

降低 OFDM 信号峰均功率比的分段线性压扩变换

杨品露, 胡爱群

(东南大学 信息科学与工程学院, 江苏 南京 210096)

摘 要: 为了降低 OFDM 信号的峰均功率比 (PAPR), 设计了一种分段线性压扩变换。对小幅度通过数乘变换进行线性放大, 而对大幅度先利用数乘变换进行线性缩小, 再对缩小后的幅度进行等量放大。得到的压扩变换是分段线性且连续的, 用低复杂度的线性运算抑制峰均比, 同时用分段的方法减小压扩对系统性能的影响。理论分析和仿真表明, 通过数乘因子和增量数值的选取, 可以在 PAPR 抑制和系统误码率性能上取得折中。相比于已有的线性和非线性压扩变换, 改善了发送信号的功率谱密度特性。

关键词: 正交频分复用; 峰均功率比; 压扩变换

中图分类号: TN919.3; TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1000-436X(2011)08-0001-07

Piecewise-linear companding transform for peak-to-average power ratio reduction of OFDM signals

YANG Pin-lu, HU Ai-qun

(School of Information Science and Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: In order to reduce the peak-to-average power ratio (PAPR) of orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) signals, a piecewise-linear companding transform was proposed. Small amplitudes were multiplied by a scale factor, while large ones were not only multiplied by a scale factor but also added by a shift. The resulting companding transform was piecewise-linear and continuous. It can provide significant PAPR reduction performance with low computational complexity, and has low influence on system performances through piecewise transform. It is shown by theoretical analysis and simulation that, a good trade-off between PAPR reduction and bit-error-rate performances can be achieved by carefully choosing the two scales and the shift. Furthermore, compared with existing linear and nonlinear companding transforms, a better power spectral density performance can be achieved.

Key words: orthogonal frequency division multiplexing; peak-to-average power ratio; companding transform

1 引言

正交频分复用 (OFDM, orthogonal frequency division multiplexing) 技术, 因其高频谱利用率和抗频选衰落特性, 已被广泛应用于数字音频广播、数字视频广播和无线局域网等高速数据传输系统中^[1], 并已成为第四代移动通信系统的一

项核心传输技术^[2]。OFDM 技术的一个主要问题是其发射信号的波动范围较大, 常用信号的峰值功率和均值功率的比值, 即峰均功率比 (PAPR, peak-to-average power ratio) 来表征。大 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实现复杂度。为了降低 OFDM 信号的 PAPR,

收稿日期: 2010-09-13; 修回日期: 2011-01-07

基金项目: 江苏省产学研联合创新基金资助项目 (BY2009149)

Foundation Item: The Joint Production and Research Innovation Fund Project of Jiangsu Province (BY2009149)

许多学者做了大量的工作^[3]，其中比较有代表性的有：对发送信号进行限幅^[4]，从多个传输信号中选择^[5,6]，对载波上的数据进行编码^[7]，预留载波以插值^[8,9]以及在收发两端对信号进行压扩变换^[10]。在这些方法中，限幅和压扩变换均是直接对信号包络进行的处理。限幅仅存于发送端，实现起来最简单，但是由于限幅噪声的引入，会导致系统性能恶化；压扩变换通过收发两端的配合，试图兼顾 PAPR 抑制和系统性能。

最早的压扩变换是基于非均匀量化中 μ 律压扩的想法提出的。经过该变换后的 OFDM 信号，其峰值功率和平均功率均有所增大，但是峰值功率的增幅要小于平均功率的增幅，PAPR 下降。因此其考虑到实际系统对信号平均功率的约束， μ 律变换对 PAPR 的抑制效果非常有限^[10]。随后有关压扩变换的研究大致可以分为线性和非线性两类。已知的线性压扩变换中，线性非对称变换 (LNST, linear non-symmetrical transform) 可以获得最优的 PAPR 抑制性能和系统误码率性能^[11]。它的主要思想是对 OFDM 信号的大小幅度分别做数乘变换。为了区分大小幅度，该变换引入了一个间断点，这导致了变换前后的信号幅值非一一对应，如图 1 所示。为了区分被模糊的幅度值，接收端进行 LNST 解压扩时需要额外的边信息 (SI, side information)，这就降低了该方法的实用性。在非线性压扩变换中，一个重要的方法是指数压扩 (EC, exponential companding)^[12]。它的主要思想是通过非线性函数将原先近似服从瑞利分布的 OFDM 信号幅度转换成新的服从均匀分布的幅度。该变换保证了变换前后的信号幅值一一对应，同时通过参数选取保证了变换前后的信号平均功率不变。与 LNST 相比，EC 可以获得更优的 PAPR 抑制性能，但是需要复杂的非线性运算。

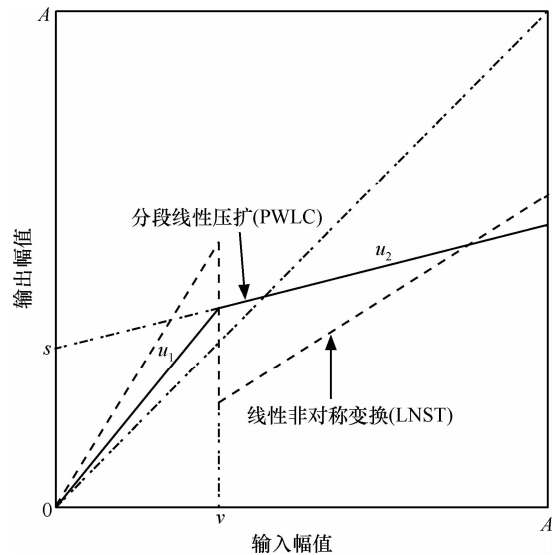


图 1 压扩变换

本文针对 LNST 和 EC 这 2 种方法的优缺点，提出一种分段线性压扩 (PWLC, piecewise-linear companding) 变换。与 LNST 类似，PWLC 变换对于小幅度仅采用数乘变换，而对于大幅度采用数乘变换外还进行等增量平移。与 LNST 不同，PWLC 变换没有间断点，因此无需额外的 SI。此外，PWLC 变换还通过恰当地选取参数值，确保了变换前后的信号平均功率不变，这与 EC 的想法是相似的。与 EC 的方法不同，PWLC 变换用低复杂度的线性运算实现，减少了其对信号功率谱密度 (PSD, power spectral density) 的影响。理论分析和仿真发现，PWLC 变换可以在 PAPR 抑制性能和系统误比特率 (BER, bit-error-rate) 性能间取得很好的折中。

2 系统模型

本文研究的 OFDM 系统如图 2 所示。输入数据经过串并转换，生成 N 个并行的数据流。并行数据再经过星座映射和 IFFT 变换，生成 OFDM 符号的

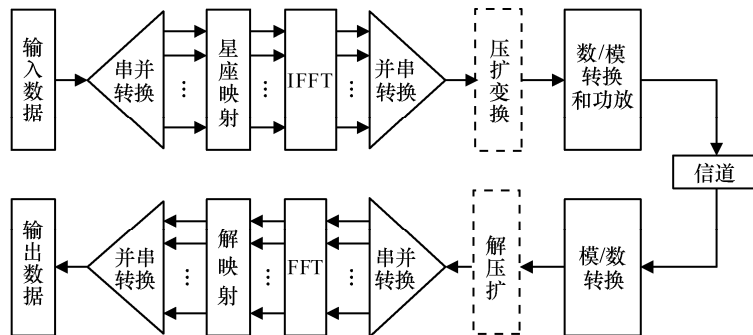


图 2 OFDM 系统

时域采样。每个 OFDM 符号由承载数据的 N 个正交载波叠加构成，即

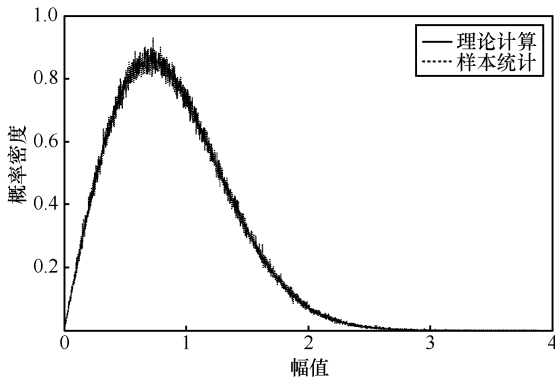
$$x_{m,n} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_{m,k} \exp\left(\frac{j2\pi kn}{N}\right) \quad (1)$$

其中， $X_{m,k}$ 表示第 m 个 OFDM 符号的第 k 个子载波上的已调数据，而 $x_{m,n}$ 表示第 m 个 OFDM 符号周期内的第 n 个时域采样，且 $(m-1)N \leq n \leq mN$ 。在这些时域采样中，可能存在由于各载波上数据同相相加而导致的大峰值，这也是本文研究的对象。

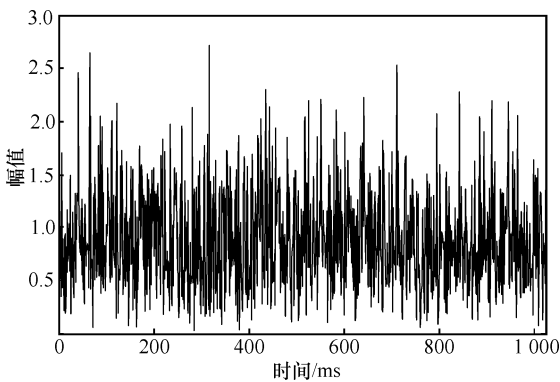
考虑到各载波上数据近似独立，依据中心极限定理，采样信号的幅度值近似服从瑞利分布。为了便于讨论，以第一个 OFDM 符号为例，记 $x_n = x_{1,n}$ ，其幅度值的概率密度为

$$f_{|x_n|}(x) = \frac{2x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{\sigma^2}\right) \quad (2)$$

其中， $\sigma^2 = E[|x_n|^2]$ 。如图 3 所示，OFDM 符号的幅度分布不均，且其波动较大。大峰值的出现导致 OFDM 信号存在较大的 PAPR。文献[13]中已经证明，连续 OFDM



(a) OFDM 信号幅值的概率密度



(b) 一个典型 OFDM 符号的信号幅值

图 3 OFDM 信号的幅度值及其分布

信号的 PAPR 可以由其 4 倍过采样信号的 PAPR 很好近似。因此，本文以采样信号的 PAPR 作为性能指标。在一个 OFDM 符号周期内，采样信号的 PAPR 定义如下：

$$PAPR \triangleq \frac{1}{\sigma^2} \max_{0 \leq n < N} |x_n|^2 \quad (3)$$

需要注意的是，PAPR 是一个随机量，其性能的优劣常由该随机量的互补累积分布函数 (CCDF, complement cumulative distribution function) 来描述。PAPR 的 CCDF 的定义如下：

$$CCDF \triangleq \Pr\{PAPR > PAPR_0\} \quad (4)$$

其中， $PAPR_0$ 是目标峰均功率比值。

为了降低 PAPR，也就是降低相应的 CCDF，在图 2 所示的发送端引入一个压扩变换单元，同时在接收端添加一个解压扩单元。压扩变换只改变输入信号的幅度，用 $C[\cdot]$ 表示。经过压扩变换后得到的信号可以表示成

$$y_n = C[|x_n|] \text{sgn}(x_n) \quad (5)$$

其中， $\text{sgn}(\cdot)$ 是符号函数。需要强调的是，该变换可能会导致信号频谱产生带内失真和带外扩展。带内失真会对系统误比特率性能产生影响，而带外扩展可以通过带通滤波器将其滤除^[14]。简化起见，本文不考虑带通滤波器的影响。

经压扩变换后的采样信号将通过数模转换生成模拟波形并通过高功率放大器放大后发送。文献[11]中指出，当字长足够长时，数模转换的影响可以忽略。此外，系统仿真中常使用文献[15]中给出的固态功放模型，其放大特性如下：

$$t_n = \frac{a|y_n|}{\left[1 + (|y_n|/A_{\text{sat}})^{2p}\right]^{\frac{1}{2p}}} \text{sgn}(y_n) \quad (6)$$

其中， a 是功放增益， A_{sat} 是饱和等级，而 p 是正数。为了更好地反映由压扩变换带来的系统增益，本文不考虑功放对系统性能造成的影响。最后，信号经过无线信道传到对端，这里假设信道为理想高斯白噪声信道。

3 分段线性压扩变换

3.1 方法描述

本文提出的 PWLC 变换，是一种基于 OFDM

信号幅度值概率分布的预失真方法。由图 3 中 OFDM 信号幅度值的瑞利分布可知, 小幅度出现的概率较大, 而大幅度出现的概率很小, 直观上对大小幅度分别采用不同的预失真方法是合理的。考虑到线性预失真具有的运算量低和易于实现的优点, 利用数乘变换对小幅度进行线性放大, 而对大幅度先利用数乘变换进行线性缩小, 再对缩小后的幅度进行等量放大, 以确保总的压扩函数连续。这样得到的压扩变换是分段线性的, 如图 1 所示。

在 PWLC 变换中, 大小幅度通过一个门限值 $0 < v < A$ 加以区分, 而具体的压扩函数为

$$y_n = C \left[\left[x_n \right] \text{sgn}(x_n) \right] = \begin{cases} u_1 |x_n| \text{sgn}(x_n), & |x_n| \leq v \\ (u_2 |x_n| + s) \text{sgn}(x_n), & |x_n| > v \end{cases} \quad (7)$$

其中, 数乘因子 $u_1 > 1$, 数乘因子 $1 > u_2 > 0$, 增量 $s = (u_1 - u_2)v$ 。相应的解压扩函数为

$$x'_n = C^{-1} \left[\left[r_n \right] \text{sgn}(r_n) \right] = \begin{cases} \frac{1}{u_1} |r_n| \text{sgn}(r_n), & |r_n| \leq u_1 v \\ \frac{1}{u_2} (|r_n| - s) \text{sgn}(r_n), & |r_n| > u_1 v \end{cases} \quad (8)$$

其中, $r_n = y_n + w_n$ 是接收信号, w_n 是高斯白噪声信号。

在上述函数中, 存在 3 个独立参数 (u_1, u_2, v) 。为了确保压扩前后的信号平均功率不变, 这 3 个参数需要满足如下条件:

$$\int_0^v u_1^2 x^2 f(x) dx + \int_v^{+\infty} (u_2 x + s)^2 f(x) dx = \int_0^{+\infty} x^2 f(x) dx \quad (9)$$

将式 (9) 重写如下:

$$\int_0^v \left[u_1^2 x^2 - (u_2 x + s)^2 \right] f(x) dx + \int_v^{+\infty} \left[(u_2 x + s)^2 - x^2 \right] f(x) dx = 0 \quad (10)$$

容易证明 $\int_0^{+\infty} x^2 f(x) dx = \sigma^2$, $\int_0^{+\infty} x f(x) dx = \frac{\sqrt{\pi}}{2} \sigma$

和 $\int_0^{+\infty} f(x) dx = 1$, 进而将式(10)展开后得到:

$$(u_1^2 - u_2^2) \int_0^v x^2 f(x) dx - 2u_2 s \int_0^v x f(x) dx - s^2 \int_0^v f(x) dx + (u_2^2 - 1) \sigma^2 + \sqrt{\pi} u_2 s \sigma + s^2 = 0 \quad (11)$$

为了消除信号平均功率对参数选取的影响, 将 PWLC 变换的门限值 v 对均方根功率 σ 做归一化, 得到 $m = v / \sigma$ ($m > 0$)。在此条件下, 可以求得:

$$\int_0^v x^2 f(x) dx = \sigma^2 \left[1 - (m^2 + 1) e^{-m^2} \right] \quad (12)$$

$$\int_0^v x f(x) dx = \sigma \left[\frac{\sqrt{\pi}}{2} \Phi(m) - m e^{-m^2} \right] \quad (13)$$

$$\int_0^v f(x) dx = 1 - e^{-m^2} \quad (14)$$

其中, $\frac{\sqrt{\pi}}{2} \Phi(m) = \int_0^m e^{-x^2} dx$ 。将式 (12) ~ 式 (14) 代入式(11), 并考虑到 $s = (u_1 - u_2)v$ 后得到:

$$(u_1^2 - u_2^2) (1 - e^{-m^2}) + (u_2^2 - 1) + \sqrt{\pi} u_2 (u_1 - u_2) m [1 - \Phi(m)] = 0 \quad (15)$$

任取一组参数 (u_2, m) , 通过对式(15)的求解都可以获取相应的参数 u_1 。

依据第 4 节的仿真结果, 并综合考虑 PAPR 抑制和 BER 性能, 实际使用 PWLC 压扩时, 门限值在 $1 < m < 2.5$ 的区间内取值较为合理。特别地, 在 $m \geq 1.2$ 的情况下, $\Phi(m) \approx 1$ 。此时, 式(15)可以进一步简化为

$$(1 - e^{-m^2}) u_1^2 + e^{-m^2} u_2^2 = 1 \quad (16)$$

在满足 $u_1 > 1, 0 < u_2 < 1$ 及 $1.2 \leq m < 2.5$ 的条件下, 式 (16) 给出了参数 (u_1, u_2, m) 间的相互制约关系。对于固定的 m 取值, 将 u_1 和 u_2 的对应取值表示在二维直角坐标系中是一段椭圆曲线, 且 u_1 位于半短轴上, u_2 位于半长轴上。进一步可以发现:

$$0 < \sqrt{\frac{1}{1 - e^{-m^2}}} < u_1 - u_2 \quad (17)$$

通过求解式(16), 容易得到不同的参数组合, 如表 1 所示。

表 1		参数计算		
m	u_1	u_2	$v = m \sigma$	$s = (u_1 - u_2)v$
1.2	1.143	0.13	1.2σ	1.216σ
2	1.009	0.14	2σ	1.738σ

3.2 理论分析

首先, 分析采用 PWLC 变换在降低 OFDM 信号 PAPR 上带来的增益。记原始 OFDM 符号中可能出现的最大 PAPR 为

$$P_{\text{orig}} = \frac{A^2}{\sigma^2} \quad (18)$$

其中, $A = \max_m \left(\max_{(m-1)N \leq n < mN} |x_{m,n}| \right)$ 。那么, 经过 PWLC

变换后的 OFDM 信号，其最大可能出现的 PAPR 将变成

$$P_{\text{PWLC}} = \frac{(u_2 A + s)^2}{\sigma^2} = \left[u_2 \sqrt{P_{\text{orig}}} + m(u_1 - u_2) \right]^2 \quad (19)$$

由式 (17) 可知， $(u_1 - u_2)$ 的变化范围较小，其对式 (19) 中变换后 PAPR 的影响也相对固定。理论上，在固定 m 取值的条件下， u_2 的取值越大，压扩后的 PAPR 越大。类似地，在固定 u_2 取值的条件下， m 的取值越大，压扩后的 PAPR 越大。

接下来，分析引入的压扩和解压扩操作对系统 BER 性能造成的影响。设 OFDM 各载波上的数据采用四相相移键控 (QPSK, quaternary phase-shift keying) 调制，那么原始 OFDM 信号经过加性高斯白噪声信道后，其 BER 可以表示成

$$\text{BER} \triangleq Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{\sigma_w^2}}\right) \quad (20)$$

其中， E_b 为信号功率， σ_w^2 为噪声方差， $Q(\cdot)$ 为 Q 函数。当发送信号经过 PWLC 压扩，而接收信号经过 PWLC 解压扩和 FFT 变换之后，第 k 个载波上的判决变量可以近似表示为

$$X'_k = \begin{cases} \text{FFT}\left(x_n + \frac{w_n}{u_1}\right), & |x_n| \leq v \\ \text{FFT}\left(x_n + \frac{w_n}{u_2} + \frac{d_n}{u_2}\right), & |x_n| > v \end{cases} \quad (21)$$

其中， $d_n = s[\text{sgn}(x_n) - \text{sgn}(r_n)]$ 。将 d_n 进一步近似为 $d_n \approx -(s/(u_2|x_n| + s))w_n$ ，代入式(21)得到采用的判决变量为

$$X'_k = \begin{cases} \text{FFT}\left(x_n + \frac{w_n}{u_1}\right), & |x_n| \leq v \\ \text{FFT}\left(x_n + \frac{w_n}{u_2 + s/|x_n|}\right), & |x_n| > v \end{cases} \quad (22)$$

相应的噪声方差为

$$\sigma_{\text{wPWLC}}^2 = E\left\{\frac{|w_n|^2}{u_1^2} \parallel x_n \parallel \leq v\right\} + E\left\{\frac{|w_n|^2}{\left(u_2 + \frac{s}{|x_n|}\right)^2} \parallel x_n \parallel > v\right\} \quad (23)$$

此时，经 PWLC 解压扩后得到的 OFDM 信号，其 BER 可以表示成 $Q\left(\sqrt{E_b/\sigma_{\text{wPWLC}}^2}\right)$ 。考虑到发送信号的幅值是有上限的，以 v 作为量级，记 $|x_n| \leq lv$ ($l \gg 1$)，那么上述噪声方差满足：

$$\sigma_{\text{wPWLC}}^2 < \left(\frac{1 - e^{-m^2}}{u_1^2} + \frac{e^{-m^2}}{\left(u_2 + \frac{m}{l}(u_1 - u_2)\right)^2} \right) \sigma_w^2 \quad (24)$$

仿真发现， l 取 $8m$ 时，该噪声方差上界可以较好反映实际信号的 BER 特性。又由式(17)可知， $(u_1 - u_2)$ 的取值和变化范围均较小，而 $m/l \ll 1$ ，忽略 $m(u_1 - u_2)/l$ 的影响后得到该噪声方差上界的近似计算公式如下：

$$\begin{aligned} & \left(\frac{1 - e^{-m^2}}{u_1^2} + \frac{e^{-m^2}}{u_2^2} \right) \sigma_w^2 \\ &= \left(\frac{1 - 2e^{-m^2} + e^{-2m^2}}{1 - e^{-m^2}u_2^2} + \frac{e^{-m^2}}{u_2^2} \right) \sigma_w^2 \end{aligned} \quad (25a)$$

$$\approx \left[1 + \left(\frac{1}{u_2^2} - 2 \right) e^{-m^2} \right] \sigma_w^2 \quad (25b)$$

其中，式(25a)是将 u_1 替换成 u_2 ，而式(25b)是基于 $e^{-m^2} \gg e^{-2m^2}$ 及 $1 \gg e^{-m^2}u_2^2$ 而得到的近似。分析该近似上界可知，在固定 m 取值的条件下， u_2 的取值越大，噪声方差越小，相应的 BER 性能越好。类似地，在固定 u_2 取值的条件下， m 的取值越大，BER 性能越好。

4 仿真结果与分析

本节通过计算机仿真分析 PWLC 变换对 PAPR 抑制，系统的 BER 性能以及发送信号的 PSD 所带来的影响。假设在图 2 所示 OFDM 系统中，载波数为 1024，且每个子载波均采用 QPSK 映射方式。仿真中采用了 4 倍过采样，以利用离散信号的 PAPR 近似连续信号的 PAPR。此外，还假设在 LNST 解压扩时接收到了无差错的 SI。

图 4 比较了 4 种信号 PAPR 对应的 CCDF，分别是：原始 (original) 信号，经 EC 变换的信号，经 LNST 的信号以及经 PWLC 变换的信号。容易发现，信号经 LNST 和 PWLC ($m=2, u_2=0.14$) 变换后，其 CCDF 取 10^{-2} 时的 PAPR 降低了 4dB 左右；而信号经 EC 和 PWLC ($m=1.2, u_2=0.13$) 变换后，其 CCDF 取 10^{-2} 时的 PAPR 分别降低了 8dB 和 6.5dB。相比较而言，由于 EC 变换的非线性特性，在保证不改变信号平均功率的前提下，信号经指数压扩后，其峰值被极大地降低了，因此 EC 获得的 PAPR 抑制增益最大。而不同参数组合下的 PWLC 变换可以相应逼近 EC 和 LNST 的 PAPR 抑制性能。

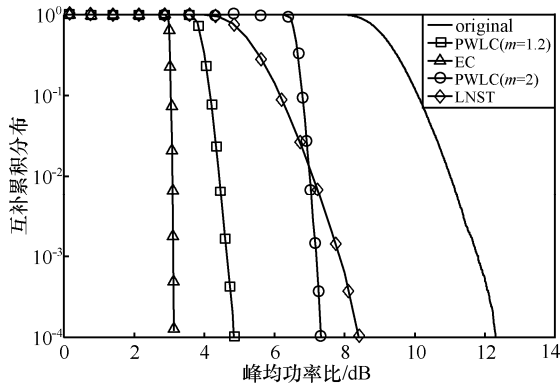


图 4 峰均功率比的互补累积分布

正如上一节的理论分析可知，在利用压扩变换降低 OFDM 信号 PAPR 的过程中，线性或非线性变换均会引起系统 BER 性能的损失。图 5 中给出了上述 5 个信号的 BER 性能曲线，其中横坐标的信噪比定义为 E_b/σ_w^2 。可以发现，PWLC ($m=2$, $u_2=0.14$) 变换在达到与 LNST 相似的 PAPR 性能的同时，其 BER 性能相比于 LNST 只有约 0.3dB 的损失。这部分损失是由 PWLC 变换中针对大幅度的等增量平移造成的，又由于大幅度值出现的概率较小，因此其对 BER 性能的影响较小。值得注意的是，这里 LNST 的性能是在假设理想 SI 的前提下获得的，这在实际使用中是不能保证的。与 LNST 相比，PWLC 变换不会导致信号幅度的模糊，因此也无需 SI。此外，还发现 PWLC ($m=1.2, u_2=0.13$) 变换在 1.5dB 的 PAPR 性能损失下，达到了与 EC 相似的 BER 性能，但是它所需的运算量大大降低了。

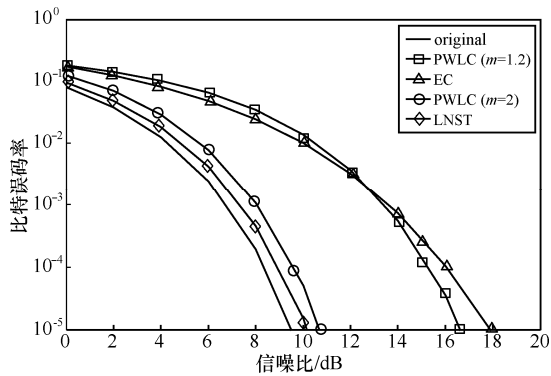


图 5 信号的比特误码率

图 6 给出了 original 信号、经 EC 变换的信号，经 LNST 压扩的信号以及经 PWLC 变换的信号对应的 PSD。由前文可知，EC 变换采用了非线性运算，而 LNST 存在间断点。直观上，由于 PWLC 变换没有间断点，且对于出现几率较大的小幅度信号仅采

用了数乘变换，PWLC 变换相比于 EC 变换和 LNST 压扩可以取得最好的 PSD 性能。仿真结果也表明，PWLC ($m=2$, $u_2=0.14$) 变换具有最优的 PSD 性能，而 LNST 由于有一个间断点，其 PSD 性能最差。

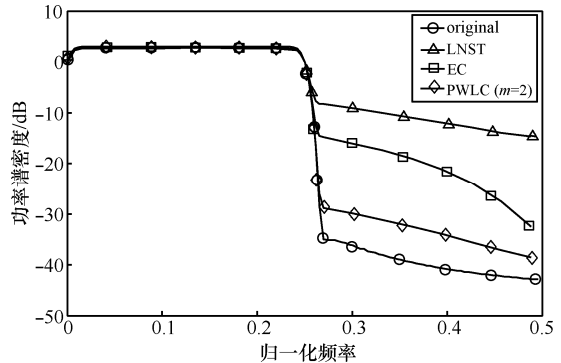
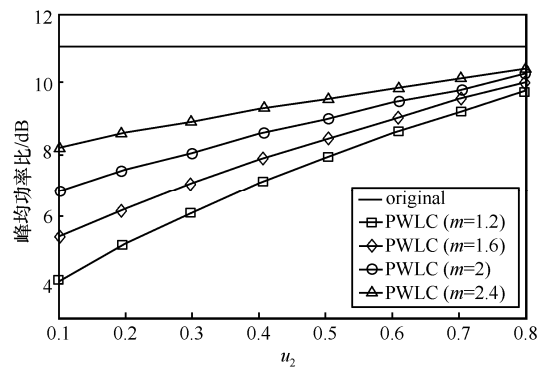
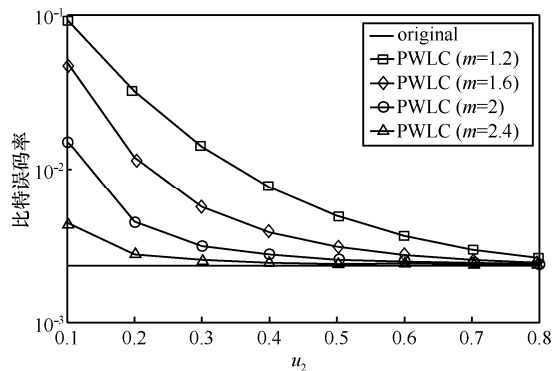


图 6 发送信号的功率谱密度

从上一节的方法描述和理论分析中已知，PWLC 变换对 PAPR 抑制和 BER 性能损失的影响均与 3 个参数 (u_1, u_2, v) 有关。为了保证信号的平均功率在压扩变换前后保持不变，3 个参数要满足条件式(16)。也就是说，任取一组 (u_2, v)，相应的 u_1 也确定了。图 7 (a) 给出了在 $v=m\sigma$ 的情况下，PAPR



(a) CCDF 为 10^{-2} 的 PAPR 随 u_2 和 m 的变化



(b) 信噪比为 6dB 下的 BER 随 u_2 和 m 的变化

图 7 PWLC 变换中的参数对性能的影响

性能随 u_2 和 m 的变化情况。可以发现, 相同的 m , u_2 越大 PAPR 性能越差; 类似地, 相同的 u_2 , m 越大 PAPR 性能越差。这些与理论分析是一致的。图 7 (b) 给出了同样情况下, BER 性能随 u_2 和 m 的变化情况, 与 PAPR 的变化趋势相反, 相同的 m , u_2 越大 BER 性能越好, 而相同的 u_2 , m 越大 BER 性能越好。这与直观上 PAPR 性能和 BER 性能的变化趋势是一致的。通过合理选择参数(u_2, ν)可以满足不同的 PAPR 抑制和 BER 性能要求。

5 结束语

分段线性压扩变换具有实现复杂度低, 且对载波数和调制方式无特定要求的特点, 是降低 OFDM 信号峰均功率比的有效方法。本文针对 OFDM 信号幅值的概率分布特点, 即小幅度值出现的概率较大, 而大幅度值出现的概率很小, 设计并分析了 PWLC 变换。它用低复杂度的线性运算降低信号峰值, 同时将大小幅度分开运算以减少其对系统误码率性能的影响。它可以看作是对已有的线性非对称变换的改进, 既保证了压扩函数连续, 又保证了变换前后信号平均功率不变。相比于 LNST, PWLC 变换不需要额外的边信息。相比于指数压扩变换, PWLC 又不需要复杂的非线性运算。此外, 与 LNST 和 EC 相比, PWLC 还具有最优的功率谱密度性能。仿真结果表明, 通过对数乘因子和增量值的选取, PWLC 变换可以在降低 PAPR 和系统的 BER 性能上取得折中。

参考文献:

- [1] BAHAI A R S, SALTZBERG B R, ERGEN M. Multi-Carrier Digital Communications Theory and Applications of OFDM[M]. New York: Springer-Verlag, 2004.
- [2] KHAN F. LTE for 4G Mobile Broadband – Air Interface Technologies and Performance[M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2009.
- [3] JIANG T, WU Y Y. An overview: peak-to-average power ratio reduction techniques for OFDM signals[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2008, 54(2): 257-268.
- [4] OCHIAI H, IMAI H. Performance analysis of deliberately clipped OFDM signals[J]. IEEE Transactions on Communications, 2002, 50(1): 89-101.
- [5] MULLER S H, HUBER J B. OFDM with reduced peak-to-average power ratio by optimum combination of partial transmit sequences[J]. IEE Electronics Letters, 1997, 33(5): 368-369.
- [6] BREILING M, MULLER S H, HUBER J B. SLM peak-power reduction without explicit side information[J]. IEEE Communications Letters, 2001, 5(6): 239-241.
- [7] PATERSON K G, TAROKH V. On the existence and construction of good codes with peak-to-average power ratios[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2000, 46(6): 1974-1987.
- [8] TELLADO J. Peak to Average Power Reduction for Multicarrier Modulation[D]. California: University of Stanford, 1999.
- [9] KRONGOLD B S, JONES D L. An active-set approach for OFDM par reduction via tone reservation[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2004, 52(2): 495-595.
- [10] WANG X, TJHUNG T T, NG C S. Reduction of peak-to-average power ratio of OFDM system using a companding technique[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 1999, 45(3): 303-307.
- [11] HUANG X, LU J, LETAIEF K B. Companding transform for reduction in peak-to-average power ratio of OFDM signals[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2004, 3(6): 2030-2039.
- [12] JIANG T, YANG Y, SONG Y H. Exponential companding technique for PAPR reduction in OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2005, 51(2): 244-248.
- [13] TELLAMBURA C. Computation of the continuous-time PAR of an OFDM signal with BPSK subcarriers[J]. IEEE Communication Letters, 2001, 5(5): 185-187.
- [14] CHAUDARY N, CAO L. Non-symmetric decompanding for improved performance of companded OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2007, 6(8): 2803-2806.
- [15] DUDAK C, KOC A T, KOC S. Solid state power amplifier (SSPA) nonlinearity effects on quadri-phase shift keying modulation[A]. The 7th European Conference on Wireless Technology[C]. London, England, 2004. 237-240.

作者简介:



杨品露 (1983-), 男, 安徽来安人, 东南大学博士生, 主要研究方向为多载波信号的峰均功率比问题。



胡爱群 (1964-), 男, 江苏南通人, 东南大学教授、博士生导师, 主要研究方向为无线网络及其安全技术。