



讯泰微波有限公司上海代表处

利用小信号 S 参数设计 HMC454ST89 应用电路

一、器件基本特性的描述

HMC454ST89 是具有高动态范围的 0.5 瓦单片微波放大器。其主要材料是 GaAs InGaP HBT，工作频段是 400MHz 到 2.5GHz。该器件采用标准的工业级 SOT89 封装，增益的典型值在 0.8GHz 到 1.0GHz 是 17.8dB；在 1.8GHz 到 2.2GHz 是 12.5dB。直流+5V 供电时，通过采用少量外围器件，OIP3 指标能够被显著的优化——在 1.9GHz 达到+40dBm；在 2.0GHz 达到+42dBm。出色的 OIP3 特性和 PAE 特性使得 HMC454ST89 成为一种理想的驱动放大器。其主要应用领域包括：蜂窝移动通信、无线本地环（WLL）、ISM 等等。

二、器件应用中需要考虑的问题

不断发展的无线通信市场对半导体器件的制造商提出了日益严格的需求——体积小、成本低、功能多样。很多新的器件是针对某些特定的频带设计的，“窄带特性”限制了它们的适应性。很多情况下，客户总是希望购买的器件，只要通过外围少量的调整，就能够满足多种应用。例如，市场上有数以百计已经匹配好的放大器，这些放大器来自不同的厂家，并且只能覆盖某些分离的频段。“应用方便”是这些放大器的特点，因为用户只需要在 PCB 板上设计焊盘就行了。然而在很多时候，系统要求放大器工作在通用的无线通信频带之外。这时候，电路设计人员就必须选用分立的半导体器件——晶体管。这种封装好的晶体管需要同时设计“匹配网络”和“偏置网络”。对于经验丰富的射频工程师来讲，他们往往能够很容易完成“匹配网络”的设计，从而放大器在指定的频带内达到期待中的响应特性。然而，在晶体管应用电路设计中，“偏置网络”的设计往往会考虑不充足。这一疏漏通常导致了晶体管的自激，或者增益的温度不稳定性。理想的解决方法就是在晶体管中集成偏置网络，从而不需要在外围进行设计。Hittite Microwave 公司最新推出的放大器——HMC454ST89 就是按照这种思路设计的，它的频带宽度是 400MHz 到 2.5GHz 以上。这款放大器在内部集成了“镜像电流”偏置网络，既提供了稳定的偏置，又保证了增益随温度的稳定性。

在 HMC454ST89 数据资料中匹配网络设计的目标是达到最佳 OIP3 值。这种设计方法不同于常用的小信号设计方法。因为设计的依据是通过“Load-Pull”试验而获取的大信号 S 参数。然而，获得“Load-Pull”数据是一项费时、费力的工作，而且很难得到完全精确的测试结果。如果不需要放大器工作在最佳的 OIP3 或者 P1dB 情况下，就可以使用小信号 S 参数设计匹配网络。通常情况下，匹配网络的两种设计方法会带来 OIP3 值的 3dB 差异。在这篇应用文档中，将介绍应用于三种频段的匹配网络的设计方法。设计依据是由 HMC454ST89 评估板获取的小信号“De-embedded”S 参数。小信号设计之后的放大器将测试 PSAT、P1dB、OIP3、ACPR，并且与大信号 S 参数设计结果进行比较。



讯泰微波有限公司上海代表处

三、从评估板获得 De-embedded 的 S 参数方法介绍

设计匹配电路的第一步是要获得精确的器件模型，或者参考点在器件封装管脚的 S 参数。利用任何一种矢量网络分析仪可以很容易获得参考点位于评估板 SMA 接头的 S 参数。然而，要获得参考点位于器件封装管脚的 S 参数就比较困难。基本上讲，有三种方法能够达到这种目的——1) 用夹具直接测量；2) 使用矢网扩展断口测量；3) 使用标准的短路、开路、负载、传输 (SOLT) 校准件，以及精确的评估板模型。

第一种测量方法需要特殊的测试装备，例如：专用探头、专用的夹具。如果不用考虑专用探头的造价以及专用夹具的开发时间，那么，这种方法值得采用，毕竟它能够得到最精确的测量结果。

第二种测量方法利用了大多数矢网的端口扩展功能。矢网的校正参考点能够通过仪器的内部计算转移到器件的管脚。这一方法的应用前提是假定仪器的校正参考点和器件的管脚之间是完全理想的传输线。遗憾的是测试通路的物理损耗以及不连续性造成这一方法没有实用的价值。

第三种测量方法是利用仿真软件，例如：Eagleware Genesys，对测试架进行 De-embed 处理。矢网首先利用标准的 SOLT 组件（短路、开路、负载、直通）进行校正，从而将测试的参考点设置到射频电缆的末端，也就是评估板 SMA 接头与射频电缆的连接处。用 GENESYS 打开直接测试评估板得到的 S 参数文件，并进行评估板的 De-embed 处理，从而得到参考点在器件封装管脚的 S 参数。下面将进一步说明如何利用 HMC454ST89 评估板 107753-2 进行 De-embed 处理。

图 1 是 HMC454ST89 的评估板。器件的偏置网络被去除，同时用 0 欧姆的贴片电阻连接 50 欧姆传输线与 SMA 接头。利用外加的 T 型宽带偏置设备给 HMC454ST89 进行 +5V 的直流供电。

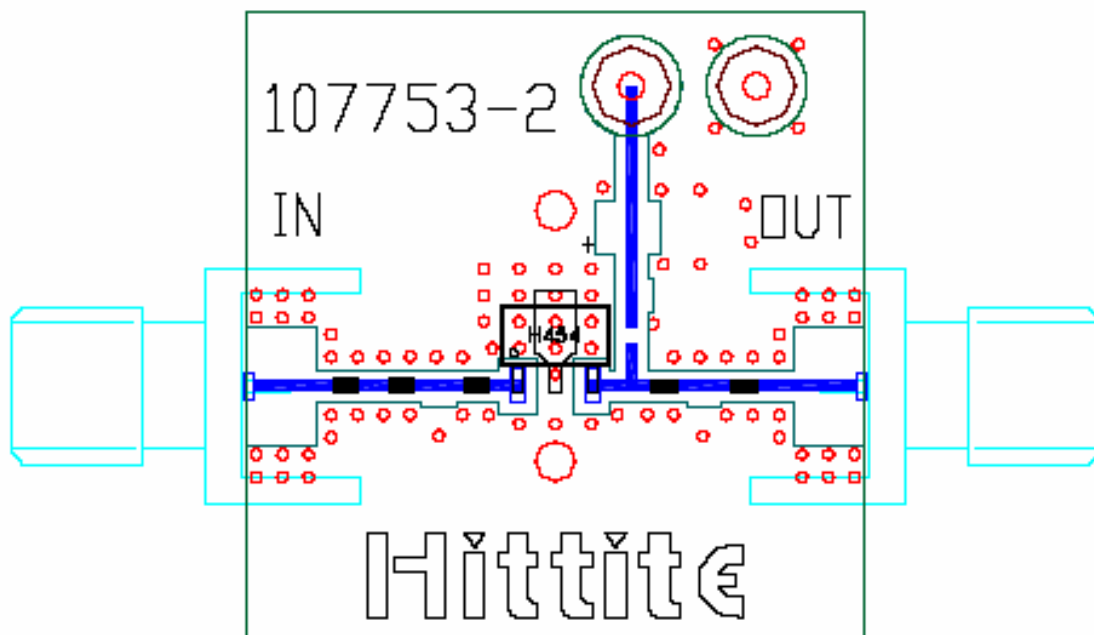


图 1 HMC454ST89 评估板

这是一个三层 PCB 板，第一层是信号层，其余两层起加固的作用。顶层的板材是 Rogers 4350，板厚 10mil，覆铜厚度 0.5 盎司。第二层和第三层分别是 16mil 厚的 Rogers 4403 以及 30mil 厚的 Rogers 4350。这样包括覆铜在内，第二、三层总厚度是 62mil。传输线是接地良好的共面波导，线宽 16mil，缝隙 13mil，从而传输线的特征阻抗大约是 58 欧姆。两个 SMA 接头安装在评估板的两边，其标称值可以达到 18GHz。

为了得到参考点在 HMC454ST89 封装管脚的 S 参数，SMA 接头以及 PCB 板的作用必须去除掉（即 De-embed 处理）。只要 SMA 接头的模型以及传输线的模型可知，利用 GENESYS 软件就很容易实现。共面波导的模型用 EMPOWER 建立，这是一个二维 3D 电磁场仿真器。准确模拟 SMA 接头就相对比较困难。一旦得到准确的 SMA 接头以及传输线的模型，其 S 参数就能够提取出来，从而完成 De-embed 处理。

图 2 是评估板中使用的 SMA 接头的剖面图，其应用的标称值可以高达 18GHz。它的构成包括：外层金属壁，内芯、电介质夹层，外芯。

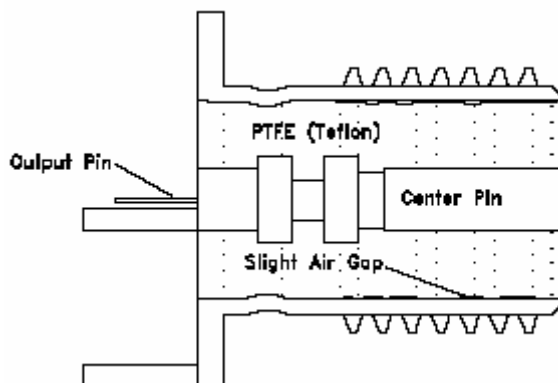


图 2 SMA 接头的剖面图

SMA 接头的结构与同轴电缆非常相似，除少量的不同点以外，可以按照同轴电缆去建模。主要的不同处在于其内芯由一些直径不同的导体组成。内芯直径的不连续性造成了特征阻抗的改变，也就是在不连续点出现了接地的寄生小电容。环绕内芯的材料是聚四氟乙烯，它的介电常数典型值是 2.2。但是在聚四氟乙烯的边缘有少许空气缝隙，所以介电常数值会略微有所下降。此外，SMA 接头与 PCB 板的连接处也会引入一些寄生参量。

图 3 是用 GENESYS 建立的 SMA 模型，后面将近一步证明该模型的正确性。

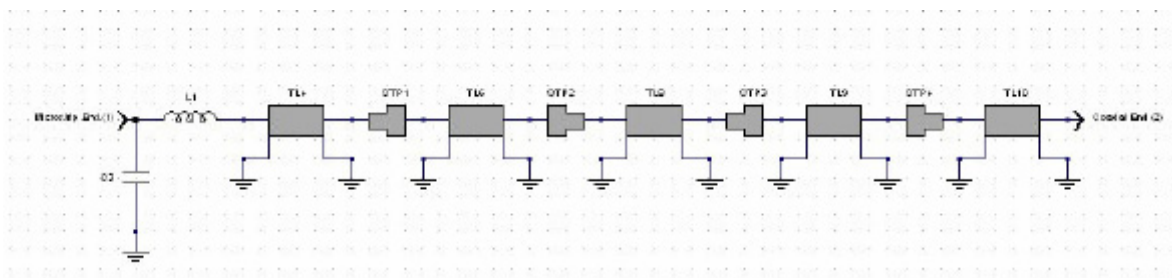


图 3 使用 GENESYS 建立的 SMA 接头模型

图 3 所示，SMA 接头模型是由一个多极的同轴线模型构成，用“T 头”表示内部导体阶梯状的不连续特性。模型的尺寸来自 SMA 接头的机械结构图。接头与 PCB 板的连接用串联电感表示。并联电容则代表了连接器与地之间的边缘电容。

图 4 中的两个 SMA 接头背靠背安装在 PCB 板上，它们之间的共面波导长度是 720mil。PCB 板的材料、厚度与 HMC454ST89 评估板 107753-2 相同。

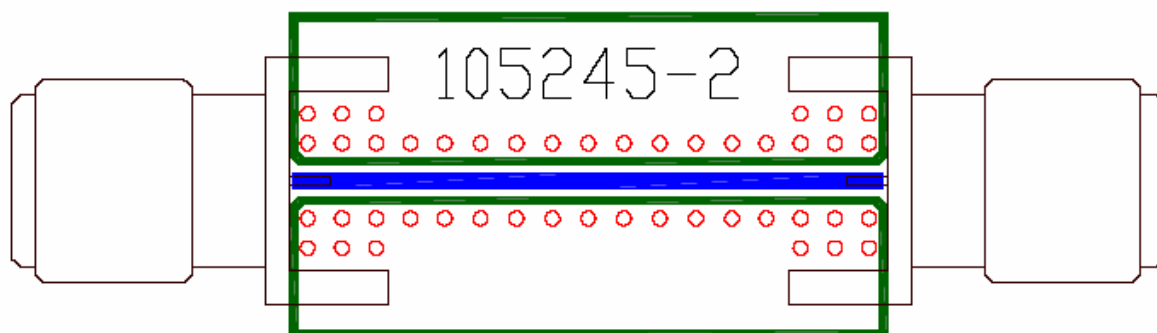


图 4 SMA 接头的测试板

在 GENESYS 中利用 SMA 接头模型和长度是 720mil 共面波导模型对图 4 的测试板进行仿真。仿真结果与用矢量网直接测试的数据进行比较，从而可以进一步验证上述建模的准确度。图 5a、图 5b 是 S11 仿真与实测的对比；图 5c、图 5d 是 S21 仿真与实测的对比。

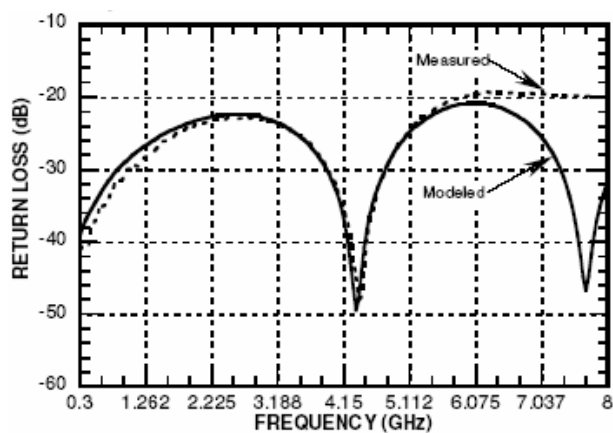


图 5a S11 幅度的仿真与实测比较

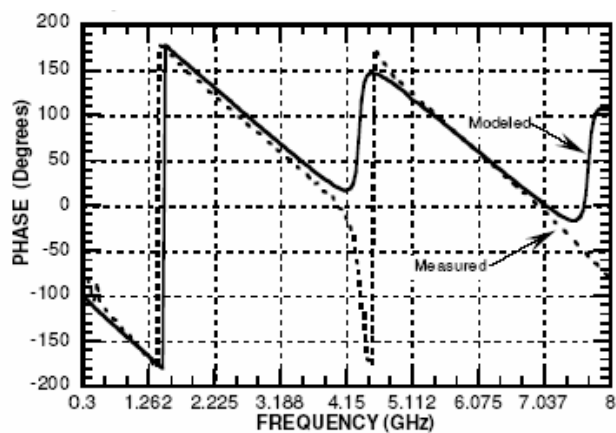


图 5b S11 相位的仿真与实测比较

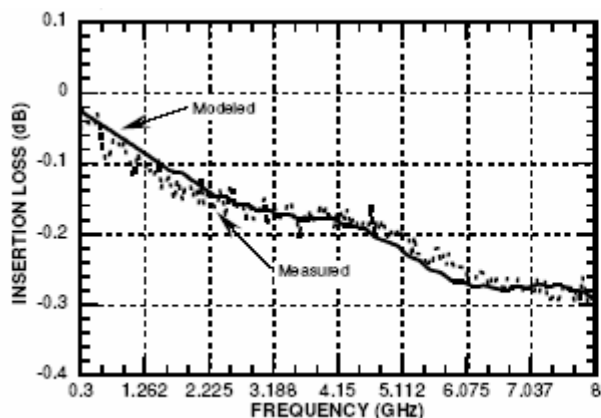


图 5c S21 幅度的仿真与实测比较

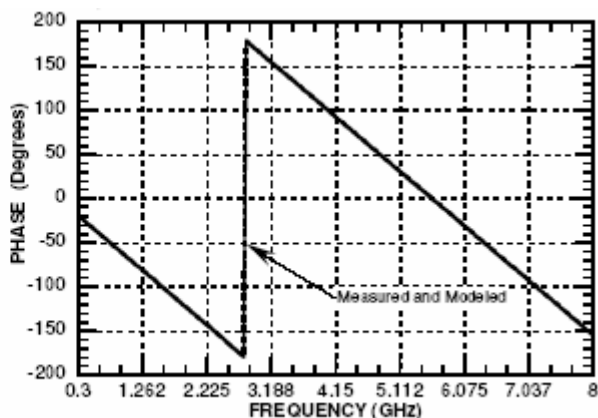


图 5d S21 相位的仿真与实测比较

通过上面的比较可以看出仿真结果与实测结果一致性很好。但是回波损耗在较高的频段二者会有一定的差别。这个差别主要是由于 SMA 接头和测试板在连接处的不连续特性的高阶分量的表现。因为 HMC454ST89 适用于 2.5GHz 以下，因此使用上述 SMA 接头的模型是非常可靠的。

通过测试图 1 所示的评估板可以得到 HMC454ST89 带评估板的 S 参数。这样的 S 参数包含了 SMA 接头以及传输线所产生的效果。用 GENESYS 软件完成 De-embed 处理的实质是一系列数学运算，推导过程参见等式 3.1 至 3.5。等式 3.2 说明评估板的整体传输 T 矩阵是输入网络传输 T 矩阵、HMC454ST89 传输 T 矩阵、输出网络的传输 T 矩阵的乘积。通过矩阵的逆运算以及 T 矩阵到 S 矩阵的转换，最后可以得到参考点在器件管脚的 S 参数。这就是 De-embed 处理的原理。

$$(3.1) [S_{entire}] \Rightarrow [T_{entire}]$$

$$(3.2) [T_{entire}] = [T_{input}] \cdot [T_{HMC454ST89}] \cdot [T_{output}]$$

$$(3.3) \begin{cases} [S_{input}] \Rightarrow [T_{input}] \\ [S_{output}] \Rightarrow [T_{output}] \end{cases}$$

$$(3.4) [T_{HMC454ST89}] = [T_{input}]^{-1} \cdot [T_{entire}] \cdot [T_{output}]^{-1}$$

$$(3.5) [T_{HMC454ST89}] \Rightarrow [S_{HMC454ST89}]$$

等式 3.2 至 3.5 说明，正确对 HMC454ST89 评估板进行 De-embedded 处理的前提是 SMA 接头以及传输线的 S 参数。利用 GENESYS 软件的线性仿真器对 SMA 接头的模型，以及共面波导的模型进行处理，很容易获得所需要的 S 参数。最重要的是，GENESYS 软件中有一个被称作“负作用”的功能模块，它的功能就是自动完成等式 3.1 到 3.5 的过程，也就是 HMC454ST89 评估板的 De-embed 过程。

四、匹配电路设计的出发点

得到一系列小信号 S 参数以后，就可以开始 HMC454ST89 匹配网络的设计。用三种不同的匹配网络分别覆盖 450MHz 到 500MHz，824MHz 到 960MHz，1950MHz 到 2150MHz。每一种匹配网络都让放大器实现了增益与回波损耗的典型值，这些数据与 Hittite Microwave 公司的数据资料相一致。

图 6 展示了 HMC454ST89 参考点在器件管脚的 S 参数，频段范围是 300MHz 到 3GHz。S₂₁ 在 300MHz 高达 20dB，在 3GHz 回落到 5dB。回波损耗在全频段内大约 4dB，隔离在全频段内大约是-30dB 到-20dB。

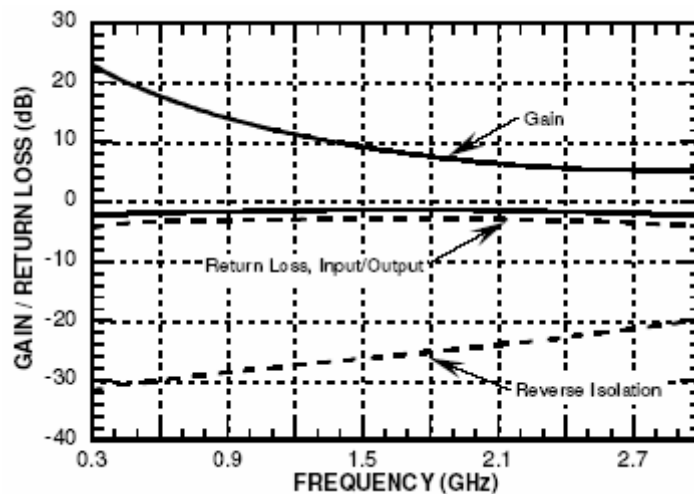


图 6 HMC454ST89 参考点在管脚的 S 参数

五、稳定性的分析

S21 在低频段显著的增大这意味着放大器具有潜在不稳定的特性，这一点在设计开始格外重要。因为 **S21** 与 **S12** 非常逼近，也就是增益与隔离非常逼近，那么闭环单位增益接近 1。所以，**HMC454ST89** 匹配电路的设计过程中必须要考虑稳定性的问题。稳定性分析的最基本原理就是：如果输入阻抗的幅度（ Γ_{in} ）和输出阻抗的幅度（ Γ_{out} ）大于 1，那么自激振荡很可能会出现。关于这方面的详细分析已经超出了这篇文章的范围，因此这里仅仅对相关结论进行直接引用。

对于双向（ $|S_{12}| < 50\text{dB}$ ）器件， Γ_{in} 和 Γ_{out} 可由下面两个等式表达：

$$(5.1) \quad \begin{aligned} \Gamma_{in} &= S_{11} + \frac{S_{12} \cdot S_{21} \cdot \Gamma_L}{1 - S_{22} \cdot \Gamma_L} < 1 \\ \Gamma_{out} &= S_{22} + \frac{S_{12} \cdot S_{21} \cdot \Gamma_S}{1 - S_{11} \cdot \Gamma_S} < 1 \end{aligned}$$

Γ_{in} = 器件输出端负载为 Γ_L 时的输入阻抗

Γ_{out} = 器件输入端负载为 Γ_S 时的输出阻抗

等式 5.1 说明了输入、输出阻抗与隔离（**S12**）、增益（**S21**）之间的关系。**S12** 越低，同时 **S21** 越高，器件的稳定性就越依赖于 **S11** 和 **S22**，也依赖于来自匹配网络的 Γ_S 和 Γ_L 。

放大器无条件稳定，必须满足四个条件—— $K > 1$ ， $B > 0$ ， $S_{11} < 1$ ， $S_{22} < 1$ 。**S11** 与 **S22** 就是器件的回波损耗。

K 值和 **B** 值可以表述为如下等式 5.2，5.3。具体的推导过程请参考其他文献。

$$(5.2) \quad K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2 \cdot |S_{12}| \cdot |S_{21}|} > 1$$

$$(5.3) \quad B = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 > 0$$

值得一提的是上面两个等式中的 $|\Delta|^2$ ，这个参数也常常用来定义稳定性。器件要想无条件稳定，必须满足 $|\Delta| < 1$ 。分析等式 5.3 可知，要想实现 $B > 0$ ，也必须满足 $|\Delta| < 1$ 。

图 7 的曲线表明， $B > 0$ 在全频段内满足，而 $K > 1$ 必须在 1.2GHz 以上。这就说明了

HMC454ST89 是“有条件的稳定”。只要合理设计匹配网络，条件稳定的器件依然可以变成无条件稳定。在放大器的输入端或者输出端增加电阻，这就是一种提高稳定性的设计方法。后面将进一步说明，在输入端增加串联电阻可以在低频段稳定放大器，而对于较高的频段（>1.5GHz），则需要进一步设计匹配网络。

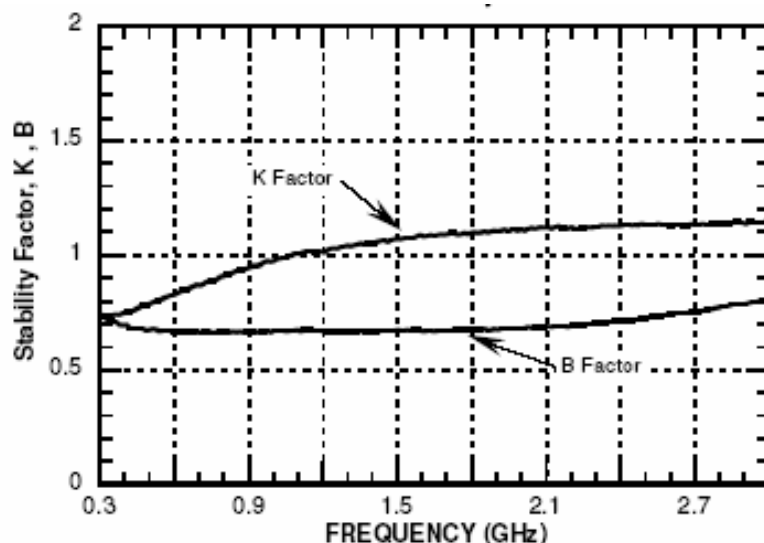


图 7 HMC454ST89 的稳定系数

六、匹配网络的设计

图 6 说明 HMC454ST89 的反向隔离大约在-20dB 到-30dB 之间。因为反向隔离没有超过-50dB，所以放大器工作在“双向”状态，也就是说输入负载与输出负载之间相互影响。这样给匹配电路的设计带来了一定的困难。为了同时协调输入和输出网络，设计中使用了“Available Power Gain (G_A)”与“Operating Power Gain (G_P)”。等式 6.1 与 6.2 是它们的数学定义。

等式 6.1 计算的是输出端理想匹配时，输入网络对增益的贡献。等式 6.2 计算的是输入端理想匹配时，输出网络对增益的贡献。等式 6.1 说明 G_A 是放大器 S 参数和信号源阻抗的函数，与输出负载无关，因此它可以用来设计输入匹配网络。等式 6.2 与等式 6.1 类似，不同的是 G_P 是放大器 S 参数与负载阻抗的函数，因此它可以用来设计输出匹配网络。

$$(6.1) \quad G_A(S, \Gamma_S) = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11} \cdot \Gamma_S|^2} \cdot |S_{21}|^2 \cdot \frac{1}{1 - |\Gamma_{out}|^2} \quad \Gamma_{OUT} = S_{22} + \frac{S_{12} \cdot S_{21} \cdot \Gamma_S}{1 - S_{11} \cdot \Gamma_S}$$

$$(6.2) \quad G_P(S, \Gamma_L) = \frac{1}{1 - |\Gamma_{IN}|^2} \cdot |S_{21}|^2 \cdot \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22} \cdot \Gamma_L|^2} \quad \Gamma_{IN} = S_{11} + \frac{S_{12} \cdot S_{21} \cdot \Gamma_L}{1 - S_{22} \cdot \Gamma_L}$$

因为最大传输功率的条件是： $\Gamma_{IN} = \Gamma_S^*$ 以及 $\Gamma_{OUT} = \Gamma_L^*$ ，所以需要进一步推导出能够同时满足这两个共轭条件的 Γ_S 和 Γ_L 。将等式 5.1 代入这两个条件，并做共轭运算，得到下面的等式 6.3。

$$(6.3) \quad \begin{aligned} \Gamma_L &= \left[S_{22} + \frac{S_{12} \cdot S_{21} \cdot \Gamma_S}{1 - S_{11} \cdot \Gamma_S} \right]^* \\ \Gamma_S &= \left[S_{11} + \frac{S_{12} \cdot S_{21} \cdot \Gamma_L}{1 - S_{22} \cdot \Gamma_L} \right]^* \end{aligned}$$

等式 6.3 的两个方程中含有两个未知数，因此可以进一步求解，得到 Γ_S 和 Γ_L 。

图 8-a 是用 GENESYS 输出大约在 880MHz 的 G_A 圆图。在圆图中的短线代表着最大增益匹配点，也就是输入端需要阻抗匹配的最佳点（ S_{11}^* ）。短线周围的圆集合代表了增益从最大值开始递减 1dB。

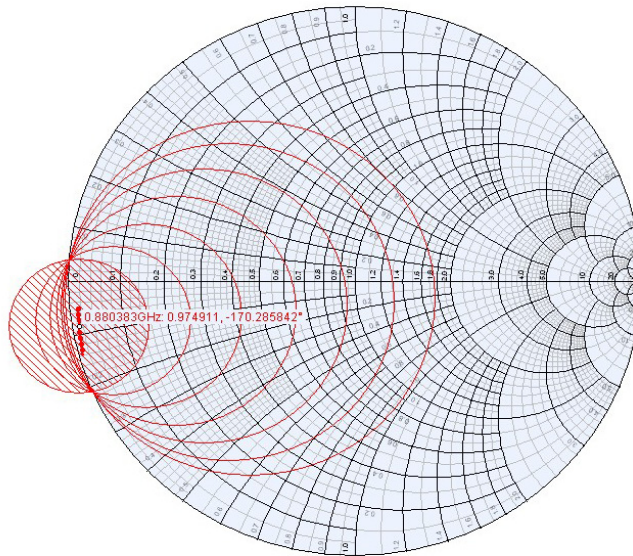


图 8-a 880MHz 的 G_A 圆图——输入端无串联电阻

在图 8-a 中的第一个 G_A 圆是呈阴影的状态，表示 HMC454ST89 在这个圆内潜在的不稳定，这一推断与 K 值在 880MHz 小于 1 是相符的。即使 HMC454ST89 在该频段稳定，但是由于这一点阻抗很小，所以依然很难进行理想的共轭匹配。另外一种可选的方法是沿着任意一条 G_A 圆进行阻抗匹配，但是这种设计会牺牲增益与回波损耗，因此应该尽量避免。既能够提高稳定性，又能够把 G_A 圆图向施密特圆图中部移动的方法是在 HMC454ST89 的输入端增加一个串联的电阻。图 8-b 说明的就是放大器输入端增加 4.7 欧姆电阻以后的 G_A 圆图。所有增益圆向施密特圆图中部移动以后阴影部分消失，说明稳定性被优化。

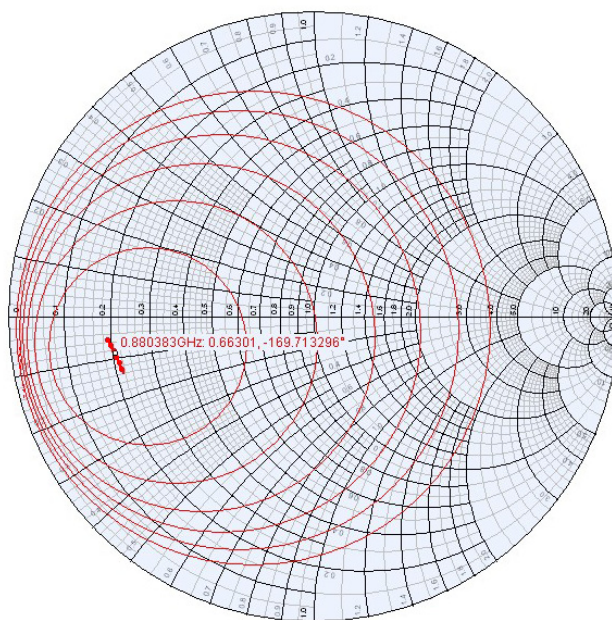


图 8-b 880MHz 的 G_A 圆——输入端有 4.7 欧姆串联电阻

图 9-a 说明了放大器输入端没有串联电阻时的 G_P 圆图。再一次可以看到所有的增益圆位于施密特圆图的边缘，而且属于不稳定区域。

图 9-b 说明在 HMC454ST89 的输入端增加 4.7 欧姆电阻以后，增益圆图向施密特圆图的中心移动，同时器件稳定性提高。

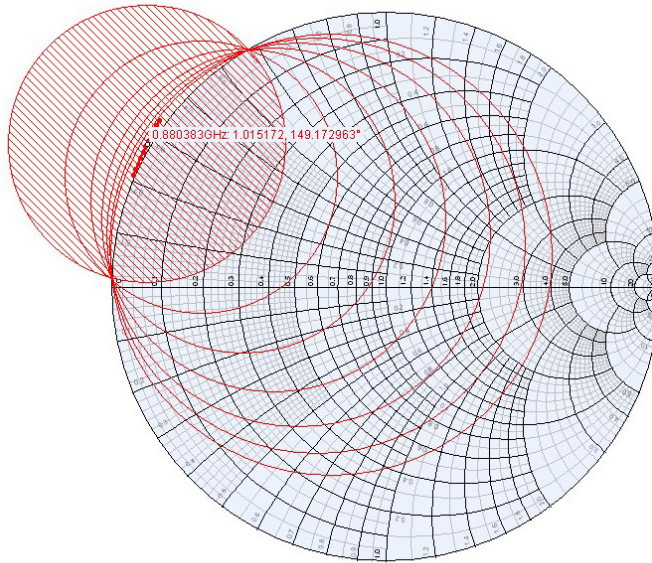


图 9-a 880MHz 的 G_P 圆图——输入端无串联电阻

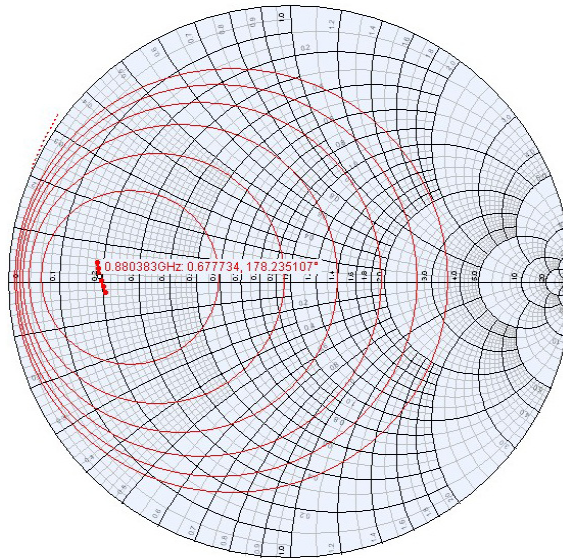


图 9-b 880MHz 的 G_P 圆图——输入端有 4.7 欧姆串联电阻

为了进一步了解 HMC454ST89 在全频段的稳定性，需要再一次计算输入端有 4.7 欧姆电阻以后的 K 值和 B 值。相应的曲线在图 10 中表示。

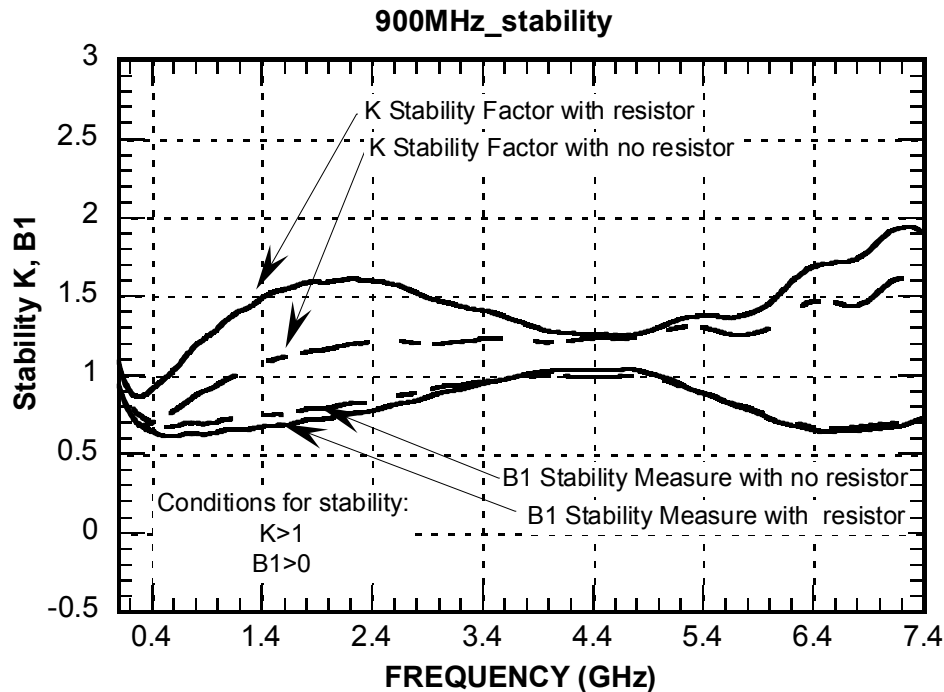


图 10 输入端有 4.7 欧姆电阻以后的稳定系数

如图 10 所示，在 560MHz 以上 $K>1$ ，而 $B>0$ 在全频段满足。因此 HMC454ST89 在 560MHz 以上是无条件稳定。在 130MHz 到 560MHz 这个区间内 HMC454ST89 潜在不稳定。因此必须小心设计匹配电路，从而避免在这个区间出现不稳定现象。

匹配网络的设计工具是 GENESYS 软件，以及 Modelithic 公司提供的标面贴器件的模型。输入匹配网络的组成是：一个串联的 4.7Ohm 电阻（稳定作用）、一个 2.2nH 串联电感（Coilcraft 公司产品）、一个 6.8pF 并联电容（ATC 公司）。输出端网络的拓扑结构与输入端类似，不同的是这里没有串联电阻，而且串联电感值是 2.4nH。图 11 所示的评估板就是按照上面介绍的匹配电路来设计的。

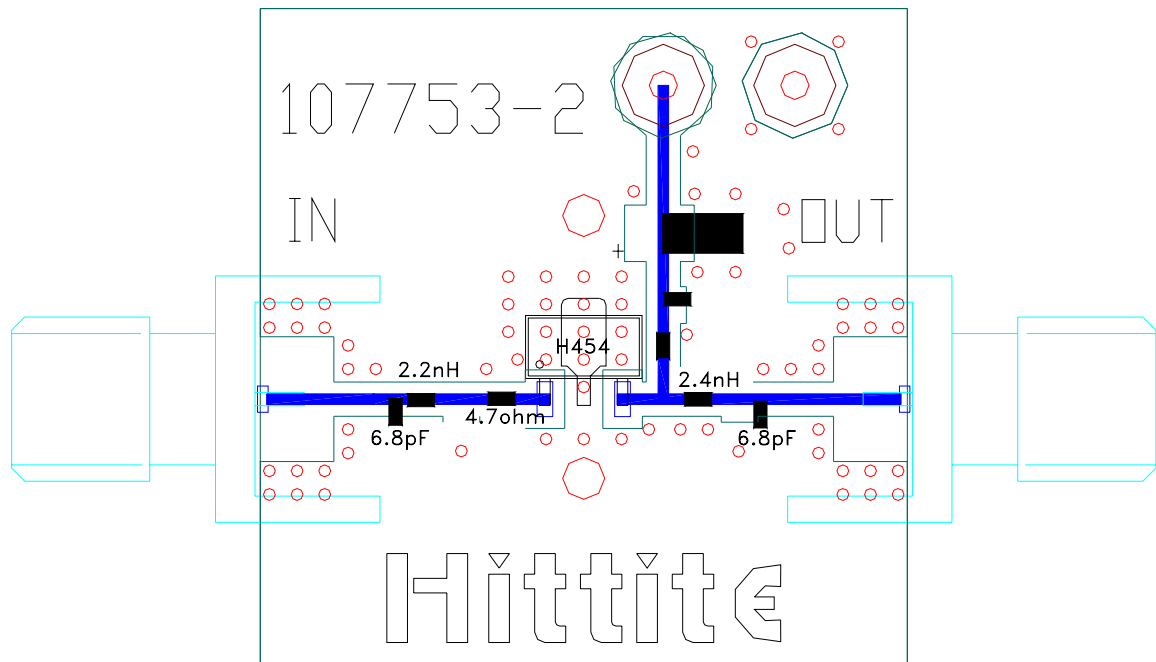


图 11 HMC454ST89 在 880MHz 的评估板

图 12-a 是放大器输入端带有匹配网络时在 880MHz 的 G_A 圆。圆图中两种颜色的短线几乎重合，这说明 HMC454ST89 的输入匹配网络实现了近乎理想的共轭匹配。这种情况在设计中并非总能够达到，因为电子元器件在生产中由于受到某些因素的影响，元件的标称值只能取一系列的离散值。

图 12-b 是放大器输出端带有匹配电路时在 880MHz 的 G_P 圆图。再次一看到，输出匹配网络实现了近乎理想的共轭匹配。

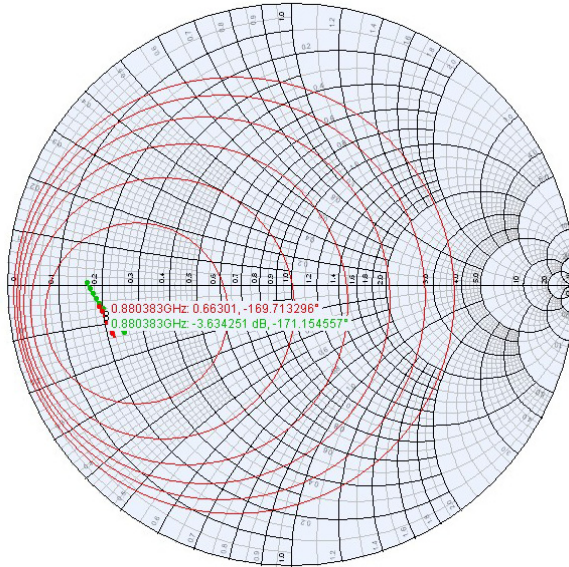


图 12-a 输入端匹配后的 GA 圆图

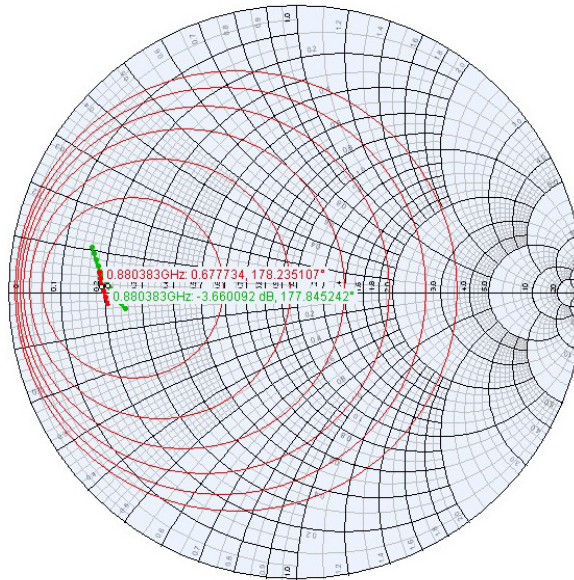


图 12-b 输出端匹配后的 GP 增益圆图

因为 HMC454ST89 在 130MHz 到 560MHz 是潜在的不稳定，因此需要进一步检验稳定圆图与输入/输出阻抗之间的关系。图 13-a 是输入稳定圆图与输入阻抗之间的关系。用三条曲线分别表示 130MHz、280MHz、560MHz 的阻抗。很明显可以看出，这三条阻抗曲线与不稳定区域的距离很远，说明输入端是稳定的。图 13-b 是输出稳定圆与输出阻抗之间的关系。同样可以看出工作区域远离不稳定区域，HMC454ST89 输出端稳定。

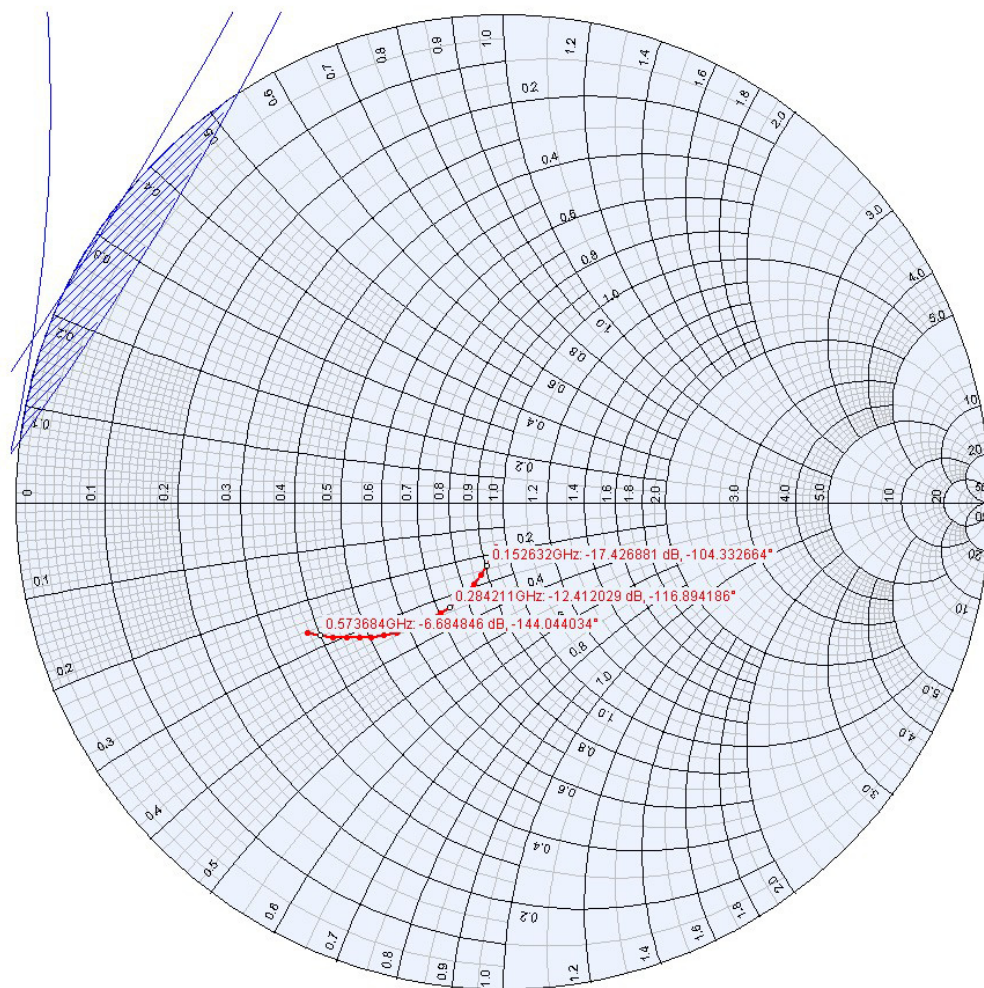


图 13-a 输入稳定圆图与输入阻抗的关系

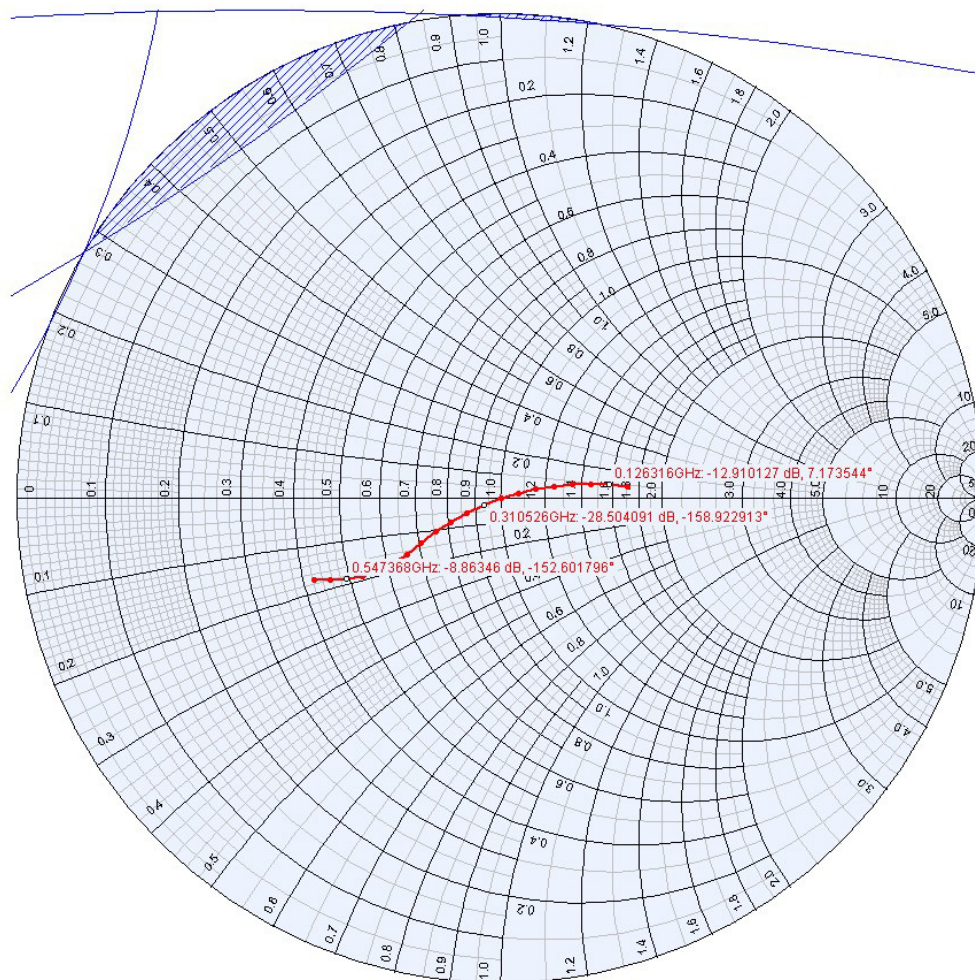


图 13-b 输出稳定圆图与输出阻抗的关系

七、实际测试结果分析

实际测试图 11 所示的 HMC454ST89 评估板 107753-2，可以进一步验证上述设计过程的合理性。图 14-a 是 S21 与 S11 仿真结果和实测结果的比较，图 14-b 是 S22 仿真结果与实测结果的比较。尽管很难模拟输入端口和输出端口的突发干扰，但是仿真结果与实测结果一致性良好，这说明 De-embedded 的 S 参数是能够准确代表 HMC454ST89 的。

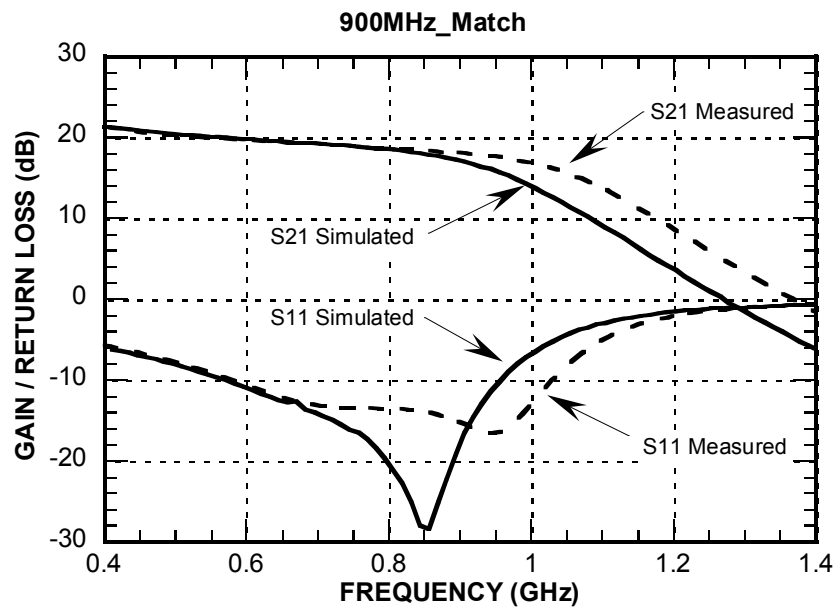


图 14-a 880MHz S11、S21 实测与仿真的比较

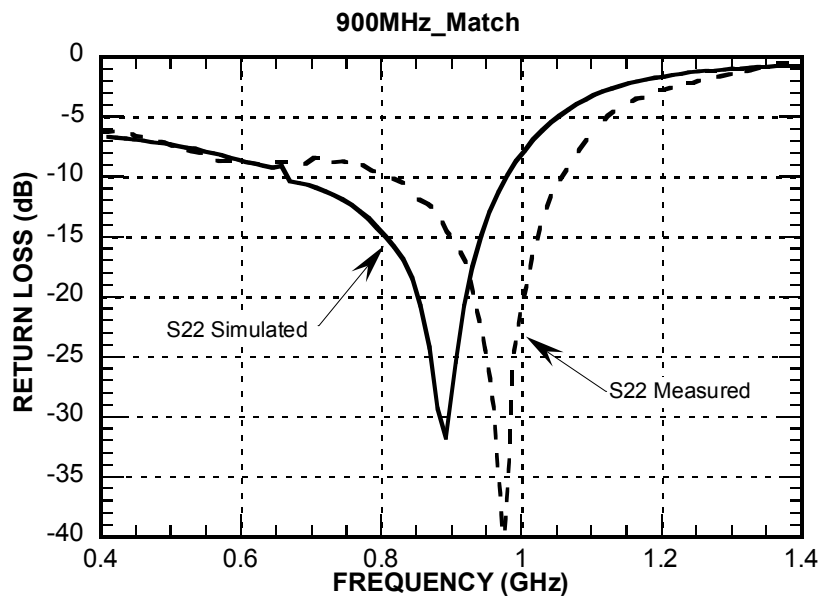


图 14-b 880MHz S22 实测与仿真的比较

利用同样的设计方法，下面进一步给出 450MHz CDMA 频段以及 2.14GHz WCDMA 频段的匹配电路。仿真结果与实测结果的对比分别在图 15-a、b 以及图 16-a、b 给出。

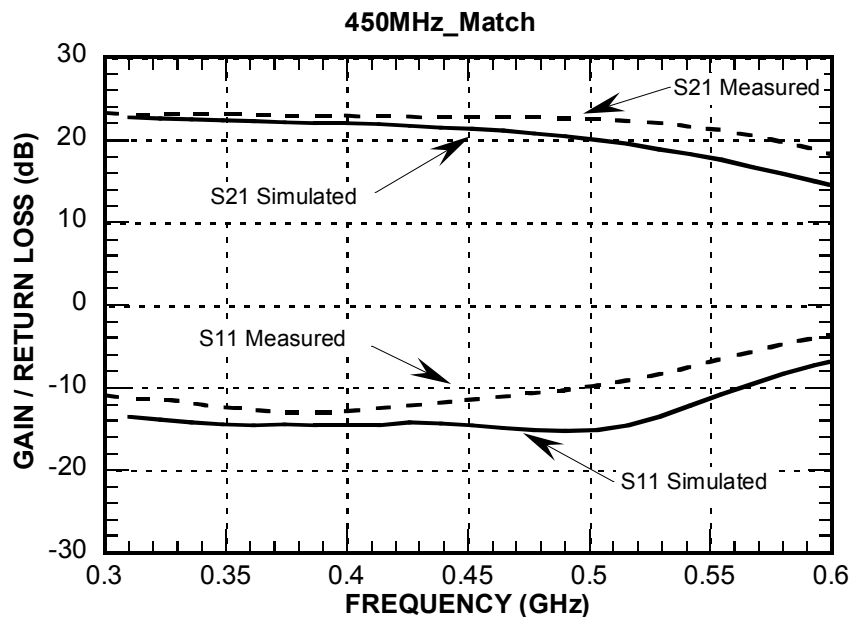


图 15-a 450MHz S11、S21 实测与仿真的比较

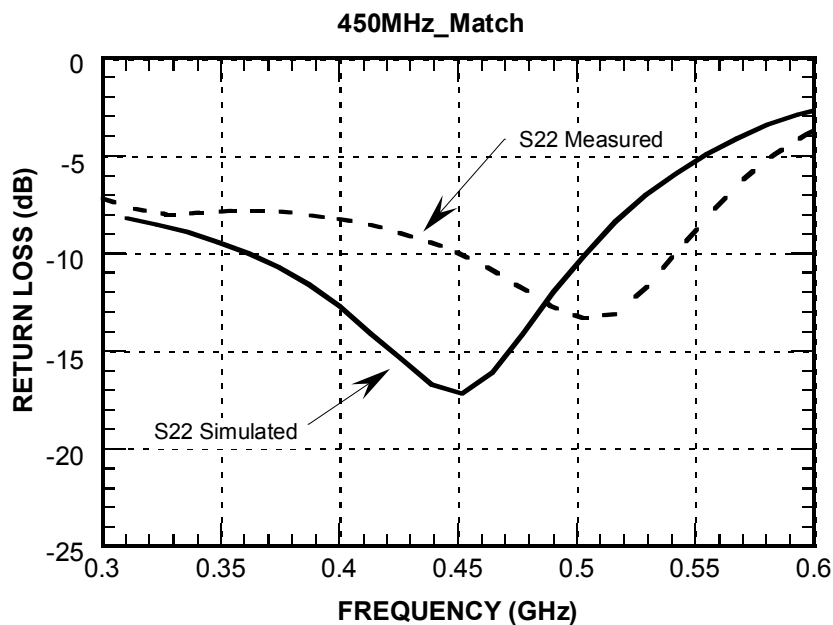


图 15-b 450MHz S22 实测与仿真的比较

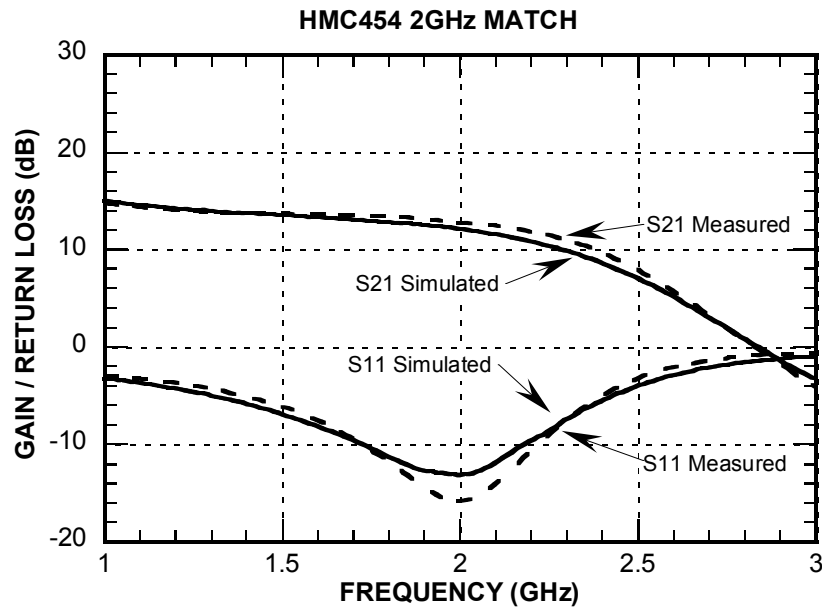


图 16-a 2140MHz S11、S21 实测与仿真的比较

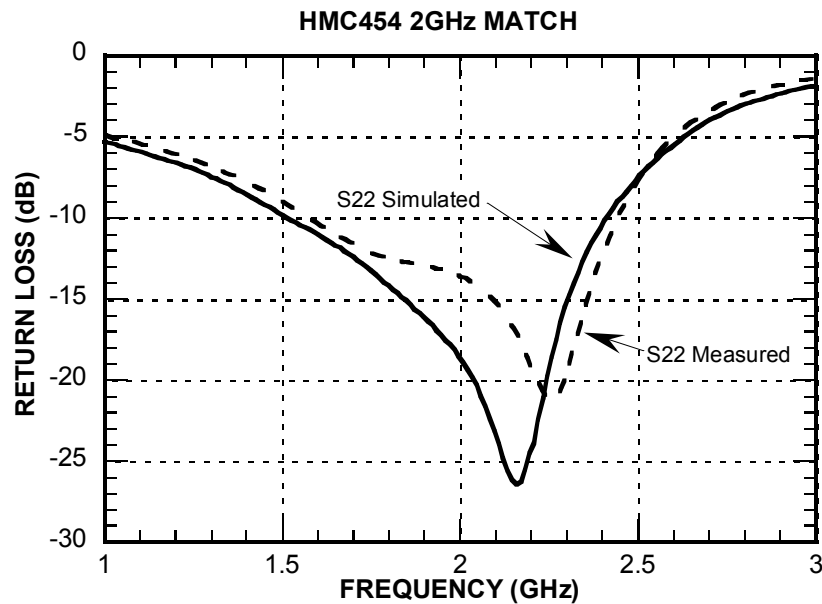


图 16-b 2140MHz S22 实测与仿真的比较

HMC454ST89 在上述三种频段匹配电路的实测结果满足或者优于 Hittite Microwave 公司的数据手册。数据手册与新设计的匹配电路实测结果有一定的差异，这是因为数据手册中的匹配电路是按照“大信号”的工作条件进行设计。为了进一步确定两种匹配方式带来的差异，需要进一步测试 OIP3、OP1dB、Psat、ACPR。在图 17-a, b, 图 18, 图 19-a、b 中将比较小信号匹配与大信号匹配。

图 17-a 是在大信号匹配与小信号匹配时 OP1dB 的比较结果。在 2140MHz 两个结果相同，但是在 880MHz 以下，小信号匹配的结果明显低于大信号匹配的结果。

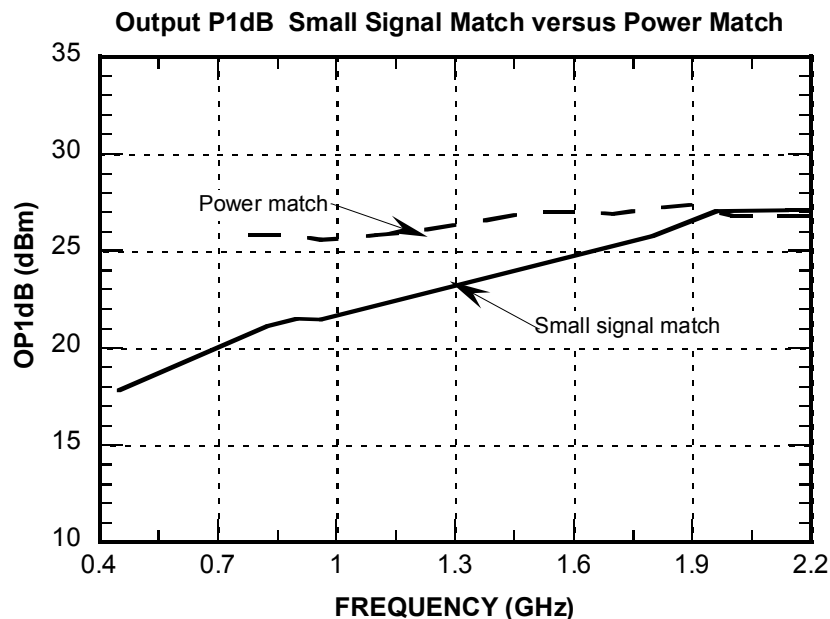


图 17-a 大信号匹配与小信号匹配时 OIP3 的比较

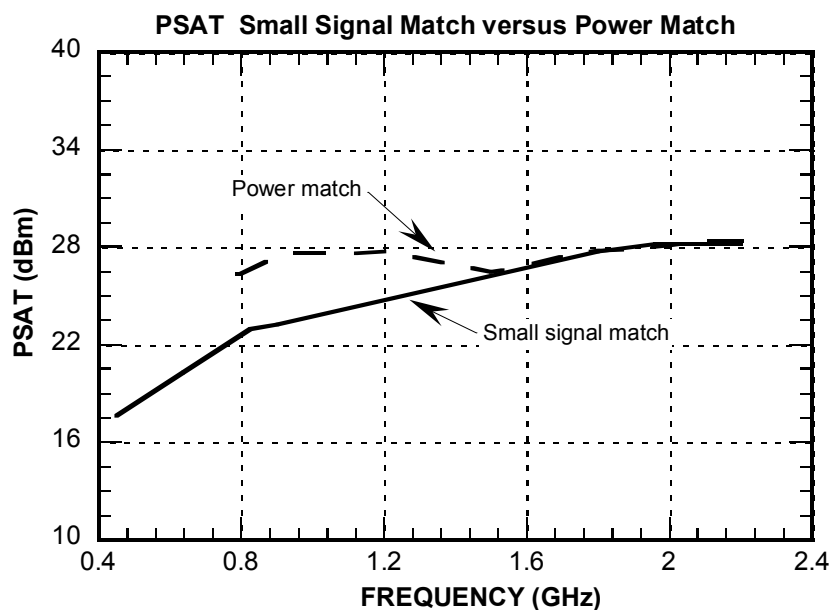


图 17-b 大信号匹配与小信号匹配时 P_{sat} 的比较

在图 18 中比较的是 OIP3，能够看出在 2140MHz 小信号匹配的结果略优于大信号匹配，但是在 880MHz 以下则相反。

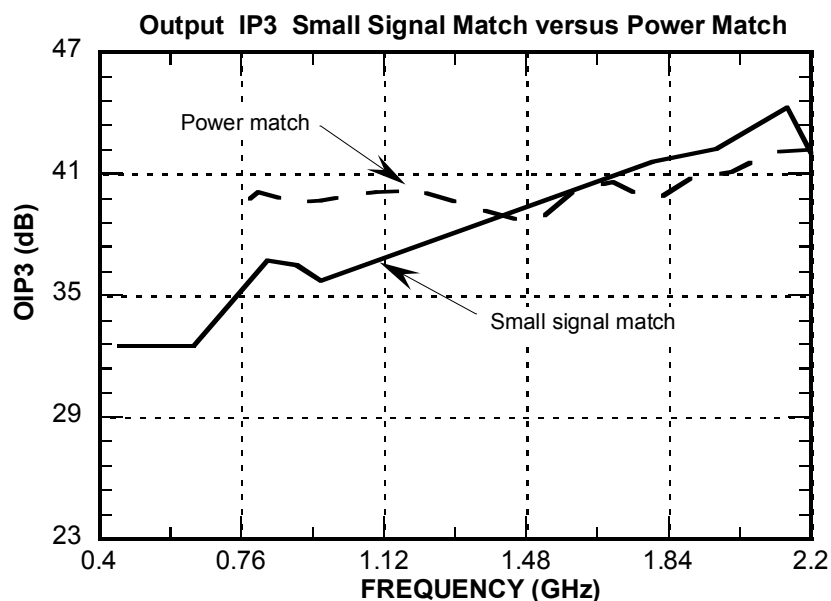


图 18 大信号匹配与小信号匹配时 OIP3 的比较

图 19-a 是在 880MHz 的 ACPR 值，调制方式是 CDMA，IS95。ACPR 在小信号匹配时比大信号匹配时高很多。这一结果与预测相符，因为在 880MHz OIP3 和 OP1dB 都相对较低。图 19-b 是 2140MHz 的 ACPR 值，调制方式是 WCDMA。此时，ACPR 在小信号匹配时比大信号匹配时略低，这一点和分析 OIP3 得出的结论相符。

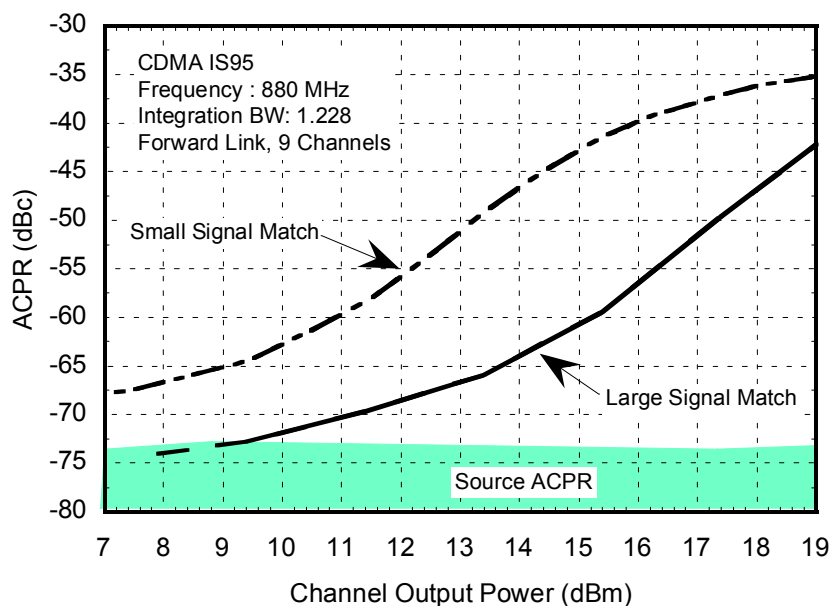


图 19-a 880MHz 大信号匹配与小信号匹配时 ACPR 的比较

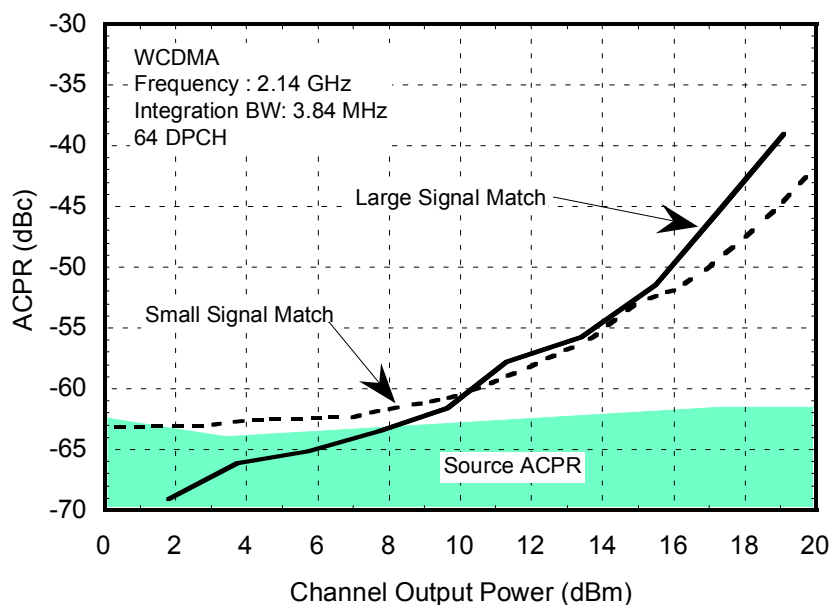


图 19-b 2140MHz 大信号匹配与小信号匹配时 ACPR 的比较

通常来讲，同一款放大器小信号匹配与大信号匹配相比，线性度会差 2dB~4dB。但是上面的介绍却有一点点例外。这是因为在 2140MHz 小信号匹配电路的阻抗落在了大信号匹配的功率等值线(Power Contours)上。如图 20 所示，施密特圆图中绘制的是大信号负载曲线、小信号负载曲线、功率等值线。功率等值轮廓线的计算的技巧来自 Steve C. Cripps 的理论。这一个技巧主要利用放大器的工作条件来大致确定功率等值线的位置。图 20 表明，2140MHz 的小信号匹配阻抗与大信号匹配阻抗距离很近，并且落在了 2140MHz 功率等值线上。然而，880MHz 和 450MHz 的小信号匹配阻抗与相应的大信号匹配阻抗相距很远，而且落在了功率等值线以外。小信号匹配线的位置解释了在 2140MHz 利用小信号匹配设计的方法就可以得到被优化的大信号匹配结果，但是无法用同样的设计方法在 450MHz 和 880MHz 得到同样的结果。

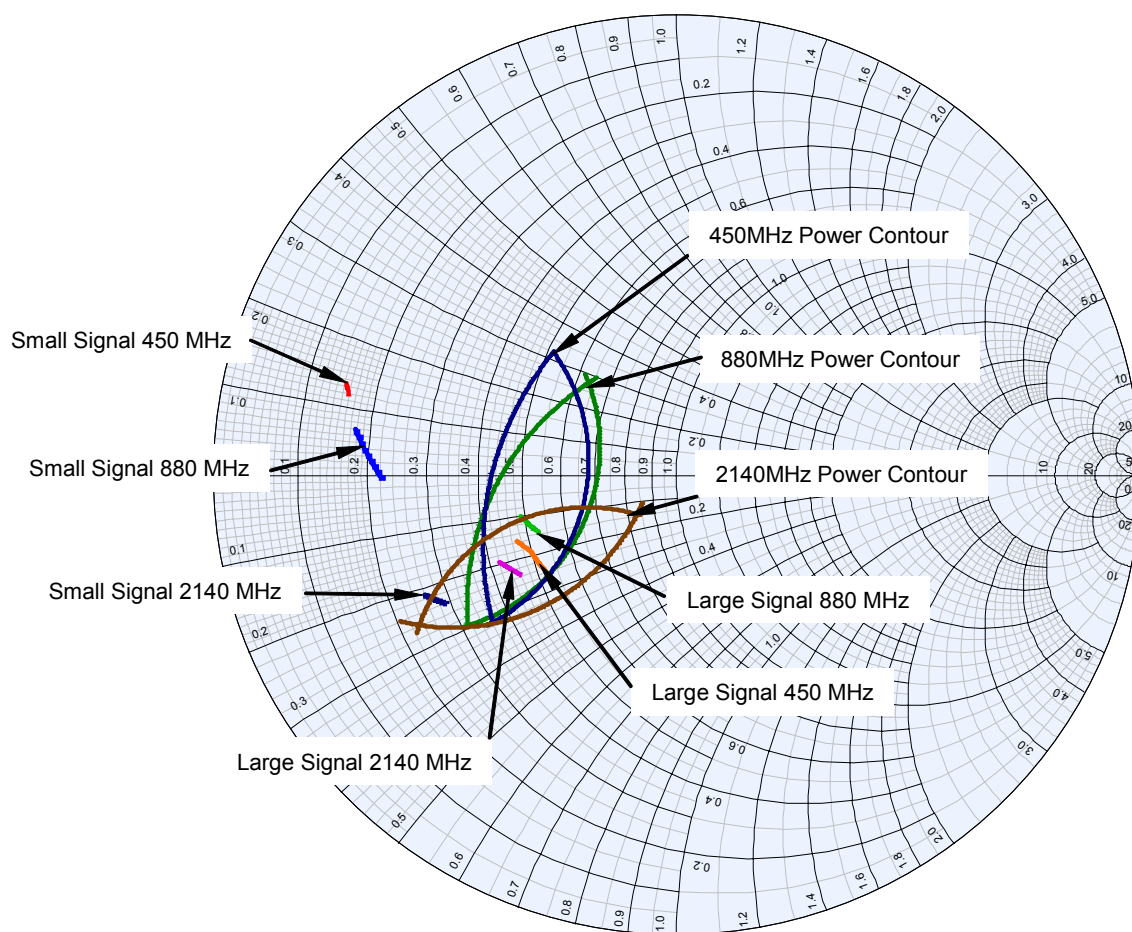


图 20 大信号匹配与小信号匹配的比较

八、设计方法总结

首先测试 HMC454ST89 评估板的 S 参数，其次利用 GENESYS 软件、SMA 接头的模型、传输线的模型，对放大器进行 De-embedded 处理，使 S 参数的参考点在器件的管脚。最后应用 De-embedded 的 S 参数进行小信号匹配网络设计，频段分别为 450MHz、880MHz 以及 2140MHz。表格 1 是小信号匹配设计测试结果与数据手册中大信号匹配设计结果的比较。

Parameters	Large Signal/Data Sheet		Small Signal			Units	Comments
	880	2140	450	880	2140		
Frequency	880	2140	450	880	2140	MHz	
Gain	17.8	12.5	22.8	18.2	12.2	dB	
Input Return Loss	9	12	11.5	14.1	12.3	dB	
Output Return Loss	13	19	9.9	11.1	16.8	dB	
Output 1dB Compression (OP1dB)	24.5	27.5	17.8	21.5	27.1	dBm	
Saturated Output Power (Psat)	25.5	28.5	18.6	23.2	28.2	dBm	Note 1
Output Third Order Intercept (OIP3)	40	42	32	36.5	44.4	dBm	Note 2
Adjacent Channel Power (ACPR)	47	43	-	36	47	dBc	Note 3
Notes: 1) Measured at 5dB into compression 2) Two tones separated by 1MHz @ P=-10dBm 3) Measured at 18dBm output power, W-CDMA, 64DPCH @ 2140MHz : CDMA IS95, Forward Link 9 Channels @ 880MHz							

表 1 大信号匹配与小信号匹配性能比较

综上所述，2140MHz 匹配网络的大信号特性与数据手册（按照大信号匹配方法设计）近似。然而 880MHz 以下小信号匹配的结果与数据手册提供的数据有所不同，这是因为阻抗匹配没有按照大信号去优化。不仅 HMC454ST89，在其他放大器匹配电路的设计中，应用小信号 S 参数设计的结果总是要比被优化的大信号特性差一些。