

基于功放效率的 OFDM 信号幅度的最佳分布——峰均比抑制

胡 峰¹, 蔡超时¹, 刘昌银¹, 姚冬萍², 宋 洋¹

(1. 中国传媒大学信息工程学院, 北京 100024; 2. 北京交通大学电子信息工程学院, 北京 100044)

摘 要: 星座图扩展(ACE)技术可以无损地降低 OFDM 信号的峰均比, 本文的论述指出仅追求低峰均比对应的功放效率和效能并不是最好. 笔者提出了 OFDM 信号的最佳互补累积分布函数(OCCDF)峰均比抑制方法, 即考虑 OFDM 信号的幅度分布及出现概率, 整体地评估其对放大器失真的影响, 以 OFDM 信号放大器的效率为评估峰均比优劣的标准, 在算法上以限定 MER 条件下得到尽可能低的功放输入功率回退(IBO)为迭代收敛目标, 预见应该存在最高功放效率意义匹配的所谓 OFDM 信号的最佳幅度分布. 实验证实: 相比原始 OFDM 系统, 在放大基于 OCCDF 准则优化后的 OFDM 信号时, 放大器获得了 3.15dB 的 IBO 性能改善, 对比同等条件下单载波系统仅差 0.05dB.

关键词: 最佳互补累积分布函数; 峰均比抑制; 最高功放效率; 星座图扩展

中图分类号: TN919.72 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2018)10-2450-08

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

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2018.10.019

Optimal OFDM Amplitude Distribution Method with Maximal HPA Efficiency—Peak to Average Power Ratio Reduction

HU Feng¹, CAI Chao-shi¹, LIU Chang-yin¹, YAO Dong-ping², SONG Yang¹

(1. Information Engineering School, Communication University of China, Beijing 100024, China;

2. School of Electronic and Information Engineering, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China)

Abstract: For PAPR reduction in OFDM systems, active constellation extension (ACE) technique is attractive for practical implementation without any loss of data rate and quality. However, we observe it cannot achieve the maximal high power amplifiers (HPA) energy efficiency when the target is minimum PAPR. In this work, optimal complementary cumulative distribution function (OCCDF) evaluation metric is derived to integrally predict HPA quantitative distortions of each signal level and its probability distribution. To this distributing purpose, an iterative ACE algorithm is proposed to achieve the minimal input power back off (IBO) with maximal HPA efficiency suited OFDM signals for a modulation error ratio (MER) limited. It finally gives the performance results; The OFDM system with OCCDF PAPR reduction is shown to offer a 3.15dB IBO improvement than the system without PAPR reduction, which is 0.05 dB slightly inferior to the single carrier system.

Key words: OCCDF (optimal complementary cumulative distribution function); PAPR (peak-to-average power ratio) reduction; maximal HPA (high power amplifiers) energy efficiency; ACE (active constellation extension)

1 引言

OFDM 技术在抗多径干扰, 频谱成型, 频带利用率等方面存在诸多优势, 已经被无线通信领域大部分标准引为核心技术. OFDM 的最大缺陷是由多载波叠加引起的高峰均功率比, 使得发射机功率放大器(HPA)必须工作在较高的功率回退(IBO)状态以保证足够的线性动态范围^[1], 因此大幅度地降低了功放的效率, 并被

迫采用更高功率等级的放大器. 峰均比抑制技术的目的应该是将信号的失真度控制在可容忍的条件下尽可能降低放大器的输入功率回退, 降低放大器管耗及失真, 以此提升发射机效率及输出功率. 在现有的方法中^[2-9], 以时域限幅技术最为简单有效, 但是限幅同时伴随着带外噪声和带内信号损伤^[10]. 带外噪声可以通过滤波器滤除, 带内失真则需要引入 ACE 技术加以修正. 削波结合 ACE 方案有效地降低了峰均比, 同时能够

保证信号的正确传输. 工程上普遍采用迭代收敛的方法进一步提升峰均比抑制的效果.

高峰均比最直接的影响是功放效率的降低,具体表现为固定回退下的 MER(调制误差率)性能恶化,峰值越大造成的失真越大,然而根据中心极限定理,峰值越大出现的概率越小,反而较小的峰值因为出现的概率较大而影响 MER 性能的比重可能更大. 通常抑制 OFDM 信号峰均比的工作是以最小化 CCDF 曲线即降低最高峰值为目标展开的,由于高峰值出现的概率较低,并不能很好地改善功放的失真;况且选择多高峰值概率门限作为收敛目标能更好地改善功放性能,亦未形成共识,也没有确实的技术依据. 本文提出的 OCCDF 分布评估标准对信号电平的幅值大小和出现概率做统计分析,均衡考虑每个子载波对功放失真的影响,在 ACE 对星座图修正时保证不减小其欧氏距离的约束下,力求得到最佳 OFDM 信号 CCDF 曲线分布,使得对该 OFDM 信号放大时功放效率最高. 为方便验证本文选取 DVB-T 数字电视系统, $B_f = 8\text{M}$, QPSK 调制^[11]. 实验同时给出了滤波窗口函数相同的单载波调制放大的仿真结果.

2 基于 ACE 技术的 OCCDF 最优分布峰均比抑制评估标准

2.1 ACE 峰均比抑制技术

令 $\mathbf{S}_n \in \mathbb{C}^N$ 为 OFDM 调制输入端的星座映射符号(本文主要讨论 QPSK 星座映射条件下的 OFDM 信号), 设经过 q 倍升采样之后的时域信号表示为

$$\mathbf{x}_n = \mathbf{F}_q \mathbf{S}_n \quad (1)$$

其中 $\mathbf{x}_n \in \mathbb{C}^{qN}$ 为 IFFT 模块输出信号, $\mathbf{F}_q \in \mathbb{C}^{qN \times N}$ 为逆傅里叶矩阵, 矩阵 (i, k) 元素为 $[\mathbf{F}_q]_{i, k} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{j\frac{2\pi i k}{qN}}$ 构成. 根据

Parseval 定律, $E\{|\mathbf{x}_n|^2\} = E\{|\mathbf{S}_n|^2\} = \sigma^2$.

多载波叠加之后高峰值的出现使功率放大器出现削波失真, 本文将采用 Rapp 模型来模拟发射机功率放大器的性能曲线, 如图 1 所示, 定义其传递函数为

$$F(x) = \frac{x}{1 + \left(\frac{x}{A_{\text{sat}}}\right)^{2p}} \quad (2)$$

其中 x 为时域信号幅值, A_{sat} 为饱和电平, p 为平滑因子. 工程上通常用限定失真下的 IBO(输入功率回退)指标衡量功率放大器对不同信号的放大能力, 定义为

$$\text{IBO}[\text{dB}] = P_{\text{in, max}} - P_{\text{in, av}} = 10 \log_{10} \frac{A_{\text{sat}}^2}{\sigma^2} \quad (3)$$

其中 $P_{\text{in, max}}$ 为输入信号的饱和截止功率, $P_{\text{in, av}}$ 为输入信号的平均功率.

限幅削波主要是以预失真的方式对高峰值信号做特定的修正, 找出形成高峰值相关的子载波, 同时会使

带内 MER 恶化, 带外干扰严重.

失真信号经 FFT 变换后引入 ACE 技术加以修正. 其原理如图 2(b) 所示, 对由于削峰而造成移动的子载波实部和虚部分别进行判定, 修正低于最小欧式距离的部分, 并对高出欧氏距离判决门限的部分进行优化处理. 如图 2(a) 的时域幅值分布和图 2(c) 的 CCDF 曲线所示, ACE 修正信号的过程及信号的带通滤波都会引起了部分峰值的再生, 可再返回时域进行削波-ACE 循环迭代解决.

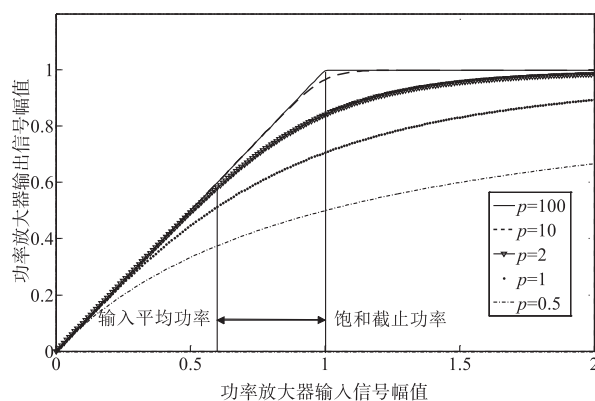


图1 Rapp模型分布曲线

ACE 信号 HPA 失真的星座图扩展区域可以分成 \mathbf{S}_d 和 \mathbf{S}_{ace} , 其中 \mathbf{S}_d 为信号衰落的部分, \mathbf{S}_{ace} 为信号扩张的部分(对应 ACE 约束子集). 这里定义 MER 时可以考虑信号衰落子集 \mathbf{S}_d , 而扩张子集 \mathbf{S}_{ace} 将作为改善信号误码特性的参考量, 由此 MER 的测量值可以描述为

$$\text{MER}_{\text{ace}} = 10 \lg \left\{ \frac{\sum_{k=0}^{N-1} (I_k^2 + Q_k^2)}{\sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_k \Delta I_k^2 + \beta_k \Delta Q_k^2)} \right\} \quad (4)$$

$$\text{满足: } \alpha_k = \begin{cases} 1, & \Delta I_k < 0 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad \beta_k = \begin{cases} 1, & \Delta Q_k < 0 \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$$

其中 I_k 和 Q_k 为频域信号 \mathbf{S}_n 的第 k 个子载波实部和虚部的理想点, ΔI_k 和 ΔQ_k 分别为频域信号的实部和虚部失真.

2.2 基于 ACE 技术的 OCCDF 最佳分布理论

CCDF 互补累积函数统计的是峰均比超过某一门限值 z 的概率, 定义为 OFDM 信号的峰均比分布状态,

$$\text{CCDF}(z) = \Pr(\text{PAPR}(\mathbf{x}_n) > z) \quad (5)$$

CCDF 曲线可以直观的描述 OFDM 峰均比的峰值水平, 我们看到许多抑制 OFDM 信号峰均比的工作是以最小化 CCDF 曲线中某一幅值的概率门限作为目标. 文献[12~14]分别参考了 CCDF 曲线 10^{-2} 、 10^{-3} 和 10^{-4} 处的峰均比抑制增益. 问题是以何种概率门限作为功率放大器性能的最大影响因素, 以此作为峰均比抑制优化准则, 目前尚未产生共识也没有给出确实的理论

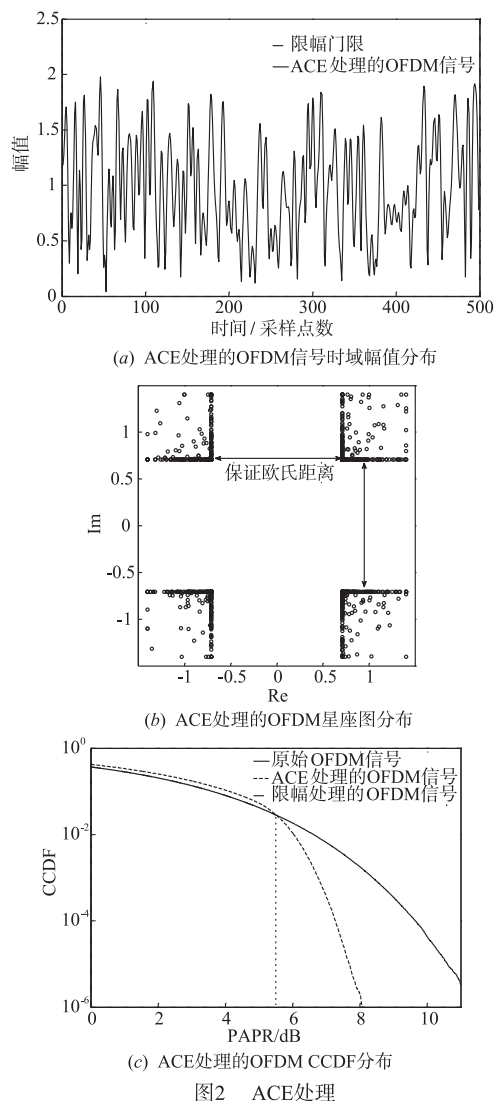


图2 ACE处理

和技术依据,但之前的峰均比抑制技术却是遵循这一体系来进行性能评估。

按照中心极限定理,幅值越大的信号出现的概率越小.虽然最大峰值引起的功放失真大,但是在信号中出现的概率小,占据整体失真的比重并不大,而相对幅值小的信号因为出现的概率较大从而影响MER性能的比重可能更大.我们认为应该从OFDM信号整体电平分布的角度研究峰均比抑制技术,对信号中电平的幅值大小和其出现的统计数量做全面的分析,考虑每个子载波对整体失真的影响,以此为准则优化ACE技术中星座点的分布,经迭代处理后存在得到最高功放效率意义上的最佳OFDM信号幅度分布概率曲线,定义为最佳OCCDF(optimal CCDF)分布,而不是单纯降低某些峰值点的概率。

在限定失真引入参量MER的条件下,OFDM输入回退(IBO)越小,此时放大器效率越高,所以在以下分

析中把减小IBO作为优化OCCDF的迭代收敛标准,操作上更为方便。

最佳OCCDF分布具体算法如下.通过调整ACE约束空间中所有子载波分布状态使功率放大器的工作效率最高,即满足特定MER失真条件下,使IBO最小化

$$\tilde{X}_n^{\text{opt}} = \arg \min_{X_n} \text{IBO}_n \quad (6)$$

满足 $\text{MER}_{\text{ace}} = 40\text{dB}$.

3 OCCDF的迭代收敛准则算法

在ACE迭代处理的峰均比抑制方案中,对峰均比抑制评估标准的不同直接决定了迭代的方式和有限次迭代条件下所能获得的最佳抑制效果。

为了方便对比,图3(a)中描述了多载波CCDF曲线以减少特定幅度概率的峰均比抑制方案的框图,以削波滤波结合ACE作为峰均比抑制的主体.建立了一套时域信号统计分析模型,通过测量峰均比抑制的OFDM信号CCDF分布曲线,并设立信号的某一幅度概率的最小化作为判决门限(图3(a)中例举 10^{-4} 作为概率门限).分析不同的削波和ACE方法在该CCDF判决门限中的峰均比性能表现,每次迭代时以减少判决门限处的峰均比作为削波和ACE方法选择和参数确立的准则,即 $\text{PAPR}/10^{-4}$ 峰均比抑制技术。

图3(b)结合OCCDF峰均比抑制迭代收敛准则给出了其系统框图。

(1) 削波函数和ACE分布规则

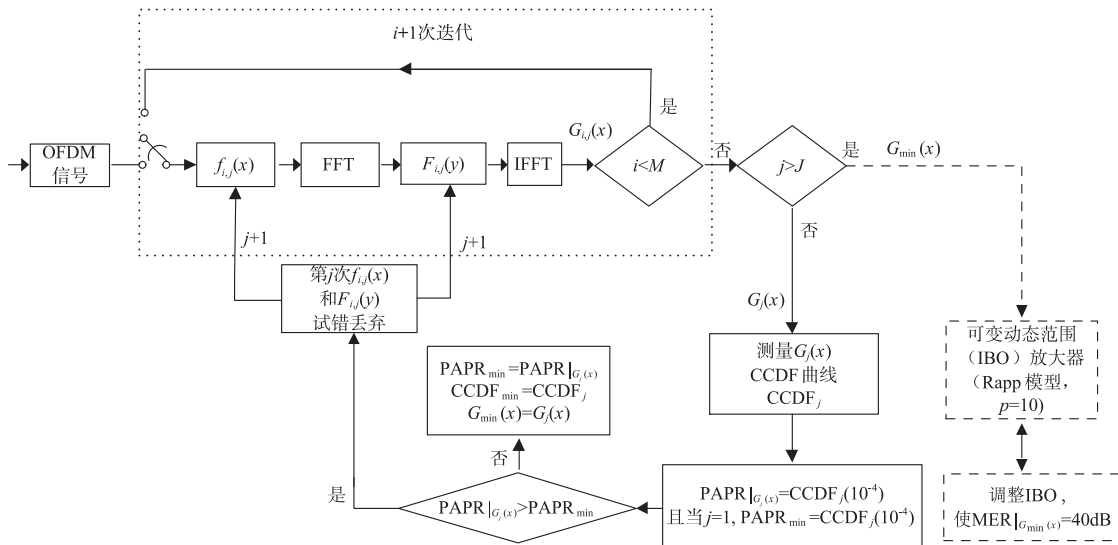
①削波曲线:限幅并不是一刀切的处理峰值信号,而是找到一个削波函数 $f_i(x)$ (其中 i 表示第 i 次迭代),基于此种处理的削波信号经FFT变换后得到更多子载波在星座图的偏离矢量,以确定其对峰值的贡献。

②由于每一次迭代后信号的时域曲线不同,所以 $f_i(x)$ 函数在第 i 次迭代时都需适当调整。

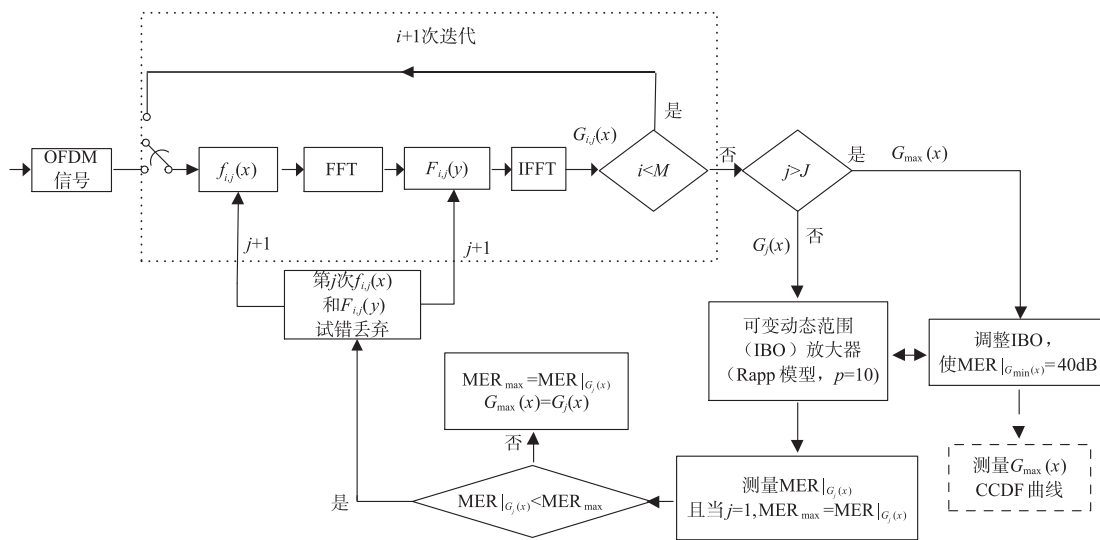
③ACE的分布规则:如图4所示,找出哪些载波和什么位置的载波是造成高峰均比的关键.迭代过程中频域子载波的移动方法主要依据第 i 次迭代得到的ACE分布 $F_{i,j}(y)$ 规则(其中 i 表示第 i 次迭代, j 表示在第 i 次迭代时进行的第 j 次试错),经过 M 次迭代后IFFT时域变换得到 $G_j(x)$ 后,测量该种ACE分布规则在 $p=10$ 的Rapp功率放大器中失真表征的 MER_{ace} 的改变。

④每次试错调整 M 次迭代的削波函数 $f_{i,j}(x)$ 和 $F_{i,j}(y)$ 分布方法,测量该峰均比抑制信号在特定IBO条件下的 $\text{MER}_{\text{ace}}, j=1$,即第一次试错时 $\text{MER}|_{G_1(x)}$ 为 MER_{max} 初值;若 $\text{MER}|_{G_1(x)} < \text{MER}_{\text{max}}$,则该次ACE的 $F_{i,j}(y)$ 试错丢弃;若 $\text{MER}|_{G_1(x)} \geq \text{MER}_{\text{max}}$,则更新最大 MER_{ace} 值 $\text{MER}_{\text{max}} = \text{MER}|_{G_1(x)}$ 。

⑤历经 J 次试错,找到最大的 MER_{ace} 得到 $G_{\text{max}}(x)$ 作为实时运行的 M 次迭代方法,并调整IBO使



(a) PAPR/10⁻⁴峰均比抑制调整方案



(b) OCCDF准则下最低IBO准则的峰均比抑制调整方案

图3 基于峰均比抑制评估标准的峰均比抑制迭代优化方案

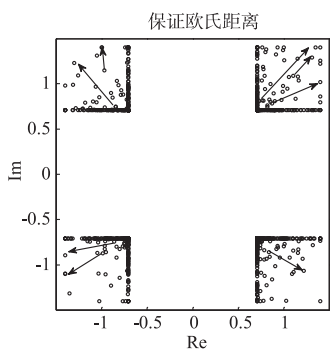


图4 ACE扩张空间的子载波移动规则

MER_{ace} = 40dB. 迭代收敛并非寻找每一次迭代的最优曲线,而是以 M 次迭代曲线为最优目标.

⑥利用 OCCDF 迭代收敛准则经过几十次的迭代处理获得 OFDM 信号的极限分布状态,根据极限分布规律在峰均比抑制处理之前,对信号进行预分布处理,加快迭代收敛速度.

(2) 新的收敛准则

依据不同的 OFDM 信号子载波变动的数量和分布规律进行统计分析,用改变削波 ACE 函数和参数的办法,使处理后的 OFDM 信号具有适应功放效率最高的最佳幅度分布,即保证 MER_{ace} 等于 40dB 限定条件下具有最小的动态范围 (IBO),从而改善 OFDM 信号由于高峰均比造成的放大效率低的缺陷,如图 5 所示. 和 PAPR/10⁻⁴抑制 CCDF 曲线中 10⁻⁴概率门限对应峰均比最小值所获得的抑制效果不同 (如图 6 所示),提出

的迭代收敛准则除了关注大信号,还重点考量了峰值不一定大但数量较多的信号,以整体 MER 最大为收敛目标.整体的分析了 CCDF 曲线的形状和信号分布状态在非线失真中的影响,优化 OFDM 信号分布拟合出可得到最高功放效率的 CCDF 分布曲线(如图 7 所示).新的迭代收敛数据分析模型选取了更为合理和系统的统计方法.需要做如下三点说明.

①每次迭代过程中的两次 IFFT/FFT 变换占用实际系统的运算量和硬件资源消耗最大,为减少运算量后面的实验将迭代的次数限定为 $M=3$ 次,另外削波函数和 ACE 的规则对复杂度和硬件资源消耗影响很小.

②每次迭代中要找到削波函数和 ACE 的规则,这需要反复实验优化,工作量巨大,这种复杂的数学模型建立仅限于设计收敛准则和确立系统实时处理中的工作参数,确定了 ACE 分布规则以后,实时运行时直接引用框图 3 中虚线范围内的过程,所以说 OCCDF 收敛准则的 ACE 方案和传统的 ACE 方案在实现复杂度上基本上一样.

③为了得到的工作参数有统计意义,每次实现优化时计算的 OFDM 符号数量大于 10^4 .

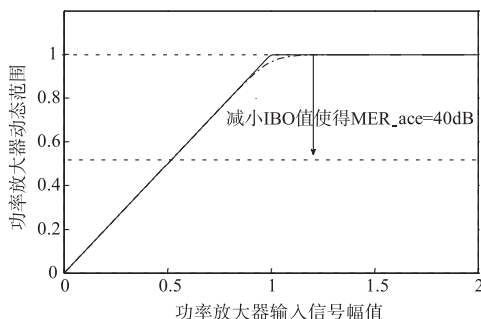


图5 提升功放效率(减小IBO)的OCCDF收敛准则

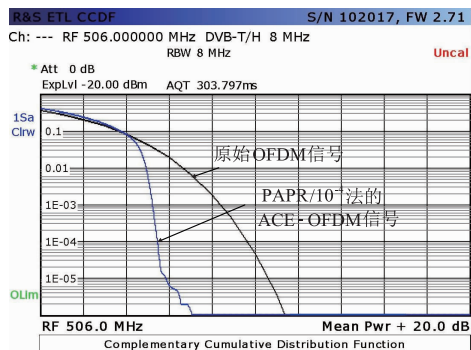


图6 PAPR/10⁻⁴方案CCDF统计曲线

4 实验结果分析

实验结果对比了图 3 中两种峰均比抑制方案.选取了欧洲数字电视 DVB-T 标准作为峰均比抑制的实验平台,系统参数设置如表 1 所示.功放选取 $p=10$ 的 Rapp

功放模型(动态范围有限的理想线性放大器放大 OFDM 信号并不是最佳的^[15]).分别选取了 2.54 秒帧长(10064 个 OFDM 符号)的 DVB-T 数据包(参数设置如表 1 所示),为了将复杂度控制在可接受的范围,迭代次数限制为 $M=3$ 次,由 SFE100 数字电视发射机测试仪完成射频调制,并通过 R&S ETL 电视分析仪给出测量结果.

图 6 和图 7 分别给出了图 3(a) 和图 3(b) 对应的峰均比抑制信号经 SFE100 数字电视发射机测试仪射频调制后在 R&S ETL 电视分析仪中的 CCDF 曲线实测结果,并以原始 OFDM 信号作为参考系.对比数据如表 2 所示,PAPR/10⁻⁴ 方案除在 10⁻¹ 外,在减少峰均比方面做的更好.

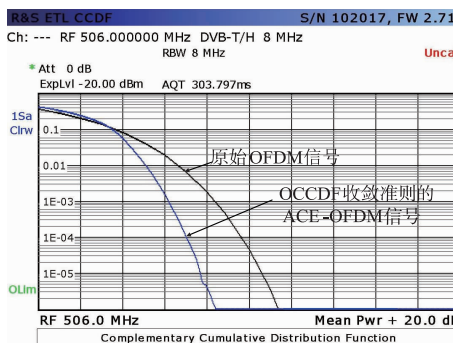


图7 OCCDF方案CCDF统计曲线

表 1 DVB-T 系统参数

OFDM 峰均比抑制实验平台	DVB-T	单载波系统
有效带宽	7.61M	7.61M
IFFT/FFT 载波个数	2048	-----
有效子载波	1705	-----
数据子载波	1512	-----
离散导频/连续导频/TPS 数据	193	-----
调制模式	QPSK	QPSK
循环前缀	1/8	-----
卷积码	1/2 码率,维特比译码	-----
LPF 滤波器	Kaiserord 窗	Kaiserord 窗
	带通截止频率:3.8MHz	带通截止频率:3.8MHz
	带阻起始频率:4.1MHz	带阻起始频率:4.1MHz

图 8 描述了图 3 中两种 ACE 峰均比抑制方案通过功率放大器的 IBO-MER_{ace} 曲线.图 8 对比数据如表 3 所示.相对于 PAPR/10⁻⁴ 法的 OFDM 系统,OCCDF 方案和 PAPR/10⁻⁴ 方案分别获得了 3.7dB 和 3.1dB 的 IBO 增益,同时两种方案 3 次迭代后由于星座扩张平均功率均增加了 1dB.为了更直观的描述 IBO 增益,不同的

峰均比抑制方案所测得的 IBO 增益需减掉平均功率增加的部分,则 OCCDF 方案和 PAPR/10⁻⁴方案分别获得了 2.7dB 和 2.1 dB 的 IBO 净增益.

表 2 OFDM 信号 CCDF 曲线峰均比对比 (dB)

测试信号 PAPR/10 ⁻ⁿ	10 ⁻¹	10 ⁻²	10 ⁻³	10 ⁻⁴
原始 OFDM 信号	3.8	6.5	8.4	9.6
PAPR/10 ⁻⁴ ACE-OFDM 信号	3.8	4.9	5.2	5.5
OCCDF 技术的 ACE-OFDM 信号	3.6	5.1	6.2	7.1
降低 PAPR ACE 信号 PAPR 增益 (相比 OCCDF 技术)	-0.2	0.2	1	1.6

表 3 MER_{ace} = 40dB 时,对比未经处理的 OFDM 信号 IBO 和 SNR 增益 (dB)

测试信号	IBO	IBO 增益	平均功率增加	IBO 净增益	SNR 增益	IBO 总增益
原始 OFDM 信号	7.9	0	0	0	0	0
OCCDF 技术的 ACE-OFDM 信号	4.2	3.7	1	2.7	0.45	3.15
PAPR/10 ⁻⁴ 法的 ACE-OFDM 信号	4.8	3.1	1	2.1	0.45	2.55
单载波信号	4.7	3.2	0	3.2	0	3.2

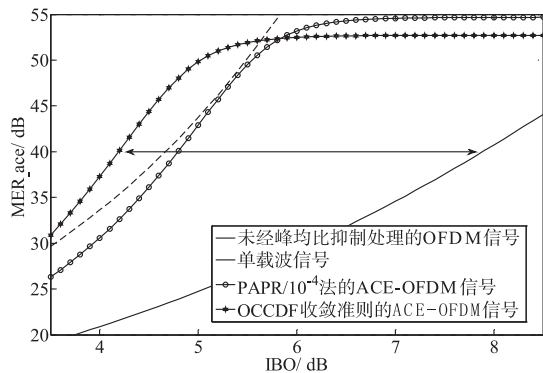


图 8 Rapp 功放模型下的 IBO-MER_{ace} 测试

对比图 6 ~ 图 8 的实验可以得出如下结论.

PAPR/10⁻⁴方案在迭代时只关心减少 CCDF 曲线中 10⁻⁴概率附近的 PAPR;OCCDF 方案是减小放大器在限定失真 (MER_{ace} = 40dB) 时的功率回退,这考虑了四层含义.

(1) 测量 MER 意味着是对每个子载波的失真都进行了测量,不但考虑失真大小,而且对其出现概率进行了累积,事实上从 PAPR 曲线上可得知幅度大的峰值放大后失真大,但次高峰值的子载波出现概率大对失真造成的影响未必小.

(2) 迭代收敛的目标是减小 IBO,放大器电源电压一定时输出功率越大,意味着更多的电压输出到负载

上,降到放大管上的电压更小,等效为放大器效率越高,所以减小 IBO 等效于增加放大器效率,简化了效率计算带来的复杂度.

(3) 图 8 中 OCCDF 法经三次迭代后 IBO 为 4.2dB, 即当 MER_{ace} = 40dB 时,放大器的限幅电压在 PAPR = 4.2 处;PAPR/10⁻⁴法得到了如图 6 的 CCDF 曲线,在限定失真 MER_{ace} = 40dB 时 IBO = 4.8dB (见图 8);虽然 OCCDF 法在 PAPR 大于 4.8dB 时出现的概率大,但由于减少 PAPR 在 4.2 ~ 4.8dB 峰值的概率,IBO 反而大大低于 PAPR/10⁻⁴方法.

(4) 由于 ACE 要满足最小码间欧式距离的约束,改变了高 PAPR 部分的分布概率,必然会影响到其他部分的 PAPR 分布.由图 7 可见 OCCDF 法得到的 CCDF 曲线是以最高功放效率为迭代收敛目标得到的,因此是具有满足最高功放效率的 OFDM 信号最佳幅值分布.

另外:①放大器模型 p 取 10 被认为是接近实用的放大器(这里不去探讨非线性的影响),若在理想失真状态下 IBO 还会有所改善^[15];②为了不影响解调,DVB-T 标准中 10% 以上的导频子载波应保持原位置不动,否则 IBO 还会进一步改善.

图 9 给出了 IBO 测量结果为 4.2dB, MER_{ace} 等于 40dB 时的 OCCDF-OFDM 信号在 R&S ETL 电视分析仪中的星座图分布实测结果.按照传统的 MER 统计方法, MER 测量值会变差,而星座点扩张的子载波因为欧氏距离的增加会增强信号的抗干扰能力,获得 SNR 增益.可以将峰均比抑制的 IBO 增益和信噪比增益 Δ SNR 计为 IBO 总增益^[16].另外经过 ACE 峰均比抑制处理的 OFDM 信号中,扩张空间的存在增加的信号平均功率将从 IBO 增益中扣除,IBO 可以定义为

$$IBO_n [\text{dB}] = P_{in,max} - P_{in,av} + P_{ace} - \Delta\text{SNR} \quad (7)$$

其中 $P_{in,max}$ 为输入信号的饱和截止功率, $P_{in,av}$ 为输入信号的平均功率, P_{ace} 为 ACE 扩张空间引起的平均功率增加.

图 10 给出了高斯信道、1/2 码率卷积码和维特比译码条件下,图 3 中两种 ACE 方案处理的 OFDM 信号和原始 OFDM 信号在 MER_{ace} = 40dB 时的 SNR-BER 测试结果(由 R&S ETL 电视分析仪实测完成).实验结果显示,相较于原始 OFDM 信号,OCCDF 技术和 PAPR/10⁻⁴技术的 ACE-OFDM 信号由于载波的扩张增加了 1dB 的功率,在 BER 为 10⁻³ 处分别获得了 0.45dB 的信噪比增益.

如表 3 所示,相比于原始 OFDM 信号,经过 OCCDF 技术处理的 OFDM 信号所匹配功放的 IBO 总增益为 3.15dB,而 PAPR/10⁻⁴的 OFDM 信号的 IBO 总增益为 2.55dB.图 8 中还给出了单载波信号的测量结果,采用 OFDM 系统相同滤波窗函数的低通滤波器.当满足 MER 值为 40dB 时,同 OCCDF 技术的 ACE-OFDM 信号

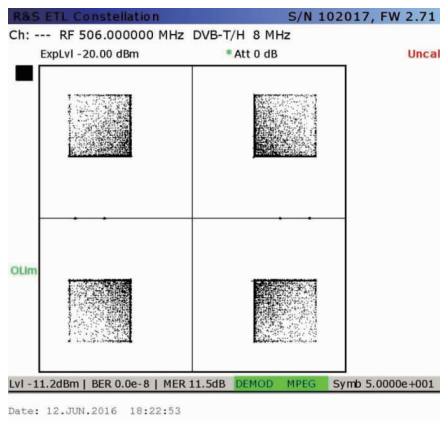


图9 IBO=4.2dB时OCCDF技术的ACE-OFDM信号在R&S ETL电视分析仪中解调的星座图

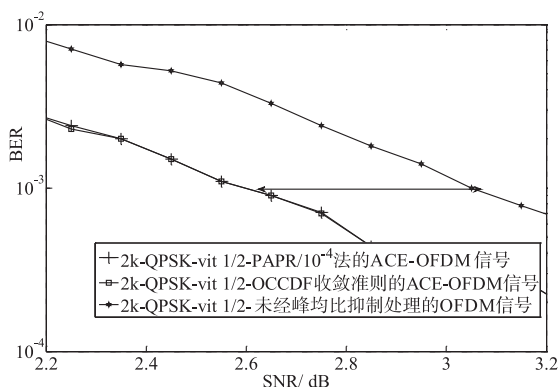


图10 高斯信道下的BER测试结果

相比,单载波信号仅存在 0.05dB 的 IBO 优势。

5 第三方测量结果

国家广播电影电视总局广播电视计量检测中心于 2015 年 6 月 1 日,对“正交频分复用 OFDM 系统发射机峰均比抑制技术研究”项目进行了委托检测,检测编号为 20491506010990。

本次采用 DVB-T 系统进行技术指标测试,使用一只供电电压为 50V_{DC} 的荷兰 NXP-BLF888A 功放管为测试用功放模块未加非线性校正电路,用以验证 OCCDF 峰均比抑制技术的有效性。

检测技术指标如表 4 所示。采用 OCCDF 优化技术,在功放模块肩带比相近的情况下,功放模块输出功率由 73.4W 提升至 129.1W,功放模块效率提升至 31.8%。测量设备将图 9 阴影处定义为 MER 失真(与 ACE 法则相违),无法直接读出 MER 值,所以信号质量参考带肩电平;由于输出功率超过实验设备的上限,峰均比抑制信号的带肩比并未推到原始信号的程度,相

差约 1dB,实际的输出功率及效率较之表 4 还有较大的提升空间,测量结果印证了本文在表 3 中给出的性能参数。

表 4 技术指标检测结果

序号	检测项目	单位	采用 OCCDF 技术的 DVB-T 信号	DVB-T 信号
1	肩带(4.2MHz)	dB	38.3	37.4
2	输出功率	W	129.1	73.4
3	功放模块供电电压	V _{DC}	50	50
4	直流电流	A	8.1	6.0
5	效率	%	31.8	24.5

6 总结

OFDM 信号高峰均比问题是困扰通信领域多年的难题。2004 年制定中国数字电视标准 DTMB 时,增加单载波模式,形成多-单载波共用的复杂方案,关键就在于没有解决峰均比问题,造成了单-多载波共用的奇怪局面。OCCDF 的技术得到高达 3.15dB 的 IBO 增益,并在实测中得到验证,同样的数字电视发射机输出功率可增加一倍,效率提高 50%,和单载波相比 IBO 仅差 0.05dB,解决了 OFDM 信号峰均比过高的问题。

本文例举的 OFDM 信号星座图为 QPSK,每个子载波矢量的可移动范围大,峰均比抑制的效果较好。当星座图为 16QAM 或更高阶时,星座图内层的子载波是不能移动的,要达到好的峰均比抑制效果,必须增加以降低 PAPR 为目的的冗余子载波,采用 OCCDF 技术在增加 4% 冗余子载波的情况下,IBO 增益可做到 3dB,笔者对此将另文论述。不仅对大功率发射机,OCCDF 技术对电池供电的移动设备节能增效同样意义重大。

参考文献

- [1] WANG Yong, YANG Chao, AI Bo. Iterative companding transform and filtering for reducing PAPR of OFDM signal [J]. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 2015, 61 (2): 144 - 150.
- [2] ZHAO Yang, JIANG Tao, et al. Peak-to-average power ratio reduction for OFDM/OQAM signals via alternative-signal method [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2014, 60 (1): 494 - 499.
- [3] INSOO Sohn. A low complexity PAPR reduction scheme for OFDM systems via neural networks [J]. IEEE Communications Letters, 2014, 18 (2): 225 - 228.
- [4] LI Li, QU Dai-ming, JIANG Tao. Partition optimization in LDPC-coded OFDM systems with PTS PAPR reduction [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2014, 63 (8): 4108 - 4113.

- [5] JIANG Tao, NI Chuan-xing, XU Chang, QI Qi. Curve fitting based tone reservation method with low complexity for PAPR reduction in OFDM systems[J]. IEEE Communications Letters, 2014, 18(5): 805 – 808.
- [6] HU Meixia, LI Yong-chao, et al. A piecewise linear companding transform for PAPR reduction of OFDM signals with companding distortion mitigation[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2014, 60(3): 522 – 539.
- [7] Tsung-Wei Wu, Char-Dir Chung. Correlatively precoded OFDM with reduced PAPR[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(3): 1409 – 1419.
- [8] 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.
YANG Lin, HE Xiang-dong, DING Chang-wen. 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)
- [9] 戈立军, 赵迎新, 傅民皓, 等. MQAM-OFDM 系统中降低峰均比与残余载波频偏同步联合算法[J]. 电子学报, 2011, 39(1): 168 – 171.
GE Li-jun, ZHAO Ying-xin, FU Min-hao, et al. Joint PAPR reduction and residual CFO synchronization for MQAM-OFDM systems[J]. Acta Electronica Sinica, 2011, 39(1): 168 – 171. (in Chinese)
- [10] Mehdi-Vejdani Amiri, Mohamed Helaoui. Optimized spectrum constrained crest factor reduction technique using polynomials[J]. IEEE Transactions on Communications, 2015, 63(7): 2555 – 2564.
- [11] European Standard (telecommunications series) ETSI EN 300 744 V1. 2. 1. Digital Video Broadcasting (DVB) Framing Structure, Channel Coding and Modulation for Digital Terrestrial Television[S].
- [12] FENG Zhuo-ming, TAO Xiong-fei, LIU Wei-zhong, HU Zuo-qi. PAPR reduction in SC-IFDMA using a piece-wise linear Nyquist filter[J]. IEEE Communications Letters, 2015, 19(2): 487 – 490.
- [13] Anas Tom, Alphan Sahin, Huseyin Arslan. Suppressing alignment; Joint PAPR and out-of-band power leakage reduction for OFDM-based systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2016, 64(3): 1100 – 1109.
- [14] Sen-Hung Wang, Kuan-Chou Lee, Chih-Peng Li. 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.
- [15] 陈瑶华, 蔡超时, 陈群. OFDM 信号功率放大器的最佳预校正曲线[J]. 广播电视与技术, 2017, 44(10): 103 – 106.
CHEN Yao-hua, CAI Chao-shi, CHEN Qun. Optimum pre-calibration curve of power amplifier in OFDM system[J]. Radio & TV Broadcast Engineering, 2017, 44(10): 103 – 106. (in Chinese)
- [16] Saeed Gazor, Ruhallah-Ali Hemmati. Tone reservation for OFDM systems by maximizing signal-to-distortion ratio[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2012, 11(2): 762 – 770.

作者简介



胡 峰 男, 1985 年 4 月出生, 山东临沂人. 2013 年毕业于中国传媒大学, 获工学博士学位. 现为中国传媒大学网络工程系讲师, 从事广播电视技术、无线通信技术、宽带信息和数字信号处理技术方面的有关研究.
E-mail: fenghu@cuc.edu.cn



蔡超时 男, 1957 年 8 月出生, 广西鹿寨人. 1982 年毕业于北京邮电学院, 现为中国传媒大学电子工程系教授, 从事广播电视和数字信号处理方面的研究.
E-mail: bbicai@cuc.edu.cn