

基于BPNN的OFDM系统的HPA预失真

崔华

(长安大学信息工程学院 西安 710064)

摘要: 本文针对高功率放大器(HPA)的非线性失真导致 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)系统传输性能下降问题,采用两个类似结构的单输入单输出BP神经网络串联后级联HPA实现其预失真,前一网络是HPA的AM-AM特性的逆模型,用来实现HPA的幅度预失真,后一网络是HPA的AM-PM特性模型,回避了其逆模型的建立,实现了HPA更高精度的相位预失真,提高了整体预失真效果。仿真结果显示了即使输入回退只有2.93dB,带外谱增长仍能降低约10dB,表明该方案能够方便高效地实现OFDM系统中HPA的自适应预失真,大大提高OFDM系统的传输性能。

关键词: OFDM; 高功率放大器; BP神经网络; 预失真

中图分类号: TN919.72

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2009)06-1451-04

A NN Predistortion Method for Nonlinear HPAs in OFDM Systems

Cui Hua

(School of Information Engineering, Changan University, Xi'an 710064, China)

Abstract: To circumvent the transmission performance degradation of Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) systems due to the nonlinear HPA, a new predistorter is presented to predistort HPA which consists of two similar single-input and single-output Neural Networks (NNs) in series. The former NN is the inverse model of HPA's AM-AM characteristics to compensate its amplitude and the latter the model of AM-PM characteristics to compensate its phase. The phase predistortion is implemented just by its model rather its inverse model, which ensures it of much higher precision. Simulation results show that even though input back-off is as low as 2.93dB, the spectral regrowth can be reduced about 10dB. The proposed scheme can adaptively predistort HPA effectively and simply, and improve transmission performance of OFDM system greatly.

Key words: OFDM; High Power Amplifier (HPA); BP neural network; Predistortion

1 引言

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 技术具有频谱利用率高、能够有效地克服无线信道多径衰落、易于均衡等优势^[1],已经被广泛地应用于无线高速宽带数字通信领域,如数字视频地面广播(Digital Video Broadcasting for Terrestrial, DVB-T)和无线 LAN 标准等。但是 OFDM 技术也存在一些缺点,其中传输信号对频率偏移和相位噪声更为敏感以及具有很高的峰平比(Peak to Average Power Ratio, PAPR)是最显著的两个缺点。这些缺点事实上是对 OFDM 系统中的 HPA(High Power Amplifier)的线性特性提出了更高的要求。因为 OFDM 信号很容易使 HPA 工作在饱和区,这时 HPA 会产生幅度失真(AM-AM)和相位失真(AM-PM),造成邻道干扰(Adjacent Channel Interference)和带内失真,导致系统性能下降。自适应数字

预失真是线性化 HPA 的最有前途的一种方法。

自适应数字预失真^[2]的基本原理是通过构造 HPA 的 AM-AM 和 AM-PM 特性的逆特性,作为预失真器的传递函数,并将该预失真器级联在 HPA 之前来实现其线性化的目的。虽然 Volterra 级数是通用的非线性模型,但是它依赖于具体的 HPA,计算复杂,计算量随阶数的增加而呈指数增加,并且自适应困难、线性化效果也不甚理想^[3]。3 层 BP 神经网络^[4](BPNN)通过学习能够逼近任意非线性函数,其计算量随着函数的复杂度的增加基本上呈线性增加,而且其自适应比较容易实现,在 HPA 预失真方面已经得到初步的研究和应用^[5-7]。本文基于 BP 神经网络,针对 OFDM 系统中的非线性 HPA 提出了一种预失真方案。并且,把文献[7]方法应用到 OFDM 系统中,并将其预失真效果与本文方法的预失真效果相比较,仿真结果表明了本文所提出的方案更加方便快捷。

2 OFDM 系统和 HPA 模型

图 1 是基于 M-QAM 调制的 OFDM 无线传输系统框图。

2007-09-14 收到, 2009-04-23 改回

国家“863”计划项目(2006AA01A116)和国家创新基金(06026225101735)资助课题

该系统中, 数目为 $N \log_2 M$ 的 bit 流首先调制为 N 个 QAM 符号 $X[k]$ ($k = 0, \dots, N-1$), 其中每个符号持续时间为 T_s (秒)。再经过 S/P (Serial-to-Parallel) 和 IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) 将这些符号调制到间隔为 $\Delta f \equiv 1/(NT_s)$ (Hz) 的 N 个相互正交的子载波上, 经过 P/S (Parallel-to-Serial) 转换后输入 HPA。于是, 持续时间为 NT_s (秒) 的 OFDM 调制信号可以表示为

$$x(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X[k] e^{j2\pi f_k t} \quad (1)$$

其中 $X[k]$ 是第 k 个 QAM 调制符号, $f_k = k\Delta f$ 是第 k 个子载波的频率。将 $x(t)$ 在 $t = nT_s$ ($n = 0, \dots, N-1$) 处离散, 则得到 IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) 的输出序列:

$$x[n] \equiv x(nT_s) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X[k] e^{j\frac{2\pi kn}{N}} \quad (2)$$

由式(2)可知, 信号的幅度迅速增大, 导致了大峰均比的 OFDM 调制信号的出现。当 HPA 工作在接近饱和点时会出现非线性失真, 而对这种幅度范围比较大的 OFDM 调制信号是更加不利的, 会导致整个 OFDM 系统的通信性能严重下降。本文采用图 1 所示的结构对 OFDM 调制信号进行预失真后, 以补偿 HPA 的非线性失真, 然后再由 HPA 发射出去。这里 HPA 的非线性特性用 Saleh 模型表述。

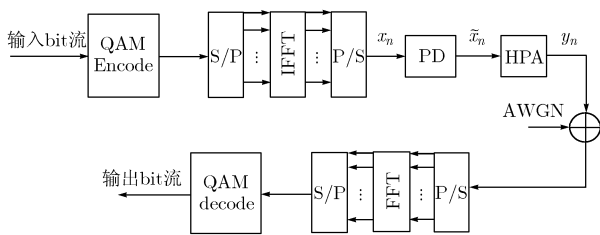


图1 无线通信 OFDM 系统框图

3 神经网络预失真方法

如图 1 所示, 预失真的最终目标是

$$y_n \approx cx_n \quad (3)$$

c 是放大器的平均增益, (这里取 $c = 1$), x_n 和 y_n 分别是预失真器(PD)的输入信号和 HPA 的输出信号。如果

$$x(n) = r(n)e^{j\phi(n)} \quad (4)$$

其中 $r(n)$ 和 $\phi(n)$ 分别是 x_n 的幅度和相位, 那么预失真器的输出幅度为

$$\tilde{r}(n) = F[r(n)] \quad (5)$$

即为 HPA 的输入幅度 $\tilde{r}(n)$, 其中, F 为 PD 的传递函数。

HPA 将要产生的相位偏移是 $\psi(\tilde{r}(n))$, 那么 HPA 的输出为

$$y(n) = A\{F[r(n)]\}e^{j\{\phi(n) - \tilde{\phi}(n) + \psi(\tilde{r}(n))\}} \quad (6)$$

其中 A 和 ψ 分别是 HPA 的幅度和相位特性函数, $\tilde{\phi}$ 是 PD 的相位特性函数。所以, 要使式(3)成立, 就必须使得 PD 的 AM-AM 和 AM-PM 特性分别满足

$$F = A^{-1}(r) \quad (7a)$$

$$\tilde{\phi} = -\psi(\tilde{r}) \quad (7b)$$

所以, 如果知道了 HPA 的 AM-PM 特性 ψ , 只需将 HPA 的输入信号的相位减去这个偏移量 ψ 就实现了 HPA 的相位预失真, 那么相位预失真就简化为 HPA 的 AM-PM 特性的建模问题, 本文采用单输入单输出、隐层神经元个数为 5 的 3 层 BP 神经网络可以轻易达到理想的精度。同时, PD 的相位传递函数的输入为预失真后的信号幅度, 所以相位预失真是基于幅度预失真之后实现的。式(7a)说明 PD 的 AM-AM 特性是 HPA 的 AM-AM 特性的逆, 本文采用单输入单输出、神经元个数为 7 个神经元的 3 层 BP 神经网络来逼近该逆函数, 并基于预失真器的非直接学习结构^[7]实现 HPA 的幅度预失真。整体 BPNN 预失真器的训练结构如图 2 所示。采用该方案的优势如下: 第一, 采用信号的幅度而不是 I/Q 分量作为网络输入, 要比文献[7]中所研究的 NN 收敛快、精度高。第二, 用两个独立的网络分别实现 HPA 的幅度及相位预失真, 与文献[7]同时实现幅度和相位预失真的方法相比, 网络结构简化, 避免相互干扰, 降低了复杂度, 易于实现和控制。第三, 相位预失真是基于神经网络的正向建模, 回避了文献[7]中的逆向建模所产生的预失真器泛化能力差^[4]的问题, 提高了相位预失真的精度。

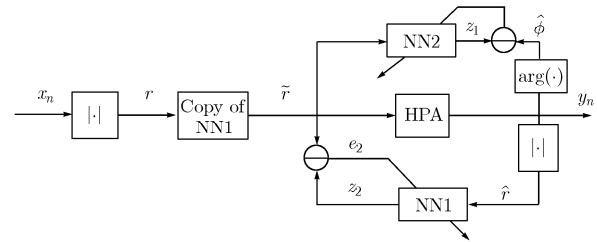


图2 预失真器的训练结构

4 仿真结果

以下仿真所使用的 OFDM 信号是基于欧洲 DVB-T 标准参数^[8]产生, 16-QAM 调制方式, 且不考虑信道噪声, 考虑 D/A 和 A/D 变换并考虑滤波器的延迟。HPA 的参数同文献[7]一致。NN1 和 NN2 输出层和隐层都采用 sigmoid 传递函数, 权系数和偏置矢量都是根据均方误差最小, 采用 Levenberg-Marquardt 反向传播算法进行训练^[4], 学习速率取 0.8。

图 3(a), 3(b) 分别是 IBO^[3] 为 8.95dB 和 2.93dB 时 HPA 输出信号的星座图, 可看出星座图随着 IBO 的减小而更加散乱, 幅度压缩和相位旋转效应更加明显。采用图 2 结构进行仿真, 图 4 分别是两个神经网络的均方误差收敛特性曲线, 可看出二者都很快收敛到一定精度, 特别是 NN2 的精度受 IBO 的影响不大, 始终可以在不到 40 个 epochs^[5]就收敛到 10^{-8} , 对 HPA 的 AM-PM 特性逼近的相当好。按照图 1 的结构对整个 OFDM 系统进行预失真, 结果如图 3(c), 3(d),

图 5 和图 6 所示, 其中图 5 是不同 IBO 时 HPA 的非线性特性曲线、补偿曲线以及 PD 和 HPA 联合响应的 AM-AM 和 AM-PM 特性图, 图 3(c)和 3(d)是预失真后 HPA 的输出信号星座图, 图 6 是不同 IBO 时预失真前后 HPA 输出信号和 HPA 理想输出信号的功率谱图。由图 5 可以看出 PD 和 HPA 联合响应的 AM/AM 特性几乎为一条斜率为 1 的直线, 说明已经基本达到线性化 AM-AM 特性的目的, 而且其 AM/PM 特性几乎为 0, 说明无相位偏移。由图 6(a)可见, 在 IBO=8.95dB 时, 预失真后信号的功率谱和理想输出信号的功率谱几乎吻合。如图 3(c)所示, 星座图也非常理想, 但不规范, 是由于仿真中 D/A 和 A/D 中所使用的滤波器引起的效应。由图 5(b)可见, 在 IBO=2.93dB 时, 在接近 HPA 的饱和点附近, AM-AM 特性的补偿效果略有偏差, 但是 AM-PM 特性的补偿性能没有随着 IBO 的减小而下降; 星座图已经没有任何偏转, 信号解调已相当容易, 如图 3(d)所示; 邻近道互调功率降低约 10dB, 而文献[7]方法此时已经不能对 HPA 起任何预失真作用了, 如图 6(b)所示。但是, 本文方法距离理想的预失真效果还有相当大的空间, 这是因为式(3)决定 HPA 对大幅值信号的 OFDM 信号有一定的“clipping”效应, 而此时预失真技术是无能为力的^[9], 所以不仅使得图 3(d)所示的星座图的聚集点较大, 而且影响了带外功率谱的进一步降低。

5 结束语

本文针对 OFDM 系统中的 HPA 的非线性失真提出了一种 BPNN 预失真方案, 该方案不仅简单, 而且可以将 AM-AM 和 AM-PM 特性的失真补偿分别来控制精度, 互不干扰。所采用的预失真器训练结构不需要辨识 HPA, 回避了系统建模和 AM-PM 的逆特性建模, 而直接利用其正向模型, 提

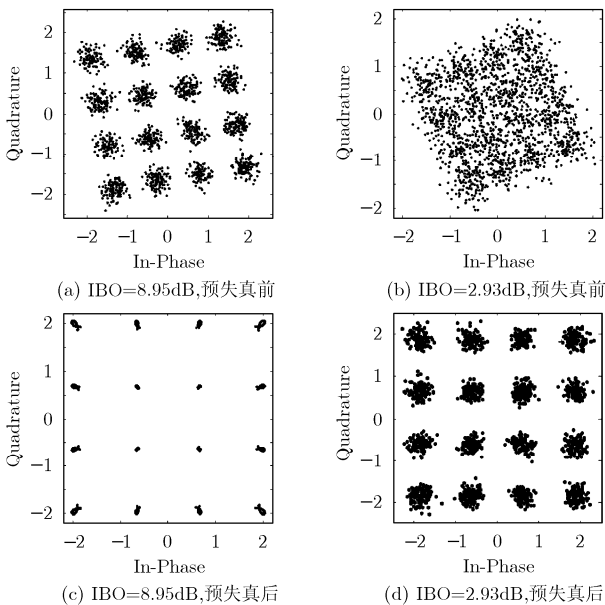


图 3 不同 IBO 时 HPA 的输出信号星座图

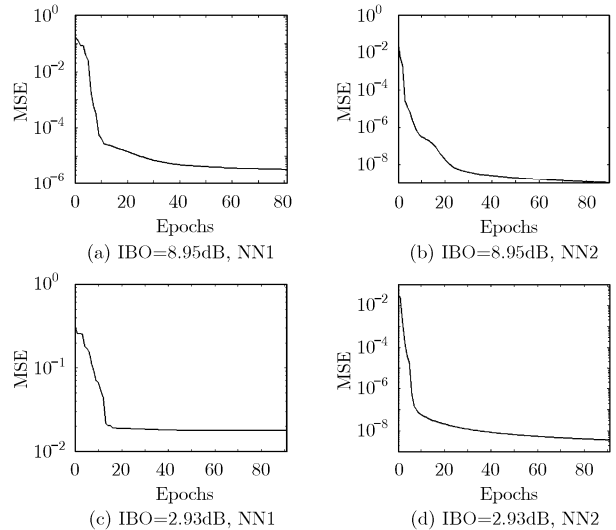


图 4 不同 IBO 时神经网络的训练收敛特性曲线

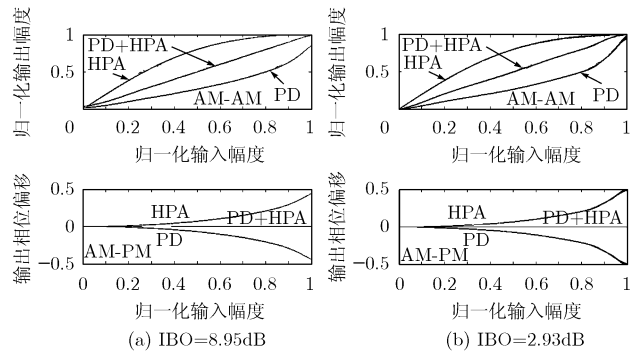


图 5 HPA 的非线性失真曲线和补偿曲线

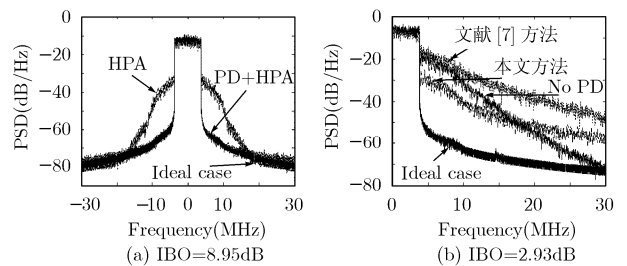


图 6 不同 IBO 时的预失真前后 HPA 输出信号功率谱

高了整体预失真的精度, 克服了频率偏移所造成的 OFDM 系统性能下降问题。仿真展示了该方案从较大 IBO 到较小 IBO 的预失真效果, 当 IBO 为 8.95dB 时, 可以达到几乎理想的预失真效果; 即使在 IBO 低至 2.93dB 时, ACPR^[1]还能降低约 10dB, 而文献[7]方法此时已经不能对 HPA 起任何补偿作用了。但是, OFDM 信号的幅度动态范围比较大, 即使预失真之后的信号还需要 HPA 有较大的回退, 所以要想进一步提高 IBO 较小时 OFDM 信号的预失真效果, 应结合 OFDM 信号的削峰技术。

参考文献

[1] Van Nee R and Prasad R. OFDM for Wireless Multimedia

- Communications. London: Artech House, 2000: 33-250.
- [2] Lim Sunmin and Eun Changsoo. Predistorter design for a memoryless nonlinear high power amplifier using the pth-order inverse method for OFDM systems. *Proc IEEE on Intelligent Signal Processing and Communication Systems*, Hong Kong, 2005: 217-220.
- [3] Eun C and Powers E J. A new volterra predistorter based on the indirect learning architecture. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1997, 45(1): 223-227.
- [4] Haykin S. *Neural Networks, A Comprehensive Foundation*. Second Edition. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1999, Chap. 2-4.
- [5] Benvenuto N, Piazza F, and Uncini A. A neural network approach to data predistortion with memory in digital radio systems. *Proc. IEEE of ICC'93 Intl. Conf. on Commun.*, Geneva, 1993, 1: 232-236.
- [6] Ibnkahla M. Neural network predistortion techniques for digital satellite communications. *Proc IEEE of ICASSP'00*, IEEE Computer Society, Istanbul, 2000, 6: 3506-3509.
- [7] Qian Yeqing and Liu Fuqiang. Neural network predistortion technique for nonlinear power amplifiers with memory. *Proc IEEE on Commun. and Networking*, Beijing, 2006: 1-5.
- [8] Zou W and Wu Y. COFDM: An Overview. *IEEE Trans. on Broadcasting*, 1995, 41(1): 1-8.
- [9] Ai Bo and Yang Zhixing. Effects of PAPR reduction on HPA predistortion. *IEEE Trans. on Consumer Electronics*, 2005, 51(4): 1143-1147.
- 崔 华: 女, 1977年生, 博士, 研究方向为小波分析、时频分析、神经网络及其在信号分析和处理中的应用、功率放大器的线性化技术。