-OFDM 信号的 CCDF 与 OFDM 信号的 CCDF 相似,但其表达式与分数阶傅里叶变换阶次有关,因此,难以得到精确的 PAPR 分布表达式。在下文讨论中,将分析固定分数阶傅里叶变换阶次的 FRFT-OFDM 一体化系统内的 PAPR 分布情况。

## 3 基于压缩感知的 PAPR 抑制算法

### 3.1 压缩感知基本原理

一个具有有限长度的一维离散实值信号  $X$  可以被看作是一个  $\mathbf{R}^N$  空间  $N \times 1$  维列向量,其中的元素为  $\{x_i, i=1, 2, \dots, N\}$ 。  $\Psi = \{\psi_1 | \psi_2 | \dots | \psi_N\}$  为  $N \times N$  维交换基矩阵,每一列  $\psi_i$  表示一个基。因此,信号  $X$  可以表示为:

$$X = \sum_{i=1}^N \theta_i \psi_i = \Psi \Theta \quad (6)$$

其中,  $\Theta$  为  $N \times 1$  维列向量,当  $\Theta$  由  $K$  个基组成并且  $K \ll N$  时,则称  $\Theta$  是  $K$  稀疏信号。

压缩感知为了用较小的维度表示信号  $X$ ,通过与交换基矩阵不相关的  $M \times N$  维( $M \ll N$ )测量矩阵  $\Phi$  对信号  $X$  进行线性变换,得到  $M \times 1$  维观测向量  $Y$ :

$$Y = \Phi X = \Phi \Psi \Theta = A \Theta \quad (7)$$

其中  $M \times N$  维矩阵  $A$  为传感矩阵,须满足约束等距性质(Restricted Isometry Property, RIP)<sup>[14]</sup>,保证了原空间和稀疏空间之间的一一映射关系,即保证了测量矩阵不会将 2 个不同的  $K$  稀疏信号映射到相同的集合中<sup>[15]</sup>。在此基础上,当观测向量  $Y$  已知时,求解下式可以得到信号  $\Theta$ <sup>[16]</sup>:

$$\hat{\Theta} = \min \|\Theta\|_p, 0 < p \leq 1 \quad (8)$$

$$\text{s. t. } Y = A\Theta \quad (9)$$

当  $0 < p < 1$  时,求解式(8)所示的最优化问题存在一定难度,但可用  $p = 1$  时式(8)的解来近似估计最优化的解,此时的最优化问题等价于一个凸规划问题,方便求解。

### 3.2 改进的 OMP-CS PAPR 抑制算法

通过限幅法降低 PAPR 的基本思想是在原始信号  $s$  上加上一个时域信号  $c$ ,信号  $c$  在  $s$  信号峰值处的符号恰好与其相反,从而达到抑制峰均功率比的目的。原始信号可以表示为:

$$s = F_{-\alpha} \cdot S \quad (10)$$

其中  $F_{-\alpha} = F_{\alpha}^H$ ,且  $F_{\alpha}$  的矩阵元素为:

$$F_{\alpha}(m, n) = \sqrt{\frac{\text{sgn}(\sin \alpha) \cdot (\sin \alpha - \cos \alpha)}{M}} \cdot e^{\frac{j}{2} \cot \alpha (m^2 \Delta u^2 + N^2 \Delta t^2)} \cdot e^{-j \frac{\text{sgn}(\sin \alpha) \cdot 2\pi mn}{N}} \quad (11)$$

假设时域限幅信号对应的频域信号为  $C$ ,式(10)可写为:

$$\bar{s} = s + c = F_{-\alpha}(S + C) \quad (12)$$

其中  $\bar{s}$  表示限幅后得到的信号。

假设时域基带信道模型可以表示为:

$$y = Hs + n \quad (13)$$

其中  $s = \{s_i, i = 1, 2, \dots, N\}$  和  $y = \{y_i, i = 1, 2, \dots, N\}$  分别表示信道中的输入端信号和输出端信号; $H$  为信道冲激响应; $n = \{n_i, i = 1, 2, \dots, N\}$  表示具有方差为  $\sigma_n^2$  的加性高斯白噪声。此时,信道输出信号的频域形式可以表示为:

$$\begin{aligned} Y &= F_{\alpha} y = F_{\alpha}(H \bar{s} + n) \\ &= F_{\alpha}(F_{-\alpha} D F_{\alpha}(F_{-\alpha} S + c) + z) \\ &= D S + D F_{\alpha} c + F_{\alpha} z \end{aligned} \quad (14)$$

假设信道冲激响应  $H$  已知,可以通过  $M \times N$  维的选择矩阵  $P$  提取原始信号  $s$  由于限幅发生变化部分的值来估计  $c$ ,并且可以将  $M \times N$  维矩阵  $P D F_{\alpha}$  记为  $A$ :

$$Y_c = P Y = P D F_{\alpha} c + P F_{\alpha} z = A c + P F_{\alpha} z \quad (15)$$

通过压缩感知基本原理可知,压缩感知是通过一个  $M$  维的观测向量  $Y$  来估计  $N$  维  $K$  稀疏的原始向量  $\Theta$ 。因此,可以通过接收端频域上的观测向量  $Y_c$  估计时域限幅信号  $c$ :

$$\hat{c} = \min \|c\|_1 \quad (16)$$

$$\text{s. t. } \|Y_c - A c\|_2 \leq \varepsilon \quad (17)$$

式(16)和式(17)中的最优化问题是一个凸规划问题,一般的解决方案在实际工程应用中复杂度过高并且难以实现。而本文采用改进的贪婪算法——OMP-CS 算法,其基本思路是选择原始向量中非零系数的存在位置。在式(15)中  $c$  是一个  $N$  维  $K$  稀疏信号  $A$  是一个  $M \times N$  维传感矩阵,  $Y_c$  为传感矩阵  $A$  中  $K$  列的线性组合。改进的 OMP-CS 算法首先将  $Y_c$  初始化残差,接着选取  $A$  中与  $Y_c$  内积运算绝对值最大的列向量,将此列向量组成新的矩阵,然后将  $Y_c$  减去其在该新矩阵所得生成子空间上的正交投影得到的新残差,再将新的残差按照  $Y_c$  之前的过程再次进行迭代,直到残差达到期望值为止。改进的 OMP-CS 算法的整个执行过程,实际上是首先取出每次内积运算绝对值最大的列向量,组成新矩阵的每一列,接着将这个矩阵进行施密特正交化,最后将观测信号减去该矩阵施密特正交化后的各个分量得到残差。

在改进的 OMP-CS 算法中,  $r_t$  表示除去非零列后的剩余部分,  $A_t$  表示  $t$  轮迭代的列向量索引集合,  $A_t$  表示按索引集合  $A_t$  选出的传感矩阵  $A$  的  $M \times t$  维列集合,  $\lambda_t$  表示第  $t$  轮迭代的索引号,  $a_j$  表示传感矩阵  $A$  的第  $j$  列,  $c_t$  表示  $t \times 1$  维列向量,符号  $\cup$  表示集合并运算,  $\langle \cdot, \cdot \rangle$  表示向量内积,  $t$  表示迭代次数。改进的 OMP-CS 算法流程具体如下:

(1) 初始化  $r_0 = Y_c$ ,  $A_0 = \emptyset$ ,  $\lambda_0 = \emptyset$ ,  $t = 1$ 。

(2) 搜索索引值  $\lambda_t$ , 使  $\lambda_t = \arg \max_{j=1, 2, \dots, N} |\langle r_{t-1}, a_j \rangle|$ 。

(3)  $A_t = A_{t-1} \cup \{\lambda_t\}$ ,  $A_t = A_{t-1} \cup a_{\lambda_t}$ 。

(4) 求解  $Y_c = A_t c_t$  的最小二乘解  $\hat{c}_t = \min_{c_t} \|Y_c - A_t c_t\| = (A_t^T A_t)^{-1} A_t^T Y_c$ 。

(5) 更新  $r_t = Y_c - A_t \hat{c}_t = Y_c - A_t (A_t^T A_t)^{-1} A_t^T Y_c$ 。

(6)  $t = t + 1$ 。若  $t \leq K$ , 则返回步骤(2); 反之, 停止迭代跳到步骤(7)。

(7) 重构得到  $\hat{c}$  在  $A_t$  处的非零值。

在迭代完成后,得到被限幅的信号  $\hat{c}$ ,进一步得到未限幅时的接收信号:

$$\hat{Y} = F_{\alpha} \hat{y} = F_{\alpha}(y - \hat{c}) \quad (18)$$

在 OMP-CS 算法中,算法复杂度主要来自步骤(2),为  $O(MNK)$ ,而步骤(4)最小二乘解的算法复杂度为  $O(KN)$ 。因此,最终的算法复杂度约为  $O(MNK)$ 。由于  $K \ll N$ ,  $M \approx 10\% N$ ,因此 OMP-CS 算法复杂度  $O(MNK)$  远小于 BP 算法复杂度  $O(N^3)$ 。由于上述参数的设置需要满足一定条件,因此可以采用预估计方法大致确定限幅峰值,进而确定各参

数的选取方案。

#### 4 仿真结果与分析

为了检测改进的 OMP-CS 算法性能,并分析其对 FRFT-OFDM 一体化系统性能的影响,本节分别对不同限幅峰值稀疏程度情况下的系统 PAPR 性能,给定限幅峰值稀疏程度情况下使用改进 OMP-CS 算法前后误码率以及改进的 OMP-CS 算法较传统 BP 算法的复杂度进行仿真。假设一体化系统中子载波个数  $N=256$ ,符号周期  $T=1\ \mu\text{s}$ ,数据符号采用 16QAM 调制,分数阶傅里叶变换阶次  $p=1.13$ 。

##### 4.1 PAPR 性能

在实验中,随机产生 1 000 个 16QAM 调制的 FRFT-OFDM 一体化信号用于仿真。其中,每个离散时域信号经过 5 倍过采样,使得 PAPR 性能接近于连续时域信号的 PAPR 性能。图 1 主要对比了无限幅时 PAPR 累积分布函数以及当限幅峰值稀疏程度(即稀疏度  $K$  占子载波个数的百分比),分别为 2%、4% 和 8% 时互补累积分布函数曲线。从图 1 可以看出,限幅峰值稀疏程度越小,PAPR 抑制效果越明显。当稀疏程度为 2% 时,信号 PAPR 大于 6.5 dB 的概率由  $10^0$  下降到  $1.45 \times 10^{-2}$ ;当稀疏程度为 4% 和 8% 时,信号 PAPR 大于 6 dB 的概率由  $1.44 \times 10^{-2}$  下降到  $10^{-3}$  以下。在下文仿真中,为了折衷处理,选定限幅峰值稀疏程度为 4%。

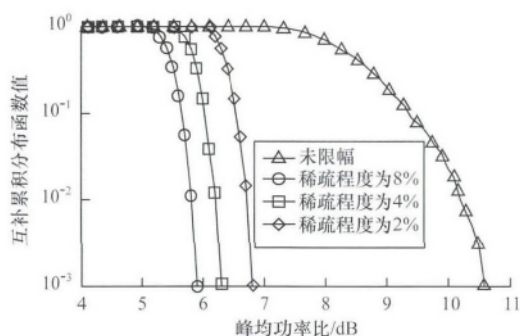


图 1 不同稀疏程度下的 PAPR 抑制效果

##### 4.2 误码率性能

图 2 对接收端使用与未使用重构算法时的一体化系统误码率进行仿真。可以看出,当限幅信号不经过任何处理在接收端进行估计时,随着信噪比大于 16 dB 后继续增加,系统误码率会急剧升高,而当限幅信号在接收端经过改进的 OMP-CS 算法重构后,其系统误码率与无限幅时信号的误码率几乎近似。因此,可以发现,当信噪比较小时,传统限幅法能够正常工作,然而当信噪比逐渐增大时,传统限幅法会引起严重的信号失真和带外辐射,此时改进的 OMP-CS 算法恰好能够克服这个缺陷,在接收端近似重构原始信号,保证误码率性能。

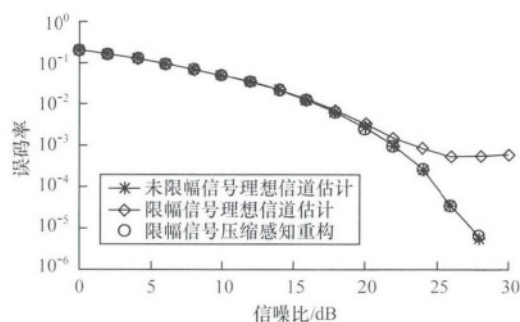


图 2 接收端使用与未使用重构算法时的系统误码率比较

##### 4.3 算法复杂度

图 3 对比了传统 BP 算法和本文改进的 OMP-CS 算法的计算复杂度。在仿真实验中,通过使用科学计算软件先记录重构算法运行时的起始时间和结束时间,再将两者相减得到一次重构算法的运行时间<sup>[12]</sup>。总的仿真实验过程共进行 10 000 次,最终得到 2 个算法复杂度的互补累积分布函数。从仿真结果可以看出,改进的 OMP-CS 算法基本能够将归一化时间保持在 0.1 以内,并且改进的 OMP-CS 算法复杂度在绝大多数情况下比 BP 算法复杂度低。

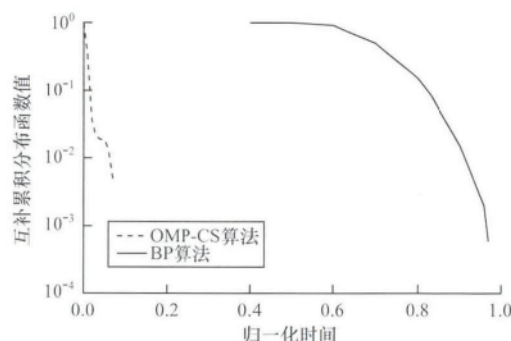


图 3 改进 OMP-CS 算法与 BP 算法的计算复杂度比较

#### 5 结束语

本文针对 FRFT-OFDM 雷达通信一体化系统的高峰均功率比问题,提出一种基于压缩感知的低复杂度峰均功率比抑制算法。针对不同限幅峰值稀疏程度情况下的系统 PAPR,给定限幅峰值稀疏程度情况下使用本文算法前后误码率以及本文算法与传统基追踪算法的计算复杂度进行仿真分析。仿真结果表明,限幅法可以有效降低系统峰均功率比,而且随着限幅峰值稀疏程度的增大,峰均功率比抑制效果更明显。同时,在高信噪比条件下,重构被限幅的信号能够避免由限幅法造成的严重信号失真和带外辐射,保证系统的误码率性能,并且本文算法相比传统基追踪算法计算复杂度更低。在雷达通信一体化系统中,对于雷达子系统,由于限幅装置处于发射端,对雷达探测性能的影响较小;对于通信子系统,通过压缩感知在接收端重构出无限幅的信号,当高信噪

比时对系统误码率影响也较小。因此,本文算法能够适用于雷达探测距离较远以及需要高质量通信要求的雷达通信一体化系统。然而,该算法的性能依赖于选择矩阵和限幅峰值稀疏程度的选取,因此,还需进一步研究具体的选取方案。

#### 参考文献

- [1] 李廷军,任建存,赵元立,等. 雷达-通信一体化研究[J]. 现代雷达 2001 23(2):1-2.
- [2] Sturm C, Zwick T, Wiesbeck W. An OFDM System Concept for Joint Radar and Communications Operations[C]//Proceedings of the 69th Vehicular Technology Conference. Washington D. C. USA: IEEE Press 2009:1-5.
- [3] Stamoulis A, Diggavi S N, Al-Dhahir N. Inter-carrier Interference in MIMO OFDM [J]. Signal Processing, 2002 50(10):2451-2464.
- [4] Almeida L B. The Fractional Fourier Transform and Time-frequency Representations [J]. Signal Processing, 2002, 42(11):3084-3091.
- [5] 韩庆文,谷友方,王 韬. 基于联合算法的 OFDM 峰均比降低技术[J]. 计算机工程 2011 37(4):112-115.
- [6] Wang Yongchao, Luo Zhiqian. Optimized Iterative Clipping and Filtering for PAPR Reduction of OFDM Signals [J]. IEEE Transactions on Communications, 2011 59(1):33-37.
- [7] Jeon H B, No J S. A Low Complexity SLM Scheme Using Additive Mapping Sequences for PAPR Reduction of OFDM Signals [J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2011 57(4):866-875.
- [8] Ku Shengju, Wang Chinliang. A New Side Information Free PTS Scheme for PAPR Reduction in OFDM System [C]//Proceedings of the 8th International Conference on Wireless and Mobile Computing, Networking and Communications. Washington D. C. , USA: IEEE Press 2012:108-112.
- [9] Lu G, Wu P. Peak-to-average Power Ratio Reduction in OFDM Using Cyclically Shifted Phase Sequences [J]. IET Communications 2007 1(6):1146-1151.
- [10] Park K W, Park I C. Low Complexity Tone Reservation for PAPR Reduction in OFDM Communication Systems [J]. IEEE Transactions on Very Large Scale Integration Systems 2012 20(10):1919-1923.
- [11] Al-Safadi E B, Al-Naffouri T Y. On Reducing the Complexity of Tone-reservation Based PAPR Reduction Schemes by Compressive Sensing [C]//Proceedings of Global Telecommunications Conference. Washington D. C. , USA: IEEE Press 2009:1-6.
- [12] Liu Bo, Liu Si. A Low-complexity Compressive Sensing Algorithm for PAPR Reduction [J]. Wireless Personal Communications 2014 78(1):283-295.
- [13] Tomaso E, Peter K, Gianfranco C. Unified Fractional Fourier Transform and Sampling Theorem [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1999, 47(12):3419-3423.
- [14] Candes E, Tao T. Decoding by Linear Programming [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2005 59(8):4203-4215.
- [15] Candes E. The Restricted Isometry Property and Its Implications for Compressed Sensing [J]. Comptes Rendus Mathematique 2008 346(9/10):589-592.
- [16] 戴琼海,付长军,季向阳. 压缩感知研究[J]. 计算机学报 2011 34(3):425-434.

编辑 陆燕菲

(上接第 85 页)

#### 参考文献

- [1] Dai Huan, Zhu Zhaomin, Gu Xiaofeng. Multi-target Indoor Localization and Tracking on Video Monitoring System in a Wireless Sensor Network [J]. Journal of Network and Computer Application 2013 36(1):228-234.
- [2] 王珊珊,殷建平,蔡志平,等. 基于 RSSI 的无线传感器网络节点自身定位算法[J]. 计算机研究与发展, 2008 20(增刊):385-388.
- [3] 刘军发,谷 洋,陈益强,等. 具有时效机制的增量式无线定位方法[J]. 计算机学报 2013 36(7):1448-1455.
- [4] 戴 欢,何 磊,顾晓峰. 基于统计不相关矢量集的集中式定位算法[J]. 计算机工程 2012 38(24):74-77.
- [5] 田 勇,唐祯安,喻 言. 室内无线传感器网络信道传输模型及统计分析[J]. 控制与决策,2014 29(6):1135-1138.
- [6] 蔡文学,邱珠成,黄晓宇,等. 基于 WiFi 指纹的室内轨迹定位模型[J]. 计算机工程 2015 41(6):76-82.
- [7] 毛科技,范聪玲,叶 飞,等. 基于支持向量机的无线传感器网络节点定位算法[J]. 计算机研究与发展, 2014 51(11):2427-2436.
- [8] Goulernas J Y, Zeng X J, Liatsis P, et al. Generalized Regression Neural Networks with Multiple-bandwidth Sharing and Hybrid Optimization [J]. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part B: Cybernetics, 2007 37(6):1434-1445.
- [9] 陈子静,朱小良. 一种基于广义回归神经网络的超声波流量传感器系数求解方法[J]. 传感技术学报, 2015 28(1):56-61.
- [10] 贾宗圣,司锡才,王 桐. 基于人工蜂群技术的海杂波参数优化方法[J]. 中南大学学报 2012 43(9):3485-3489.
- [11] 杜鹏,唐振民,孙 研. 一种混合蜂群算法的自适应细菌觅食优化算法[J]. 计算机工程,2014 40(7):138-142.
- [12] 何 鹏,阎兴,侍洪波. 一种快速自适应蜂群算法及其应用[J]. 华东理工大学学报 2013 39(5):588-595.
- [13] Specht D F. A General Regression Neural Network [J]. IEEE Transactions on Neural Networks, 1991, 2(6):568-576.
- [14] 毛 力,周长喜,吴 滨. 基于当前最优解的分段搜索策略的人工蜂群算法[J]. 计算机科学 2015 42(12):263-267.
- [15] Karaboga D, Basturk B. On the Performance of Artificial Bee Colony (ABC) Algorithm [J]. Applied Soft Computing 2008 8(1):687-697.

编辑 刘 冰