

文章编号: 2095-4980(2013)01-0119-06

过采样下预留载波 OFDM 系统峰均比抑制方法

李 铀, 张晓林

(北京航空航天大学 电子信息工程学院, 北京 100191)

摘 要: 为降低过采样后峰均比回升对预留载波法峰均比抑制效果的影响, 提出了一种改进方法。该方法利用改进的互熵法计算预留载波的位置, 获得一个过采样条件下旁瓣值最低的时域核。用时域核对过采样后的正交频分复用(OFDM)符号进行迭代削峰处理。每次迭代中, OFDM 符号的幅度峰值被加权且循环移位后的时域核削减到一个预先设定的阈值。仿真结果表明, 该方法可有效降低峰均比回升的影响, 在总载波数 1 024, 预留载波数 10 的条件下, 峰均比抑制效果改善了 2.1 dB。

关键词: 正交频分复用; 峰均比; 预留载波; 互熵; 过采样

中图分类号: TN911.6

文献标识码: A

Tone reservation method under oversampling for PAPR reduction in OFDM systems

LI You, ZHANG Xiao-lin

(School of Electronic and Information Engineering, BEIHANG University, Beijing 100191, China)

Abstract: An improved method was proposed to reduce the deterioration of Peak to Average Power Ratio(PAPR) reduction of tone reservation method due to PAPR rising caused by oversampling. The modified Cross Entropy(CE) method was adopted to calculate the locations of the reserved tones. A time domain kernel with the lowest secondary peak under oversampling was obtained according to the locations. The oversampled Orthogonal Frequency Division Multiplexing(OFDM) symbol was clipped by the kernel iteratively. The sample with the peak magnitude was clipped by the weighted and circularly shifted kernel to a predefined magnitude in each iteration. The simulation results validate the effectiveness of the proposed method, by which PAPR reduction is improved by 2.1 dB under 1 024 total subcarriers and 10 reserved tones.

Key words: Orthogonal Frequency Division Multiplexing; Peak to Average Power Ratio; tone reservation; cross entropy; oversampling

OFDM 技术因其高频谱利用率和抗频率选择性衰落的特性, 在现代无线通信中得到广泛应用, 并已成为第四代移动通信系统的一项核心传输技术^[1]。但是较高的峰均比(PAPR)是 OFDM 的一个主要缺点, 高 PAPR 的信号对系统中数模转换器的动态范围和高功率放大器的线性度要求很高, 这些都增加了系统造价和复杂度。如果系统线性动态范围不能满足信号的变化, 就会造成信号畸变, 使叠加信号的频谱发生变化, 从而导致子信道之间的正交性遭到破坏, 产生严重的相互干扰, 使通信系统性能严重恶化。因此, 降低 OFDM 系统的 PAPR 成为了一项重要技术^[2]。为降低 OFDM 信号的 PAPR, 许多学者做了大量的工作并提出了各种解决方案^[3], 主要包括: 限幅类方法^[4], 这类方法的优点是比较简单, 实现容易, 但是会带来带内干扰和带外功率泄漏等问题; 编码类方法^[5], 这类方法虽然能实现极低的峰均比, 且还具有纠错和检错的能力, 但其只适用于载波数较少的情况; 概率类方法, 主要有选择性映射法^[6]、部分序列传送法^[7]和预留载波法^[8]等, 这类方法也能实现较低的峰均比, 而且不会带来信号失真, 因而受到广泛关注。其中的预留载波方法具有不需要额外传输边带信息的优点, 已经被第二代欧洲数字地面电视广播传输标准(Digital Video Broadcasting T2, DVB-T2)所采用, 作为降低 PAPR 的重要技术。本文将主要针对预留载波方法, 提出一种在过采样条件下的改进方法。

收稿日期: 2012-05-03; 修回日期: 2012-06-08

1 OFDM 系统峰均比问题

1.1 峰均比定义

OFDM 的离散复基带信号可以表示为:

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

式中: $x(n)$ 表示 OFDM 的时域符号; $X(k)$ 表示频域符号。则峰均比(PAPR)的定义为:

$$PAPR = 10 \lg \frac{\max |x(n)|^2}{E[|x(n)|^2]} \quad (2)$$

即为在一个 OFDM 符号周期内, 最大的峰值功率与平均功率的比值。

1.2 峰均比分布

根据中心极限定理, 当 N 足够大, OFDM 时域信号 $x(n)$ 的实部和虚部均满足高斯分布。因此, OFDM 信号包络满足瑞利(Rayleigh)分布, 而其功率满足自由度为 2 的中心 χ^2 分布。容易得知, 自由度为 2 的中心 χ^2 分布的概率密度函数为:

$$p_{\text{power}}(y) = \exp(-y) \quad (3)$$

式中 y 为 OFDM 信号功率。因此可得到其累积分布函数(Cumulative Distribution Function, CDF)为:

$$P(\text{power} \leq z) = \int_0^z \exp(-y) dy = 1 - \exp(-z) \quad (4)$$

则 OFDM 符号周期内 N 个采样值中每个样值的 PAPR 都小于门限 z 的概率分布为:

$$P(PAPR \leq z) = (1 - \exp(-z))^N \quad (5)$$

从另一个角度来衡量 OFDM 信号的峰均比, 即计算峰均比超过某一门限 z 的概率, 可以得到 OFDM 信号峰均比的互补累积分布函数(Complementary Cumulative Distribution Function, CCDF)为:

$$P(PAPR > z) = 1 - P(PAPR \leq z) = 1 - (1 - \exp(-z))^N \quad (6)$$

式(6)给出的是离散 OFDM 信号峰均比的分布, 研究结果指出, 当离散信号通过 D/A 恢复成连续信号时, 会出现 PAPR 回升现象。因此对过采样信号进行 PAPR 抑制的效果将更加明显。

已有文献证明^[9], 连续 OFDM 信号的峰均比, 可以由离散 OFDM 信号 4 倍过采样后信号的峰均比很好近似, 但过采样会破坏 OFDM 信号样值之间的非相关性。基于样值之间的相关性来推导峰均比的准确表达式是比较困难的, 这时可以利用 αN 个载波的非过采样, 来近似描述对 N 个子载波的过采样, 其中 $\alpha > 1$, 这样过采样 OFDM 信号峰均比的概率分布可以表示为:

$$P(PAPR \leq z) = (1 - \exp(-z))^{\alpha N} \quad (7)$$

则 CCDF 可表示为:

$$P(PAPR > z) = 1 - P(PAPR \leq z) = 1 - (1 - \exp(-z))^{\alpha N} \quad (8)$$

根据经验, α 取 2.8 可以很好地近似。

2 预留载波法

2.1 预留载波法原理

预留载波方法是一种无失真、有效降低 OFDM 系统 PAPR 的方法, 其基本原理是: 发射端预留一部分专门的载波, 用于产生抑制 PAPR 的削峰信号, 接收机端则忽略预留的载波上的数据。假设系统总载波数为 N , 预留载波数为 L , 则传输数据的载波个数为 $N-L$ 。令频域数据信号和频域削峰信号分别为 $X(k)$ 和 $C(k)$, $k=0, 1, \dots, N-1$, 预留载波的位置标号为 $[i_1, i_2, \dots, i_L]$, 则有:

$$\begin{cases} X(k) = \begin{cases} X(k), & k \notin [i_1, i_2, \dots, i_L] \\ 0, & k \in [i_1, i_2, \dots, i_L] \end{cases} \\ C(k) = \begin{cases} 0, & k \notin [i_1, i_2, \dots, i_L] \\ C(k), & k \in [i_1, i_2, \dots, i_L] \end{cases} \end{cases} \quad (9)$$

可见 $X(k)$ 和 $C(k)$ 互不包含, 因此预留载波法可以无失真抑制 PAPR。经过逆傅里叶变换后, $X(k)$ 和 $C(k)$ 成为数据信号 $x(n)$ 和削峰信号 $c(n)$, 则削峰后的信号为 $y(n)=x(n)+c(n)$, 其峰均比为:

$$PAPR_y = 10 \lg \frac{\max |x(n) + c(n)|^2}{E[|x(n) + c(n)|^2]} \quad (10)$$

预留载波法的核心思想是选择合适的削峰信号 $c(n)$, 降低由式(10)所表示的峰均比。

2.2 削峰信号的设计

削峰信号的设计有 2 种方法: 一是直接削峰法。预先设定一个幅度阈值, 对 $x(n)$ 中小于阈值的信号不做处理, 大于阈值的信号进行削峰, 得到削峰后的信号 $x'(n)$ 。对 $x(n)$ 与 $x'(n)$ 的差值做傅里叶变换得到 $C'(k)$, 对 $C'(k)$ 中非预留载波上的数据置零得到 $C(k)$, 再对 $C(k)$ 进行逆傅里叶变换得到 $c(n)$ ^[10]; 第 2 种方法是时域核法^[8]。预先产生一个时域核 $p(n)$, 再经多次迭代产生削峰信号 $c(n)$ 。每次迭代中, 经过幅度加权和循环移位的 $p(n)$ 对上一次迭代后信号的一个峰值进行削峰, 而最终的削峰信号 $c(n)$ 可以表示为:

$$c(n) = -\sum_i \alpha_i p\{[(n-m_i)]_N\} \quad (11)$$

式中: i 为迭代次数; α_i 为每次迭代的幅度权值; $p\{[(n-m_i)]_N\}$ 表示对 $p(n)$ 进行 m_i 循环移位。

最理想的 $p(n)$ 为狄拉克函数 $\delta(n)$, 可以只对峰值信号处理而不影响其他信号。但实际上是不可行的, 因为 $\delta(n)$ 对应的频域信号在所有频点上均不为零, 会对频域非预留载波上的信号造成干扰, 从而产生失真。因此时域核法的核心思想是找到不产生失真且尽可能接近 $\delta(n)$ 的 $p(n)$ 。令 $P(k)$ 为 $p(n)$ 所对应的频域信号, 当 $P(k)$ 中非预留载波上的数据为零时, 即可不产生失真。进一步, 若采用最小均方误差(Mean Square Error, MSE)标准, 当满足

$$p^*(n) = \arg \min \|p(n) - \delta(n)\|_2 \quad (12)$$

$p^*(n)$ 在 MSE 标准下最接近 $\delta(n)$ 。式中 $\|\cdot\|_2$ 表示二范数。若预留载波的位置固定, 当 $P(k)$ 中所有预留载波上的数据为 1, 其他载波上数据为 0 时, $p(n)$ 满足式(12)^[8]。此时, 若系统条件允许, 可以通过改变预留载波的位置, 使 $p^*(n)$ 进一步接近 $\delta(n)$ 。

假设预留载波的位置为 $[i_1, i_2, \dots, i_L]$, 则其优选之后的结果可以表示为:

$$[i_1^*, i_2^*, \dots, i_L^*] = \arg \min_{\{i_1, \dots, i_L\}} \|[p_1^* p_2^* \dots p_{N-1}^*]\|_\infty \quad (13)$$

式中: $[p_1^* p_2^* \dots p_{N-1}^*]$ 为式(12)中 $p^*(n)$ 的后 $N-1$ 位; $\|\cdot\|_\infty$ 表示无穷范数。式(13)的含义是优选后 $p^*(n)$ 的旁瓣值为最低。其最直接的解法就是遍历法, 但当 N 很大时, 遍历法的计算量将十分巨大。当 $N=1024, L=10$ 时, 式(13)所有可能的解的个数为 $1024!/10!(1024-10)! = 3.34 \times 10^{23}$, 显然不能用遍历法来求解。一个简单的解决办法是随机选择法^[8], 即从 N 个载波中随机选择出不重复的 L 个位置, 但这种方法不一定可以选出最优解。

有学者提出了一种基于互熵(Cross Entropy, CE)的预留载波位置的次优化选择方法^[11], 可以比随机选择法获得更好的性能。互熵法的主要思想是, 对 $P(k)$ 的每一个载波给出一个伯努利概率 $s(k)(k=0, 1, \dots, N-1)$, 用来描述该载波为预留载波的概率。通过迭代的方式, 每次更新 $s(k)$ 来逐次逼近满足式(13)的最优解。

3 过采样条件下的改进方法

3.1 原有方法的问题

按照随机位置法或互熵法得出预留载波位置后, 可以计算出时域核 $p(n)$, 然后按照式(11)的方法得到削峰信号 $c(n)$ 。仿真结果表明, 这 2 种方法都可以明显降低系统的 PAPR, 如图 1 所示。但是在 4 倍过采样后, 其降低 PAPR 的效果被 PAPR 回升效应所抵消, 如图 2 所示。

仿真中, OFDM 总载波数 $N=1024, L=10$, 预留载波数占总载波数不到 1%, 即频谱效率损失不到 1%。从图 1 中可以看出, 原始信号在概率为 10^{-4} 时, PAPR 为 11.8 dB; 采用 CE 法后, 同概率下的 PAPR 为 8.6 dB。若定义 PAPR 的改善增益为 G_{PAPR} , 则 $G_{\text{PAPR}}=11.8 \text{ dB}-8.6 \text{ dB}=3.2 \text{ dB}$; 采用随机位置法后为 8.9 dB, G_{PAPR} 为 2.9 dB。2 种方法都可以用不到 1% 的频谱效率损失, 换来 3 dB 左右的 PAPR 改善。但在考虑 PAPR 回升后, 这种改善效果大打折扣, 如图 2 所示。原始信号在概率为 10^{-4} 时, PAPR 为 12.3 dB, 采用 CE 法后, 同概率下的 PAPR 为 11.7 dB, G_{PAPR} 仅为 0.6 dB; 采用随机位置法后为 11.8 dB, G_{PAPR} 仅为 0.5 dB。这 2 种情况下的数据对比见表 1, 括号中为在概率 10^{-4} 下的 G_{PAPR} 。

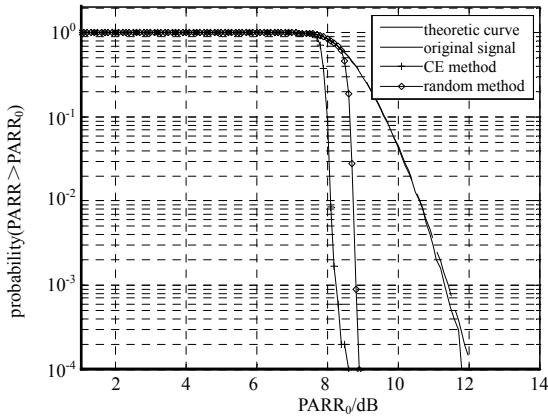


Fig.1 CCDF curves using TR method (N=1 024,L=10)
图 1 预留载波法 CCDF 曲线(N=1 024,L=10)

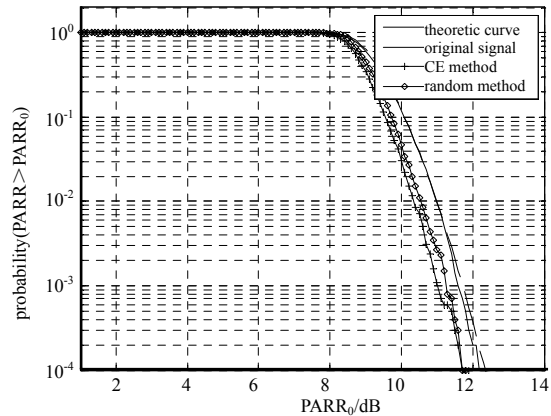


Fig.2 CCDF curves under 4-time oversampling(N=1 024,L=10)
图 2 4 倍过采样下 CCDF 曲线(N=1 024,L=10)

表 1 两种方法过采样前后 PAPR 对比

Table1 Comparison of PAPR between the two methods

	CE method/dB	random method/dB	original signal/dB
non-oversampling	8.6 (3.2)	8.9 (2.9)	11.8
4-time oversampling	11.7 (0.6)	11.8 (0.5)	12.3

3.2 改进的基于 CE 的预留载波法

为了消除 PAPR 回升的不利影响, 本文从 2 个方面对时域核方法进行改进: a) 采用改进的 CE 法计算时域核 $p(n)$, 令 $p(n)$ 在 4 倍过采样条件下旁瓣值最低; b) 对 4 倍过采样后(即 PAPR 回升后)的信号进行削峰。本文中过采样的实现方式为, 先对频域数据补零, 再进行逆傅里叶变换。

3.2.1 时域核的产生方法

- 1) 令迭代次数 $t=1$, 初始化概率矢量 $s(0)=[s_{(0)}^{(0)}, s_{(1)}^{(0)}, \dots, s_{(N-1)}^{(0)}]$, 令 $s_k^{(0)}=0.5, k=0,1,\dots,N-1$;
- 2) 用概率矢量 $s(t-1)$ 生成 U 组 $P^{(t)}(k)$;
- 3) 确保每组 $P^{(t)}(k)$ 中 1 的个数为 L ;
- 4) 给每组 $P^{(t)}(k)$ 补 $3N$ 个零, 得到 $P_{over}^{(t)}(k)$, 满足

$$P_{over}^{(t)}(k) = \begin{cases} P_{over}^{(t)}(1:N/2) & k \leq N/2 \\ 0 & N/2+1 \leq k \leq 3.5N \\ P_{over}^{(t)}(N/2+1:N) & 3.5N+1 \leq k \leq 4N \end{cases} \quad (14)$$

5) 计算旁瓣阈值 $r^{(t)}$ 。对每组 $P_{over}^{(t)}(k)$ 进行 $4N$ 点 IFFT, 找到每组时域信号的最大旁瓣值 $D^{(t)}(u), u=1,2,\dots,U$ 。对 $D^{(t)}(u)$ 进行升序排列得到 $D_{order}^{(t)}$, 则

$$r^{(t)} = D_{order}^{(t)}(\text{ceil}(\rho * U)) \quad (15)$$

式中: ρ 为比例系数 $0 < \rho < 1$; $\text{ceil}(\cdot)$ 为向上取整函数。

- 6) 用 $r^{(t)}$ 和 $s^{(t-1)}$ 更新 $s^{(t)}$:

$$s_{(k)}^{(t)} = \frac{\sum_{u=1}^U I(D^{(t)}(u) \leq r^{(t)}) I(P_{over}^{(u,t)}(k) = 1)}{\sum_{u=1}^U I(D^{(t)}(u) \leq r^{(t)})} \quad (16)$$

式中 $I(A)$ 是一个逻辑判断函数, 若 A 为真, 则 $I(A)=1$ 。

- 7) 平滑 $s^{(t)}$ 。为了防止算法收敛到局部解, 用一个平滑因子 λ 对步骤 6) 中的 $r^{(t)}$ 进行平滑;

$$s^{(t)} = \lambda s^{(t)} + (1-\lambda) s^{(t-1)} \quad (17)$$

式中 λ 为平滑因子, $0 < \lambda < 1$ 。

8) 重复步骤 2)~7), t 每次增加 1, 直至达到预先设定的迭代次数为止。令总的迭代次数为 T 次, 则 T 次迭代后, 用最终的概率矢量 $s^{(T)}$ 按步骤 2)~4) 得到 U 组 $P_{over}^{(T+1)}(k)$, 从中选择 $D^{(T+1)}(u)$ 最小的一组进行 $4N$ 点 IFFT, 即得到最优的 $p(l), l=0,1,\dots,4N-1$ 。

对互熵法的改进体现在步骤 4), 其本质是计算出过采样后的时域核, 使其在过采样后旁瓣值最低, 这样的时域核在后面的削峰中会取得更好的效果。

3.2.2 过采样下的削峰方法

- 1) 初始化削峰信号 $c^{(0)}(l)$, $l=0,1,\dots,4N-1$, 设定阈值幅度为 V_{clip} , 迭代次数上限为 I ;
- 2) 对一个符号周期的数据信号 $x(n)$ 进行过采样得到 $x(l)$, $l=0,1,\dots,4N-1$ 。令迭代次数 $i=1$;
- 3) 找到第 i 次迭代中, 信号 $x(l)+c^{(i-1)}(l)$ 的最大幅度值 y_i 及其对应的样值序号 m_i :

$$\begin{cases} y_i = \max_l |x(l) + c^{(i-1)}(l)| \\ m_i = \arg \max_l |x(l) + c^{(i-1)}(l)| \end{cases} \quad (18)$$

若 $y_i \leq V_{clip}$, 则令迭代次数 $i-1$, 跳到步骤 6)。

- 4) 更新削峰信号 $c^{(i)}(l)$:

$$\begin{cases} c^{(i)}(l) = c^{(i-1)}(l) - \alpha_i p\{[(l - m_i)]_{4N}\} \\ \alpha_i = \frac{x(m_i) + c^{(i-1)}(m_i)}{y_i} (y_i - V_{clip}) \end{cases} \quad (19)$$

式中 $p\{[(l - m_i)]_{4N}\}$ 表示对过采样时域核 $p(l)$ 循环移位 m_i 。

- 5) 若 $i \leq I$, 则令 $i+1$, 返回步骤 3), 否则跳到步骤 6);
- 6) 终止迭代, 最终的削峰信号为 $c^{(i)}(l)$, 削峰后的信号为 $x(l)+c^{(i)}(l)$ 。

4 仿真结果

为了验证改进方法的有效性, 选择以下 2 组参数进行仿真。1) 星座映射 16QAM, $N=1\ 024$, $L=10$, $\rho=0.1$, $\lambda=0.8$; 2) 星座映射 16QAM, $N=3\ 780$, $L=64$, $\rho=0.1$, $\lambda=0.8$ 。第 1 组参数是为了与图 2 的情况作对比, 第 2 组参数是针对中国地面数字电视传输标准(Digital Television Terrestrial Multimedia Broadcasting, DTMB)。针对第 1 组参数, 改进方法得到的优化的预留载波位置为[298 430 497 507 512 513 538 562 569 861]; 第 2 组参数的优化结果为[183 467 737 1 494 1542 1 545 1 602 1 663 1 668 1 701 1 743 1 778 1 784 1 787 1 800 1 801 1 803 1 806 1 822 1826 1 846 1 850 1 854 1 865 1 867 1 874 1 878 1 879 1 881 1 883 1 889 1 897 1 898 1 899 1 901 1 904 1 915 1 918 1 919 1 927 1 932 1 943 1 944 1 945 1 948 19 51 1 969 1 971 1 993 1 998 2 007 2 016 2 023 2 024 2 035 2 084 2 104 2 106 2 696 2 753 3 155 3 246 3 404 3 773]。仿真结果如图 3 和图 4 所示。

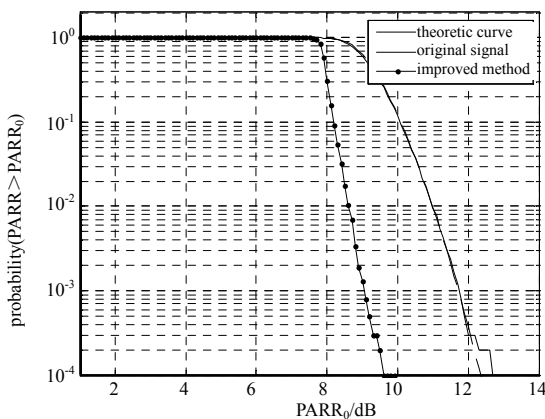


Fig.3 CCDF curves using improved method($N=1\ 024, L=10$)
图 3 改进法 CCDF 曲线($N=1\ 024, L=10$)

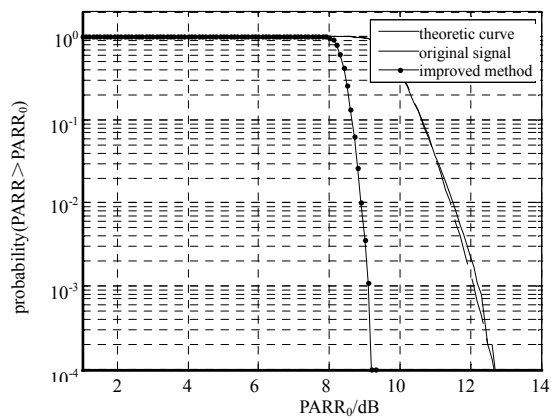


Fig.4 CCDF curves using improved method($N=3\ 780, L=64$)
图 4 改进法 CCDF 曲线($N=3\ 780, L=64$)

图 3 中,改进 CE 法在概率为 10^{-4} 时的 PAPR 为 9.6 dB, G_{PAPR} 为 2.7 dB, 比图 2 高 2.1 dB, 比图 1 也只低了 0.5 dB。而图 4 中, 改进 CE 法在概率为 10^{-4} 时的 PAPR 为 9.2 dB, 而原始信号在概率为 10^{-4} 时的 PAPR 为 12.7 dB, 则 G_{PAPR} 为 3.5 dB。图 3 和图 4 中的数据对比见表 2。

表 2 两组仿真参数下 PAPR 对比

Table2 Comparison of PAPR between two parameter sets			
	improved method/dB	original signal/dB	G_{PAPR} /dB
parameter set 1	9.6	12.3	2.7
parameter set 2	9.2	12.7	3.5

5 结 论

过采样带来的 PAPR 回升, 会严重恶化预留载波法抑制 PAPR 的效果。用改进的方法在过采样后对 OFDM 信号进行削峰, 可以有效降低 PAPR 回升的影响。仿真结果表明, PAPR 抑制效果改善了 2.1 dB。

参考文献:

- [1] Farooq Khan. LTE for 4G Mobile Broadband: Air Interface Technologies and Performance[M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2009.
- [2] 倪俊, 杨涛, 胡波. 一种基于局部 ML 的 DFT-S-OFDM 检测算法[J]. 信息与电子工程, 2011, 9(2): 190–194. (NI Jun, YANG Tao, HU Bo. A local ML based DFT-S-OFDM detection algorithm[J]. Information and Electronic Engineering, 2011, 9(2): 190–194.)
- [3] 胡茂海, 叶江峰, 严俊, 等. 基于 FPGA 的实时峰均比抑制算法[J]. 信息与电子工程, 2010, 8(5): 565–568. (HU Maohai, YE Jiangfeng, YAN Jun, et al. A real-time PAPR reduction algorithm based on FPGA[J]. Information and Electronic Engineering, 2010, 8(5): 565–568.)
- [4] Tong Jun, Li Ping, Zhang Zhonghao, et al. Iterative soft compensation for OFDM systems with clipping and superposition coded modulation[J]. IEEE Transactions on Communications, 2010, 58(10): 2861–2870.
- [5] Daoud O, Alani O. Reducing the PAPR by utilisation of the LDPC code[J]. IET Communications, 2009, 3(4): 520–529.
- [6] Heo Seok-joong, Noh Hyung-suk, No Jong-seon, et al. A modified SLM scheme with low complexity for PAPR reduction of OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2007, 53(4): 804–808.
- [7] Wong Sai ho, Madhukumar A S, Chin F. Peak-to-average power reduction using partial transmit sequences: a suboptimal based on dual layered phase sequencing[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2003, 49(2): 225–231.
- [8] Jose Tellado, John M Cioffi. PAR reduction in multicarrier transmission systems[s]. ANSI Document, T1E1.4 Technical committee, no. 97–367, 1998: 1–14.
- [9] Tellambura C. Computation of the continuous-time PAR of an OFDM signal with BPSK subcarriers[J]. IEEE Communication Letters, 2001, 5(5): 185–187.
- [10] YANG Gang, YANG Zhengjie, XU Jianhua. PAPR reduction in the OFDM system employing tone reservation based on FFT/IFFT[C]// 2007 International Symposium on Communications and Information Technologies. Sydney, NSW: [s.n.], 2007: 91–94.
- [11] Chen Jung-Chieh, Li Chih-Peng. Tone Reservation Using Near-Optimal Peak Reduction Tone Set Selection Algorithm for PAPR Reduction in OFDM Systems[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2010, 17(11): 933–936.

作者简介:



李 铀(1981–), 男, 辽宁省锦州市人, 在读博士研究生, 主要研究方向为 OFDM 系统功放线性化及峰均比抑制. email: doctorly@ee.buaa.edu.cn.

张晓林(1951–), 男, 北京市人, 博士, 主要研究领域为遥测遥控、数字电视、集成电路.