

校正IQ调制器缺陷，提高射频信号保真度

作者：Eamon Nash

简介

同相和正交调制器（简称IQ调制器）是现代无线发射器中的关键器件之一，它提供了一种便利的方式将数据位或符号调制到射频载波上。IQ上变频已成为在蜂窝、WiMAX、无线点对点等终端应用中部署发射器信号链的首选架构。然而，IQ调制器却可能以特有的方式降低信号保真度。此类效应可能在调制过程中降低发射信号的质量，导致接收器端的误差矢量幅度(EVM)增大，进而提高比特误差率(BER)。幸运的是，有些算法可以纠正上述缺陷。

本应用笔记描述的是一种典型的零中频或直接变频发射器，同时简要介绍数字调制。此外还探讨了调制器引起的缺陷，并重点考察了温度和频率变化的影响。同时，本文

讨论了可以减少此类调制器缺陷影响的工厂和现场算法，尤其是“一劳永逸”的工厂预制算法的效果。

典型的无线发射器

图1所示为直接变频无线发射器框图，该发射器采用一个IQ调制器来将位流调制到载波。以原始数据速率一半的速率将单个位流分离成两个并行位流。为了限制最终载波的频谱带宽，这两个位流需在数字域进行低通滤波。为此，必须通过数字信号处理器或现场可编程门阵列(FPGA)对原始位流进行数字过采样。因此，存在的不是两个位流，而是两个数字字流。这些数字字的选定分辨率取决于多种因素，比如链路要求的信噪比、选定的调制方案（在此为QPSK）等。一般情况下选择12位和16位之间的字宽。

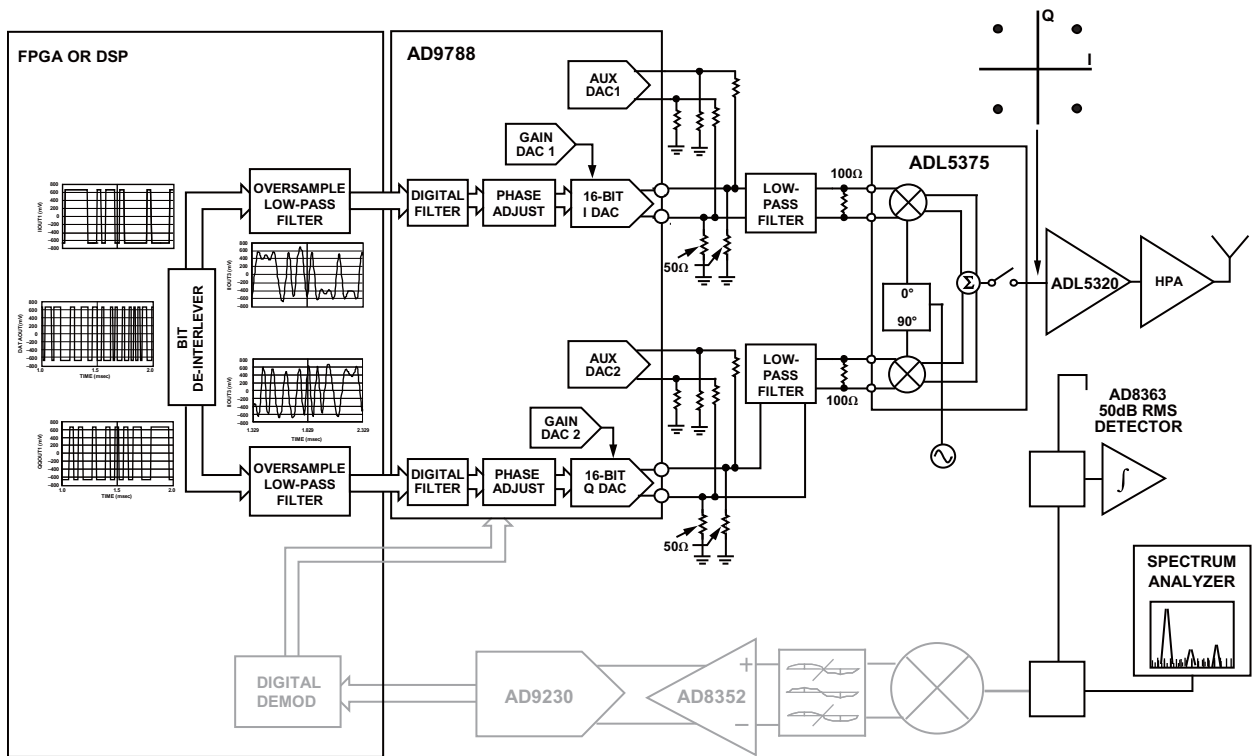


图1. 带可选自环接收器的零中频直接变频发射器

目录

简介	1	校正正交和I/Q增益误差	6
典型的无线发射器	1	频率变化	7
调制器缺陷	3	校准后温度漂移	7
校正调制器缺陷	4	校准与时间	7
工厂校准	4	复合调制	8
校准程序	6	结论	8

低通滤波之后，将两个字流应用于一对数模转换器(DAC)。DAC输出驱动两个低通滤波器，后者的主要作用是消除奈奎斯特镜像。然后，这些滤波器的输出驱动IQ调制器的基带输入。调制器的本振(LO)输入则通过ADI ADF4106等锁相环(PLL)产生的纯度相对较高的CW信号来驱动。接下来，我们将详细讨论IQ调制器的工作原理。

LO信号分离成两个信号，其幅度相等，但存在刚好 90° 的相差。这两个正交信号驱动两个混频器的输入，在本应用笔记中，这种混频器被视为模拟乘法器。这两个乘法器的输出相加(在IQ调制器的 Σ 模块中)，得到IQ调制器的输出。

显然，基带数据流已经过滤波，尽管如此，我们不妨暂时将其视为原始位流。不妨将其想像为在+1和-1之间来回切换的两个位流，而不是由1和0构成的位流。可见，构成I乘法器输出的是一个矢量，该矢量随着位流的交替在 0° 和 180° 之间进行同相变化。与之相似，Q乘法器的输出同样是一个矢量，随着位流调制原始 90° 矢量而在 $+90^\circ$ 和 -90° 之间变化。因此，如果在某个特定瞬间，I和Q两个位流都等于+1，IQ调制器输出的结果为 90° 矢量和 0° 矢量之和，即 $+45^\circ$ 矢量。类似地，当I和Q位组合为 $-1/+1$ 、 $-1/-1$ 和 $+1/-1$ 时，产生的矢量(通常称为符号)幅度相等，角度分别为 $+135^\circ$ 、 -135° 和 -45° 。如果对这些矢量作图，请观察调制载波的星座图(见图2A)

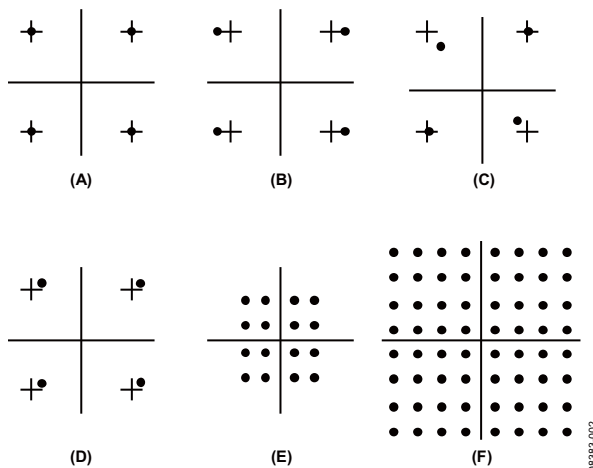


图2. 各种调制器缺陷导致的误差矢量幅度星座图

调制器缺陷

与前面假设的情况相反，在实际IQ调制器中，情况并非如此完美。IQ调制器中的各种效应共同产生幅度不相等、间隔角度也非正好 45° 的QPSK(或QAM)矢量。不妨想像，如果由于某种原因，I通道的增益大于Q通道的增益，结果会怎么样；导致这种情况的原因可能是DAC增益失配、低通滤波器插入损耗、失配或者IQ调制器内部增益不平衡等。无论这种增益不平衡因何种原因导致，其效应都是一样的。由于I乘法器输出处的 $0^\circ/180^\circ$ 矢量大于Q乘法器的 $+90^\circ/-90^\circ$ 矢量，星座图的形状因而变成了矩形(见图2B)。结果会降低接收器的信号完整性，因为接收器需要完全正方形的星座图。在图2B所示QPSK示例中，除非收到的信号极小，否则轻微增益不平衡不会在接收器中导致错误的位判断。然而，在16 QAM或64 QAM等更高阶的调制方案下(见图2E和图2F)，星座点的密度加大后，再加上IQ增益不平衡，很容易在接收器中产生错误的符号判断。

在多数IQ调制器中，LO的 90° 裂相是通过多相滤波器或二分频触发器电路(该电路要求两倍于目标输出频率的外置LO)实现的。在两种电路中， 90° 裂相或正交始终存在缺陷。例如，如果存在 1° 正交误差，产生的星座图就会微呈梯形(见图2C)。就像IQ增益不平衡一样，这种情况也可能在接收器中导致错误的位判断。

接下来，我们考虑当I通道或Q通道存在非理想的直流失调误差时，会发生什么样的情况。结果会使 $+1/-1$ 乘法发生偏斜。例如，等于基带信号幅度1%的失调会使 $+1/-1$ 乘法器变成 $+1.01/-0.99$ 。结果会使星座图的中心在I轴或Q轴上偏离原点，很可能在两个轴上都发生偏离(见图2D)。在频域中，结果表现为，未调制载波的一小部分会出现在调制器的输出中。在频域中，这种LO泄漏(也称为LO馈通)出现在调制频谱的中心。

由于硅芯片中的寄生电容和连接线间耦合，施加于IQ调制器LO端口的信号也可能直接耦合到RF输出中。这种泄漏与前面讨论的失调乘法效应无关。然而，其外在表现，即输出频谱中存在未调制载波，是完全相同的。因此，IQ调制器输出中存在的净LO泄漏为这两个分量的矢量和。不过，幸运的是，正如“校正调制器缺陷”部分所述，可通过一种补偿技术减小输出端的复合LO泄漏。

表1. IQ调制器选型表（未补偿增益和相位不平衡）

产品型号	频率 (MHz)	带宽 IQ 3dB (MHz)	载波抑制 (dBm)	边带抑制 (dBc)	增益不平衡 (dB)	相位不平衡 (°)	噪底 (dBm/Hz)	P1dB (dBm)	输出IP3 (dBm)	电源电压 (V)	电源电流 (mA)	规格频率 (MHz)
AD8345	140 至 1000	80	-42	-42	0.200	0.50	-155.0	2.5	N/A	2.70 至 5.50	65	800
AD8346	800 至 2500	70	-42	-36	0.200	1.00	-147.0	-3.0	N/A	2.70 至 5.50	45	1900
AD8349	700 至 2700	160	-45	-35	0.100	1.90	-155.0	7.6	21.0	4.75 至 5.50	135	900
ADL5370	300 至 1000	500	-50	-41	0.030	0.76	-160.0	11.0	24.0	4.75 至 5.25	205	450
ADL5371	500 至 1500	500	-50	-55	0.100	-0.03	-158.6	14.4	27.0	4.75 至 5.25	175	900
ADL5372	1500 至 2500	500	-45	-45	0.090	0.21	-158.0	14.2	27.0	4.75 至 5.25	165	1900
ADL5373	2300 至 3000	500	-32	-57	0.010	0.10	-157.0	13.8	26.0	4.75 至 5.25	174	2500
ADL5374	3000 至 4000	500	-33	-50	0.015	0.25	-160.0	12.0	22.8	4.75 至 5.25	173	3500
ADL5375	400 至 6000	750	-46	-52	-0.050	-0.29	-160.0	9.4	27.0	4.75 至 5.25	200	900
ADL5385	50 至 2200	700	-46	-50	-0.030	-0.39	-159.0	11.0	26.0	4.75 至 5.50	215	350
ADL5386	50 至 2200	700	-38	-46	0.050	-0.50	-160.0	11.1	25.0	4.75 至 5.50	230	350
ADL5590	869 至 960	250	-44	-50	0.050	0.20	-157.0	16.0	29.0	4.75 至 5.50	170	940
ADL5591	1805 至 1990	250	-39	-48	0.050	0.30	-157.0	16.0	30.0	4.75 至 5.50	170	1960

08382-009

校正调制器缺陷

注意，在图1中，除了直接变频信号链以外，无线电中也整合了可选自环或发射观测接收器。该接收器的主要功能是分析发射器中主要因高功率放大器(HPA)失真导致的邻道功率比(ACPR)。通过不间断观测发射器的ACPR，可以利用基带信号中的数字预失真来一定程度上校正HPA非线性度，同时还可允许HPA工作时更接近其压缩点。

某些情况下也可利用自环接收器来校正调制器缺陷。

本应用笔记并不详细讨论存在自环接收器的情况下使用的IQ调制器校正技术。然而，一般而言，校正过程涉及利用自环接收器来解调I和Q位流。然后对解调后的星座图进行考察，以发现是否存在IQ增益不平衡、不完全正交和/或LO泄漏。一旦发现这些缺陷，可以预处理I、Q数据流，以消除IQ调制器缺陷。例如，如果自环接收器的解调星座图呈矩形，其中I的宽度大于Q的高度（见图2B），则可使用DAC中的增益调整寄存器来减小I数据流的大小，或增加Q数据流的大小。同样，也可以使用DAC中的相位调整寄存器来略微偏斜I通道和Q通道，从而补偿IQ解调器中分相器的不完全正交。

工厂校准

如果无线发射器不采用数字预失真，则没有必要纯粹为了IQ调制器而增加自环接收器这笔开支。在这种情况下，剩下的两种选择为：

- 不对IQ调制器的缺陷进行任何校正。
- 进行一次性工厂校准并将校正系数存储于非易失性存储器中。

近年来，IQ调制器的性能已大幅提升，目前已有可能设计一种无需进行缺陷校正的发射器（取决于具体的调制方案）。例如，ADI公司的ADL5375在900 MHz下的增益和正交不平衡分别为0.05 dB和0.29°，在整个温度范围内几乎不会降级。因此，在许多应用中，完全可以取消任何校正算法。表1所示为ADI公司的各种IQ调制器系列产品。

上面提到的第二种方案是采用工厂校准。为此，可在工厂校准过程中，利用常见的单边带频谱作为一种简单而有效的诊断工具。为了获得单边带频谱，通过低频（通常为1 MHz）正弦和余弦信号来驱动I和Q输入，也就是说，基带信号为正交信号。图3所示频谱是这些基带信号与LO混频的结果。单边带频谱的主要组分为：

- 下边带：如果IQ调制器不存在缺陷，这就是观测到的唯一频谱组分，即基带正弦信号和余弦信号与两个内正交LO信号相乘和相加的结果。
- 无用上边带：这种无用组分来自I和Q信号通道之间的增益和相位不平衡以及LO正交不平衡。
- 无用LO泄漏：如前面讨论，LO泄漏源于I失调和Q失调和/或LO直接寄生泄漏到IQ调制器输出。

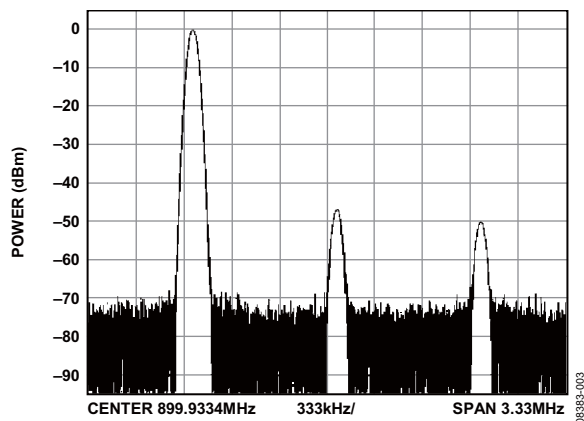


图3. 单边带频谱

图4所示坐标图显示了边带抑制与I/Q增益不平衡和正交不平衡的关系。从坐标图可以看出，1°正交相位误差加上0.5 dBI/Q增益不平衡，导致-30 dB边带抑制。在本例中需要注意，若非同时改善增益不平衡，仅改善正交相位不平衡对边带抑制毫无影响。

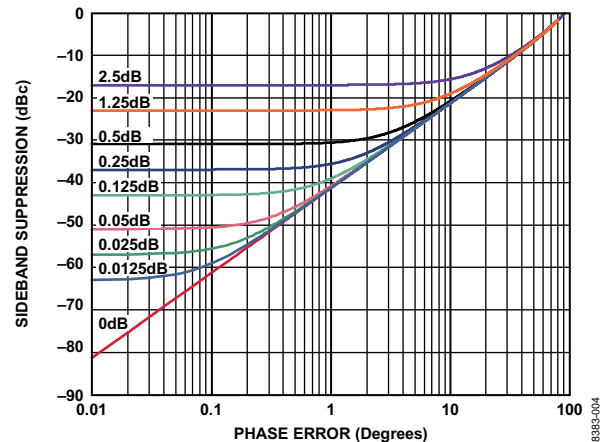


图4. 坐标图（调制器误差与边带抑制的关系）

利用定向耦合器和功率分路器（如图1所示），可以简便地向发射器添加一个辅助输出，以供工厂校准时使用。然后将一个频谱分析仪连接到该端口。另一种方案是在天线连接器处连接频谱分析仪（信号充分衰减后）。

校准程序

要想校正调制器的全部缺陷，需要采取多个步骤。我们先来讨论LO泄漏校正程序，该程序可使星座图偏离原点。将单边带频谱应用于发射器，并通过频谱分析仪进行监控。然后，将小的差分失调电压施加于I输入和Q输入。在I输入和Q输入上施加差分失调电压的做法并不等同于更改这两个引脚上的直流偏置电平(也称为共模电平)，后者没有作用。前面一种做法是先对I引脚进行失调扫描，然后对Q引脚进行失调扫描(或者相反)。现在简要回顾一下图1。请注意，AD9788(一种16位、800 MSPS双DAC)包括两个辅助DAC，可用来将差分直流失调电压耦合到I、Q两条线路上。耦合通过电阻分压器在外部完成。

图5显示了利用I、Q失调电压扫描来改变LO泄漏的方法。首先扫描0 V周围的I失调电压，同时使Q失调电压保持于0 V。由于现代IQ调制器的未调整LO泄漏范围为-40 dBm，电压增益范围为-5 dB至+5 dB，因此 ± 5 mV的失调电压扫描范围足以检测到调零位置(在本例中， ± 2 mV足以检测到100 μ V和200 μ V之间的调零电压)。请注意，第一遍校准(黑色轨迹)仅使LO泄漏降低到稍低于-40 dBm的水平。显然，Q失调需要校正。第二遍校准(蓝色轨迹)需扫描0 V周围的Q失调电压，同时使I失调保持在产生第一个I调零的值。注意，400 μ V的Q失调可使LO泄漏再降10 dB，至-50 dBm左右。但仍需要第三遍校准。第一遍校准产生的波谷较浅，因为Q通道尚未调整。这增加了检测理想I调零电压的难度。第三遍校准(红色轨迹)需再次扫描I失调电压，同时使Q失调电压保持于400 μ V，结果检测到最佳I调零电压为150 μ V。

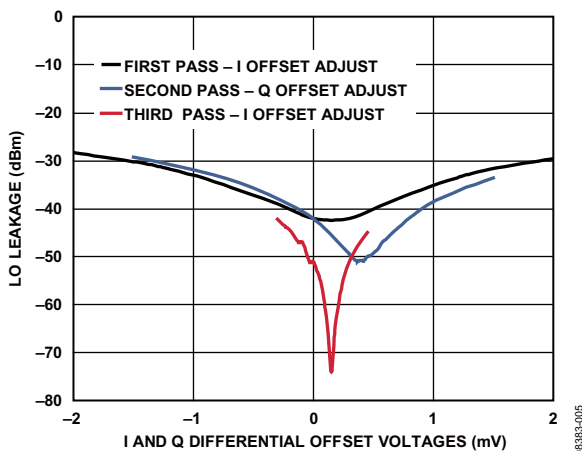


图5. 多遍LO泄漏补偿扫描

校正正交和I/Q增益误差

可通过类似程序校正正交和I/Q增益不平衡。IQ调制器系列数据手册通常分别以度数和分贝数标出正交相位不匹配和I/Q增益不平衡，同时给出边带抑制(单位同样为分贝)。使用数据手册提供的数据时，建议从两种规格值中选择较弱者(即对边带抑制贡献最大者)执行第一遍优化。例如，设器件数据手册标出边带抑制为-40 dBc，其相位不平衡为1度，增益不平衡幅度为0.1 dB。这种情况下，建议首先尝试调整相位，因为在相位误差为1度时，调整增益几乎不起作用(见图4)。

图6显示了增益扫描后进行相位扫描的结果。在第一遍校准中，在约 ± 2 dB的范围内调整I和Q之间的增益 Δ 。图1中的TxDAC[®]提供了内部增益调整辅助DAC，为这种调整提供了便利。扫描产生了-57 dBc左右的调零，以使增益差达到-0.1 dB左右(增益刻度位于顶轴上)。接下来，调整I与Q之间的斜率，这会使调零进一步降至-60 dBc，以便进行-0.05°的相位调整。

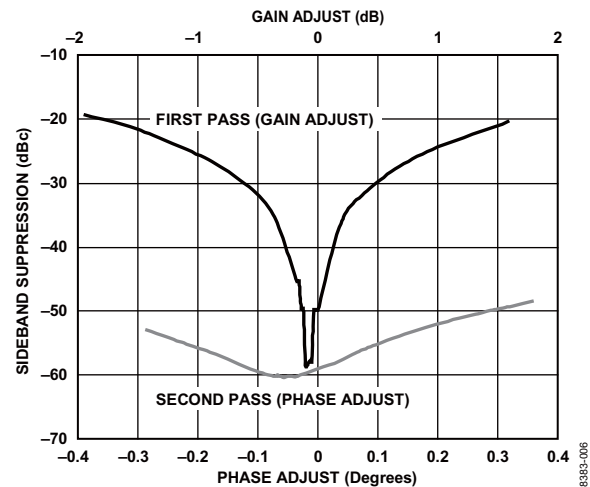


图6. 多遍边带抑制补偿扫描

这种情况下，第三遍校准并无必要，也不会有进一步的改善作用。其原因在于，未调整的相位误差极其接近优化值($\sim 0.05^\circ$)。可见，第一遍增益调整产生的深波谷在相位扫描过程中仅有略微改善。这与LO泄漏调零校准相反，后者第三遍校准具有进一步改善作用。

校准LO泄漏和正交误差后，剩下的工作是将校准系数存储在非易失性RAM中，以便在现场开启设备时可以使用这些校准系数。简单说来，四个校准系数为

- I通道失调电压
- Q通道失调电压
- I通道与Q通道增益不平衡
- 正交相位不平衡

频率变化

在一个频段内的多个频率下进行校准会增加工厂校准时间，需要更多的非易失性存储器存储较大的查询表，还会使现场操作变得非常繁琐，因为随着频率的变化，必须更换校准系数。

接下来，我们考虑频率变化对校准质量有何影响。图7中，在1900 MHz下，边带抑制和LO泄漏已分别调零至-60 dBc和-74 dBm。图7同时显示了未补偿边带抑制和LO泄漏随频率变化的情况(坐标图顶部较平的绿色和红色轨迹)。然后，在 ± 30 MHz(蜂窝电话频段的典型宽度)的范围内调整频率，而不进行再校准。LO泄漏将快速失去调零，在某些频率下，仅比未补偿值好8 dB左右。对于边带抑制，补偿和未补偿值之间的差值低至1 dB左右。图7表明，工厂校准应在一个频段的多个频率下进行，以在整个频段内维持调零后的性能。

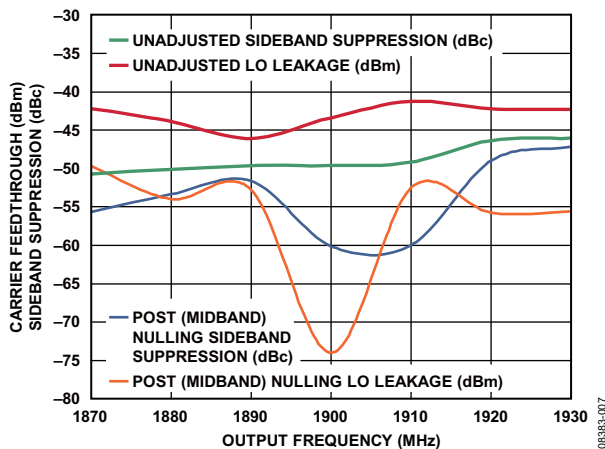


图7. LO泄漏和边带抑制随频率的变化 (中心频率已调零)

校准后温度漂移

相比在多个频率下校准，在多种温度下进行工厂校准难度更大、成本更高。因此，一般只能在环境温度下对LO泄漏和边带抑制进行工厂调整。那么，随着温度的变化，校准后性能会如何变化呢？

在图8中，LO泄漏和边带抑制再一次执行了中心频率调零。调零后，器件在整个温度范围内循环实验。其作用仍是使边带抑制和LO泄漏偏离其调零水平。然而，请注意，在整个频率范围内，随温度变化的性能表现非常平稳，而且调零操作发生在哪个频率下不是很明确。相对于未调整的LO泄漏，在整个温度范围内的净性能改善幅度约为15 dB。

校准与时间

在前面讨论过的一劳永逸的工厂校准方案中，由于设备无法在现场进行再校准，因而存在长期漂移问题。实验表明，要在长时间范围内测量边带抑制和LO泄漏的调零性能下降情况，即使有可行性，难度也极大。环境条件发生轻微变化，都会使器件快速偏离调零。这使我们无法确定环境和测试设备是否会改变试验结果，或者器件特性是否真正发生随时间漂移的现象。

然而，图8表明，随时间漂移问题并不十分重要。其原因在于，温度漂移的影响更为重要。因此，在合理温度变化的系统中，相比温度漂移问题，时间漂移问题可完全忽略不计。

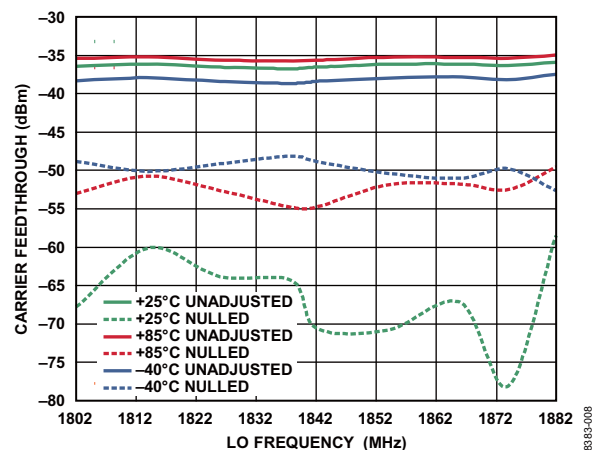


图8. LO泄漏随频率和温度的变化 (中心频率已调零)

复合调制

虽然本文篇幅有限，但仍然需要指出，调制器缺陷引起的所有问题都可采用略有不同的发射架构来避免。许多现代DAC采用了复合调制器，即将基带I和Q数据上变频至低中频(IF)的数字引擎。仍以笛卡尔I和Q形式存在的这些信号用于驱动IQ调制器。由于现代IQ调制器（如ADL5375）的基带输入带宽高达750 MHz，可轻松支持100 MHz至250 MHz范围内的低中频。当IQ调制器由此类信号驱动时，输出频谱基本为单边带频谱，与图3所示类似。

下边带成为调制载波，偏离LO的频率偏移与该中频相等。现在，IQ调制器的缺陷表现为带外效应，可通过滤波器滤除，从而产生带内EVM，不受IQ调制器缺陷的影响。

但这种方法也有一定的缺点。必须仔细地滤除LO泄漏和无用上边带。与之相比，在奈奎斯特零中频频谱中，除了LO的谐波之外，完全不存在杂散成分。另外，随着低中频频率的增加，DAC和IQ调制器的失真也会略微增加。

结论

虽然现代IQ调制器具有优异的出厂正交精度、IQ增益不平衡和LO泄漏性能，但仍可以通过校准进一步提高其性能。如果发射器在数字预失真方案中集成了自环接收器，则接收器也可用于持续监控和校正IQ调制器的缺陷。制约后校准性能的因素仅有可用补偿步长以及接收器精确测量星座图恶化的能力。

在未采用自环接收器的发射器中，工厂校准是一种合理的替代方案。在工作频段中间进行单次校准极有可能在频段边缘造成恶化。因此，在一个频段内的多个频率下进行校准更加有效。在考虑温度漂移因素的情况下，在环境温度下进行工厂校准通常可使LO泄漏和边带抑制改善10 dB至15 dB。