

## OFDM系统中基于压缩感知的非线性失真恢复研究

赵辉\* 莫谨荣 王薇 孙振江 张天骐

(重庆邮电大学通信与信息工程学院 重庆 400065)

(重庆邮电大学信号与信息处理重庆市重点实验室 重庆 400065)

**摘要:** 正交频分复用系统(OFDM)的高峰均比(PAPR)问题降低了系统传输效率, 增加了解调难度, 使高功率放大器(HPA)满负载工作。该文针对削波与HPA引入的非线性失真问题, 提出在接收端采取基于泰勒级数的预处理方式对非线性干扰进行处理, 最小化信号畸变影响。在发送端通过削波降低信号的PAPR, 并利用削波噪声在时域上的稀疏性特性, 将传输过程作为整体考虑, 最后利用正交匹配追踪算法(OMP)恢复总的非线性失真信号。仿真结果表明, 该文所提方法能够有效抑制系统的干扰信号, 减少了有用信号受到的非线性影响, 验证了该方案的正确性。

**关键词:** 正交频分复用; 压缩感知; 峰均比; 非线性失真

中图分类号: TN919.3

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2021)07-1907-06

DOI: [10.11999/JEIT200374](https://doi.org/10.11999/JEIT200374)

## Research on Nonlinear Distortion Recovery Based on Compressed Sensing in OFDM System

ZHAO Hui MO Jinrong WANG Wei SUN Zhenjiang ZHANG Tianqi

(School of Communication and Information Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunication, Chongqing 400065, China)

(Chongqing Key Laboratory of Signal and Information Processing, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

**Abstract:** The Peak to Average Power Ratio (PAPR) problem of OFDM system reduces the transmission efficiency of the system, increases the difficulty of demodulation, and makes the High Power Amplifier (HPA) to saturation. In order to solving the problem of nonlinear distortion caused by clipping and HPA, the proposed scheme uses preprocessing method based on Taylor series to deal with nonlinear interference so that to minimize the influence of signal distortion. At the transmitter, the PAPR of the signal is reduced by clipping, and the transmission process is considered as a whole based on the sparsity of clipping noise in the time domain. Finally, the total nonlinear distortion signal is recovered by using the Orthogonal Matching Pursuit (OMP) algorithm. The simulation results show that the proposed method can effectively suppress the interference signals of the system, reduce the nonlinear influence of useful signals, and verify the correctness of the scheme.

**Key words:** Orthogonal Frequency Division Multiplexing(OFDM); Compressive Sensing(CS); Peak to Average Power Ratio(PAPR); Nonlinear distortion

### 1 引言

在无线通信系统中, 正交频分复用(Orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)技术由于具有高数据传输速率, 频谱利用率高而广泛应用。但是, OFDM系统的高峰均比(Peak to Average

Power Ratio, PAPR)问题会降低系统的传输效率, 导致高功率放大器(High Power Amplifier, HPA)满负载工作, 造成信号非线性失真。为了提升系统的工作效率, 降低信号的高PAPR。目前, PAPR抑制技术可分为信号削峰、信号编码以及信号概率恢复技术。其中, 基于奈奎斯特采样速率的削波技术是一种最直接降低PAPR的方法, 在较低削波比情况下明显降低信号的PAPR, 但是OFDM信号进行削波之后使信号发生畸变以及引入带外辐射, 降

低解调正确率和传输性能。为提升系统的BER性能,降低HPA工作负载。研究人员做了大量的工作,提出利用基于压缩感知(Compressive Sensing, CS)的信号恢复技术来进行削波噪声恢复。文献[1]提出一种将削波噪声和信道估计联合解调的方法,通过在时域执行CS来完成对非理想信道的初始估计,然后将削波噪声从联合接收到的信号中除去来实现恢复原信号的目的。文献[2]提出基于导频子载波和预留空子载波的CS算法,该方法提高了解调的正确率,改善了系统的BER性能。但是未考虑导频子载波的抗干扰性能和在进行预留子载波后系统数据传输速率的降低,造成接收端恢复原始信号能力有限。针对这个问题,文献[3]完善了文献[2]所提出的CS算法,为解决信道噪声对子载波的干扰,提出选取受信道噪声污染较少的子载波作为CS算法重建削波噪声的可靠观测向量,无需预留空子载波,在CS解调恢复非线性失真时,消除了信道噪声对解调过程的影响。但是没有考虑到信号经过HPA后所带来的非线性失真影响。针对这个缺点,文献[4]提出根据HPA引入的非线性失真的特点,将削波噪声与非线性失真整体进行量化,通过CS算法来恢复原始信号。该方法减少了计算复杂度,提升了系统的BER性能。文献[5]针对基于HPA逆模型方法中计算复杂度过高问题,提出基于改进的HPA逆模型的补偿算法,首先通过发射端的削波比来确定接收端HPA逆模型的门限值,再通过改进的HPA逆模型算法对非线性失真进行处理,减少对信号的影响,最后再利用CS算法来消除削波噪声的干扰,该方法减少了计算复杂度,提升了系统BER性能。然而文献[5]所提改进后的HPA逆模型补偿算法并未对削波造成的影响进行处理,而直接进行非线性失真信号补偿,再进行削波噪声恢复,使得由削波引起的干扰在信号补偿过程中进一步放大,恶化了系统的BER性能。针对文献[5]的缺点,本文提出在经过削波和HPA处理后,对接收信号采取基于泰勒展开的方法处理由削波造成的干扰,减少接收信号受到的畸变干扰,再针对削波噪声和HPA引起的非线性失真问题,利用削波噪声在时域上的稀疏性特性,采取正交匹配追踪(Orthogonal Matching Pursuit, OMP)算法来恢复非线性失真信号。实验结果表明,本文所提方法能够有效恢复系统的非线性失真,同时可以有效抑制削波引入的干扰,满足改善BER性能要求。

## 2 预备知识

### 2.1 OFDM和PAPR

OFDM的向量表示形式可用 $\mathbf{X} = [X(0), X(1), \dots,$

$X(N-1)]^T$ 来表示,  $N$ 为子载波个数。离散OFDM信号为

$$x(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j\frac{2\pi kn}{N}}, n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (1)$$

$J$ 代表过采样因子,  $X(k)$ 是统计独立同分布的序列,服从方差 $E[|X(k)|^2] = 2\sigma^2$ ,均值 $E[X(k)] = 0$ 的分布。根据中心极限定理,当子载波数目较大时,OFDM信号服从复高斯分布,则过采样信号序列 $x(n)$ 的PAPR定义为

$$\text{PAPR} = \frac{\max_{0 \leq n \leq JN-1} |x(n)|^2}{E[|x(n)|^2]} \quad (2)$$

### 2.2 削波和HPA

为解决OFDM信号高PAPR问题,采用削波技术来进行处理,削波后的信号 $\hat{x}(n)$ 可以表示为

$$\hat{x}(n) = \begin{cases} x(n), & x(n) \leq A \\ A \cdot e^{j\angle x(n)}, & x(n) > A \end{cases} \quad (3)$$

$A$ 为削波门限,削波比 $\gamma$ 为削波门限 $A$ 与信号能量之比,为

$$\gamma = \frac{A}{E[|x(n)|^2]} \quad (4)$$

输入信号进行削波处理后,信号的PAPR有效降低,减少了HPA的工作负载,但引入了带内失真问题。针对OFDM信号经过削波引入的带内失真等问题,利用削波噪声在时域上的稀疏性特性来进行处理。由Busgang理论,经过削波后的输出信号 $\hat{x}(n)$ 可视为削波噪声 $d(n)$ 与输入信号 $x(n)$ 的线性叠加

$$\hat{x}(n) = \lambda x(n) + d(n) \quad (5)$$

$d(n)$ 是与过采样输入信号 $x(n)$ 不相关的非线性失真。 $\lambda$  ( $\lambda \leq 1$ )为衰减因子

$$\lambda = 1 - e^{-\gamma^2} + \frac{\sqrt{\pi}\gamma}{2} \text{erfc}(\gamma) \quad (6)$$

在频域中,信号输出序列 $\hat{X}(k)$ 为

$$\hat{X}(k) = \lambda X(k) + D(k), 0 \leq k \leq N-1 \quad (7)$$

$D(k)$ 为 $d(n)$ 经过FFT变换后的结果,且 $D(k)$ 与 $X(k)$ 无关,满足 $E[D(k)] = 0$ ,  $E[D(k) \cdot X(k)] = 0$ 。

将进行削波处理后的信号 $\hat{x}(n)$ 通过HPA放大,为

$$\hat{x}(n) = |\hat{x}(n)| e^{j\angle x(n)} \quad (8)$$

则输出信号为

$$\hat{x}(n) = Y [\hat{x}(n)] e^{j\angle D[\hat{x}(n)]} \quad (9)$$

其中,  $Y[\hat{x}(n)]$ ,  $D[\hat{x}(n)]$ 为幅度与幅度响应之比和幅度与相位响应之比, 表示信号经过HPA后所表征的幅度和相位的非线性特点。选取场效应管功率放大器(SSPA), 当子载波数目增加时, SSPA可以很好地模拟信号经过非线性传输后的特性。

$Y[\hat{x}(n)]$ 经过SSPA放大后的输出为

$$Y[\hat{x}(n)] = k |\hat{x}(n)| \left[ 1 + \left( \frac{|\hat{x}(n)|}{x_{\text{sat}}} \right)^{2p} \right]^{-\frac{1}{2p}} \quad (10)$$

$D[\hat{x}(n)]$ 可表示为 $D[\hat{x}(n)] = 0$ 。  $k$ 代表HPA的放大倍数,  $x_{\text{sat}}$ 表示HPA最大容许输入。  $p$ 代表饱和区内幅度/幅度响应的平滑因子。设定 $k = 1$ ,  $x_{\text{sat}} = 1$ 。

输入回馈(IBO)表示HPA的饱和功率与输入功率之比, IBO与削波比保持一致, 表达式为

$$\text{IBO} = 10 \lg \left( \frac{p_{\text{sat}}}{p_{\text{in}}} \right) \quad (11)$$

其中,  $p_{\text{sat}} = x_{\text{sat}}^2$ ,  $p_{\text{in}} = E[|\hat{x}(n)|^2]$ 。

### 3 改进的非线性失真恢复算法

#### 3.1 PAPR性能分析

采用削波技术进行处理后, PAPR降低效果如图1所示, OFDM信号经过削波处理后, PAPR得到明显降低。在CCDF值等于 $10^{-3}$ 时, 处理后的信号PAPR值在削波比3 dB, 4 dB, 5 dB的情况下, 分别为4.43 dB, 5.64 dB, 6.42 dB。原始信号PAPR的值为10.24 dB。与原始信号PAPR相比, 处理后的信号PAPR值大为降低, 并且可以看出, 随着削波比的降低, PAPR抑制能力得到了提升, 改善了HPA的工作环境, 提高了HPA的工作效率。但是经过削波处理后, 引入了带内失真, 对信号造成了干扰。针对该问题, 本文提出基于预处理的方式来进一步降低削波干扰的影响。

#### 3.2 预处理

在接收端解调过程中, 针对削波引入的信号干扰问题, 首先对削波干扰造成的影响进行处理, 减少接收信号受到的信号畸变, 再处理非线性失真对

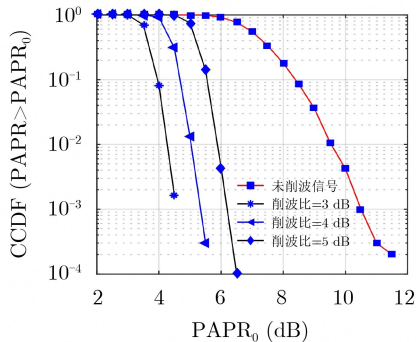


图1 OFDM信号PAPR性能分析

信号的影响。本文提出采取基于泰勒级数展开的方式来减少削波干扰对解调的影响, 以此改善系统BER性能。

经AWGN信道传输后, 接收信号 $y(n)$ 为

$$y(n) = \hat{x}(n) + w(n) \quad (12)$$

$\hat{x}(n)$ 为有用信号与非线性失真及削波干扰构成,  $w(n)$ 为信道噪声。为减少削波干扰对接受信号的影响, 将接收信号 $y(n)$ 重写为

$$y(n) = a(n) + jb(n) \quad (13)$$

$a(n)$ ,  $b(n)$ 为 $x(n)$ 和 $w(n)$ 的实部和虚部,  $y(n)$ 展开得

$$\begin{aligned} e^{y(n)} &= e^{a(n)+jb(n)} \\ &= e^{a(n)} \cdot e^{jb(n)} \\ &= e^{a(n)} \cdot (\cos b(n) + j \sin b(n)) \end{aligned} \quad (14)$$

式(14)利用泰勒级数展开为

$$\begin{aligned} e^{y(n)} &= \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(a(n))^k}{k!} \cdot \left( \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k}{(2n)!} (b(n))^{2n} \right. \\ &\quad \left. + j \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k}{(2n+1)!} (b(n))^{2n+1} \right) \end{aligned} \quad (15)$$

取对数得

$$\begin{aligned} y(n) &= \ln \left( \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(a(n))^k}{k!} \cdot \left( \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k}{(2n)!} (b(n))^{2n} \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + j \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k}{(2n+1)!} (b(n))^{2n+1} \right) + \Re\{\chi(n)\} \right) \end{aligned} \quad (16)$$

文献[6]证明泰勒级数展开后, 3阶及以上的幂次项对系统BER性能的影响基本可以忽略。这里采用2阶及以下的幂次项作为预处理的结果, 其余幂次项当作噪声处理, 结果为

$$\begin{aligned} \hat{y}(n) &= \ln \left( \sum_{k=0}^2 \frac{(a(n))^k}{k!} \cdot \left( \sum_{k=0}^2 \frac{(-1)^k}{(2n)!} (b(n))^{2n} \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + j \sum_{k=0}^2 \frac{(-1)^k}{(2n+1)!} (b(n))^{2n+1} \right) \right) \end{aligned} \quad (17)$$

经过预处理后, 削波干扰对信号解调的影响大为降低, 为减少预处理后残留的削波干扰对有用信号的影响, 在接收端采用迭代噪声消除算法, 对预处理后的信号 $\hat{y}(n)$ 进行噪声消除。 $\hat{y}(n)$ 进行削波得到 $\tilde{y}(n)$ , 由Busgang理论可知, 削波处理后的信号可分成不相关的两部分, 即

$$\tilde{y}(n) = \lambda y(n) + m(n) \quad (18)$$

$m(n)$ 代表残留的削波干扰, 最终输出信号为

$$\hat{\tilde{y}}(n) = y(n) - s(n) \quad (19)$$

$s(n)$ 为在操作过程中引入的误差, 式(19)展开为

$$\begin{aligned}
\hat{y}(n) &= y(n) - s(n) \\
&= y(n) - K \cdot F(y(n) - \tilde{y}(n)) \\
&= y(n) - K \cdot F(y(n) - (\lambda y(n) + m(n))) \\
&= y(n) - K \cdot F((1 - \lambda)y(n) - m(n)) \quad (20)
\end{aligned}$$

即

$$-s(n) = -K \cdot F((1 - \lambda)y(n) - m(n)) \quad (21)$$

$F(x)$ 为频域上的滤波处理, 式(21)简化为

$$s(n) = (1 - \lambda)y(n) - m(n) \quad (22)$$

噪声 $m(n)$ 为

$$m(n) = (1 - \lambda)\hat{y}(n) - s(n) \quad (23)$$

最终输出信号为

$$X_{\text{final}}(k) = \hat{Y}(k) - M(k) \quad (24)$$

$M(k)$ 是 $m(n)$ 在频域的表达形式。

### 3.3 基于CS的非线性失真恢复

在接收端, 将经过预处理得到的 $X_{\text{final}}(k)$ 作为输入信号, 则接收信号 $Y[k]$ 为

$$Y[k] = H[k]\hat{X}[k] + Q[k], \quad 0 \leq k \leq N - 1 \quad (25)$$

$H[k]$ 为频域信道响应,  $Q[k]$ 为均值为0, 方差为 $2\sigma^2$ 的加性白高斯噪声(AWGN)。假设信道响应已知, 完美解调同步, 经过迫零信道均衡后为

$$H^{-1}[k]Y[k] = \hat{X}[k] + R(k) \quad (26)$$

$R(k) = H^{-1}[k]Q[k]$ 。结合式(25)与式(26), 可得原始信号 $X[k]$ 的最大似然估计(Maximum Likelihood, ML)值, 即

$$\tilde{X}[k] = \underset{t \in \psi}{\operatorname{argmin}} |\lambda^{-1} H^{-1}(k)Y(k) - t| \quad (27)$$

$\psi$ 是信号星座集合。式(26)改为矩阵形式为

$$\mathbf{H}^{-1}\mathbf{Y} = \hat{\mathbf{X}} + \mathbf{H}^{-1}\mathbf{Q} \quad (28)$$

$\mathbf{H} = \operatorname{diag}(H)$ , 结合式(27)与式(28), 得

$$\mathbf{H}^{-1}\mathbf{Y} - \tilde{\mathbf{X}} = \mathbf{C} + \mathbf{H}^{-1}\mathbf{Q} + \mathbf{X} - \tilde{\mathbf{X}} \quad (29)$$

其中,  $\mathbf{C} = \mathbf{F}\mathbf{c}$ ,  $\mathbf{F}$ 为 $N \times N$ 单位离散傅里叶矩阵, 观测噪声 $\theta(k) = \mathbf{H}^{-1}\mathbf{Q} + \mathbf{X} - \tilde{\mathbf{X}}$ 。文献[3]给出 $\theta(k)$ 的MMSE估计值 $\hat{\theta}(k)$ 为

$$\hat{\theta} = \frac{|\mathbf{H}^{-1}|^2 \sigma^2}{|\mathbf{H}^{-1}| \sigma^2 + \sigma_D^2} (\mathbf{H}^{-1}\mathbf{Y} - \lambda \tilde{\mathbf{X}}) \quad (30)$$

观测矩阵可能受到噪声污染, 导致实验结果不准确, 需从 $N \times N$ 单位矩阵选 $M$ 行来组成可靠观测矩阵 $\mathbf{T}$ 。可靠观测矩阵 $\mathbf{T}$ 的行数 $M$ 为 $\xi$ 的数值大小。 $\xi$ 需满足

$$\xi = \left\{ k : |\hat{\theta}(k)|^2 < \mathbb{E} \left\{ |C(k)|^2 \right\} \right\} \quad (31)$$

可靠观测向量 $\tilde{\mathbf{Y}}$ 为

$$\begin{aligned}
\tilde{\mathbf{Y}} &= \mathbf{T}(\mathbf{H}^{-1}\mathbf{Y} - \tilde{\mathbf{X}}) = \mathbf{T}\mathbf{H}^{-1}\mathbf{Y} - \mathbf{T}\tilde{\mathbf{X}} \\
&= \mathbf{T}\mathbf{F}\mathbf{c} + \mathbf{T}(\mathbf{X} - \tilde{\mathbf{X}}) + \mathbf{T}\mathbf{H}^{-1}\mathbf{Q} \\
&= \mathbf{A}\mathbf{c} + \mathbf{T}(\mathbf{X} - \tilde{\mathbf{X}} + \mathbf{Q}) \\
&= \mathbf{A}\mathbf{c} + \boldsymbol{\eta} \quad (32)
\end{aligned}$$

$\mathbf{A} = \mathbf{T}\mathbf{F}$ ,  $\boldsymbol{\eta} = \mathbf{T}(\mathbf{X} - \tilde{\mathbf{X}} + \mathbf{Q})$ 。

为重构出非线性失真 $\mathbf{c}$ , 采取压缩感知重构算法中的正交匹配追踪算法(Orthogonal Matching Pursuit, OMP), 从可靠观测向量 $\tilde{\mathbf{Y}}$ 中恢复非线性失真 $\mathbf{c}$ 的近似值 $\hat{\mathbf{c}}$ ,  $\hat{\mathbf{c}}$ 的频域表示为 $\hat{\mathbf{C}} = \operatorname{FFT}(\hat{\mathbf{c}})$ , 使用OMP算法要求观测向量的维数大于一定的门限值 $M_{\min}$ 才能有效恢复信号, 即 $M > M_{\min}$ , 针对门限值的选择标准, 本文根据文献[3]所提门限值选择标准, 结合所选取的SSPA模型来验证所提门限值标准的适用性与正确性, 仿真结果表明,  $M_{\min}$ 标准为

$$M_{\min} = \min(C \cdot S \ln(N), 0.8N) \quad (33)$$

其中,  $C = 0.8$ ,  $S = N \sqrt{\frac{\pi}{3}} \gamma e^{-\gamma^2}$ 。将符号序列 $\mathbf{H}^{-1}\mathbf{Y}$ 与获得的 $\hat{\mathbf{C}}$ 相减, 可得最终的信号估计值为

$$X_d(k) = \underset{t \in \psi}{\operatorname{argmin}} \left| H^{-1}(k)Y(k) - \hat{C}(k) - t \right| \quad (34)$$

### 3.4 算法流程

综上所述, 改进后的非线性失真恢复算法流程为

1. 根据式(4)和式(10)确定削波比 $\gamma$ 及衰减因子 $\lambda$ ;
2. 利用式(19)求出接收信号 $\hat{y}(n)$ ;
3. 为减少削波干扰, 根据迭代噪声消除算法得到 $\hat{y}(n)$ , 并根据式(24)求出有用信号 $X_{\text{final}}(k)$ ;
4. 将泰勒展开处理后的信号 $X_{\text{final}}(k)$ 作为输入信号 $\hat{X}(k)$ , 利用式(27)求出 $X[k]$ 的最大似然估计值 $\tilde{X}[k]$ ;
5. 根据式(30)求出 $\theta(k)$ 的MMSE估计值 $\hat{\theta}(k)$ , 利用式(32)选取可靠观测向量 $\tilde{\mathbf{Y}}$ ;
6. 最终运用OMP算法求解出非线性失真 $\mathbf{c}$ 的近似值 $\hat{\mathbf{c}}$ , 对 $\hat{\mathbf{c}}$ 做FFT变换得 $\hat{\mathbf{C}}$ ;
7. 通过式(34)求得最终的信号估计值 $X_d(k)$ 。

### 3.5 复杂度分析

由于文献[5]中发射端模型与所提算法发射端模型相似, 故本文只需研究和分析接收部分的计算复杂度情况。针对本文所提算法的计算复杂度, 本文主要从预处理方法, OMP恢复算法及IFFT/FFT变换进行分析研究。在预处理方法中, 本文首先采用泰勒级数展开的方法, 其计算复杂度为 $O(N)$ ,  $N$ 为子载波数; 接着执行迭代削波噪声去除算法, 在此过程中, 执行了1次IFFT/FFT操作, 对OFDM信号进行1次IFFT/FFT变换所需的计算复杂度为 $N \log_2 N$ ,  $N$ 为子载波数; 随后执行OMP算法, 其计算复杂度为 $O(MN)$ , 最后对信号执行1次IFFT/FFT



操作求出最终的值。本文所提算法在接收端的计算复杂度大致可表示为 $O(N + MN + 2N\log_2 N)$ 。文献[5]所提算法首先在接收端进行HPA逆模型补偿器对信号进行补偿,其计算复杂度为 $O(N)$ ,在信号恢复时,采用了类似的CS恢复算法,所以文献[5]的计算复杂度可表示为 $O(N + MN + N\log_2 N)$ 。相较文献[5],本文所提算法在预处理阶段执行了频域噪声消除操作,额外引入了计算复杂度,接收端整体计算复杂度较高,但本文不需要发送端额外发送信息,减少了边带信息传输。而文献[5]所提算法需要发射端发送削波门限值这一额外边带信息,来唯一确定接收端的HPA逆模型补偿器的上门限值,增大了边带信息传输量。

## 4 仿真结果与分析

### 4.1 AWGN信道

为验证改进后的非线性失真恢复算法的有效性与其可行性,采取AWGN信道进行实验,利用仿真软件MATLAB对处于AWGN信道下的非线性失真恢复算法进行仿真,通过接收端的BER来判断所提算法性能。其中OFDM符号采用16QAM信号星座调制,子载波数目 $N = 1024$ ,过采样因子 $J = 4$ ,削波比 $\gamma = 5$  dB,IBO的值与削波比保持一致。

仿真结果如图2所示,图2详细描述了信噪比与BER之间的关系,比较了本文所提算法与文献[5]所提改进的HPA逆模型补偿算法在AWGN信道中不同削波比情况下的BER性能。其中,当系统处于低信噪比情况下,所提改进后的恢复算法和文献[5]HPA逆模型算法BER性能相差不大,此时信道噪声对信号解调的影响比较大,HPA逆模型对信道噪声比较敏感,进一步放大了非线性失真,在选取补偿门限值时误差范围较大,结果准确性较低,在较高信噪比情况下,HPA逆模型算法恢复系统BER性能稳定增加得较慢,而本文所提改进的非线性失真恢复算法首先进行预处理来降低削波引入的失真对解调的影响,利用基于泰勒级数展开的方法

减少削波干扰,随后利用削波噪声与HPA引入的非线性失真的共同特性,将削波噪声与非线性失真整体考虑,并选取受信道噪声干扰较小的观测矩阵,最小化信道噪声干扰。最后利用削波噪声在时域的近似稀疏性,采用CS算法恢复非线性失真。因此当信噪比逐渐升高时,两者的差距开始明显变化,所提算法有效地改善了系统的BER性能。当系统的信噪比为16 dB,发送端的削波比为3 dB, 4 dB, 5 dB时,文献[5]所提HPA逆模型补偿算法的BER分别为 $1.02 \times 10^{-3}$ ,  $2.62 \times 10^{-4}$ ,  $6.02 \times 10^{-5}$ ,而本文所提算法BER为 $5.13 \times 10^{-4}$ ,  $9.76 \times 10^{-5}$ ,  $2.92 \times 10^{-5}$ 。可知在对削波干扰进行预处理后,减少了接收端信号畸变,弱化了非线性失真对信号的干扰,为增加解调的正确率,接收端选用受信号畸变较小的观测向量来进行非线性失真恢复,最小化传输过程中所受到的影响,对改善BER性能有不错的效果。在考虑削波噪声与HPA引入的非线性失真情况下,当信噪比逐渐升高时,预处理过程降低削波干扰及减少非线性失真的效果逐渐明显,所提改进的非线性失真恢复算法对系统的BER性能有不错的提升。

### 4.2 瑞利衰落信道

本文所提算法与文献[5]所提算法在瑞利衰落信道下的性能效果如图3所示,图3详细对比了本文算法与文献[5]算法在不同削波比情况下的BER性能情况。在削波比为3 dB, 4 dB, 5 dB,信噪比为25 dB时,本文所提算法的BER为 $6.18 \times 10^{-3}$ ,  $3.06 \times 10^{-3}$ ,  $2.36 \times 10^{-3}$ ,文献[5]所提算法的BER为 $9.13 \times 10^{-3}$ ,  $3.81 \times 10^{-3}$ ,  $2.46 \times 10^{-3}$ 。可知在削波比为3 dB, 4 dB时,本文所提算法在瑞利衰落信道下的性能优于文献[5]所提算法的性能,但在削波比为5 dB时,本文算法BER较之文献[5]算法,BER下降了 $0.10 \times 10^{-3}$ ,性能较优。

## 5 结束语

本文在削波噪声与HPA引入的非线性失真间

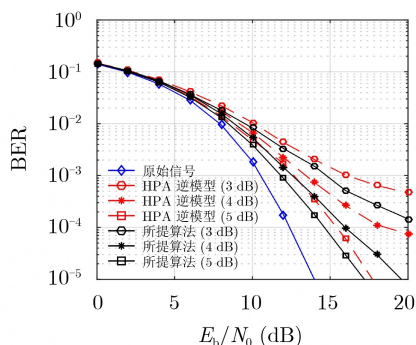


图2 AWGN信道中不同削波比下算法的BER性能

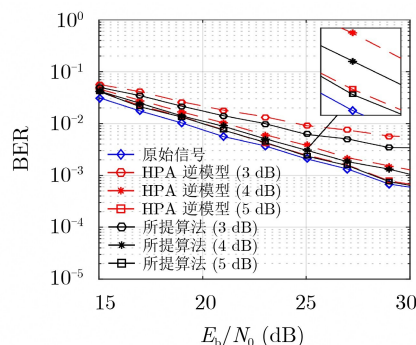


图3 瑞利衰落信道下算法的BER性能

题的基础上,提出改进的非线性失真恢复算法,采用基于泰勒级数展开的方法预处理接收信号,降低削波引入的信号干扰,减少接收信号受非线性失真影响,在处理非线性失真过程中,根据削波噪声与HPA引入的非线性失真的共同点来进行处理,减少解调的计算复杂度,并利用削波噪声在时域的稀疏性,采用CS算法恢复总的非线性失真信号。仿真结果表明,本文所提改进的非线性失真恢复算法可以有效抑制削波干扰,同时降低接收信号受到的非线性失真影响,提高了系统的BER性能。

### 参 考 文 献

- [1] AL-SAFADI E B and AL-NAFFOURI T Y. Peak reduction and clipping mitigation in OFDM by augmented compressive sensing[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2012, 60(7): 3834–3839. doi: [10.1109/TSP.2012.2193396](https://doi.org/10.1109/TSP.2012.2193396).
- [2] GHASSEMI A, GHASEMNEZAD H, and GULLIVER T. Compressive sensing based estimation of OFDM nonlinear distortion[C]. *Proceeding of 2014 IEEE International Conference on Communications*, Sydney, Australia, 2014: 5055–5059.
- [3] KIM K H, PARK H, NO J S, *et al.* Clipping noise cancelation for OFDM systems using reliable observations based on compressed sensing[J]. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 2015, 61(1): 111–118. doi: [10.1109/TBC.2014.2374222](https://doi.org/10.1109/TBC.2014.2374222).
- [4] YANG Lin, SONG Kun, SIU Y M. Iterative clipping noise recovery of OFDM signals based on compressed sensing[J]. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 2017, 63(4): 706–713. doi: [10.1109/TBC.2017.2669641](https://doi.org/10.1109/TBC.2017.2669641).
- [5] 杨霖, 何向东, 丁长文. OFDM系统中基于限幅和压缩感知的非线性失真补偿算法[J]. *电子学报*, 2016, 44(9): 2051–2056. doi: [10.3969/j.issn.0372-2112.2016.09.004](https://doi.org/10.3969/j.issn.0372-2112.2016.09.004).
- YANG Lin, HE Xiangdong, and DING Changwen. Compensation method for nonlinear distortion based on clipping and compressive sensing in OFDM system[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2016, 44(9): 2051–2056. doi: [10.3969/j.issn.0372-2112.2016.09.004](https://doi.org/10.3969/j.issn.0372-2112.2016.09.004).
- [6] CUI Gaofeng, WANG Cheng, and WANG Weidong. Iterative detection with amplitude-phase demodulator for dual-stream CE-OFDM[J]. *IEEE Communications Letters*, 2017, 21(9): 2001–2004. doi: [10.1109/LCOMM.2017.2706260](https://doi.org/10.1109/LCOMM.2017.2706260).
- 赵 辉: 女, 1980年生, 教授, 硕士生导师, 研究方向为信号与图像处理.
- 莫谨荣: 男, 1996年生, 硕士生, 研究方向为信号与图像处理、峰均比抑制、非线性失真恢复.
- 王 薇: 女, 1996年生, 硕士生, 研究方向为信号与图像处理、多载波调制技术.
- 孙振江: 男, 1992年生, 硕士生, 研究方向为协作智能技术研究.
- 张天骐: 男, 1971年生, 博士后, 教授, 研究方向为通信信号的调制解调、盲处理、语音信号处理、神经网络实现以及FPGA、VLSI实现.

责任编辑: 陈 倩