

关键词: 邻道泄漏抑制比, ACLR, 交调, IM3, 输出截点, OIP3, CW, RF 载波, IMD, 功率放大器, pa, CW, 宽带, 频谱

应用笔记 3902

## 通用 RF 器件的邻道泄漏比(ACLR)来源

Apr 23, 2007

**摘要:** 任何通用的 RF 器件,不论是混频器、放大器、隔离器或其它器件,其邻道泄漏比(ACLR)都受器件三阶互调失真(IM3)的影响。可推导出器件的 IM3 与三阶输出交调截点(OIP3)之间的关系。本文介绍了估算 ACLR 的公式推导, ACLR 是 IM3 的函数。

### ACLR/IMD 模型

为了了解 RF 器件的 ACLR 来源可以对宽带载波频谱进行[模拟](#), 相当于独立的 CW 副载波集合。每个副载波都会携带一部分总的载波功率。下图所示就是这样一个模型, 连续 RF 载波由四个单独的 CW 副载波模拟, 每个副载波的功率为总载波功率的四分之一。副载波以相同的间隔均匀地分布于整个载波[带宽](#)内。

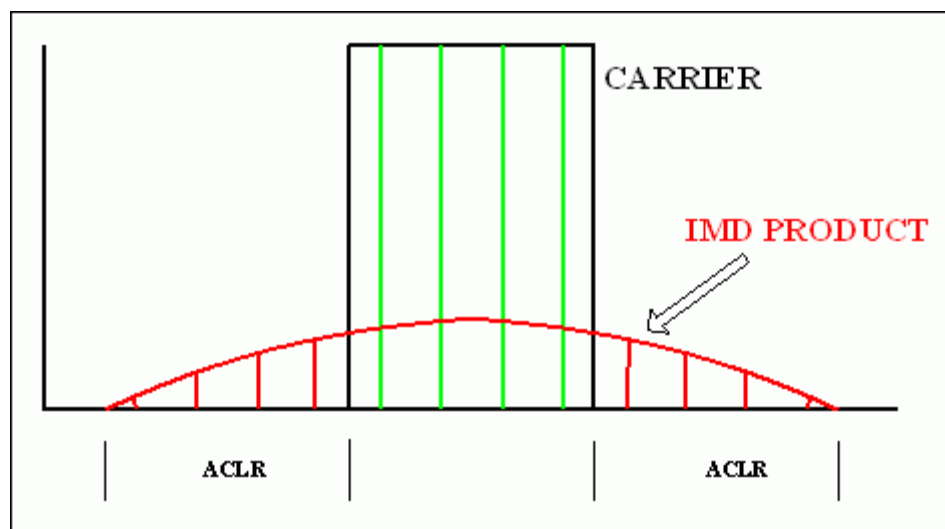


图 1. 宽带载波信号的副载波模型

图 1 中的绿线从左到右分别是副载波 1、2、3 和 4。如果我们只考察左边的两个副载波(1 和 2)，可以考虑 RF 器件中的任意 IMD3 [失真](#)引起的三阶 [IMD](#) 分量。三阶失真表现为这两个副载波两侧的低电平副载波，两个“绿色”副载波左边的第一个“红色”失真分量是这两个副载波的 IMD3 失真结果。

来自副载波 1 和 3 的 IMD3 分量在与载波 1 间距相同的频率处具有 IMD3 失真分量。这在载波频谱的左边产生第二个“红色”IM 分量。同样，来自副载波 1 和 4 的 IMD3 生成的失真分量距离载波边缘更远。

注意这里还存在其它的 IMD 分量。副载波 2 和 4 产生的 IM3 分量直接叠加在副载波 1 和 2 产生的 IMD 分量上。这一累加效应会使距离 RF 载波边缘较近的 IMD 分量的幅值比距离 RF 载波边缘较远的 IMD 分量高，产生 ACLR 失真频谱中的“肩”特性。Leffel<sup>1</sup>发表的一篇文章详细描述了来自多个副载波的 IMD 分量的这种累加。

这种方法可以定量地预测单独的 IMD3 失真分量的实际电平。通过增加模型中所使用的单独的副载波的数量可以增加模型的精度<sup>2</sup>。多个宽带载波的 ACLR 性能与该模型中的 ACLR 非常像，模型中每个单独的宽带载波占据总的宽带载波带宽的一部分。在宽带载波的相邻部分，邻近最后一个载波的单载波的 ACLR 处于 IMD3 引起的失真响应的高肩位置。这导致多载波情形的 ACLR 比单载波系统的 ACLR 差得多。再次说明，这一结果可以[量化](#)后用以精确预测单宽带载波或多宽带载波的 ACLR 性能。这种基本方法只通过 OIP3 参数来预测 RF 器件的 ACLR 性能。

## 基本关系

器件的三阶互调分量和三阶[交调](#)截点之间的关系如下所示：

$$\text{IMD3} = (3 \times P_m) - (2 \times \text{OIP3})$$

其中，

$P_m$  = 双音测试例子中的每个单音功率

IMD3 = 三阶 IM3，以 [dBm](#) 为单位，表示绝对功率

OIP3 = 三阶交调截点，表示绝对功率

为了方便，可将该公式重写为相对 IMD3，即与功率电平(P)有关的 IM3 性能。

$$\text{IMD3} = 2 \times (P_m - \text{OIP3})$$

其中，

$P_m$  = 双音测试例子中的每个单音功率

IMD3 = 三阶 IM3，以 [dBc](#) 为单位，表示相对功率

OIP3 = 三阶交调截点，表示绝对功率

### 例 1

以总输出功率( $P_{\text{tot}}$ )为+30dBm，OIP3 为+45dBm 的[功率放大器\(PA\)](#)为例。这样一个 PA 的相对 IMD3 可利用上述公式推导得出。但是，IM3 双音测试中每个单音的输出功率比 PA 的总输出功率低 3dB，即每个单音+27dBm。所以利用这些值来计算该 PA 的 IMD3：

$P_{\text{tot}} = +30\text{dBm}$  (PA 的总输出功率)

$P_m = (+30\text{dBm} - 3\text{dB}) = +27\text{dBm}$  每个单音

OIP3 = +45dBm

**IMD3 = 2 x (27 - 45) = -36dBc**

## ACLR 与 IMD3 的关系

宽带载波的 ACLR 通过一个校正因数与双音 IMD3 性能相关。该校正的存在是由于 IMD3 性能造成了 ACLR 性能恶化。这种恶化来源于由[扩频](#)载波的频谱密度组成的各种互调分量的影响。ACLR 与 IMD3 的有效关系如下所示：

**ACLR<sub>n</sub> = IMD3 + C<sub>n</sub>**

其中 C<sub>n</sub> 如下表所示：

No. of Carriers	1	2	3	4	9
Correction Cn (dB)	+3	+9	+11	+12	+13

我们可以将 IMD3 和 ACLR<sub>n</sub> 的上述关系式合并为一个统一的表达式，由 RF 器件的基本性能参数来推导多个扩频载波的 ACLR。

**ACLR<sub>n</sub> = (2 x [(P - 3) - (OIP3)]) + (Cn)**

其中，

P<sub>tot</sub> = 所有载波的总输出功率，以 dBm 为单位

OIP3 = 器件的 OIP3，以 dBm 为单位

ACLR<sub>n</sub> = "n"载波的 ACLR，以 dBc 为单位

C<sub>n</sub> = 上述表中的值

### 例 2

重复上述例子，现假设功率放大器必须产生四个载波，功率均为 250mW，总输出功率为 1W。

P/载波 = +24dBm

P<sub>tot</sub> = +30dBm，总功率

OIP3 = +45dBm

ACLR<sub>n</sub> = 2 x ((30 - 3) - (45)) + 12

ACLR<sub>n</sub> = -36dBc + 12dB

ACLR<sub>n</sub> = -24dBc

重新整理该公式可推导出要得到期望的 ACLR 所需的 OIP3。重新改写后的公式如下：

**OIP3 = 0.5 x ([2 x (P - 3)] - [ACLR<sub>n</sub>] + [C<sub>n</sub>])**

其中，

$P$  = 所有载波的总输出功率，以 dBm 为单位

$OIP3$  = 器件的  $OIP3$ ，以 dBm 为单位

$ACLR_n$  = "n"载波的  $ACLR$ ，以 dBc 为单位

$C_n$  = 上述表中的值

### 例 3

重复上述例子，现假设该功率放大器的四载波  $ACLR$  期望值是-50dBc。

$P/\text{载波} = +24\text{dBm}$

$P_{\text{tot}} = +30\text{dBm}$ ，总功率

$ACLR_n = -50\text{dBc}$

$OIP3 = 0.5 \times ([2 \times (30 - 3)] - [-45] + [12])$

$OIP3 = +55.5\text{dBm}$

## 结论

通用 RF 器件的载波功率电平、 $OIP3$  指标和单载波/多载波  $ACLR$  性能之间的关系已推导得出。该关系适用于性能受三阶失真分量影响的 RF 器件。包括许多通用的 RF 器件，但是驱动不能太接近饱和电平。通过观察，该模型对  $ACLR$  的预测精度接近 $\pm 2\text{dB}$ 。

## 参考文献

Michael Leffel, "Intermodulation Distortion in a Multi-signal Environment," *RF Design Magazine*, June 1995, pp. 78-84.

Nuno Borges Carvalho and Jose Carlos Pedro, "Compact Formulas to Relate ACPR and NPR to Two-Tone IMR and IPE," *Microwave Journal*, December 1999, pp. 70-84.