

混频器和调制器

混频器和调制器概述

理想混频器如图1所示。RF(或IF)混频器(不要与视频和音频混频器相混淆)是一种可转换信号频率的有源或无源器件。它既可以调制信号,也可以解调信号。混频器具有三个信号连接,也就是无线电工程师所说的“端口”。这三个端口分别为射频(RF)输入端、本振(LO)输入端和中频(IF)输出端。

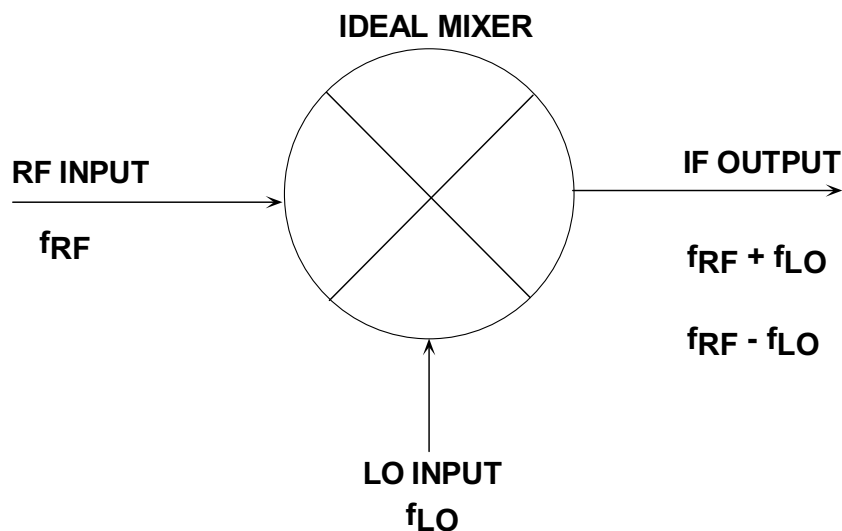


图1: 混频过程

混频器将频率为 f_{RF} 的RF输入信号与频率为 f_{LO} 的LO信号进行混频处理,并产生由和与差频率 $f_{RF} \pm f_{LO}$ 组成的IF输出信号。用户可以在混频器后连接带通滤波器,从而选择和频率($f_{RF} + f_{LO}$)或差频率($f_{RF} - f_{LO}$)。

对于混频器及其术语,需注意以下几点:

- 以和频率用作IF时,混频器称为“上变频器”;使用差频率时,混频器则称为“下变频器”。前者通常用于发射通道中,而后者则用于接收通道中。
- 在接收机中,当LO频率低于RF时,称为“低端注入”,此时混频器为“低端下变频器”;当LO高于RF时,称为“高端注入”,此时混频器为“高端下变频器”。

- 每个输出的幅度只有各输入的一半(功率为四分之一);因此,该理想线性混频器具有6 dB的损耗。(在实际乘法器中,转换损耗可能大于6 dB,具体取决于器件的调整比例参数。本文假设使用“数学”乘法器,即无维度特性。)

混频器有多种实现方式,并且既可以采用有源技术,也可以采用无源技术。简单回顾一下用于频率转换的各种非线性器件可能有助于了解前后关系。我们可以确定有三个电路子类,这些子类有某些相似之处。它们全都属于信号乘法器,即其产生的输出信号在某种形式上都是两个输入信号的乘积。这些电路子类就是“乘法器”、“调制器”和“混频器”。

“模拟乘法器”通常具有两个信号输入端口(分别称为X和Y),而所产生的输出W即为这两个端口上所施加电压的线性乘积。为了保持维度一致性,模拟线性乘法函数必须调用基准电压(也称为U),因此 $W=XY/U$ 。在某些情况下,U实际上是第三路输入,可用于实现模拟除法。

乘法器分为以下三种功能类别:在“单象限”乘法器中,X和Y必须是单极性信号;在“二象限”乘法器中,其中一路输入可以是双极性信号;在“四象限”乘法器中,X和Y都可以是双极性信号。ADI公司可以提供各种“线性”乘法器,包括AD534、AD538、AD539、AD633、AD734、AD834和AD835,拥有目前可实现的最高精度(AD734,精度为 $\pm 0.02\%$)和最快速度(AD834,速度超过500 MHz)。

“调制器”(有时称为“平衡调制器”或“双平衡调制器”,甚至偶尔还称为“高电平混频器”)可视为“符号变换器”。两路输入X和Y产生一路输出W,也就是其中一路输入(如Y)乘以另一路输入(如X)的符号,即 $W = Y\text{sign}(X)$ 。因此无需基准电压。良好的调制器在信号路径中具有极高的线性度,Y的正负值具有完全相等的增益,且X的正负值也具有完全相等的增益。理想情况下,需完全切换输出符号的X输入幅度非常小,即X输入展现出与比较器相似的行为。在某些情况下,当该输入可以是逻辑信号时,则可以使用更为简化的X通道。AD831等高线性度混频器就非常适合用作调制器。

“混频器”是针对频率转换而优化的调制器。它在信号路径中的位置通常靠近天线,其信号输入端(通常称为“RF端口”)处同时存在所需信号和(通常较大的)干扰信号。因此,混频器必须拥有出色的线性度,即向RF端口施加测试信号时,达到可能的最高电平,其输出(IF端口处)都应增加相同数量的dB。该特性由1 dB增益压缩点和三阶交调截点定义。转换过程由施加于LO端口的输入驱动。

接收机的混频器要达到可接受的性能水平，噪声和匹配特性至关重要。最好使LO功率保持最低水平以尽可能减少三个端口之间的串扰，但这通常会与其它要求冲突。给定RF和LO频率下，从RF端口到IF端口的增益称为“转换增益”；在典型的二极管电桥混频器中，转换增益小于-4 dB。“有源混频器”可以提供更高的转换增益和更好的端口间隔离，但通常代价是噪声和线性度性能下降。通常不太可能(也根本无需)使用与输入和输出的瞬时值相关公式来描述混频器行为；相反，我们通常寻求以输出端的非理想交叉乘积项来表征混频器。

至此，我们已经讨论了以下几点：乘法器以线性方式响应其两个输入电压的瞬时值；调制器以线性方式响应其中一路输入，而另一路输入只是定期转换该信号的符号，转换时间几乎为零，此外理想情况下不会对信号造成任何其它影响；混频器是一种RF混合器，理想情况下RF输入具有极高线性度，并且响应LO输入的切换功能表现出“二进制”行为，但在现实中这两方面都不理想；混频器经过优化，噪声和交调失真极低。

使用理想模拟乘法器进行混频

图2显示假设使用模拟乘法器时大大简化的RF混频器。

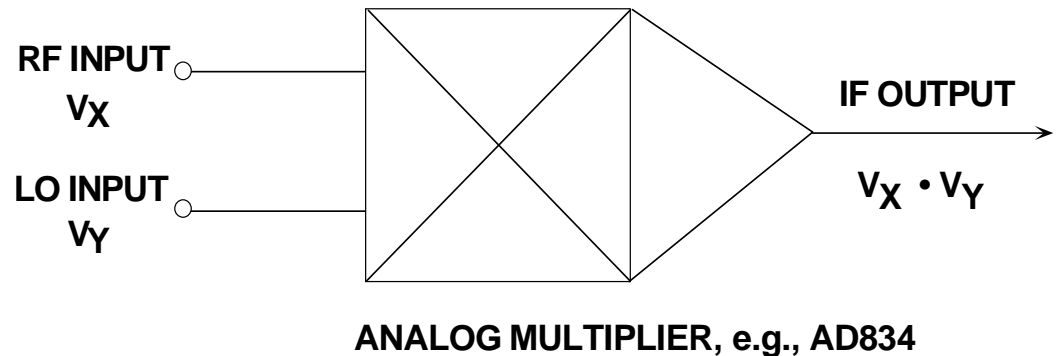


图2：使用模拟乘法器进行混频

理想情况下，乘法器不存在噪声和最大信号幅度限制，并且多种RF信号之间也不出现交调(即无杂散非线性度)。图3所示为RF输入 $\sin\omega_{RF}t$ 与LO输入 $\sin\omega_{LO}t$ “混频”(相当于两者相乘)而得到的结果，其中 $\omega_{RF} = 2\pi \times 11\text{MHz}$ 且 $\omega_{LO} = 2\pi \times 10\text{MHz}$ 。

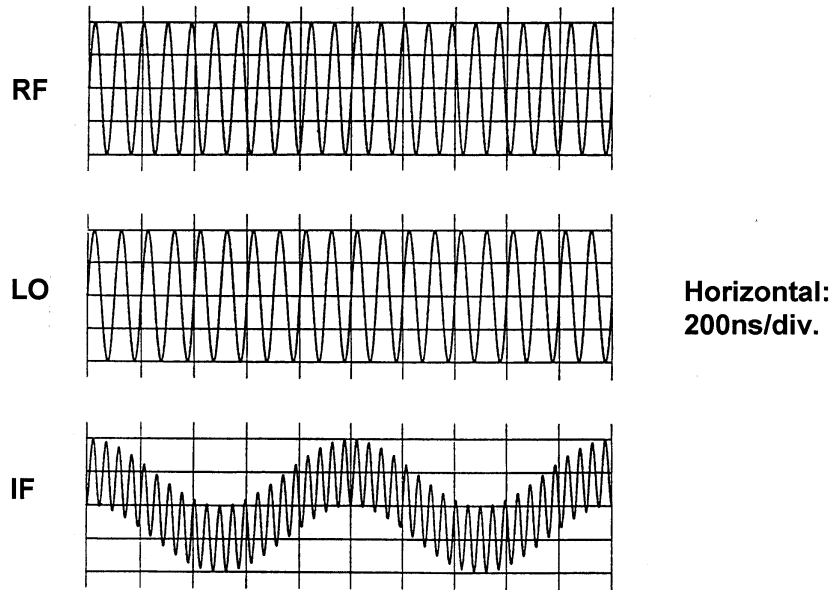


图3: $f_{RF} = 11\text{MHz}$ 且 $f_{LO} = 10\text{MHz}$ 时乘法混频器的输入和输出

显然，要更好地理解混频器行为，不仅需要考虑到时域波形(如此处所示)，而且还需要考虑到IF输出的频谱。图4显示与上述IF波形对应的输出频谱。

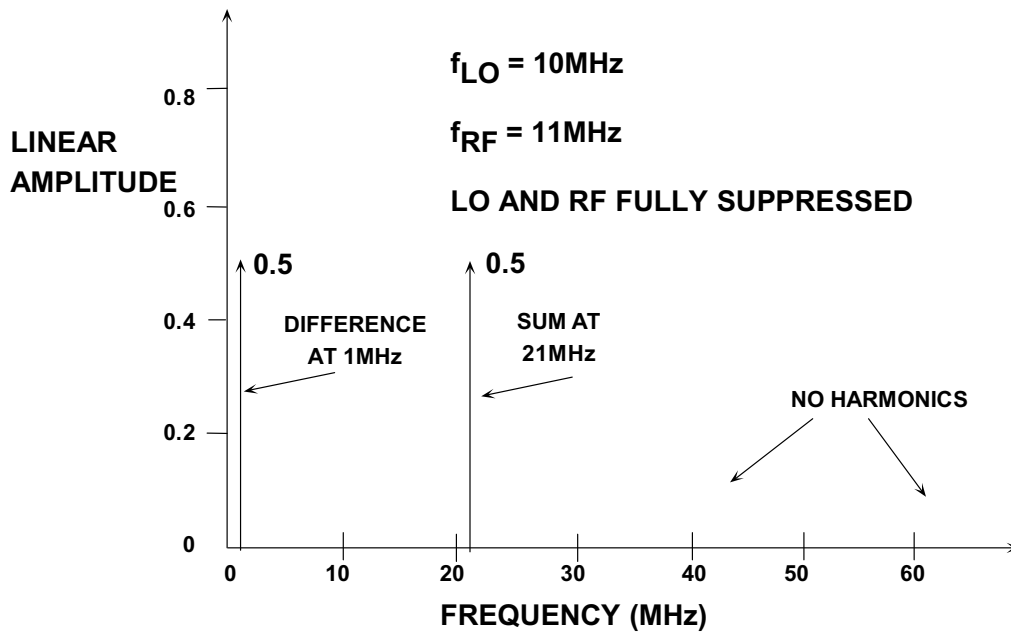


图4: $f_{RF} = 11\text{MHz}$ 且 $f_{LO} = 10\text{MHz}$ 时乘法混频器的输出频谱

如果将调整比例问题忽略不计(实际信号均为电压；因此，实际乘法器需要采用嵌入式基准电压源，此处忽略)，则关系式为：

$$\sin\omega_{RF}t \sin\omega_{LO}t = 1/2 \{ \cos(\omega_{RF} + \omega_{LO})t + \cos(\omega_{RF} - \omega_{LO})t \} \quad \text{公式 1}$$

因此，乘法器将RF输入转换为其输出端(IF端口)处两个幅度相等的余弦分量，其中一个为和频率 $\omega_{RF} + \omega_{LO}$ ，而另一个则为差频率 $\omega_{RF} - \omega_{LO}$ 。实际应用中，以模拟乘法器作为混频器并不是一个好的选择，因为两路线性输入使得噪声显著增加。

镜像响应

即便使用这种数学理论上完美无缺的混频器，接收机也存在一个基本问题，即“镜像响应”。以使用低端下变频器为例，所需输出的频率为 $\omega_{IF} = \omega_{RF} - \omega_{LO}$ 。因此，我们可能认为RF频谱中能够通过混频器“滤网”并进入狭窄IF通带的唯一分量就是所需分量 ω_{RF} 。不过，我们可以轻松地将公式1写成：

$$\sin\omega_{RF}t \sin\omega_{LO}t = 1/2 \{ \cos(\omega_{RF} + \omega_{LO})t + \cos(\omega_{LO} - \omega_{RF})t \} \quad \text{公式 1a}$$

因为该余弦函数相对于 $t = 0$ 对称。因此，RF输入端的另一频谱分量也会进入IF通带，此处也就是 $\omega_{IF} = \omega_{LO} - \omega_{RF}$ 所表示的，那就是“镜像”频率。

在上述示例中，当 $f_{LO} = 10 \text{ MHz}$ 且 $f_{IF} = 1 \text{ MHz}$ 时，所需响应为IF频率，因此对于 $f_{IF} = 1 \text{ MHz}$ ，则 $f_{RF} = 11 \text{ MHz}$ 。不过，混频器还会响应“镜像”频率并产生相同的IF，因此 $f_{IMAGE} = 9 \text{ MHz}$ (参见图5)。

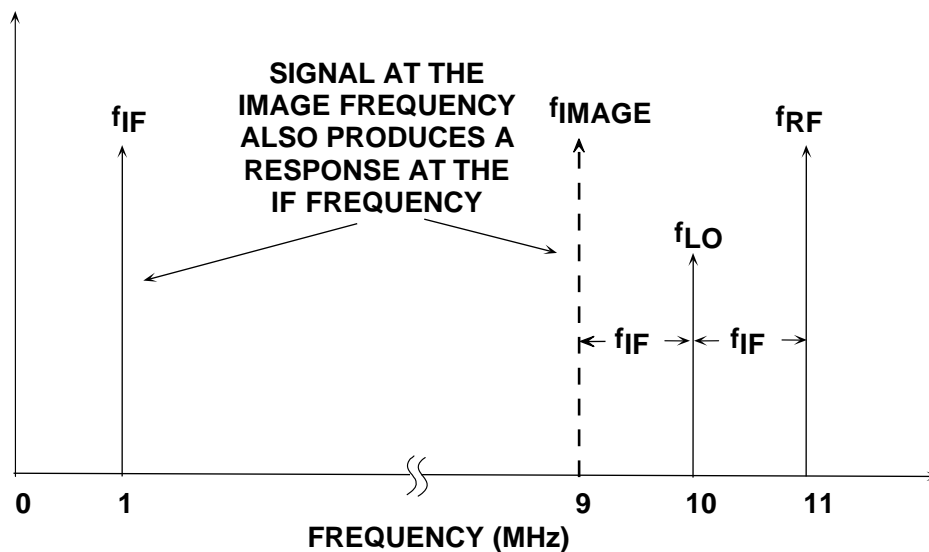


图5: 镜像响应

针对这种困境，最可行的方案是谨慎选择IF频率，将图像灵敏度的可能性降至最低，并在RF输入端的混频器之前接入一个镜像抑制滤波器。另一种方法就是使用不会响应镜像频率的特殊混频器电路。这种方法需要相当复杂的电路，因此通常并不受欢迎，但在现代IC实施方案中却变得日益可行。另外还有一个缺点是功耗较大，因为需要两个混频器单元在正交模式下工作。

理想混频器

理想情况下，要使混频器达到低噪声和高线性度目标，我们需要利用一些电路实现极性切换功能来响应LO输入。因此，混频器可以简化为图6所示，其中RF信号被拆分成同相(0°)分量和反相(180°)分量；一个由本振(LO)信号驱动的转换开关会交替选择同相信号和反相信号。因此，实质上理想混频器可以看成是一个符号开关。

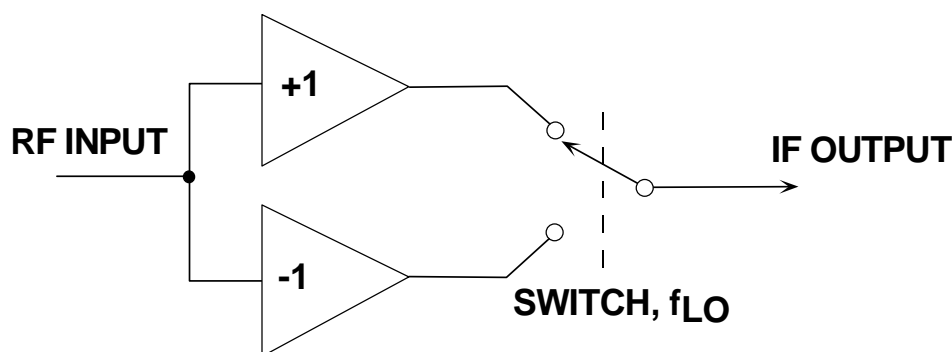


图6：理想的开关混频器

理想状态下，该混频器将不存在噪声(开关具有零阻抗)和最大信号幅度限制，并且多种RF信号之间也不会出现交调。虽然概念上很简单，但即使是针对输入频谱上的少量信号，中频(IF)输出的波形也可能非常复杂。图7显示只将11 MHz的单路输入与10 MHz的LO进行混频的结果。

此波形上仍然可以看到1 MHz差频率时存在“所需”IF，21 MHz和频率也同样很明显。但是，与使用模拟乘法器时相比，此波形的频谱明显更为复杂。我们如何分析此频谱呢？

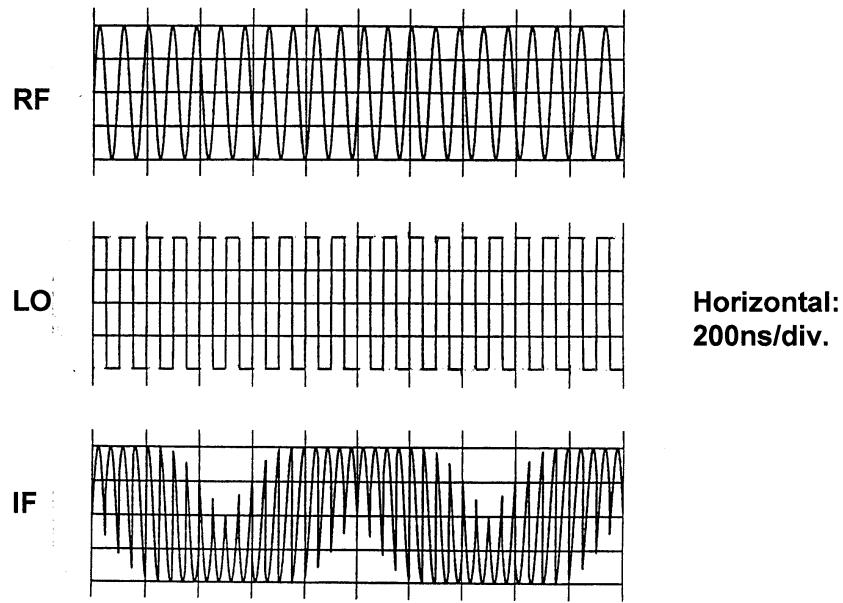


图7: $f_{RF} = 11\text{MHz}$ 且 $f_{LO} = 10\text{MHz}$ 时理想开关混频器的输入和输出

虽然得到的仍然是乘积，但现在却是 ω_{RF} 正弦波(RF输入)乘以取值仅为+1或-1的变量(即 ω_{LO} 单位方波)。后者可以用傅里叶序列表示：

$$S_{LO} = \frac{4}{\pi} \{ \sin\omega_{LO}t - \frac{1}{3} \sin 3\omega_{LO}t + \frac{1}{5} \sin 5\omega_{LO}t - \dots \} \quad \text{公式 2}$$

因此，开关混频器的输出就是其RF输入(可简化为 $\sin\omega_{RF}t$)乘以上述方波展开式，从而得到

$$S_{IF} = \frac{4}{\pi} \{ \sin\omega_{RF}t \sin\omega_{LO}t - \frac{1}{3} \sin\omega_{RF}t \sin 3\omega_{LO}t + \frac{1}{5} \sin\omega_{RF}t \sin 5\omega_{LO}t - \dots \} \quad \text{公式 3}$$

现在展开各个乘积即可得到

$$S_{IF} = \frac{2}{\pi} \{ \sin(\omega_{RF} + \omega_{LO})t + \sin(\omega_{RF} - \omega_{LO})t - \frac{1}{3} \sin(\omega_{RF} + 3\omega_{LO})t - \frac{1}{3} \sin(\omega_{RF} - 3\omega_{LO})t + \frac{1}{5} \sin(\omega_{RF} + 5\omega_{LO})t + \frac{1}{5} \sin(\omega_{RF} - 5\omega_{LO})t - \dots \} \quad \text{公式 4}$$

或简化为

$$S_{IF} = \frac{2}{\pi} \{ \sin(\omega_{RF} + \omega_{LO})t + \sin(\omega_{RF} - \omega_{LO})t + \text{harmonics} \} \quad \text{公式 5}$$

图8概略显示在产生图7所示波形的特定情况(即 $f_{RF} = 11\text{MHz}$ 且 $f_{LO} = 10\text{MHz}$)下最重要的这些谐波分量。

由于有 $2/\pi$ 项，因此无任何增益时，混频器至少存在3.92 dB的插入损耗(和噪声系数)。

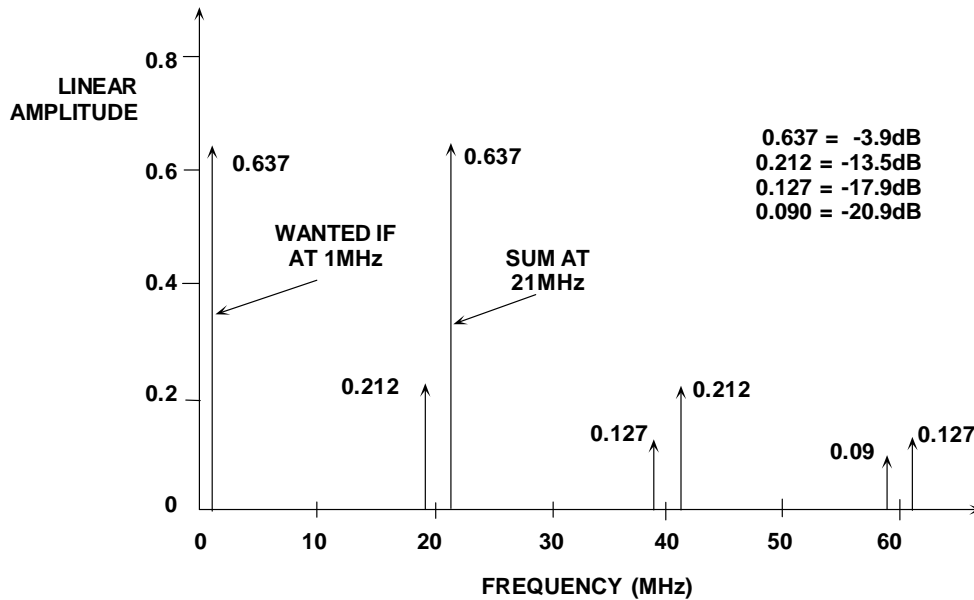


图8: $f_{RF} = 11\text{MHz}$ 且 $f_{LO} = 10\text{MHz}$ 时开关混频器的输出频谱

注意，理想(开关)混频器同样具有与线性乘法混频器完全相同的 $\omega_{LO} - \omega_{RF}$ 镜像响应问题。镜像响应在某种程度上比较细微，并不会立即出现在输出频谱中：它属于潜在响应，直到输入频谱中出现“错误”频率。

二极管环形混频器

多年来，针对高性能应用的最常用混频器拓扑结构一直都是二极管环形混频器，其中一种形式如图9所示。二极管可以是硅结型、硅肖特基势垒型或砷化镓型，用于提供必要的开关操作。我们不需要非常详细地分析该电路，但顺便提一下，LO需要具有相当高的驱动能力——通常差不多1瓦，才能确保二极管导通能力非常强，足以实现低噪声性能，并允许转换大信号而又不会出现过大的杂散非线性度。

由于二极管的高度非线性特性，三个端口的阻抗很难以控制，从而使得匹配变得非常困难。此外，三个端口之间存在相当大的耦合；再加上LO端口处所需的高功率，使得(高度失真的)LO信号的某些分量很可能会向后耦合至天线。最后，像这样的无源混频器显然无法提供转换增益；在理想情况下，转换损耗为 $2/\pi$ (如公式4所示)，即3.92 dB。由于二极管的电阻和变压器的损耗，实际混频器损耗更高。

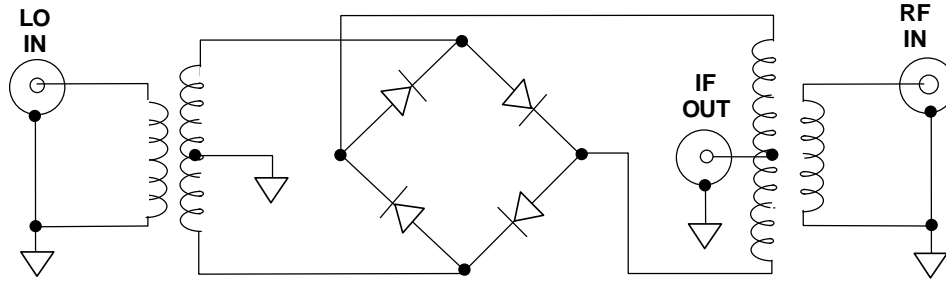


图9：二极管环形混频器

此类混频器的用户习惯于通过“电平”评定判断信号处理能力。因此，17级混频器需要+17 dBm (50 mW)的LO驱动，并可处理高达+10 dBm (± 1 V)的RF输入。Mini-Circuits LRMS-1H就是这种类别的一款典型混频器，其频率范围为2-500 MHz，标称插入损耗为6.25 dB(最大8.5 dB)，最差LO-RF隔离为20 dB，最差LO-IF隔离为22 dB(这些数据均针对250-500 MHz范围内的LO频率)。少量购买时，该元件的报价约为\$10.00/片。即便是价格最贵的二极管环形混频器，也都具有类似的驱动功率要求、高损耗和来自LO端口的高耦合特性。

典型的有源混频器

二极管环形混频器不仅具有一定的性能限制，而且还不能使用集成电路技术来制造，至少不能以图9所示形式。上世纪60年代中期，人们意识到，四个二极管可以用四个电阻代替，基本上同样可以执行相同的切换功能。这就构成了现在典型双极性电路的基础，如图10所示。图中显示的是完全平衡版本的最小配置。此类混频器已经生产超过百万件，包括CMOS和GaAs版本。本文将仅讨论BJT形式，AD831就是其中一例。

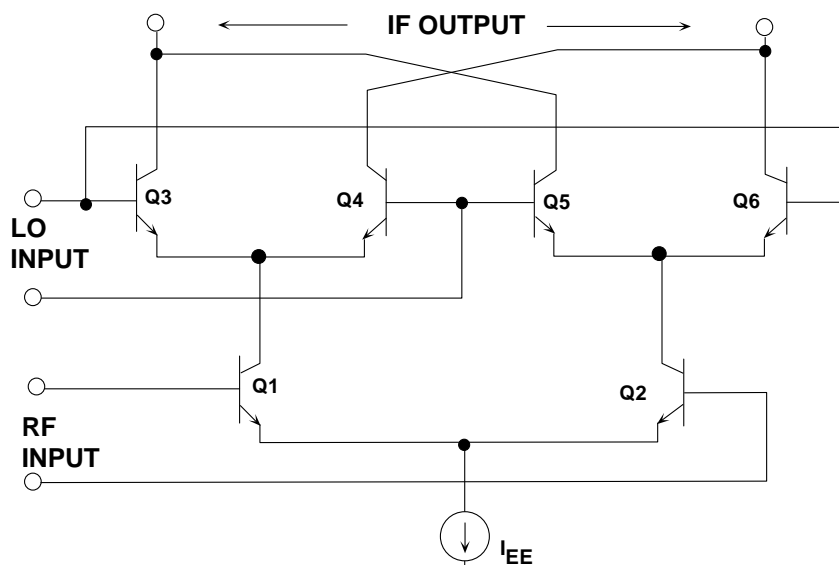


图10：典型的有源混频器

“有源混频器”受人欢迎的原因如下：

- 可与其它信号处理电路整体集成。
- 可提供转换增益，而二极管环形混频器始终存在插入损耗。（注意：有源混频器可能具有增益。例如，ADI公司的有源混频器AD831就可以将公式5中的结果放大 $\pi/2$ 倍，从而提供从RF到IF的单位增益。）
- 驱动LO端口所需的功率少很多。
- 具有出色的信号端口间隔离性能。
- 负载匹配影响更小，且无需双工器和宽带终端。

通过采用合适的设计技术，该器件一方面可以权衡考量三阶交调截点(IP3)和1 dB增益压缩点(P_{1dB})性能，另一方面还能兼顾总功耗特性。（即包括LO功率，而在无源混频器中该功率“隐藏”在驱动电路中。）

有源混频器的基本工作原理

二极管环形混频器在电压域中执行极性反转切换功能，而有源混频器则不同，它在电流域执行切换功能。因此，有源混频器内核(图10中的晶体管Q3-Q6)必须由电流模式信号驱动。由Q1和Q2构成的电压电流转换器在其基极端接收电压模式RF信号，并在其集电极处转换为差分电流对。

因此，有源混频器和二极管环形混频器的第二个区别是有源混频器仅响应输入电压的幅度，而不响应输入功率；也就是说，有源混频器与输入源不匹配。（匹配概念是指构成某端口的电路能够使用该端口处的电流和电压。）通过更改偏置电流IEE，可以在很宽的范围内设置输入对Q1-Q2的跨导。借助这项能力，有源混频器可以提供可变增益。

第三个区别是有源混频器的输出(在集电极Q3-Q6处)为电流形式，并且可重新转换为电压，在某些其它阻抗水平还可转换为输入端所用的电压，因而可提供更多增益。通过合并输出电流(通常使用变压器)，可以使此电压增益增加一倍。最后，由于端口之间存在反偏结，因此各端口之间的隔离，尤其是从LO端口至RF端口，本身明显要低于二极管环形混频器。

不过，简而言之，工作原理如下所述。当Q1和Q2的基极之间不存在任何电压差时，这两个晶体管的集电极电流基本相等。因此，在LO输入端施加电压不会导致输出电流发生变化。如果RF输入端存在较小的直流失调电压(通常是由于Q1和Q2的发射极区域不匹配造成的)，这只会造成少量LO信号馈入IF输出，而第一个IF滤波器会将该馈通拦截下来。

相反，如果向RF端口施加RF信号，但不向LO输入端施加电压差，那么输出电流将再次取得平衡。小失调电压(现在是由于Q3-Q6的发射极区域不匹配造成的)可能导致部分RF信号馈入IF输出；就和前面一样，IF滤波器会抑制该馈通。只有同时向RF和LO端口施加信号时，输出端才会出现信号；因此，称为双平衡混频器。

有源混频器可通过另一种方式提供增益：即利用匹配网络将50 Ω源阻抗转换为混频器的高输入阻抗(通常情况下来提供阻抗转换，进而借助阻抗升压来提供电压增益。因此，即便有源混频器在输入端端接50 Ω宽带电阻时存在损耗，但在使用输入匹配网络时也可以具有“增益”。

AD8345正交调制器

“调制器”(有时称为“平衡调制器”或“双平衡调制器”，甚至偶尔还称为“高电平混频器”)可视作“符号变换器”。两路输入X和Y产生一路输出W，也就是其中一路输入(如Y)乘以另一路输入(如X)的符号，即 $W = Y * \text{sign}(X)$ 。因此无需基准电压。良好的调制器在信号路径中具有极高的线性度，Y的正负值具有完全相等的增益，且X的正负值也具有完全相等的增益。理想情况下，需完全切换输出符号的X输入幅度非常小，即X输入展现出与比较器相似的行为。在某些情况下，当该输入可以是逻辑信号时，则可以使用更为简化的X通道。

例如，AD8345是一款硅RFIC正交调制器，设计用于250 MHz至1000 MHz频率范围(参见图11)，其出色的相位精度和幅度平衡可以提供高性能的IF载波直接调制。

AD8345可以通过多相分相器网络，将外部LO信号精确地分成两个正交分量。接着，两个LO分量I和Q与基带I和Q差分输入信号进行混频。最后，两个混频器的输出在输出级合并，从而在VOUT提供单端50 Ω驱动能力。

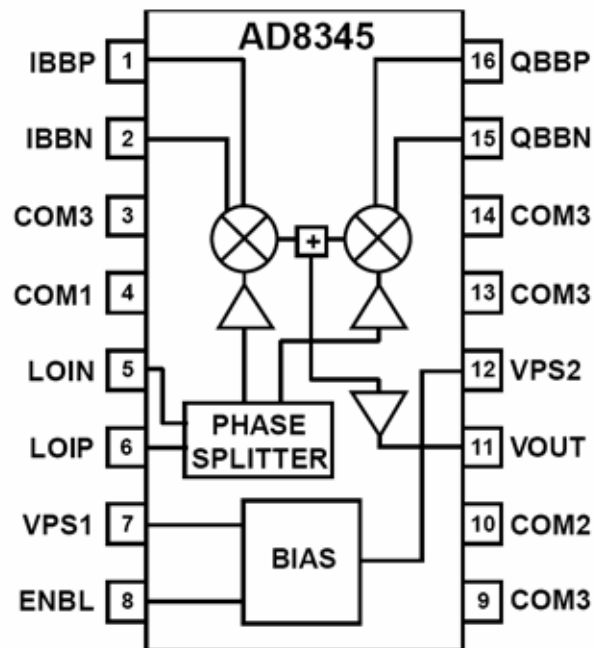


图11：正交调制器AD8345框图

参考文献：

1. Hank Zumbahlen, *Basic Linear Design*, Analog Devices, 2006, ISBN: 0-915550-28-1. Also available as [Linear Circuit Design Handbook](#), Elsevier-Newnes, 2008, ISBN-10: 0750687037, ISBN-13: 978-0750687034. Chapter 2, 4.

Copyright 2009, Analog Devices, Inc. All rights reserved. Analog Devices assumes no responsibility for customer product design or the use or application of customers' products or for any infringements of patents or rights of others which may result from Analog Devices assistance. All trademarks and logos are property of their respective holders. Information furnished by Analog Devices applications and development tools engineers is believed to be accurate and reliable, however no responsibility is assumed by Analog Devices regarding technical accuracy and topicality of the content provided in Analog Devices Tutorials.