

LTE-A 中逼近最优性能的峰值对消峰均比抑制算法

潘文生, 朱晓东, 邵士海, 唐友喜

(电子科技大学通信抗干扰国家级重点实验室, 四川成都 611731)

摘 要: 最优化限幅滤波法(OICF)是一种最优化的限幅类技术,它可以在满足峰均比(PAPR)要求下实现信号矢量误差的最小化,但其需要进行最优化求解,其计算复杂度与信号的子载波总数的立方成正比.针对 OICF 复杂度高的缺点,考虑 LTE-Advanced 多载波信号,提出了一种基于峰值对消降低 PAPR 的方法(PC-PAPR).PC-PAPR 在峰值对消前,将对消脉冲通过一个零相位滤波器,滤除带外泄漏的同时,保证对消脉冲的相位不发生改变.理论分析表明,PC-PAPR 计算复杂度降至与信号的子载波总数成正比,数字仿真结果表明 PC-PAPR 降低 PAPR 的性能与 OICF 性能差异小于 0.06dB.

关键词: 多载波系统; 峰均功率比; 限幅滤波; 峰值对消; 零相位滤波器

中图分类号: TN919.72

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112 (2014)10-1901-06

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

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2014.10.005

A Peak Cancellation Method Close to Optimal Performance for PAPR Reduction in LTE-A System

PAN Wen-sheng, ZHU Xiao-dong, SHAO Shi-hai, TANG You-xi

(National Key Lab of Science and Technology on Communications, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu, Sichuan 611731, China)

Abstract: Optimized iterative clipping filtering (OICF) is an optimal algorithm for peak to average power ratio (PAPR) reduction, since it can achieve the required PAPR reduction with minimum in-band distortion. However, OICF needs to solve a convex optimization problem with $O(N^3)$ complexity, where N is the number of subcarriers. To reduce the complexity, a method based on the peak cancellation (PC-PAPR) is proposed. This method uses a zero-phase filter, which length is Q , to modify the spectrum of the peak pulse. After the filter, the phase of the peak pulse is not changed, and the out-of-band spectrum of the pulse is zero. Results of analysis show that the computational complexity of the PC-PAPR is $O(QN)$, and simulation results show that the difference of PAPR-reduction performance between PC-PAPR and OICF is less than 0.06dB.

Key words: multi-carriers systems; peak to average power ratio (PAPR); iterative clipping and filtering (ICF); peak cancellation; zero-phase filter

1 引言

LTE-Advanced (LTE-A) 系统采用载波聚合技术,将多个连续或者离散载波聚合在一起,形成 100MHz 带宽的信号^[1].然而随着载波数的增加,多载波信号的峰均比(PAPR)也会增加^[2].高的峰均比信号将导致发射机中的功放产生失真,信号质量下降.通过功放回退能够改善高峰均比信号的失真,但是回退将影响功放效率,使得整机功耗上升,运营成本提高.

如何降低多载波信号 PAPR,国内外学者提出了各种解决算法,包括概率类方法^[3~5],编码方法^[6,7],限幅滤波法^[8,9]等.在这些技术中,限幅滤波法(ICF)因其冗

余度低、降低 PAPR 能力强、易于实现等特点,得到越来越多的研究和运用^[10,11].但幅滤波法中,限幅后的信号通过滤波,会出现峰值再生的问题,因此需要多次迭代,算法复杂.同时,限幅滤波方法会引入信号的非线性失真,降低系统性能.

针对 ICF 方法的缺点,最优化限幅滤波(OICF)^[9]提出了寻找最优化滤波器,使得限幅后的滤波同时考虑带外泄漏和带内失真,有效的提高了 ICF 方法的性能. OICF 可以实现在满足 PAPR 条件下,矢量误差(EVM)最小,但其需要进行最优化的求解,其算法复杂度与总子载波 N 的立方 $O(N^3)$ 成正比.

综合考虑降低 PAPR 的性能和算法复杂度,基于峰

值对消方法,针对 LTE-A 宽带信号提出了一种降低 PAPR 的 PC-PAPR 方法. PC-PAPR 在进行峰值对消之前,将对消的脉冲进行成型滤波,然后再进行峰值对消. 成型滤波器采用零相位滤波器,其频域响应在信号带宽外为零,因此通过成型滤波的信号相位不发生改变,无带外泄漏产生. PC-PAPR 通过对消滤波后的峰值脉冲,在无带外泄漏的条件下,能够有效的消除峰值. 对消后的信号无需再进行滤波,不会产生峰值再生问题.

2 信号模型

LTE-A 信号由 M 个载波聚合而成,每个载波由 N_m 个子载波组成,因此 LTE-A 信号的等效基带模型 $x(t)$ 可以表示为:

$$x(t) = \sum_{m=1}^M \frac{1}{\sqrt{N_m}} \sum_{k=0}^{N_m} X_m(k) e^{j2\pi(f_{m,k} + f_m)t}, 0 \leq t \leq T_s \quad (1)$$

其中, T_s 为信号的符号周期, $X_m(k)$ 为第 m 个载波的第 k 个原始频率信号, f_m 为第 m 个载波的中频载波频率. 对 LTE-A 信号以 LN/T_s 速率进行采样后,得到离散时间信号 $x(n)$ 为:

$$x(n) = \sum_{m=1}^M \frac{1}{\sqrt{N_m}} \sum_{k=0}^{N_m} X_m(k) e^{j2\pi n(f_{m,k} + f_m)L/T_s}, 0 \leq n \leq LN-1 \quad (2)$$

其中, L 为过采样率, $N = \sum_{m=1}^M N_m$ 为总载波数.

对 LTA-A 信号 $x(n)$ 进行 R 点逆傅里叶变换 (IDFT), 得到其频率表达式 $X_\omega(r)$:

$$X_\omega(r) = \sum_{n=0}^{LN-1} x(n) e^{-j2\pi nr/R}, -\frac{R-1}{2} \leq r \leq \frac{R-1}{2} \quad (3)$$

其中:

$$R = \begin{cases} LN, & LN \text{ 为奇数} \\ LN+1, & LN \text{ 为偶数} \end{cases} \quad (4)$$

由于 LTE-A 为带宽信号, 因此在没有信号的频率处, 幅度 $|X_\omega(r)| = 0$, 则 $x(n)$ 的频域表示为:

$$X_\omega(r) = [0, 0, \dots, X_\omega(r_1), X_\omega(r_1+1), \dots, X_\omega(0), X_\omega(1), \dots, X_\omega(r_2-1), X_\omega(r_2), \dots, 0, 0] \quad (5)$$

其中 r_1 为频率幅度不为零的最小频率, r_2 为频率幅度不为零的最大频率.

LTE-A 信号的 PAPR 为:

$$PAPR = \frac{\max_n |x(n)|^2}{E\{|x(n)|^2\}} \quad (6)$$

其中, $E\{\cdot\}$ 表示求期望, $E\{|x(n)|^2\}$ 为 LTE-A 信号的平均功率.

降低 PAPR 后信号的失真通常用矢量幅度误差 (EVM) 来衡量, 假设原始信号为 $x(n)$, 降低 PAPR 后的

信号为 $\tilde{x}(n)$, 则降低 PAPR 后信号的 EVM 为:

$$\begin{aligned} EVM &= \sqrt{\frac{\sum_{n=0}^{LN-1} |x(n) - \tilde{x}(n)|^2}{\sum_{n=0}^{LN-1} |x(n)|^2}} \\ &= \sqrt{\frac{\sum_{m=1}^M \frac{1}{N_m} \sum_{k=0}^{N_m} |X_m(k) - \tilde{X}_m(k)|^2}{\sum_{m=1}^M \frac{1}{N_m} \sum_{k=0}^{N_m} |X_m(k)|^2}} \quad (7) \end{aligned}$$

其中, $X_m(k)$ 和 $\tilde{X}_m(k)$ 分别表示理想信号和降低 PAPR 信号的第 m 个载波的第 k 个数据符号.

3 峰值对消算法

3.1 限幅滤波 (ICF) 算法

ICF 算法的系统框图如图 1 所示, 先将信号 $x(n)$ 的相位和幅度分离, 将幅度 $|x(n)|$ 与门限 T_h 做比较, 高于门限的峰值以门限 T_h 输出, 低于门限的幅度以 $|x(n)|$ 输出, 输出的信号与对应的相位相乘后, 得到软限幅后的信号 $\hat{x}(n)$, 然后经过滤波器滤波后得到 ICF 算法处理后的信号 $\tilde{x}(n)$.

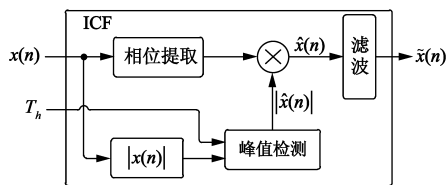


图1 ICF降低PAPR的系统框图

在限幅滤波算法中, 原始信号 $x(n)$, ($0 \leq n \leq LN-1$) 通过软限幅的方式限幅到预设的门限. 限幅后的信号 $\hat{x}(n)$, ($0 \leq n \leq LN-1$) 为

$$\hat{x}(n) = \begin{cases} T_h e^{j\varphi(n)}, & |x(n)| > T_h \\ x(n), & \text{其它} \end{cases} \quad (8)$$

其中, $T_h > 0$ 为预设的门限值, $\varphi(n)$ 为 $x(n)$ 的相位. 则限幅后的 PAPR 为:

$$PAPR_{ICF} = \frac{T_h^2}{E\{|\tilde{x}(n)|^2\}} \quad (9)$$

限幅后的信号将产生带内和带外泄漏, 为了抑制带外泄漏, 通常在限幅后加入滤波器, 但通过滤波器后, 会产生峰值再生的问题, 需要考虑多次迭代, 增加算法复杂度.

针对限幅滤波算法的缺陷, 文献[9]提出了一种优化限幅滤波法 (OICF), 该算法将 PAPR、EVM 和带外泄漏联合考虑, 有效地提高了 ICF 算法的性能.

在 OICF 算法中, 限幅后的信号通过一个最优化的滤波器 H^m , 该滤波器可以在有效防止峰值再生的同时, 使得 EVM 的最小化. 设 X^m 和 $\hat{X}^m$ 分别表示第 m 次

限幅前和限幅后的频域信号,其中 $\hat{\mathbf{X}}^m = [\hat{\mathbf{X}}_1^m; \hat{\mathbf{X}}_2^m]$.

$\hat{\mathbf{X}}_1^m = [\hat{\mathbf{X}}_\omega^m(r_1), \hat{\mathbf{X}}_\omega^m(r_1 + 1), \dots, \hat{\mathbf{X}}_\omega^m(r_2 - 1), \hat{\mathbf{X}}_\omega^m(r_2)]$ 表示限幅后带内的信号.

$\hat{\mathbf{X}}_2^m = [\hat{\mathbf{X}}_\omega^m(-\frac{R-1}{2}), \hat{\mathbf{X}}_\omega^m(-\frac{R-1}{2} + 1), \dots, \hat{\mathbf{X}}_\omega^m(r_1 - 1),$

$\hat{\mathbf{X}}_\omega^m(r_2 + 1), \dots, \hat{\mathbf{X}}_\omega^m(\frac{R-1}{2})]$

为带外的信号. 根据文献[9], 优化限幅滤波中的滤波器 $\mathbf{H}^m$ 满足如下优化问题:

$$\min_{\mathbf{H}^m} \text{EVM} = \frac{\|\mathbf{X}^m - \hat{\mathbf{X}}_1^m \cdot \mathbf{H}^m\|_2}{\|\mathbf{X}^m\|_2} \quad (10)$$

$$\hat{\mathbf{X}}_2^{(m)} = 0 \quad (11)$$

$$\frac{\|IDFT(\hat{\mathbf{X}}_1^m \cdot \mathbf{H}^m)_{LN}\|_\infty}{\|IDFT(\hat{\mathbf{X}}_1^m \cdot \mathbf{H}^m)\|_2 / \sqrt{LN}} \leq \sqrt{PAPR} \quad (12)$$

其中, $\cdot$ 表示向量点乘运算, $IDFT(\hat{\mathbf{X}}_1^m \cdot \mathbf{H}^m)_{LN}$ 表示对 $\hat{\mathbf{X}}_1^m \cdot \mathbf{H}^m$ 进行 LN 点逆傅里叶变换, $\|\cdot\|_2$ 表示二范数运算, $\|\cdot\|_\infty$ 表示无穷范数运算.

如果要解出最优化滤波器的系数, 需要将式(12)进行简化为一个凸优化问题, 然后利用专业软件求出最优化滤波器^[9].

3.2 峰值对消(PC-PAPR)算法

虽然 OICF 综合考虑 PAPR 降低和信号的失真, 性能优于 ICF 算法, 但如果去求解最优化的滤波器, 算法复杂, 求解困难. 采用峰值对消的方法, 可以简化该问题. 不同于 ICF 算法, PC-PAPR 先将峰值滤波, 然后再进行峰值对消. 峰值对消降低 PAPR 的系统框图如图 2 所示.

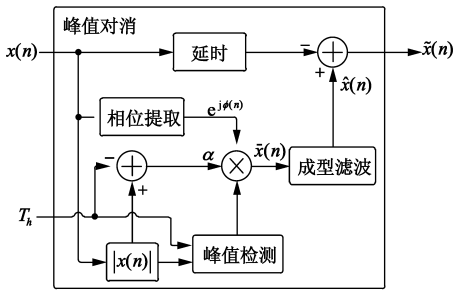


图2 峰值对消降低PAPR的系统框图

峰值对消算法中, 首先计算输入信号的幅值 $|x(n)|$, 然后将幅值与预设的门限 T_h 比较, 找出超过门限的峰值. 将峰值信号按照比例因子 α 进行缩放后乘以对应的相位 $e^{j\varphi(n)}$, 送入到成型滤波器进行滤波, 滤波完后的峰值信号与输入信号在时间上对齐后, 进行对消, 最后输出对消后的信号 $\hat{x}(n)$.

峰值对消系统框图中的各个点时域波形如图 3 所示, 从图中可以看出, 峰值对消可以有效的降低信号的峰均比. 峰值对消的具体步骤可以阐述如下:

(1) 设定消峰后信号的预期峰均比 $PAPR_{pce}$;

(2) 构造成型滤波器 $h(q)$;

(3) 根据式(9)计算消峰门限 $T_h =$

$$\sqrt{E\{|x(n)|^2\} \times PAPR_{pce}};$$

(4) 进行峰值检查并计算超过门限尖峰的比例因子 $\alpha_n = \begin{cases} |x(n)| - T_h, & |x(n)| > T_h \\ 0, & \text{其它} \end{cases}$;

(5) 然后将比例因子与对应峰值信号的相位 $\varphi(n)$ 相乘, 得到对消脉冲 $\tilde{x}(n) = \alpha_n e^{j\varphi(n)}$;

(6) 将获得的比例因子进行滤波, 得到对消信号 $\hat{x}(n) = \tilde{x}(n) \otimes h(q)$, 其中 $\otimes$ 表示卷积运算;

(7) 将对消信号与原信号相减, 得到消峰后的信号 $\tilde{x}(n) = x(n) - \hat{x}(n)$.

(8) 进行峰值检查, 如果没有超过门限的峰值, 算法结束, 否则转移到步骤 4, 进行下一次迭代.

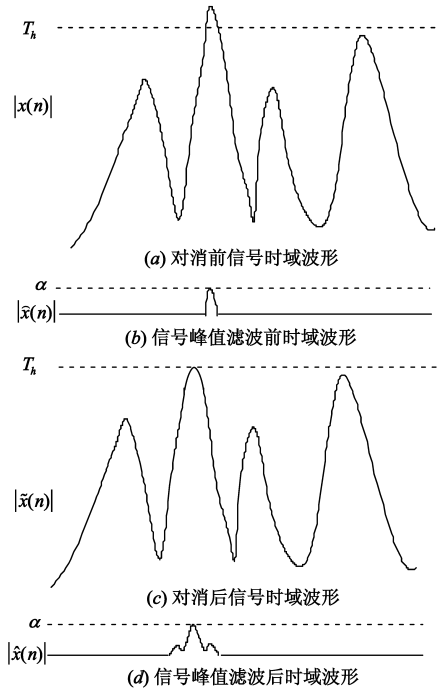


图3 峰值对消降低PAPR的时域波形

3.3 性能分析

从上面的分析得知, 经过峰值对消后的信号为:

$$\begin{aligned} \tilde{x}(n) &= x(n) - \hat{x}(n) \\ &= x(n) - \tilde{x}(n) \otimes h(q) \\ &= x(n) - \alpha_n e^{j\varphi(n)} \otimes h(q) \end{aligned} \quad (13)$$

根据 PAPR 的定义, 峰值对消后信号的 PAPR 为:

$$\begin{aligned} PAPR_{pce} &= \frac{\max_n [|\tilde{x}(n)|^2]}{E\{|x(n)|^2\}} \\ &= \frac{\max_n [|\tilde{x}(n) - \alpha_n e^{j\varphi(n)} \otimes h(q)|^2]}{E\{|x(n)|^2\}} \end{aligned} \quad (14)$$

峰值对消后信号的 EVM 为:

$$\begin{aligned}
 EVM &= \sqrt{\frac{\sum_{n=0}^{LN-1} |x(n) - \tilde{x}(n)|^2}{\sum_{n=0}^{LN-1} |x(n)|^2}} \\
 &= \sqrt{\frac{\sum_{n=0}^{LN-1} |x(n) - (x(n) - \hat{x}(n))|^2}{\sum_{n=0}^{LN-1} |x(n)|^2}} \\
 &= \sqrt{\frac{\sum_{n=0}^{LN-1} |(\alpha_n e^{j\varphi(n)} \otimes h(q))|^2}{\sum_{n=0}^{LN-1} |x(n)|^2}} \quad (15)
 \end{aligned}$$

为了便于分析,假设共有 P 个大于门限的峰值存在,其出现在 $x(n)$ 中的 $n_1, n_2, \dots, n_P$ 处,则对消后信号的 EVM 和 PAPR 可以简化为:

$$\begin{aligned}
 \max_{n_p} [|x(n_p) - \alpha_{n_p} e^{j\varphi(n_p)} \otimes h(q)|^2] \\
 PAPR_{\text{per}} = \frac{E\{ |\hat{x}(n)|^2 \}}{\max_{n_p} [|x(n) - \tilde{x}(n) \otimes h(q)|^2]} \\
 = \frac{E\{ |\hat{x}(n)|^2 \}}{E\{ |\hat{x}(n)|^2 \}} \quad (16)
 \end{aligned}$$

其中, $n_p = n_1, n_2, \dots, n_P$,

$$\tilde{x}(n) = (|x(n)| - \sqrt{E\{|x(n)|^2\} \times PAPR_{\text{pce}}}) e^{j\varphi(n)}.$$

$$EVM = \sqrt{\frac{\sum_{n_p} |(\alpha_{n_p} e^{j\varphi(n_p)} \otimes h(q))|^2}{E\{|x(n)|^2\}}}, \quad n_p = n_1, n_2, \dots, n_P \quad (17)$$

从式(16)可以看出,为了使得 $PAPR_{\text{per}}$ 等于 $PAPR_{\text{pce}}$,则进行滤波后的对消脉冲的相位不发生改变,因此所加滤波器需为零相位滤波器^[12],虽然零相位滤波器无法物理实现,但利用现场可编程逻辑电路(FPGA)可以实现^[12].

零相位滤波器除了在时域上不改变对消脉冲的相位,其频域响应曲线也需与信号频率分布一致,否则会引起带外泄漏.根据 LTE-A 信号频谱构造零相位滤波器 $h(q)$,其频率响应 $H(k)$ 为:

$$H(k) = \begin{cases} 1, & -Z \leq k \leq Z \\ 0, & \text{其它} \end{cases}, \quad -\frac{R-1}{2} \leq k \leq \frac{R-1}{2} \quad (18)$$

其中 $Z = \max(|r_1|, |r_2|)$.对 $H(k)$ 做 Q 点(Q 为奇数)逆傅里叶变换,并进行幅度归一化,得到滤波器的系数 $h(q)$:

$$h(q) = \frac{\sum_{r=-Z}^Z e^{j2\pi qr/R}}{\|h(q)\|_{\infty}}, \quad -\frac{Q-1}{2} \leq q \leq \frac{Q-1}{2} \quad (19)$$

如上构造的零相位滤波器,其冲击响应如图 4 所示.该滤波器除了在时刻零有一个峰值外,其它时间点

还有不为零的响应.则在时间间隔为 Q 个采样周期内,如果同时对消 2 个以上的峰值,那么经过滤波器后,可能会造成对消脉冲之间相互叠加,相互影响各自的相位,导致对消性能下降.因此,在该算法中,如果在时间间隔 Q 个采样周期内,时出现 2 个以上的峰值,则每次只对消最先出现的峰值,剩余的峰值留待下次迭代对消.

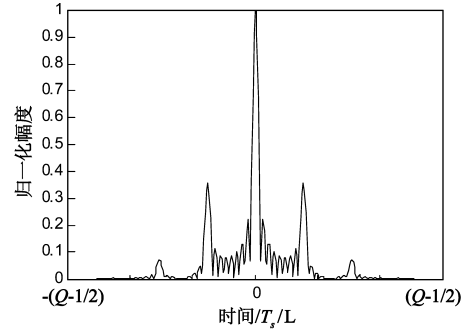


图4 滤波器冲击响应图

经过上述峰值对消后信号的 PAPR 和 EVM 分别为:

$$\begin{aligned}
 \max_n [|x(n) - \alpha_n e^{j\varphi(n)} \otimes h(q)|^2] \\
 PAPR_{\text{per}} = \frac{E\{|x(n)|^2\}}{\max_n [|x(n) - \tilde{x}(n) \otimes h(q)|^2]} \\
 = \frac{E\{|x(n)|^2\}}{E\{|x(n)|^2\}} \\
 = PAPR_{\text{pce}} \quad (20)
 \end{aligned}$$

$$EVM = \sqrt{\frac{\sum_k |(\alpha_k e^{j\varphi(k)} \otimes h(q))|^2}{E\{|x(n)|^2\}}}, \quad (k = n_1, n_2, \dots, n_P) \quad (21)$$

3.4 复杂度分析

OICF 算法中,由于要求最优化解,其复杂度为 $O(N^3)$,另外由于该算法还需要进行 FFT 和 IFFT 运算,其复杂度更高,但其主要由 $O(N^3)$ 决定^[9].

本文提出的峰值对消算法中,步骤 1 为设置期望的 PAPR,无计算量;步骤 2 虽然要进行 Q 点 IDFT 计算,但是构造滤波器可以离线计算.步骤 3 需要计算 $E\{|x(n)|^2\}$,其计算复杂度为 $O(LN)$;步骤 4 和步骤 5 进行比例因子计算,当迭代消除所有的峰值点后,需要 P 次复数乘加运算.步骤 6 将获得的比例因子进行滤波,每个比例因子进行 Q 次复数乘加运算,当迭代消除所有的峰值点后,其计算复杂度为 $O(QP)$.当迭代消除所有的峰值点后,步骤 7 需要进行 P 次复数减法运行.因此,整个算法的复杂度为 $O(QP) + O(LN)$,其中 P 为出现峰值的总个数. P 是与 N 有关的随机变量,可以表示为^[13]:

$$E(P) = N\sqrt{\frac{\pi}{3}} PAPR_{\text{pcr}} e^{-(PAPR_{\text{pcr}})^2} \tag{22}$$

则 QP 为:

$$QP = QE(P) = QN\sqrt{\frac{\pi}{3}} PAPR_{\text{pcr}} e^{-(PAPR_{\text{pcr}})^2} \tag{23}$$

因此, 整个算法的计算复杂度为 $O(QN) + O(LN)$.

4 数值仿真

为了验证峰值对消方法降低 PAPR 的性能, 在 LTE-A 系统中, 对该算法进行了仿真. 在整个仿真中, 采用了 5 载波聚合成 100MHz 的 LTE-A 信号. 采用 64QAM 调制, 每个载波由 1320 个子载波组成, 其频谱如图 5 所示. 仿真中, 过采样率为 6.

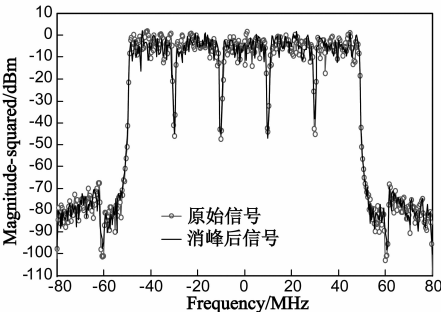


图5 LTE-A 100MHz信号频谱图

仿真中, 零相位滤波器的长度为 255, 其冲击响应如图 6 所示.

为了验证该 PC-PAPR 在不同期望 PAPR 的性能, 分别设置了预期的 PAPR 为 6.44dB 和 6dB. 在仿真中, PC-PAPR 进行了 2 次迭代, 其对消前后信号的累积互补函数 (CCFD) 曲线如图 7 所示. 从图中可以看出, 经过 2 次迭代后, PC-PAPR 能够将信号的 PAPR 降低到接近期望的 PAPR. 消峰前后信号的频谱如图 5 所示, 从图中可以看出, PC-PAPR 没有引起带外泄漏.

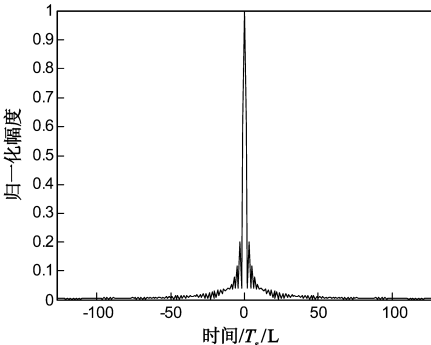


图6 零相位滤波器冲击响应图

为了比较 PC-PAPR 与 OICF 的性能, 在期望 PAPR 为 6dB 和 6.44dB 的条件下, 进行了仿真对比. 仿真中,

OICF 迭代次数也为 2 次, 其降低 PAPR 的性能如图 7 所示. 从图中可以看出, PC-PAPR 降低信号 PAPR 的性能与 OICF 算法性能接近, 差异小于 0.06dB.

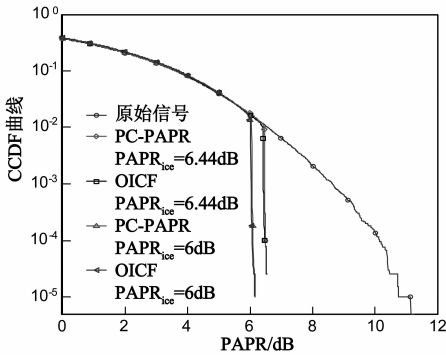


图7 PC-PAPR和OICF算法降低PAPR的性能曲线

PC-PAPR 和 OICF 算法在不同期望 PAPR 条件下, 降低 PAPR 的性能如表 1 所述. 从表中可以看出, PC-PAPR 能够有效的将 PAPR 降低到期望的位置, 同时保证信号的 EVM. 从表中看出 PC-PAPR 与 OICF 的性能接近.

表 1 PC-PAPR 与 OICF 性能对比表

期望的 PAPR(dB)	PC-PAPR 算法		OICF 算法	
	对消后的 PAPR(dB)	对消后的 EVM	限幅后的 PAPR(dB)	限幅后的 EVM
5.57	5.69	7.98%	5.63	8.02%
6.02	6.09	6.48%	6.03	6.53%
6.44	6.48	5.34%	6.45	5.37%
6.85	6.87	4.39%	6.88	4.41%

5 结束语

OICF 算法综合考虑带外泄漏、带内失真和信号 PAPR 等指标, 在满足 PAPR 要求下, 实现 EVM 的最小化, 是一种最优化的限幅滤波算法. 但是由于 OICF 需要进行优化求解, 算法复杂度与子载波总数 N 的立方成正比, 复杂度较高. 本文基于峰值对消提出了一种降低 PAPR 的方法 (PC-PAPR), PC-PAPR 在进行峰值对消之前, 将对消脉冲经过一个零相位滤波器, 在保证对消脉冲与原始信号频谱一致的情况下, 有效地降低信号 PAPR. 理论分析和数值仿真表明, 该算法性能与 OICF 性能相当, 但计算复杂度降低到与子载波数成线性关系.

参考文献

[1] Zhang C, Ariyavisitakul S L, M X Tao. LTE-advanced and 4G wireless communications[J]. IEEE Communications Magazine, 2012, 50(2): 102 – 103.

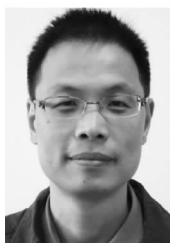
- [2] Jiang T, Guizani M, Chen H H, et al. Derivation of PAPR distribution for OFDM wireless systems based on extreme value theory[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2008, 7(4): 1298 – 1305.
- [3] Qi X K, Li Y, Huang H N. A low complexity PTS scheme based on tree for PAPR reduction[J]. IEEE Communications Letters, 2012, 16(9): 1486 – 1488.
- [4] 张帅, 杨霖, 李少谦. PSO 与相位因子优选对结合降低 OFDM 峰均比的算法[J]. 系统工程与电子技术, 2012, 34(7): 1479 – 1483.
Zhang S, Yang L, Li S Q. Algorithm combined PSO and phase factor optimal pair for PAPR reduction in OFDM systems[J]. Systems Engineering and Electronics, 2012, 34(7): 1479 – 1483. (in Chinese)
- [5] 李恩玉, 杨士中, 吴皓威, 等. 一种基于 PTS 技术降低 OFDM 系统峰均比的改进算法[J]. 电子与信息学报, 2011, 33(10): 2511 – 2515.
Li E Y, Yang S Z, Wu H W, et al. An improved method for PAPR reduction in OFDM Systems based on the PTS[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2011, 33(10): 2511 – 2515. (in Chinese)
- [6] Baig I, Jeoti V. A ZCMT precoding based multicarrier OFDM system to minimize the high PAPR[J]. Wireless Personal Communications, 2013, 68(3): 1135 – 1145.
- [7] 戈立军, 赵迎新, 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 Yin-xin, et al. Joint PAPR reduction and residual CFO synchronization for MQAM-OFDM systems[J]. Acta Electronica Sinica, 2011, 39(1): 168 – 171. (in Chinese)
- [8] Tong J, Li P, Zhang Z H, et al. Iterative soft compensation for OFDM systems with clipping and superposition coded modulation[J]. IEEE Transactions on Communications, 2010, 58(10): 2861 – 2870.
- [9] Wang Y C, Luo Z Q. Optimized iterative clipping and filtering for PAPR reduction of OFDM signals[J]. IEEE Transactions on Communications, 2011, 59(1): 33 – 37.
- [10] Zhu X D. A low-BER clipping scheme for PAPR reduction in STBC MIMO-OFDM systems[J]. Wireless Personal Communications, 2012, 65(2): 335 – 346.
- [11] Wang Y J, Chen W, Tellambura C. Genetic algorithm based nearly optimal peak reduction tone set selection for adaptive amplitude clipping PAPR reduction[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2012, 58(3): 462 – 471.
- [12] 吴国桥, 王兆华. 基于全相位的零相位数字滤波器的设计方法[J]. 电子与信息学报, 2007, 29(3): 574 – 577.
Wu G Q, Wang Z H. Design method of digital filter with zero-phase based on all phase[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2007, 29(3): 574 – 577. (in Chinese)
- [13] Wang L Q, Tellambura C. Analysis of clipping noise and tone-reservation algorithms for peak reduction in OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2008, 57(3): 1675 – 1694.

作者简介



潘文生 男, 1975 年生, 重庆人, 博士, 研究方向为高效率功率放大器、峰均比抑制和数字预失真技术。

E-mail: panwens@uestc.edu.cn



朱晓东 男, 1976 年生, 湖北襄阳人, 电子科技大学副教授, 研究方向为宽带无线通信关键技术。