

技术白皮书

在数字预失真和动态电源条件下测试PA

目录

引言

功率放大器的行为特性分析

AM-AM和AM-PM测量

记忆效应

理解非线性失真的影响

数字预失真 (DPD)

DPD对调制传输的影响

无记忆查表 (LUT)

具有记忆功能的PA数字预失真

记忆多项式模型 (MPM)

广义记忆多项式模型 (GMP)

在DPD条件下测试PA

动态电源收发机 (包络跟踪)

动态电源技术简介

晶体管级效率

测试动态电源PA

解决同步和对齐挑战

结论



引言

在整个无线通信历史中，研究人员找到了多种方法来将更多信息打包到无线通信信道。移动技术从AMPS（1G）发展到LTE Advanced（4G），期间出现了无数的多通道、多载波和多路访问方案来更有效地利用频谱。

在20世纪20年代初期，UMTS和CDMA2000等新型移动标准使用扩频技术来提高频谱效率。同时，IEEE 802.11率先利用正交频分复用（OFDM）技术，通过使用正交子载波来更好地利用宽带信道。2011年，LTE的部署将OFDM技术引入到移动应用，上行链路开始使用称为单载波频分多址（SC-FDMA）的OFDM技术。

	GSM	EDGE	UMTS	HSPA+	LTE	LTE-A
生成	2G	2.75G	3G	3.5G	3.9G	4G
最大数据速率	14 kbps	59.2 kbps	5.76 Mbps	100 Mbps	100 Mbps	3 Gbps
最大带宽	200 kHz	200 kHz	5 MHz	20 MHz	20 MHz	100 MHz
信号结构/ 调制	单载波—GMSK	单载波—8-PSK	WCDMA— QPSK	WCDMA— 16-QAM	OFDM— 64-QAM	OFDM— 64-QAM
典型PAPR	0 dB	2 dB	5.5 dB	6.5 dB	8–10 dB	8–12 dB

表1. 3GPP移动通信标准的比较

尽管无线通信的每次演进都提供了更高的数据吞吐量，但由此带来的波形复杂性对物理无线电提出了严格的要求。现代无线电广播不仅使用明显更宽的带宽（802.11ac的带宽高达160 MHz），而且峰均功率比（PAPR）等信号特性也要求RF功率放大器具有更高的线性度和效率。

为了解决这些线性度和效率要求，系统设计人员经常使用线性化技术（数字预失真（DPD））来提高线性度，使用动态电源（DPS）技术（如包络跟踪（ET）或直接极坐标（DP）调制）来提高效率。这些技术要求工程师采用新的测试方法和要求。现在，功率附加效率（PAE）或LTE相邻信道泄漏比（ACLR）等关键功率放大器（PA）指标必须在DPD或DPS条件下测量。本文旨在介绍其中几种高级PA测试技术（包括DPD和DPS）的测试方法。

功率放大器的行为特性

为了更好地了解与测试采用DPD或DPS的PA相关的测量技术，首先需要研究RF PA的行为特性。理想的PA在较宽的功率电平和电源电压电平范围内保持恒定的增益，但实际应用中并非如此，因为PA所采用的晶体管技术本质上是非线性的。此外，PA效率是输出功率的函数，通常在接近于PA饱和点的区域内具有最高效率。



场效应晶体管

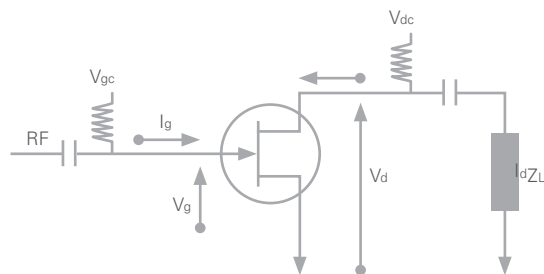


图1.场效应晶体管的原理图

功率和效率的关系曲线

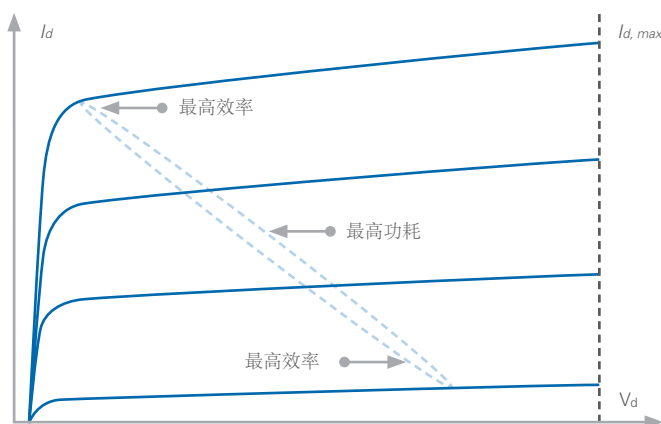


图2.理想场效应晶体管的基本特性曲线

图1和图2所示的是场效应晶体管（FET）的特性曲线，我们可以根据该曲线来观察输出功率和效率之间的关系。可以观察到，FET功耗（电流和电压的乘积）在靠近X轴或Y轴的范围内最小。因此，设计人员希望让输出信号尽可能靠近这些轴。通过在其整个功率范围内（包括靠近这些轴的范围）使用晶体管，PA可实现更高的功率效率。因此，为了优化器件以获得最高效率，波形的峰值应尽可能接近x轴和y轴而不引入失真。

AM-AM和AM-PM测量

描述PA行为的最基本方法之一是PA的AM-AM（幅度调制-幅度调制）和AM-PM（幅度调制-相位调制）特性。AM-AM可能是最常用的行为之一，描述的是输出功率作为输入功率的函数。当PA在较高输出功率下进入压缩区时，PA增益减小，这一现象可以通过图3中的AM-AM特性来描述。

压缩导致的相位失真

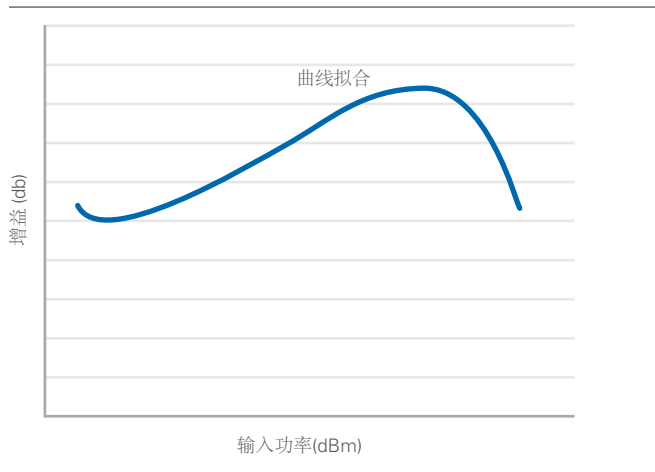
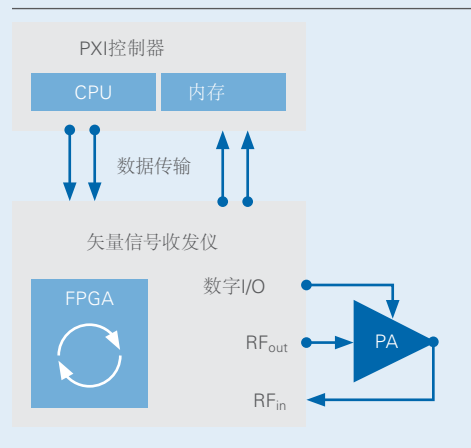


图3. 压缩区非线性PA的AM-AM（增益）行为

使用NI矢量信号收发仪实现快速功率级伺服控制

NI PA测试解决方案采用的独特技术是使用NI矢量信号收发仪（VST）实现基于FPGA的功率级伺服。传统的功率级伺服控制是一个非常耗时的过程。然而，通过完全在仪器FPGA上执行控制回路，即可实现最快的功率级收敛。如果将功率级伺服算法从嵌入式控制器中分离出来并在FPGA上执行，测试软件就可以利用并行测量机制进行并行测量，从而显著降低测试时间和测试成本。有关使用NI VST进行快速功耗测量的更多信息，请访问[功率放大器测试的FPGA 伺服控制](#)。

PXI系统



与AM-AM类似，AM-PM行为描述的是PA的输出相位作为输入功率的函数，而且需要在输入功率电平范围内为PA提供激励信号。如图4所示，随着PA接近其输出1 dB压缩点，信号输出相位的失真愈加明显。

功率附加效率

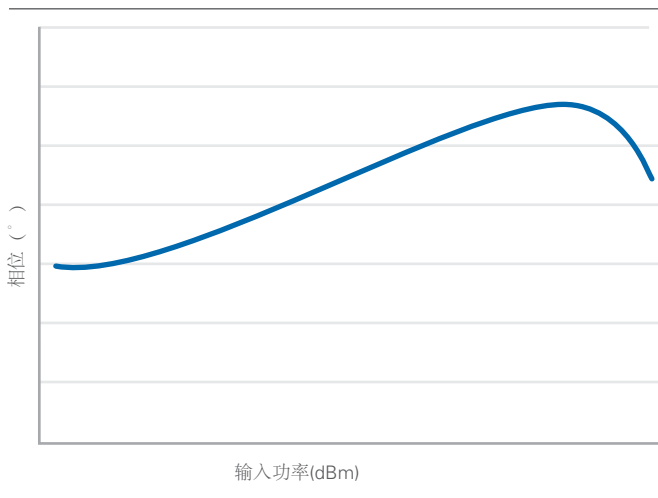
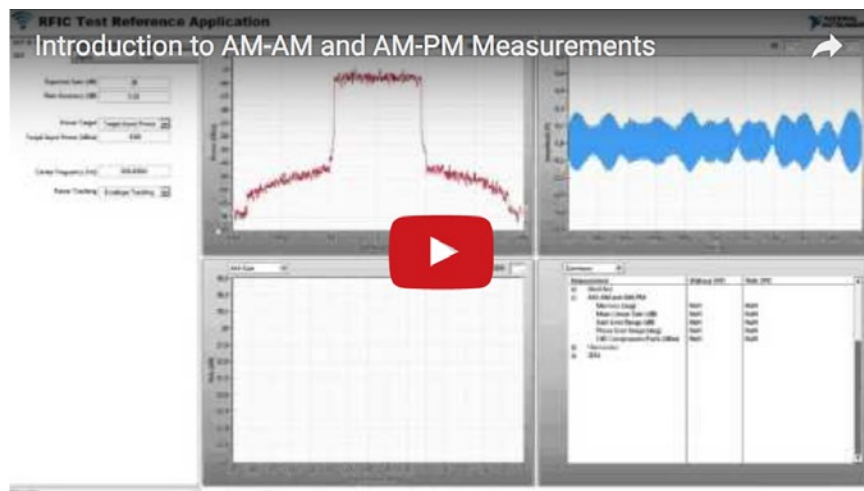


图4. 非线性PA的AM-PM行为



AM-AM和AM-PM失真会对无线通信信号的调制质量产生重大影响。在线性PA中，即使在较高的输出功率下，调制信号的输出相位和幅度也不会失真。然而，在非线性PA中，AM-AM失真会导致输出信号幅度发生截断或者削顶。

图5显示了使用单载波64-QAM星座图调制的信号发生幅度压缩。从该图可以观察到，AM-AM失真影响最显著的是最外面的符号，因为越外面代表输出功率越高。类似于AM-AM对幅度的影响，AM-PM失真会改变输出符号的相

位。在视觉上，相位失真在星座图上表现为旋转。所产生的调制信号易于出现较高的误码率（BER），并且误差矢量幅度（EVM）等调制质量指标也会降低。

正常星座图与失真星座图比较

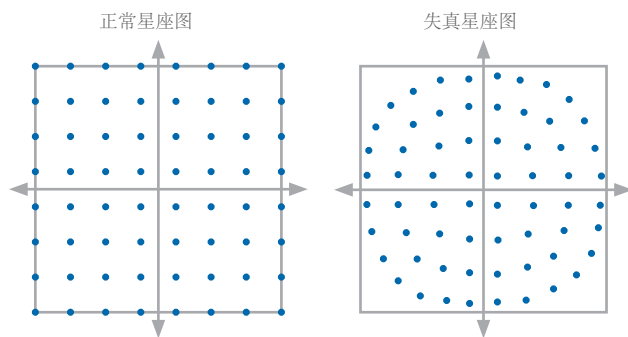


图5. 64-QAM信号的星座图：线性与压缩比较

过去，测量AM-AM/PM的最常见方法通常使用矢量网络分析仪（VNA）进行功率扫描。但现在更常见的是使用矢量信号发生器（VSG）和矢量信号分析仪（VSA）来测量该特性。由于现代无线通信信号在一个波形内使用了各种不同的功率电平，因此可以通过调制波形内的功率变化来测量AM-AM/PM性能。对于这种方法，AM-AM/PM测量需要对每个输出样本与每个输入样本的相位和幅度进行简单的比较。使用调制波形来确定AM-AM/PM特性的好处之一是评估PA的波形与最终用于放大的波形是相同的。

注意，某个给定的输入信号会产生多个不同的输出功率和输出相位测量结果。在低功率电平下，相位和幅度测量结果的扩散主要是由噪声引起的。在高功率电平下，这些“扩散”通常是PA记忆效应的结果。由于这些扩散，用于测量AM-AM/PM的软件程序通常使用曲线拟合算法来计算平均响应。

记忆效应

虽然AM-AM/PM等行为特性可用于描述RF PA的稳态行为，但它们并没有完全描绘PA行为的所有方面。除此之外，PA会受到记忆效应的影响，这可能是由频率响应、群延迟或热效应引起的。简单地说，记忆效应是指当前输出信号电平不仅是当前输入信号电平的函数，而且也是先前输入信号电平的函数这一现象。这一效应在幅度调制信号中最为普遍，并可能导致信号失真，如ACLR不对称或EVM性能降低。

PA记忆效应对测量性能（如ACLR和EVM）的影响在很大程度上取决于一系列

因素。例如，该效应在频带边缘附近或PA工作在非线性区域时通常更为明显。由于记忆效应取决于许多因素，因此不容易预测。此外，如果要进行数字校正，通常需要更复杂的数字预失真技术。

如果采用与AM-PM行为相似的方式比较调制信号的输入和输出波形，就可以可视化和定量测量调制信号的记忆效应。然而，与PA的输出相位曲线拟合不同，记忆本身表现为相位和增益随输出功率的变化而变化。例如，图6比较了应用数字预失真之前（红色）和之后（蓝色）PA的AM-PM响应。

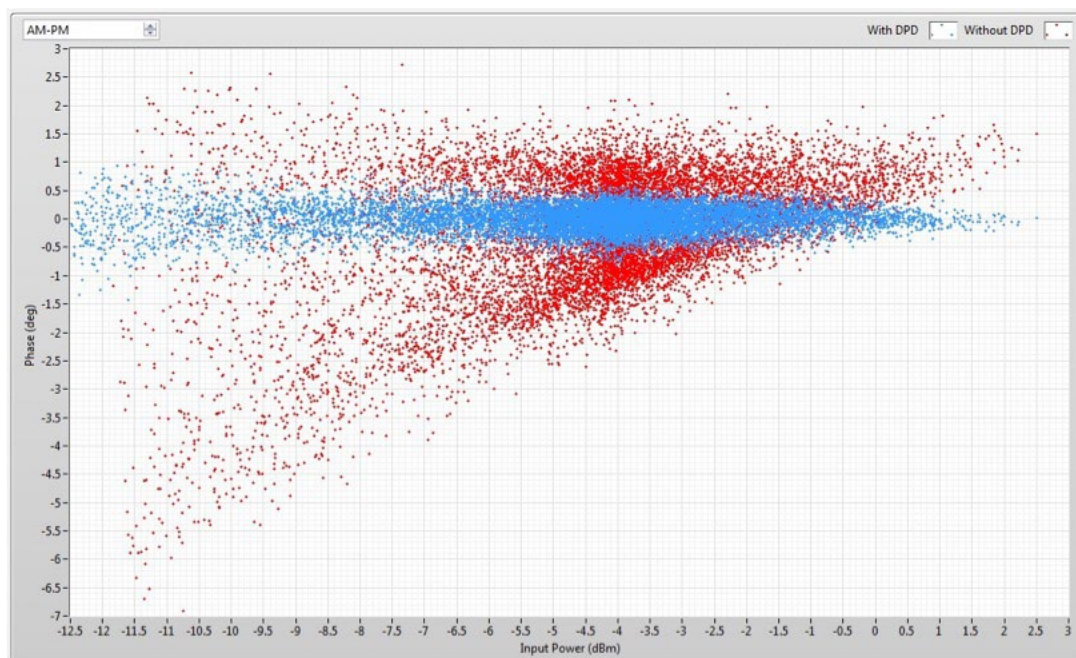
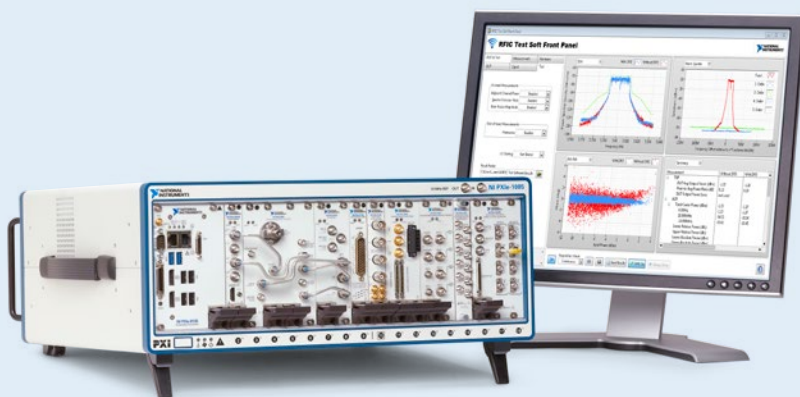


图6. 记忆效应表现为AM-AM/PM图上样本的扩散。

可以看到，蓝色迹线的记忆效应较不明显，RMS相位误差仅为 0.22° 。相比之下，红色迹线表现出明显的记忆效应，RMS相位误差高达 0.72° 。

使用NI矢量信号收发仪测量PA的行为

NI RFIC测试系统使用PXI来测量从输出功率和增益到RMS内存等各种PA特性。NI RFIC测试系统集成了独特的NI矢量信号收发仪（VST），该仪器在一个PXI模块中结合了RF信号发生器、RF信号分析仪、高速数字I/O和可编程FPGA。



了解非线性失真的影响

虽然AM-AM和AM-PM测量提供的是非线性的定量时域描述，但也可以在频域中评估非线性失真的影响。将这些影响可视化的最简单方法之一是使用多音信号。当PA等非线性系统的输入信号为双音信号时，失真是指不需要的互调失真分量，不只有输入信号的谐波，还有两个频率的信号相加或相减而成的信号。

在PA中，三阶和五阶互调失真产物在通信应用中最具挑战性。为了更好地评估背后的原因，可以将PA响应建模为一个N阶多项式（见图7）。例如，二阶失真项出现了两个频率信号的组合。具体地说，二阶失真会使 $f_2 - f_1$ 、 $2f_1$ 、 $f_1 + f_2$ 和 $2f_2$ 频率处出现频谱分量。

互调失真理论

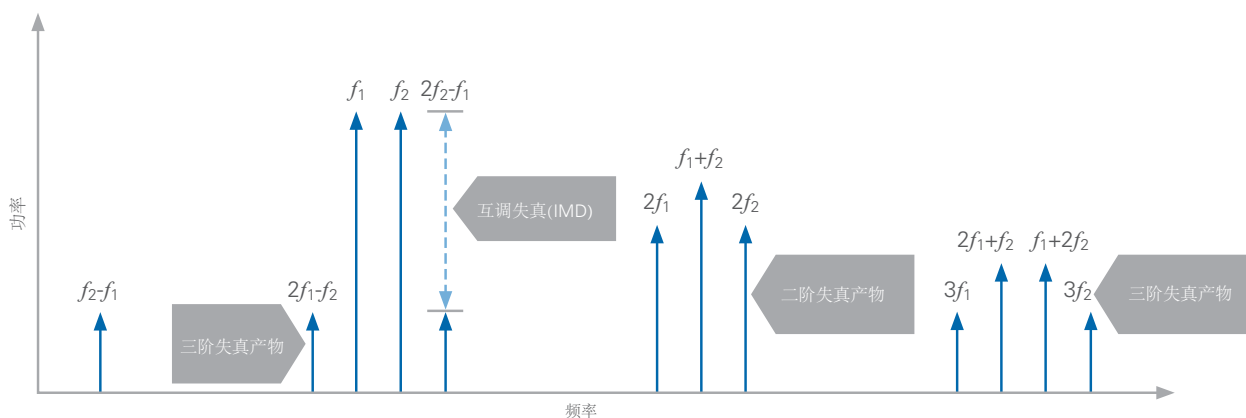


图7. 互调失真产物出现在输入音频率的各种组合频率下。

从图7还可以看出，最麻烦的失真产物是三阶项。具体来说， $2f_2-f_1$ 和 $2f_1-f_2$ 频率处的三阶项与感兴趣的基本信号相邻，在无线环境中很有可能会干扰相邻信道。这些三阶互调产物功率与基频信号输出功率之比称为三阶互调失真（IMD）。互调这个术语是指在数学上这两个输入信号内部之间发生卷积，类似于三端口RF器件（比如混频器）的行为。

将互调失真的原理应用到宽带调制信号，想像一个调制信号在频谱上等效于无穷多的离散基频信号之间相互调制。因此，在频域中，失真对调制信号的影响表现为在宽调制信号的任一侧产生频谱再生。

宽带调制信号的互调失真

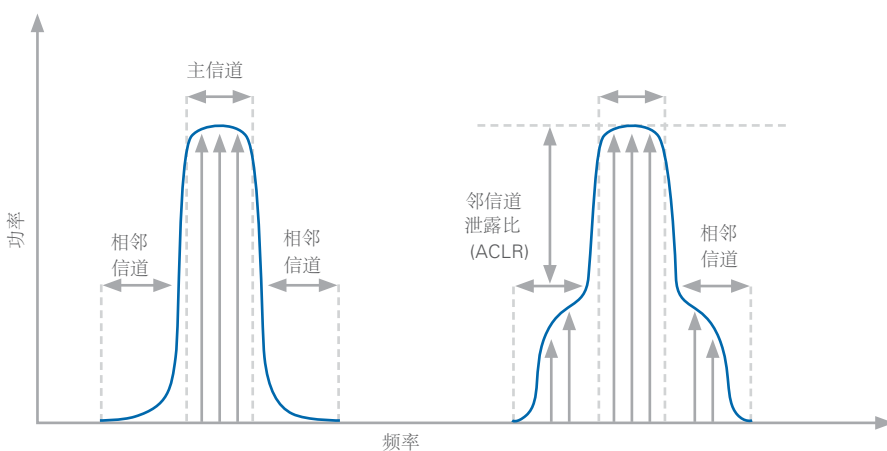


图8. 互调失真原理应用于宽带调制信号

无线标准通常会规定频谱掩模（802.11）或相邻信道功率测量（UMTS和LTE）的上下限（图8所示），以确保发射器不会因这种基本的非线性行为而干扰相邻频带发射器。虽然互调是通过频谱来表现失真，但同样也会对时域产生明显的不良影响。也就是说，非线性带内失真会导致调制精度变差。

数字预失真（DPD）

DPD是PA线性化技术的通用名称，通过在信号进入数模转换器（DAC）之前修改输入端的复杂波形来校正器件的非线性特性。DPD需要一定程度的PA特性分析或建模，校正技术包括基本查找表（LUT）以及完全非线性Volterra级数模型。



通用DPD

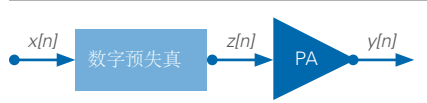


图9. DPD算法应用于调制输入波形。

虽然过去工程师保留了大多数DPD实现，用于需要最高PA线性度的应用，例如用于多载波下行链路信号的基站PA，但是DPD技术的应用在当今越来越广泛。现代通信信号（如LTE和802.11ac）的需求与移动平台增强的信号处理能力相结合，使得DPD在移动设备中的应用也更加普遍。DPD线性化技术的使用可以显著提高调制质量，并减少不必要的频谱发射到相邻频段。最后，DPD可以增加移动设备符合由无线标准机构制定的无线电一致性规范的可能性。

PA效率和输出功率曲线

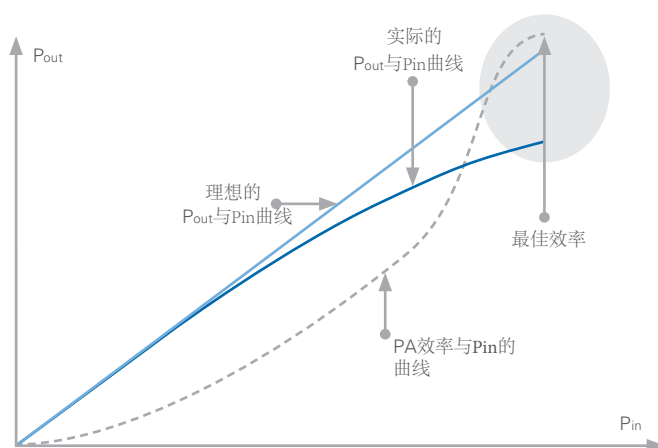


图10. PA效率和输出功率为输入功率的函数。

在为无线通信系统设计的PA中，现代信号的高PAPR特性通常会需要工程师在线性和低功率效率以及非线性和高功率效率之间进行取舍。如图10所示，PA在接近放大器饱和区域的输出电平达到其峰值效率点。DPD的优点是设计人员可以让PA工作在压缩区来实现更高的效率，同时保持性能合规性。或者，DPD可用于校正线性度较差的物理设计，从而获得比线性设计更高的效率和/或更低的成本。

DPD对调制传输的影响

您可以通过测量调制质量或带外发射的改善来评估DPD等线性化技术给调制信号带来的性能好处。DPD的优点通常更容易体现在频域上，可减少频谱再生，如图11所示。从该图可以看出，DPD可减少频谱再生，并增加发射器遵守标准机构制定的相邻信道功率要求的可能性（ACP）。

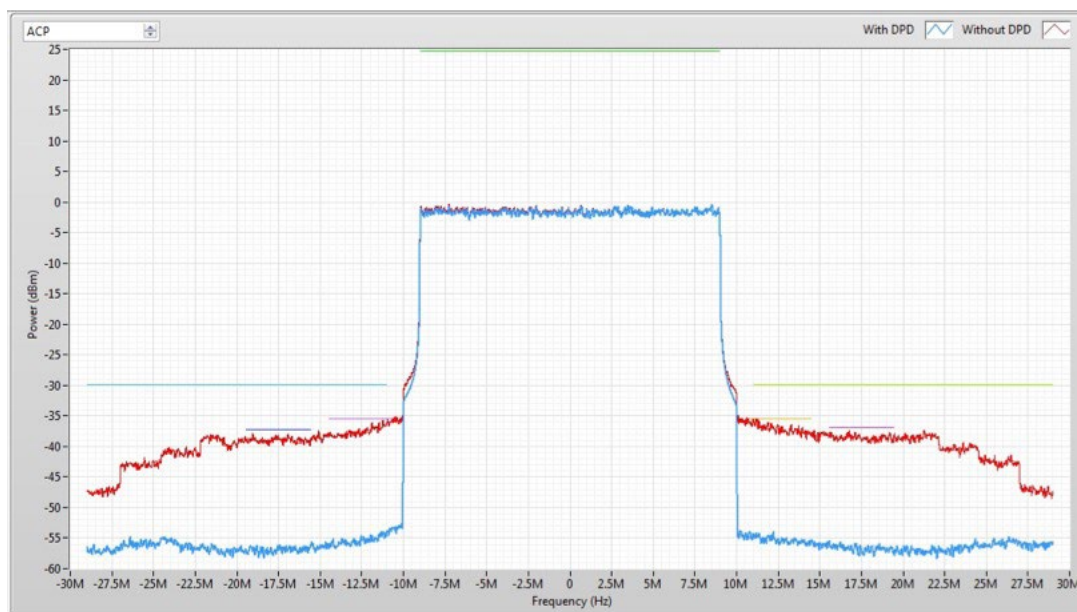


图11. DPD减少了调制信号的频谱再生。

此外，DPD给调制质量带来的好处可以通过星座图表现出来。图12显示了单载波调制方案中失真波形的压缩输出。在该图中，上面的星座图显示了调制传输中每个符号的相位和幅度。可以看到信号的峰值部分的增益比其他部分的增益要小。因此，波形预失真可以使较高功率符号被放大，PA的非线性行为实际上校正了预失真的波形。使用预失真波形得到的PA输出看起来像是高线性度发射器发出的信号，但我们知道显然是从非线性器件发出的。

失真对调制信号的影响

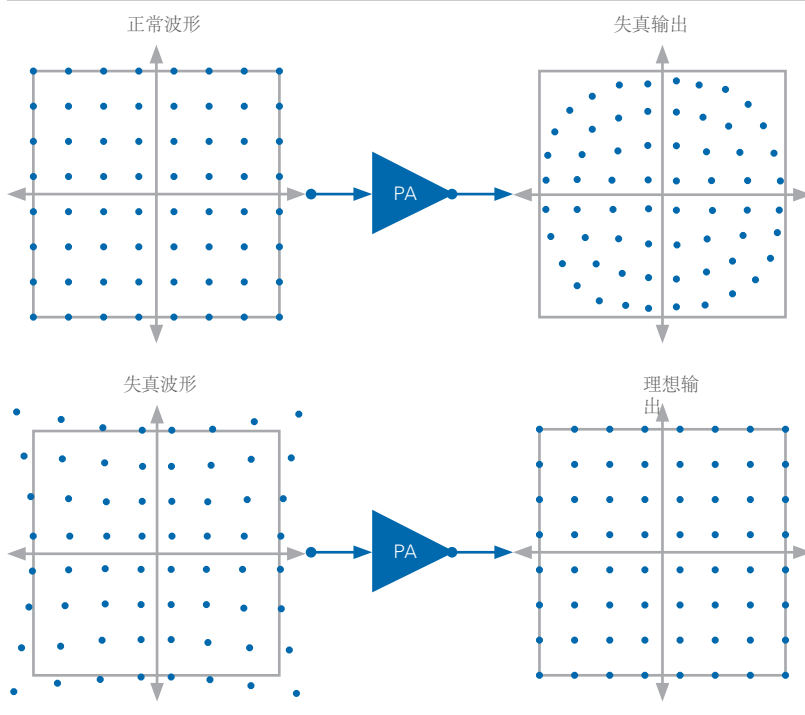


图12.预失真改善了传输的调制质量。

虽然DPD的基本原理很简单，但是在实践中，通过校准来最大限度地提高性能是很困难的。AM-AM和AM-PM测量可以看到最简单的失真模式，并且可以使用简单的无记忆模型轻松校正。具有更复杂的频率、电和热行为的器件往往会出现记忆效应，需要更先进的DPD算法。本文接下来介绍了三种算法：无记忆查找表、记忆多项式模型和广义记忆多项式模型。

无记忆查表 (LUT)

记忆效应可忽略不计的PA可以通过简单的LUT DPD算法非常容易地进行线性化。基于LUT的DPD假设瞬时输出信号失真是瞬时输入信号功率的静态无记忆函数。在这种情况下，输出样本 N 仅仅只是输入样本 N 的函数。

要计算DPD LUT，测试台必须首先分析设备的AM-AM和AM-PM行为特性。为了测量这些行为，需要创建一个映射表，将每个输入功率/相位组合与产生所需线性输出所需的功率/相位组合相关联。LUT DPD算法可以很容易通过目视观察。在图13中，器件的标称AM-AM响应显示为蓝色，它显然是非线性的。灰线表示理想的AM-AM响应，呈现为完美的线性。最后，红线表示为经

过数值反演的AM-AM响应和LUT，必须施加激励信号才能获得线性响应的。请注意，器件仅可以线性化到物理饱和点，即当PA增益开始下降的点。

预失真DPD补偿

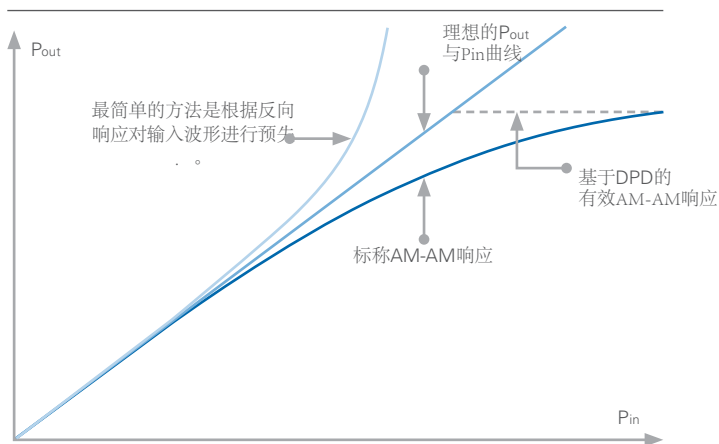


图13. 标称AM-AM响应的预失真DPD补偿。

图13显示的是PA的理论和经校正的幅度响应，图14显示的是真实的测量结果。可以看到图上器件的AM-AM响应中，y轴已经标准化为增益。在红色迹线中，AM-AM（增益）响应明显表明了增益是输入功率的函数，因此是非线性的。相比之下，蓝色迹线表明，在应用LUT DPD算法之后，增益响应已被线性化。应用DPD后（蓝色迹线），器件的平均增益在相同的输入功率范围内的偏离小于1 dB。

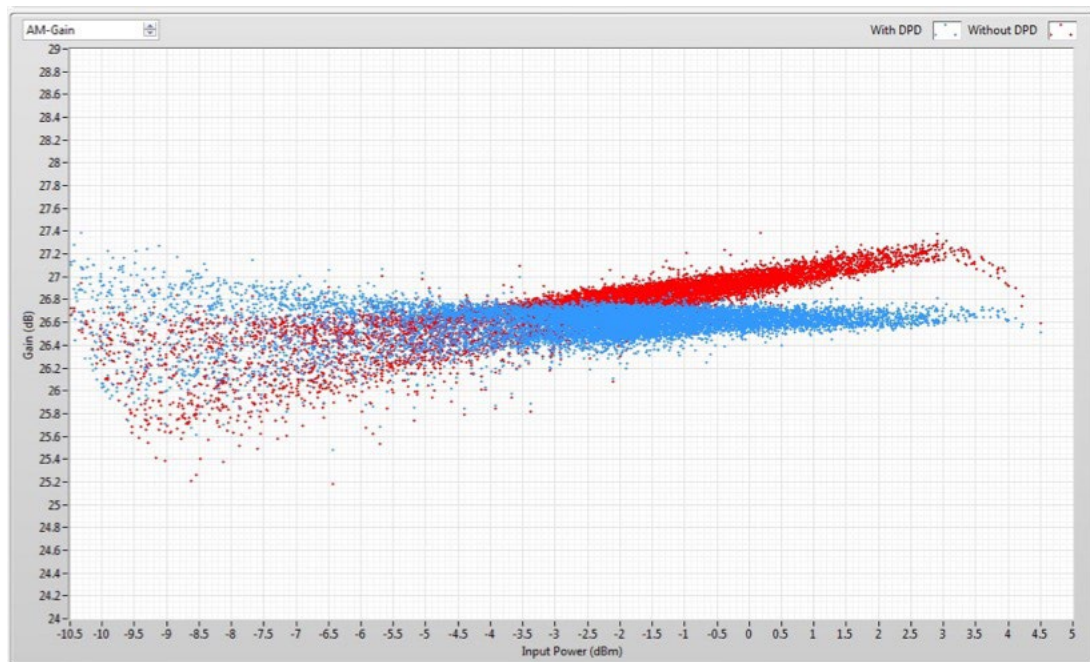


图14.应用LUT DPD之前和之后PA的AM-AM（增益）响应

尽管基于LUT的DPD方法是最简单、最直接的算法之一，但它没有考虑到PA的记忆效应。这些记忆效应很明显地表现在图13和图14中。从这些图可以看出，每个样本测量得到的增益和相位存在很大的差异。样本的差异表明有残留的记忆效应。此外，当器件的宽带频率响应不平坦时，记忆效应往往更加明显，这与有限脉冲响应（FIR）滤波器中的记忆抽头相似。因此，基于LUT的DPD模型更适用于信号带宽相对较窄且PA记忆效应较小的情况。

有记忆的PA数字预失真

尽管无记忆LUT是直接有效的PA线性化技术，但它并没有考虑PA的记忆效应。在有记忆的PA中，PA的瞬时输出功率不仅是输入功率而且也是过去信号分量的函数。在数学上，PA的瞬时输出可以用等式1表示：

$$y(t) = f(x(\tau))$$

其中：

$\tau \in (-\infty, t)$ ， f 表示一般非线性函数

$x(t)$ 表示PA的输入信号

$y(t)$ 表示PA的输出信号

等式1. PA的瞬时输出

对PA进行记忆预失真的最简单方法是使用基于Volterra级数[2]的模型，如等式2所示。

$$y[n] = h[0] + \sum_q h[q]x[n-q] + \sum_{q_1} \sum_{q_2} h[q_1, q_2]x[n-q_1]x[n-q_2] + \sum_{q_1} \sum_{q_2} \sum_{q_3} h[q_1, q_2, q_3]x[n-q_1]x[n-q_2]x[n-q_3] + \dots$$

其中：

$h[\dots, q_i, \dots]$ 表示电压级数

$x[n]$ 表示输入到PA的离散信号

$y[n]$ 表示来自PA的离散输出信号

等式2. 使用Volterra级数建模器件行为

为了数字补偿PA记忆效应和非线性，最通用的DPD结构采用与等式2相同的形式。尽管Volterra级数提供了非常完整的非线性系统模型，但其数学计算非常复杂。记忆通常通过完整的Volterra系列多项式的几个项即可充分建模。基于该级数的常见模型包括记忆多项式、Wiener和Hammerstein模型。鉴于其简单性和广泛接受性，记忆多项式模型和广义记忆多项式模型是用于评估PA行为的两种最常用DPD算法。对于这两种算法，在DPD条件下测试PA需要RF信号发生器和分析仪具有三倍于基波带宽的瞬时带宽。

1 Martin Schetzen. "The Volterra and Wiener Theories of Nonlinear Systems" (1980).



记忆多项式模型 (MPM)

MPM是用于记忆和非线性补偿的常用结构。该模型是由Volterra级数的子集创建的，如等式3所示：

$$y[n] = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{q=0}^Q a_{k,q} x[n-q] \cdot |x[n-q]|^k$$

其中：

$y[n]$ 表示预失真信号

$x[n]$ 表示原始输入信号

$a_{k,q}$ 表示DPD系数

K 表示非线性阶次

Q 表示预期的PA记忆深度

等式3.记忆多项式DPD算法的广义方程式

在MPM中，涉及 $x[n-q]$ 和 $|x[n-q]|^k$ 的任何交叉项往往被忽略，其中 $q \neq q'$ 。系数 $a_{k,q}$ 是DPD系数， K 是非线性阶数， Q 是PA中预期的记忆深度。

虽然实现MPM的数学非常复杂，但MPM模型的大部分推导通常使用测试软件包进行抽象。用户只需要设置多项式阶次和记忆深度，算法便会求解系数并产生预失真波形。



广义记忆多项式模型 (GMP)

GMP是更复杂的MPM算法，因为它可以校正更高程度的记忆效应。³GMP预失真的等式在数学上类似于MPM的等式，但包含额外的项来计算信号与

2 Lei Ding, et al. "Memory Polynomial Predistorter Based on the Indirect Learning Architecture," Global Telecommunications (GLOBECOM) IEEE Conference and Exhibition 1.
3 Dennis R. Morgan, et al. "A Generalized Memory Polynomial Model for Digital Predistortion of RF Power Amplifiers," IEEE Transactions on Signal Processing 54, no.10 (2006): 3852–60.

包络之间的滞后和超前。这些项用于补偿交叉项的交错记忆效应。为了进一步讨论GMP，我们先了解以下项：

表达式	类型	描述
$x[n]$	信号	在当前时间索引下的信号值
$x[n-q]$	信号	在当前时间索引之前 q 个样本的信号值
$ x[n] ^k$	包络	信号 $x[n]$ 的 k 阶包络
$ x[n-q] ^k$	包络	信号 $x[n-q]$ 的 k 阶包络
$ x[n-q-m] ^k$	包络	滞后信号 $x[n-q]$ m 个样本的 k 阶包络
$ x[n-q+m] ^k$	包络	滞后信号 $x[n-q]$ m 个样本的 k 阶包络

等式4是基于GMP的预失真电路的复基带表示。

$$y[n] = \sum_{q=0}^{Q_a} \sum_{k=0}^{K_a-1} a_q x[n-q] |x[n-q]|^k + \sum_{q=0}^{Q_b} \sum_{m=1}^{M_b} \sum_{k=1}^{K_b} b_{mqk} x[n-q] |x[n-q-m]|^k + \sum_{m=1}^{M_c} \sum_{q=m}^{Q_c} \sum_{k=1}^{K_c} c_{mqk} x[n-q] |x[n-q+m]|^k$$

其中：

- K_a 表示同步阶次
- Q_a 表示同步记忆深度
- K_b 表示滞后阶次
- Q_b 表示滞后记忆深度
- M_b 表示最大滞后量
- K_c 表示超前阶次
- Q_c 表示超前记忆深度
- M_c 表示最大超前量

等式4. GMPM使用额外的项。

类似于其他DPD模型，NI RFIC测试系统等测试解决方案可以在基带波形上自动完成模型提取和DPD GMP的实现。

可调整的典型设置包括项的深度和阶次，比如同步采样、记忆滞后和记忆超前等。

在DPD条件下测试PA

鉴于DPD技术越来越多地应用于移动设备的最终设计，将DPD模型应用于基带波形时评估PA性能正显得日益重要。在DPD条件下测试PA需要测试设备能够模拟DPD系统的功能。因此，测试设备必须能够提取PA的模型，并在软件中实现线性化DPD算法。DPD测试台的典型硬件配置包括VSG和VSA，如图15所示。源测量单元（SMU）通常提供直流电压，并可同时测量电流消耗。这种硬件配置可以为LUT等简单的算法和GMP等复杂的模型提取DPD模型。

典型的DPD测试台

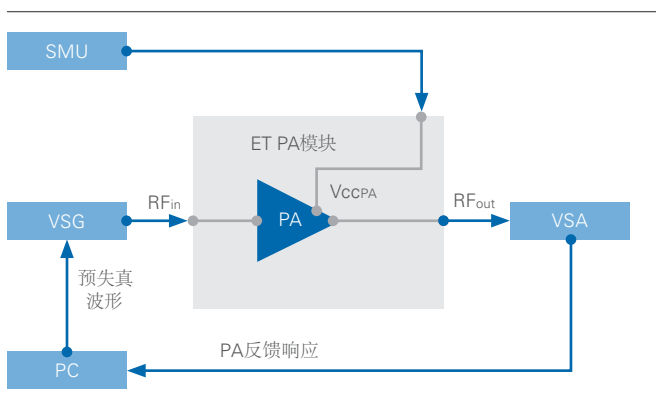
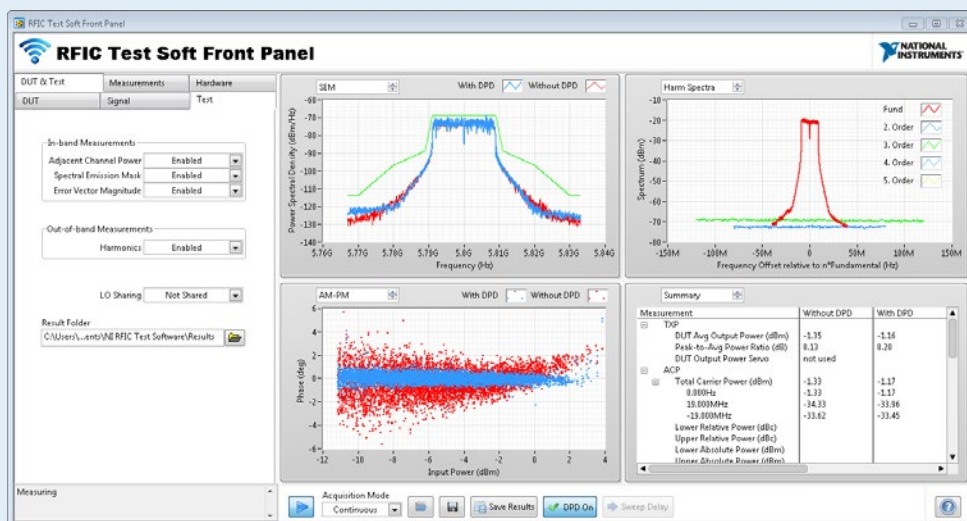


图15.典型的DPD测试台

使用NI RFIC测试解决方案应用DPD

NI RFIC测试解决方案提供易于使用的LabVIEW示例代码，可自动执行模型提取和DPD算法应用。该解决方案适用于常见的DPD模型，包括无记忆AM-AM/PM查找表（LUT）、记忆多项式模型（MPM）和广义记忆多项式模型（GMP）。您还可以定义MPM的阶次和抽头数量，甚至可以使用自定义模型。欲了解更多信息，请访问 ni.com/pa。



动态电源收发机（包络跟踪）

对无线通信系统不断增加的数据容量需求催生了更复杂的调制方案。GSM等早期无线标准使用高斯最小偏斜键控（GMSK），EDGE等演变标准使用简单



的相移键控（8-PSK）技术。相比之下，802.11ac和LTE等现代无线标准使用64-QAM和256-QAM等高阶调制方案，采用基于正交频分复用（OFDM）技术的宽带载波形式。

高阶调制和OFDM技术的组合提供了比早期技术更高的信号峰均功率比（PAPR）。为了抑制PAPR的增加，LTE上行链路使用称为单载波频分多址（SC-FDMA）的OFDM技术。虽然SC-FDMA技术使用快速傅里叶变换（FFT）预编码降低了信号的PAPR特性，但是LTE上行链路信号却具有高达8dB的PAPR。相比之下，802.11ac使用更标准的OFDM载波结构，产生高达12dB的PAPR。

	GSM	UMTS	LTE（上行）	802.11ac
载波结构	单载波	宽带CDMA	SC-FDMA	OFDM
调制方案	GMSK	QPSK	64-QAM	256-QAM
PAPR	0.2 dB	3.5 dB	8 dB	12 dB

表2. 常见调制信号的PAPR特性

现代通信波形日益增大的PAPR对现代手机功率放大器提出了更严格的线性要求。高线性度是使PA表现出优异的调制质量和频谱性能的关键要求。因此，对于传统的固定电源设计，PA必须在较宽的输出功率范围内线性工作。这种线性要求通常迫使系统设计人员在最坏情况下工作，并从压缩区回退功率到线性区。因此，PA通常在远低于峰值功率的区域工作，导致器件功率效率较低

动态电源技术简介

动态电源收发机（DPST）越来越多地应用于解决高PAPR信号挑战。该收发机可动态调制设备电源，使其处于波形整个功率范围内功率效率较高的一个点。图16所示的例子中，电源电压可动态地跟踪RF信号的功率包络。

虽然动态电源技术并不新鲜，但DSP和宽带电源技术的进步使得这些技术在移动平台上更加可行。因此，移动设备越来越多地采用这种技术来降低功耗并最终延长电池寿命。

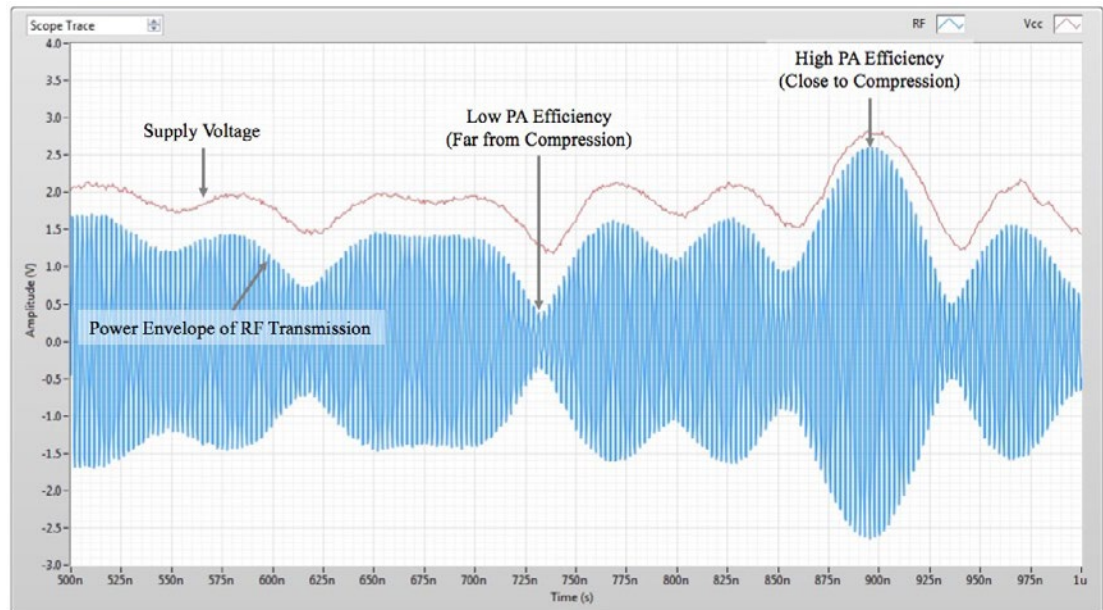


图16. DPST信号的时域视图

您可以通过研究晶体管的基本特性行为来评估DPST技术带来的效率改进。实际上，如果在不同的固定电源下对器件AM-AM响应进行特性分析，会发现给定输出功率的峰值效率点是电源电压的函数。图17显示了y轴上的功率附加效率（PAE）是x轴上输出功率的函数。在图17中，每条线代表特定电源电压（ V_{cc} ）下PAE与的输出功率的关系曲线。

功率附加效率

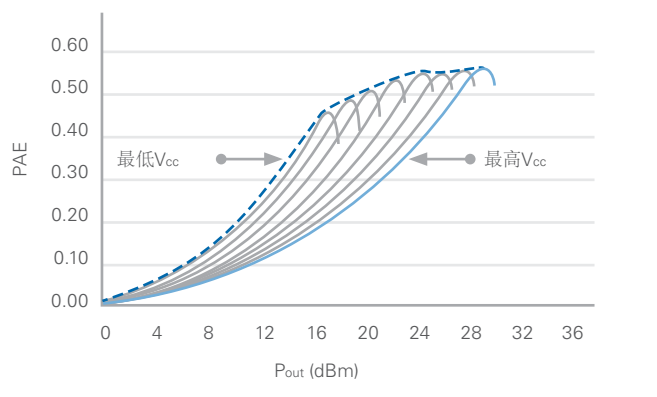


图17.各种电源电压下的PAE与输出功率关系曲线

例如，假设电源电压为3.4 V的PA可以实现55%的效率和+ 28 dBm的输出功率，如图17所示。而在相同的3.4 V电源电压电平下，当输出功率下降到+16 dBm时，效率降低到20%。因此，当使用固定电源发送具有12dB PAPR的信

号（这时的峰值输出功率为+28dBm）时，平均效率仅为20%。

由于效率是电源电压和输出功率的函数，所以提高PA效率的一种方法是动态地改变电源，使得器件始终在峰值效率附近工作。在这种情况下，器件的总体效率可以通过组合多个电源电压的曲线来进行描述。总体效率在图17中以虚线表示，可以看到器件可以在更宽的输出功率范围内实现50%的效率。

晶体管级的效率

动态电源的优势可以通过图18的晶体管基本特性曲线来更深入地了解。如图18所示，对于给定的负载阻抗 Z_L ，相比右侧的小信号（b），左侧的大信号

（a）工作在靠近坐标轴的区域的时间更长。对于大信号，电流和电压的平均乘积最小，功耗也比小信号低。对于右侧的小信号（b），信号大部分时间都处在图中总功耗较高的中间区域。

动态电源变速器（DPST）的特性曲线

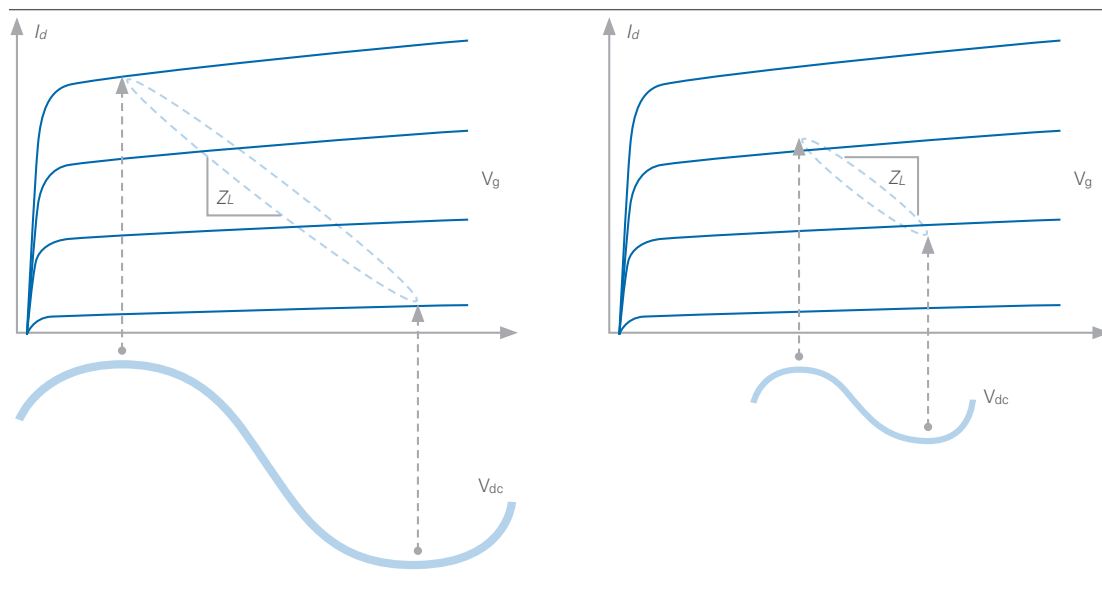


图18. IV特性曲线：（a）施加大信号和（b）施加小信号

图18所示的效率特性要求动态电源变速器（DPST）能够随着RF信号快速变化的功率包络同步调制 V_g 和 V_{dc} 。这一概念如图19所示，其中两个离散的信号电平在相同的特性曲线上重叠。在图19中，晶体管如果沿曲线向下且向左移动的话，工作效率将更高。

DPST的特性曲线

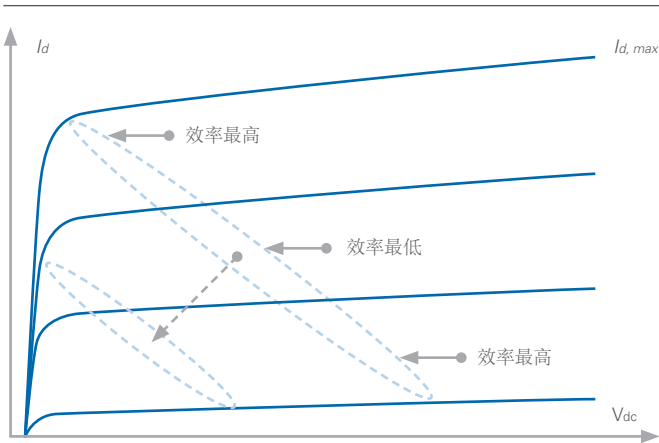


图19.动态电源变送器（DPST）的IV特性曲线：两个信号电平

虽然通过电源调制来提高效率的理论很简单，在实践中有几种方法可以应用该技术。这些方法中的每一种都需要在失真与效率之间进行权衡。例如，当设计目标是减小失真时，需要确保晶体管在线性模式下工作。但是，如果设计目标是以失真为代价获取最大效率，则需要让PA保持在压缩区工作。

DPST设备提供三种不同的工作模式：直接极化、包络跟踪（ET）和混合模式。每个工作模式之间的区别与AM-AM曲线的线性区域和压缩区域有关，如图20所示。对于给定的电源电压，如果设备完全在线性范围内工作，则该设备处于包络跟踪模式。这是最常见的工作模式，因为它比其他两种模式更容易实现。当设备在压缩区域工作时，称为直接极化模式。该术语强调了器件如何作为三端口射频器件进行工作并执行极化调制。

压缩模式、线性模式和混合模式

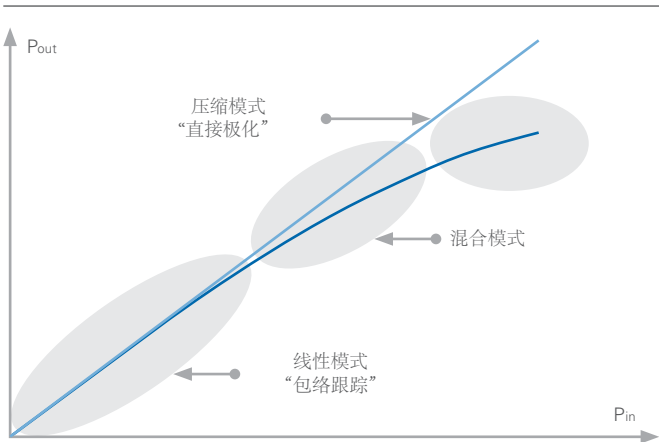


图20. DPST直接极化、包络跟踪和混合工作模式



请注意，在直接极化模式下，RF输出信号功率实际上与RF输入信号功率无关。因此，该设备的工作原理类似于混频器。在该模式下，输出的所有调制只来自于电源信号。通常，设备在直接极性和包络跟踪模式之间变化，因此称为混合模式。

了解每种工作模式的基本特性是成功部署动态电源技术的关键。例如，当在压缩模式或混合模式工作时，来自电源的噪声随着设备的RF输出信号传输。此外，对于压缩模式，电源和RF之间的同步和时序对齐更为重要。而当设备在包络跟踪模式下工作时，时序对齐并不太重要。如需更深入地了解DPST设计的理论、实践考虑因素和技术调查结构，建议阅读由Earl McCune撰写并由剑桥大学出版社出版的《Dynamic Power Supply Transmitters: Envelope Tracking, Direct Polar, and Hybrid Combinations》。

测试动态电源PA

在DPST设计中，测试PA的行为需要灵活的多功能工作台环境。典型的测试台集成了RF信号发生器、RF信号分析仪以及源测量单元（SMU），如图21所示。该测试设备提供的足够的功能来测量AM-AM/PM响应等器件特性和器件的其他基本行为。对于测量的行为，可以提取输入RF信号和电源电压信号之间的数学关系，生成所谓的“形状映射表”（shaping table）。形状映射表生成后，就可以对其进行修改来优化器件，以优化失真或效率，或降低DPD要求。

简化的包络跟踪PA测试

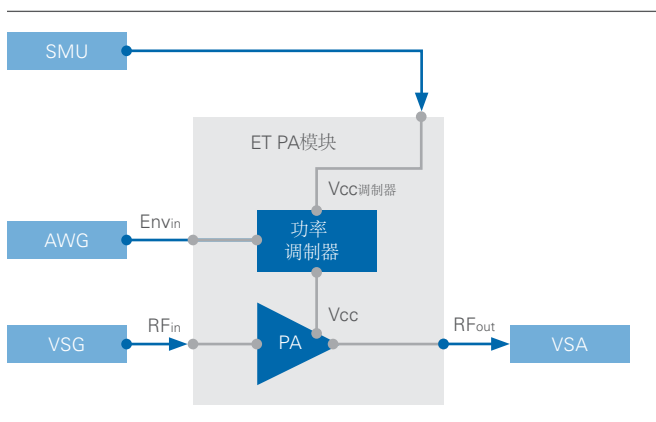


图21. 在ET测试配置中，任意波形发生器为电源调制器提供驱动信号。

在动态电源条件下测试PA的一个关键要求是任意波形发生器（AWG）能够生成调制电源电压（Vcc）信号。此外，示波器可用于评估动态电源电压和输出功率之间的时域波形关系。这些测量通常需要使用PA测试板上的差分探头和电流测试点。

请注意，在许多情况下，RF与调制电源电压之间的数学关系是一个非线性函数。因此，电源波形受到频谱再生的影响，且带宽可能比射频基波信号的带宽大许多倍。此外，由于典型PA的电流通常比AWG可提供的电流要大得多，因此测试设置通常需要一个功率调制器来确保PA正确供电（见图22）。

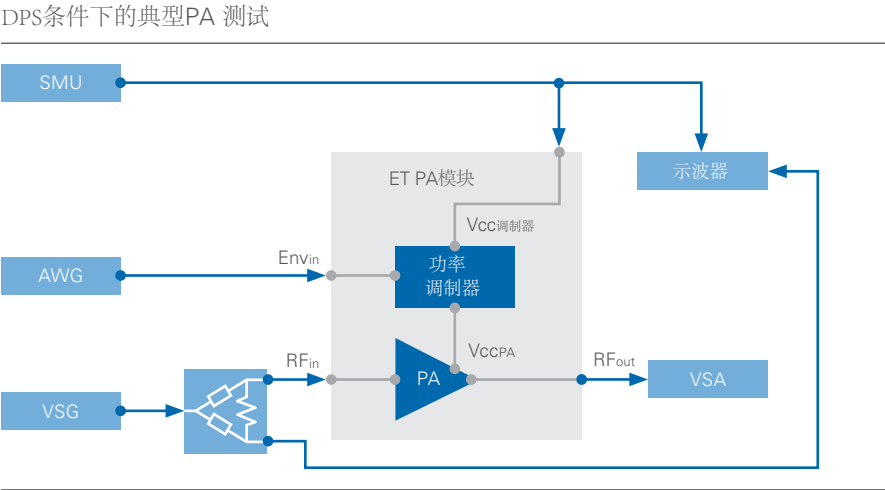
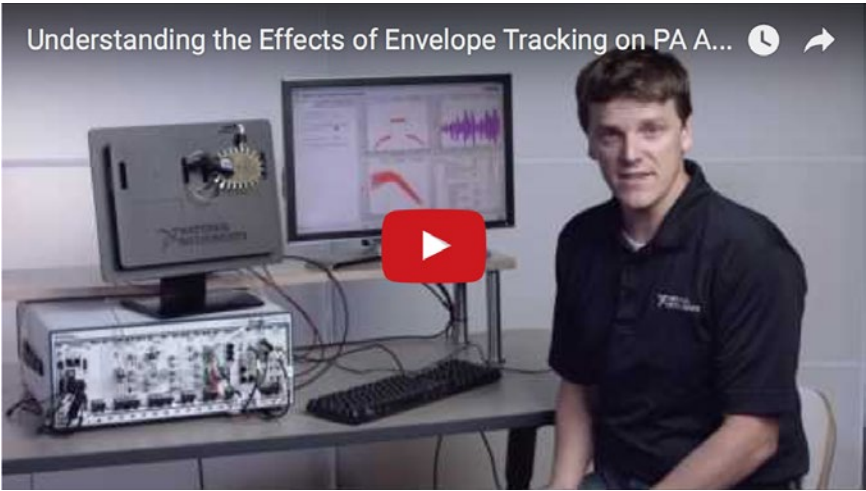


图22. DPS条件下的典型PA测试

在DPS条件下进行测试带来了一些特殊的测试挑战，例如线性化、同步以及电源电压与RF激励信号的对齐。取决于形状映射表的优化参数，器件可能需要进行高级DPD线性化，如GMP，或者根本不需要线性化。



解决同步和对齐挑战

AWG和RF VSG之间的同步和对齐是DPST测试台中最关键的要素之一。由于DPST PA获得更高PAE的机制取决于是否将精确的RF信号输入功率包络与相应的电源电压进行匹配，因此电源电压和RF信号之间如果不能很好地同步和对齐，可能会导致严重的失真。由于这两个信号也必须具有优异的稳定性以及低信号间抖动，仅仅同时开始生成AWG和VSG信号是不够的。最后，器件引脚接口（而不是仪器接口）的RF和电源电压信号之间必须对齐。因此，需要具备及时动态地偏斜任一信号的能力来确保正确的对齐。由于PXI仪器具有固有的同步性能，因此日益广泛地应用于DPST测试台。

在测量得到的AM-PM失真中，AWG与VSG间偏斜的负面影响最为明显，如图23和24所示。从图23可以观察到，在10 ns的偏斜下，相位测量结果的差异明显地表现在AM-PM图上。实际上，图24中的数据表明了进行DPD之前RMS相位偏差大于 4° ，而进行DPD后，RMS相位偏差为 0.8° 。除了AM-PM失真之外，从谱图还可以看到AWG与VSG间偏斜的负面影响。虽然DPD模式（在本例中是MPM）确实提高了ACP性能，但性能提高只有大约7 dB。



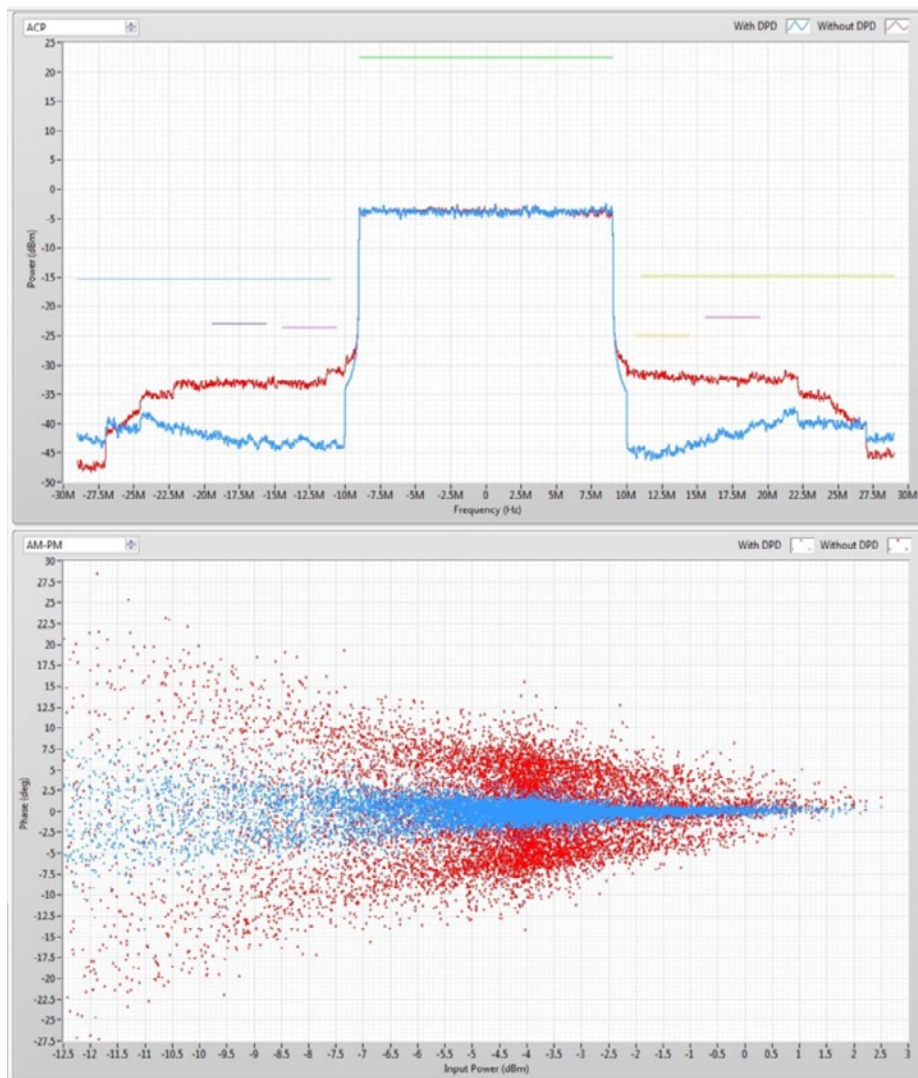


图23. 10 ns AWG与VSG间偏斜下PA的AM-PM性能

与图23相反，图24显示的是AWG与VST间偏斜减小到小于1ns时的AM-PM性能。从图24可以观察到，AM-PM曲线周围的“扩散”减小了，这可以通过小于 0.5° 的RMS相位偏差进行数值量化。注意，AM-PM性能的提高也转化为频域性能的提高。在图24中，使用MPM DPD算法后，ACP提高大约为20dB。此外，图24中的原始ACP性能比图23中的原始ACP性能高约8 dB。

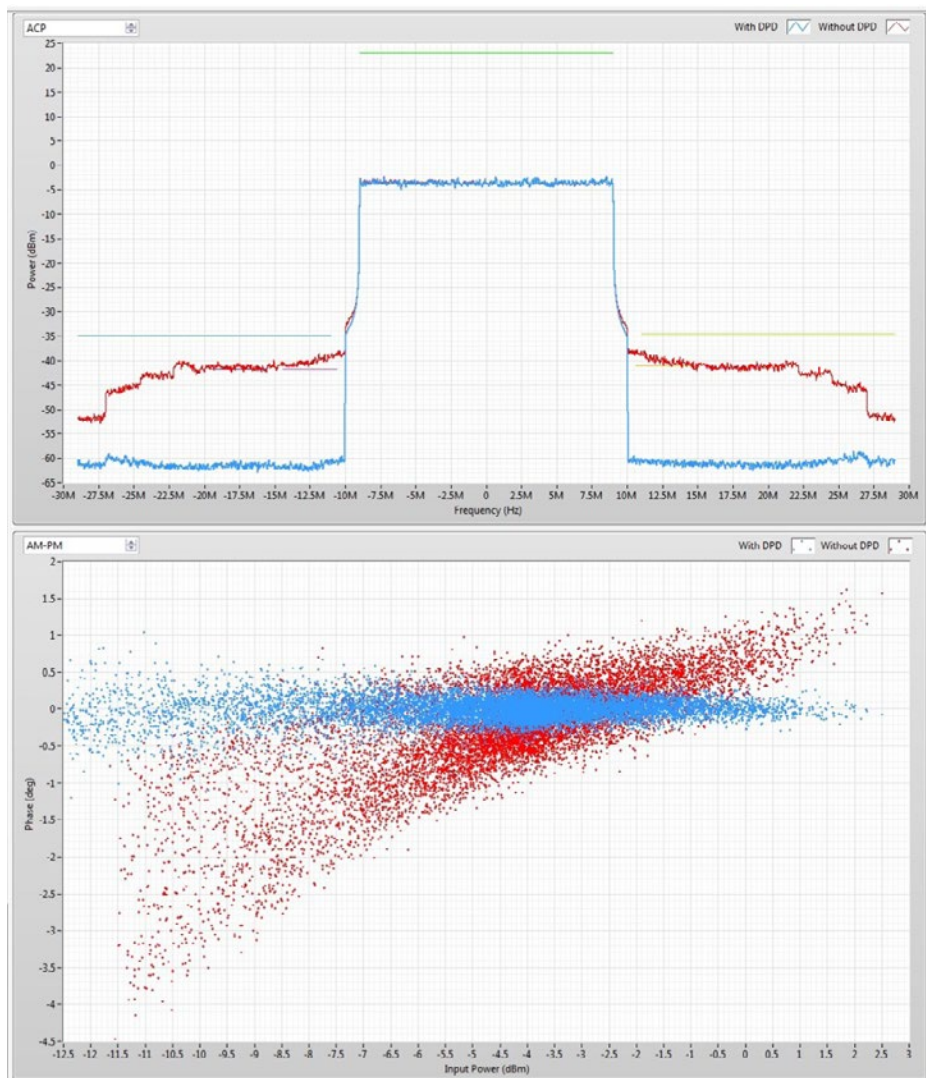


图24.在<1 ns偏斜下的AM-AM失真

因为直接测量这两个信号之间的偏斜非常困难，所以校准的常见方法是扫描AWG相对于RF信号发生器的延迟。对于这种技术，ACLR、EVM或RMS记忆深度可以作为偏斜的函数进行测量。由于偏斜最终会降低ACLR、EVM和RMS记忆深度性能，可以通过编程选择最适合作为延迟的函数的参数来识别最佳的AWG与VSG间延迟。通过将所选的参数作为偏斜的函数进行测量，可以快速确定PA工作所需的精确延迟量。例如，图25显示了RMS内存作为AWG与VSG间延迟的函数。如该图所示，最低记忆深度出现在偏斜大约7 ns的情况下。

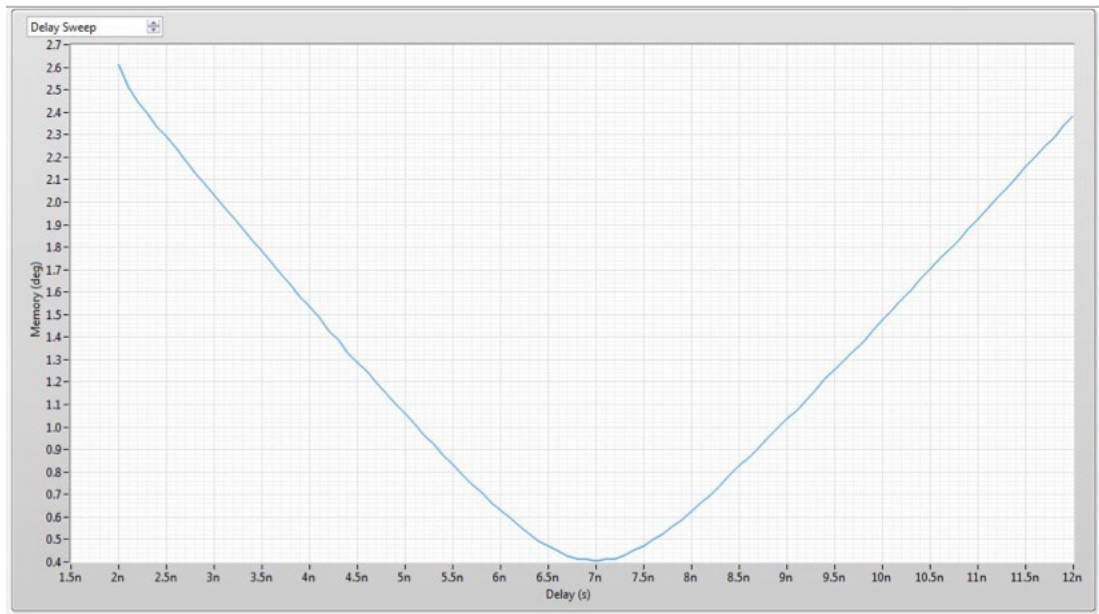
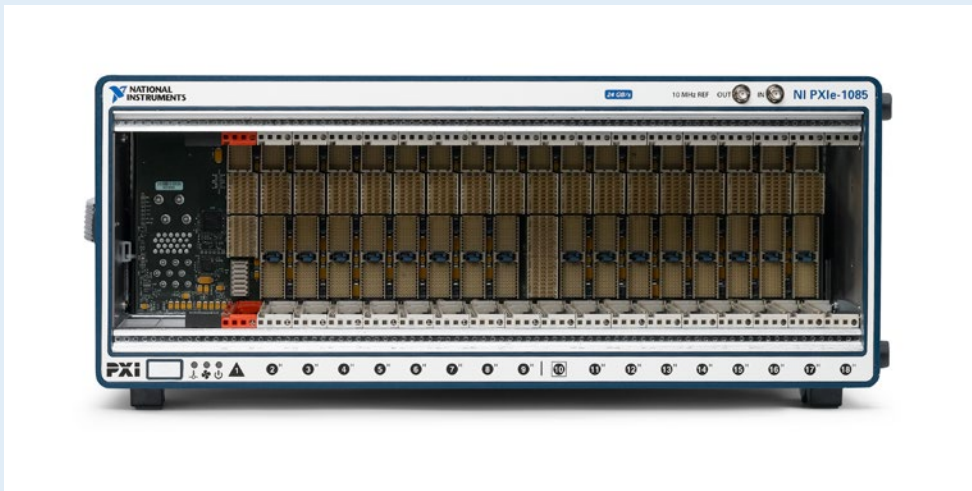


图25.延时扫描曲线描述了RMS记忆深度作为AWG与VSG间延迟的函数

PXI中的仪器同步

PXI用于动态电源PA测试的一个优点是能够通过PXI背板在PXI模块之间共享定时和同步信号。在PXI中，背板为每个模块提供公共的10 MHz参考时钟，模块之间的典型偏差量为100 ps。通过同步到公共参考时钟，PXI模块（任意波形发生器和RF信号发生器）的定时输出调整到皮秒级的精度。



结论

随着对更高数据吞吐量的需求不断推动现代无线电的进步，RF功率放大器扮演者越来越重要的作用。然而，新PA技术（如DPD和DPST）的发展却不断增加PA测试的成本和复杂性。越来越多的工程师需要高度灵活的测试系统来满足新的测试要求。展望未来，软件将仍然是PA测试台的核心要素。通过软件，模块化PA测试系统能够不断进行扩展来满足新的无线标准和新的DPD模型。

更重要的是，软件是实现测试设备自动化的基础技术。随着PA和射频前端模块变得日益复杂，软件是唯一能够将多个分立仪器整合为一个完整测量系统的技术。

