

# 差分散射参数测试

作者：王险峰（MAXIM 公司高级射频工程师）

## 关键词

散射参数、差模分量、共模分量、网络分析仪

## 概述：

该文章主要讨论三个问题：1) 如何用单端矢量网络分析仪测量差分网络的散射参数；2) 差分网络到单端网络转换时的共模干扰问题；3) 双端网络双共轭匹配问题。

## Abstract:

Often we encounter this question that we need to evaluate one balance type component with single ended Vector Analyzer; this document will discuss this question. The value point of this article is that a new type S-parameter is discussed here to describe multi-port network, and use this S-parameter, we can easy to design matching circuit.

## 问题提出

在设计手机的射频电路时，我们常会遇到带有差分端口的低噪声放大器、混频器、声表滤波器等。下图是 TD-SCDMA 手机射频接收电路，其中 MAX2392 的低噪声放大器输出是单端的，而 MAX2392 的混频器输入是差分形式的，低噪声放与混频器之间是一个单端到差分形式的声表滤波器和必要的匹配网络，在设计该匹配网络时，我们需要知道混频器输入端差分散射参数和声表的散射参数，通常我们用的网络分析仪都不是差分型的，我们该如何测试，下面则以对声表的测试为例来说明。

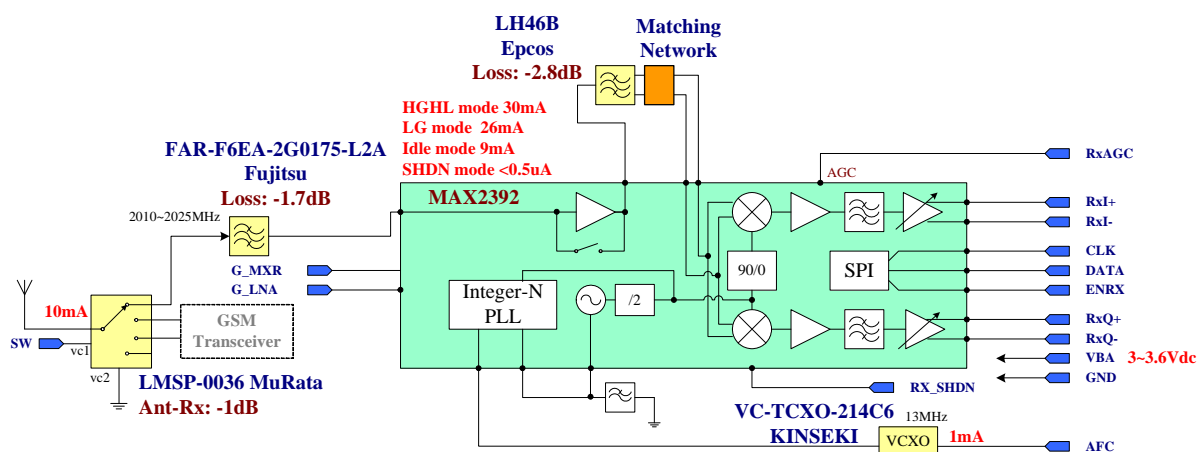


图 1: MAXIM 公司 TD-SCDMA 手机射频接收电路

# 差分散射参数测试

## 物理三端口散射参数

在设计该手机的射频电路时，我们选用的是 Epcos 公司的 LH46B 声表面波滤波器，Epcos 公司提供了一块评估板，如下图：

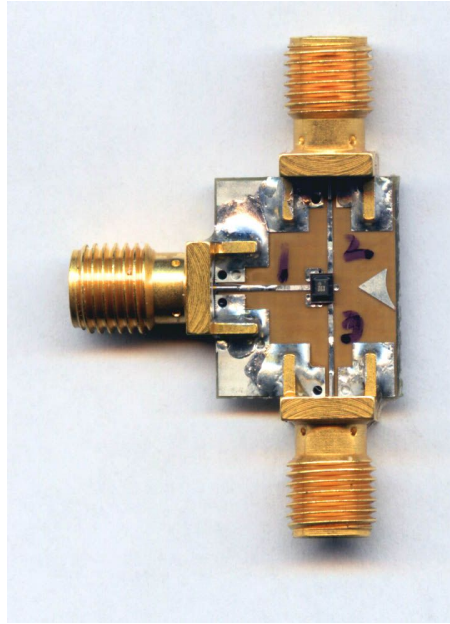


图 2：Epcos 公司射频声表评估板

上图所示，端口 1 为单端型输入端口，端口 2、3 组成差分型输出端口。在评估该器件时，我们先将其视为一般的三端口网络，用一般的矢量网络分析仪很容易测得其三端口散射参数，具体过程如下：

- I 端口 3 接匹配负载，用网络分析仪测端口 1、2 的双端散射参数，记为 SA；
- I 端口 2 接匹配负载，用网络分析仪测端口 1、3 的双端散射参数，记为 SB；
- I 端口 1 接匹配负载，用网络分析仪测端口 2、3 的双端散射参数，记为 SC；

I 物理三端口网络散射参数为：
$$ST = \begin{bmatrix} SA_{11} & SA_{12} & SB_{12} \\ SA_{12} & SA_{22} & SC_{12} \\ SB_{12} & SC_{12} & SC_{22} \end{bmatrix}$$

# 差分散射参数测试

一般来说，差分端口并不是理想的，通过研究上面我们得到的物理三端口网络散射参数  $ST$ ，你会发现：

$$ST_{12} \neq ST_{13}e^{ip} \tag{等式 1}$$

$$ST_{22} \neq ST_{33} \tag{等式 2}$$

理想情况下，端口 1 加一点频激励信号，在端口 2 与端口 3 应得到大小相等，相位差 180 度的信号，也就是说在端口 2 与端口 3 上得到一个差分信号，实际上在端口 2 与端口 3 上还存在着大小与相位都相等的信号，即共模信号。若将差模信号看作一个端口，共模信号看作一个端口，再加上原来的端口 1，这样就组成了一个新的三端口网络。为便于叙述，我们称该新的三端口网络为模式三端口网络。下面就来分析模式三端口网络的散射参数。

## 模式三端口网络散射参数

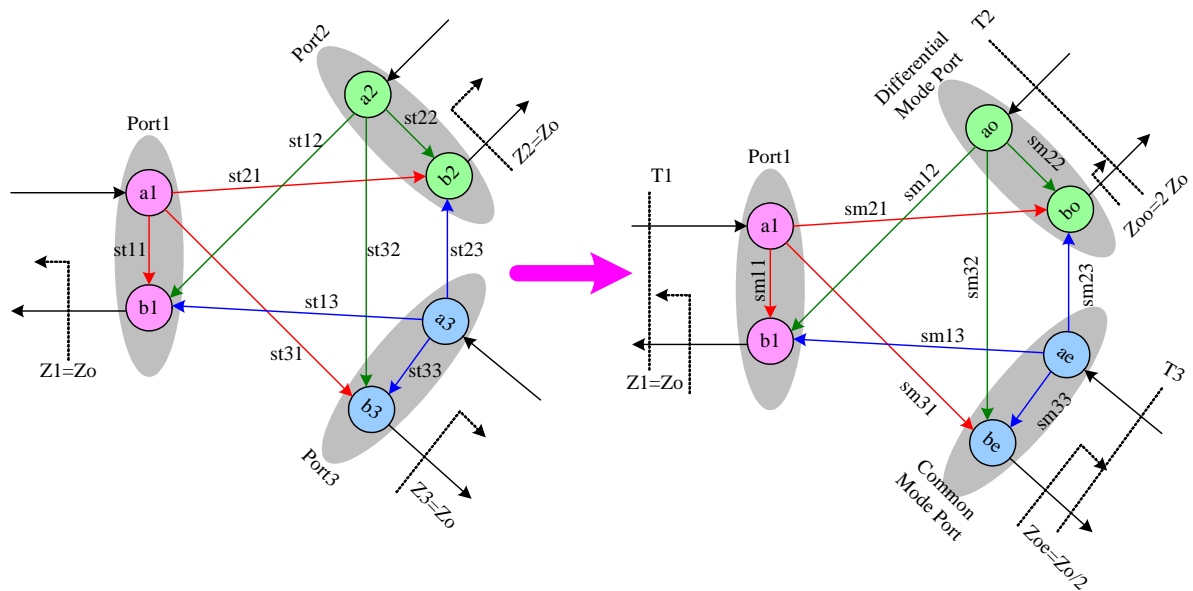


图 3：散射参数信号流图

现在的问题是该如何由物理三端口网络的散射参数导出模式三端口网络的散射参数。声表器件属于无源网络，且不含有各向异性介质材料，其散射参数必然是互易的，就是说物理三端口网络仅有 6 个独立参数。差模与共模信号只是端口 2 与端口 3 信号的

## 差分散射参数测试

线性组合，所以模式 3 端口网络的散射参数也必然是互易的，即只有 6 个独立参数（ $SM_{11}, SM_{21} = SM_{12}, SM_{31} = SM_{13}, SM_{22}, SM_{32} = SM_{23}, SM_{33}$ ）。观察图 3 可以看到端口 1 在两种散射参数信号流图中未变，故：

$$SM_{11} = ST_{11} \quad \text{等式 3}$$

$SM_{21}$  是反映有端口 1 来激发出差模信号能力的参数，根据差模信号的定义，我们知道它应是  $ST_{12}$  与  $ST_{13}$  的差，考虑到差模端口等效为将端口 2 与端口 3 串接起来，故其此时特征阻抗已是原来两倍。假定端口 2 信号的相位为差模信号相位，这样我们可以得到：

$$SM_{21} = \frac{ST_{12} - ST_{13}}{\sqrt{2}} \quad \text{等式 4}$$

$SM_{31}$  是反映有端口 1 来激发出共模信号能力的参数，根据共模信号的定义，我们知道它应是  $ST_{12}$  与  $ST_{13}$  和的一半，考虑到共模端口等效为将端口 2 与端口 3 并接起来，故其此时特征阻抗已是原来一半，这样我们可以得到：

$$SM_{31} = \frac{ST_{12} + ST_{13}}{2 * \sqrt{1/2}} = \frac{ST_{12} + ST_{13}}{\sqrt{2}} \quad \text{等式 5}$$

$SM_{22}, SM_{32}$  分别是反映端口 2 与端口 3 在等幅反相信号激励时，在反射波中产生差模分量与共模分量能力的一个量，我们将物理三端口网络的端口 1 接匹配负载，端口 2 加激励信号  $a_2 = \sqrt{1/2}$ ，端口 3 加激励信号  $a_3 = -\sqrt{1/2}$ ，这两个激励信号合起来等效为在差模端口加激励信号  $am_2 = \frac{\sqrt{1/2} - (-\sqrt{1/2})}{\sqrt{2}} = 1$ 。现在分别计算端口 2 与端口 3 反射波中差模与共模信号成分，它们在数值上应分别等于  $SM_{22}, SM_{32}$ 。

$$SM_{22} = bm_2 = \frac{b_2 - b_3}{\sqrt{2}} = \frac{ST_{22} a_2 + ST_{23} a_3 - ST_{33} a_3 - ST_{23} a_2}{\sqrt{2}} = \frac{ST_{22} + ST_{33} - 2 ST_{23}}{2} \quad \text{等式 6}$$

## 差分散射参数测试

$$SM_{32} = bm_3 = \frac{b_2 + b_3}{\sqrt{2}} = \frac{ST_{22} a_2 + ST_{23} a_3 + ST_{33} a_3 + ST_{23} a_2}{\sqrt{2}} = \frac{ST_{22} - ST_{33}}{2} \quad \text{等式 7}$$

$SM_{33}$  是反映端口 2 与端口 3 在等幅同相信号激励时，在反射波中产生共模分量能力的一个量，我们将物理三端口网络的端口 1 接匹配负载，端口 2 与端口 3 同时加激励信号  $a_2 = a_3 = \sqrt{1/2}$ 。这两个激励信号合起来等效为在共模端口加激励信号  $am_3 = \frac{\sqrt{1/2}}{\sqrt{1/2}} = 1$ 。现在来计算端口 2 与端口 3 反射波中共模信号成分，它在数值上应等于  $SM_{33}$ 。

$$SM_{33} = bm_3 = \frac{b_2 + b_3}{\sqrt{2}} = \frac{ST_{22} a_2 + ST_{23} a_3 + ST_{33} a_3 + ST_{23} a_2}{\sqrt{2}} = \frac{ST_{22} + ST_{33} + 2 ST_{23}}{2} \quad \text{等式 8}$$

综合等式 3 至等式 8，我们可以得到完整的模式三端口网络散射参数，整理如下：

$$SM = \begin{bmatrix} ST_{11} & \frac{ST_{12} - ST_{13}}{\sqrt{2}} & \frac{ST_{12} + ST_{13}}{\sqrt{2}} \\ \frac{ST_{12} - ST_{13}}{\sqrt{2}} & \frac{ST_{22} + ST_{33} - 2ST_{23}}{2} & \frac{ST_{22} - ST_{33}}{2} \\ \frac{ST_{12} + ST_{13}}{\sqrt{2}} & \frac{ST_{22} - ST_{33}}{2} & \frac{ST_{22} + ST_{33} + 2ST_{23}}{2} \end{bmatrix} \quad \text{等式 9}$$

需要特别注意的是此处得到的该散射参数各端口并不是利用统一的特征阻抗作归一化，假定端口 1 的特征阻抗为  $Z_0$ ，则端口 2（差模信号端口）为  $2 Z_0$ ，端口 3（共模信号端口）为  $Z_0/2$ 。

### 共模抑制比

MAX2392 是一个零中频的射频接收机，为解决本振信号的泄漏问题，MAXIM 公司采用了差分形式的混频器，从图 1 看到当共模形式的本振信号有混频器输入端泄漏出来时，声表会对此产生抑制（此处回避了匹配网络的影响），这儿可以定义共模抑制比如下：

## 差分散射参数测试

$$CMRR_{1-3} = -20\log(|SM_{13}|)$$

等式 10

该共模抑制比反映了泄漏到天线端口的本振信号大小，该共模抑制比越大越好，下图是根据 EPCOS 公司 LH46B 的测试数据计算出的曲线：

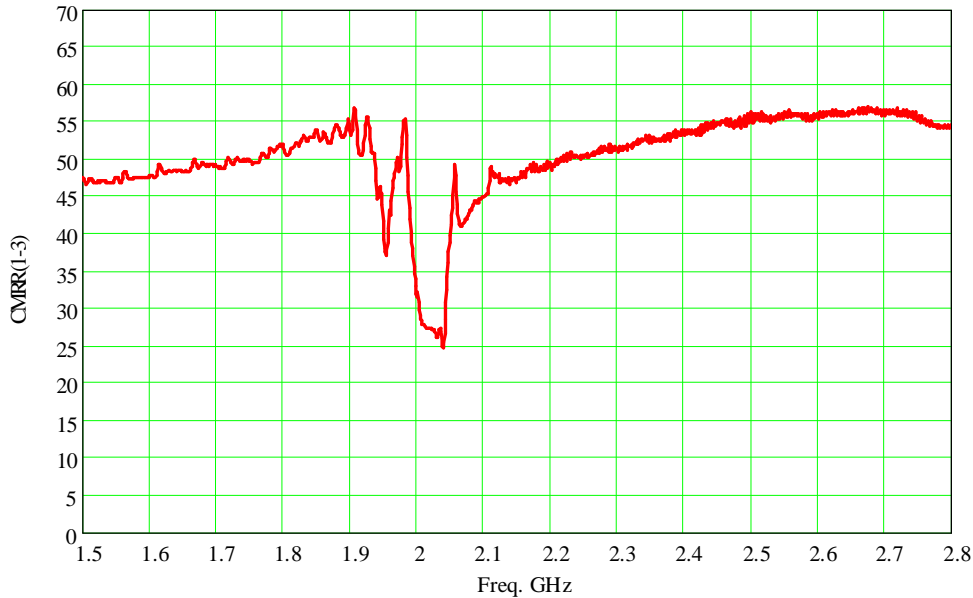


图 4：共模抑制比（端口 1 至共模端口）

研究图 3 所示的散射参数信号流图，我们发现还有另外一种共模到差模的转换形式：

$$CMRR_{2-3} = -20\log(|SM_{23}|)$$

等式 11

该共模抑制比优劣与直流偏移量有关。本振信号通过空间辐射等途径耦合到 LH46B 差分端口应是共模信号，该共模信号经 LH46B 反射后产生的差模信号会直接加到混频器输入端，从而与本振自混频产生直流。该共模抑制比越大越好，下图是根据 EPCOS 公司 LH46B 的测试数据计算出的曲线：

## 差分散射参数测试



图 5：共模抑制比（端口 2，3 至共模端口）

### 差分端口匹配问题

通过将物理三端口网络转化为模式三端口网络，我们可以非常方便设计其输入输出匹配电路。一般情况下，共模端口影响较小，在设计匹配电路时认为它始终接匹配负载，这样原有的三端口网络就变成了模式 2 端口网络（端口 1 与差模端口），利用简单的双端口匹配理论即可解决该问题。模式 2 端口网络的散射参数如下：

$$SD = \begin{bmatrix} ST_{11} & \frac{ST_{12} - ST_{13}}{\sqrt{2}} \\ \frac{ST_{12} - ST_{13}}{\sqrt{2}} & \frac{ST_{22} + ST_{33} - 2ST_{23}}{2} \end{bmatrix} \quad \text{等式 12}$$

为方便叙述，我们称端口 1 为源端，端口 2 为负载端。一般情况下中频声表的匹配电路设计都属于窄带匹配，也就是说只要考虑其中心频点处匹配就可以了；射频声表往往要覆盖较宽的频带，匹配电路相对复杂些，所幸的是一般射频声表不需做什么匹配。此处 MAXIM 的混频器输入阻抗为 200ohm，我们需要检验一下 EPCOS 的声表平衡端是否为 200ohm？下面的公式将给出最佳源端与负载端阻抗：

$$\Delta = SD_{11} \cdot SD_{22} - SD_{12} \cdot SD_{21} \quad \text{等式 13}$$

## 差分散射参数测试

$$B_1 = 1 + |SD_{11}|^2 - |SD_{22}|^2 - |\Delta|^2 \quad \text{等式 14}$$

$$C_1 = SD_{11} - SD_{22}^* \cdot \Delta \quad \text{等式 15}$$

$$B_2 = 1 + |SD_{22}|^2 - |SD_{11}|^2 - |\Delta|^2 \quad \text{等式 16}$$

$$C_2 = SD_{22} - SD_{11}^* \cdot \Delta \quad \text{等式 17}$$

$$\Gamma_{sm1} = \frac{B_1 + \sqrt{B_1^2 - 4 \cdot |C_1|^2}}{2 \cdot C_1} \quad \text{等式 18}$$

$$\Gamma_{sm2} = \frac{B_1 - \sqrt{B_1^2 - 4 \cdot |C_1|^2}}{2 \cdot C_1} \quad \text{等式 19}$$

$$\Gamma_{lm1} = \frac{B_2 + \sqrt{B_2^2 - 4 \cdot |C_2|^2}}{2 \cdot C_2} \quad \text{等式 20}$$

$$\Gamma_{lm2} = \frac{B_2 - \sqrt{B_2^2 - 4 \cdot |C_2|^2}}{2 \cdot C_2} \quad \text{等式 21}$$

$$\Gamma_{sm} = \begin{cases} \Gamma_{sm1} & \text{if } |\Gamma_{sm1}| \leq 1 \\ \Gamma_{sm2} & \text{otherwise} \end{cases} \quad \text{等式 22}$$

$$\Gamma_{lm} = \begin{cases} \Gamma_{lm1} & \text{if } |\Gamma_{lm1}| \leq 1 \\ \Gamma_{lm2} & \text{otherwise} \end{cases} \quad \text{等式 23}$$

$$Z_{sm} = Z_1 \frac{1 + \Gamma_{sm}}{1 - \Gamma_{sm}} \quad \text{等式 24}$$

$$Z_{lm} = Z_2 \frac{1 + \Gamma_{lm}}{1 - \Gamma_{lm}} \quad \text{等式 25}$$



# 差分散射参数测试

下图是根据 LH46B 测试数据计算出的最佳源端与负载端阻抗曲线：

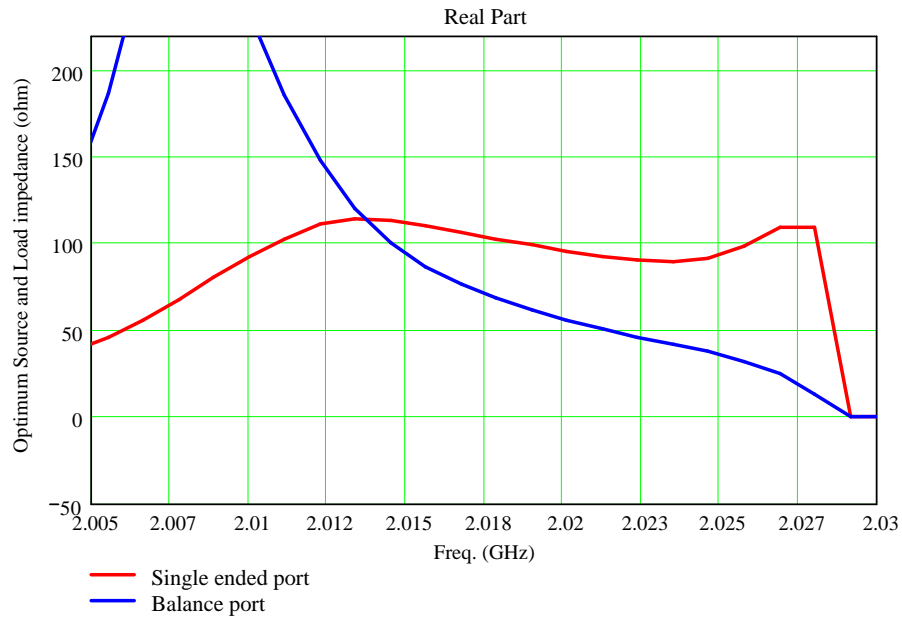


图 6：最佳源端与负载端阻抗曲线实部

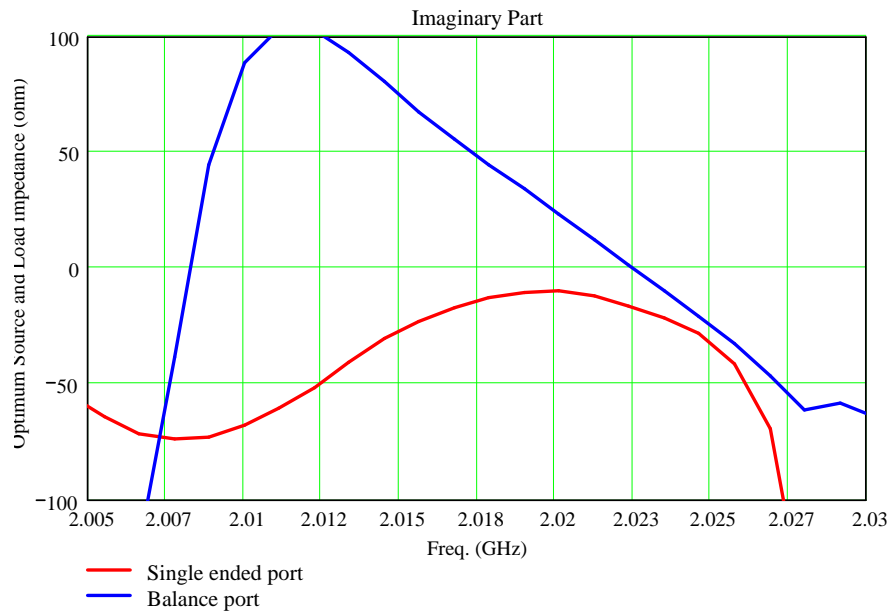


图 7：最佳源端与负载端阻抗曲线虚部

有图 6 与图 7 可以看到在 TD-SCDMA 频段（2010MHz~2025MHz）内，最佳源阻抗与负载阻抗变化较大，故难以用简单电路实现双端共轭匹配。观察最佳负载端阻抗实

## 差分散射参数测试

部曲线，发现其阻抗有频段低端的 220ohm 一直变到频段高端的 40ohm，这里我们取其几何平均值作为最佳负载阻抗，而对于源端我们不作匹配：

$$Z_{lm}(2018MHz) = \sqrt{40 * 220} = 94 \Omega \quad \text{等式 26}$$

利用 SMITH 圆图工具，我们得到如下匹配电路：

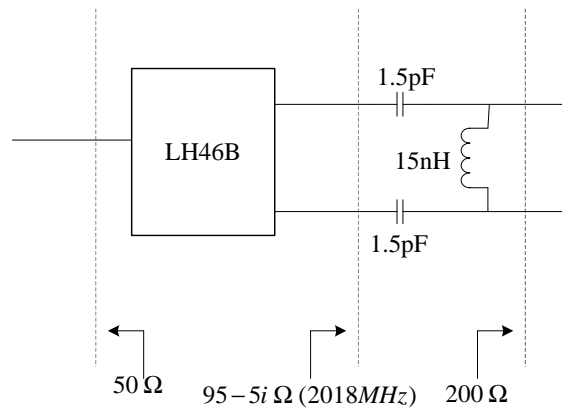


图 8：实际匹配电路

因为 MAX2392 混频器的输入阻抗为 200ohm，所以此处负载端特性阻抗取为 200ohm。下图是作匹配前与匹配后传输特性的一个比较：

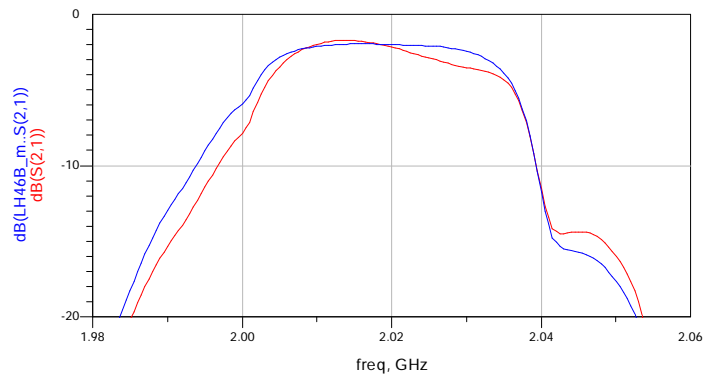


图 9：匹配前后对比

注图 9 中蓝色的曲线是匹配后的仿真结果，红色的是未加匹配电路的仿真结果。匹配改善了带内平坦度，但中心频点处插损略有变差。

## 差分散射参数测试

参考资料:

- 1) 王蕴仪等编《微波器件与电路》，江苏科学技术出版社，1981年。