

预失真系统的采样率和滤波器带宽的设计

张鹏, 杨刚, 杨霏, 刘昌银

(中国传媒大学信息工程学院, 北京 100024)

摘要:给出了预失真系统中信号源采样率和滤波器带宽的合理设计方法。考虑到腔体滤波器能较好地滤除射频信号的高阶互调分量, 预失真信号通常只需补偿功放的 3 阶互调失真, 因此 3 阶互调分量应尽可能少地有混叠、有损失送至功放。根据奈奎斯特定理, 应对信号源进行 3~4 倍过采样, 带通滤波器的带宽应取 3~4 倍过采样对应的带宽。仿真结果表明, 设计方法合理, 能以较低的计算复杂度和硬件成本获得良好的线性化性能。

关键词:功放线性化; 数字基带预失真; 过采样; 带通滤波器

中图分类号: TN929.52 文献标识码: A 文章编号: 1673-4793(2010)02-0031-05

Design of Sampling Rate and Filter Bandwidth in Predistortion System

ZHANG Peng, YANG Gang, YANG Fei, LIU Chang-yin

(Information Engineering School, Communication University of China, Beijing 100024, China)

Abstract: The design methods of the source sampling rate and bandpass filter bandwidth in a predistortion system are proposed. Because cavity filter can filter out higher-order intermodulation products (IMP), the predistorter usually compensates only 3rd-order intermodulation distortion. So, 3rd-order IMP should be feed to the power amplifier losslessly. According to Nyquist's Theory, the oversampling rate between 3 and 4 and its corresponding bandwidth are preferable. Simulation results show that, the proposed methods of designing these parameters are reasonable, and better linearization performance can be obtained at the cost of low computational complexity and hardware cost.

Key words: power amplifier linearization; digital baseband predistortion; oversampling; bandpass filter

1 引言

众所周知, RF 功率放大器本质上是非线性的。数字基带预失真能在保证功率效率的同时提高功放的线性度, 是一种有效的功放线性化技术^[1]。目前, 对该技术的研究主要是针对理想系统进行计算机仿真, 提出新的或改进的高性能方法^[2-5]。事实上, 预失真技术的性能在很大程度上受到发射链路中其它环节误差的影响。为使数字基带预失真法能

取得良好的线性化效果, 必须合理设计发射机组成部件的性能指标。目前, 只有少数文献讨论这方面的内容^[6-9]。

预失真意味着源信号经过预失真器后会产生频谱扩展。与功放的非线性危害不同, 预失真器导致的带外频谱扩展是有益的。为使有益互调产物能无损送至功放, 必须加大带通滤波器的带宽。频谱扩展会导致预失真信号欠采样, 发生频谱混叠。解决这一问题的根本方法是, 过采样数字基带信号, 间接提高预失真信号的采样率。

2 预失真的频谱特性

预失真法是一种有效的校正功放非线性的技术,如图 1 所示。预失真的基本原理是,逆特性的预失真器与功放级联使得功放输出与预失真器输入满足线性关系。

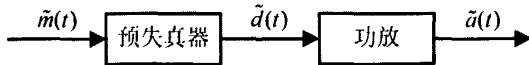


图 1 预失真法的原理框图

若信号源是 OFDM 信号,其奈奎斯特频率是 Ω_N ,也就是说,其奈奎斯特率或带通信号带宽是 $B = \Omega_N$

,则其采样率必须满足 $f_s \geq 2\Omega_N$, $2\Omega_N$ 是最低采样率, $f_s/2\Omega_N$ 是过采样率。此外,假设预失真器采用 K 阶奇次多项式。

可以证明,OFDM 信号经过 K 阶奇次预失真多项式后会发生频谱扩展,变为 $2K\Omega_N$ ^[9]。图 2 给出了 7 阶预失真多项式各次项的功率谱示意图。

预失真多项式的第 k 次项产生 k 阶互调分量。因为 k 阶互调产物与 k 个子载波的幅度成正比,又因为在归一化模型中子载波的幅度通常远小于 1,所以高阶互调产物的幅度要比低阶低。另外,离中心频率越远,落在该处的互调分量数量越少,幅度也就越小。图 3 是预失真后的总功率谱示意图。

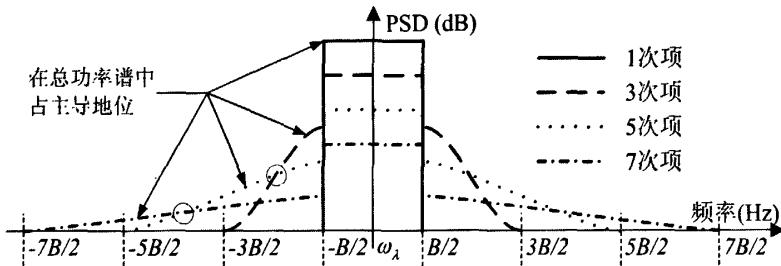


图 2 预失真多项式各次项的功率谱示意图

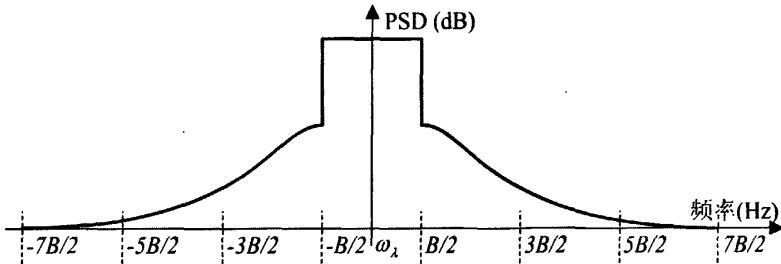


图 3 预失真后总功率谱示意图

3 信号源采样率和带通滤波器带宽

分析预失真频谱扩展的最重要意义在于指导设计信号源的采样率和带通滤波器的带宽。图 4 是预失真系统的简化结构框图。

3.1 理想取法

预失真器的互调产物是有益的。从预失真器输出的频谱扩展宽度可知,如果要使这些互调分量能近带内的 3 阶互调分量的过滤效果不甚理想,但能

无混叠、无损送至功放,信号源应至少 K 倍过采样,带通滤波器的带宽至少等于 K 倍的 $2\Omega_N$ 。

3.2 实际取法

以上是无混叠、无损预失真的理想做法。当信号源带宽 $2\Omega_N$ 较宽、预失真多项式阶次 K 较高时,这对系统设计提出了很高的要求,甚至无法达到。因此,需要分析有混叠、有损失时过采样率和带通滤波器带宽的取法问题。

一般而言,腔体滤波器对功放输出功率谱中靠很好地滤除远离带内的 3 阶及高阶互调分量。因

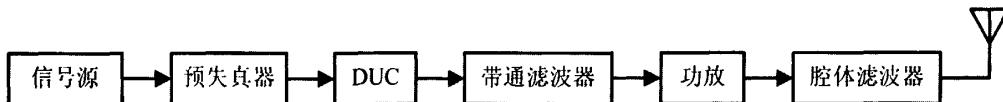


图4 预失真系统的简化结构框图

此,预失真器重点要校正功放的3阶互调失真分量。校正功放的3阶互调产物主要是靠预失真器产生的3阶互调分量,两者几乎大小相等,方向相反。这就要求,预失真的3阶互调分量应尽可能少地有混叠、有损失送至功放。

3.2.1 带通滤波器带宽的实际取法

根据上述要求,带通滤波器的带宽取 $6\Omega_N$ 即3倍过采样带宽可保证预失真的3阶互调分量能无损地送至功放。

3.2.2 过采样率的实际取法

假设图3是无混叠时预失真信号的功率谱。若信号源采用3倍过采样,即采样率等于 $6\Omega_N$ 时,预失真器的5阶互调分量会混叠在3阶互调分量所在的区域,而7阶互调分量会混叠在带内,如图5所示。无混叠时,5阶互调分量与3阶互调分量衔接处的幅度相当,较远处幅度很小。混叠后,它们衔接处的3阶互调分量失真较为严重,而靠近带内的3阶互调分量基本保持不变。7阶互调分量远小于带内基带分量,所以带内频谱也基本不受影响。

可见,为使预失真的3阶互调分量较少混叠送至功放,最好采用3倍及其以上过采样。

综上,考虑到腔体滤波器的作用,无论预失真多项式采用多少阶,只要带通滤波器的带宽取3倍过采样带宽 $6\Omega_N$,信号源采用3倍过采样,都能获得良好的线性化效果。

4 仿真分析

本节以CMMB^[10-11] 8MHz带宽模式下的OFDM信号和归一化5阶奇次多项式功放模型为例,分析过采样率和带通滤波器带宽对线性化效果的影响。

仿真系统如图4所示。对于CMMB 8MHz OFDM信号, $\Omega_N \approx 3.755$ MHz, $B \approx 7.51$ MHz。星座映射可采用BPSK、QPSK和16QAM三种方式。仿真中采用QPSK映射方式,仿真结论同样适用于其

它两种映射方式。预失真多项式采用的是归一化5阶奇次多项式。需要指出的是,预失真多项式系数是在信号源采样率和带通滤波器带宽足够大的条件下根据最小二乘法^[12]估计出来的。DUC将预失真信号的速率升至信号源奈奎斯特率的10倍,这里假设它是理想的。对于归一化五阶奇次多项式功放模型,多项式系数分别取 $\bar{\beta}_1 = 1$ 、 $\bar{\beta}_3 = -0.1 - 0.1i$ 和 $\bar{\beta}_5 = -0.1 - 0.1i$ 。实际腔体滤波器的特性模板通常如图6和7中的点划线所示。

4.1 信号源采样率的影响

当带通滤波器的带宽足够大时,信号源采样率对预失真性能的影响如图6所示。从功放的输出看,4倍过采样的性能与5倍相当,功放输出信号的带肩得到较好抑制。3倍过采样的性能稍差,但完全可以接受。采用2倍(含)以下过采样率时,预失真信号频谱混叠严重,线性化效果到了不可容忍的地步。从腔体滤波器的输出看,3倍及其以上过采样率的功率谱几乎是相同的,因此,信号源采用3倍过采样即可。

4.2 带通滤波器带宽的影响

当信号源采用5倍过采样率时,带通滤波器带宽对预失真性能的影响如图7所示。从功放的输出看,带通滤波器带宽等于或低于2倍奈奎斯特率时,有益的预失真带外信号被滤除过多,严重影响了线性化效果。随着带宽的增加,功放的带肩逐渐变低。带宽等于3倍奈奎斯特率时的性能基本接近4倍和5倍时的性能。从腔体滤波器的输出看,带通滤波器的带宽等于3倍及其以上过采样率对应的带宽时,功率谱几乎相同,因此,带通滤波器的带宽等于3倍过采样对应的带宽即可。

信号源采样率和带通滤波器带宽的选取对预失真系统至关重要,它们在很大程度上决定了线性化的效果。从仿真得出的预失真性能看,由于腔体滤波器的带通滤波作用,信号源可采用3倍过采样率,带通滤波器带宽可采用3倍过采样对应的带宽。

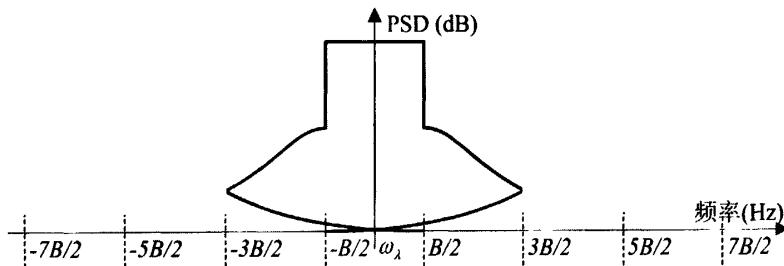


图 5 3 倍过采样时的频谱混叠示意图

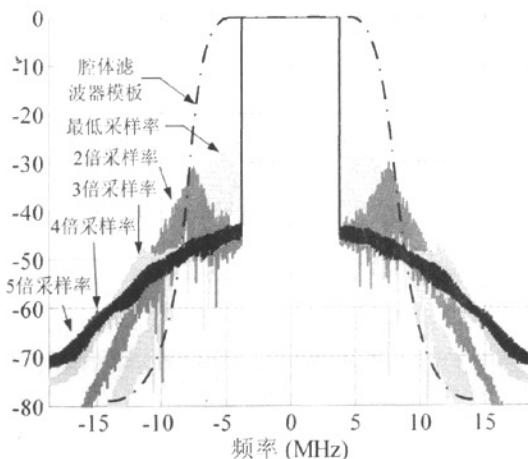


图 6 信号源采样率对带肩的影响

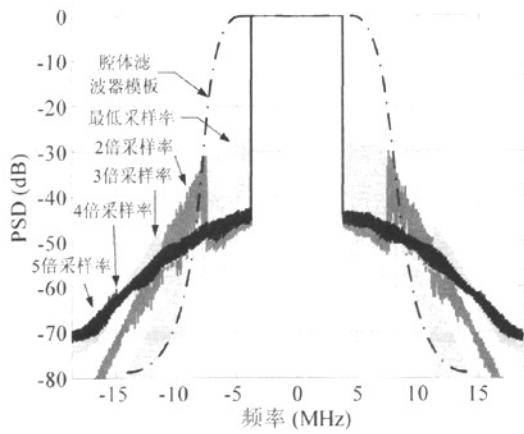


图 7 带通滤波器带宽对带肩的影响

7 结论

理论分析和仿真结果都表明,由于腔体滤波器的作用,无论预失真多项式采用多少阶,只要带通滤波器的带宽取 3 倍过采样带宽 $6\Omega_N$,信号源采用 3 倍过采样,都能获得良好的线性化效果。实际电路

中还存在其它一些非理想因素,所以过采样率应放宽到 4 倍左右。

参考文献

- [1] Ding L, Zhou G T, Morgan D R, et al. A robust digital baseband predistorter constructed using memory polynomials [J]. IEEE Transactions on Communications, 2004, 52(1):159–165.
- [2] Zhang P, Wu S L, Zhang Q. Adaptive digital predistortion schemes to linearize RF power amplifiers with memory effects [J]. Journal of Beijing Institute of Technology, 2008, 17(2):217–221.
- [3] Chiu M C, Zeng C H, Liu M C. Predistorter based on frequency domain estimation for compensation of nonlinear distortion in OFDM systems [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2008, 57(2):882–892.
- [4] Jian W, Yu C X, Wang J X, et al. OFDM adaptive digital predistortion method combines RLS and LMS algorithm [C]. 4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, 25–27 May 2009:3900–3903.
- [5] Choi S, Jeong E R, Lee Y H. Adaptive predistortion with direct learning based on piecewise linear approximation of amplifier nonlinearity [J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2009, 3(3):397–404.
- [6] Sundstrom L, Faulkner M, Johansson M. Effects of reconstruction filters in digital predistortion linearizers for RF power amplifiers [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 1995, 44

- (1):131-139.
- [7] Cavers J K. New methods for adaptation of quadrature modulators and demodulators in amplifier linearization circuits [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 1997, 46(3): 707-716.
- [8] Takabayashi S, Orihashi M, Matsuoka T, et al. Adaptive predistortion linearizer with digital quadrature modem [C]. 2000 IEEE 51st Vehicular Technology Conference Proceedings, 15-18 May 2000:2237-2241.
- [9] Zhang P, Yang F, Yang G, Changyin Liu. Effects of digital baseband predistortion on linearized transmitter design [C]. The 2nd Conference on Power Electronics and Intelligent Trans-
- portation System (PEITS 2009), 19-20 Dec. 2009:1-4.
- [10] 中华人民共和国广播电影电视行业标准. 移动多媒体广播 第1部分: 广播信道帧结构、信道编码和调制[S]. 北京: 国家广播电影电视总局, 2006.
- [11] Burger R A, Iacovoni G, Reader C. A survey of digital TV standards China [C]. International Conference on Communications and Networking in China, 22-24 Aug. 2007:687-696.
- [12] 张贤达. 现代信号处理(第二版)[M]. 北京: 清华大学出版社, 2002.

(责任编辑:王 谦)

(上接第40页)

- Lo. Iterative Channel Estimation for MIMO OFDM Systems[C]. Proceeding of 2007 International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems Nov. 28-Dec. 1, 2007: 774-777.
- [6] Zhongshan Zhang, Wei Zhang, Chintha Tellambura. MIMO-OFDM Channel Estimation in the Presence of Frequency Offsets[J]. Ieee transactions on wireless communications, 2008, 7(6): 2329-2339.
- [7] Yunfei Chen, Norman C. Beaulieu. Novel Space-Time Coded MIMO Receivers In the Presence of Channel Estimation Errors[C]. IEEE Communications Society, ICC 2008 proceedings, 2008:1254-1258.
- [8] Ramesh Annajajala, Laurence B. Milstein. Performance Analysis of Optimum and Suboptimum Selection Diversity Schemes on Rayleigh Fading Channels With Imperfect Channel Estimates[J]. Ieee transactions on vehicular technology, 2007, 56(3):1119-1130.
- [9] Hua Zhang, Ye (Geoffrey) Li, Yi Yuan-Wu. Practical Considerations on Channel Estimation for Up-Link MC-CDMA Systems[J]. Ieee transactions on wireless communications, 2008, 7(11):4384-4392.
- [10] Prachee Sharma, Kavitha Chandra. Prediction of State Transitions in Rayleigh Fading Channels[J]. Ieee transactions on vehicular technology, 2007, 56(2):416-425.
- [11] Gao F, Cui T, Nallanathan A. On channel estimation and optimal training design for amplify and forward relay networks[J]. Ieee transactions on wireless communications, 2008, 7: 1907-1916.
- [12] Tuncer Can Aysal, Kenneth E. Barner. Constrained Decentralized Estimation Over Noisy Channels for Sensor Networks[J]. Ieee transactions on signal processing, 2008, 56(4).

(责任编辑:王 谦)

微波滤波器设计培训——视频课程

易迪拓培训(www.edatop.com)由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立，致力于专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养，是国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地。客户遍布中兴通讯、研通高频、国人通信等多家国内知名公司，以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

我们推出的微波滤波器设计培训专题，有资深工程师领衔主讲，课程既有微波滤波器设计原理的详细解释，也有各种仿真分析工具的实际设计应用讲解，设计原理和设计仿真实践相结合，向大家呈现各种结构的微波滤波器的完整设计流程。旨在帮助大家透彻地理解并实际的掌握各种微波滤波器的设计。



微波滤波器设计培训专题视频课程

高清视频，专家授课，中文讲解，直观易学；既有微波滤波器设计原理的详细解释，也有像 ADS、CST、HFSS 各种仿真分析工具的实际设计应用讲解，旨在帮助大家透彻地理解并实际的掌握各种微波滤波器的设计。

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/filter/>

更多专业培训课程：

- **HFSS 视频培训课程**

网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/>

- **CST 视频培训课程**

网址: <http://www.edatop.com/peixun/cst/>

- **天线设计专业培训课程**

网址: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/>