

抑制 LOFDM 系统 PAPR 非线性压扩变换算法

彭斯明¹, 沈越泓¹, 袁志钢¹, 苗誉威², 简伟¹

(1. 解放军理工大学 通信工程学院, 江苏 南京 210007; 2. 济南军区通信网络技术管理中心, 山东 济南 250002)

摘要: 针对网格正交频分复用(LOFDM, lattice OFDM)系统具有较传统 OFDM 系统更高峰均功率比(PAPR, peak-to-average power ratio)的问题, 在将传统非线性压扩变换应用于 LOFDM 系统的同时研究并分析了一种新的基于原信号统计分布特性的连续可导非线性压扩算法。该算法从原信号的渐进高斯分布特性出发并对原信号的幅度分布函数进行截断逼近, 在保持平均功率不变的条件下, 将压扩后的信号限制在与原信号分布特性一致的特定范围内, 使压扩后的信号在保持其原有分布特性的同时, 能更大程度改善系统 PAPR 和误比特(BER, bit error ratio)性能。理论分析和仿真实验表明, 所提出的算法性能要显著优于传统非线性压扩算法。

关键词: 网格正交频分复用; 峰均功率比; 非线性压扩变换; 概率分布函数

中图分类号: TN919.72

文献标识码: A

Nonlinear companding transform for PAPR reduction in lattice-OFDM system

PENG Si-ming¹, SHEN Yue-hong¹, YUAN Zhi-gang¹, MIAO Yu-wei², JIAN Wei¹

(1. College of Communications Engineering, PLA University of Science and Technology, Nanjing 210007, China;

(2. Communication Network Technique Management Centre of Jinan Ministry Region, Jinan 250002, China)

Abstract: Since the inherent higher peak-to-average power ratio (PAPR) in lattice OFDM (LOFDM) is higher than that of conventional OFDM systems, a novel continuous and differentiable nonlinear companding scheme is investigated and analyzed when employing the conventional companding transforms. By making full use of the characteristic of the Gaussian-distributed original signals and employing a truncation to the distribution function of the original signals, the companded signals can be restricted in a specific region which consists with the distribution of original signals. Therefore, the companded signals can not only achieve an improved PAPR and bit error ratio (BER) performance but also maintain the statistical characteristics of the original signals. Theoretical analysis and simulation results demonstrate that the proposed scheme substantially outperforms the conventional nonlinear companding schemes.

Key words: lattice OFDM; peak-to-average power ratio; nonlinear companding transform; probability distribution function

1 引言

随着通信网格化、宽带化的高速发展, 人们对数据传输能力和实时性的要求也不断提高。多载波传输技术以其高效的并行传输能力、天然的抗多径干扰性能和简单的信道均衡等优势成为现代宽

带无线通信的核心技术, 并广泛用于宽带数字无线广播、4G 移动通信等业务中。但另一方面, 并行多载波系统自身固有的峰均功率比(PAPR, peak-to-average power ratio)却严重限制了发端信号功率。如何充分发挥多载波并行传输的优势, 同时有效抑制系统的 PAPR 就成为研究的焦点问题。

收稿日期: 2013-12-25; 修回日期: 2014-03-14

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(60772083, 61201242); 江苏省自然科学基金资助项目(BK2012057); 解放军理工大学预研基金资助项目(KYTYZLXY1208)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (60772083, 61201242); The Natural Science Foundation of Jiangsu Province (BK2012057); The Pre-research Foundation of PLA University of Science and Technology(KYTYZLXY1208)

目前, 针对多载波系统中的 PAPR 问题的处理方法大致可以分为 2 类^[1], 即频域变换法和时域变换法。频域变换法是在信号经过快速傅里叶变换 (FFT, fast Fourier transform) 之前进行处理, 典型方法有编码^[2]、部分传输序列^[3]、选择性映射^[4]、单音保留^[5]等, 但是由于这些方法复杂度较高, 所以并不适合实时性要求高的高速数据传输系统。时域变换法即在信号经过 FFT 之后进行处理, 典型的有限幅和滤波^[6]、压扩变换^[7~13]等, 这些方法虽然在一定程度上破坏了子载波之间的正交性, 但是由于其简单、有效、复杂度低的特点, 所以相比之下更适合实时性要求较高的宽带数据传输。而压扩变换因具有较限幅和滤波技术更好的误比特率 (BER, bit error ratio) 性能, 成为目前国内外的研究热点^[5~15]。

虽然非线性压扩变化具有广泛的适用性, 但是由于其在改善系统 PAPR 的同时往往伴随着 BER 性能的损失, 所以如何既有效降低系统 PAPR 同时保持较低的误码率成为非线性压扩变换的一个难点问题。目前的非线性压扩变换方法主要侧重于通过直接设计压扩后信号的概率密度函数 (PDF, probability density function) 来得到非线性压扩函数, 例如, 指数压扩 (EC, exponential companding)^[10], 梯形压扩 (TC, trapezium companding)^[11] 和分段压扩 (PC, piecewise companding)^[7~14] 等。虽然随着分段数增加会减小信号畸变程度从而使系统 PAPR 和 BER 性能得到进一步改善, 但是压扩函数的形式也会更为复杂并且计算复杂度也会随之提高。最近, PENG S^[15] 等利用多载波信号的分布特点提出了一种简单的充分利用原信号分布特性的非线性压扩变换算法, 但是该方法仅给出了基本的 PAPR 和压扩失真性能, 对于实际高功率放大器 (HPA, high power amplifier) 模型和不同信道条件下的系统性能并没有进行深入分析。

针对以上问题, 本文在研究网格正交频分复用系统 (LOFDM, lattice OFDM)^[16~18] PAPR 问题的基础上, 提出并分析了一种新的 PAPR 抑制非线性压扩变换算法。该算法特点可归结如下。

1) 不同于传统分段压扩算法^[5~7, 11~14], 本文算法中的 PDF 是一个逼近原信号分布的连续可导凸函数。

2) 该算法从原信号的渐进高斯分布特性出发, 通过对其幅度分布函数进行截断逼近, 从而简单易行。

3) 该方法具有充分的设计灵活性, 可以更为方便地对压扩参数进行优化。

4) 该方法不仅适用于 LOFDM, 对于一般的多载波系统同样具有借鉴意义。

2 LOFDM 系统模型及 PAPR 问题

LOFDM 系统通过在多个并行的正交子信道上来传输数据符号, 但是不同于传统的 OFDM 及脉冲成形 OFDM (PS-OFDM), 其各个子信道上符号的发送时刻并不是完全对称的。通常, 奇偶序号的子信道上符号的发送时刻会错开一个符号周期^[16], 图 1 给出了一个典型的 LOFDM 系统原理。

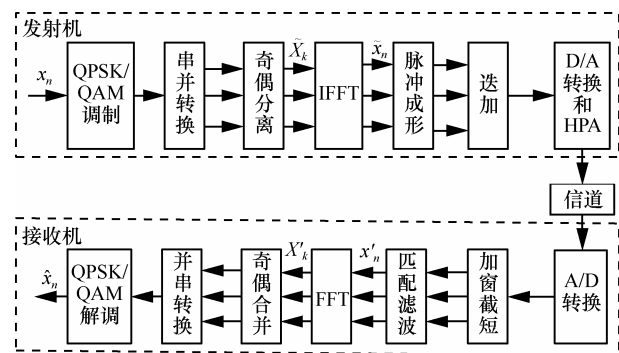


图 1 LOFDM 系统原理

含有 N 个子载波系统的等效低通信号可表示为

$$\begin{aligned} x(n) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=0}^{N-1} X_{k,l} \varphi_{k,l}(n) \\ &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=0}^{N/2-1} (X_{k,2l} \varphi_{k,l}(n-kM) e^{j2\pi n 2lN/L_g} + \\ &\quad X_{k,2l+1} \varphi_{k,l}(n-(k+1/2)M) e^{j2\pi n(2l+1)N/L_g}) \end{aligned} \quad (1)$$

其中, N 是子信道个数, M 是符号周期。系统的频谱利用率为 $\rho = N/M$, $\varphi(n), n \in [0, L_g - 1]$ 是长度为 L_g 的成形滤波器, $X_{k,l}$ 是待发送数据。

由式(1)知, LOFDM 信号可以通过 FFT 实现, 此时输出的 LOFDM 信号可表示为

$$\begin{aligned} x(n) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=0}^{N/2-1} (X_{k,2l} \varphi_{k,l}(n-kM) e^{j2\pi n 2lN/L_g} + \\ &\quad X_{k,2l+1} \varphi_{k,l}(n-(k+1/2)M) e^{j2\pi n(2l+1)N/L_g}) \\ &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=0}^{N/2-1} X_{k,2l} \varphi_{k,l}(n-kM) e^{j2\pi n 2lN/L_g} + \\ &\quad \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=0}^{N/2-1} X_{k,2l+1} \varphi_{k,l}(n-(k+1/2)M) e^{j2\pi n(2l+1)N/L_g} \end{aligned}$$

$$= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \left[\underbrace{\left(\sum_{l=0}^{N/2-1} X_{k,2l} e^{j2\pi n 2l N / L_{\phi}} \right)}_{\text{IFFT}} \varphi_{k,l}(n - kM) \right] + \sum_{k=-\infty}^{\infty} \left[\underbrace{\left(\sum_{l=0}^{N/2-1} X_{k,2l+1} e^{j2\pi n (2l+1) N / L_{\phi}} \right)}_{\text{IFFT}} \varphi_{k,l}(n - (k + 1/2)M) \right] \quad (2)$$

通常，将 LOFDM 系统一个符号周期内信号功率的最大值与平均功率之比定义为信号的 PAPR，其离散形式为

$$PAPR = 10 \lg \frac{\max_{1 \leq n \leq LN} [|x_n|^2]}{E[|x_n|^2]} \text{dB} \quad (3)$$

其中， $|\cdot|$ 表示取信号幅值， $E[\cdot]$ 表示取期望， L 为过采样因子。

假设输入数据是独立同分布的，由式(2)可知，根据中心极限定理，当子载波个数足够大（如 $N \geq 64$ ）时，样值 x_n 的实部和虚部满足均值为 0 的复高斯分布，幅度满足瑞利分布，故其概率密度函数为

$$f_{|x_n|}(x) = \frac{2x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{\sigma^2}}, x \geq 0 \quad (4)$$

其中，方差 $\sigma^2 = E[|X_k|^2]/2$ 。则 x_n 的累积分布函数 (CDF, cumulative distribution function) 为

$$F_{|x_n|}(x) = \text{Prob}\{|x_n| \leq x\} = \int_0^x \frac{2y}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{y^2}{\sigma^2}\right) dy = 1 - \exp\left(-\frac{x^2}{\sigma^2}\right), x \geq 0 \quad (5)$$

此外，实际中通常使用互补累积分布函数 (CCDF, complementary cumulative distribution function) 来描述系统 PAPR 的统计分布特性，它表示信号的峰均比超过某个门限值的概率，即

$$CCDF(PAPR_0) = \text{Pr}\{PAPR > PAPR_0\} \quad (6)$$

其中， $PAPR_0$ 为相应的 PAPR 门限。

图 2 给出了的 LOFDM 和 OFDM 系统 PAPR 性能对比情况。由图 2 可见，虽然 LOFDM 系统具有较好的抗干扰性能，但是其却面临更高的 PAPR。因此应更加关注 LOFDM 系统中的 PAPR 问题。

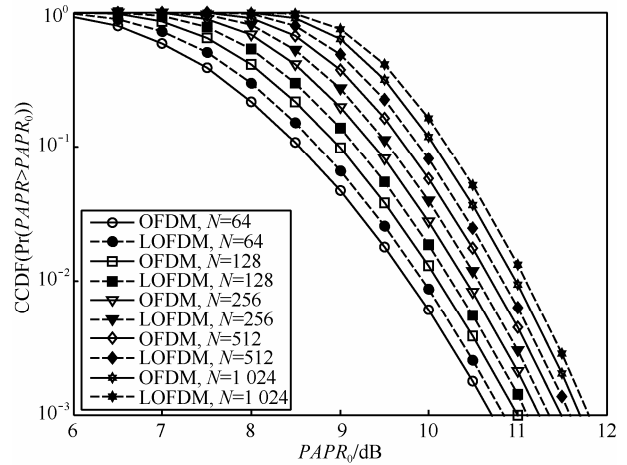


图 2 LOFDM 和 OFDM 系统 PAPR 性能比较

3 算法设计

令 $h(\cdot)$ 表示本文中基本的压扩变换函数，它只改变输入信号的幅值而不改变其相位值。 x_n 为原 LOFDM 信号， y_n 为经压扩变换后的信号，则压扩后的信号可以表示为

$$y_n = h(x_n) \quad (7)$$

由式(4)可知，原信号幅度是服从瑞利分布的，为了保证压扩后各子载波之间的正交性尽量不被破坏，以及压扩函数的简洁性，这里，对其分布函数进行截断处理，即让压扩后的信号幅度限制在于原信号分布特性一致的范围之内，则压扩后信号的 PDF 为

$$f_{|y_n|}(x) = \beta \frac{2x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{\sigma^2}\right), 0 \leq x \leq A \quad (8)$$

其中， A 为 LOFDM 信号分布函数的截止点（也即压扩后信号最大幅值）， β 为一个常数，以保证压扩变换后信号的连续分布特性。根据累积分布函数的定义，即 $\int_0^A f_{|y_n|}(x) dx = 1$ ，有 $\beta = 1/\left[1 - \exp(-A^2/\sigma^2)\right]$ 。

为了由期望压扩信号分布特性推导出相应的压扩变换函数，首先由式 (8) 可得压扩信号 y_n 的累积分布函数为

$$F_{|y_n|}(x) = \int_0^x \beta \frac{2y}{\sigma^2} \exp(-y^2) dy = \beta \left[1 - \exp\left(-\frac{x^2}{\sigma^2}\right) \right], x \geq 0 \quad (9)$$

则由式 (9) 可得 $F_{|y_n|}(x)$ 的逆变换为

$$F_{|y_n|}^{-1}(x) = \sigma \sqrt{-\ln(1-x/\beta)}, 0 \leq x \leq A \quad (10)$$

通常为了保证信号压扩后能够在接收端经过解压扩函数正确恢复出来, $h(x)$ 须为严格单调递增函数, 故有

$$F_{|x_n|}(x) = \Pr\{|x_n| \leq x\} = \Pr\{h(x_n) \leq h(x)\} = F_{|y_n|}(h(x)) \quad (11)$$

由式 (11) 可解得压扩函数 $h(x)$ 为

$$h(x) = \text{sgn}(x) F_{|y_n|}^{-1}(F_{|x_n|}(x)) \quad (12)$$

其中, $\text{sgn}(x)$ 为符号函数, 以保证输入信号的相位不变。

为了保持压扩变换前后信号的平均功率不变, 令调整后的压扩函数 $h'(x)$ 为

$$h'(x) = \text{sgn}(x) \alpha F_{|y_n|}^{-1}(F_{|x_n|}(x)) \quad (13)$$

将式 (10) 和式 (5) 代入式 (13) 得最终的压扩函数为

$$h'(x) = \text{sgn}(x) \alpha \sigma \sqrt{-\ln \left\{ 1 - \frac{1}{\beta} \left[1 - \exp\left(-\frac{x^2}{\sigma^2}\right) \right] \right\}}, x \geq 0 \quad (14)$$

其中, α 为功率补偿系数, 且有 $E[|x_n|^2] = E[|y_n|^2]$, 即

$$\alpha = \frac{E[|x_n|^2]}{E \left[\left[\sigma \sqrt{-\ln \left\{ 1 - \frac{1}{\beta} \left[1 - \exp\left(-\frac{x_n^2}{\sigma^2}\right) \right] \right\}} \right]^2 \right]} \quad (15)$$

在接收端为了正确的恢复出发射信号, 则所需的解压扩函数 $h^{-1}(x)$ 为

$$h^{-1}(x) = \text{sgn}(x) \sigma \sqrt{-\ln \left\{ 1 - \beta \left[1 - \exp\left(-\frac{x^2}{(\alpha\sigma)^2}\right) \right] \right\}}, x \geq 0 \quad (16)$$

从以上分析可以看出, α 为一个固定参数, 而 β 可由参数 A 唯一确定, 故通过调节参数 A 的取值可方便地对该算法进行优化。此外, 在式 (14) 中, 由于不存在额外的拐点, 所以相比于传统的 PC 或 TC 方法, 本文算法压扩形式更为简单。

4 性能分析与仿真实验

4.1 PAPR 性能分析

根据 PAPR 的定义式, 使用本文算法后,

LOFDM 系统最终的 PAPR 为

$$\begin{aligned} PAPR_y &= 10 \lg \frac{\max_{0 \leq n \leq LN-1} |y_n|^2}{E[|x_n|^2]} = 10 \lg \frac{Y_{\max}^2}{\sigma^2} \\ &\approx 20 \lg \left(\frac{\alpha}{\sigma} \sqrt{-\ln \left(1 - \frac{1}{\beta} \left(1 - \exp\left(-\frac{A^2}{\sigma^2}\right) \right) \right)} \right) \text{dB} \end{aligned} \quad (17)$$

其中, $Y_{\max} = \max_{0 \leq n \leq LN-1} |y_n|$ 。

此外, 为了进一步分析本文算法相较于原信号 PAPR 的性能改善, 这里引入压扩增益 G ^[7], 即原信号的 PAPR 和经压扩变换后信号的 PAPR 之比, 可表示为

$$\begin{aligned} G &= 10 \lg \frac{PAPR_x(x_n)}{PAPR_y(y_n)} \\ &= 10 \lg \frac{\max\{|x_n|^2\}/E[|x_n|^2]}{\max\{|y_n|^2\}/E[|y_n|^2]} \\ &= 10 \lg \frac{X_{\max}^2}{Y_{\max}^2} = 20 \lg \frac{X_{\max}}{\alpha A} \text{dB} \end{aligned} \quad (18)$$

其中, $PAPR_x(\cdot)$ 和 $PAPR_y(\cdot)$ 分别表示压扩前后 LOFDM 信号的 PAPR 值, $X_{\max} = \max_{0 \leq n \leq LN-1} |x_n|$ 。由于 X_{\max} 是个确定的随机变量, 所以 A 越小, 系统可获得的压扩增益越大, 也即能获得更好的 PAPR 性能改善。

为了更为直观地反映参数 A 的取值对系统性能的影响, 令 $A = \lambda E[|x_n|]$ ^[15], 即将压扩参数 A 的取值和信号特性紧密联系在一起。图 3(a)和图 3(b)分别给出了 $PAPR_y$ 和压扩增益 G 在不同压扩参数取值下的性能曲线。从图中可以看出, 通过调节参数 λ , 本文所提出的算法可以获得不同的 PAPR 性能。当 $\lambda \in [0.5, 3]$ 时, 本文算法可将原信号的 PAPR 抑制在 3.49 dB 到 8.51 dB 的范围内, 获得相应的压扩增益范围为 3.68 dB 至 8.70 dB。而文献[13]所能获得的压扩增益范围为 [5.5 dB, 7.5 dB], 文献[7]能获得的压扩增益为 [4.60 dB, 7.71 dB], 显然, 本文算法具有更优的 PAPR 抑制性能。

4.2 压扩失真性能分析

由文献[12]知, 压扩后的信号由 2 部分组成, 即信号衰减后的部分和压扩噪声 n_c , 可表示如下

$$y_n = \zeta x_n + n_c \quad (19)$$

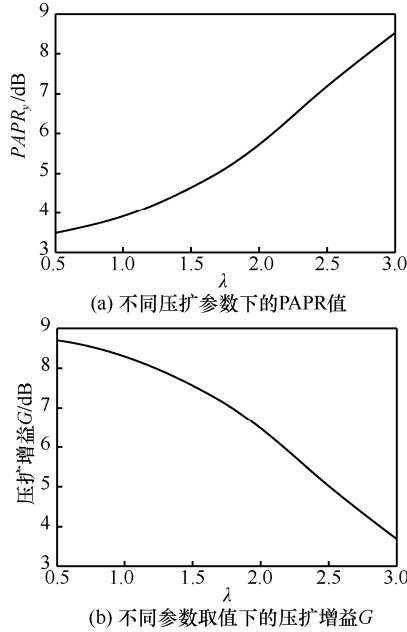


图 3 不同压扩参数取值下的 PAPR 理论性能曲线

其中, ζ 为信号衰减因子, 对于时变非平稳的 LOFDM 信号来说, 可以由式 (20) 来计算。

$$\zeta = \frac{1}{\sigma^2} \int_0^\infty x h'(x) f_{|x_n|}(x) dx \quad (20)$$

通常 $\zeta \leq 1$, 并且 ζ 值越小系统压扩失真越大, BER 性能也越差。

将式 (4) 和式 (14) 代入式 (20) 可得

$$\zeta = \frac{2\alpha}{\sigma^3} \int_0^\infty x^2 e^{-\frac{x^2}{\sigma^2}} \sqrt{-\ln \left\{ 1 - \frac{1}{\beta} \left[1 - \exp\left(-\frac{x^2}{\sigma^2}\right) \right] \right\}} dx \quad (21)$$

为了进一步建立压扩失真和压扩参数取值之间的关系, 将 $\beta = 1 / [1 - \exp(-A^2 / \sigma^2)]$ 以及 $A = \lambda E[|x_n|]$ 分别代入式(21)可得

$$\begin{aligned} \zeta &= \frac{2\alpha}{\sigma^3} \int_0^\infty x^2 e^{-\frac{x^2}{\sigma^2}} \sqrt{-\ln \left\{ 1 - \frac{1}{\beta} \left[1 - \exp\left(-\frac{x^2}{\sigma^2}\right) \right] \right\}} dx \\ &= \frac{2\alpha}{\sigma^3} \int_0^\infty x^2 e^{-\frac{x^2}{\sigma^2}} \sqrt{-\ln \left\{ 1 - \left[1 - \exp\left(-A^2 / \sigma^2\right) \right] \left[1 - \exp\left(-\frac{x^2}{\sigma^2}\right) \right] \right\}} dx \\ &= \frac{2\alpha}{\sigma^3} \int_0^\infty x^2 e^{-\frac{x^2}{\sigma^2}} \sqrt{-\ln \left\{ 1 - \left[1 - \exp\left(-(\lambda E[|x_n|])^2 / \sigma^2\right) \right] \left[1 - \exp\left(-\frac{x^2}{\sigma^2}\right) \right] \right\}} dx \\ &= \frac{2\alpha}{\sigma^3} \lim_{\gamma \rightarrow 0} \sum_{i=1}^n x_i^2 e^{-\frac{x_i^2}{\sigma^2}} \sqrt{-\ln \left\{ 1 - \left[1 - \exp\left(-(\lambda E[|x_i|])^2 / \sigma^2\right) \right] \left[1 - \exp\left(-\frac{x_i^2}{\sigma^2}\right) \right] \right\}} \Delta x_i \end{aligned} \quad (22)$$

其中, $\gamma = \max \{\Delta x_1, \Delta x_2, \dots, \Delta x_n\}$ 。

由式 (22) 可见, 参数 A (或 λ) 的取值直接决定了压扩失真性能。图 4 给出了衰减因子 ζ 随压扩参数 λ 变化的理论曲线。从图中可以看出, 当 $\lambda = 0.5$ 时, 此时的压扩衰减系数为 $\zeta = 0.9814$; 随着 λ 取值的逐渐增大, ζ 的值也随之增大, 压扩失真逐渐减小, 并且当 $\lambda \geq 2.34$ 时, 本文算法的衰减因子 ζ 大于 0.99。

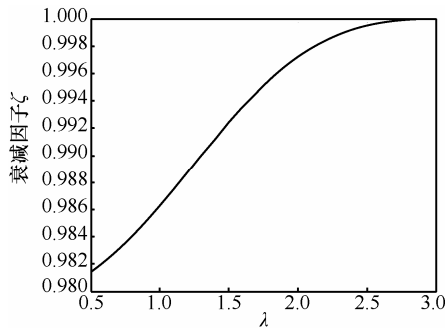


图 4 衰减因子 ζ 随压扩参数 λ 的变化曲线

4.3 仿真实验

仿真过程中, LOFDM 系统子载波个数为 $N = 64$, 每次仿真都使用了 1×10^6 个相互独立的数据符号, 调制方式为 QPSK, 仿真信道为 AWGN 信道和两径衰落信道模型。为了便于分析, LOFDM 系统信号未编码。仿真过程中, LOFDM 系统频谱利用率取为 $\rho = 0.8$, 过采样因子取为 $L = 4$ 。此外, 仿真中还取了几种典型的非线性压扩算法进行比较, 分别为: 文献[8]中的 μ 律 ($\mu = 3$), 文献[10]中的 EC (压扩深度 $d = 1$), 文献[7]中的 PC ($c = 0.25, k_2 = -0.45$)。为了进一步分析信号通过 HPA 后的性能, 仿真中使用了功率放大器 (SSPA) 模型^[19], 即

$$s_{out} = \frac{v s_{in}(t)}{(1 + (v s_{in}(t) / A_0)^{2p})^{1/2p}} \quad (23)$$

其中, $s_{in}(t)$ 为 HPA 模型的输入信号, $s_{out}(t)$ 为相

应的输出信号。\$A_0 = \nu A_s\$ 为饱和电压幅值，\$\nu\$ 是小信号增益，\$p\$ 为一个整数。实际中一般取 \$\nu=1, p=2\$，且当 \$p \ge 2\$ 时，该功放可等效为

$$s_{out}(t) = \begin{cases} \nu s_{in}(t), & 0 \leq |s_{in}(t)| \leq A_s \\ A_o, & |s_{in}(t)| \geq A_s \end{cases} \quad (24)$$

此外，相应的输出回退 (OBO) 定义为

$$OBO \triangleq 10 \lg \frac{A_o^2}{P_{out}} \quad (25)$$

其中，\$P_{in}\$ 为 HPA 输入信号的平均功率。

对于压扩参数的选择，应根据 HPA 的性能特点，对于 OBO 较小的功放，则应选择使压扩信号 PAPR 较小的压扩参数值，以保证压扩后的信号均能位于 HPA 的线性区域。而对 OBO 较大的功放可以适当选择使压扩失真尽可能小的压扩参数。仿真过程中给出了几组典型的压扩参数取值，即 \$\lambda=1.4, 1.6, 1.8, 2.2\$，下文将主要围绕这几个压扩参数下的系统性能进行分析比较。

图 5 给出了不同压扩算法的 PDF 曲线。由图 4 可以看出，正如前面所指出的，本文提出的算法压扩后信号的概率分布较 EC、PC 与原信号分布更加接近，而且参数 \$\lambda\$ 的取值越大，本文算法的 PDF 与原信号分布特性越趋于一致。而当 \$\lambda\$ 取值较小时，压扩后信号的分布范围较 EC 和 PC 更为集中。

图 6 给出了 LOFDM 系统采用 QPSK 调制时不同压扩算法的 PAPR 抑制性能，图 7 和图 8 分别为

AWGN 信道条件下采用 QPSK 和 16QAM 调制方式时不同压扩算法的 BER 性能比较曲线。这里，考虑到压扩变换往往是以 BER 性能损失为代价的，所以，通常将 PAPR 和 BER 性能结合起来考虑更为合适。由图 6 可以看出，在 \$CCDF = 10^{-3}\$ 的条件下，当 \$\lambda=1.6\$ 时，本文算法 PAPR 性能优于 EC 0.5 dB，而由图 7 可见，在 \$P_e = 10^{-5}\$ 的条件下，其 BER 性能优于 EC 0.4 dB。当 \$\lambda=2.2\$ 时，本文算法的 PAPR 性能要优于 PC 1.25 dB，而 BER 性能同样优于 EC 2.95 dB。由图 8 可见，在使用 16QAM 调制方式时本文算法优势依然明显。可见，在 AWGN 信道条件和不同调制方式下，通过对压扩参数进行适当的选择，本文提出的算法的 PAPR 和 BER 性能要优于其他压扩算法。

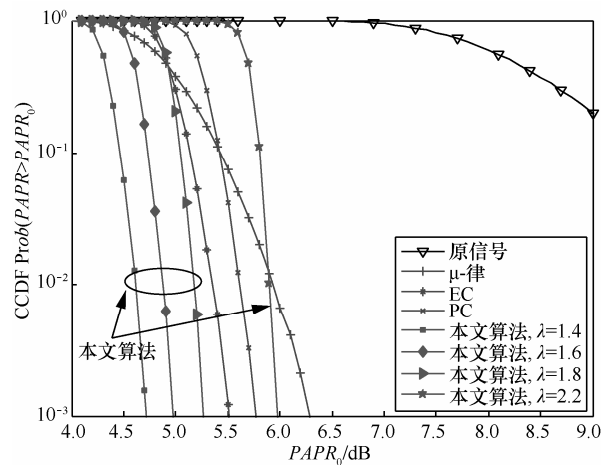


图 6 不同压扩算法的 PAPR 的 CCDF

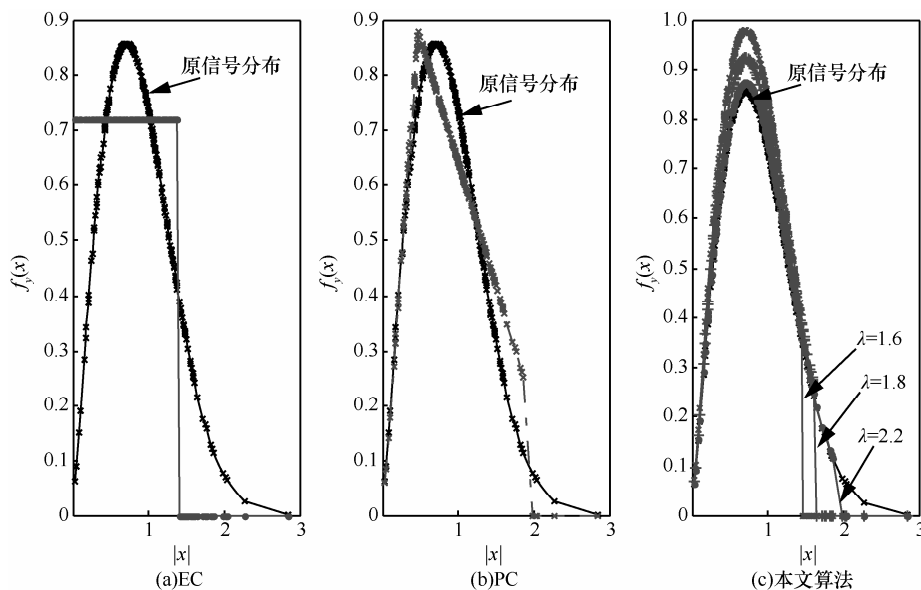


图 5 不同压扩算法的 PDF

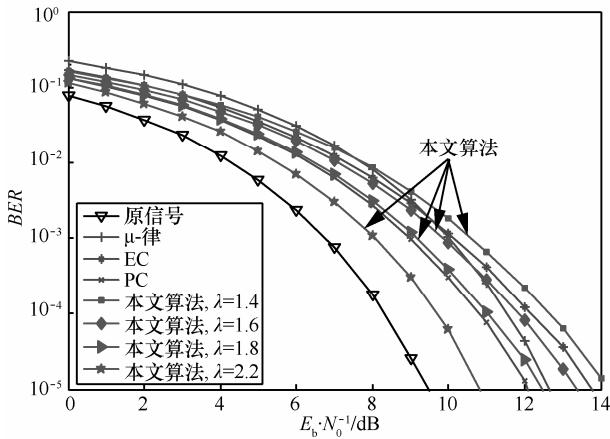


图 7 AWGN 信道+QPSK 调制时不同压扩算法的 BER 性能

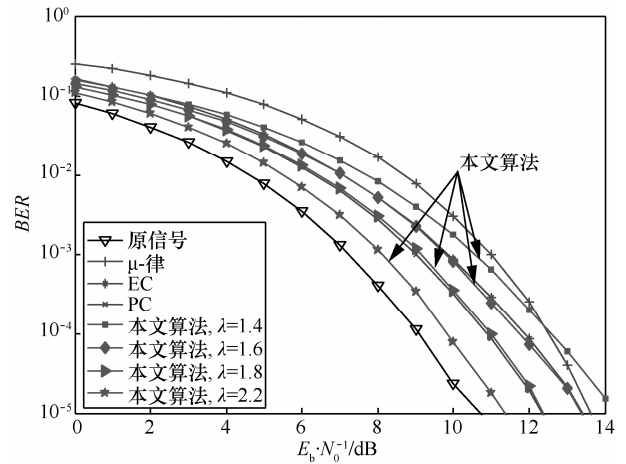


图 9 不同压扩信号经过 HPA+AWGN 信道后的 BER 性能曲线(QPSK)

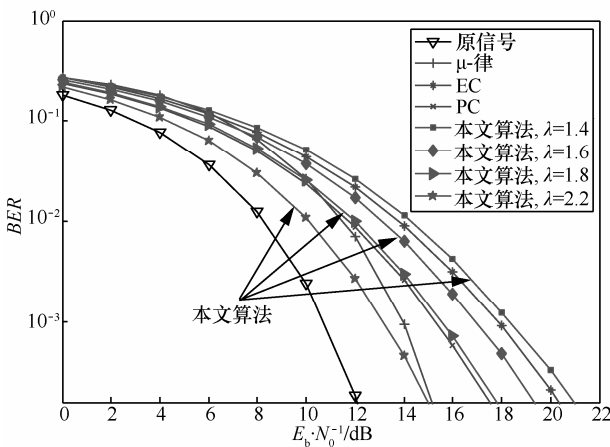


图 8 AWGN 信道+16QAM 调制时不同压扩算法 BER 性能

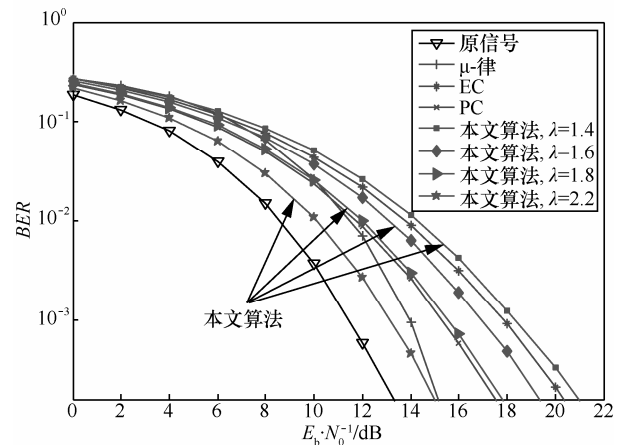


图 10 不同压扩信号经过 HPA+AWGN 信道后的 BER 性能曲线(16QAM)

图 9 和图 10 为 AWGN 信道条件下采用 QPSK 调制和 16QAM 调制方式时不同压扩算法经 HPA 模型后的 BER 性能曲线。由图 9 可见，由于本文算法可获得更低的 PAPR 性能，所以经过 HPA 模型后误码性相比其他压扩算法能有了进一步提高。当 $\lambda = 2.2$ 时，本文算法要分别优于 EC 2.06 dB 和 PC 1 dB。由图 10 可见，采用 16QAM 调制方式时本文算法性能仍然优于其他压扩算法。图 11 为采用 QPSK 调制方式时不同压扩信号经两径衰落和 AWGN 信道后的 BER 性能曲线，由于压扩变换常常会放大干扰信号，所以接收端在不进行解压扩时也能获得较好的误码性能，因此，仿真中，对于每种压扩方法均同时给出了接收端进行解压扩和不进行解压扩时的误码性能曲线。由图可见，当进行解压扩时本文算法要明显优于其他算法，说明采用本文算法引入的压扩失真更小。接收端不进行解压扩时各种压扩方法的系统误码性能均得到了较大提升，同时本文算法误码性能优势依然明显。

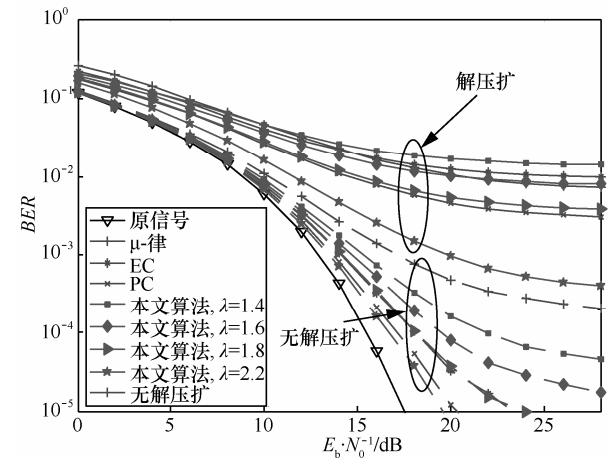


图 11 两径衰落+AWGN 信道下不同压扩算法性能比较

以上分析和仿真结果表明，本文提出的算法在不同调制方式和信道条件下要优于传统的压扩算法，并且通过对压扩参数进行适当的调节，可以获得更好的性能折中。

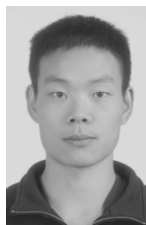
5 结束语

本文主要研究并分析了一种新的二阶平滑连续可导非线性压扩变换算法。该算法从原信号的渐进高斯分布特性出发,并对其幅度分布函数进行截断逼近,在保证信号平均功率不变的基本条件下,通过将压扩后的信号限制在与原信号分布特性一致的特定范围内,从而有效降低系统 PAPR,同时还能尽量保持原信号的分布特性,减小系统误码率。理论分析和仿真实验验证了本文算法的有效性。此外,该方法不仅为 LOFDM 系统 PAPR 问题的解决提供了思路,同时也适用于一般的 OFDM, MC-CDMA 等多载波传输系统。

参考文献:

- [1] JIANG T, WU Y. An overview: peak-to-average power ratio reduction techniques for OFDM signals[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2008, 54(2): 257-268.
- [2] LI L, QU D. Joint decoding of LDPC code and phase factors for OFDM systems with PTS PAPR reduction[J]. IEEE Transactions on Vehicular technology, 2013, 62(1): 444-449.
- [3] QU D, LU S, JIANG T. Multi-block joint optimization for the peak-to-average power ratio reduction of FBMC-OQAM signals[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2013, 61(7): 1605-1613.
- [4] JIANG T, NI C, GUAN L. A novel phase offset SLM scheme for PAPR reduction in alamouti MIMO-OFDM systems without side information[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2013, 20(4): 383-386.
- [5] WANG Y, CHEN W, CHINTHA T. Genetic algorithm based nearly optimal peak reduction tone set selection for adaptive amplitude clipping PAPR reduction[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2012, 58(3): 2417-2423.
- [6] ZHU X, PAN W, LI H, *et al.* Simplified approach iterative clipping and filtering for PAPR reduction of OFDM signals[J]. IEEE Transactions on Communications, 2013, 61(5): 1891-1901.
- [7] WANG Y, WANG L H, GE J H, *et al.* Nonlinear companding transform for reduction of peak-to-average ratio in OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2013, 59(2): 369-375.
- [8] XIAO H, LU J, ZHENG J, *et al.* Reduction of peak-to-average power ratio of OFDM signals with companding transform[J]. Electronics Letters, 2001, 37(8): 506-507.
- [9] XIAO H, LU J, ZHENG J, *et al.* Companding transform for reduction in peak-to-average power ratio of OFDM signals[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2004, 3(6): 2030-2039.
- [10] JIANG T, YANG Y, SONG H. Exponential companding technique for PAPR reduction in OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2005, 51(2): 244-248.
- [11] JENG S S, CHEN J M. Efficient PAPR reduction in OFDM systems based on a companding Technique with trapezium distribution[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2011, 75(2): 291-298.
- [12] HOU J, GE J, ZHAI D, *et al.* Peak-to-average power ratio reduction of OFDM signals with nonlinear companding scheme[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2010, 56(2): 258-262.
- [13] PENG S, SHEN Y, YUAN Z, *et al.* PAPR reduction of LOFDM signals with an efficient nonlinear companding transform[A]. IEEE International Conference on Wireless Communication and Signal Processing (WCSP)[C]. Hangzhou, China, 2013. 1-6.
- [14] WANG Y, WANG L H, GE J H, *et al.* An efficient nonlinear companding transform for reducing PAPR of OFDM signals[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2012, 58(4): 677-684.
- [15] PENG S, SHEN Y, YUAN Z. PAPR reduction of multi-carrier systems with simple nonlinear companding transform[J]. IEE Electronics Letters, 2014, 50(6): 473,474.
- [16] STROHMER T, BEAVER S. Optimal OFDM design time-frequency dispersive channels[J]. IEEE Transaction on Communications, 2003, 51(7): 1111-1122.
- [17] XU K, ZHANG D, XU Y, *et al.* Distribution of PAPR in LOFDM systems based on extreme value theory[A]. IEEE International Conference on Wireless Communication and Signal Processing (WCSP)[C]. Nanjing, China, 2011. 1-5.
- [18] 简伟, 沈越泓, 修国浩. 改进的 LOFDM 系统实现方法[J]. 吉林大学学报(信息科学版), 2006, 24(3): 276-282.
JIAN W, SHEN Y H, XIU G H. Improved implementation of LOFDM systems[J]. Journal of Jilin University (Information Science Edition), 2006, 24(3): 276-282.
- [19] COSTA E, MIDRIO M, PUPOLIN S. Impact of amplifier nonlinearities on OFDM transmission system performance[J]. IEEE Communications Letters, 1999, 3(2): 37-39.

作者简介:



彭斯明 (1990-), 男, 湖北天门人, 解放军理工大学硕士生, 主要研究方向为多载波信号处理及优化算法等。

沈越泓 (1959-), 男, 上海人, 解放军理工大学教授、博士生导师, 主要研究方向为无线通信系统、通信抗干扰、盲源分离技术等。

袁志钢 (1980-), 男, 河北石家庄人, 博士, 解放军理工大学讲师, 主要研究方向为多载波信号优化与传输技术等。

苗誉威 (1981-), 男, 山东济南人, 济南军区网络技术管理中心工程师, 主要研究方向为通信网络优化与处理等。

简伟 (1976-), 男, 河南永城人, 博士, 解放军理工大学讲师, 主要研究方向为通信抗干扰、多载波信号设计与优化技术等。