

OFDM 系统中基于压缩感知恢复由限幅和 HPA 产生的非线性失真研究

杨霖^{1,2}, 宋坤¹

(1. 电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室, 四川成都 611731;

2. 中国电子科技集团公司第五十四所通信网信信息传输与分发技术重点实验室, 河北石家庄 050081)

摘要: 正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)系统的主要缺点之一就是具有较高的峰均功率比(Peak to Average Power Ratio, PAPR),降低了功率放大器(High Power Amplifier, HPA)的工作效率,同时 HPA 引入的非线性失真,恶化了系统的误比特率(Bite Error Rate, BER)性能. 本文所提算法将限幅和 HPA 引入的非线性失真视为一个整体来考虑,利用与限幅噪声在时域上的近似稀疏性,对整个非线性过程进行建模. 发送端通过限幅降低了 OFDM 信号的 PAPR,在接收端,选取受噪声干扰小的可靠性观测向量,最小化信道噪声的影响,基于非线性模型计算得到的参数,利用压缩感知(Compressive Sensing, CS)算法能有效地恢复总的非线性失真信号,提升了系统的 BER 性能.

关键词: 正交频分复用; 峰均功率比; 限幅; 非线性失真恢复; 压缩感知

中图分类号: TN919.3 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2018)05-1078-06

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

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2018.05.008

Research on Recovery of Clipping and HPA Nonlinear Distortion Based on Compressive Sensing in OFDM Systems

YANG Lin^{1,2}, SONG Kun¹

(1. Key Laboratory of National Communication Technology, University of Electronic Science and Technology, Chengdu, Sichuan 611731, China;

2. Science and Technology on Information Transmission and Dissemination in Communication Networks Laboratory, The 54th Research Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Shijiazhuang, Hebei 050081, China)

Abstract: One of the main drawbacks in orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) systems is high peak to average power ratio (PAPR) which reduces the efficiency of high power amplifier (HPA), and the nonlinear distortion caused by HPA will degrade the bite error rate (BER) of the system. The proposed scheme of this paper considers the nonlinear distortion caused by clipping and HPA as a whole, and models the whole nonlinear process utilizing the sparsity in time domain similar to the clipping noise. The PAPR of OFDM signal is reduced by clipping at the transmitter, and for the receiver, reliable observations contaminated by less channel noise are selected to minimize the influence of channel noise, and compressive sensing (CS) algorithm is applied to effectively recover the total nonlinear distortion signal with the parameters calculated from the nonlinear model, which can improve the BER performance of the system.

Key words: orthogonal frequency division multiplexing (OFDM); peak to average power ratio (PAPR); clipping; nonlinear distortion recovery; compressive sensing (CS)

1 引言

正交频分复用(Orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)技术由于其对抗多径衰落的鲁棒性,高

的频谱效率和易于实现性而被广泛地应用于大量的无线通信系统中,例如 DAB, WiMAX, 3GPP LTE 和 IEEE 802.11 等. 然而, OFDM 信号较高的峰均功率比(peak-to-average power ratio, PAPR)会使得发送端的高功率放

大器(high power amplifier, HPA)进入饱和区,产生带内失真和带外辐射.带内的非线性失真会恶化系统的误比特率(bit error rate, BER)性能,带外辐射会干扰相邻信道的频谱.为了避免非线性失真,较高的 PAPR 要求 HPA 具有较大的线性动态范围,或者较大的输入回馈(input backoff, IBO),这样会降低 HPA 的工作效率.因此,为了降低 OFDM 信号的非线性失真,提升系统的 BER 性能,发送端的 PAPR 抑制技术和接收端的非线性失真恢复或消除技术一直以来都是研究的重点.

文献[1]中大量的 PAPR 抑制技术已经被提出来,这些 PAPR 抑制技术大体上可以划分为三大类:信号失真技术^[2,3],多信号和概率性技术^[4~6]和编码技术.其中,限幅^[7,8]是最简单的信号失真类技术.限幅引起的 OFDM 信号失真,可以称之为限幅噪声.为了提升系统的 BER 性能,一些消除限幅噪声的方法^[9,10]被提出,其中文献[9]在接收端重建限幅过程和迭代地对限幅后的信号进行最大似然估计(maximum likelihood, ML),再从原始接收信号中消去每次迭代产生的限幅失真,以这样的方式来重构发送端产生的限幅噪声.由于限幅只是消去 OFDM 信号一部分高幅度值的信号点,这样得到的限幅噪声在时域具有一定的稀疏性.随着稀疏信号处理研究理论的发展,压缩感知(compressed sensing, CS)^[11]技术使得稀疏信号可以从其压缩的观测向量值中恢复出来.因此,接收端基于 CS 的算法^[12~15]被提出,文献[12]中提出了基于预留空子载波和导频子载波的 CS 算法,预留空子载波降低了数据传输率,导频子载波易受到信道噪声的干扰从而会影响 CS 算法的恢复性能.文献[13]提出了改进 CS 算法,该算法选取接收信号数据中受信道噪声影响较小的子载波作为可靠性观测向量,克服了 CS 算法对于信道噪声的易损性,且不需要预留空子载波,不会降低数据传输率.但该算法只考虑了限幅方法的引入的非线性失真,没有考虑到 HPA 带来的非线性影响.而处理 HPA 非线性失真,最简单的方法就是增加输入回馈,使得 HPA 工作在线性区,但这会大大降低 HPA 的工作效率.另一方面,发送端采用 HPA 预失真方法即 HPA 线性化技术,或者接收端采用 HPA 非线性失真补偿技术,均可以有效地降低 HPA 带来的失真影响.文献[16]中提出了改进的基于 HPA 逆模型的非线性失真补偿算法,该方法根据限幅门限来确定 HPA 逆模型补偿器的门限,补偿 HPA 的非线性失真后再通过 CS 来抵消限幅引入的噪声影响.然而 HPA 逆模型补偿器本身就具有非线性,接收的信号会受到信号噪声的干扰,在经过 HPA 逆模型补偿器后能够有效恢复的原始非线性失真有限,因此该方法在较低信噪比未能有效地改善的系统 BER 性能.本文结合文献[13]中的 CS 恢复算法,同时考虑了

限幅和 HPA 引入的非线性失真,利用限幅和 HPA 引起的总的非线性失真在时域上具有一定的稀疏性,对整个非线性过程进行建模,再在接收端通过 CS 算法恢复总的非线性失真,提升系统的 BER 性能.

2 系统模型介绍

2.1 OFDM 和 PAPR

令 N 维向量 $\mathbf{X} = [X(0), X(1), \dots, X(N-1)]^T$ 表示一个 OFDM 符号序列,向量中的每个元素来自于 M 进制矩形 QAM 星座调制.在奈奎斯特率下采样得到的离散时间 OFDM 复信号可以表示为:

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

假设 $X(k)$ 是统计独立且同分布的,服从零均值和方差 $E[|X(k)|^2] = E[|x(n)|^2] = 2\sigma^2$,则由中心极限定理有:对于较大的子载波数 N , $x(n)$ 近似服从复高斯分布,其幅度服从瑞利分布. OFDM 信号序列的 PAPR 定义如下:

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

2.2 限幅和功率放大器

原始 OFDM 信号 $x(n)$ 经过限幅器后得到的限幅信号 $\bar{x}(n)$ 可以表示为:

$$\bar{x}(n) = \begin{cases} x(n), & |x(n)| \leq A \\ Ae^{j\angle x(n)}, & |x(n)| > A \end{cases} \quad (3)$$

其中 A 是由限幅率 γ 决定的限幅门限,限幅率 γ 定义为:

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

接着我们考虑将限幅后的信号 $\bar{x}(n)$ 通过 HPA 进行功率放大.一般而言,对 HPA 建模的常用方法是无记忆非线性模型.假设 HPA 的输入信号为:

$$x(n) = |x(n)| e^{j\angle x(n)} \quad (5)$$

则输出信号 $y(n)$ 可以表示为:

$$y(n) = G[|x(n)|] e^{j[\angle x(n) + P[|x(n)|]]} \quad (6)$$

其中 $G[|x(n)|]$, $P[|x(n)|]$ 分别是幅度/幅度(AM/AM)响应和幅度/相位(AM/PM)响应,表示了 HPA 对于输入信号的幅度和相位的非线性特性.这里我们选取常用的固态功率放大器(Solid State Power Amplifier, SSPA), Rapp 模型^[17]常用来模拟 SSPA 的非线性特征,限幅信号经过 SSPA 的输出响应如下:

$$\begin{cases} G[|\bar{x}(n)|] = g_0 |\bar{x}(n)| [1 + (|\bar{x}(n)|/x_{sat})^{2p}]^{-1/2p} \\ P[|\bar{x}(n)|] = 0, \end{cases} \quad (7)$$

则 SSPA 的输出信号可以表示成:

$$\hat{x}(n) = G[|\bar{x}(n)|]e^{j\angle\bar{x}(n)}. \quad (8)$$

其中 g_0 是放大器的增益, x_{sat} 是 SSPA 的最大饱和输入, p 是控制饱和区的 AM/AM 响应平滑度的因子. SSPA 的 AM/AM 特性曲线如图 1 所示, 这里放大器的增益 $g_0 = 1$, SSPA 的最大饱和输入 $x_{sat} = 1$, 可以看出当 $p \rightarrow \infty$ 时, AM/AM 特性曲线将会类似于软限幅器的非线性特性.

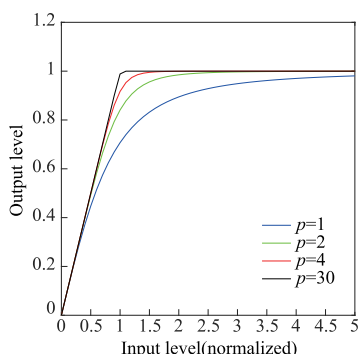


图1 不同 p 值的SSPA的AM/AM特性曲线

输入回馈 (IBO) 是描述了 HPA 工作点的重要系统参数, 其联系了 HPA 的饱和功率和输入信号的平均功率. 用 dB 形式表示, IBO 定义如下:

$$\begin{aligned} \text{IBO} &= 10\log_{10}\left(\frac{P_{sat}}{P_{in}}\right) \\ &= 10\log_{10}\left(\frac{x_{sat}^2}{E[|\bar{x}(n)|^2]}\right) \end{aligned} \quad (9)$$

其中 P_{sat} , P_{in} 分别表示 HPA 的最大输入饱和功率和输入信号的平均功率. 为了确保放大后的信号峰值不会超过 HPA 的饱和水平, 引入过多的非线性失真, IBO 至少应该等于 PAPR. 考虑到在奈奎斯特采样率下, 限幅后信号的 PAPR 接近于限幅预定的门限值. 因此考虑到 HPA 非线性的影响, 在之后的推导和仿真过程中 HPA 的输入回馈 (IBO) 均与当前预定的限幅率保持一致.

3 改进的非线性失真恢复算法

3.1 非线性失真的统计模型分析

从 HPA 的非线性特性曲线可以看出, 当平滑因子 $p \rightarrow \infty$ 时, AM/AM 特性曲线将会类似于软限幅器的非线性特性. 因此, HPA 引入的非线性失真在时域上具有类似于限幅噪声一样的稀疏特性. 在这里我们将限幅和 HPA 引入的非线性失真视为一个整体, 在 HPA 的 IBO 不小于当前输入信号的 PAPR 情况下, 限幅和 HPA 两者引入的总的非线性失真在时域上可以近似地看作是稀疏的. 在只对 OFDM 信号进行限幅的情况下, 限幅率的大小决定了限幅噪声稀疏度的水平, 限幅率越低, 非零元素个数越多, 稀疏水平越低. 在奈奎斯特采样率下,

若只考虑限幅的影响, 限幅噪声非零元素的平均个数满足 $N \cdot e^{-\gamma^2}$ [13]. 由于 HPA 引入了新的失真, 总的非线性失真在时域上非零元素的个数大于 $N \cdot e^{-\gamma^2}$, 其非零元素的个数不仅与限幅率有关, 还与 HPA 的平滑因子 p 和输入回馈 (IBO) 有关. 然而在整个过程中, 限幅引入的非线性失真占主导地位, 因此在接收端采用 CS 算法恢复失真信号时, 不需要准确地恢复出失真信号的所有非零元素值. 从后面的仿真结果可以看出, 采用 $N \cdot e^{-\gamma^2}$ 去近似量化总的失真信号的稀疏性, 仍然能够有效地提升系统的 BER 性能.

由于对于较大的子载波数 N , 输入信号 $x(n)$ 近似服从于复高斯分布. 根据 Bussgang 理论, 我们将经过限幅和 HPA 后的输出信号表示成不相关的两部分 [18], 即:

$$\begin{aligned} \hat{x}(n) &= x(n) + c(n) = Kx(n) + d(n), \quad (10) \\ n &= 0, 1, \dots, N-1 \end{aligned}$$

其中 $c(n)$ 表示为限幅和 HPA 引入的总的非线性失真在时域的表现形式, K 表示 $x(n)$ 信号的线性衰减因子, $d(n)$ 是与 $x(n)$ 无关的失真项, 服从 $E[d(n)] = 0$ 和 $E[d(n)x^*(n)] = 0$. 式 (10) 在频域的形式可以写作:

$$\begin{aligned} \hat{X}(k) &= X(k) + C(k) = KX(k) + D(k), \\ k &= 0, 1, \dots, n-1 \end{aligned} \quad (11)$$

线性衰减因子 K 可以由下面的推导得到:

$$\begin{aligned} K &= \frac{E[\hat{x}(n)x^*(n)]}{E[|x(n)|^2]} = \frac{E[G[|\bar{x}(n)|] \cdot |x(n)|]}{2\sigma^2} \\ &= \frac{1}{2\sigma^2} \int_0^A sG[s]\rho_x(s)ds + \frac{G[A]}{2\sigma^2} \int_A^\infty s\rho_x(s)ds \\ &= \frac{1}{2\sigma^2} \int_0^{\sqrt{\gamma \cdot 2\sigma^2}} sG[s]\rho_x(s)ds \\ &\quad + \frac{G[\sqrt{\gamma \cdot 2\sigma^2}]}{2\sigma^2} \int_{\sqrt{\gamma \cdot 2\sigma^2}}^\infty s\rho_x(s)ds \end{aligned} \quad (12)$$

其中 s 为信号的包络 $|x(n)|$, $\rho_x(s)$ 为信号包络 $|x(n)|$ 的概率密度函数 (PDF), 服从瑞利分布对于较大的 N 值, 其表示如下:

$$\rho_x(s) = \frac{s}{\sigma^2} e^{-\frac{s^2}{2\sigma^2}} \quad (13)$$

输出信号 $\hat{x}(n)$ 的平均功率 $E[|\hat{x}(n)|^2]$ 由下面的推导可以计算得到:

$$\begin{aligned} E[|\hat{x}(n)|^2] &= E[|\hat{X}(k)|^2] = E[G^2[|\bar{x}(n)|]] \\ &= \int_0^A G^2[s]\rho_x(s)ds + G^2[A] \int_A^\infty \rho_x(s)ds \\ &= \int_0^{\sqrt{\gamma \cdot 2\sigma^2}} G^2[s]\rho_x(s)ds \\ &\quad + G^2[\sqrt{\gamma \cdot 2\sigma^2}] \int_{\sqrt{\gamma \cdot 2\sigma^2}}^\infty \rho_x(s)ds \end{aligned} \quad (14)$$

结合式 (12), (13) 和 (14) 我们可以计算得到失真

项 $d(n)$ 的功率 $2\sigma_d^2$, 推导如下:

$$\begin{aligned} 2\sigma_d^2 &= E[|\hat{X}(k)|^2] - |K|^2 \cdot 2\sigma^2 \\ &= \int_0^{\sqrt{\gamma \cdot 2\sigma^2}} G^2[s] \rho_x(s) ds \\ &\quad + G^2[\sqrt{\gamma \cdot 2\sigma^2}] \int_{\sqrt{\gamma \cdot 2\sigma^2}}^{\infty} \rho_x(s) ds - |K|^2 \cdot 2\sigma^2 \end{aligned} \quad (15)$$

再结合式(15), 可以得到总的非线性失真 $C(k)$ 的方差 $E[|C(k)|^2]$, 推导如下:

$$E[|C(k)|^2] = (K-1)^2 E[|X(k)|^2] + 2\sigma_d^2 \quad (16)$$

从以上的推导结果可以看出, 线性衰减因子 K , $E[|\hat{X}(k)|^2]$, $2\sigma_d^2$ 和 $E[|C(k)|^2]$ 的值的计算取决于限幅率的大小和 SSPA 的模型参数. 因此, 在限幅率和 HPA 的模型已确定的情况下, 线性衰减因子 K , $E[|\hat{X}(k)|^2]$, $2\sigma_d^2$ 和 $E[|C(k)|^2]$ 的值均可以提前计算好存储起来.

3.2 基于 CS 的非线性失真信号恢复

在接收端, 接收信号 $y(n)$ 经快速傅里叶变换 (FFT) 后在频域可以表示为:

$$Y(k) = H(k)\hat{X}(k) + W(k), \quad (17)$$

$$k = 0, 1, \dots, N-1$$

其中 $H(k)$ 表示频域信道响应, $W(k)$ 表示加性高斯白噪声 (AWGN) 且方差为 $2\sigma_w^2$. 在信道响应已知和准确同步的前提下, 采用迫零信道量化后可以得到:

$$H^{-1}(k)Y(k) = \hat{X}(k) + H^{-1}(k)W(k) \quad (18)$$

将式(11)代入式(18), 我们可以得到原始信号 $X(k)$ 的最大似然估计值 (Maximum likelihood, ML), 即:

$$X_e(k) = \underset{s \in Q}{\operatorname{argmin}} |K^{-1}H^{-1}(k)Y(k) - s| \quad (19)$$

其中 Q 表示信号星座点集合.

从式(18)中减去式(19)结合式(11), 写成矩阵形式, 我们可以得到:

$$H^{-1}Y - X_e = C + X - \hat{X} + H^{-1}W \quad (20)$$

令 $\theta = X - \hat{X} + H^{-1}W$ 即观测噪声项, 基于文献[13]中给出 θ 的 MMSE 估计值 $\hat{\theta}$, 结合上面的推导结果, $\hat{\theta}$ 可以改写成如下的形式:

$$\hat{\theta} = \frac{2H^{-1}\sigma^2}{2|H^{-1}|^2\sigma^2 + 2\sigma_d^2} (H^{-1}Y - KX_e) \quad (21)$$

接着选取观测噪声水平小于失真信号 c 的平均功率的可靠性观测值, 选取的标准如下:

$$\mathcal{R} = \{k; |\hat{\theta}(k)|^2 < E[|C(k)|^2]\} \quad (22)$$

如果 \mathcal{R} 的基数是 M , 则从单位矩阵 I_N 选择对应的 M 行组成选取矩阵 S . 接着由选取矩阵 S 得到观测向量 \tilde{Y} 和观测矩阵 V :

$$\begin{aligned} \tilde{Y} &= S(H^{-1}Y - X_e) = S(Fc + X - \hat{X} + H^{-1}W) \\ &= Vc + S(X - \hat{X} + H^{-1}W) \end{aligned} \quad (23)$$

其中 $C = Fc$, $V = SF$, F 是 $N \times N$ 维的单位离散傅

里叶变换矩阵. 通过使用正交匹配算法 (Orthogonal Matching Pursuit, OMP), 我们可以从可靠性的观测向量 \tilde{Y} 中恢复出总的失真信号 c , 恢复出的信号记为 \hat{c} , 频域上有 $\hat{C} = F\hat{c}$. 将恢复出的失真信号 \hat{C} 从接收到的 $H^{-1}Y$ 中减去, 可以得到最终的信号估计值为:

$$X_{ef}(k) = \underset{s \in Q}{\operatorname{argmin}} |H^{-1}(k)Y(k) - \hat{C}(k) - s| \quad (24)$$

考虑到正交匹配算法 (OMP)^[19] 对于稀疏信号的恢复性能, 选取的观测向量的维数在超过一定的门限值 M_{\min} 才能有效地恢复出稀疏失真信号. 因此, 考虑到总的失真信号的近似稀疏性, 结合文献[13]中选取的门限, 这里我们将 M_{\min} 修改为:

$$M_{\min} = \min(N \cdot e^{-\gamma^2} \cdot \ln N, 0.8N) \quad (25)$$

3.3 计算复杂度分析

由于在限幅率和 HPA 的模型已确定的情况下, 线性衰减因子 K , $E[|\hat{X}(k)|^2]$, $2\sigma_d^2$ 和 $E[|C(k)|^2]$ 的值均可以提前计算好存储起来, 因此, 在接收端我们主要考虑求解式(23)的 CS 问题和执行 IFFT/FFT 操作两部分的计算复杂度. 采用 OMP 算法来恢复式(23)中的稀疏信号的计算复杂度为 $O(KMN)$ ^[20], 执行一次 IFFT/FFT 相应的计算复杂度为 $O(N \log_2 N)$, 因此, 接收端整个过程的总的复杂度大致可以表示成 $O(KMN + N \log_2 N)$. 再者, 对于文献[16]中提出的 HPA 逆模型失真补偿算法而言, 除了要求解类似的 CS 恢复问题和执行同样的 IFFT/FFT 操作外, 为了消除 HPA 带来的非线性失真, 接收信号需要先经过 HPA 失真补偿逆模型, 从而增加了额外的计算复杂度. 因此, 所提算法相比于文献[16]的算法而言, 都是基于 CS 恢复稀疏失真信号, 不需要额外引入 HPA 失真补偿模型, 从而降低了计算的复杂度.

4 仿真结果与分析

为了验证所提改进非线性失真恢复算法的有效性, 我们仿真了在 AWGN 和瑞利衰落信道下, 不同的限幅率时算法的 BER 性能. OFDM 符号的子载波 $N = 256$, 采用 16QAM 星座调制. SSPA 的平滑因子 $p = 2$, 放大器增益 $g_0 = 1$, IBO 的值与当前的限幅率 γ 保持一致.

4.1 AWGN 信道

图 2 比较了高斯信道中不同限幅率下所提算法与文献[16]中算法的 BER 性能, 如图所示, 本文所提的算法的 BER 性能均优于文献[16]中的 HPA 逆模型失真补偿算法. 在低信噪比下, 信道噪声对于 HPA 逆模型失真补偿算法影响比较大, 对应选取的补偿上门限未能达到最佳值, 感知准确度较低, 因此只有在较高的信噪比下, 该算法才能有效地提升系统的 BER 性能. 而本文所提算法将限幅和 HPA 引入的非线性失真统一起来考虑, 利用总的非线性失真信号在时域上的近似稀疏性,

接收端选取受信道噪声较小的可靠性观测值,最小化了信道噪声的影响,因此在中等的信噪比(6-8dB)段,所提算法已经能够有效地提升系统的 BER 性能,而 HPA 逆模型失真补偿算法在 10dB 时才开始起作用. 在信噪比为 16dB 时,当发送端的限幅率分别为 3dB,4dB 和 5dB 时,文献[16]中的算法的 BER 分别为 2.79×10^{-3} , 2.16×10^{-4} 和 6.99×10^{-5} ;而本文所提算法的 BER 分别为 7.17×10^{-4} , 1.07×10^{-4} 和 3.17×10^{-5} . 由此可知,在考虑的 HPA 影响的情况下,本文基于限幅和 HPA 总的非线性失真信号的恢复算法,可以获得较优的 BER 性能. 此外,可以看出,在限幅率较低时,所提算法对于 BER 性能的提升较为明显.

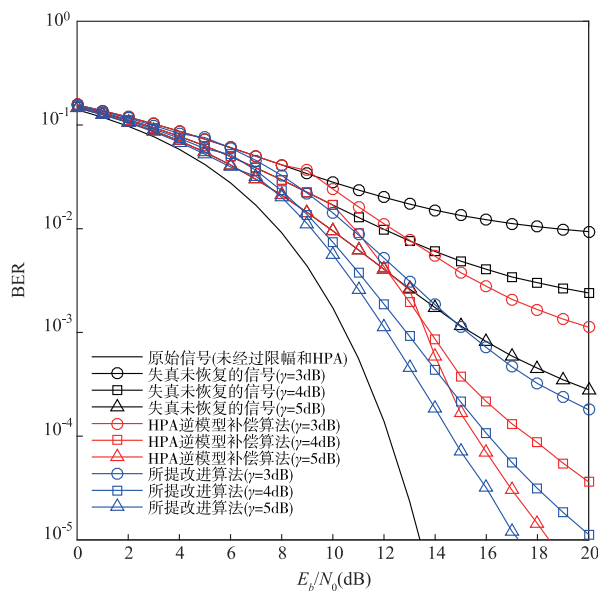


图2 AWGN信道中不同限幅率下算法的BER性能

4.2 瑞利衰落信道

图3比较了瑞利衰落中不同限幅率下所提算法与文献[16]中算法的 BER 性能,如图所示,当信噪比为 25dB 时,当发送端的限幅率分别为 3dB,4dB 时,文献[16]中的算法的 BER 分别为 3.064×10^{-3} , 1.764×10^{-3} ,而本文所提算法的 BER 分别为和 1.961×10^{-3} , 1.673×10^{-3} 相比之下,所提算法的 BER 分别降低了 1.103×10^{-3} , 0.091×10^{-3} ;尤其在低限幅率时,所提算法能明显改善系统的 BER 性能.

5 总结

本文在仅有限幅噪声的基础上,将限幅和 HPA 引入的非线性失真视为一个整体来考虑,利用与限幅噪声在时域上类似的稀疏性,对整个非线性过程建立模型来进行计算. 发送端通过限幅降低了 OFDM 信号的 PAPR,提高了 HPA 的工作效率,而在接收端,不需要额外地引入补偿器来补偿 HPA 的非线性失真,降低了接

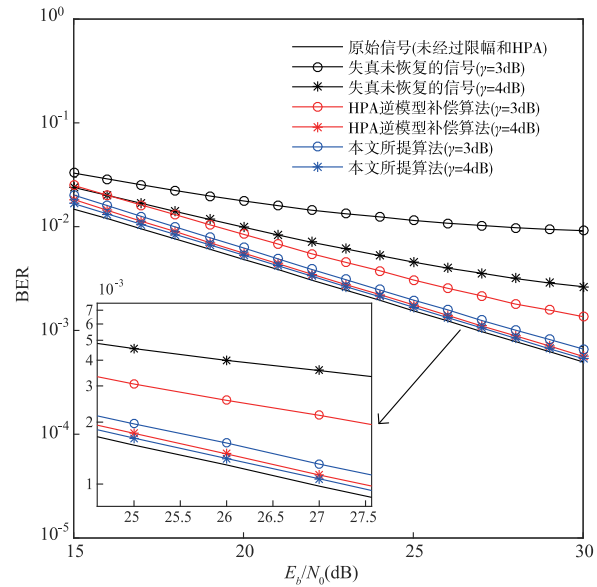


图3 瑞利信道中不同限幅率下算法的BER性能

收端的计算复杂度,只需要对整个非线性模型的参数重新进行计算,选取受噪声干扰小的可靠性观测向量,最小化了信道噪声的影响,利用 CS 算法有效地恢复了总的非线性失真信号,提高了系统的 BER 性能.

参考文献

- [1] Rahmatallah B, Mohan S. Peak-to-average power ratio reduction in OFDM system; a survey and taxonomy [J]. IEEE Communications Surveys and Tutorials, 2013, 15(4): 1567-1592.
- [2] Vangala S K, Anuradha S. Analysis and comparison of clipping techniques for OFDM/OQAM peak-to-average power ratio reduction [A]. Proceedings of the International Conference on Applied and Theoretical Computing and Communication Technology [C]. Davangere: BIET, 2015. 791-795.
- [3] Mazahir S, Sheikh S A. On companding schemes for PAPR reduction in OFDM systems employing higher order QAM [J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2016, 64(3): 716-726.
- [4] Lee K-S, et al. Low-complexity PTS schemes using OFDM signal rotation and pre-exclusion of phase rotating vectors [J]. IET Communications, 2016, 10(5): 540-547.
- [5] Wang S-H, Lee K-C, Li C-P. A low-complexity architecture for papr reduction in OFDM systems with near-optimal performance [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(1): 169-179.
- [6] 杨霖, 胡武君, 何向东. SFBC MIMO-OFDM 系统中基于循环移位和盲检测的低复杂度 SLM 算法 [J]. 电子学报, 2015, 43(8): 1637-1641.

- YANG Lin, HU Wu-jun, HE Xiang-dong. Low complexity SLM algorithm based on cyclic shift and blind detection in SFBC MIMO-OFDM system [J]. Acta Electronica Sinica, 2015, 43(8): 1637 - 1641. (in Chinese)
- [7] Mhatre K P, Khot U P. The combined scheme of selective mapping and clipping for PAPR reduction of OFDM [A]. Proceedings of 3rd International Conference on Computing for Sustainable Global Development [C]. New Delhi: BVI-CAM, 2016. 1448 - 1452.
- [8] Wu Y, Wang J. Maximum PAPR reduction by combining optimum SLM with clipping [A]. Proceedings of 10th International Symposium on Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing [C]. Prague: IEEE, 2016. 1 - 5.
- [9] Chen H, Haimovich A M. Iterative estimation and cancellation of clipping noise for OFDM signals [J]. IEEE Communications Letters, 2003, 7(7): 305 - 307.
- [10] Cheng G, Lv Q, Li S, et al. Reduction of the clipping noise for OFDM/OQAM system [J]. Communications and Network, 2013, 5(03): 394.
- [11] Donoho D L. Compressed sensing [J]. IEEE Transactions on information theory, 2006, 52(4): 1289 - 1306.
- [12] Ghassemi A, Ghasemnezad H, Gulliver T A. Compressive sensing based estimation of OFDM nonlinear distortion [A]. Proceedings of IEEE International Conference on Communications [C]. Sydney: Academic Press, 2014. 5055 - 5059.
- [13] Kim K H, Park H, No J S, et al. Clipping noise cancellation for OFDM systems using reliable observations based on compressed sensing [J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2015, 61(1): 111 - 118.
- [14] Yang F, Gao J, Liu S, et al. Clipping noise elimination for OFDM systems by compressed sensing with partially aware support [J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2017, 63(1): 103 - 110.
- [15] Azizipour M J, Mohamed-pour K. Modified compressive sensing reconstruction algorithm for clipping noise estimation in OFDM systems [A]. Proceedings of 24th Iranian Conference on Electrical Engineering [C]. Shiraz: IEEE, 2016. 224 - 228.
- [16] 杨霖, 何向东. 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.
- YANG Lin, HE Xiang-dong. Compensation method for nonlinear distortion based on clipping and compressive sensing in OFDM system [J]. Acta Electronica Sinica, 2016, 44(9): 2051 - 2056. (in Chinese)
- [17] Rapp C. Effects of HPA-nonlinearity on a 4-DPSK/OFDM-signal for a digital sound broadcasting signal [A]. Proceedings of Second European Conference on Satellite Communications (ECSC-2) [C]. Liège: ESA, 1991. 179 - 184.
- [18] Banelli P, Cacopardi S. Theoretical analysis and performance of OFDM signals in nonlinear AWGN channels [J]. IEEE Transactions on Communications, 2000, 48(3): 430 - 441.
- [19] Tropp J A, Gilbert A C. Signal recovery from random measurements via orthogonal matching pursuit [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2007, 53(12): 4655 - 4666.
- [20] Wang J, Kwon S, Shim B. Generalized orthogonal matching pursuit [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2012, 60(12): 6202 - 6216.

作者简介



杨霖 男, 1977 年生于四川宜宾, 现为电子科技大学通信抗干扰技术国家级实验室副教授. 主要研究方向为 OFDM 系统中多用户检测和功率控制、OFDM 系统 PAPR 抑制技术等.

E-mail: eelyang@uestc.edu.cn



宋坤(通信作者) 男, 1992 年生于四川省南部县, 现为电子科技大学通信抗干扰技术国家级实验室硕士研究生. 主要研究方向为现代移动通信中的信号处理、OFDM 信号的峰均功率比抑制、非线性信号的失真恢复等.

E-mail: 1005783201@qq.com