

# 宽带数字预失真系统的时域信道补偿

Time Domain Channel Compensation Suitable for Wideband Digital Predistortion

宋宾、何松柏、彭俊、邹文慢，中国电子科技大学，四川成都

同相/正交 (I/Q) 不匹配已经被证明是限制基于零中频架构的DPD实现平台的一个主要因素。本文提出一种在宽带数字预失真系统 (DPD) 中宽带信道不平衡的时域补偿算法。相比于广泛使用的频域补偿方法，本文提出的时域补偿算法计算复杂度较低。实验结果表明，该方法对于20MHz和60MHz基带信号经过收发链路后归一化均方误差(NMSE)分别改善了10.9dB和11.3dB。同时，本文提出的补偿模型对于20MHz和60MHz基带信号进行预失真后，邻信道功率比(ACPR)分别提高了6dB和8dB。

**射** 频功率放大器 (PA) 是无线通信系统的重要组成部分。然而，功放的非线性互调失真将导致信号失真和频谱扩展。为了解决这个问题，模拟预失真<sup>1</sup>和数字预失真<sup>2</sup>被提出来。由于数字预失真技术具有实现方便、灵活性强、适应性强等优点，逐渐成为首选的线性化技术。

为了解决功放的非线性，众多的DPD模型<sup>3</sup>

已经被提出。然而，现有的DPD模型很少考虑收发链路中IQ对其性能的影响。图1给出了收发链路不平衡的DPD系统，可以看出，在DPD的实现平台中，收发链路中的IQ不匹配将严重影响功放的建模过程，进而限制了DPD的效果。L. Anttila等人<sup>4</sup>提到了IQ不平衡将严重影响DPD的性能，且提出了一种新的DPD结构针对加入IQ不平衡的零中频发射机中。Y. D. Kim等人<sup>5</sup>提

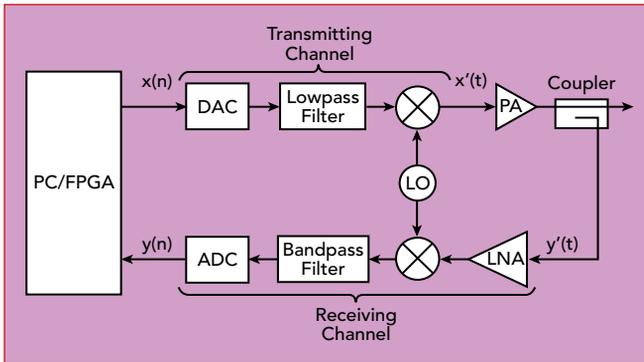


图1: 收发链路不平衡的DPD系统。

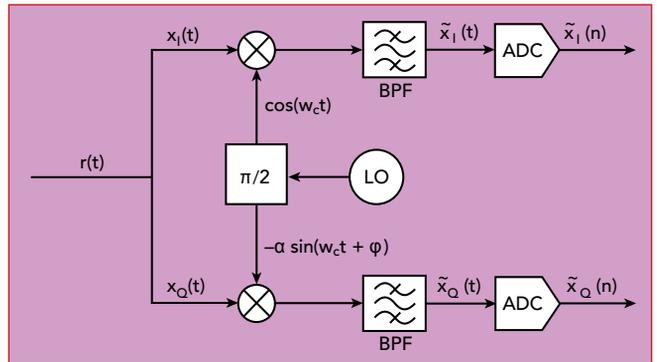


图2: 典型的零中频接收机结构。

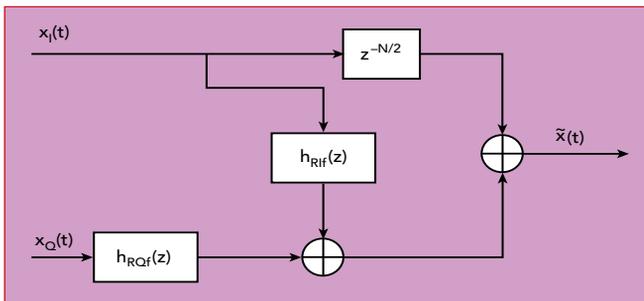


图3: 接收信道的宽带IQ不平衡补偿结构。

	NMSE (dB)	
	Without Compensation	With Compensation
20 MHz LTE	-26.72	-37.70
60 MHz LTE	-19.12	-30.43

专业提供微波毫米波太赫兹产品以及光子光通信产品和系统集成。自主研发客户定制化毫米波有源元器件(高达700GHz):扩频模块、成像模块、辐射计、功放低噪放、有源锁频链路、发射接收模块、定频/滤波/功分/双工/检波器、基波混频/谐波混频器、宽频/快插连接器、电缆组件等。

矢网、频谱仪、信号源扩频达500G



独具特色: IMD交调测试

40/67G矢网校准评估板



可选: 连接器-连接器, 探针点-连接器, 探针点-探针点

自主研制各种器件



免焊板

石英基片



中国区总代

www.nzj-tech.com  
sales@nzj-tech.com

表2

20MHz和60MHz信号的DPD效果

		No DPD	No Compensation (1-DDR)	With Compensation (1-DDR)
ACPR (dB)	20 MHz	-30.56/-31.58	-47.60/-47.49	-53.95/-53.13
	60 MHz	-30.68/-29.18	-40.68/-39.19	-48.46/-47.81

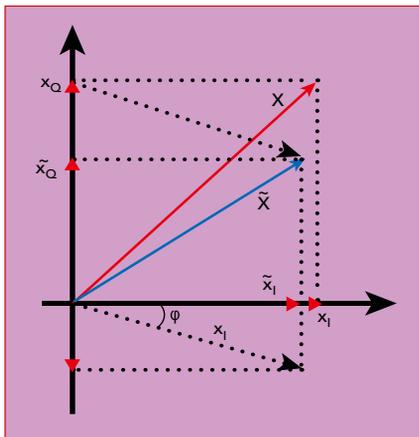


图4: 发射信道补偿的极坐标示意图。

出了一种联合功放非线性和IQ不平衡的DPD方法,然而,仅仅考虑了频率无关的IQ不平衡。V. Rampa<sup>6</sup>提出了一种频率相关的IQ不平衡的补偿方案,但是仅仅针对发射链路。K. Rawat等人<sup>7</sup>提出了一种基于查找表(LUT)补偿IQ不平衡的混合RF/DPD模型,但是这种方法需要很大的存储空间。

在本文中,我们在宽带DPD实现平台中同时注重功放非线性和频率相关的IQ不平衡,并分别对发射链路和接收链路的不平衡进行补偿。通过对不同带宽下信号的测量,本文提出的时域补偿方法对存在严重IQ不平衡的系统具有很好的适应性。

### 系统非线性失真模型

本文讨论的非线性失真包括放大器和IQ不平衡。首先给出反馈回路的失真的理论推导和功放的非线性模型。本文使用的DPD实现平台基于零中频结构,图2给出了典型的零中频接收机结构框图。下面将讨论IQ不平衡在接收通道的

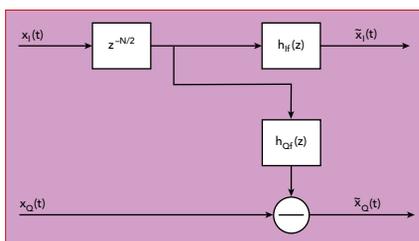


图5: 宽带发射信道的补偿结构。

模型提取及功放的非线性模型。

### 信道IQ不平衡模型

不失一般性,在下面的推导中,将假设IQ不平衡是频率无关的,且仅仅由于IQ两路中的LO不平衡造成的。图2中正交混频器的等效IQ不平衡的基带信号模型可以表示为:

$$x_{LO}(t) = \cos(\omega_{LO}t) - j\alpha \sin(\omega_{LO}t + \varphi) \quad (1)$$

利用欧拉公式将式(1)变换为:

$$x_{LO}(t) = \left( \frac{1}{2} + \frac{\alpha}{2} e^{j\varphi} \right) e^{-j\omega_{LO}t} + \left( \frac{1}{2} - \frac{\alpha}{2} e^{-j\varphi} \right) e^{-j\omega_{LO}t} \quad (2)$$

$$x_{LO}(t) = K_1 e^{-j\omega_{LO}t} + K_2 e^{j\omega_{LO}t}$$

$$\text{这里} \begin{cases} K_1 = \frac{1 + \alpha e^{-j\varphi}}{2} \\ K_2 = \frac{1 - \alpha e^{j\varphi}}{2} \end{cases}$$

$\alpha$ 是IQ两路的不平衡幅度, $\varphi$ 是相位不平衡量。实际上,式(2)已经把不平衡的LPF都放到LO中去分析了。假设接收的信号是理想的信号,这里 $X_1(n)$ 和 $X_Q(n)$ 分别代表基带信号的实部和虚部,则:

$$r(t) = x(t)e^{j\omega_{LO}t} = [x_1(t) + jx_Q(t)] [\cos(\omega_{LO}t) + j\sin(\omega_{LO}t)] \quad (3)$$

经过正交混频器和低通滤波器后的基带信号最终为:

$$\tilde{x}(t) = \text{BPF} \{ x_{LO}(t) \otimes r(t) \} = K_1 x(t) + K_2 x^*(t) \quad (4a)$$

带入 $K_1$ 、 $K_2$ 化简得:

$$\tilde{x}(t) = x_1(t) + j [ \alpha x_Q(t) \cos(\varphi) - \alpha x_1(t) \sin(\varphi) ] \quad (4b)$$

分别写成I、Q两路信号得:

$$\begin{aligned} \tilde{x}_I(t) &= x_1(t) \\ \tilde{x}_Q(t) &= -x_1(t)\alpha \sin(\varphi) + x_Q\alpha \cos(\varphi) \end{aligned} \quad (5)$$

用矩阵的形式表示为:

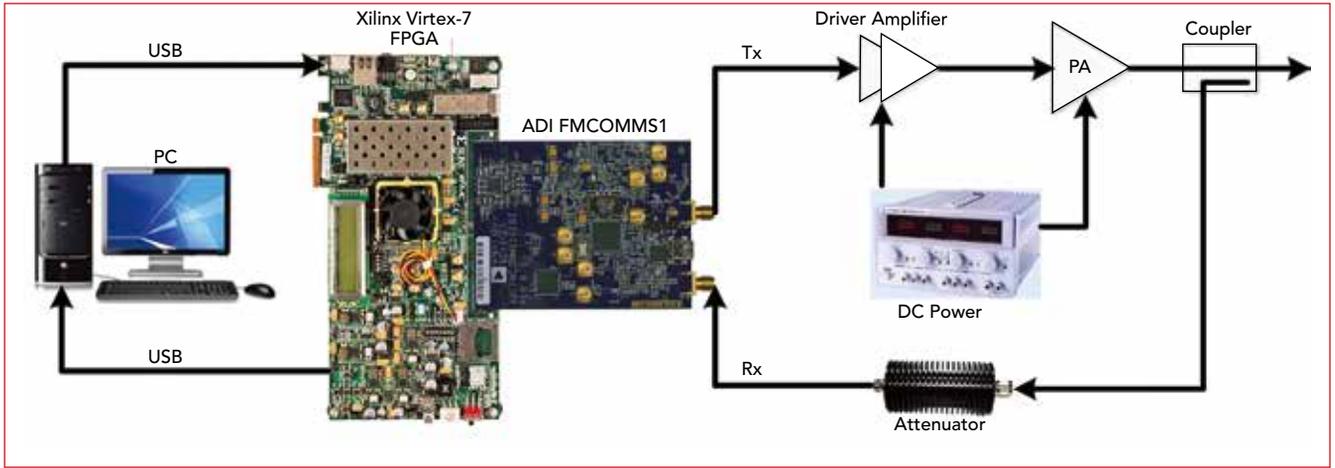


图6: DPD的硬件实现平台。

$$\begin{bmatrix} \tilde{x}_I(t) \\ \tilde{x}_Q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\alpha \sin(\varphi) & \alpha \cos(\varphi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_I(t) \\ x_Q(t) \end{bmatrix} \quad (6)$$

从式(1)可知,如果能够提取出 $\alpha$ 和 $\varphi$ ,那么单频点下的补偿矩阵就能表示出来。在大多数文献中这个补偿系数是根据镜像信号与原始信号求出的,本文将通过数字预补偿的方式分别从I路和Q路进行补偿。

### 功放的非线性模型

功放的非线性模型是DPD性能的一个关键因素。对于功放的模型研究<sup>8-10</sup>已经有很多了。本文就不做过多的介绍了,仅仅介绍本文使用的1-DDR模型进行数字预失真实验验证。如下:

$$y(t) = \sum_{p=0}^P \sum_{m=0}^M \alpha_{2p+1,1} |x(m)|^{2p} x(n-m) + \sum_{p=0}^P \sum_{m=1}^M \alpha_{2p+1,2} |x(n)|^{2(p-1)} x^2(n)x^*(n-m) \quad (7)$$

式(7)中,P和M分别表示非线性阶数与记忆深度。 $x(n)$ 和 $y(n)$ 分别表示功放的基带输入、输出。一般将式(7)写成矩阵,如下:

$$Y = A * X \quad (8)$$

这里X是功放的输入扩展矩阵,Y是功放的输出矩阵。A代表功放系数矩阵,可以通过最小二乘算法(LS)进行求解,即

$$Y = (X^H X)^{-1} X^H Y \quad (9)$$

### 信道补偿模型

本文将通过构建频率相关的IQ不平衡模型进行补偿信道的失真。显而易见,随着通道带宽的增加,IQ的不平衡将更加严重。时域补偿可以减少对硬件资源的浪费,下面将信道补偿分为接收信道和发射信道进行分别分析建模。

#### 接收信道补偿模型

在接收机中,通过构造正交、循环对称的信号提取宽带信道的时域补偿幅度和相位。利用这些不同频点的补偿值进行宽带时域建模。测试信号的实部和虚部满足以下方程:

$$\begin{cases} E\{x_I(t)x_Q(t)\} = 0 \\ E\{x_I^2(t)\} = E\{x_Q^2(t)\} \end{cases} \quad (10)$$

根据式(5)可以得到:

$$\begin{cases} E\{\tilde{x}_I^2(t)\} = E\{x_I^2(t)\} \\ E\{\tilde{x}_Q^2(t)\} = \alpha^2 E\{x_Q^2(t)\} \\ E\{\tilde{x}_I(t)\tilde{x}_Q(t)\} = -\alpha \sin\varphi E\{x_I^2(t)\} \end{cases} \quad (11)$$

可以得出不平衡的相位及幅度参数的表达式:

$$\begin{cases} \alpha = \sqrt{\frac{E\{\tilde{x}_Q^2(t)\}}{E\{\tilde{x}_I^2(t)\}}} \\ \varphi = -\arcsin \frac{E\{\tilde{x}_I(t)\tilde{x}_Q(t)\}}{\sqrt{E\{\tilde{x}_I^2(t)\}E\{\tilde{x}_Q^2(t)\}}} \end{cases} \quad (12)$$

式中E{ }是求数学期望,得到不平衡参数 $\alpha$ 和 $\varphi$ 后,可以得到补偿矩阵为:

$$\Psi = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \tan\varphi & \frac{1}{\alpha \cos\varphi} \end{bmatrix} \quad (13)$$

由式(13)可以得到接收信道下单

一频点下的补偿矩阵,宽带补偿模型可以看作由无数的频率无关的IQ补偿矩阵的组合,即每个频率点对应不同的补偿系数。图3给出宽带补偿模型的结构。

从图3中可以将补偿信号的表达式写为:

$$\tilde{x}(t) = x_I(t) + j(h_{RQf}(z) \otimes x_Q(t) + h_{Rif}(z) \otimes x_I(t)) \quad (14)$$

$h_{Rif}(z)$ 和 $h_{RQf}(z)$ 均为FIR结构, $Z^{-N/2}$ 补偿I路和Q路的时间延迟,N为滤波器的阶数。从式(14)中可以看出,不平衡的IQ相位被转换成幅度进行补偿。

#### 发射信道补偿模型

由于发射信道的不平衡主要是物理电路及器件造成,外部的干扰很少,因此,发射信道的不平衡相对接收链路要平坦得多。为了推导出宽带的发射信道的补偿模型,首先本文通过极坐标推导出单频点下的补偿系数,如图4所示。

其中,假设I路相对的偏移角度为 $\varphi$ 。从图4可以看出预补偿后的 $\tilde{x}_I$ 和 $\tilde{x}_Q$ 与理想输出信号的关系如下:

$$\begin{cases} \tilde{x}_I = x_I \cos(\varphi) \\ \tilde{x}_Q = x_Q - x_I \sin(\varphi) \end{cases} \quad (15)$$

将式(15)扩展到宽带信道的补偿表达式为:

$$\begin{cases} \tilde{x}_I = x_I \otimes h_{Sif}(\cos(\varphi)) \\ \tilde{x}_Q = x_Q - x_I \otimes h_{SOif}(\sin(\varphi)) \end{cases} \quad (16)$$

因此,提出了宽带发射信道数字时域补偿(TDC)结构(图5)。

这里 $h_{Sif}(z)$ 和 $h_{SOif}(z)$ 是IQ信道补偿函数,采用FIR结构。 $Z^{-N/2}$ 补偿I路和Q路的时间延迟,N为滤波器的阶数。

### 实验与验证

本节将进行两个实验验证。首先,进行收发信道宽带的补偿算法的验证,然后对比收发信道补偿前后DPD平台的

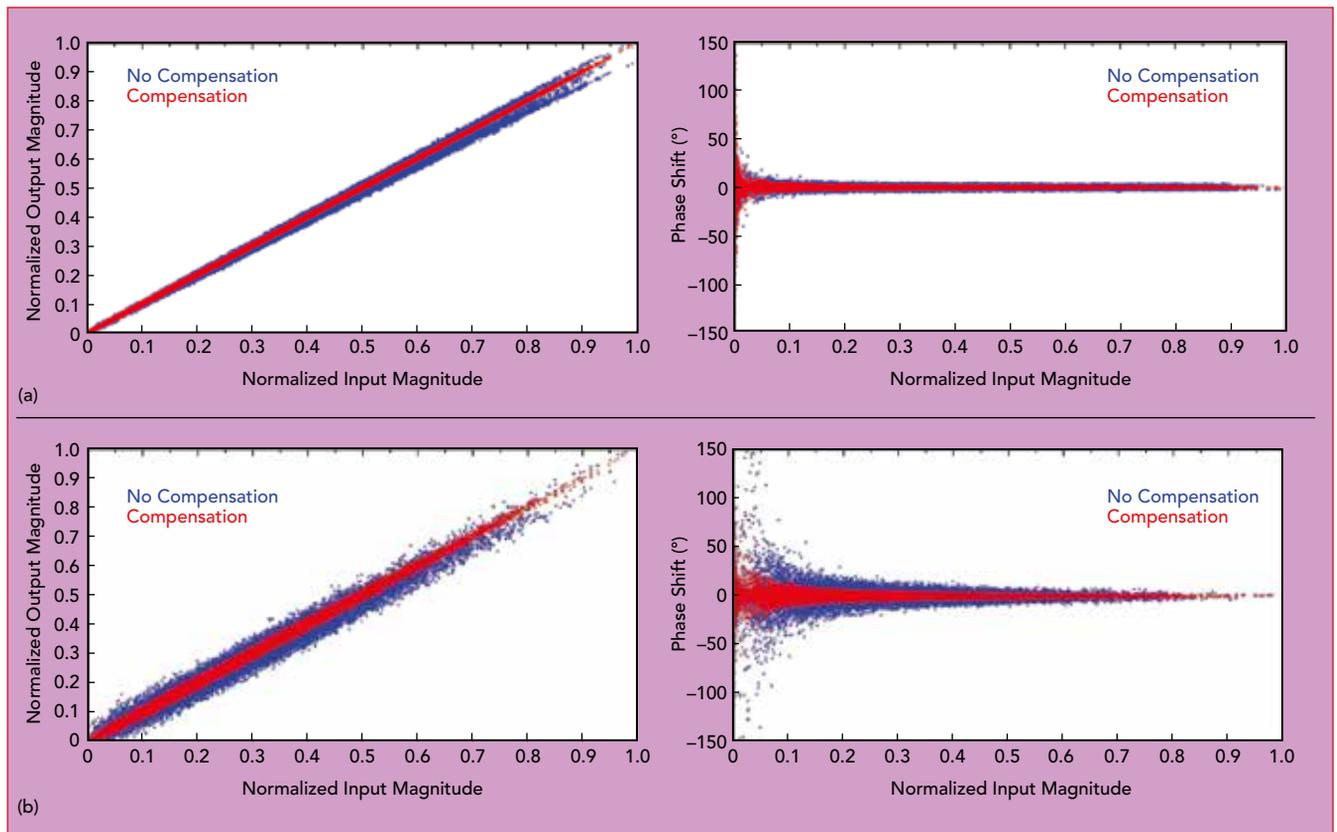


图7: 收发信道的AM/AM及AM/PM特性: (a)20MHz的LTE信号, (b)60MHz的LTE信号。

## 无源电子元器件 专为测试和测量设备精心设计

 <p><b>RCX/HCX系列电阻</b> 阻值高达1TΩ 用于减少电路负载</p>	 <p><b>TPI系列电阻</b> 高精度电阻 精度高达±0.01% TCR低至±2ppm</p>
 <p><b>IPT系列功分器</b> 宽频电阻功分器 工作频率高达30GHz 2路功分器功率可达0.25W</p>	 <p><b>IPS系列功分器</b> 宽频电阻功分器 工作频率高达20GHz 功率可达3W 提供2,3,4路功分器供您选择</p>
 <p><b>A系列衰减器</b> 上下倒置安装 工作频率高达40GHz</p>	 <p><b>IAX和VXX系列衰减器</b> 可提供定制的dB增量 满足客户的高功率需求</p>

**精度, 质量和一丝不苟的表现 | 请联系IMS以了解我们的定制能力!**

代理商: 上海港申唯隆电子有限公司 | 021-51098665 | marketing@walasey.com



International Manufacturing Services, Inc.  
www.ims-resistors.com | 1.401.683.9700



预失真效果。图6给出本文使用的DPD验证的硬件组成。验证中使用20MHz和60MHz的LTE信号, 峰均比分别为7.25dB和9.29dB。基带在MATLAB 2014生成并通过FPGA发送到功放。

实验中的待测器件为用Cree CGH40010设计的一款工作在AB类的功放, 功放的栅极电压与漏极电压分别为 $V_{GS}=-2.7V$ 和 $V_{DS}=28V$ , 功放的工作频率范围为1.7GHz到2.6GHz, 饱和功率为40dBm, 中心频点为2.4GHz。

使用的DPD验证平台为Xilinx Virtex-7 FPGA和ADI射频板进行搭建的, 其中DAC和ADC的位数分别为14和16。DAC的最大采样率为1GSPS, ADC的最大采样率为250MSPS。

### 环路补偿效果验证

本文使用AM/AM和AM/PM表征信道的非线性及记忆效应。为了验证本文提出的宽带信道补偿算法, 分别使用20MHz和60MHz的基带信号进行测试, 比较补偿前后的效果。图7给出了信道的AM/AM和AM/PM测试结果。

由图7可以看出, 收发信道的IQ不平衡导致信号的幅度及相位的失真, 且随着带宽的增加, IQ不平衡更加严重。然而, 本文的宽带补偿算法大大改善了收发信道的失真。表1给出了有无补偿的NMSE的对比, 可以看出对于20MHz和

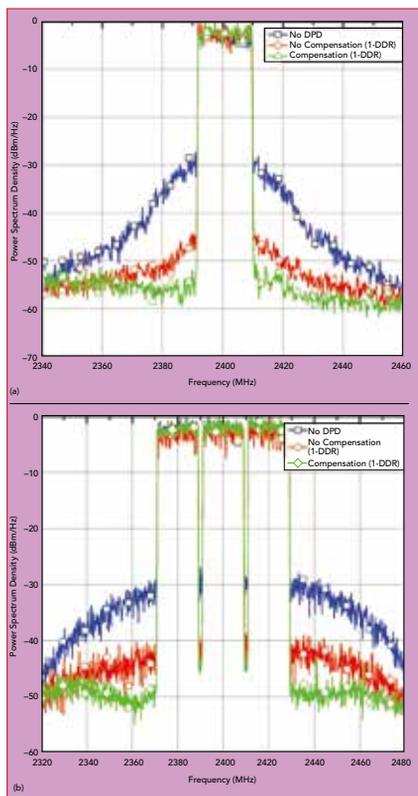


图8: LTE信号激励功放的输出频谱:  
(a)20MHz加入DPD的前后, (b)60MHz加入DPD的前后。

60MHz的LTE信号分别提高了10.9dB和11.3dB。

DPD测试结果

一般而言, DPD的性能依赖于模型的好坏及参数提取过程, 参数提取的时候输入输出信号的准确性将直接影响DPD的效果。而本文的收发信道的宽带校正就是为了更加准确地接近PA的输入输出、提高建模的精度。为了验证提出的补偿算法在宽带DPD中的优势, 进行了如图8所示的实验对比。

本实验使用的DPD模型为1-DDR模型, 模型的记忆深度与非线性阶数根据不同宽度的信号进行适当的选取。图8(a)展示了功放在单载波20MHz的LTE信号激励下的线性化效果, 从图中可以看出频率相关的IQ不平衡将影响DPD的效果, 利用本文时域信道补偿方案有更好的ACPR效果。图8 (b) 展示了功放在三载波60MHz的LTE信号激励下的线性化效果, 可以看出随着带宽的增加, 频率相关的IQ不平衡对DPD的影响越来越大, 为了说明这个问题, 表2给出了两种宽带激励下的DPD的校正效果。

总结

随着通信技术的发展, 宽带信道补偿模型在通信系统中的地位越来越重

要。因此, 本文提出了一种宽带数字预失真系统中频率相关不平衡信道的时域补偿方法。使用FIR结构可以在FPGA硬件之中更容易实现。对于20MHz信号利用本文的宽带信道IQ补偿后的DPD效果比没有补偿要高6dB左右, 而对于60MHz则要高8dB左右。■

参考文献

1. M. Nakayama, K. Mori, K. Yamauchi, Y. Itoh and T. Takagi, "A novel amplitude and phase linearizing technique for microwave power amplifiers", IEEE MTT-S Dig., pp.1451-1454, May 1995.
2. Y. Ma, S. He, Y. Akaiwa, and Y. Yamao, "An open-loop digital predistorter based on memory polynomial inverses for linearization of RF power amplifier.", Int. J. RF Microw. Comput.-Aided Eng., vol. 21, no.5, pp. 589-595, Sep. 2011.
3. A. Zhu, J. C. Pedro, and T. J. Brazil, "Dynamic deviation reduction-based Volterra behavioral modeling of RF power amplifiers," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 54, no. 12, pp. 4323-4332, Dec. 2006.
4. L. Anttila, P. Händel, and M. Valkama, "Joint Mitigation

- of Power Amplifier and I/Q Modulator Impairments in Broadband Direct-Conversion Transmitters," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 58, no. 4, pp. 730-739, APR.2010.
5. Y. D. Kim, E. R. Jeong, and Y. H. Lee, "Adaptive compensation for power amplifier nonlinearity in the presence of quadrature modulation/demodulation errors," IEEE Trans. Signal Process., vol. 55, no.9, pp. 4717-4721, Sept. 2007.
6. V. Rampa, "I/Q Compensation of Broadband Direct-Conversion Transmitters," IEEE Trans. Microw. Commun. vol.13, no.6, June.2014
7. K. Rawat, M. Rawat, and F. M. Ghannouchi, "Compensating I-Q Imperfections in Hybrid RF/Digital Predistortion With an Adapted Lookup Table Implemented in an FPGA," IEEE Trans. Circuits Syst. II, vol.57, no.5, May.2010
8. A. Zhu, J. Dooley, and T. J. Brazil, "Simplified Volterra series based behavioral modeling of RF power amplifiers using deviation reduction", IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig. pp. 1113-1116, June 2006.
9. C. Crespo-Cadenas, J. Reina-Tosina, and M. J. Madero-Ayora, "Volterra behavioral model for wideband RF amplifiers," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 55, no.3, pp. 449-457, Mar.2007.
10. G. Xu, T. Liu, "Generalized Two-Box Cascaded Nonlinear Behavioral Model for Radio Frequency Power Amplifiers With Strong Memory Effects," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 62, no. 12, pp. 449-457, Mar.2007.



网络研讨会  
WEBINAR

# 软件定义无线电

加速射频原型和测试系统的设计和开发

2018/4/12  
15:00

- \* 从物理层到网络层完整的软件定义无线电架构
- \* 3GPP标准NR最新进展以及原型化和测试方案
- \* 件定义无线电系统在频谱检测、认知无线电、雷达测试等领域的相关应用



立刻注册:  
[www.mwjjournalchina.com/webinars.asp](http://www.mwjjournalchina.com/webinars.asp)