

## 利用AD9788 TxDAC和ADL5372正交调制器实现 单边带发射机中的增益、LO和相位补偿

作者: Steve Reine

### 简介

在传统无线电发射(Tx)架构中,基带信号(语音或数据)被调制为中频(IF),然后再次调制为发射射频(RF)。传统上,廉价的上变频调制器仅提供大约十倍的频率转换,因此通常需要在两次或更多跳频中执行完整上变频,如图1所示。应注意,两次跳频会产生对发射机无价值的第二频谱镜像。事实上,为满足频谱模板规范(以免干扰其他发射机和接收机),通常必须对该镜像执行滤波,这在RF频率下有时较为困难或费用较贵。另外应注意,在图1中,由于使用AD9788,冗余镜像和LO馈通可抑制在本底噪声。

另一方面,单边带发射机使用复杂数学技术来抑制不需要的负频率镜像。此外,通过使用这些数学技术代替滤波,可在相同带宽内发射两个数据信道,从而将频谱效率加倍。具体方法是将一个数据信道放置在余弦载波上(I数据),另一数据信道放置在正弦载波上(Q数据),两个载波设

为相同频率。现代接收机有能力分离这些正交载波上的信号,而且可将I数据与Q数据分开。

本应用笔记描述如何使用AD9788 TxDAC<sup>®</sup>作为单边带发射机内的关键器件,其中DAC输出端可提供高动态范围中频信号。AD9788内的复数数控振荡器(NCO)使该架构成为可能,并提供可编程增益和失调匹配,而AD9788内的相位补偿让用户可以校准消除复数调制的干扰噪声。这样可以优化性能,减少额外滤波和/或更严苛频率规划的需要,减轻上述噪声效应。

AD9788具有极佳的动态范围,可产生最高达400 MHz的复数中频频率。单独使用NCO通常在器件的工作温度范围内提供-40 dBc的镜像和LO抑制。本应用笔记所述的校准技术可将这些器件降低至-60 dBc或更低。不过请注意,性能对温度更加敏感,而且必须使用算法来检测和补偿此类温度偏移。

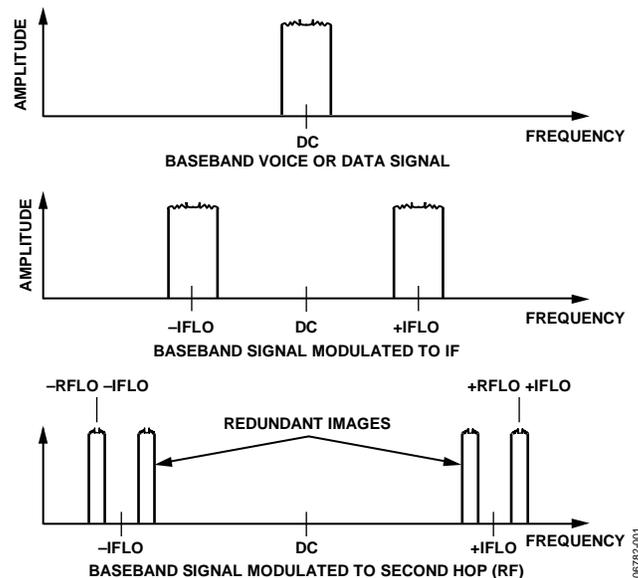


图1. 传统双跳频无线电发射机

## 目录

简介 .....	1	使用AD9788校正正交调制器的非理想IF至	
单边带调制 .....	3	RF转换性能 .....	7
数字单边带调制器的实现 .....	3	增益匹配和相位补偿 .....	7
AD9788内的复数 NCO .....	4	优化增益匹配 .....	8
AD9788正交调制器 .....	5	优化相位补偿 .....	8
数字正交调制器 .....	5	LO馈通补偿 .....	8
模拟正交调制器 .....	6	增益、相位和LO补偿结果 .....	8
常见电路实施方案 .....	6	性能限制 .....	9

## 单边带调制

图1所示的调制通常称为实数调制。实信号在数学意义上指正负频率成分相等的信号。调制信号IFLO和RFLO均为实信号(均包含正负频率成分)意味着这些LO处理任何信号时, LO的正负频率成分均会构建镜像信号。

实数调制的替代方案是称为单边带传输的技术。单边带传输中, 冗余镜像的相位偏移 $180^\circ$ , 然后加回原始信号。这样, 不进行滤波就可以抑制冗余镜像。单边带传输已使用数十年, 但始终需要额外昂贵器件。此外, 由于所用器件必须是模拟器件, 易于随温度发生漂移, 镜像抑制量有限。而由于纯模拟系统内的镜像抑制有限, 通常需要执行一些滤波以实现所需性能。

为了实现单边带发射机, 调制LO必须仅由正或负正弦曲线组成, 这与包含正负两种频率成分的实数调制器相反。工程设计教科书通常将此单边正弦曲线称为复数正弦曲线, 数学上通常表示为 $e^{j\omega t}$ 。

在数学教科书中, 常常提及欧拉公式:

$$e^{j\omega t} = \cos\omega t + j \times \sin\omega t$$

其中 $j$ 等于 $\sqrt{-1}$ 。

复数正弦曲线、实数余弦曲线及实数正弦曲线如图2所示。

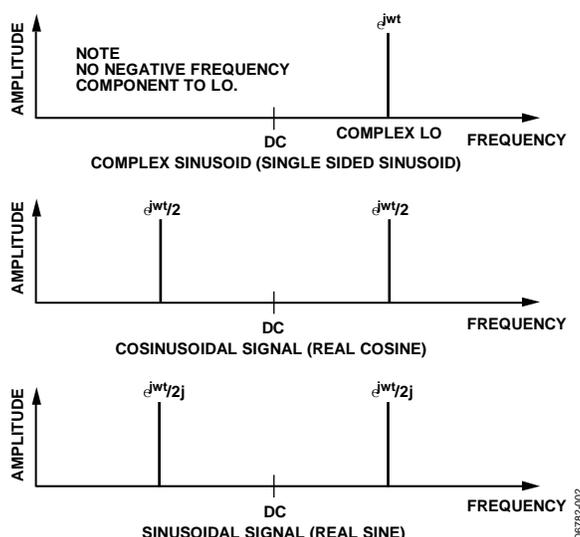


图2. 复数和实数正弦曲线

## 数字单边带调制器的实现

为了在电路实现单边带调制方案, 首先论述基带信号, 本示例中称为 $bb(t)$ 。该信号在频谱上与图1所示相同。如果 $bb(t)$ 驱动由复数LO馈送的复数调制器, 如图2所示, 所得输出为:

$$bb(t) \times (\cos(\omega t) + j \times \sin(\omega t))$$

这表明单边带调制器具有两个输出。一个输出代表调制的实部( $\cos\omega t$ ), 另一通道( $\sin\omega t$ )代表调制的虚部。图3从原理和频谱上显示了这一情形。作为调制基带信号的实部和虚部, 两个信号代表单边带调制。

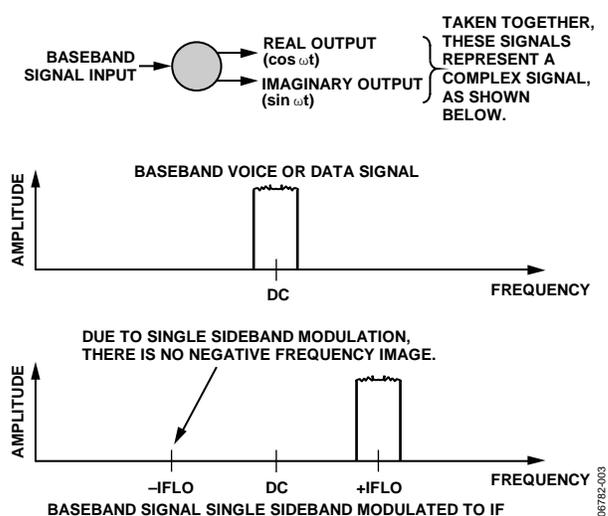


图3. 基带信号的单边带调制

复数信号实际上表示为两个信号: 一个定义为实部, 另一个定义为虚部。由于有些抽象, 通常较难理解。虽然运算不太自然, 但数学上是成立的, 从第二调制跳频可看出, 最终结果实际上实现了冗余镜像的抑制。另外必须注意, 如果此时使用频谱分析仪(未显示相位关系)观察实数或虚数调制器输出, 该输出与图1所示实数调制器输出之间没有明显差异。

## AD9788内的复数NCO

本应用笔记中描述的实现单边带调制器的解决方案很简单。首要要求是产生LO，它由两个成分组成：一个成分是余弦LO，代表实数LO，另一个成分是正弦LO，代表虚数LO。

AD9788自身具有内部数字复数NCO。NCO内的相位累加器长度为232，可提供极高的频率分辨率。由于采用数字方法，不涉及任何模拟影响因素，在所有过程、电压和温度偏移中均可保证90°正交分离。数字引擎中的数学运算全然不受这些参数的影响。图4显示用于AD9788中的复数NCO的框图。

## 对AD9788 内的复数 NCO 进行编程

AD9788中的NCO通过频率转换字和相位控制寄存器(寄存器0xA和寄存器0xB)来控制。欲了解更多信息，请参阅AD9788数据手册。

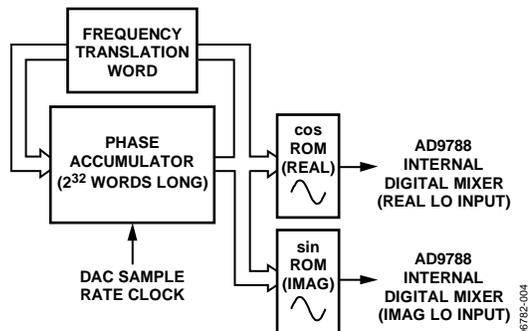


图4. AD9788内部数字复数NCO

06782-004

## AD9788正交调制器

为了理解正交调制器，请再次参考欧拉公式。如单边带调制段落中所述，该公式描述的是复数载波。首先定义基带信号，它由两个成分组成：实部和虚部。则基带信号可定义为：

$$\text{Re}(bb(t)) + j \times \text{Im}(bb(t))$$

如果将该基带信号调制到复数载波上( $e^{j\omega t} = \cos\omega t + j \times \sin\omega t$ )，调制结果是实数和虚数两个新信号。

实数输出 =

$$\text{Re}(bb(t)) \times \cos\omega t - \text{Im}(bb(t)) \times \sin\omega t = \text{Re}(t)$$

虚数输出 =

$$\text{Re}(bb(t)) \times \sin\omega t + \text{Im}(bb(t)) \times \cos\omega t = \text{Im}(t)$$

将这两个信号合并为复数通道，得出

$$\text{复数IF} = \text{Re}(t) + j \times \text{Im}(t)$$

该复数中频信号在频谱上采用图3所示的形式。

### 数字正交调制器

图5中给出了AD9788中数字正交调制器的框图。实数和虚数(通常称为同相与正交，或I与Q)输出共同形成复数通道，类似于数学伪像。如果使用频谱分析仪观察任一通位信息。

通过切换图5中各求和点低输入端的符号，还可能选择通过哪个镜像及抑制哪个镜像。如果切换这些符号，则位于 $\pm(\text{RF} - \text{IF})$ 的镜像通过，位于 $\pm(\text{RF} + \text{IF})$ 的镜像被抑制。

如上所述，单边带发射机的优点之一是两个信息通道在同一带宽内发射。通过以上公式可以发现此点。不过，该架构的镜像抑制能力在这一级还无法实现。

要完全实现单边带无线电，必须添加第二复数调制级。该第二级最常使用模拟正交调制器完成，因为目前低成本DAC无法产生所需GHz范围内的RF信号。与数字调制器不同，模拟正交调制器具有随温度漂移的增益匹配、输入失调匹配和相位匹配特性。AD9788可编程，允许用户补偿模拟正交调制器的模拟漂移特性。

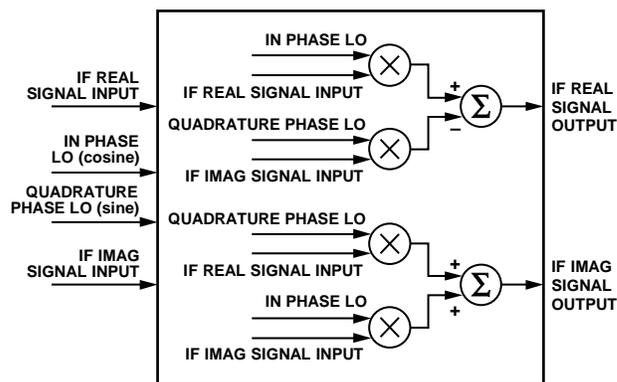


图5. AD9788内部数字正交调制器

图6显示了两步复数调制过程的简单框图，该过程产生单边带无线电。实际频谱如图7所示。

镜像抑制在第二复数调制级的实数或虚数输出端实现，因此无需同时使用实数和虚数输出。本应用笔记假定仅使用模拟正交调制器的实数输出。

模拟正交调制器通常仅由完整复数调制器的实数边组成。当然，此信号链及周围必须使用许多其他器件，以实现所需性能。这些器件通常包括无源Ls、Rs和Cs以及所有类型的滤波器。

第二正交调制器后通常执行更多滤波，可使用VGA进行功率控制，最后以功率放大器驱动天线。

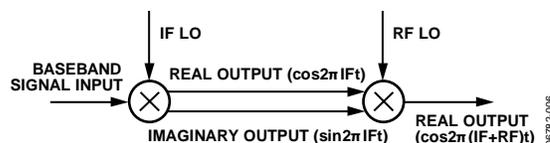


图6. 实现单边带发射机的两步复数调制过程

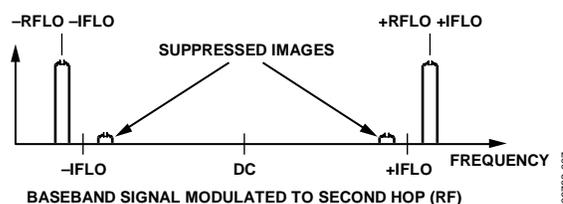


图7. 单边带发射机的输出频谱

## 模拟正交调制器

鉴于DAC中频输出实部与虚部间的相位关系，在下一级使用另一正交调制器会造成干扰频率镜像的频率成分彼此抵消，如图7所示。结构上，模拟正交调制器类似于数字正交调制器。主要差异是正交调制器仅有实数输出，且正交调制器的许多品质因数随温度发生漂移。为便于使用，采用单LO输入设计，并通过模拟多相滤波器网络实现相位分离。图8显示了模拟正交调制器以及用于实现正交的简化多相滤波器的框图。

某些新型正交调制器，例如ADI公司的ADL538x系列，实际上需要外部施加的LO达到内部所需I LO和Q LO的两倍。在此类型的调制器架构中，不需要多相滤波器。施加两倍LO后，可在内部I LO和Q LO上实现完美正交，且带宽大于任何合理尺寸多相滤波器可实现的带宽。

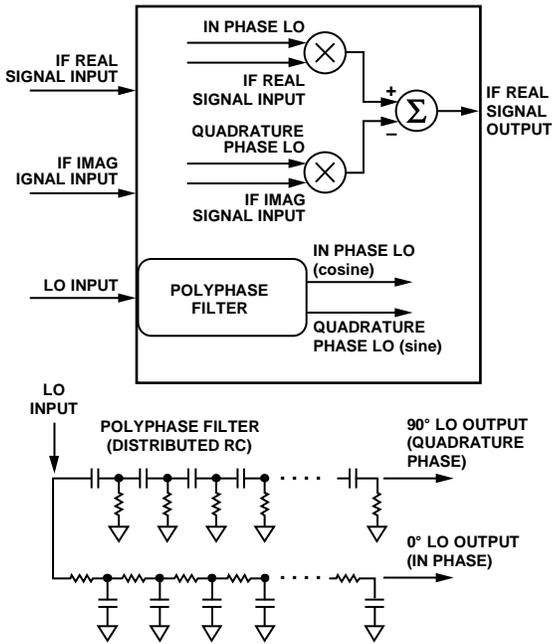


图8. 正交调制器内部框图

## 常见电路实现方案

在现代数字无线电发射机中，数模转换器(DAC)用于将信号数字内容转换成适合发射的模拟形式。信号变成模拟形式后，用模拟正交调制器转换成RF。该信号链通常采用图9所示的形式。

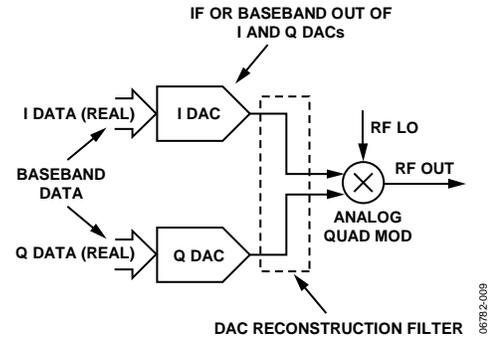


图9. 使用DAC和模拟正交调制器的SSB信号链

DAC输入端的数字内容可具有几种形式。可由实数或复数基带数据组成，或者已经调制到中频。使用最新数字过程，DAC输入端的中频最高可达数百兆赫。

另一方面，如果DAC输入端的数字信息位于基带，DAC内的数字引擎可先执行复数调制功能，再转换为模拟形式。

DAC镜像是数模转换所固有的。如图10所示，DAC镜像发生于 $dc \pm$ 基频以及以下频率下：

$$(n \times \text{采样速率}) \pm \text{基频}$$

其中：

n可以是1至无限大的任意整数。

采样速率是DAC的输入数据速率。

如图10所示，数模转换还涵盖信号带宽上的 $\text{sinc}x/x$  (sinc)函数。

图11显示了AD9788的实际频谱曲线图，以及最高达8倍DAC采样速率的所有DAC镜像。PCB板和DAC输出寄生效应造成该频谱的相位不同于理想DAC功能。

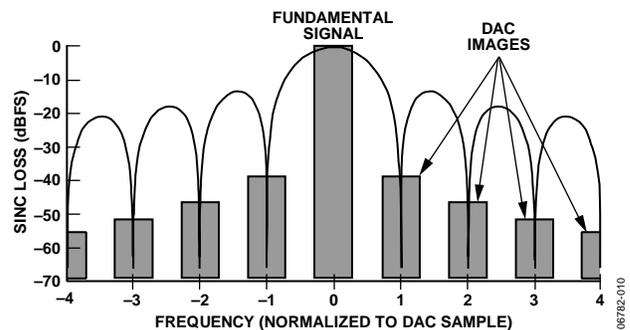


图10. DAC基波信号和镜像

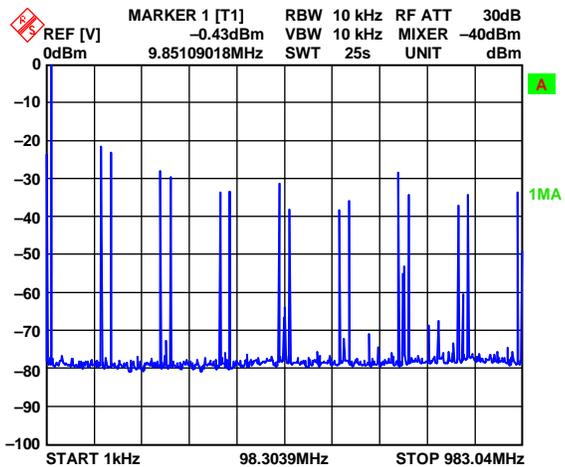


图11. AD9788的频谱曲线图,  $F_{\text{sample}} = 122.88$ , 基波 = 15MHz

如果允许DAC镜像出现在正交调制器输入端, 则与基波信号一起加以调制。这会严重影响频谱模板要求的余量。在RF情况中, 这些DAC镜像与DAC或正交调制器的任何失真产物一样可影响频谱模板性能。因此, 需要在DAC与正交调制器间添加充分滤波, 以抑制上述镜像。

AD9788提供最高达8倍的插值, 后者也可用于抑制不需要的DAC镜像。AD9788插值滤波器的抑制能力如图12所示。使用插值滤波器可大大简化DAC重构滤波器的设计。

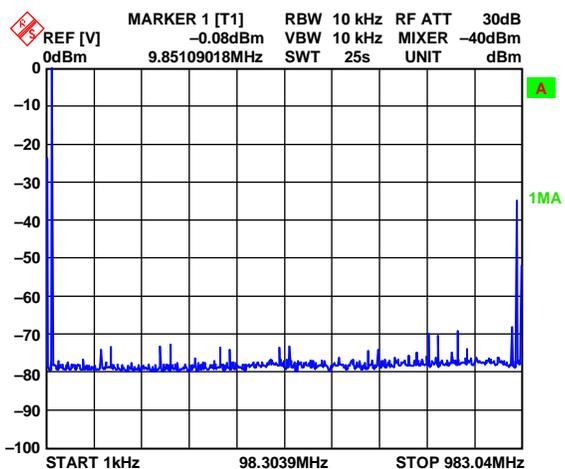


图12. 使能8倍插值的AD9788

## 使用AD9788校正正交调制器IF至RF的非理想转换性能

模拟正交调制器使实现单边带无线电变得简单。不过, 正交调制器性能存在几个不理想方面。模拟降级有

- 增益不匹配。正交调制器实数和虚数信号路径内的增益可能不完全匹配。这会造成负频率镜像的消除效果不佳, 导致镜像抑制不佳。
- LO馈通。正交调制器具有有限的直流折合失调, 而且从LO端口耦合至信号输入。这会给正交调制器LO的频率造成显著频谱杂散。
- 相位不匹配。由于正交调制器内的多相滤波器在整个带宽上缺少完美正交, 内部LO的正交也欠佳。与增益不匹配一样, 这会造成负频率镜像的消除效果不佳, 导致镜像抑制不佳。

AD9788有能力校正所有上述模拟降级。由于这些降级随温度发生漂移, 如果需要接近最佳的单边带性能, 则需要随温度变化检测上述降级并予以校正的方案。

### 增益匹配和相位补偿

增益匹配和相位补偿均会影响镜像抑制总量。在不同条件下(难以预测), 增益或相位补偿可能决定镜像抑制性能。因此用户可能不得不尝试下列镜像抑制优化技术之一。当综合主要因素时, 用户可能不得不执行其他补偿技术, 以彻底抑制负频率镜像。

简言之, 如果发现相位不匹配决定镜像抑制性能, 则AD9788上必须使用相位补偿。当使用相位补偿尽可能将镜像归零时, 用户应切换至增益不匹配补偿, 以彻底抑制镜像。如果发现增益不匹配决定镜像抑制性能, 则该程序以增益补偿开始, 然后进行相位补偿。

请注意, LO馈通补偿与增益或相位补偿无关, 而是完全独立的操作。

## 优化增益匹配

增益匹配通过调整DAC增益寄存器内的值来实现。对于I DAC，这些值位于IDAC控制寄存器0x05内。对于Q DAC，这些值位于Q DAC控制寄存器0x07内。上述值均为10位值。要执行增益补偿，只需每次将这些寄存器之一的值升高或降低一个LSB。检测负频率是下降还是上升。如果负频率镜像的幅度增加，停止程序，尝试对另一DAC控制寄存器执行相同调整。如此操作，直至调整这些寄存器无法继续改善镜像抑制。

## 优化相位补偿

相位补偿也可沿两个方向进行。将相位补偿幅度以10位相位校正字存储于相位控制寄存器0x0B内。此寄存器的默认值为0。要使用相位补偿，每次将相位校正字内的值增加一个LSB。同时，检测负频率镜像是增加还是减少。相位校正字内的1023十进制值相当于-1，因此用户可能发现需要跳至1023，然后每次将该值减小一个LSB，以实现最佳相位补偿。

## LO馈通补偿

由于失调辅助DAC(电流输出DAC)的结构，LO馈通补偿是所有三项操作中最复杂的。为了在电路中实现LO馈通补偿，这些辅助DAC的四个输出均必须通过50 Ω电阻接地，并通过250Ω电阻连接至四个正交调制器信号输入之一。上述连接的目的是将少量电流驱动至正交调制器输入端的节点内，从而给正交调制器信号输入之一添加微量直流偏置。AD9788数据手册中针对AD9788评估板的示意图显示了这一点。

辅助DAC上有四个输出信号：每个辅助DAC上两个。一个信号指定为p，另一个指定为n。辅助DAC1电流幅度由AUX DAC 1(控制寄存器0x06)控制；辅助DAC 2电流幅度由AUX DAC 2(控制寄存器0x08)控制。上述DAC具有提供源电流或吸电流的能力。该功能可通过辅助DAC控制寄存器内的位14编程。提供吸电流还是源电流应在电路设计时予以选择。在电路就位后对源电流或吸电流进行编程很不利。

接通辅助DAC的p端还是n端由每个辅助DAC控制寄存器(位15)内的符号位控制。每次仅启用辅助DAC的一端。要实现LO馈通补偿，用户应以辅助DAC符号寄存器默认条件开始，然后递增辅助DAC输出电流之一的幅度。执行该操作时，应检测正交调制器输出端的LO馈通幅度。如果LO馈通幅度增加，尝试更改被调整辅助DAC的符号，或者尝

试调整另一辅助DAC的输出电流。实现有效算法前，可能需要实践几次。在实验室中，使用AD9788评估板，LO馈通通常可向下调整至本底噪声，但会随着温度而变化。

## 增益、相位和LO补偿结果

图13显示了在AD9788评估板上配置的ADL5372正交调制器的输出。此项测试中，电路合成的是CMDA型信号，两个载波关闭，两个载波开启。该测试通常用于决定关闭载波的频谱区域内发生信号泄漏的程度。如同负频率镜像的幅度，LO馈通较显著。对这些器件而言，这正是典型性能的示例。图14中使用的是相同电路，但优化了增益、相位和LO馈通补偿。

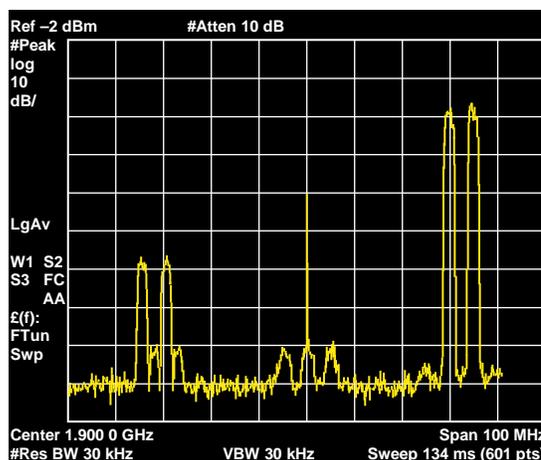


图13. AD9788和ADL5372正交调制器在1.9 GHz时的未补偿性能

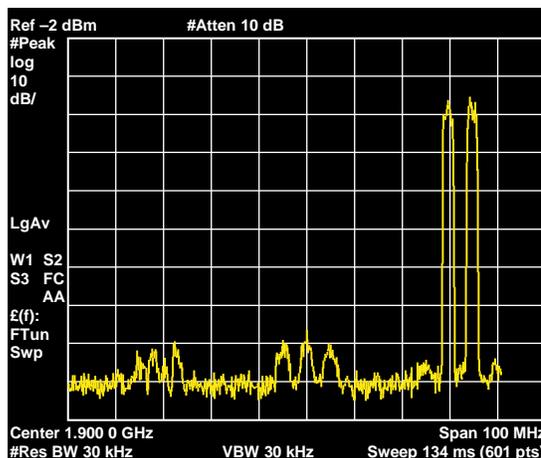


图14. 补偿增益、相位和LO馈通后的AD9788/ADL5372性能

## 性能限制

本节详细解释正交调制器信号链中可能降低性能的其他方面。

### DAC 噪声

#### 量化噪声

量化噪声的深入讨论不在本应用笔记的范围内。简单地说，量化噪声代表理想DAC重现信号的限制。16位DAC可具有 $2^{16}$ 个不同输出电平，这也是它重现信号的精度。当DAC时钟和合成信号不相关时，量化误差近似于白噪声，因此会增加DAC输出的总体本底噪声。

#### 热噪声

热噪声代表所有晶体管以及DAC内其他器件的 $kT$ (玻尔兹曼常数 $\times$ 开氏温度)贡献。室温下的 $kT$ 为 $-174$  dBm/Hz。

#### 数字耦合噪声

即使将瞬变发送至基板本身上，DAC内快速启动和关断的电路(例如数字电路)也可扰乱电源和接地分配。因为数字和模拟域之间隔离不良，这些瞬变可耦合至DAC的模拟部分上。因此，由于DAC数字部分的开关瞬变，DAC模拟输出上可发现特定数量的噪声，通常是白噪声。

此外，由于主要开关频率位于DAC时钟频率的数字部分内，通常可观察到在DAC采样速率倍数下的杂散成分。根据使用的技术和工艺几何尺寸，这些时钟杂散可高达 $-55$  dBFS至 $-60$  dBFS，或者低至DAC的噪声电平。

由数字耦合引起的时钟杂散在提供插值的DAC中最麻烦。在插值DAC中，DAC输出采样速率可为DAC输入数据速率

的2、4、8或更高倍数。DAC内的内部调制器可将输入信号放置在DAC频谱内的任意位置，因此输入信号可能(常常造成问题)位于上述任一时钟杂散附近。时钟杂散通常高至足以影响频谱模板。

截至本应用笔记撰写时，用于无线电发射机内的最新DAC呈现的总本底噪声(结合量化、热、数字噪声耦合)在 $-160$  dBm/Hz范围内(频谱噪声密度)。由于室温下的 $kT$ 为 $-174$  dBm/Hz，该数值在可见的未来不太可能显著改善。

### DAC失真

简单来说，DAC失真是DAC传递函数非线性的结果。在低输出频率下，失真通常是DAC DNL和INL的函数(欲了解DNL和INL的更多信息，请参阅DAC数据手册)。在较高频率下，DAC失真是内部晶体管有限线性度和交流寄生效应的函数。

### 正交调制器噪声

正交调制器噪声指正交调制器的本底噪声。近年来，随着无线电应用中的DAC技术进步，正交调制器也在进步。截至本应用笔记撰写时，最佳正交调制器的等效输入本底噪声约为 $-160$  dBm/Hz。

### 正交调制器失真

与任何其他有源模拟器件一样，正交调制器具有少量非线性性能。非线性可造成失真，在较高信号电平和较高频率下更为明显。此外，作为混频器，以下频率也存在失真成分：

$$m \times \text{输入频率} \pm n \times \text{LO频率}$$

混频器杂散表对确定交调失真的可能性非常有用。

**注释**

注释

**注释**