

## 确定总体半中频杂散指标和为 LTE 接收机选择 RF 混频器

发布时间：2012-8-7 10:20

发布者：eechina

作者：Maxim 公司 Dan Terlep

本文介绍如何满足高性能基站(BTS)接收机对半中频杂散指标的要求。为达到这一目标，工程师必须理解混频器的 IP2 与二阶响应之间的关系，然后选择满足系统级联要求的 RF 混频器。混频器数据手册以二阶交调点(IP2)或 2x2 杂散抑制指标的形式表示二阶响应性能。本文通过介绍这两个参数之间的关系，说明接收机设计以及如何确定总体半中频杂散指标。以 MAX1997A 的 IP2 与 2x2 关系为例，这是一款用于 E-UTRA LTE 接收机的有源混频器。

### 混频器谐波

在超外差接收机电路中，混频器将高频 RF 信号转换到较低中频(IF)，该过程称为下变频。混频器中，如果输出频率为射频输入频率减去本振(LO)输入频率，称为低边注入(LO 频率低于 RF 频率)；如果输出频率为 LO 频率减去 RF 频率，则称为高边注入。下变频过程可由下式表示：

$$f_{IF} = f_{RF} - f_{LO} = -f_{RF} + f_{LO}$$

式中， $f_{IF}$  为混频器输出端口的中频； $f_{RF}$  为加至混频器 RF 端口的 RF 信号； $f_{LO}$  为加至混频器 LO 端口的 LO 信号。

理想情况下，混频器的输出信号幅值和相位与其输入信号的幅值和相位成比例，与 LO 信号无关。在这一假设前提下，混频器幅值响应与 RF 输入信号成线性关系，也与 LO 信号幅值无关。

然而，由于混频器的非线性特性，将产生所不希望的混频产物，称为杂散响应。**杂散响应是由混频器 RF 端口输入的干扰或噪声信号引起的，在 IF 频率产生响应。**到达 RF 输入端口的干扰信号可能没有在所规定的 RF 带宽内，但也会造成麻烦。这类信号通常具有足够高的功率，混频之前的 RF 滤波器不能对其实施足够衰减，使其引起额外的杂散响应，直接影响到所要求的 IF 信号，混频原理可表示为：

$$f_{IF} = m f_{RF} - n f_{LO} = -m f_{RF} + n f_{LO}$$

注意， $m$  和  $n$  为 RF 和 LO 频率的整数次谐波，通过混频产生格中杂散产物组合。通常情况下，这些杂散分量的幅值随  $m$  或  $n$  的增大而减小。

已知相应的 RF 输入频率范围，谨慎规划频率，选择适当的 IF 及相应的 LO 频率。仔细规划频率非常重要，因为它有助于减少混频后落入有效信号频带的干扰，这些干扰源会直接影响接收器性能。对于宽带系统，频率规划时避免杂散混频产物更加困难，需要利用滤波器抑制

那些可能落入 IF 频带的带外(OOB) RF 信号。混频器之后的 IF 滤波器的选择性限定在只允许通过有效信号频率, 由此, 在信号进入最终检测器之前(混频器之后)对杂散响应进行衰减。IF 滤波器不会衰减 IF 带内的杂散响应。

许多类型的平衡混频器将抑制  $m$  或  $n$  为偶数的杂散成分。理想的双平衡混频器抑制  $m$  或  $n$  (或两者)为偶数的所有谐波分量。双平衡混频器中的 IF、RF 和 LO 端口彼此隔离, 使 LO 泄漏降至最小, 并提供固有的 RF 至 IF 隔离。双平衡混频器设计能够提供最佳的线性特性, 降低每个端口的滤波器衰减要求。

### 半中频杂散频率分布

2 阶杂散响应(被称作半中频,  $1/2$  IF)是一种非常棘手的特殊杂散信号。混频器中, 当  $m = 2$ ,  $n = -2$  时称为低边 LO 注入;  $m = -2$ ,  $n = 2$  时, 称为高边 LO 注入(图 1)。对于高边注入, 产生半中频杂散响应的输入频率比所要求的 RF 信号频率高  $f_{IF}/2$ 。

例如, 所要求的 RF 中心频率为 2510MHz (E-UTRA 上行链路信道号 39790)。该 RF 频率与 2860MHz LO 频率混频后, 产生 IF 频率为 350MHz。本例中, 2685MHz 为不希望出现的信号(或阻塞信号), 产生 350MHz 的半中频杂散分量。对于低边注入, 产生半中频杂散的输入频率比所要求的 LO 频率高  $f_{IF}/2$ 。

$$f_{IF} = f_{RF} - f_{LO}$$

$$350 = 2860 - 2510 = 2 \times 2860 - 2 \times (2510 + 175)$$

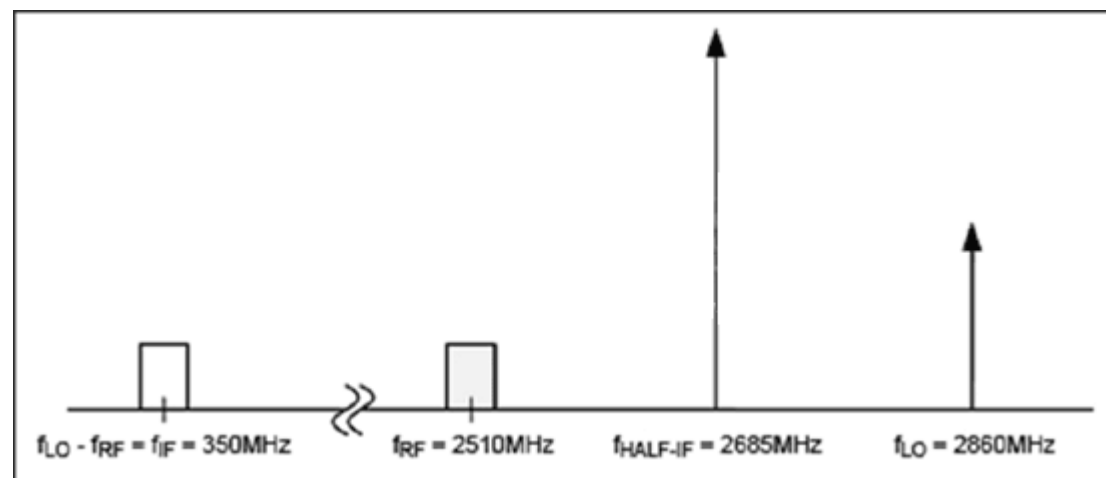


图 1: E-UTRA 高边 LO 注入示例, 显示了所要求的  $f_{RF}$ 、 $f_{LO}$ 、 $f_{IF}$  和不希望出现的  $f_{HALF-IF}$  频率分布。

假设:

- $f_{RF}$  中心频率 = 2510MHz

- $f_{LO} = 2860$ MHz

- $f_{IF} = f_{LO} - f_{RF} = 2860\text{MHz} - 2510\text{MHz} = 350\text{MHz}$

计算造成杂散响应的阻塞频率：

$$f_{\text{HALF-IF}} = f_{RF} + f_{IF}/2 = 2685\text{MHz}$$

检查算法以验证半中频阻塞或杂散频率：

$$2 \times f_{LO} - 2 \times f_{\text{HALF-IF}} = 2 \times (f_{RF} + f_{IF}) - 2 \times (f_{RF} + f_{IF}/2) = 2f_{RF} + 2f_{IF} - 2f_{RF} - f_{IF} = f_{IF}$$

这造成半中频杂散频率产生不希望的 IF 杂散信号：

$$2 \times 2860\text{MHz} - 2 \times 2685\text{MHz} = 350\text{MHz}$$

## 接收器的 IP2

如果器件数据手册没有直接给出 2x2 杂散响应的抑制度，则可从混频器的 IP2 指标推导。假设：只有 RF 和 LO 的基波分量施加在混频器端口，谐波失真仅由混频器自身产生。

RF 通路的镜频抑制滤波器会在混频器前端抑制任何不希望出现的 RF 放大器谐波；LO 通路的噪声滤波器对 LO 注入产生的谐波进行抑制。强输入信号无论是在器件或系统的输入或输出端都会产生失真或交调产物，这些产物可通过计算交调(IP)进行量化。输入交调计算中假定有用信号的幅值与干扰信号分量的输入幅值相同。如果混频器 LO 功率保持恒定，IP 或失真产物的阶数仅由 RF 的倍乘(而非 LO 倍乘)决定，这是因为我们仅考虑 RF 信号的变化，阶数代表失真产物的幅值随输入电平的上升而增加的快慢。例如，由于成平方关系，当输入信号增大 1dB 时，2 阶交调(IM)产物的幅值增加 2dB。

## 半中频杂散功率水平

以下讨论以 MAX1997A 下变频混频器为例，从数据手册的交流电气特性规格中可以查到以下指标：

- RF 杂散功率为 -5dBm (2685MHz)

- LO 电平设置为 +0dBm (2860MHz)

- 典型 2LO - 2RF 杂散响应比 RF 载波电平低 64dB，单位为 dBc；64dBc 指 2 阶交调抑制比 (IMR2)。

- 计算得到：PSPUR = -5dBm + (-64dBc) = -69dBm。

MAX1997A 如此优异的 2x2 性能在其输入形成以下等效的 IP2 性能(IIP2)：

$$\text{IIP2} = 2 \times \text{IMR2} + \text{PSPUR} = \text{IMR2} + \text{PRF}$$

$$= 2 \times 64\text{dBc} + (-69\text{dBm}) = 64\text{dBc} + (-5\text{dBm})$$

$$= +59\text{dBm}$$

同样，MAX19985A 900MHz 有源混频器提供典型的 2RF - 2LO 杂散响应，在类似条件下等于 71dBc:

$$\text{IIP2} = 2 \times \text{IMR2} + \text{PSPUR} = \text{IMR2} + \text{PRF}$$

$$= 2 \times 71\text{dBc} + (-76\text{dBm}) = 71\text{dBc} + (-5\text{dBm})$$

$$= +66\text{dBm}$$

### **E-UTRA LTE 示例**

假设 E-UTRA LTE 蜂窝系统与同类 BTS 共存，从而产生高达+16dBm 的 OOB CW 阻塞信号(如 3GPP TS 36.104 V10.2.0 标准所述，图 2 所示)。对于 LTE 接收机，由于半中频杂散信号的原因，天线端口要求的等效 IIP2 为+131dBm。采用以下步骤进行计算:

- 预期信号电平=灵敏度功率电平(PSENSITIVITY) + 6dB = -95.5dBm
- 对于 LTE 5MHz 载波，采用 SNR = -1.1dB，对应于合成噪声和杂散产物的最高电平 -96.6dBm。
- 通过减去相应带宽的热噪声和噪声系数(本例中，减去 KTBF = -100.4dBm)，确定最大允许杂散产物电平为-98.9dBm，
- 计算 2 阶交调比，IMR2 = 115dB。
- 最后，计算得到：IIP2 = +131dBm，如图 2 所示。

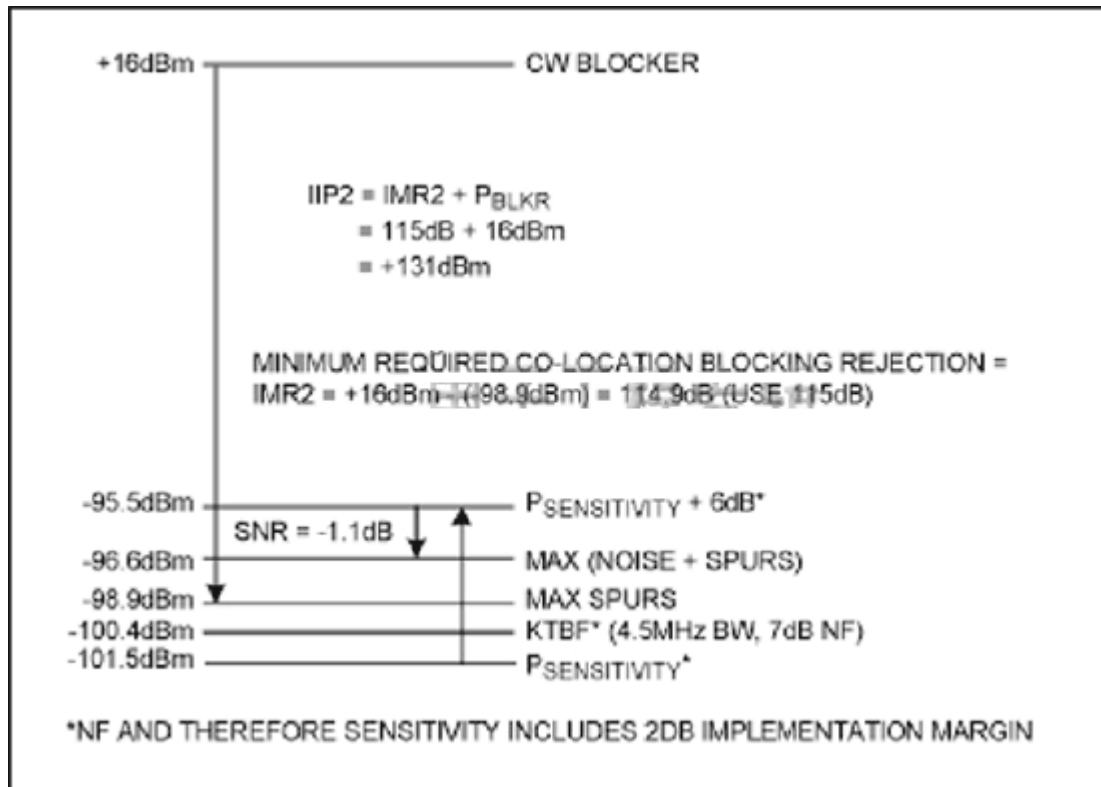


图 2: 对于 LTE 广域 BTS 接收器, OOB +16dBm CW 阻塞信号要求最小 IIP2 指标为+131dBm; 5MHz 间距, 采用 QPSK、R=1/3 调制。

图 3 所示为接收器前端简化框图, 标出了第一混频器中每一级的增益、2 阶 IP 和半中频选频性。

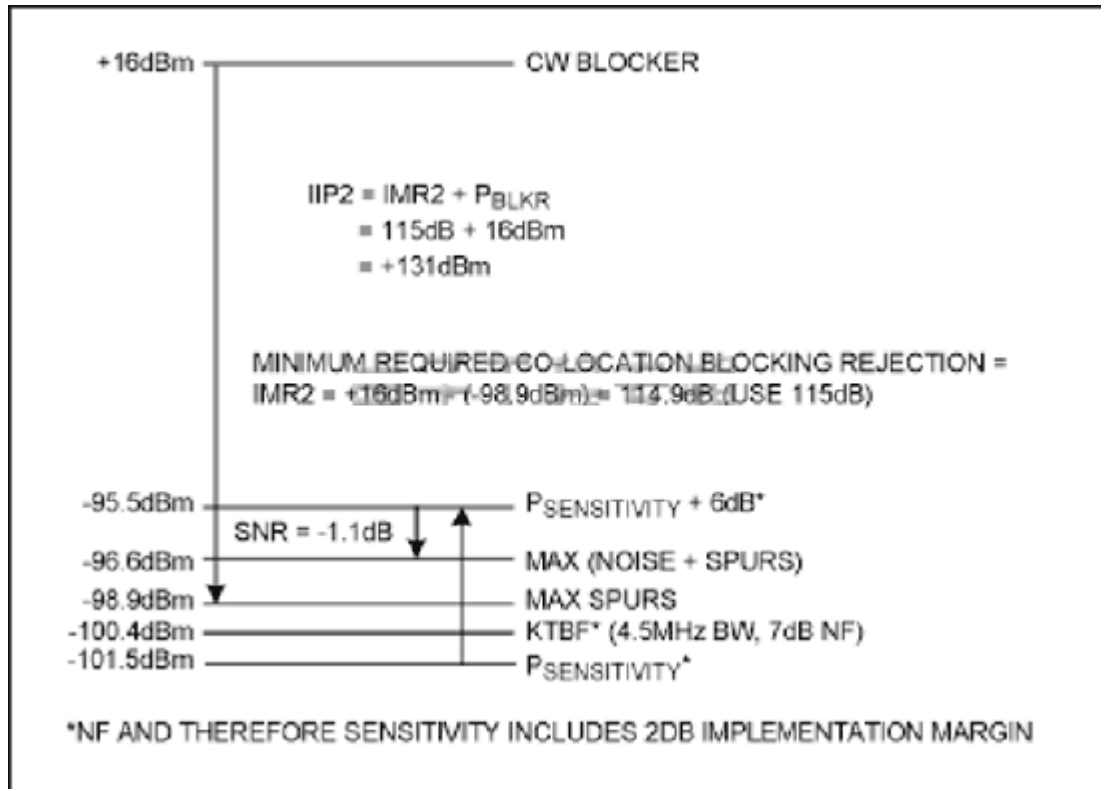


图 3: IIP2 LTE 示例的简化方框图, 标出了 MAX19997A IIP2 性能和相关的滤波器选频特性。

整体级联 IIP2 性能由各级的增益、滤波器在半中频位置的选择性, 以及混频器 IIP2(或 2x2) 性能决定。由于混频器主要影响通道的串联 IIP2, 所以, 在以下计算中忽略其它级的 IIP2。混频器之前的 IIP2 随着通道各级增益而降低(dB 对 dB)。实际应用中, 在混频器前端增加半中频的 RF 滤波, 以提供额外的杂散抑制。计算天线端口的等效 IP 提高幅度为半中频选择性的 2 倍, 单位为 dB。这是因为二次谐波失真分量幅度的增加速度是带内信号幅度增加的两倍。利用 E-UTRA LTE 3GPP 接收器设计示例中计算的 MAX19997A 的 +59dBm IIP2, 计算天线端口的串联 IIP2:

$$IIP2_{Cascade} = IIP2_{Mixer} - Gain + 2 \times Selectivity = +131dBm$$

$$IIP2_{Cascade} = +59dBm - (-2 + 13 + 13 - 2)dB + 2 \times (30 + 17)dB = +131dBm$$

MAX19997A 如此优异的 2LO - 2RF 杂散指标对设计的影响举足轻重。为满足接收器的半中频杂散指标, 器件可降低对滤波器选择性的要求(如本例所示), 或采用额外的滤波器滤波时, 可提供技术指标裕量。

## 结论

本文介绍了如何确定半中频杂散性能, 以及如何将混频器的 2x2 杂散响应(IMR2)转换为对应的 IIP2, 或相反的指标转换。对这种二阶关系的理解可以帮助射频工程师根据具体应用确定合适的混频器性能。MAX19997A 2.5GHz 混频器和 MAX19985A 900MHz 混频器均具有优异的 2x2 (IP2)指标, 降低了接收器对半中频杂散滤波的要求, 使这些混频器可理想用于高

性能无线设计。