

魔镜魔镜告诉我——了解镜像抑制及其对所需信号的影响

作者：Patrick Wiers

共享



AD9361和AD9371 RadioVerse™宽带收发器系列均提供无与伦比的集成度、众多的功能和大量用户可选项。这两个系列在几个主要方面表现出明显不同的性能水平，而且两者的功耗也有很大差异。镜像抑制是区分这两个系列的性能之一。本文探讨了镜像的来源、含义及其对整体系统性能的影响方式。掌握了这些信息，客户便可做出明智决策并选择适合应用的收发器。

镜像抑制基础知识

AD9361和AD9371系列均使用零中频（亦称为zero-IF或ZIF）架构实现极高的集成度并显著减少系统中频率相关组件的数量。如图1中的AD9371功能框图所示，主接收信号路径和主发送信号路径使用一个复数混频器级，在以本振（LO）频率为中心的射频（RF）和以直流为中心的基带之间进行转换。为了更好地了解ZIF收发器中使用的复数混频器，请参阅本文末尾引用的复数RF混频器相关文章。¹

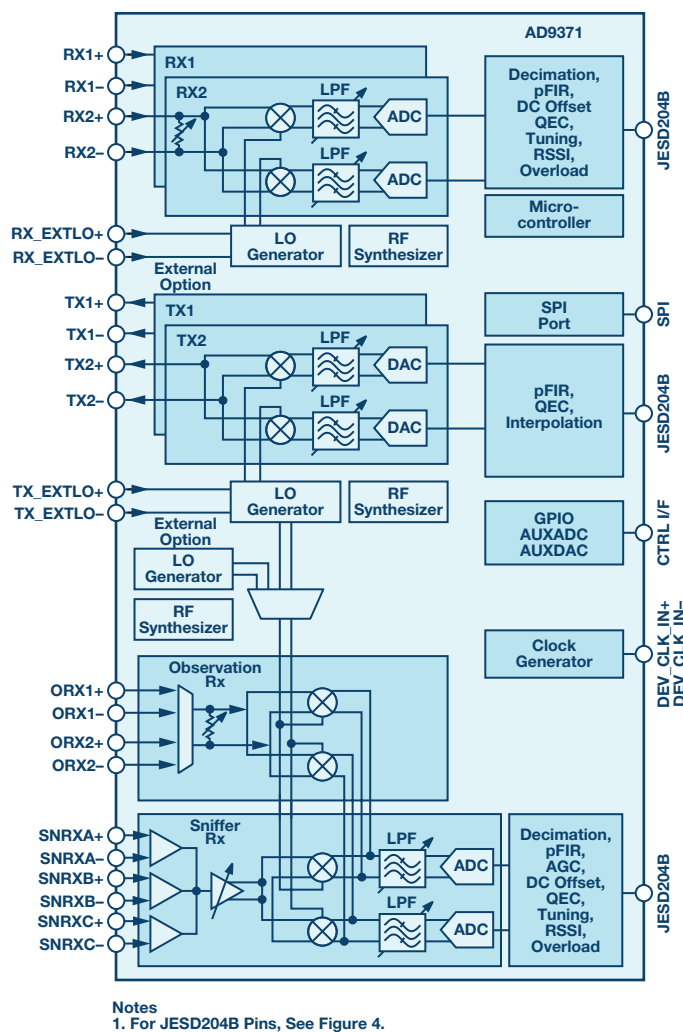


图1. RadioVerse AD9371收发器功能框图。

尽管凭借这样的高集成度提供了许多优势，但ZIF无线电器件也带来了挑战。复数混频器具有同相 (I) 信号和正交相 (Q) 信号。一旦这些信号的相位或幅度出现任何不匹配，组合上变频的I信号和Q信号时会导致求和和消除性能下降。上面引用的文章中描述了这一点。当发送所需信号时，不完美的消除会导致在该信号本振 (LO) 频率的相反侧出现该信号的反相副本。这一信号副本被称为镜像，与其对应的所需信号相比，幅度更小。同样，当接收所需信号时，所需信号的反相副本会出现在该信号直流的相反侧。在其他架构 (例如超外差架构) 中，可以在中间级进行镜像滤波。ZIF架构的主要优势是去除了这些滤波器和中间混频器级，但这需要极佳的I和Q平衡才能将镜像幅度降低到可接受水平。

图2中经过简化的接收信号路径示意图显示了这些不匹配与 ΔA 、 Δf_c 和 $\Delta\phi$ 指定的不匹配发生的位置。只有一条路径显示失配的相位，因为它是形成镜像的信号路径之间的不平衡，而不是信号路径的绝对增益和相位。因此，在一条路径中显示所有不平衡因素，这在数学上是正确的。图2所示的复数混频器也称为正交混频器，因为提供给混频器的两个LO信号彼此正交。

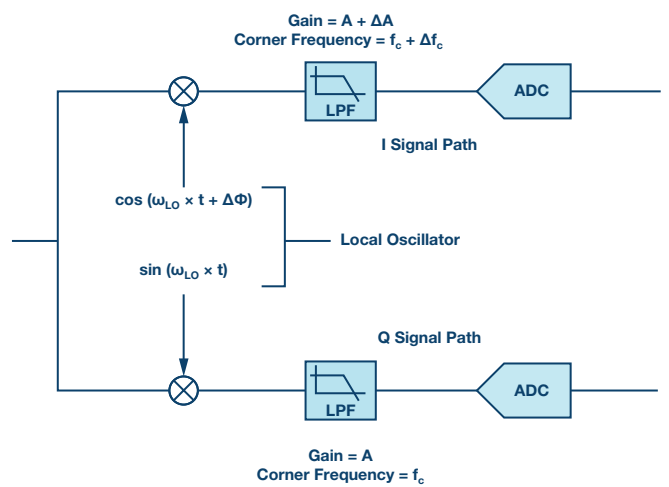


图2. 经过简化显示信号损伤的正交接收器信号路径。

图3例示了使用单音或连续波 (CW) 的有用信号以及因此形成的无用CW镜像。有用信号被下变频到频率 ω_c 。如果正交平衡不完美，镜像将在频率为 $-\omega_c$ 时出现。镜像抑制比 (IRR) 是有用信号与无用镜像信号之差，用分贝 (dB) 表示。降低正交失配的方式被称为正交误差校正 (QEC)。

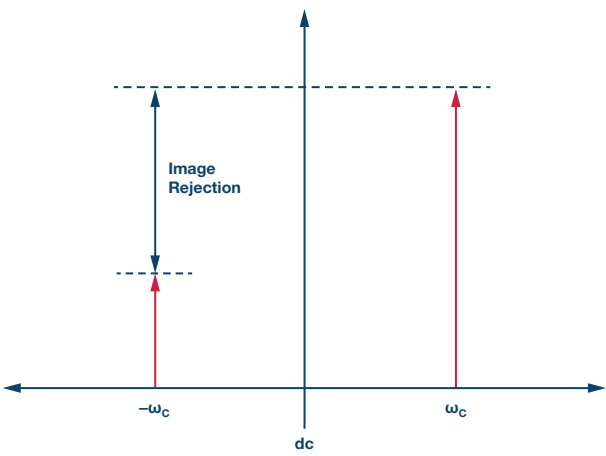


图3. 单音有用信号和干扰镜像。

镜像幅度与增益和相位不匹配有关，关系式如下所示：

$$\text{镜像抑制 (dB)} = 10 \times \log_{10} \frac{1 + 2 \times \sqrt{\Delta} \times \cos\theta + \Delta}{1 - 2 \times \sqrt{\Delta} \times \cos\theta + \Delta}$$

其中：

Δ = 归一化振幅不平衡。要取消两个信号，理想情况下需要对其进行180°错相并具有相同幅度。 $\cos(d)$ 中的“d”表示两个信号之间的相位偏差。0为理想值。1°意味着信号偏差179°，而不是180。如果一个信号的幅度为1，另一个为0.99，则 Δ 为0.99。

θ = 相位误差 (用度 (°) 表示，理想值为0)

等式1可得出二维矩阵，因为两个输入变量分别会导致镜像抑制性能下降。图4显示了该矩阵的一部分，其中穿过整个页面的轴是幅度不平衡，进入到页内的轴是相位不平衡，垂直的轴是镜像抑制 (单位: dB)。例如，如果幅度误差为0.00195且系统需要实现76 dB的镜像抑制，则相位误差必须优于0.01286°。即使在单个集成电路器件中，也很难通过控制影响I和Q匹配的所有因素来达到优于50 dB的镜像抑制。使用AD9371通常可实现76 dB的镜像抑制，这需要运用数字算法来控制模拟路径变量并在数字域中应用校正。

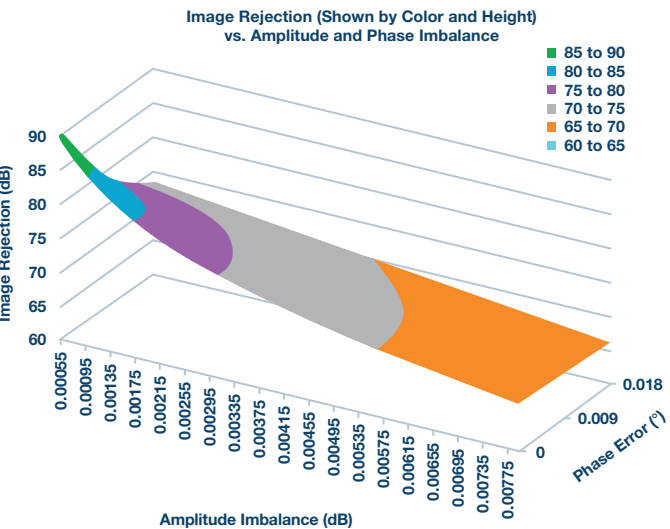


图4. 镜像抑制 (单位: dB) 与幅度不平衡 (单位: dB) 和相位不平衡 (单位: °) 之间的关系。

镜像对有用信号的影响

图5是一张简化图，显示了下变频之后波形以直流为中心的单载波情形。该波形的示例将是20MHz LTE下行链路OFDM信号的单一实例。如图5所示，负侧的一部分有用信号将在正侧具有镜像，反之亦然。在以直流为中心的单载波情形中，镜像在有用信号内（或其上）并破坏了有用信号。

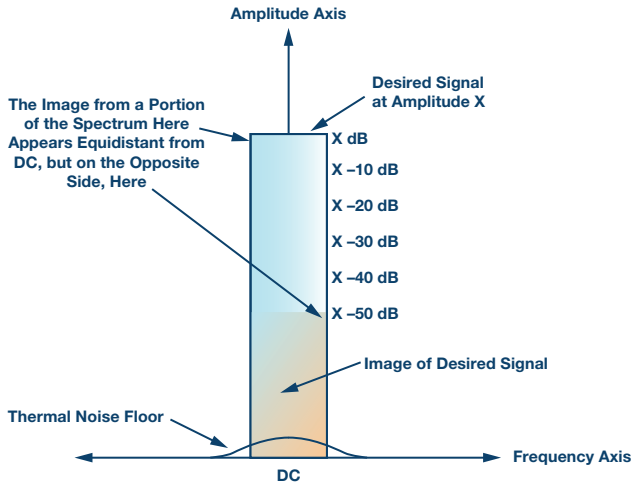


图5. 具有干扰镜像的单调制载波。

当接收信号并随后解调该信号时，将存在若干信号损伤。增加接收信号路径本底噪声的热噪声就是一个例子。如果镜像在有用信号内，也会增加噪声。如果所有噪声源的总和过高，则无法对信号进行解调。单载波图和多载波图中所示的热噪声底就是一个例子，它作为一个促成因素在这些讨论中被忽略了。

当使用AD9361的内部LO（适用于具有推荐性能的参考时钟源）时，AD9361将在无噪声限制时实现约-40 dB的EVM。通过RF PLL的相位噪声将EVM限制在-40 dB。AD9361约50 dBc的镜像抑制性能意味着在图5所示的单载波情形中，仅靠镜像只能将EVM降低约0.5 dB。这样低的EVM降低意味着收发器通常不是64-QAM（甚至更高）调制方案的限制因素。在这种单载波情形中，镜像总是比有用信号小50 dB左右，如图5所示。

图6显示了多载波的例子。图中的有用信号在下变频之后发生了直流失调。

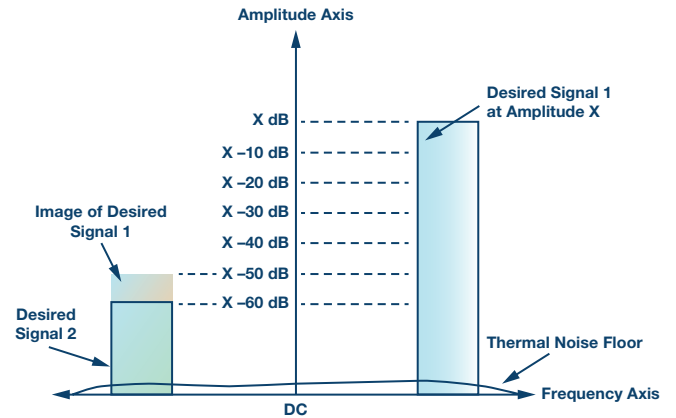


图6. 信号1破坏了信号2导致多载波调制信号具有干扰镜像。

每个有用信号的镜像通过直流反射并显示在频谱的相反侧。在该示例中，两个有用信号已经被下变频到相同的直流失调，有用信号1在正侧，有用信号2在负侧。需要注意的是，有用信号2的幅度比有用信号1的幅度低60 dB。两个载波具有不同幅度在多载波情形下屡见不鲜，如果来自两个移动电台的信号行进到同一基站时遇到不同量的路径损耗，便会发生上述情况。如果这两个移动电台与基站的距离不同，或其中一个移动电台通过除另一个移动电台外的对象或在其周围发送信号时，可能发生这种情况。

有用信号2的幅度比有用信号1镜像的幅度低10dB。这表示有用信号2的信噪比为-10dB。即使使用的是最简单的调制技术，也很难实现解调。显然，需要更好的镜像抑制性能来应对这些情况。

图7显示相同的情况，但采用AD9371典型的接收镜像抑制性能。

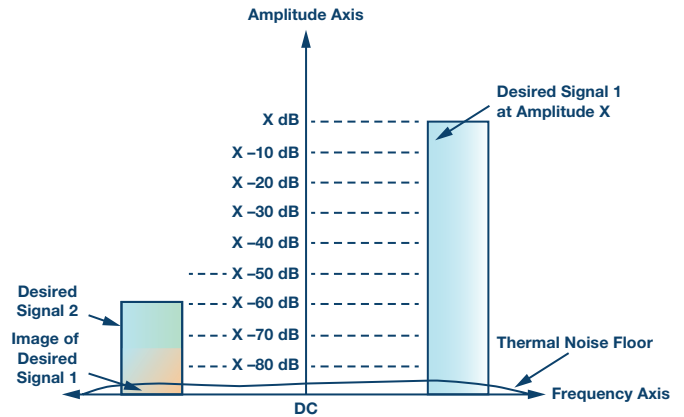


图7. 信号1幅度低于信号2幅度导致多载波调制信号具有干扰镜像。

有用信号1镜像的幅度现在比有用信号2的幅度低15 dB。因此信噪比为15dB, 足以使用各种调制方案来解调有用信号2。

可减少AD9361和AD9371中正交不平衡的技术

AD9361和AD9371都优化了模拟信号和LO路径, 从本质上减少了正交不平衡。但如上所述, 硅片能够带来的好处是有限的。数字校正可以将镜像抑制性能提高若干个数量级。

AD9361接收器正交校准使用一种算法来分析接收到的整个数据频谱, 从而在整个带宽上创建平均校正。对于单载波用例和相对较窄的带宽(如20 MHz), 该校正在目标带宽上会产生良好的镜像抑制。这被称为非频率相关算法。该算法对接收到的数据执行操作并实时更新。

AD9371在通过注入测试音进行初始化期间以及使用实际接收到的数据进行操作期间运行接收镜像抑制校准。这些更先进的校准可根据频率相关不平衡以及非频率相关不平衡进行调整。该算法会实时更新。AD9371采用更先进的算法和电路实施校正, 在占用的信号带宽上的性能优于AD9361, 两者之差约为25 dB。

本文介绍了使用接收信号路径的正交不平衡的起源和影响, 但ZIF收发器也必须克服发射信号路径中的相同问题。当信号路径或LO路径不平衡时, 发射器的输出包括有用信号及其镜像。

对于发送信号路径, AD9361使用初始化校准来减少优化硬件设计提供的正交不平衡。初始化校准使用处于单一频率且采用单一衰减设置的CW信号音。该算法通常导致功耗比有用信号低50dB左右的镜像。另一种写入方式是-50 dBc (低于载波的分贝值)。在过温、宽带宽或不同衰减设置条件下运行可能会影响镜像水平。

AD9371使用分布在有用信号带宽上的多个内部生成的信号音进行初始发送路径校准, 并确定跨多个发送衰减设置的校正系数。运行期间, 发送信号路径跟踪校准使用实际发送的数据并定期更新校正系数。AD9371的镜像抑制性能优于AD9361 (两者之差约为15 dB), 并且在过温和衰减条件下以及占用的信号带宽上可体现这一优势。

具体的简化示例

到目前为止, 根据本文所涵盖的全部内容, 让我们进行思考实验, 假设我们正在构建一个系统, 其中包含一个中心基站和多个客户端设备。为了简化示例, 这一假设的系统在运行时会远离建筑物等可导致多路径的物体。基站将与覆盖区域半径可扩展到100米的客户端设备进行通信, 如图8所示。

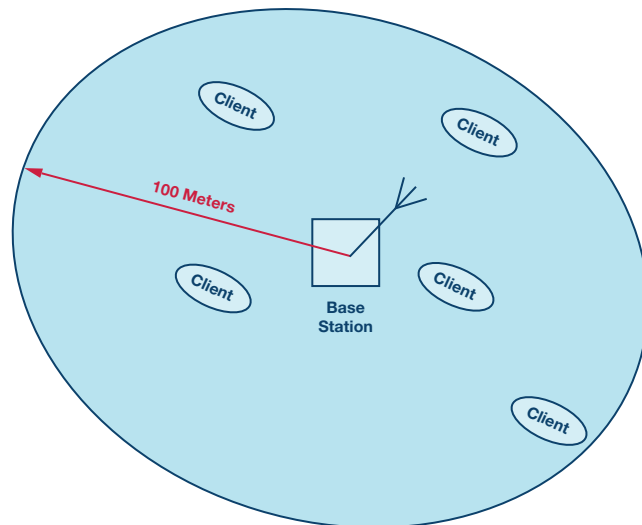


图8. 形象显示基站和客户端基站的蜂窝覆盖区域。

该系统将在18MHz的总带宽上使用多个同时发送的6MHz宽载波。因此在这个系统中, 一个客户端设备可能非常接近基站, 比如0.3米, 而最远的客户端设备与基站之间的距离当然就是100米。两者之间的自由空间路径损耗差约为50dB。另外假定基站基带处理器可以测量接收功率, 然后通知客户端将发射功率增加或减少高达10 dB。附近的客户端将减少10dB的发射功率, 而最远端的客户端将以全功率发射。基站的接收功率因此降低10 dB, 形成40 dB的总体电位差, 如图9所示。显示的两个载波表示上述最差情况。为了清楚起见, 省略了可以驻留在两个有用信号之间的可选载波。

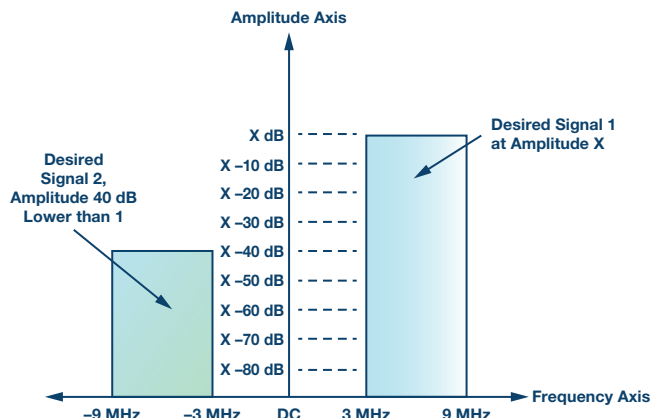


图9. 多载波调制信号示例。

在这个系统中, 假定基站和客户端使用相同的收发器。如果使用AD9361, 发送镜像的幅度可能比有用信号的幅度低50 dB左右。接收器也将增加类似的镜像功率。两个正交不平衡组合起来形成比有用信号低47 dB左右的镜像。

如果AD9371用于链路的两端，则发送镜像的幅度通常会下降65 dB，并且接收器会使镜像比有用信号低75 dB。将这两者相加，可以得到比有用信号低64.5 dB左右的总镜像。图10显示了两种结果。

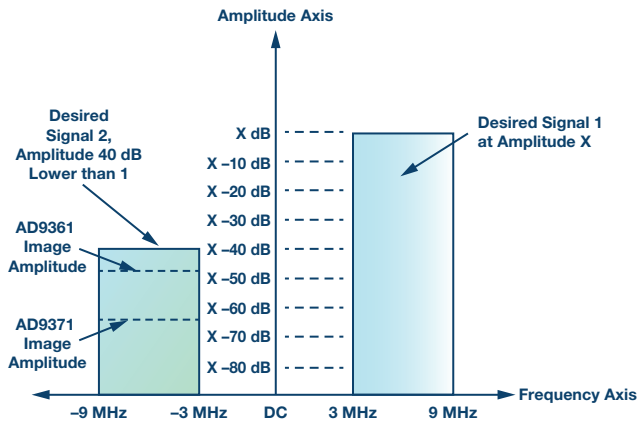


图10. 镜像幅度不同的AD9361和AD9371多载波调制信号示例。

在这个简化的示例中，我们只考虑镜像的影响，而忽略对SNR的影响，如热噪声、相位噪声和非线性度。其中，AD9361可实现约7dB的SNR，而AD9371则可实现约24.5dB的SNR。如果在该系统中使用64-QAM等复杂调制方案，AD9371可能由于总体系统SNR要求而成为最佳选择。如果使用QPSK等更简单的调制方案，那么选择AD9361即可，满足要

求绰绰有余。在基带处理器中使用的技术将确定解调信号所需的实际系统SNR。当然，从这个思考实验转向一个真正的系统，必须考虑热噪声等以前忽略的影响。

结论

之前给出的两个收发器正交校正算法的图示和描述集中在接收信号路径上。由于相同的原因，干扰镜像的影响也适用于发送路径。位于较小载波之上的发送镜像对于接收信号的基站来说同样麻烦。

描述收发器用以降低镜像水平的技术的部分显示了两个不同器件系列实现的量化差异。随后我们根据上述具体示例进行系统设计，并将设计决策范围缩小到一些简短的与解调接收信号所需的SNR相关问题。虽然AD9371系列的镜像性能总是优于AD9361系列，但是AD9371系列的功耗更高并且使用高速串行接口，这就要求系统工程师能够查看设计的各个方面，并为其应用找到最佳解决方案。

参考文献

¹ Dave Frizelle和Frank Kearney “复数RF混频器、零中频架构及高级算法：下一代SDR收发器中的黑魔法”《模拟对话》，第51卷，2017年。

Patrick Wiers [patrick.wiers@analog.com]是ADI公司（格林斯博罗）收发器产品部应用经理。他于2007年加入ADI公司，担任收发器应用工程师。在加入ADI公司之前，他从事用于防务和音频产品的板级电路设计工作，同时具有五年的软件定义无线电和WLAN产品FAE经验。



Patrick Wiers