

基于压缩量化的非正弦时域正交调制信号预失真方法

钟佩琳^{*①} 王红星^① 孙小东^① 潘耀宗^{①②}

^①(海军航空工程学院电子信息工程系 烟台 264001)

^②(中国人民解放军 92407 部队 秦皇岛 066200)

摘要: 针对基于椭圆球面波函数的非正弦时域正交调制信号峰均功率比较高, 因而受功率放大器非线性失真影响较大的问题, 该文设计了一种基于波形训练的非迭代查询表预失真结构。由于所选量化方法直接决定了查询表预失真器的精度, 通过分析调制信号的幅值分布特性, 提出一种综合考虑功率放大器特性及信号幅值分布特性的压缩量化方法。对采用所提预失真方法前后信号的带内带外失真特性进行了仿真, 并与采用幅度均匀量化方式的性能进行了比较。结果表明, 该文方法有效改善了非正弦时域正交调制信号功率谱及系统误码率特性, 减小了功率放大器给信号带来的非线性失真。

关键词: 非正弦时域正交调制; 功率放大器; 预失真; 查询表; 压缩量化

中图分类号: TN911.3

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2013)03-0658-07

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2012.00896

Predistortion Algorithm Based on Compressing Quantization for Nonsinusoidal Orthogonal Modulation Signal in Time-domain

Zhong Pei-lin^① Wang Hong-xing^① Sun Xiao-dong^① Pan Yao-zong^{①②}

^①(Department of Electronic and Information Engineering,

Naval Aeronautical and Astronautical University, Yantai 264001, China)

^②(The 92407th Unit of PLA, Qinhuangdao 066200, China)

Abstract: Nonsinusoidal orthogonal modulation signal in time-domain has high peak-to-average power ratio, so it is vulnerable to the nonlinearity of power amplifier. To relieve this affection, a non-iterative look-up table predistortion method based on waveform training is presented which can obtain the amplitude and phase modification value fast and correctly. For the reason that the predistortion accuracy is directly associated with the chosen quantization method, a compressing quantization method is presented. The characteristic of power amplifier and the distribution characteristic of signal amplitude are taken considered in this method. The distortion characteristic in band and out of band of signal before and after employing the presented predistortion method is simulated and compared with the method with equal space. The results show that the presented method can effectively improve the power spectrum of the signal and the bit error rate performance of system, and minish the intermodulated power of signal.

Key words: Nonsinusoidal orthogonal modulation signal in time-domain; Power amplifier; Predistortion; Look-up table; Compressing quantization

1 引言

基于椭圆球面波函数(Prolate Spheroidal Wave Functions, PSWFs)的非正弦时域正交调制方法采用时域叠加频谱混叠的多路正交 PSWFs 脉冲进行并行传输, 可以比 OFDM 更快速地提高频带利用率, 接近 2 Baud/Hz 的理论极限值^[1,2]。由于采用多

路脉冲叠加传输的方式, 生成的调制信号具有较高的峰均比, 对功率放大器(Power Amplifier, PA)的非线性特性较为敏感, 产生较大的带内和带外失真, 使输出信号频谱扩展, 干扰邻近信道。同时, 该调制信号依靠脉冲组间的时域正交性来解调信息, PA非线性带来的波形畸变会破坏脉冲组与模板脉冲间的正交性, 导致系统误码率增大。因此, 该调制方法对功率放大器的线性度提出了较高的要求。

在常用的线性化方法中, 数字预失真技术因具有稳定、高效、自适应和可用于宽带通信等优势,

2012-07-12 收到, 2012-10-22 改回

国家自然科学基金(60772056)和山东省“泰山学者”建设工程专项经费资助课题

*通信作者: 钟佩琳 hellopeilin@126.com

应用前景最为看好。数字预失真常用的方法主要分为基于多项式和基于查询表的预失真方法^[3-10]，其中，查询表预失真方法结构简单、效率和精度较高，适合于对线性化精度要求较高的系统。目前的查询表预失真方法大都采用自适应迭代算法来获取预失真器的参数^[3-6]，由于自适应迭代算法运算量大，且存在算法收敛性问题，文献[7]和文献[8]提出一类非迭代查询表预失真方法。文献[7]通过发送一路IQ训练序列来获得查询表中的输出幅度和相移值，但需要进行IQ信号与极坐标间的相互转换，运算较为复杂。文献[8]在此基础上提出一种发送两路训练序列进行单路反馈的预失真结构，避免了坐标转换，降低了复杂度。但以上两种方法均采用等间隔量化方式，对于幅值非均匀分布的信号来说，均匀量化方式会带来较大的量化误差，降低预失真精度，影响信号的正确解调。

本文在已有查询表预失真方法的基础上，设计了一种基于波形训练的非迭代查询表预失真结构，通过发送单个PSWF脉冲获得功放的非线性特性，进而获得幅度相位修正值，以降低训练复杂度。此外，通过分析调制信号的幅值分布特性，提出一种综合考虑PA特性及信号幅值分布特性的压缩量化方法，最大限度地减小波形畸变，确保正确解调。论文最后通过仿真验证了所提预失真结构及量化方法的有效性。

2 非正弦时域正交调制信号的非线性失真分析

基于PSWFs的非正弦时域正交调制信号采用时域正交频谱交叠的PSWFs脉冲组并行传输信息，通过优化脉冲频谱特性和增加传输脉冲个数，快速提高系统单位频带利用率。其原理框图如图1所示。

二进制比特信息首先经串并转换变为 N 路并行数据，此时信息由一路高速串行数据流变为多路低速并行数据流。各并行数据 d_1, d_2, \dots, d_N 分别与 N 个正交PSWF脉冲对应，对其分别进行脉冲幅度调制，调制后的各路脉冲在时域叠加为一路信号输出。生

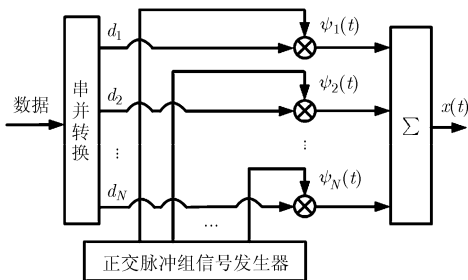


图1 非正弦时域正交调制原理图

成的调制信号 $x(t)$ 表示为

$$x(t) = \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{i=1}^N d_i(k) \cdot \psi_i(t - t_0 - kT_s), \quad t_0 + kT_s \leq t \leq t_0 + (k+1)T_s \quad (1)$$

其中 t_0 为信号传输的初始时刻， T_s 为码元间隔， N 为并行传输路数， $d_i(k) \in \{-1, 1\}$ 为 t 时刻第 i 条支路上传的第 k 个二进制符号， $\{\psi_i(t), i=1, \dots, N\}$ 为基于椭圆球面波函数的正交脉冲组。

由于调制信号是由多路脉冲叠加而成，同时，通过增加并行传输的脉冲数来提高系统频带利用率，因而出现高峰均比码元的概率较高，受到PA非线性失真特性的影响较大。

暂不考虑PA的记忆效应，为便于理论分析，选择被广泛使用的简化多项式模型^[11]：

$$y(t) = \sum_{k=0}^K a_{2k+1} |x(t)|^{2k} x(t) \quad (2)$$

其中 $x(t)$ 、 $y(t)$ 分别表示PA的输入、输出信号，多项式阶数为 $2K+1$ ， a_{2k+1} 为待辨识参数。在上述PA模型中，只保留了奇数阶项，而忽略了偶数阶项。因为通常只有奇数阶互调落在调制信号所在频带内，而偶数阶互调及谐波失真等分量都落在通带外，可以容易地用滤波器滤除。

由于调制信息具有随机性，合成的调制信号 $x(t)$ 是一个随机过程，只能用功率谱密度来描述，但其理论分析较为复杂。为了对非线性失真有一个定性的表述，下面选取调制信号的其中一个码元，分析其频谱特性，可以反映出整个调制信号受非线性失真影响的情况。将 $x(t)$ 表示成等效低通的形式：

$$x(t) = \text{Re}[x_0(t) \cdot e^{j2\pi f_c t}] \quad (3)$$

其中 f_c 为带通信号的中心频率， $x_0(t)$ 是 $x(t)$ 的等效低通信号。于是， $x(t)$ 的频谱可表示为

$$X(f) = 1/2[X_0(f - f_c) + X_0(f + f_c)] \quad (4)$$

其中 $X(f)$ 带宽为 B ，则 $X_0(f)$ 的带宽为 $B/2$ 。

从式(2)可以看出，PA的输出是输入信号的奇数阶项的叠加，根据傅里叶变换的性质，时域的乘积对应着频域的卷积，因此，PA输出信号的频谱必然是一系列信号频谱卷积叠加的结果。为方便推导，做如下指定：令 $X_0(f) \otimes X_0(f) = X_1(f)$ ，则 $X_1(f)$ 的带宽为 B 。 $X_0(f) \otimes X_0(f) \otimes X_0(f) = X_2(f)$ ，则 $X_2(f)$ 的带宽为 $3B/2$ 。依次类推： $2k+1$ 个 $X_0(f)$ 卷积表示为 $X_{2k}(f)$ ， $X_{2k}(f)$ 的带宽为 $(2k+1)B/2$ 。 $X_{2k}(f)$ 的频谱随着 k 的增大越来越宽。

由此，得到PA输出码元信号的频谱为

$$Y(f) = \sum_{k=0}^K a_{2k+1} \sum_{i=0}^k \frac{C_{2k+1}^{k-i}}{2^{2k+1}} \{X_{2k}[f + (2i+1)f_c] + X_{2k}[f - (2i+1)f_c]\} \quad (5)$$

从式(6)可以看出, $k = 1, 2, \dots, K$ 时的各项 $X_{2k}[f \pm (2i + 1)f_c]$ 均在 $\pm[f_L, f_H], \pm 3[f_L, f_H], \dots, \pm(2K + 1)[f_L, f_H]$ 处存在分量, 并且随着 k 的增加, $X_{2k}[f \pm (2i + 1)f_c]$ 的频谱越来越宽, 但同时, 随着 k 和 i 的增加, $X_{2k}[f \pm (2i + 1)f_c]$ 的分量越来越小, 即对信号通频带的影响越来越小。在所有这些失真分量中, 对输入信号产生较大影响的是落在信号通频带 $[f_L, f_H]$ 及邻近频段内的前几阶互调分量。这些互调分量使得信号通频带扩展, 产生带内和带外失真, 在时域使脉冲波形发生畸变, 对基于脉冲波形正交性的相干解调产生较大影响, 增大系统误码率。图 2 是调制信号通过五阶多项式模型后的输出信号频谱, 从图 2 可以看出, 输出信号频谱在通频带内被展宽, 旁瓣高度约为 -20 dB, 同时产生了三阶和五阶谐波失真分量。

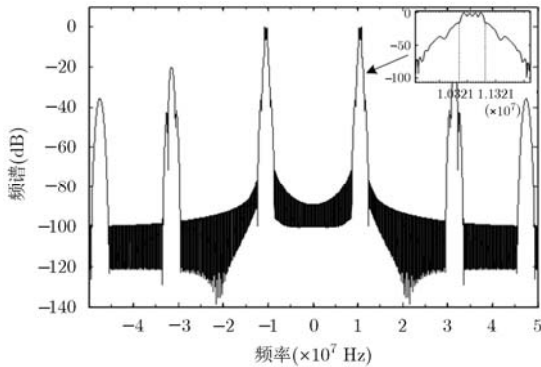


图 2 PA 输出信号频谱 ($a_1 = 2, a_3 = -1.8029, a_5 = 0.8083$, 原调制信号带宽 10~11 MHz)

3 基于压缩量化的非迭代查询表预失真方法

3.1 非迭代查询表预失真结构设计

预失真的基本原理是在 PA 前加入一个与 PA 非线性特性相逆的预失真器, 从而使 PA 输出线性放大的射频信号。非迭代查询表预失真方法结构简单, 易于实现, 同时具有较高的精度, 符合非正弦时域正交调制信号对预失真器性能的要求。在文献[8]提出的预失真方法中, 需要先后发送两组相位相差 $\pi/2$ 的等幅线性增长训练序列, 通过对两组训练序列的 I 路反馈信号进行计算得到预失真器的输出信号幅度和相位改变量。对于基于 PSWFs 的非正弦时域正交调制信号而言, 由于可以直接求得带通 PSWFs 的数值解^[1], 因此, 可以通过发送单个 PSWF 波形获得 PA 在采样点幅值处对应的 AM-AM 和 AM-PM 特性, 再根据期望的理想特性, 得到幅度和相位修正值。降低训练复杂度, 同时可以获得较

高的修正精度。本文基于该思路提出了一种基于波形训练的非迭代查询表预失真方法, 系统框图如图 3 所示。

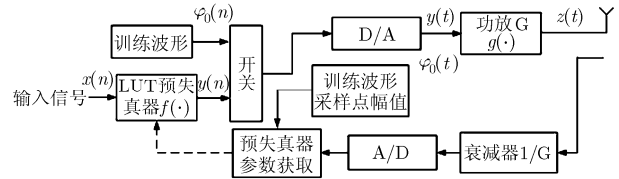


图 3 基于查询表的预失真系统框图

首先发送一个带通 PSWF 脉冲 $\varphi_0(t)$, 设初始相位为零, 其幅值从零到足够使 PA 达到饱和工作, 经反馈、衰减和采样后, 与之前存储的采样点幅值共同输入预失真器参数获取系统, 进行量化, 得到幅度和相位修正值, 并将索引地址和修正值存储到幅度和相位查询表中。然后, 根据输入调制信号幅度采样值找到相匹配的存储单元, 提取单元内的幅度和相位修正值对调制信号进行预失真。

整个预失真方法的核心是预失真器参数的获取。训练波形 $\varphi_0(t)$ 经过 PA 后反馈回来的信号波形采样值为 $A[\varphi_0(n)]\cos[\Phi[\varphi_0(n)]]$, 这里只取信号实部进行处理, 将采样值输入预失真器参数获取系统。对输入采样值取模, 得到 $|A[\varphi_0(n)]|$, 与预先存储的训练波形采样点幅值 $\varphi_0(n)$ 进行拟合, 获得近似的 AM-AM 特性 $A[\cdot]$ 。在获得 AM-AM 特性的同时, 将 A/D 输出值与取模后的幅值相除, 得到只包含相位信息的信号 $\cos[\Phi[\varphi_0(n)]]$, 反余弦运算后, 得到 PA 在每一采样点处的相移值 $\Phi[\varphi_0(n)]$, 与存储的训练波形采样点幅值 $\varphi_0(n)$ 进行拟合, 获得近似的 AM-PM 特性。根据 PA 的非线性特性及信号的幅度分布情况, 选择量化方法, 确定索引地址, 并与期望的特性相比较, 得到每一索引地址对应的幅度和相位修正值。这时, 将反馈支路断开。

将求得的幅度和相位修正值存储到两个索引地址相同的幅度和相位查询表中, 当输入调制信号采样值时, 比较采样点幅值和查询表索引地址, 寻找与其幅度最为接近的单元地址, 提取其中的幅度修正值, 得到新的信号幅度后, 再与查询表索引地址比较, 获得相位修正值。经幅度和相位修正后的调制信号通过 PA, 可以获得较为理想的线性输出。

当 PA 特性发生变化的时候, 需要连接反馈支路, 再次发送训练波形, 对查询表中的内容进行更新。这种预失真方法结构简单, 易于硬件实现, 当选择恰当的幅度量化方式时, 能够获得较高的精度。

3.2 基于信号幅值分布特性的的压缩量化方法

非迭代查询表预失真方法的性能与量化方式的选择有着直接的关系，恰当的量化方式可以使信号幅度和相位修正值最大限度的接近理想值，较好地抑制 PA 带来的带内失真。目前，最常用的量化方式是对幅度进行均匀量化，这种方式简单易实现，但其未能考虑 PA 与信号幅度分布特性，在某些幅度范围内会产生较大的量化误差^[11,12]。图 4 是经统计得到的非正弦时域正交调制信号幅度分布概率密度，从图中可以看出，调制信号取小幅值的概率要远高于取大幅值的概率。这时，若查询表的地址索引采用均匀量化方式，对小幅值信号的索引地址分配较少，造成的误差相对较大，而大幅值信号的索引地址分配过多，造成资源浪费。减小量化误差的一般方法是增大查询表的尺寸，将幅度划分的更细，但这会导致计算量和系统复杂度的增加。因此，我们期望找到一种非均匀量化方式，不论 PA 特性和信号幅度分布情况如何，都能够在查询表大小一定的条件下获得最小的量化误差和交调功率。通常意义的非均匀量化，先将信号幅值进行压缩，再进行均匀量化。这里，我们将采用类似思路，求解最优压缩函数。

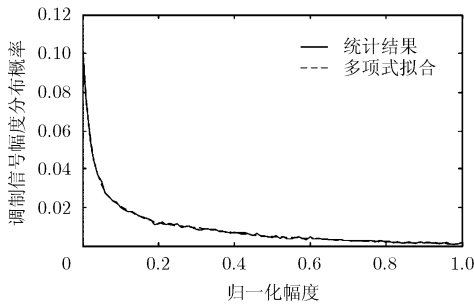


图 4 调制信号幅度分布 PDF(含 8 路脉冲)

下面从寻找交调功率与 PA 特性及信号幅度分布概率的关系入手，求得基于非正弦时域正交调制信号的最优压缩函数和量化方法。预失真系统的基带模型如图 5 所示。其中 $f(\bullet)$ 和 $g(\bullet)$ 分别为预失真器和 PA 的复增益函数，假设 $f_0(\bullet)$ 为理想的预失真特性，即满足 $f_0(\bullet)g(\bullet) = K$ ，而 $f(\bullet)$ 为实际得到的预失真器特性，可将其表示为 $f = f_0 + \delta f$ ， δf 是由量化误差引起的。

根据图 5 的模型，得到当输入信号采样值为

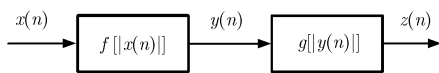


图 5 预失真系统基带模型

$x(n)$ 时，PA 的输出信号为

$$z(n) = x(n) \cdot f[|x(n)|] \cdot g[|x(n)f[|x(n)|]|] \quad (6)$$

令 $r(n) = |x(n)|$ ，且对信号幅值进行归一化， $0 \leq r(n) \leq 1$ ，式(6)简记为

$$z = xf \cdot g(r|f|) \quad (7)$$

因此，由预失真器的非理想特性带来的幅度误差 $x_e(n)$ 表示为

$$\begin{aligned} x_{er}(n) &= z(n) - Kx(n) = x(f_0 + \delta f) \cdot g(r|(f_0 + \delta f)|) - Kx \\ &\approx x[\delta f \cdot g(r|f_0|) + f_0 \cdot g(r|\delta f|) + \delta f \cdot g(r|\delta f|)] \\ &\approx x[\delta f \cdot g + f_0 \cdot g' r \text{Re}(\delta f)] \end{aligned} \quad (8)$$

其中，虽然 $g(\bullet)$ 为非线性函数，但由于 δf 较小，将 $g(r|(f_0 + \delta f)|)$ 进行了近似线性拆分，同时由于 $\delta f \cdot g(r|\delta f|)$ 项较小，进行了省略。 δf 可表示为 $\delta f = f'_0 \delta r$ ， $\delta r > 0$ 为 δf 对应的输入幅度差值，代入式(8)，可得

$$x_{er} = x[f'_0 \cdot g + f_0 \cdot g' r \text{Re}(f'_0)] \delta r \quad (9)$$

将 $f_0(\bullet)g(\bullet) = K$ 对 r 求导，可得

$$g \cdot f'_0 \approx -f_0 \cdot g' |f_0| - f_0 \cdot g' r \text{Re}(f'_0) \quad (10)$$

将式(10)代入式(9)，并利用 $f_0(\bullet)g(\bullet) = K$ ，得

$$x_{er}(n) = -x(n)K^2 \frac{g'}{g|g|} \delta r(n) \quad (11)$$

假设经过压缩函数变换后查询表含有 N_i 个地址，且等间隔分布，则我们求得变换前量化小区间 $[r_{i-1}, r_i]$ 的宽度为 $d(r_i) = 1/[N_i s'(r_i)]$ ， r_i ($i = 1, 2, \dots, N_i$) 为查询表地址对应的幅度值， $s(r_i)$ 为压缩函数，满足 $s(0) = 0$ ， $s(1) = 1$ ，且在归一化幅度范围 $0 \leq r_i \leq 1$ 内， $s'(r_i) > 0$ 。假设 $|x(n)|$ 落在 $[r_{i-1}, r_i]$ 内， $\delta r_i = d(r_i)/2$ ， $K = 1$ ，则在 $[r_{i-1}, r_i]$ 上的交调功率可以表示为

$$P_e(r_i) = \frac{r_i^2 d^2(r_i) |g'|^2}{4|g|^4} \quad (12)$$

将信号幅值在 $[0,1]$ 的分布情况考虑进去，对小区间的交调功率进行求和，得到整个幅度区间上的交调功率为

$$P_e = \sum_{i=1}^{N_i} \frac{w(r_i)}{[s'(r_i)]^2} \quad (13)$$

其中

$$w(r_i) = \frac{r_i^2 |g'|^2}{4N_i^2 |g|^4} pr(r_i) \quad (14)$$

$pr(r_i)$ 为非正弦时域正交调制信号的幅度分布概率密度函数。根据中心极限定理，当并行传输路数 N 很大， $x(t)$ 的平均功率为 1 时，其幅值服从均值为 0，方差为 1 的高斯分布。但这是一种特殊情况，在一

般情况下, 调制信号的幅度分布概率密度函数不属于某一特定分布形式, 本文根据大量码元在离散幅值处的统计结果, 采用多项式拟合的方法得到, 如图4所示。

求解最优压缩函数就是求解使交调功率最小的压缩函数, 因此根据拉格朗日乘数法, 最优压缩函数的导数是式(15)的极小值:

$$\sum_{i=1}^{N_i} \frac{w(r_i)}{[s'(r_i)]^2} + \lambda \left[\sum_{i=1}^{N_i} s'(r_i) - 1 \right] \quad (15)$$

将式(15)对 $s'(r_i)$ 求导, 并令导数为零, 求得基于非正弦时域正交调制信号的最优压缩函数的导数为

$$s'_{\text{opt}}(r_i) = \left[\sum_{i=1}^{N_i} w^{1/3}(r_i) \right]^{-1} w^{1/3}(r_i) \quad (16)$$

从式(16)可以看出, $s'_{\text{opt}}(r_i)$ 与 $pr(r_i)$ 成正比, 概率密度较大的幅值压缩量也较大, 即划分得更密, 分配的地址更多。当调制信号包含的脉冲组合及所选 PA 特性确定下来, 最优压缩函数就不再改变。利用求得的最优压缩函数建立查询表索引地址与信号幅度的关系, 即可对大小幅值信号进行合理的地址分配。对于幅度均匀量化, $s(r_i) = r_i$, $s'(r_i) = 1$, 不具有任何压缩特性。

4 仿真分析

为了验证本文预失真方法对非正弦时域正交调制信号的有效性, 使用 Matlab 对整个预失真系统进行了仿真。首先, 设置信号参数, 调制信号所在频段及划分方式为, 将 10~11 MHz 频段划分为 4 个子频段, 每个子频段相互交叠 50%, 得到的各子频段分别为: [10,10.4] MHz, [10.2,10.6] MHz, [10.4,10.8] MHz, [10.6,11] MHz, 时间带宽积取 $c = 4\pi$, 则码元周期为 $T = 0.01$ ms。在每个子频段内取前四阶 PSWFs 脉冲, 将所得 16 个脉冲进行正交化, 得到相互正交的脉冲组。然后, 设置 PA 模型参数, 在仿真中采用 Saleh 模型作为 PA 模型, 其 AM-AM 和 AM-PM 特性分别为

$$A(r) = \frac{\alpha_a r}{1 + \beta_a r^2}, \quad \Phi(r) = \frac{\alpha_\varphi r^2}{1 + \beta_\varphi r^2} \quad (17)$$

其中 r 为输入信号的幅度, 参数取经典值 $\alpha_a = 2$, $\beta_a = 1$, $\alpha_\varphi = \pi/3$, $\beta_\varphi = 1$ 。下面分别从预失真前后的信号归一化均方误差、功率谱及误码率特性几个方面对预失真算法进行仿真分析。

(1) 归一化均方误差(NMSE) 通过前面的理论推导, $s'_{\text{opt}}(r_i)$ 可以使归一化幅度区间[0,1]内的交调

功率达到最小, 但在若干传输码元采样值上的总体误差是否也能达到最小还需要通过仿真来验证, NMSE 表示所有采样点上 PA 输出信号与理想信号差值的平方与理想信号平方的比值, 能够较好地反映出传输信号的带内失真情况。表 1 是在不同输入功率回退(IBO)下, 采用不同量化方式的查询表预失真方法时得到的 NMSE。IBO=9.79 dB 时, 信号峰值功率与 PA 饱和输出功率相等。

从表 1 中可知, 在相同的 IBO 条件下, 对于幅度均匀量化, 增大查询表大小可以换取较大的性能改善, 大小为 256 的查询表预失真器较大小为 128 时的带内失真改善 5~7 dB。而最优压缩量化方法在相同量化个数下, 带内失真性能优于均匀量化 6~8 dB。IBO 为 8.681 dB 时, 输入信号峰值大于查询表索引地址对应的最大幅值, 因而产生了较大的带内失真。随着 IBO 的增大, 输入信号峰值降低, 当明显低于查询表最大幅值时, 带内失真又有小幅度的增加, 这是由于 IBO 太大时, 相当于幅值分布整体向小幅值搬移, 而查询表地址个数有限, 导致精度降低。

(2) 功率谱 图 6 是 IBO 为 9.79 dB 时, 采用基于不同量化方式的预失真方法后 PA 输出信号的功率谱。从图 6 中可以看出, PA 非线性特性使信号频谱发生了扩展, 带外失真达到了约 25 dB, 经查询表预失真后, PA 输出信号频谱得到了较大的改善。在查询表大小为 128 时, 采用最优压缩量化方式使带外失真特性改善了 20 dB, 所得输出信号旁瓣较采用幅度均匀量化方式时降低约 6 dB。在靠近主瓣的频率处, 其功率谱特性几乎与未失真的调制信号重合, 图 6 验证了最优压缩量化方法的有效性及相关于均匀量化方式的性能优势。

(3) 误码率 图 7 是对原调制信号、非线性失真信号、经 128 均匀量化、256 点均匀量化和 128 点最优压缩量化预失真后信号进行解调后的系统误码率特性。

从图 7 中可以看出, PA 非线性失真对系统误码率产生了较大影响, 信噪比为 12 dB 时, 误码率性能下降了近 3 个数量级。采用预失真算法后, 误码率性能得到了改善。当查询表大小为 128 时, 最优压缩量化方式要优于均匀量化方式, 与查询表大小为 256 时的均匀量化预失真性能相当。系统误码率达到 10^{-4} 时, 最优压缩量化比相同量化个数的均匀量化所需信噪比降低 1 dB, 随着误码率的进一步降低, 差距将会变大。

表1 不同量化方式的查询表预失真方法在不同 IBO 时的 NMSE(dB)

量化方式	NMSE(dB)			
	IBO=8.681 dB	IBO=9.790 dB	IBO=10.713 dB	IBO=11.768 dB
幅度均匀量化 128	-8.892	-32.791	-31.774	-30.593
幅度均匀量化 256	-10.511	-37.992	-37.233	-37.040
最优压缩量化 128	-12.103	-39.379	-39.633	-39.003

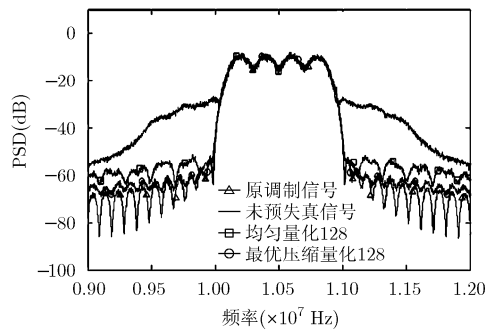


图6 预失真前后调制信号功率谱

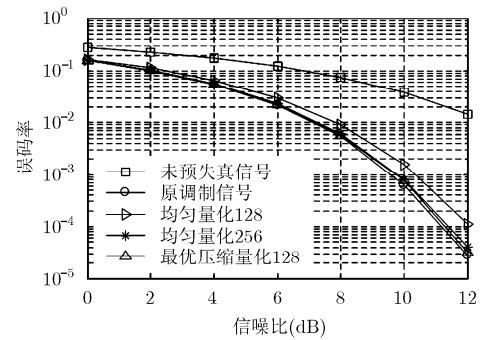


图7 预失真前后误码率特性

5 结束语

基于椭圆球面波函数的非正弦时域正交调制方法可以获得较高的频带利用率，但同时生成的调制信号具有较高的峰均比，受功放非线性失真的影响较大，预失真方法可以较好地解决这一问题，使系统在追求有效性的同时获得优良的可靠性。查询表预失真方法结构简单、易于实现且精度较高，本文结合非正弦时域正交调制信号形式，设计了一种基于波形训练的非迭代查询表预失真结构，并在此基础上，结合 PA 非线性特性及信号幅值分布特性，给出一种压缩量化方法，对小幅值信号分配更多的索引地址，可以以较少的地址获得较高的修正精度。通过对预失真前后信号归一化均方误差、功率谱和系统误码率性能的仿真分析，验证了本文所提预失真方法能够有效改善 PA 带来的带内和带外失真，同时，采用压缩量化时预失真方法的性能要明显优于幅度均匀量化。

参考文献

- [1] 王红星, 赵志勇, 刘锡国, 等. 非正弦时域正交调制方法[P]. 发明专利, 专利号: ZL 2008 10159238.3, 中国, 2009.
Wang Hong-xing, Zhao Zhi-yong, Liu Xi-guo, *et al.*. The method of nonsinusoidal orthogonal modulation in time domain[P]. Invention Patent, Patent Number: ZL 2008 10159238.3, China, 2009.
- [2] 赵志勇, 王红星, 李洪烈, 等. 非正弦波通信时域正交椭圆球面波脉冲设计方法[J]. 电子与信息学报, 2009, 31(12): 2912-2916.

Zhao Zhi-yong, Wang Hong-xing, Li Hong-lie, *et al.*. Designing method of orthogonal pulse in time domain based on prolate spheroidal wave functions for nonsinusoidal wave communication[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2009, 31(12): 2912-2916.

- [3] Alexander N L and Michiharu N. A new digital predistorter linearizer for wide band signals[C]. IEEE 22nd International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Toronto, 2011: 1376-1380.
- [4] Li Zheng-da, Yang De-wei, Kuang Jing-ming, *et al.*. A new joint memory polynomial and look-up-table predistorter algorithm design[C]. International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, Wuhan, China, 2011: 1-4.
- [5] Mayada Y, Oualid H, Andrew K, *et al.*. An accurate complexity-reduced "PLUME" model for behavioral modeling and digital predistortion of RF power amplifiers[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011, 58(4): 1397-1404.
- [6] Pere L G and Gabriel M. Look-up table implementation of a slow envelope dependent digital predistorter for envelope tracking power amplifiers[J]. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2012, 22(2): 97-99.
- [7] 王勇, 向新, 易克初. 基于非迭代算法和非直接学习结构的查询表 TWTA 预失真器[J]. 通信学报, 2006, 27(9): 106-109.
Wang Yong, Xiang Xin, and Yi Ke-chu. Look-up table predistorter based on non-iterative algorithm and indirect learning architecture for TWTA[J]. *Journal on Communications*, 2006, 27(9): 106-109.

- [8] 詹鹏, 秦开宇, 蔡顺燕. 非迭代查找表预失真新方法[J]. 电波科学学报, 2011, 26(1): 186-192.
Zhan Peng, Qin Kai-yu, and Cai Shun-yan. New non-iterative look-up table predistortion method[J]. *Chinese Journal of Radio Science*, 2011, 26(1): 186-192.
- [9] Mohammad O, Masoud S, and Kenney J S. A fast converging adaptive pre-distorter for multi-carrier transmitters[C]. IEEE International Conference on Communications, Dresden, 2009: 4474-4479.
- [10] Osamu M, Isamu K, Yoshihiko A, *et al.* Adaptive predistortion linearization based on orthogonal polynomial expansion for nonlinear power amplifiers in OFDM systems[C]. International Conference on Communications and Signal Processing, Kerala, 2011: 512-516.
- [11] 艾渤, 李波, 钟章队, 等. 宽带功率放大器预失真原理[M]. 北京: 科学出版社, 2011: 22, 71.
- Ai Bo, Li Bo, Zhong Zhang-dui, *et al.* Wideband Power Amplifier Predistortion Principle[M]. Beijing: Science Press, 2011: 22, 71.
- [12] James K C. Optimum indexing in predistorting amplifier linearizers[C]. IEEE International Conference on Vehicular Technology, Phoenix, Arizona, 1997: 676-680.
- 钟佩琳: 女, 1984 年生, 博士生, 研究方向为非正弦波通信理论及应用.
- 王红星: 男, 1962 年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为现代通信新技术、非正弦波通信、无线光通信理论与技术.
- 孙小东: 男, 1974 年生, 副教授, 主要研究方向为现代通信技术、军事通信.
- 潘耀宗: 男, 1984 年生, 硕士生, 研究方向为非正弦波通信理论及应用.