

I-Q 调制器的基带响应检定

应用指南

在现代宽带 RF 发射机中，系统的 I-Q 调制器部分经常会引起调制误差，明显劣化调制质量。本应用指南阐述了导致调制误差的来源的简单原理，以及怎样检定 I-Q 调制器，校正这些误差的详细步骤。您将了解

可以怎样使用任意波形发生器 (AWG) 和混合域示波器 (MDO) 测量基带频响、单边带抑制、幅度误差和相位误差以及互调制性能。

目录

1 引言	3	4 检定 I-Q 调制器	6
2 I-Q 调制原理概述	3	4.1 边带平坦度 (转换增益频响) 测量	7
3 调制误差来源	4	4.1.1 步骤摘要	
3.1 单边带抑制 (SSBS) 测试	5	4.2 单边带抑制测量	9
3.1.1 幅度误差	5	4.2.1 步骤摘要	10
3.1.2 相位误差	5	4.3 OIP3 测量 (双音调测试)	11
3.2 边带平坦度 (转换增益频响)	6	4.3.1 步骤摘要	12
		5 总结	13
		6 参考资料	13

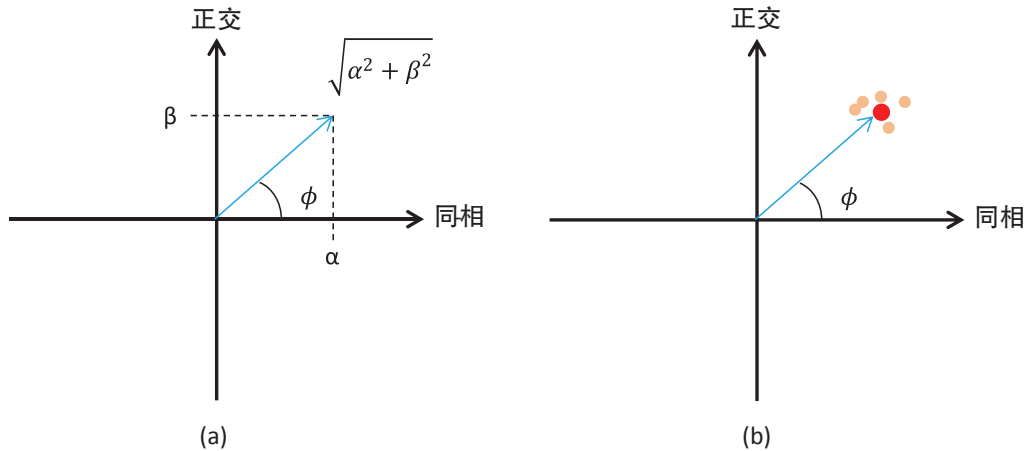


图 1. 星座图。

1. 引言

在调制信号时，有三个参数：幅度、相位和频率，这三个参数既可以分开使用，也可以组合使用，来进行数据编码。I-Q 调制器使用三个输入信号，能够生成任意形式的调制，如 AM、FM 和 PM。I-Q 调制器在各种 RF 频率范围中商用，广泛用于无线发射机和光发射机。性能检定及校正调制器偏差行为是保证可靠的宽带通信链路的关键因素。为 I 通道和 Q 通道提供宽带基带信号要求高性能 DAC，而且 DAC 的响应要经过测量和校正，以便作为测量调制器性能的依据，调制器性能测量本身是一个极具挑战性的、耗时的步骤。可以使用任意波形发生器 (AWG)，准备为 I 和 Q 基带通道提供校准后的单音调或宽带复杂基带信号。

2 - I-Q 调制原理概述

复杂正交调制的数学依据是下面著名的三角恒等式：

$$\alpha \sin(x) + \beta \cos(x) = \sqrt{\alpha^2 + \beta^2} \sin(x + \phi) \quad \text{公式 1}$$

其中：

$$\phi = \tan^{-1} \left(\frac{\beta}{\alpha} \right) + \begin{cases} 0 & \alpha \geq 0 \\ \pi & \alpha < 0 \end{cases} \quad \text{公式 2}$$

公式 1 的右侧是一个正弦波，拥有原始相位自变量 x ， x 的幅度和相位是任意函数 α 和 β 的函数。换句话说，函数 $\sin(x)$ 幅度和相位均调制 α 和 β 。这种被调制表达式的常用图形表示是图 1-a 所示的星座图。星座上的每个点都有一个幅度和角度（相位），代表一个数字符号。在数字通信系统中，每个符号定义了一个二进制数值，一条数字数据流可以使用这种技术，通过载波信号传送。因此，接收机的灵敏度可以定义为在没有任何误差的情况能够区分的最小符号分离程度。

在实际 RF 通信链路中，有许多因素会改变及劣化被调制信号的幅度和相位，如功放非线性度、振荡器相位噪声、传播损耗（如多通道衰落和色散），因此，星座图上的符号位置会偏离预计点（图 1-b）。这种漂移可以建模为误差矢量与理想符号矢量之和。衡量这个误差矢量幅度的指标称为误差矢量幅度 (EVM)，这个指标检定调制质量，是通信链路噪声的机制之一。

第 13 页的参考资料 [1]、[2] 和 [3] 更深入地介绍了调制技术和 I-Q 调制器原理。在本应用指南中，我们将更仔细地考察链路的调制器部分，以及 I-Q 调制器的非线性度对 EVM 有哪些影响。

3 – 调制误差来源

公式 1 的硬件实现方式是 I-Q 调制器，它使用 90° 相移器，把本振 (LO) 的正弦波转换成余弦，然后把余弦应用到两个混频器中，乘以基带信号 I (或同相基带信号) 和 Q (或正交基带信号)。其要求增益模块，驱动混频器，输出 RF 负载。

图 2 显示了 I-Q 调制器简化的示意图，对角频率的正弦本振输入，调制器输出的表达式用公式 3 表示：

$$RF_{out} = G_{RF}\{G_{BBI} I G_{LOI} \sin(\omega_{LO}t) + G_{BBQ} Q G_{LOQ} \cos(\omega_{LO}t)\} \quad \text{公式 3}$$

其中 G_{BBI} , G_{BBQ} , G_{LOI} , G_{LOQ} 和 G_{RF} 分别是 I 输入、Q 输入、I LO、Q LO 和 RF 输出信号的增益，I 和 Q 是同相基带任意信号和正交基带任意信号。

I-Q 导致的调制误差来源之一是本振信号完美稳定的 90° 相移很难实现，一直存在一定的相位误差。另外，基带驱动放大器没有完美匹配的响应，增加了一定的不想要的幅度偏置误差。即使对单片电路集成设备，I 通道和 Q 通道之间仍有足够的变化，可能会给 EVM 带来相当大的影响，特别是在希望很大的工作温度范围时。例如，在精密仪器应用中，一般温度每变化 5 摄氏度，就要重新校准系统的关键部件，以保持精度。

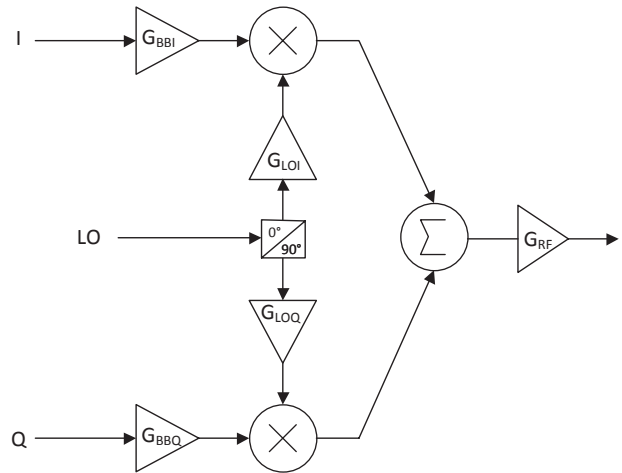


图 2. I-Q 调制器硬件实现的方框图。

大多数商用现代调制器拥有很宽的本振和基带带宽，覆盖各种应用，如 WiFi、蓝牙、WiMAX、4G LTE、蜂窝基站、点到点微波链路、等等。视具体应用，在更多的情况下，设计人员必须在系统运行的频率和温度范围内全面检定 I-Q 调制器的特点。这对宽带应用尤其关键，设备产品技术资料中的信息不会全面覆盖各种应用。

在下面几个部分中，我们将考察硬件不理想特点对被调制的输出 RF 信号的影响。

3.1 – 单边带抑制 (SSBS) 测试

首先，我们考虑一下理想情况，在这种情况下，图 2 中 I 和 Q 基带通道的增益及系统本振信号的增益完全相同，即 $G_{BBI} = G_{BBQ} = G_{BB}$ 和 $G_{LOI} = G_{LOQ} = G_{LO}$ ，本振的相移正好是 90° 。

如果我们对 I 基带通道应用一个角频率的正弦波，对 Q 通道应用相同频率的余弦波，我们得到：

$$G_{LOI} G_{BBI} \sin(\omega_{LO}t) \sin(\omega_{BB}t) + G_{LOQ} G_{BBQ} \cos(\omega_{LO}t) \cos(\omega_{BB}t) = G_{LO} G_{BB} \cos[(\omega_{LO} - \omega_{BB})t] \quad \text{公式 4}$$

其中 ω_{LO} 是本振的频率。在这种情况下，输出频谱中只有一个频率： $\omega_{LO} - \omega_{BB}$ 。然后，我们考虑一下 I 通道和 Q 通道中存在幅度误差的情况，也就是说 $G_{BBI} \neq G_{BBQ}$ ，且 $G_{LOI} \neq G_{LOQ}$ ，本振的相移有小误差： $(90 + \epsilon)^\circ$ 。下面为简单起见，我们将把基带通道与本振增益结合起来： $G_I = G_{LOI} G_{BBI}$ 和 $G_Q = G_{LOQ} G_{BBQ}$ 。

3.1.1 – 幅度误差

在幅度误差情况下，I-Q 调制器公式为：

$$\begin{aligned} & G_I \sin(\omega_{LO}t) \sin(\omega_{BB}t) + G_Q \cos(\omega_{LO}t) \cos(\omega_{BB}t) \\ &= \frac{G_I}{2} \{\cos[(\omega_{LO} - \omega_{BB})t] - \cos[(\omega_{LO} + \omega_{BB})t]\} + \\ & \quad \frac{G_Q}{2} \{\cos[(\omega_{LO} - \omega_{BB})t] + \cos[(\omega_{LO} + \omega_{BB})t]\} \\ &= \frac{G_I + G_Q}{2} \cos[(\omega_{LO} - \omega_{BB})t] + \frac{G_I - G_Q}{2} \cos[(\omega_{LO} + \omega_{BB})t] \end{aligned} \quad \text{公式 5}$$

与公式 4 不同，频谱现在有一个额外的频率： $\omega_{LO} + \omega_{BB}$ 。

3.1.2 – 相位误差

在相位误差的情况下，I-Q 调制器公式为 (为简单起见，我们省略了增益项)：

$$\begin{aligned} & \sin(\omega_{LO}t) \sin(\omega_{BB}t) + \cos(\omega_{LO}t + \epsilon) \cos(\omega_{BB}t) \quad \text{公式 6} \\ &= \left(\frac{\cos(\epsilon)}{2} + \frac{1}{2}\right) \cos[(\omega_{LO} - \omega_{BB})t] + \left(\frac{\cos(\epsilon)}{2} - \frac{1}{2}\right) \cos[(\omega_{LO} + \omega_{BB})t] \\ & \quad + \frac{\sin(\epsilon)}{2} \{\sin[(\omega_{LO} + \omega_{BB})t] + \sin[(\omega_{LO} - \omega_{BB})t]\} \end{aligned}$$

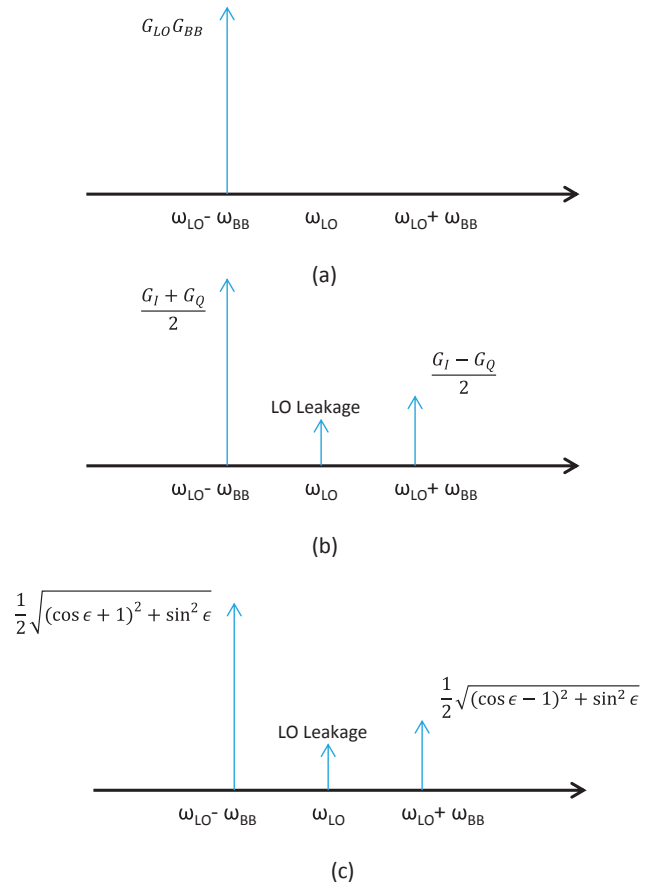


图 3. 由于调制器的非线性度增加到误差边带信号中的频谱。

其中频谱中再次增加了频率成分 $\omega_{LO} + \omega_{BB}$ 。另外，由于混频器从本振到 RF 端口的隔离度有限，因此小部分本振信号将泄漏到调制器的输出端口上。图 3 显示了 I-Q 调制器在单边带测试中预计的输出频谱，其中 (a) 是理想情况，(b) 是有幅度误差的情况，(c) 是有相位误差的情况。

可以看到，通过简单地把相同频率的正弦波形和余弦波形应用到调制器的 I 输入和 Q 输入，能够怎样演示硬件的幅度误差和相位误差。

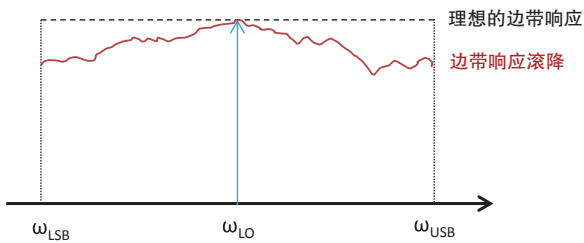


图 4. 转换增益频响。

3.2 – 边带平坦度 (转换增益频响)

I-Q 调制器引起 EVM 误差的另一个来源是基带不平坦及输出 RF 放大器的频响。对只希望几兆赫兹基带带宽的窄带应用，平坦度可能影响不大，但对超过几百兆赫兹调制的宽带应用，在距本振频率的频偏较高时，会有增益滚降。图 4 显示了输出 RF 频谱中边带响应滚降的夸张实例。

图 5 显示了 I-Q 调制器更加现实的模型，其中放大器是非线性的，增益响应与频率相关。另外，本振相移装置的误差被增加到理想的 90° 相移中。

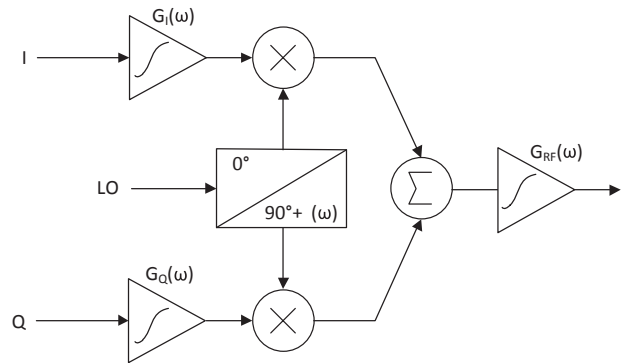


图 5. 实际 I-Q 调制器模型。

4 – 检定 I-Q 调制器

在上一节中，我们详细阐述了硬件不理想特点对输出 RF 信号的影响。除其它参数外，大多数 I-Q 调制器供应商还会提供单边带抑制、转换增益和输出三阶侦听之类的关键指标。而对超出设备标准技术资料范围的宽带应用，或在设计人员需要多次调整、以优化设计的设计周期中，拥有方便准确的测量工具测试创意和设备性能正变得越来越重要。

在本节中，我们将演示怎样使用泰克解决方案方便地测量商用宽带 I-Q 调制器的特点，包括泰克双通道任意波形发生器 AWG 70002（基带信号生成的采样率高达 50 GS/s），泰克 RFXpress 波形生成软件工具，MDO4140-6 混合域示波器中的频谱分析仪（在频谱分析仪中为测量 RF 信号提供 6GHz 的 RF 带宽）。我们在下面的实例中使用 TI 的 TRF370417 宽带 I-Q 调制器。

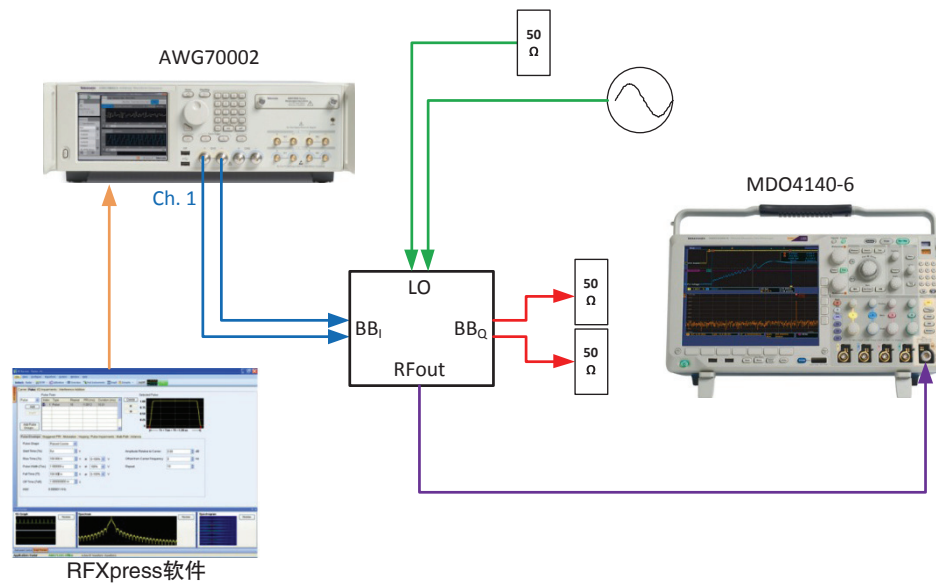


图 6. 在整个基带带宽上测量 I 通道增益的设置。

4.1 – 边带平坦度 (转换增益频响) 测量

这一测量与单混频器转换增益测量相同，其中 IF 频段被上变频到本振频率的上边和下边。图 6 显示了转换增益测量的测量设置。大多数商用调制器对 I、Q 和本振输入拥有均衡的差分输入，AWG 的通道方便地提供了校准后的差分输出。为测量 I 通道转换增益，AWG 的通道 1 连接到调制器的 I 输入，Q 通道保持不用，但会端接到 50-Ω 负载上。然后把正弦波形应用到基带和载波本振输入，测量双边带调制的 RF 输出信号。可以通过多种方法，创建要求的全套基带正弦波形，包括使用 AWG 的内置函数发生器或使用某些其它外部软件工具（如 RFXpress、MATLAB、Excel、等等）创建一系列波形，但最快的方式是使用 AWG 生成一个线性频率调制（线性调频），这是一个

从基带基宽开始频率到基带带宽结束频率的扫频信号，然后使用 MDO 的频谱分析仪，在 Max Hold 模式下监测从 $f_{LO} - f_{BB}$ 到 $f_{LO} + f_{BB}$ 的整个 RF 输出频谱，AWG 则循环通过线性调频波形。MDO 的显示屏将在本振频率的任意一侧显示两个迅速移动的频率尖峰，表现为扫描频谱，同时其峰值将保存在 Max Hold 轨迹上。通过在 MDO 上选择相应的解析带宽 (RBW)，可以在很短的时间内捕获及保存几乎整个频谱。应该指出的是，RBW 设置越低，分辨率就越好，但 MDO 捕获所有频率所需的时间会越长，因为在大的频宽内还会在内部扫描其自己的采集频段。RBW 很好的首次估算公式是 $2BW_{BB} / 10$ 。对 Q 通道转换增益测量，可以像上面一样执行相同步骤，但 AWG 要连接到 Q 输入上，并端接 I 输入。

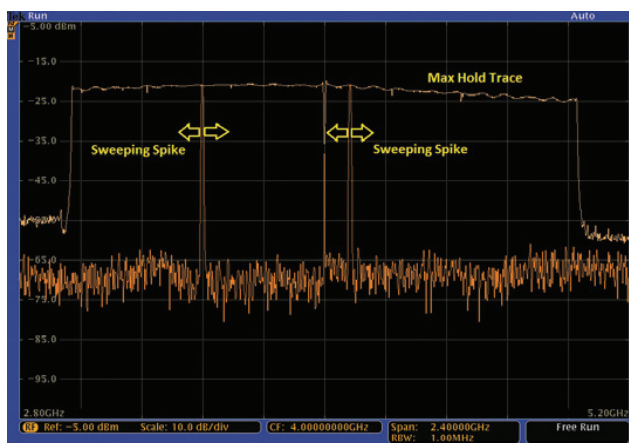


图 7. I 通道的转换增益频响测量及 Max Hold 轨迹。载频：4GHz @ +8dBm 输入功率，1GHz 的基带。注：在这一测量中，6dB 衰减器被增加到 I-Q 调制器的 RF 输出中。

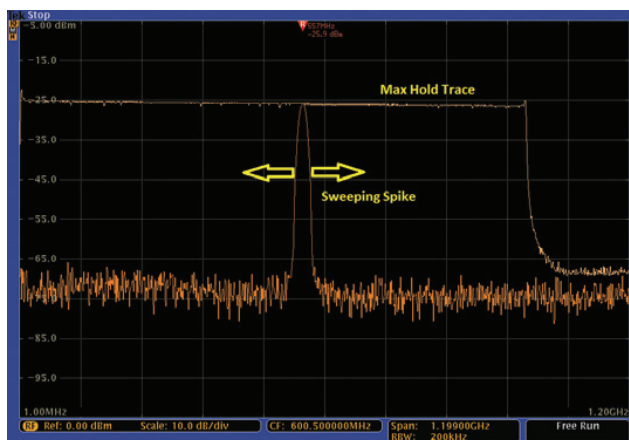


图 8. 检定 AWG 和电缆的幅度频响。

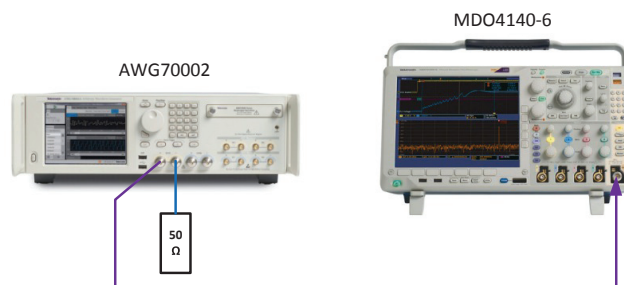


图 9. AWG70002A 的通道 1 和电缆的幅度频响测量，MDO 使用 1MHz - 1GHz 的线性调频波形。

图 7 显示了被测的 I-Q 调制器测得的双边带调制频谱，其中本振为 4GHz。我们生成了一个 1MHz - 1GHz 的线性调频波形，并加载到 AWG 中，提供 I 通道基带信号。

小贴士：RFXpress 软件的雷达脉冲调制部分提供了一条方便的途径，创建及直接把线性调频加载到 AWG 中。

为了从测量中消除电缆损耗及 AWG 的不平坦度，可以把 AWG 通道 1 带电缆的其中一条差分线路连接到 MDO 的 RF 输入上，同时端接通道 1 的另一条线路。然后可以在 AWG 上播放相同的线性调频波形，可以执行和上面一样的频谱测量方法，测量 AWG+ 电缆的频响。最后，在计算调制器的转换损耗时，应考虑这个损耗。图 8 显示了简单的设置，其中可以检定 AWG 和电缆的幅度频响。对精度更高的测量，推荐调制器的所有输入至少要有 3-dB 衰减器，以改善 VSWR，消除频响测量中不必要的小纹波。这个 3dB 损耗应使用 AWG 和本振信号发生器补偿。

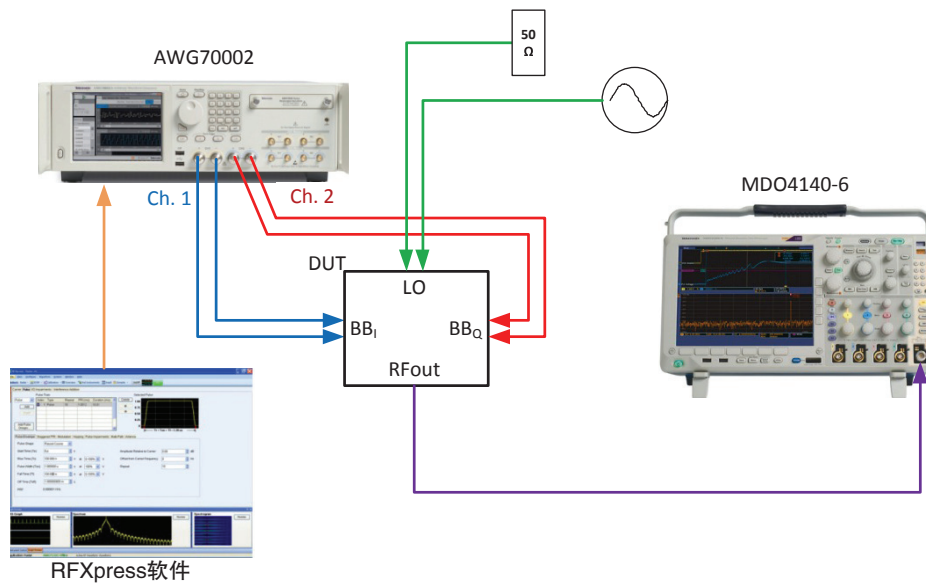


图 10. SSBS 测量设置。

4.1.1 – 步骤摘要

1. 创建一个覆盖整个基带带宽的线性调频 (线性调频) 波形。
2. 把线性调频波形加载到 AWG 的通道 1 中。
3. 把 AWG 的通道 1 连接到调制器的 I 输入上, 端接 Q 输入。
4. 连接相应频率和功率电平的本振信号。
5. 把调制器的 RF 输出端口连接到 MDO 的频谱分析仪输入端口上。
6. 把 MDO 的中心频率设置成本振频率。
7. 把 MDO 的频宽设置成 $2 BW_{BB}$ 。
8. 在 MDO 上打开 Max Hold 轨迹。
9. 调节 MDO 的 RBW, 实现合理的快速捕获时间, 但不要太大, 以免牺牲太多的分辨率。 $RBW = 2 BW_{BB}/10$ 是较好的首次估算值。
10. 等到 Max Hold 轨迹完成捕获两个调制边带的峰值。
11. 把 AWG 的通道 1 连接到调制器的 Q 输入上, 端接 I 输入。
12. 重复第 4–10 步, 捕获 Q 通道的转换损耗响应。

4.2 – 单边带抑制测量

如第 3.1 节所述, 为使用抑制载波创建单边带调制信号, 我们把相同频率的一个正弦波形和一个余弦波形分别应用到 I 输入和 Q 输入上。使用 AWG 可以方便地实现这一点, 其中使用 RFXpress 或第三方软件生成正弦波形和余弦波形。图 10 显示了 SSBS 测量的测量设置, 其中使用 RFXpress 生成和加载基带波形, 使用 MDO 测量 RF 输出频谱。

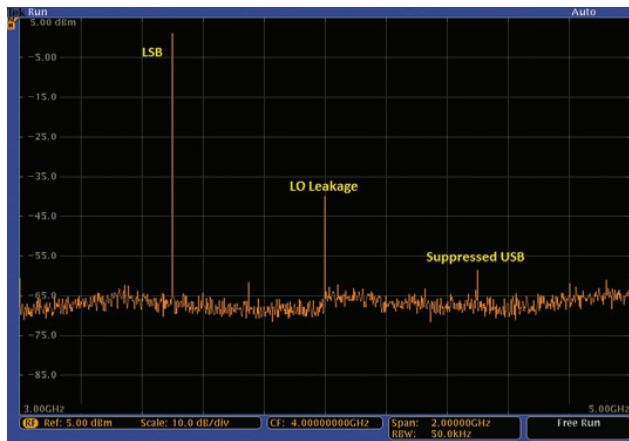


图 11. SSBS 测量的频谱，500MHz 的边带调制及 4GHz 本振频率 @+8 dBm。

为准确进行测量，对基带信号应使用相位匹配的电缆，另外引向器件引脚的所有 PCB 轨迹长度均应匹配。可以使用 AWG 校正测量系统 I 路径和 Q 路径之间的相位不匹配，AWG 以 0.5° 步长独立控制两条通道的相位。为测量系统的相位不匹配，可以使用 RFXpress 生成关心频率的正弦波及 180° 相移的副本，并分别加载到 AWG 的通道 1 和通道 2 中。然后可以使用电源分路器 / 组合器组合两条通道，使用 MDO 的频谱分析仪 (图 12) 进行测量。可以调节任意一条通道的相位，直到测得的综合波的功率达到最小。应对预计用于 SSBS 测量的所有频率进行这一操作。对相位校正，使这一步中的功率达到最小所需的要求相位偏置应增加到 AWG 进行 SSBS 测量的相关通道中。也可以使用 GPIB 或 TCPIP 仪器控制，编程及自动完成这一过程。

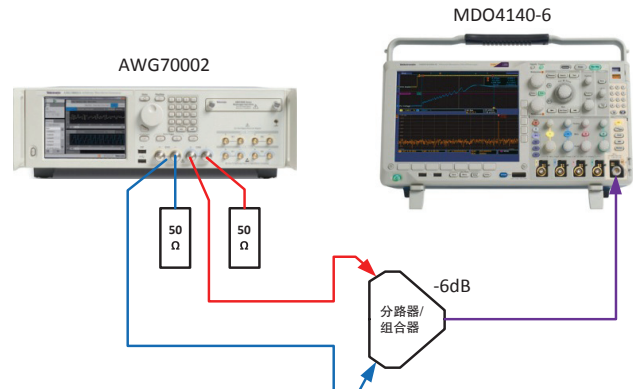


图 12. 测试系统的相位校准。

4.2.1 – 步骤摘要

1. 测量每个基带频率上 I 和 Q 路径电缆的相位不匹配 (图 12)，生成一个相位校正查找表。
2. 使用第 1 步中测得的相位不匹配进行校正，为 AWG 的通道 1 生成一个正弦基带波形，为 AWG 的通道 2 生成一个余弦基带波形。
3. 把 AWG 的通道 1 和通道 2 分别连接到调制器的 I 输入和 Q 输入上。
4. 连接相应频率和功率电平的本振信号。
5. 把调制器的 RF 输出端口连接到 MDO 的频谱分析仪输入端口上。
6. 把 MDO 的中心频率设置成本振频率。
7. 把 MDO 的频宽设置成覆盖两个边带的值。
8. 使用轨迹标记的增量功能，测量 LSB 和被抑制 USB 的功率比。

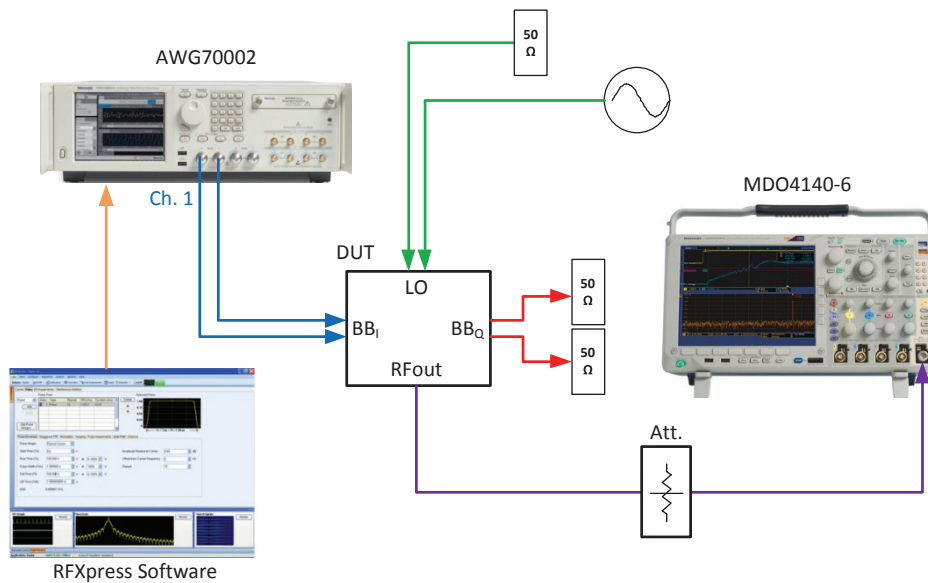


图 13. I-Q 调制器 OIP3 测量设置。

4.3 – OIP3 测量 (双音调测试)

计算三阶侦听点的双音调测试用来衡量被测器件的非线性度。参考资料 [4] 和 [5] 及许多其它免费资料详细讨论了这一测量技术的原理和细节，在这里，我们只演示可以怎样使用 AWG 和 MDO 实现这一测试，并讨论其功能和局限性。

三阶互调制 (IM3) 产物测量是出了名的测量困难、成本高的指标，因为它要求两个隔开的拥有超高线性度的信号源及一台拥有高动态范围的频谱分析仪。传统上，为这一测量生成两个音调会使用两个不同的 RF 信号源完成，其中包括组合输出，并在每个发生器中增加衰减，以改进隔离度。由于 AWG70000 系列超高采样率和杰出的动态范围，可以生成一个波形，其中包括 I-Q 调制器基带输入的双音调信号。AWG70000 系列提供了 50GS/s 采样率及 24 倍过采样率，利用其 DAC 的全部量程，其在 500MHz 以

下时的 OIP3 好于 +26dBm，在 800MHz 以下时好于 +23dBm。一般来说，为使测量误差达到最小，测量系统的 OIP3 至少应为 6dB，或好于 DUT 的 OIP3。例如，在 AWG70000 系列中，这在 500MHz 以下时把极限设置为 +20dBm 的 DUT OIP3。

图 13 显示了 OIP3 测量设置，其中可以使用 RFXpress 的多载波功能，在一条通道中生成两个音调。可以使用 MDO，测量 RF 频谱。图 14 显示了双音调测试下调制器的基带频谱及预计上边带 RF 频谱。

为了保证 MDO 的频谱分析仪不会增加自己的 IM3 产物，除 MDO 自己的内部衰减器外，应在 RF 输入上使用一个外部衰减器，但这会提高噪底，IM3 产物可能会丢失在噪声中。降低 RBW、同时把频宽降低到只覆盖其中一个 IM3 产物，可以帮助减少这种问题的发生。另外，在测量原始音调时，应使用自动置平 (Auto Level)，这样 MDO 将自动调节内部衰减器设置。

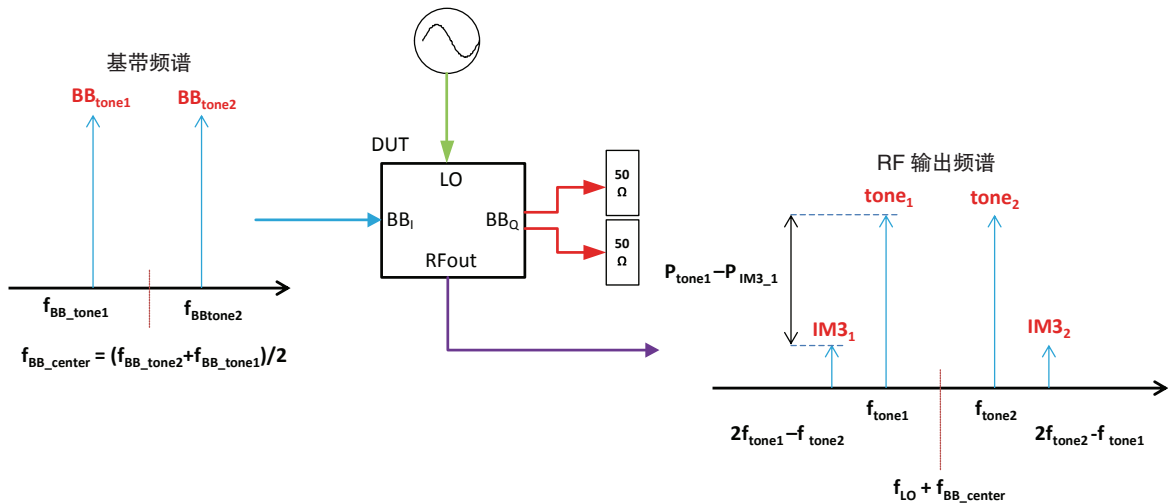


图 14. I-Q 调制器在双音调测试中的基带和上边带 RF 频谱。

图 15 显示了调制的双音调的 RF 频谱测量以及本应用指南实例中使用的调制器的 IM3 产物。基带中心频率为 500MHz，在这种情况下，使用公式 7 根据测量数据计算得出的 OIP3 是 +10.3dBm，约比 AWG 的 OIP3 低 16dB。

$$OIP3_{dBm} = P_{tone2} + (P_{tone1} - P_{IM3_1})/2 \quad \text{公式 7}$$

4.3.1 – 步骤摘要

1. 创建一个双音调波形，1MHz 隔离度，中心频率在所需的基带频率上。
2. 把双音调波形加载到 AWG 的通道 1 上。
3. 把 AWG 的通道 1 连接到调制器的 I 输入上，端接 Q 输入。
4. 连接相应频率和功率电平的本振信号。
5. 使用另一个外部衰减器，使主音调降低到低于 -20dBm，把调制器的 RF 输出端口连接到 MDO 的频谱分析仪输入端口上。
6. 把 MDO 的中心频率设置成本振频率 + 两个音调的

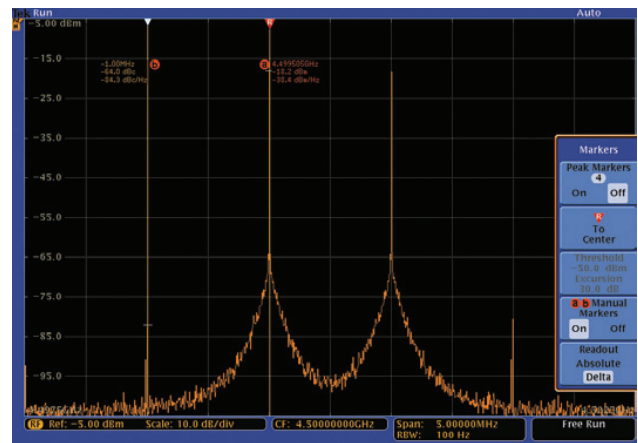


图 15. 被调制双音调及其 IM3 产物的频谱。双音调测试信号：500MHz 中心频率及 1MHz 隔离度，由本振频率为 4GHz@+8dBm 的 I-Q 调制器调制。

7. 使用增量标记，测量两个音调的功率电平及其中一个 IM3 产物相对于相邻音调的功率电平 (图 14 和图 15)。
8. 计算 OIP3: $OIP3_{dBm} = P_{tone2} + (P_{tone1} - P_{IM3_1})/2$ 。

5. 总结

检定及校正通信系统中 I-Q 调制器的不理想特点对获得可靠的宽带链路至关重要。可以使用泰克任意波形发生器 (AWG) 及 RFXpress 波形发生器软件工具和多域示波器 (MDO)，测量 I-Q 调制器的关键特点，如单边带抑制 (SSBS)、转换损耗频响及三阶互调制产物 (IM3)。通过利用 AWG 和 RFXpress 灵活地创建线性调频及利用 MDO 频谱分析仪的 Max Hold 功能，可以快速准确地执行高达 6GHz 的频响测量。AWG70000 系列一流的 DAC 及杰出的高采样率提供了非常线性的输出信号，可以直接生成用于 IM3 测量的基带双音调，适合拥有超高基带带宽的大多数商业应用。

这套强大的解决方案允许设计人员检定 I-Q 调制器，快速方便地重复必要步骤，优化设计，在苛刻的宽带系统中实现低 EVM 调制。

6 参考资料

- [1] Rappaport, Theodore S. *无线通信：原理和实践*。Vol. 2. New Jersey: Prentice Hall PTR, 1996。
- [2] Chen, Sao-Jie 和 Yong-Hsiang Hsieh. CMOS 无线收发机 IQ 校准技术。Springer, 2006。
- [3] Fischer, Walter. *数字视频和音频广播技术：实际工程指南*。Springer, 2008。
- [4] Golio, Mike, 等. *RF 和微波手册*。CRC press, 2010。
- [5] Pozar, David M. *微波工程设计*。Wiley. com, 2009。

泰克科技(中国)有限公司
上海市浦东新区川桥路1227号
邮编: 201206
电话: (86 21) 5031 2000
传真: (86 21) 5899 3156

泰克北京办事处
北京市海淀区花园路4号
通恒大厦1楼101室
邮编: 100088
电话: (86 10) 5795 0700
传真: (86 10) 6235 1236

泰克上海办事处
上海市徐汇区宜山路900号
科技大楼C楼7楼
邮编: 200233
电话: (86 21) 3397 0800
传真: (86 21) 6289 7267

泰克深圳办事处
深圳市福田区南园路68号
上步大厦21层G/H/I/J室
邮编: 518031
电话: (86 755) 8246 0909
传真: (86 755) 8246 1539

泰克成都办事处
成都市锦江区三色路38号
博瑞创意成都B座1604
邮编: 610063
电话: (86 28) 6530 4900
传真: (86 28) 8527 0053

泰克西安办事处
西安市二环南路西段88号
老三届世纪星大厦26层C座
邮编: 710065
电话: (86 29) 8723 1794
传真: (86 29) 8721 8549

泰克武汉办事处
武汉市解放大道686号
世贸广场1806室
邮编: 430022
电话: (86 27) 8781 2760/2831

泰克香港办事处
香港九龙尖沙咀弥敦道132号
美丽华大厦808-809室
电话: (852) 2585 6688
传真: (852) 2598 6260

更详尽信息

泰克维护着完善的、且不断扩大的资料库,其中包括各种应用指南、技术简介和其它资源,帮助工程师开发尖端技术。详情请访问 cn.tektronix.com



版权 ©2013 泰克公司。泰克公司保留所有权利。泰克公司的产品受美国和国外专利权保护,包括已发布和尚未发布的产品。以往出版的相关资料信息由本出版物的信息代替。泰克公司保留更改产品规格和定价的权利。TEKTRONIX 和 TEK 是泰克有限公司的注册商标。所有其他相关商标名称是各自公司的服务商标或注册商标。