

3GPP 直接转换接收器中双音及 W-CDMA 调制阻塞的有效 IM2 产物估算

近年来随着第3代(3G)无线网络在日本(IMT-2000)、欧洲(UMTS)和美国(CDMA2000)的推广,在3G移动手机的商业开发中,对低成本、低功耗与小型化的用户设备(UE)的需求正在变得日益重要。通过硅处理工艺的正确使用、适当的电路设计技术和架构的实现,直接转换接收器架构已成为高集成度3G手机平台最有前途的一种系统方案。在本文中,我们介绍一种已商品化、全集成、零中频的3G射频接收器方案(图1)。文中详细讨论了对于接收器输入二阶截点(IIP2)的要求,因为它是直接转换接收器的一项关键指标。并特别给出了有关该主题测量、仿真和计算。

直接转换接收器结构

如图1所示,直接转换或零中频接收器结构可以将信号直接解调为基带I和Q信号,是实现接收器完全片上集成的途径。在3G W-CDMA FDD(全双工)工作模式下,为了隔离Rx与Tx部分,只需要一个外部双工器。此外,由于有限的双工器Tx-Rx隔离会引起解调器输入端的带外阻塞与发送机泄露,因此在FDD射频中需要LAN后端RF滤波器对其进行抑制。在零中频接收器IC中,通道选择性是在基带用片上低通滤波器实现的。信道滤波后,可变增益放大器(VGA)将基带的I/Q信号放大,然后射频调制解调IC的模拟基带部分将信号数字化。关于直接转换接收器的设计要点已被详尽地研究[1,2]。

在二阶失真效应小节中,我们将介绍并讨论在零中频接收器IC的下变频器中,产生二阶非线性产物的所有关键来源。在IIP2导出小节,我们会详细回顾对于二阶输入截点(IIP2)的推导。然后,在最后两节中,我们将注意力放在真正的IM2产物的估计,并基于规定的3G标准测试案例[3],估算对于3GPP零中频接收器IIP2的最低要求。

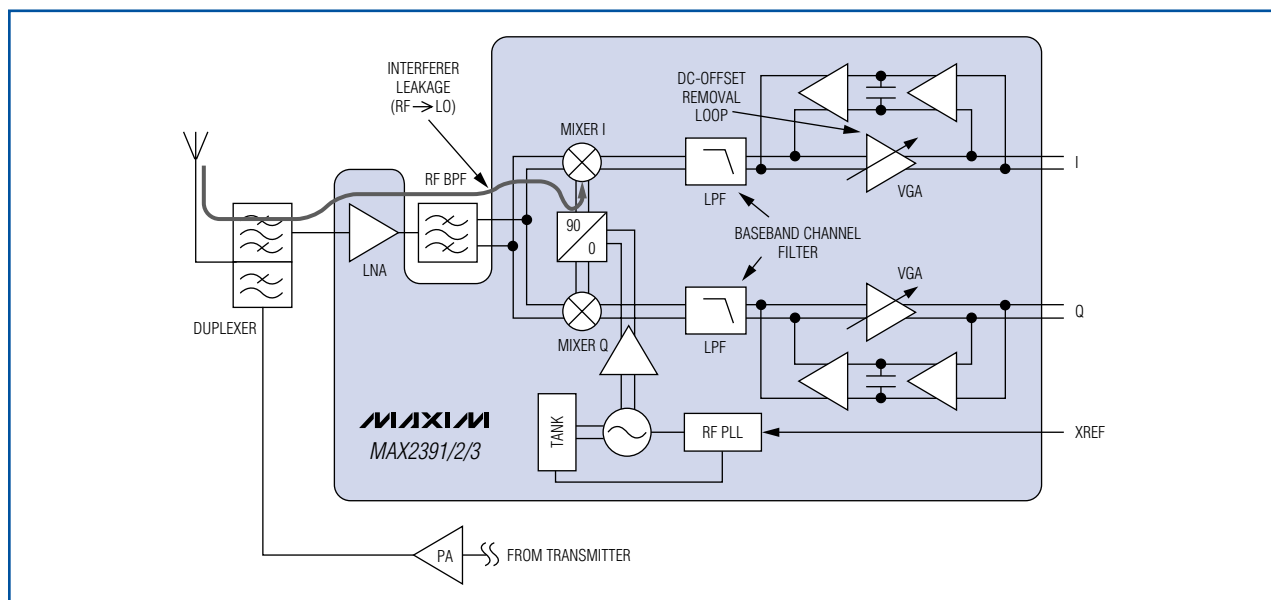


图1. 该直接转换接收器IC是针对3GPP FDD手机射频的完全集成、零中频接收器解决方案。

二阶失真效应

文献 [1] 已表明, 在零中频接收器中, 二阶互调产物 (IM2) 是棘手的干扰源。必须注意减小接收器基带信道中这些产物的电平。在零中频接收器中, 前端二阶非线性将调幅阻塞中的 AM 成分解调到基带。这些二阶 IM2 产物包含阻塞包络的平方项。因此, 这些基带的无用频谱成分的带宽会高达阻塞幅度包络带宽的 2 倍。根据有用信号在基带的调制带宽不同, 这些 IM2 产物会部分、或全部地成为造成整个接收机干扰容限降低的贡献者。

我们这里所讨论的 IM2 失真产物是指那些发生在零中频接收器中下变频单元的失真。这是因为 LNA 中的低频 IM2 产物通常会被 LNA 与混频器之间的交流耦合或带通滤波器滤除。零中频接收器中的 IM2 产物由多种不同机制产生 [4]。不过, 这里着重介绍两种主要的 IM2 产生机制。

RF 自混频

RF 自混频的发生主要是由于零中频接收器混频器中换向级不理想的硬开关 I-V 特性, 以及 RF 信号通过杂散耦合向 LO 端口的泄漏。用低 LO 功率驱动时, 混频器中会出现不良的硬开关, 因此其表现更像一个线性乘法器。结果, 在 LO 端口上出现 RF 到 LO 泄漏成分时 (图 1), 零中频混频器的输出中包含与输入信号和 RF 到 LO 耦合因数的平方成正比的信号。这样就在基带上产生了二阶 IM 产物。当泄漏到 LO 端口的 RF 信号是强阻塞时, 会非常有害于接收器性能。

下变频器 RF 级, 二阶非线性与 LO 级开关对失配

在零中频接收器的 I/Q 混频器输入端引入强 CW 或调制阻塞时, 混频器跨导级或 RF 级中的有源器件的二阶非线性将产生低频 IM2 产物。这些产物连同有用的 RF 信号与阻塞一起, 形成跨导级输出电

流的一部分。在一个理想平衡的混频器中 (包括理想匹配的混频器负载或开关对 /LO 级中的器件), 等效差分 IM2 产物被转换到高频。另外, 等效共模 IM2 产物在混频器差分输出端被抵消。不过, 考虑到 LO 占空比从 50% 的偏离, LO 级器件的失配会导致一个直接的低频泄漏增益, 它作用于低频 IM2 产物。结果, 这些产物被转换成 I/Q 混频器的基带输出。

值得注意的是先前我们假定, 在零中频接收器中下变频单元是限制 IM2 产物抑制能力的主要模块。如果紧随 I/Q 混频器之后的基带级有足够高的共模抑制比 (>60dB), 这个假设是成立的。

IIP2 导出

接收器前端的弱非线性特性可表达如下:

$$V_o(t) = a_1 \times V_i(t) + a_2 \times V_i(t)^3 + L \quad (\text{等式 1})$$

为了得到基于双音干扰的二阶输入截点 (IIP2) 表达式, 图 2 中到达接收机的输入信号被表示为 $V_i(t) = A \times \cos(\omega_1 t) + A \times \cos(\omega_2 t)$, 总的双音功率等于 A^2/R 。可得到接收器前端的二阶失真产物为:

$$a_2 \times V_i(t)^2 = a_2 \times A^2 \times [1 + \cos((\omega_1 - \omega_2)t) + \cos((\omega_1 + \omega_2)t) + (\cos(2\omega_1 t)/2) + (\cos(2\omega_2 t)/2)] \quad (\text{等式 2})$$

产生于 $(f_1 + f_2)$ 和 $(f_1 - f_2)$ 处的 IM2 产物, 再加上直流偏移, 可表达如下:

$$a_2 \times A^2 \times [1 + \cos((\omega_1 - \omega_2)t) + \cos((\omega_1 + \omega_2)t)] \quad (\text{等式 3})$$

式 3 中的输出 IM2 产物相对于系统阻抗 (R) 的总功率可计算如下:

$$|a_2|^2 \times A^4 \times \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{2R} + \frac{1}{2R} \right) = 2 \times |a_2|^2 \times \frac{A^4}{R} \quad (\text{等式 4})$$

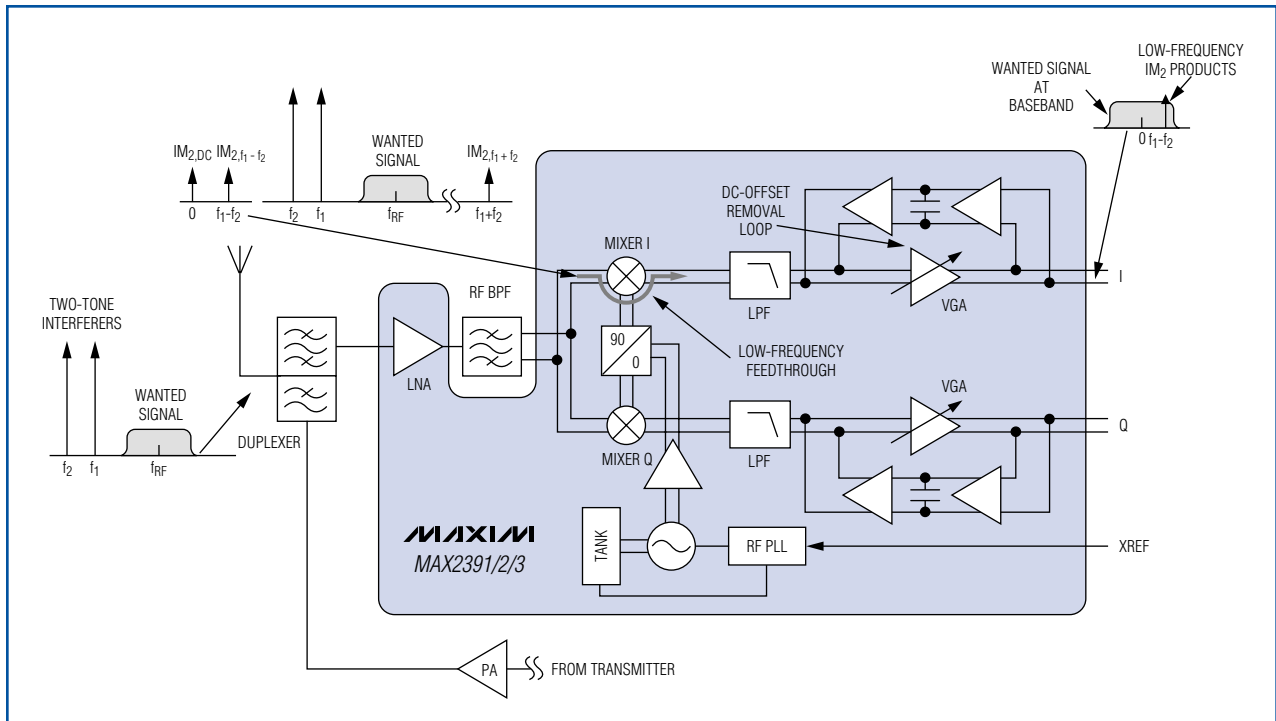


图2. 零中频接收器中由双音阻塞引起的二阶互调失真。

IIP2 功率被定义为某个总输入信号功率，在这个功率水平下输出 IM2 产物的总功率(式4)折算到输入后等于总输入信号功率。通过除以增益因子 $|a_1|^2$ 可将其折算到输入。结果，我们可以写作：

$$A_{IIP2}^2/R = 2 \times \left| \frac{a_2}{a_1} \right|^2 \times \frac{A_{IIP2}^4}{R} \Rightarrow \quad (\text{等式 5})$$

$$IIP2 = IIP2^2 / \left[\left| \frac{a_1}{a_2} \right|^2 \times \frac{1}{2R} \right] \Rightarrow$$

$$IIP2 = \left| \frac{a_1}{a_2} \right|^2 \times \frac{1}{2R}$$

对于总双音输入功率等于 $P_{2T} = A^2/R$ ，IM2 产物总功率(式4)折算到接收器输入的值可表达为：

$$P_{IM2} = 2 \times \left| \frac{a_2}{a_1} \right|^2 \times \frac{A^4}{R} = \frac{P_{2T}^2}{IIP2} \Rightarrow \quad (\text{等式 6})$$

$$P_{IM2}(\text{dBm}) = 2 \times P_{2T}(\text{dBm}) - IIP2(\text{dBm})$$

值得注意的是，在等式4中，得到的 IM2 产物总功率中 50% (-3dB) 是直流分量的 IM2 产物、25% (-6dB) 是 $(f_1 - f_2)$ 处的 IM2 产物，另 25% (-6dB) 是 $(f_1 + f_2)$ 处的 IM2 产物。因此，从式4与式6可以得到 $(f_1 - f_2)$

处 IM2 产物的功率：

$$P_{IM2,(f_1-f_2)}(\text{dbm}) = 2 \times P_{2T} - IIP2 - 6\text{dB} \Rightarrow$$

$$P_{IM2,(f_1-f_2)}(\text{dBm}) = 2 \times P_{1T}(\text{dBm}) - IIP2(\text{dBm}) \quad (\text{等式 7})$$

其中，每个音的功率电平 (f_1 或 f_2 处的 P_{1T}) 是双音功率总和的 50%，即 $P_{1T}(\text{dBm}) = P_{2T}(\text{dBm}) - 3\text{dB}$ 。

有效的低频 IM2 产物

在 3GPP W-CDMA 射频前端，接收器输入端最坏情况的干扰并不是双音型，而是宽带数字调制型阻塞。因此，为了导出要获得期望的 BER 性能所需的接收器 IIP2，有必要根据调制阻塞估算有效的低频 IM2 产物。理解调制阻塞的特性也很必要，尤其是其非恒定的包络。这是因为前端的二阶非线性会将 RF 阻塞的包络剥离下来，并以包络平方的形式转换到基带。3G 标准测试案例 7.3.1 和 7.6.1 [3] 中介绍了 3GPP W-CDMA 接收器中两个主要的调制阻塞。第一个测试案例 7.3.1 规定了天线处的发送上行链路(UL)信号达到最大功率电平(+24dBm)时，BER 10^{-3} 所需灵敏度的最小值。第二个测试案例 7.6.1 规定了调制下行链路(DL)阻塞为 -44dBm

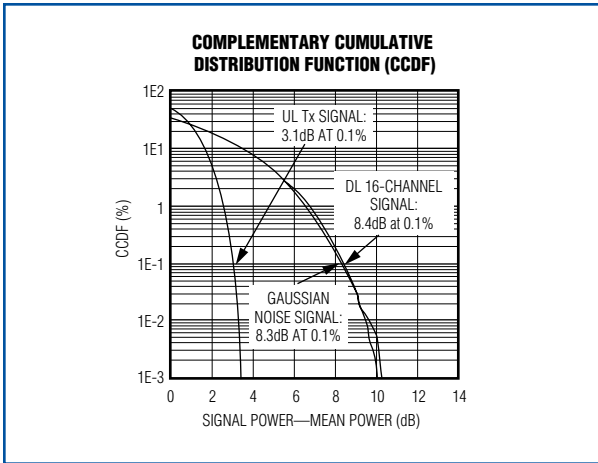


图 3. UL 参考信道和 DL 16 信道阻塞的 CCDF 与高斯噪声信号 CCDF 的比较。

时，对于 $BER < 10^{-3}$ ，天线连接器处需接收信号电平的最小值。这是一个偏离有用信号 15MHz 的阻塞，同时天线处的 UL 发送功率为 +20dBm。

3GPP 标准文件 [3] 的表 A.1 中给出了 UL 参考测量信道 (12.2kbps) 结构，该结构代表了 3G W-CDMA 手机天线处的发送上行链路信号。它由一个专门的物理数据信道 (DPDCH) 和一个专门的物理控制信道 (DPCCH) 组成。在射频调制解调部分，DPDCH 与 DPCCH 信道都扩展到 3.84Mcps，被调整到适当的功率比 (DPCCH/DPDCH = -5.46dB)，经过 HPSK 加扰，并用一个滚降因数 $\alpha = 0.22$ 的

1.92MHz 开方升余弦 (RRC) 滤波器滤波 [5]。在反方向，偏离期望信道 15MHz 的前向信道调制阻塞由测试所需的公共信道 (文献 [3] 中的表 C.7) 和 16 个专用数据信道 (文献 [3] 中的表 C.6) 组成。信号采用 QPSK 编码，扩展到 3.84Mcps，复合加扰，并用 RRC 滤波器滤波，该滤波器类似于用于 UL 信号的滤波器 [5]。在 RF 这两种信号的 -3dB 带宽都等于 3.84MHz，而且总信号功率的 99% 位于 4.12MHz 带宽以内 (-6dB BW)。为了解经调制的 UL 发送 (Tx) 信号或经调制的 DL 16 通道信号的包络特性，并估算 W-CDMA 接收器中分别由这两种信号产生的有效 IM2 产物，有必要首先研究每种信号的功率统计特性。由于有效 IM2 产物存在于 W-CDMA 零中频接收器中，因此估算有效 IM2 产物也很关键。有效 IM2 产物用互补累加分配函数 (CCDF) 来表示，它给出了信号的峰-均功率比 (PAR) 与概率的关系。图 3 所示为 ADS™ 仿真得到的 UL 发送信号与 DL 16 信道信号的 CCDF，并与高斯噪声信号 CCDF 进行了比较。

图 3 中值得注意的是，基于一路发送 DPDCH 时，UL 参考信道在 0.1% 概率处的 PAR 为 3.1dB。另一方面，偏移量为 15MHz 的 DL 阻塞中包含 16 个专用业务信道，在 0.1% 概率处的 PAR 为 8.4dB，与高斯噪声信号的 PAR 几乎相等。由于两种不同阻塞之间的 PAR 不同，以下将说明这两个标准测试

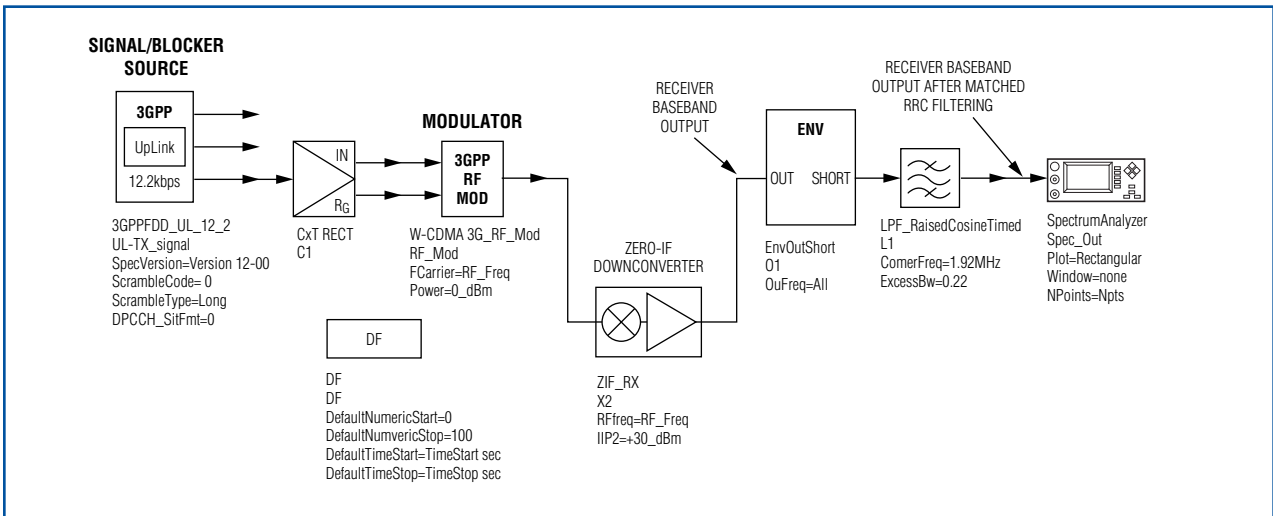


图 4. 详细说明 IM2 产物估算的 ADS 模板。

ADS (Advanced Design System) 是 Agilent Technologies 的商标。

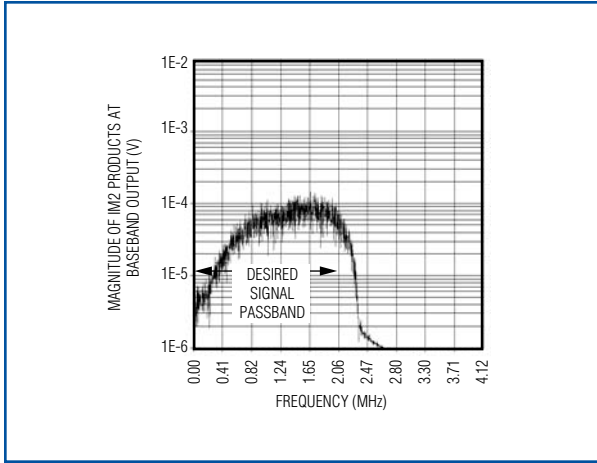


图5. 由UL Tx阻塞引起的零中频接收器输出端RRC滤波后的IM2产物仿真结果。

案例中估算有效低频IM2产物的不同之处。

为了研究W-CDMA零中频接收器输入端调制阻塞引起的IM2产物，建立了ADS IM2仿真模型(图4)。IM2产物经过RRC滤波器滤波，该滤波器与基站发送机的RRC滤波器相匹配。仿真中产生的低频IM2产物在0Hz至2.06MHz的基带有用信号带宽内被测量，这也是RF上99%信号功率带宽的一半。

图5和图6分别针对W-CDMA UL参考测量信道(12.2kbps)与W-CDMA DL 16信道阻塞，给出了仿真得到的零中频下变频器基带输出端(匹配的RRC滤波之后)的IM2产物幅度频谱。在ADS模型中，仅用于仿真目的我们使用一个功率等于0dBm的调制阻塞，和一个IIP2等于+30dBm的零中频下变频器。得出的低频IM2产物功率电平，对于0dBm W-CDMA UL Tx信号，在1kHz至2.06MHz的有用信号通带内积分后，等于-43.7dBm。另外，由二阶非线性引起的DC偏移量等于5mV，这相当于50Ω上的-33dBm(图5)。另一方面，IM2产物的功率电平，对于0dBm W-CDMA DL 16信道阻塞，在1kHz至2.06MHz的有用信号通带内积分后，等于-33.1dBm。由二阶非线性引起的DC偏移量也等于5mV(图6)。

再回到式6，并假定零中频下变频器输入端双音阻塞的总功率电平为0dBm，则接收器输入端的总IM2产物功率电平可以根据下式计算： $P_{IM2}(dBm) = 2 \times P_{2T}(dBm) - IIP2(dBm) = -30dBm$ 。根据方程4

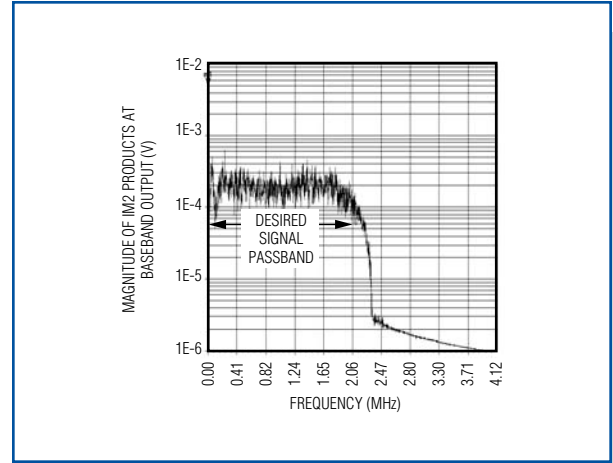


图6. 由DL 16信道阻塞引起的零中频接收器输出端RRC滤波后的IM2产物仿真结果。

和方程7，分别得到DC偏移量电平为-33dBm， $(f_1 - f_2)$ 处的IM2产物功率电平为-36dBm。因此可以得出结论：与0dBm双音阻塞引起的低频 $(f_1 - f_2)$ IM2产物功率电平相比，0dBm UL Tx阻塞引起的，在1kHz至2.06MHz频段上积分得到的低频IM2产物功率电平要低7.7dB。同理，与0dBm双音阻塞引起的低频 $(f_1 - f_2)$ IM2产物功率电平相比，0dBm DL 16信道阻塞引起的等效总低频IM2产物的功率电平要高2.9dB。根据上述结果，总有效IM2产物功率电平可以概括为以下等式：

对UL参考信道或Tx阻塞案例，

$$P_{IM2,UL_TX}(dBm) = \quad (\text{等式 } 8)$$

$$2 \times P_{UL_TX}(dBm) - IIP2(dBm) - 13.7dB =$$

$$2 \times P_{1T}(dBm) - IIP2(dBm) - 7.7dB$$

16信道阻塞案例

$$P_{IM2,DL_16Ch}(dBm) = \quad (\text{等式 } 9)$$

$$2 \times P_{DL_16Ch}(dBm) - IIP2(dBm) - 3.1dB =$$

$$2 \times P_{1T}(dBm) - IIP2(dBm) + 2.9dB$$

在等式8和等式9中，每个音的功率电平 $(f_1$ 或 f_2 的 P_{1T})是双音阻塞总功率电平 (P_{2T}) 的50%，该双音阻塞与调制阻塞的功率电平相同，即 $P_{1T}(dBm) = P_{2T}(dBm) - 3dB = P_{UL_TX/DS_16Ch}(dBm) - 3dB$ 。值得注意的是与方程8估算的总IM2产物电平相关的-13.7dB压缩因数，与文献[6]计算得到的因数很接近。而且，在基于图1所示器件构成的零中频接

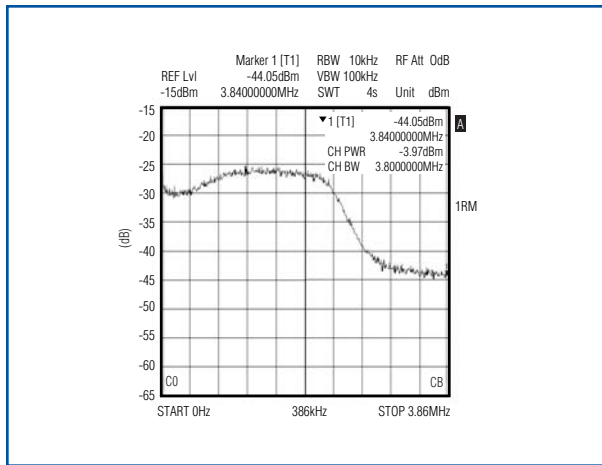


图7. 由UL Tx阻塞引起的零中频接收器输出泄漏中测得的IM2产物, 未经RRC滤波。

收器上完成的实验室测量已验证了方程8所给出的结果。实际测得的由UL Tx阻塞(图7)引起的基带上的IM2产物, 与图5所示仿真得到的IM2产物具有相似的频谱特性。图7中实测的接近直流的频谱成分大于图5中相应的仿真结果。这是由于实际被测零中频接收器中接近直流时额外的下变频相位噪声。

W-CDMA接收器的最低IIP2要求

接下来的部分中, 针对测试案例7.3.1与7.6.1, 根据等式8与等式9, 分别推导W-CDMA零中频接收器所需的最小IIP2。所有IIP2计算都折算到接收器LNA输入端。

3GPP标准测试案例7.3.1

- FDD模式下, 估算得到的在LNA输入端的最大UL TX信号泄漏为-24dBm ($P_{UL_TX, LNA} = \text{双工器处的 PA 功率} - \text{双工器_隔离度}_{TX_RX}, \min = +26\text{dBm} - 50\text{dB} = -24\text{dBm}$)。假定LNA之前双工器在最坏情况下的插入损耗(IL)等于-2dB。在3GPP IMT频带射频手机中, 相对于期望的Rx信号频率, Tx泄漏频率的偏移量是190MHz。

- 文献[7]说明, 对于所需的-117dBm/3.84MHz业务信道灵敏度, 在有用的业务信道被解码并解扩后所需的 E_b/N_t 最小值为7dB。在测试案例7.3.1中(在 $BER < 10^{-3}$ 下定义所要求的最低业务信道灵敏

度), N_t 被假定为纯粹由接收器NF引起的噪声(N_0)。对3.84Mcps的码片速率与12.2kbps的用户比特率, 处理增益为 $G_p = 10\log(3.84\text{Mcps}/12.2\text{kbps}) = 25\text{dB}$ 。可以计算由接收器NF引起的最大允许噪声功率(P_N)为 $P_N = P_{\text{Sensitivity}} + G_p - E_b/N_t = -117\text{dBm} + 25\text{dB} - 7\text{dB} = -99\text{dBm}$ 。

- 在最低灵敏度水平下, 要求由UL TX泄漏阻塞引起的低频IM2产物不能降低接收器灵敏度。由于在W-CDMA零中频接收器中通常具有片上直流偏移抑制, 因此由IIP2引起的直流偏移量没有影响。如果假定低频IM2产物的总功率电平至少需要比 P_N 低11dB(最大0.3dB的接收器灵敏度降低), 则最大允许的、由UL Tx泄漏阻塞引起的输入IM2折算到LNA输入的值可以这样估算:

$$P_{IM2, UL_TX} = P_N - 11\text{dB} - I_{L\text{duplexer}} \leq -99\text{dBm} - 11\text{dB} - 2\text{dB} = -112\text{dBm}.$$

- 接收器IIP2, 在Tx偏移处(190MHz)发射, 折算到接收器LNA输入, 用方程8计算如下: $P_{IM2, UL_TX}(\text{dBm}) = 2 \times P_{UL_TX, LNA}(\text{dBm}) - IIP2_{TX}(\text{dBm}) - 13.7\text{dB} \Rightarrow IIP2_{TX}(\text{dBm}) \geq +50\text{dBm}$

3GPP标准测试案例7.6.1

- 在该测试案例中, 有用信号比测试案例7.3.1规定的灵敏度最小值高3dB。因此, 最大允许噪声加干扰功率电平是-96dBm。这比前一测试案例计算得到的电平高3dB。假定接收器噪声电平相同(-99dBm), 则最大允许的干扰功率电平为-96dBm - 3dBm = -99dBm。

- 偏离有用信号15MHz的W-CDMA DL 16信道阻塞引起的总干扰功率, 假定主要在三种产物中分配。它们是相位噪声互易混频(25%或-6dB), 接收器输出端经过片上滤波后的阻塞电平(25%或-6dB), 以及该阻塞引起的低频IM2产物(50%或-3dB)。因此, 我们可以估计由DL阻塞引起的输入IM2产物, 折算到接收器LNA输入端的最大允许值为: $P_{IM2, DL_16Ch} = P_N - 3\text{dB} - I_{L\text{duplexer}} \leq -99\text{dBm} - 3\text{dB} - 2\text{dB} = -104\text{dBm}$ 。由UL Tx泄漏信号引起的低频IM2产物已被忽略, 因为在此测试中, UL Tx功率相比测试案例7.3.1降低了4dB。

• 在该测试案例中，天线处的额定调制阻塞电平等于-44dBm，因此考虑双工器中-2dB IL，LNA输入端的阻塞电平 $P_{DL-16Ch,LNA}$ 为-46dBm。

• 15MHz偏移处的接收器 IIP2 (15MHz)，折算到 LNA 输入端，用等式9计算：

$$P_{IM2,DL-16Ch}(dBm) = 2 \times P_{DL-16Ch,LNA}(dBm) - IIP2_{(15MHz)}(dBm) - 3.1dB \Rightarrow IIP2_{(15MHz)}(dBm) \geq +9dBm$$

当所有结果都折算到LNA输入端时，值得注意的是，在UL Tx频偏处的零中频接收器 IIP2 (Tx)要求高于DL 16信道阻塞频偏处要求的IIP2 (15MHz)。

将IIP2 (Tx)要求转换到I/Q混频器输入端时，这就必须要求混频器的IIP2 (I/Q混频器)大于+60dBm。不过，通过使用LNA后端滤波器可以降低这项要求，它可以在Tx泄漏频偏处提供选择性 [8]。

结语

本文通过仿真、计算和测量，给出了存在调制W-CDMA阻塞的情况下，对于零中频接收器IIP2的估计。已经证明依赖于调制阻塞包络属性的不同，所产生的低频IM2产物在基带的电平可以低于或高于等效的双音阻塞所产生的低频IM2拍音电平。

类似的文章发表在2004年4月的RF Design上。

参考文献

[1] Razavi, Behzad, Design Considerations for Direct-Conversion Receivers, *IEEE Transactions on Circuits and Systems – II: Analog and Digital Signal Processing*, Vol. 44, No. 6, pp 428–435, June 1997.

[2] Loke, Aravind and Fazal Ali, Direct conversion radio for digital mobile phones—Design issues, status, and trends, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 50, pp 2422–2435, No. 11, Nov 2002.

[3] 3rd Generation Partnership Project, UE Radio Transmission and Reception (FDD), Technical Specification GRAN, Document TS 25.101, v5.7.0 (Release 5, June 2003).

[4] Manstretta, Danilo and F. Svelto, Analysis and Optimization of IIP2 in CMOS Direct Down-Converters, *2002 IEEE Custom Integrated Circuits Conference*, Orlando, FL, May 2002, pp 243–246.

[5] 3rd Generation Partnership Project, Technical Specification GRAN, Spreading and Modulation (FDD), Document TS25.213, Release 5.

[6] Minnis, B.J. et al., Estimating the IP2 requirement for a zero-IF UMTS receiver, *Microwave Engineering*, July 2002, pp 31–36.

[7] TSG-RAN Working Group 4, Nokia Mobile Phones, MS Receiver Sensitivity in UTRA FDD mode,” Document TSGW4 #1(99)012, January 1999.

[8] Ali-Ahmad, Walid Y., Improving the receiver intercept point using selectivity, *RF Design*, December 1997, pp 22–30.