

文章编号:1001-9081(2010)02-0303-03

基于优化功率分配的 OFDM 系统峰均功率比抑制

黄景廉

(西北民族大学 电气工程学院, 兰州 730030)

(huangjstudy@163.com)

摘要:针对正交频分复用(OFDM)信号的高峰均功率比问题,提出了一种基于优化功率分配的 OFDM 峰均功率比抑制机制 OPAR。在考虑功率放大器转化效率的前提下,分析了功率转化效率与峰均功率比之间的关系,推导了叠加的导频信号与数据信号功率分配的闭环表达关系式。在给定子载波数与峰均功率比概率阈值的条件下,OPAR 能快速优化导频信号与数据信号的最佳功率分配。实验结果及与现有的机制比较表明,提出的 OPAR 机制可以获得更好的峰均功率比改善性能。

关键词:正交频分复用;峰均功率比;功率分配;子载波数;导频信号

中图分类号:TN914.3 **文献标志码:**A

Efficient PAPR reduction for OFDM system based on optimized power allocation

HUANG Jing-lian

(College of Electrical Engineering, Northwest University for Nationalities, Lanzhou Gansu 730030, China)

Abstract: To solve the problem of high Peak-to-Average Power Ratio (PAPR) in Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) systems, an efficient PAPR reduction scheme called OPAR was proposed based on optimized power allocation. This paper also analyzed the relationship between power efficiency of power amplifier and PAPR, and deduced the closed form formulation of power allocation between superimposing pilot signal and data signal. OPAR could allocate optimized power quickly with the given sub-carrier number and probability threshold of PAPR. Simulation results and comparison with the existing schemes demonstrate that the proposed OPAR scheme can obtain better performance in PAPR reduction.

Key words: Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM); Peak-to-Average Power Ratio (PAPR); power allocation; sub-carrier number; pilot signal

0 引言

正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)作为宽带无线通信的关键技术之一,由于具有高效的频谱利用率和良好的抗多径衰落性能,在通信系统中获得了广泛的应用^[1]。但是,OFDM 信号具有很高的峰均功率比(Peak-to-Average Power Ratio, PAPR),信号的 PAPR 越高,对功率放大器等器件的动态范围要求越大^[2]。而实际上功率放大器的动态范围是有限的,所以当具有高峰均功率比的信号通过功率放大器时往往会产生非线性失真,从而严重影响 OFDM 系统的性能^[3]。

为了降低 OFDM 信号峰均功率比,当前大多采用限幅、编码与概率等技术^[3]。限幅技术如限幅滤波、峰值加窗和峰值抵消^[4]等,采用的非线性过程会引起带内信号的畸变和带外噪声,导致系统性能下降。而编码类技术如线形块编码^[5],在减小 PAPR 的同时也降低了数据传输速率,而且编解码器复杂、计算量大。概率类技术并不着眼于降低信号幅度的最大值,而是降低峰值出现的概率,如选择映射(SLM)^[6]等机制,但是将带来一定的信息冗余。文献[7-8]中,提出了一种利用叠加导频序列信号发送 OFDM 信号以抑制 PAPR 的方法,该方法不仅计算量小,而且易于在系统中实现,在降低 OFDM 系统 PAPR 的同时,保证不降低系统的频带利用率,但这类方法存在以下问题,一是没有考虑功率放大器的功率转换效率,二是没有给出有效的功率分配机制。

本文对 OFDM 信号的高 PAPR 问题,在考虑功率放大器转化效率的前提下,提出了一种基于优化功率分配的 OFDM 信号 PAPR 抑制机制 OPAR。OPAR 的主要特征在于,通过定量的分析功率转化效率与峰均功率比之间的关系,快速优化导频信号与数据信号的功率分配,提高 PAPR,进而改善 OFDM 的性能。

1 算法的提出及研究

为了提高系统的 PAPR,提出的算法的主要包括两部分:一是在考虑发送端功率放大器饱和区上限的前提下(无失真放大状态时),通过提高发送端功率放大器的效率 η 提高信号的信噪比;二是对于给定的 PAPR 阈值 θ ,以导频信号为叠加信号,根据叠加的导频信号与数据信号功率分配的闭环表达关系式,计算优化的导频信号功率比例 β ,使得实际信号发送信号的功率最大化,实现 PAPR 的有效抑制。

1.1 考虑功率转化效率的 PAPR

对于 OFDM 系统接收端的信噪比 SNR 为:

$$SNR = P_s/N_0 \quad (1)$$

其中: P_s 为接收到的信号的功率, N_0 表示噪声的功率。

由于信号的功率在发送端经过功率放大器放大后发出,考虑到功率放大器的转换效率 η ,因此 SNR 的值可以表示为:

$$SNR = \eta P_{DC}/N_0 \quad (2)$$

其中 P_{DC} 表示发送端功率放大器的直流供应功率。

从式(2)可以看出,当提高转换效率 η 时可以提高信噪

比。但是由于信号峰值达到某个值 P_{inmax} 时,将使得功率放大器进入饱和区,同时产生非线性失真,导致转换效率 η 降低。因此功放输入信号功率的理想峰值取 P_{inmax} 时,系统的信噪比性能最优,但当考虑多载波情况时,为了保证稳定性,大多采用后退(backoff)取值的方式,选择略小于饱和值,其中输出后退(output backoff)取值 O_{backoff} 为:

$$O_{\text{backoff}} = P_{\text{max}}/P_t \quad (3)$$

其中: P_{max} 为放大器处于饱和临界值时的输出功率, P_t 为平均输出功率。输入后退(input backoff) I_{backoff} 取值为:

$$I_{\text{backoff}} = P_{\text{inmax}}/P_i \quad (4)$$

其中 P_i 为平均输入功率。

当功率放大器处于无失真放大状态时,显然有:

$$O_{\text{backoff}} = P_{\text{max}}/P_t = (AP_{\text{inmax}})/(AP_i) = I_{\text{backoff}} \quad (5)$$

其中 A 表示功率放大器的放大倍数。

对于采样信号 $x[n]$ 有:

$$P_{\text{inmax}} = \max |x[n]|^2; n \in [0, N-1] \quad (6)$$

其中 N 表示子载波数量。此时有 I_{backoff} :

$$I_{\text{backoff}} = P_{\text{inmax}}/P_i = \max |x[n]|^2/E[x^2[n]] = r_{\text{PAPR}} \quad (7)$$

其中 r_{PAPR} 表示 OFDM 系统的 PAPR。

根据式(5)有:

$$r_{\text{PAPR}} = O_{\text{backoff}} \quad (8)$$

因此有:

$$P_t = \frac{\eta P_{\text{DC}}}{r_{\text{PAPR}}} \quad (9)$$

1.2 优化功率分配 OPAR

对于叠加的导频信号 $c(n)$ 与 OFDM 数据信号 $s(n)$, 发送信号 $x(n)$ 为:

$$x(n) = s(n) + c(n) \quad (10)$$

信号瞬时功率的互补累积分布函数 $F(r)$ 为:

$$F(r) = 1 - e^{-\frac{1}{\sigma_s^2} \sum_{k=0}^{\infty} \left(\frac{|c(n)|}{\sqrt{r}} \right)^k I_k \left(\frac{2|c(n)|\sqrt{r}}{\sigma_s^2} \right)} \quad (11)$$

其中 σ_s^2 为信号的功率。

对于周期脉冲信号序列 $c_1(n)$ 有:

$$c_1(n) = \sqrt{T}\sigma_p \sum_l \delta(n-lT) \quad (12)$$

其中 T 为信号周期。当以导频信号为叠加信号时,导频信号的功率分配比例 β 为:

$$\beta = \frac{\sigma_c^2}{\sigma_c^2 + \sigma_s^2} \quad (13)$$

其中 σ_c^2 为导频信号的功率。

将式(12)与(13)代入式(11)并进行简化,可得叠加周期性导频信号时,子载波信号功率大于给定的 PAPR 阈值 θ 的概率 p 为:

$$p = 1 - \Pr(r(n) \leq \theta((1-\beta)\sigma_s^2 + \beta\sigma_c^2)) = 1 - (1 - e^{-\theta/(1-\beta)})^{N-M} \left(1 - \frac{\sqrt{(1-\beta)\theta}}{\sqrt{2\pi\sqrt{P\beta}(\sqrt{\theta} - \sqrt{P\beta})}} \right)^M \quad (14)$$

其中 P 为导频信号的 PAPR,其值为常数。显然只要 P 小于发送信号序列 $s(n)$ 的 PAPR 值,则通过叠加导频信号方式发送 $x(n)$ 时的 PAPR 就会小于直接发送 $s(n)$ 的 PAPR 值,因此可以降低 PAPR。

当导频信号的幅值为常数时:

$$c(n) = \sigma_c e^{jan} \quad (15)$$

此时信号瞬时功率的互补累积分布函数 $F(r)$ 将与采样无关,导频信号的 PAPR 为 1,此时大于给定的 PAPR 阈值 θ 的概率 p 可以简化为:

$$p = 1 - (1 - e^{-(\theta+\beta)/(1-\beta)}) \sum_{k=0}^{\infty} \left((\sqrt{\beta/\theta})^k I_k \left(\frac{2\sqrt{\beta\theta}}{1-\beta} \right) \right)^N \quad (16)$$

当 $\beta \leq \theta$ 时,式(16)可以简化为:

$$p = 1 - \left(1 - \sqrt{\frac{1-\beta}{4\pi}} e^{-(\sqrt{\theta}-\sqrt{\beta})^2/(1-\beta)} \right)^N \quad (17)$$

特别地,当 β 为 0 时,此时无导频信号,发送信号为 OFDM 信号,对于式(16)可得:

$$p = 1 - (1 - e^{-\theta})^N \quad (18)$$

根据式(17)可得 PAPR 阈值 θ :

$$\theta = \sqrt{\beta} + \sqrt{(1-\beta) \ln \left(\frac{\sqrt{(1-\beta)/(4\pi)}}{1 - (1-p)^{1/N}} \right)} \quad (19)$$

$$P_t = P_{\text{max}}/\theta \quad (20)$$

$$P_s = P_t(1-\beta) \quad (21)$$

当不叠加导频信号时,根据式(18)可得 PAPR 阈值 θ_0 :

$$\theta_0 = -\ln(1 - (1-p)^{1/N}) \quad (22)$$

$$P_{t,0} = P_{s,0} = P_{\text{max}}/\theta_0 \quad (23)$$

由于 $\theta < \theta_0$, 根据式(20)与(23)有:

$$P_t > P_{t,0} \quad (24)$$

通过上述分析可知通过叠加导频信号,可以提高发送信号的平均功率,即可以降低 PAPR。因此为了使叠加导频信号后的 OFDM 信号具有低的 PAPR,可以增加导频信号的功率比例 β ; 但是 β 的增加将导致实际信号的信噪比降低,因此会导致数据的误比特率增加。为了保证上述两方面的性能,必须对导频信号的功率进行优化配置。从式(19)可以看出, PAPR 阈值 θ 与 OFDM 系统的子载波数 N 以及概率 p 相关,而这两个参数由发送端事先设定,因此,如果在已知这两个参数的前提下,可以通过优化导频信号的功率比例 β , 使得实际信号发送信号的功率 P_s 最大。

以不叠加导频信号时的 OFDM 信号为参考,有:

$$P_{\text{max}} = 10^{-\ln(1-(1-p)^{1/N})/10} \quad (25)$$

$$P_t = 10^{-\ln(1-(1-p)^{1/N})/10}/\theta = \frac{10^{-\ln(1-(1-p)^{1/N}) - \left(\sqrt{\beta} + \sqrt{(1-\beta) \ln \left(\frac{\sqrt{(1-\beta)/(4\pi)}}{1 - (1-p)^{1/N}} \right)} \right)^2/10}}{10} \quad (26)$$

根据式(21)可得 P_s :

$$P_s = (1-\beta) \times \frac{10^{-\ln(1-(1-p)^{1/N}) - \left(\sqrt{\beta} + \sqrt{(1-\beta) \ln \left(\frac{\sqrt{(1-\beta)/(4\pi)}}{1 - (1-p)^{1/N}} \right)} \right)^2/10}}{10} \quad (27)$$

为了求 P_s 的最大值,对式(27)两边分别对 β 求微分,并令其等于 0 有:

$$(1-\beta) \ln(10) \left(\frac{1}{\sqrt{\beta}} - \frac{1+2x}{2\sqrt{(1-\beta)x}} \right) (\sqrt{\beta} + \sqrt{(1-\beta)x}) + 10 = 0 \quad (28)$$

其中:

$$x = \ln \left(\frac{\sqrt{(1-\beta)}}{\sqrt{\pi}(2-2(1-p)^{1/N})} \right) \quad (29)$$

对式(28)进行简化后可得:

$$\sqrt{\beta/(1-\beta)} + \sqrt{(1-\beta)x/\beta} - x = -10/[(1-\beta)\ln 10] \quad (30)$$

由式(30)可解得:

$$x = \left(\left(1/2 + \left(\frac{1}{2} \sqrt{\sqrt{(1-\beta)/\beta} - \sqrt{\beta/(1-\beta)}} \right)^2 + 10/[(1-\beta)\ln 10] \right)^{1/2} + \frac{1}{2} \sqrt{\sqrt{(1-\beta)/\beta} - \sqrt{\beta/(1-\beta)}} \right)^2 \quad (31)$$

将式(29)代入式(31)并进行简化可得:

$$(1-p)^{1/N} = 0.00056\beta^3 - 0.00141\beta^2 + 0.00117\beta + 1 \quad (32)$$

从式(32)中可以看出,等式左边与 β 无关,并不影响等式右边关于 β 函数的曲线,当给定子载波数 N 以及概率 p 时,其值为一个常数,此时可解得相应的 β 值,即优化的导频信号功率比例。

2 仿真结果

为了验证提出的 OPAR 的有效性,仿真系统对导频信号功率比例 β 变化时,发送的 OFDM 信号的平均功率性能进行了仿真分析,并考虑与不加入导频信号的原始序列(β 为0)的互补累积分布函数(Complementary Cumulative Distribution Function, CCDF)性能以及 SPA^[8]算法进行对比。实验中调制方式采用 QPSK,子载波数目为 64,仿真数据量为 10^6 个随机产生的 OFDM 符号。

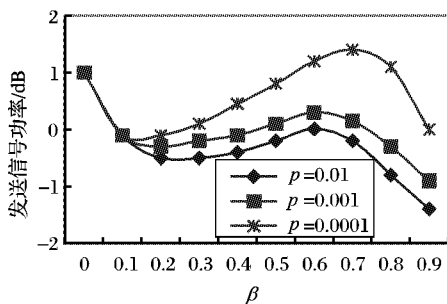


图1 导频信号所占功率比例 β 变化时发送信号的平均功率

图1所示为子载波数目为 64,子载波超过 PAPR 阈值 θ 的概率 p 分别为 0.01、0.001 以及 0.0001 时,发送的 OFDM 信号功率 P_s 与导频信号的功率比例 β 的关系。图1中以不加入导频信号时发送的 OFDM 信号功率进行对比(此时 β 为0)。如图1中所示,当 p 分别为 0.01、0.001、0.0001 时,实际发送的 OFDM 信号功率 P_s 的最大值($\beta > 0.1$)分别为 0.01、0.3 与 1.5 dB,这表明子载波功率超过 PAPR 阈值 θ 的概率 p 越小,发送信号的功率 P_s 的提高越有效。其原因在于 p 越小,子载波功率超过 PAPR 阈值 θ 的可能性越小,此时通过优化叠加导频信号的比例值,不仅可以保证低 PAPR 值,而且发送信号的功率 P_s 最大,保证发送信号的信噪比。另外,从图1中也可以看出,通过选择适当的 β 值,即通过导频信号所占功率比例,可以有效地提高发送信号的平均功率。

由于实际系统中子载波功率超过 PAPR 阈值 θ 的可能性一般较小,图2中考虑 p 为 0.0001、子载波数为 64 的 OFDM 系统。为了验证提出机制的有效性,图2中所示为不加入导频信号(β 为0)、SPA 机制以及提出的 OPAR 机制,在发送 OFDM 信号 PAPR 的 CCDF 性能。

从图2中可以看出,随着 PAPR 的增加,三种机制的 CCDF 都相应地减小。对于不加入导频信号(β 为0)的机制,其 CCDF 明显高于 SPA 与提出的 OPAR 机制,当 PAPR 从 4 dB 增加到 10 dB 时,CCDF 仅仅降低到 1.5×10^{-3} 。其原因在

于在不采取任何抑制措施的情况下,子载波的功率出现大于给定 PAPR 的概率更大。而 SPA 的性能优于不加入导频信号的情况,当 PAPR 达到 10 dB 时,其 CCDF 为 1×10^{-4} ,这表明通过加入导频信号,分配一定比例的功率,可以起到降低 PAPR 的作用,因此子载波出现大于 PAPR 的概率值有所降低。在相同的 PAPR 下,提出的 OPAR 机制的性能明显优于其他两种机制,当 PAPR 达到 8 dB 时,其 CCDF 就已经降低为 1×10^{-4} ,明显低于 SPA 的 3×10^{-2} 。原因是 OPAR 在考虑功率放大器转化效率的前提下,通过优化导频信号与数据信号功率分配,有效地降低了 OFDM 信号 PAPR,因此保证了 OFDM 信号的功率大于给定 PAPR 的概率更低。

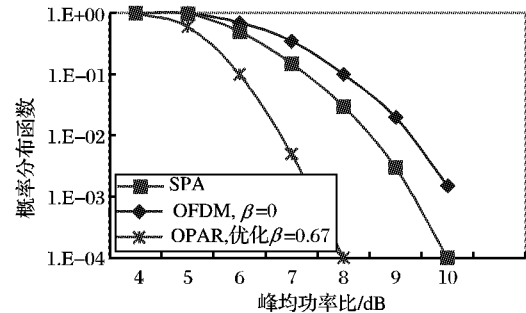


图2 OFDM 信号 PAPR 的 CCDF

3 结语

针对 OFDM 信号的 PAPR 问题,提出了一种简单易于实现的基于优化功率分配的 OFDM 峰均功率比抑制机制 OPAR。OPAR 不仅考虑了功率放大器的转化效率,而且能根据子载波数与 PAPR 概率阈值条件,自适应地调整导频信号与 OFDM 信号的功率比例,在保证发送的 OFDM 信号功率最大的前提下,尽可能地降低 PAPR。仿真结果证明提出的 OPAR 机制可以获得更好的 PAPR 改善性能。

参考文献:

- [1] LI Z F, XIA X G. PAPR reduction for repetition space-time-frequency coded MIMO-OFDM systems using Chu sequences [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2008, 7(4): 1195–1202.
- [2] GOFF S Y L, KHOO B K, TSIMENIDIS C C, et al. A novel selected mapping technique for PAPR reduction in OFDM systems [J]. IEEE Transactions on Communications, 2008, 56(11): 1775–1779.
- [3] ALSUSA E, YANG L. A low-complexity time-domain linear symbol combining technique for PAPR reduction in OFDM systems [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2008, 56(10): 4844–4855.
- [4] OCHIAI H, IMAI H. Performance analysis of deliberately clipping OFDM signals [J]. IEEE Transactions on Communications, 2002, 50(1): 89–101.
- [5] TSAI Y-C, DENG S-K, CHEN K G, et al. Turbo coded OFDM for reducing PAPR and error rates [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2008, 7(1): 84–89.
- [6] WANG C L, OUYANG Y. Low-complexity selected mapping schemes for peak-to-average power ratio reduction in OFDM systems [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2005, 53(12): 4652–4660.
- [7] CHEN N, ZHOU T. What is the price paid for superimposed training in OFDM? [C]// Proceedings of IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. [S.l.]: IEEE Press, 2004, 4: 421–424.
- [8] ARKHIPOV A, RAULEFS R, SCHNELL M. Advantages of superimposed packets allocation for OFDM-CDM [C]// IEEE Vehicular Technology Conference. [S.l.]: IEEE, 2005, 5: 3053–3057.