

Circuits from the Lab®
Reference Designs

Circuits from the Lab™ 参考电路是经过测试的参考电路，有助于加速设计，同时简化系统集成，帮助并解决当今模拟、混合信号和 RF 设计挑战。如需更多信息和/或技术支持，请访问：www.analog.com/cn/CN0507。

连接/参考器件

ADF4355-3	集成VCO的微波宽带频率合成器
ADL5380	400 MHz至6 GHz正交解调器
HMC1044	可编程谐波低通滤波器，1 GHz至3 GHz，3 dB带宽
HMC8038	高隔离度、硅SPDT、非反射开关，0.1 GHz至6.0 GHz
HMC788A	pHEMT增益模块MMIC放大器，DC – 10 GHz
ADG739	CMOS、低压、三线式串行控制、双路SP4T开关
AD8426	宽电源电压范围、双路、轨到轨输出仪表放大器
ADR127	精密、低功耗LDO基准电压源，TSOT封装
ADM7150	800 mA、超低噪声、高PSRR、RF线性稳压器
ADM7172	6.5 V、2 A、超低噪声、高PSRR、快速瞬变响应CMOS LDO

完整的两端口矢量网络分析仪

评估和设计支持

电路评估板

[2 端口网络分析仪板\(EVAL-CN0507-ARDZ\)](#)

[超低功耗 ARM® Cortex-M3® Arduino 尺寸开发平台 \(EVAL-ADICUP3029\)](#)

设计和集成文件

[原理图、布局文件、物料清单、软件](#)

电路功能与优势

矢量网络分析是一种测量信号在介质中传播或被介质反射时的相移和衰减的技术。此技术最常用于测量RF放大器和滤波器之类电子电路的增益、反射系数和反向隔离度，但也可进行扩展以分析材料的特性，例如水分含量。

图1所示的参考设计利用零中频(ZIF)架构实现了一种完整的二端口射频(RF)矢量网络分析仪。电路的频率范围为1.7 GHz至3.4 GHz，动态范围约为40 dB。

定向耦合器和同相正交(IQ)解调器可检测正向和反向相位与幅度。零中频架构使IQ解调器的输出为直流信号，可以直接由微控制器中集成的精密模数转换器(ADC)采样。

该参考设计的一个主要优点是采用零中频架构，其中使用的较低速度ADC可以降低成本，并避免了与高速采样转换器相关的设计复杂性。这种架构使CN-0507电路板可与低成本Arduino尺寸板兼容，为用户提供一个替代笨重昂贵、可能要花费数千美元的台式实验室设备的选择。该参考设计的紧凑尺寸使其非常适合各种测试和测量应用。

Rev. 0

Circuits from the Lab® reference designs from Analog Devices have been designed and built by Analog Devices engineers. Standard engineering practices have been employed in the design and construction of each circuit, and their function and performance have been tested and verified in a lab environment at room temperature. However, you are solely responsible for testing the circuit and determining its suitability and applicability for your use and application. Accordingly, in no event shall Analog Devices be liable for direct, indirect, special, incidental, consequential or punitive damages due to any cause whatsoever connected to the use of any Circuits from the Lab circuits. (Continued on last page)

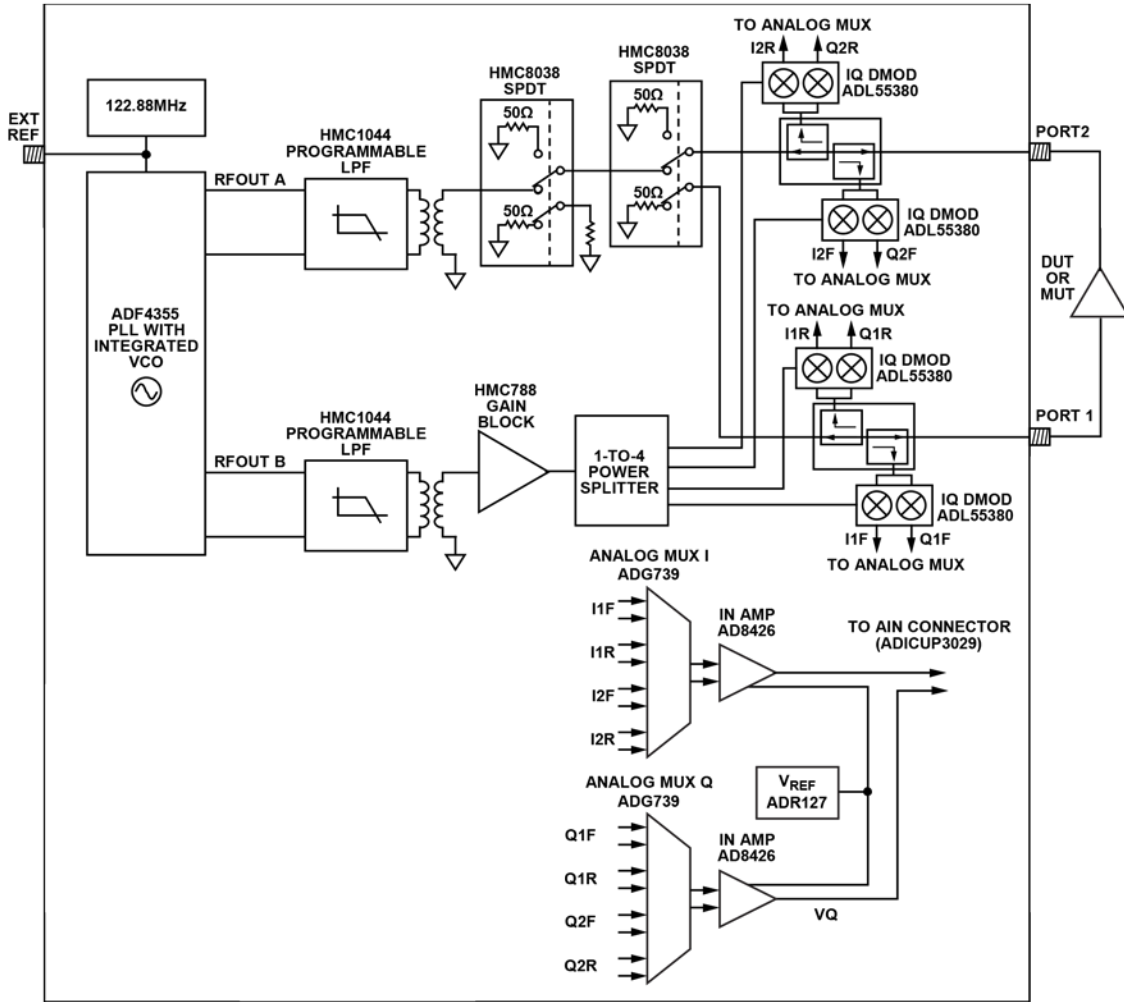


图1. EVAL-CN0507-ARDZ 简化功能框图

电路描述

线性网络分析

在RF领域，使用功率进行线性网络分析，功率可能与行波电压和电流相量有关。散射或S参数是描述网络在高频下的电气行为的最常见参数。术语“散射”是指电磁波(EM)在通过不连续节点时受到的影响。

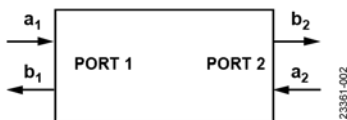


图2. S 参数

图2显示了一个二端口网络，它有四个行波电压相量，定义如下：

- a_1 为端口1的入射波
- b_1 为端口1的反射波
- a_2 为端口2的入射波
- b_2 为端口2的反射波
- 网络的四个S参数定义为

- $S_{11} = \frac{b_1}{a_1}$ ，正向反射
- $S_{21} = \frac{b_2}{a_1}$ ，正向增益
- $S_{12} = \frac{b_1}{a_2}$ ，反向隔离
- $S_{22} = \frac{b_2}{a_2}$ ，反向反射

矢量网络分析仪测量电压波相量并计算S参数

传统网络分析仪架构

图3显示了传统网络分析仪的架构，其配置用来测量二端口S参数。锁相环1 (PLL1)将正弦波驱动到网络的两个端口之一，而另一个端口内部端接到50Ω。被测器件(DUT)或被测材料(MUT)一般连接在RF端口之间 (MUT样品放置在两根天线之间，天线连接到两个端口)。

当PLL1进行步进频率扫描时，部分入射、透射和反射信号通过四个在线定向耦合器耦合接出。这些定向耦合器驱动四个混频器，混频器将信号下变频为低中频(IF)。四个混频器的本振(LO)输入由第二个PLL (PLL2)驱动。

为使中频保持恒定，PLL1和PLL2需要以等于IF的较小偏移频率相互跟踪。此偏移频率通常为几百kHz。

该电路还包括四个IF采样ADC。ADC输出被数字下变频至基带，产生幅度和相位矢量。DUT或MUT的S参数是这些向量的比率。

吸收式单刀双掷(SPDT)开关位于图3所示的位置，PLL1驱动端口1，端口1也可以切换到开关内部的50 Ω。如图所示连接被测放大器（输入连接到端口1），扫描产生的数据用于计算 S_{11} （输入反射）和 S_{21} （增益）。将SPDT翻转到另一位置，PLL1驱动端口2，产生的数据用于计算 S_{22} （输出反射）和 S_{12} （反向隔离）。

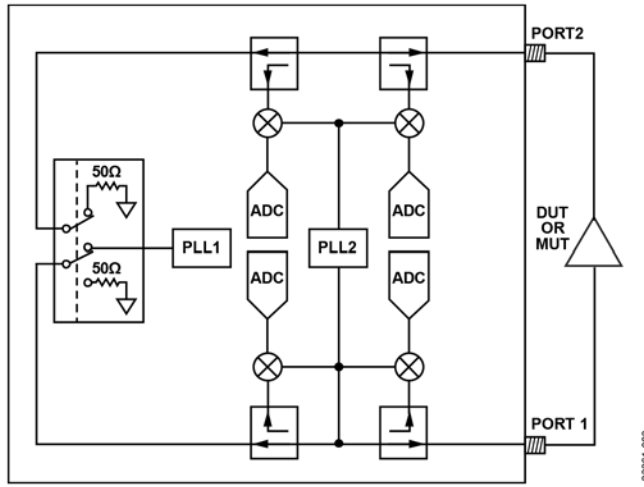


图3. 网络分析仪的核心元件

零中频架构

图4显示了另一种方法，其中混频器被IQ解调器取代，并使用单个PLL来驱动DUT和IQ解调器的LO输入。结果是直接在IQ解调器的输出端产生基带IQ向量。因为IQ解调器的输出为直流信号（PLL处于特定频率），所以输出是由基带ADC（例如逐次逼近(SAR)和低速Σ-Δ架构）进行采样，而不是由IF采样ADC进行采样。

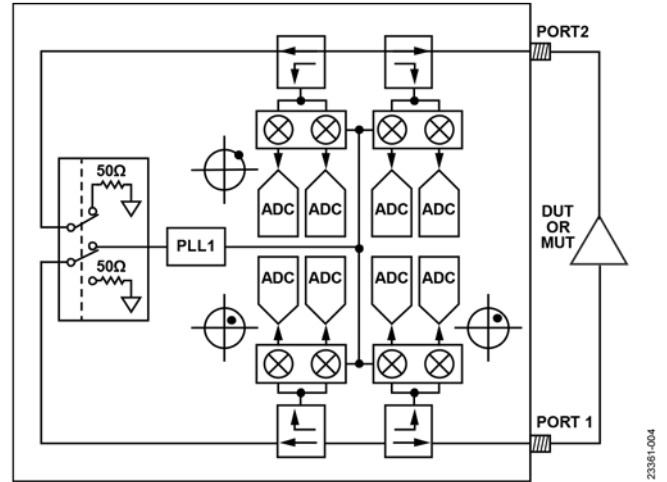


图4. 基于零中频的网络分析仪

ADF4355-3 PLL提供高输出功率、宽频率范围和双输出。除了向有源端口提供驱动信号外，ADF4355-3还为四个IQ解调器提供LO驱动。

如图5所示，主信号路径（从RFOUTA开始）由一个可编程低通滤波器(HMC1044)、一个巴伦、两个HMC8038吸收式SPDT开关和一个双向定向耦合器组成。

HMC1044滤除PLL输出信号的谐波。因此，在PLL频率扫描期间必须调整HMC1044的转折频率。第一个SPDT开关在直流失调校准操作中提供信号隔离，第二个SPDT开关将信号切换到端口1或端口2。

双向耦合器的耦合系数约为 15 dB，它向四个 ADL5380 宽带 IQ 解调器提供正向和反向耦合信号。四个 IQ 解调器的直流输出通过两个 ADG739 CMOS 开关向下复用为一对 I Q 信号。最后，这些差分信号被应用于两个 AD8426 仪表放大器，放大器将差分信号转换为单端信号，1.25 V 直流偏移由 ADRI27 基准电压源设置。此时，这两个信号被路由到标准模拟输入 Arduino 连接器，由 ADuCM3029 片上集成的 12 位 ADC 进行采样。

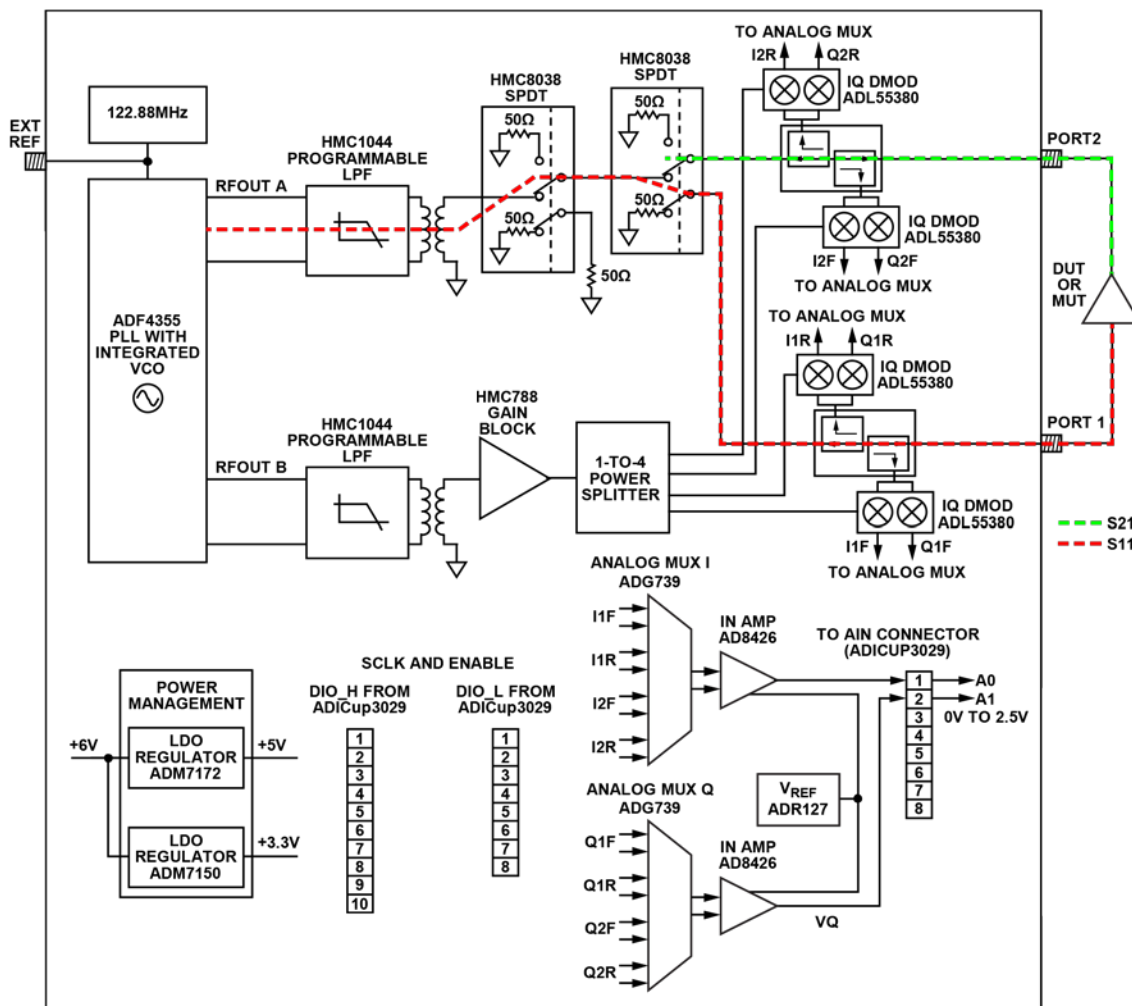


图5. 用于测量 S11 和 S21 的框图和信号流

LO驱动路径(RFOUTB)还包括HMC1044可编程低通滤波器，用以减少LO谐波。该滤波器后接一个巴伦、一个HMC788A宽带增益模块和一个无源1:4功率分路器(使用电阻在板上分立构建)。

提供两个同步但独立的PLL输出有多种好处。在驱动输出的LO(RFOUTB)的输出功率保持稳定的同时，RFOUTA (驱动

DUT或MUT)的输出功率电平可以在大约10 dB的范围内变化。此特性可用于根据应用最大程度地提高动态范围。例如，当测量无源器件或材料时，RFOUTA上的功率水平可以设置为最大值。相反，当测量具有增益的有源器件(例如RF放大器)时，可以减小PLL源功率，以免过驱动IQ解调器。

IQ解调器直流失调补偿

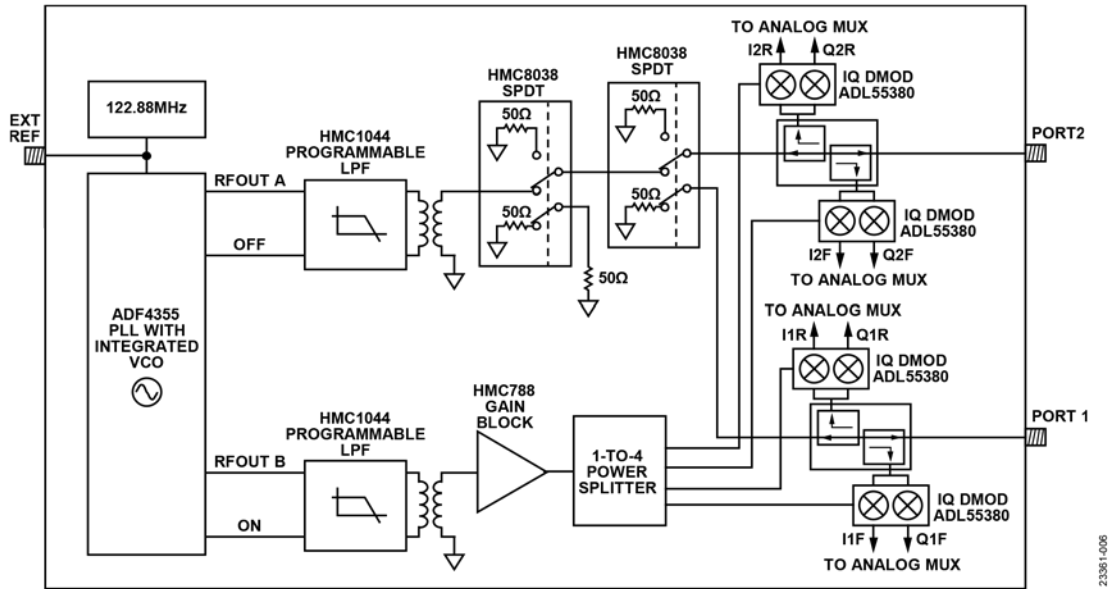


图6. 直流失调补偿期间的电路切换

为使动态范围最大化，必须测量并通过校准消除IQ解调器输出端的直流失调电压。

直流失调调零例程充分利用了独立的PLL输出功能。图6显示了直流失调调零例程中的电路和开关配置。

当四个IQ解调器的LO驱动开启时，主信号路径驱动信号(RFOUTA)关闭。为了提高隔离度，配置了第一个HMC8038 RF开关（紧跟在HMC1044低通滤波器之后的开关），使其一路输入连接到外部50Ω电阻。第二个HMC8038 RF开关的设置取决于要在其中测量直流失调电压的端口。

当测量端口1上IQ解调器的直流失调电压时，配置第二个HMC8038 RF开关，使其输入指向端口2。有关RF开关的正确配置，参见图7。

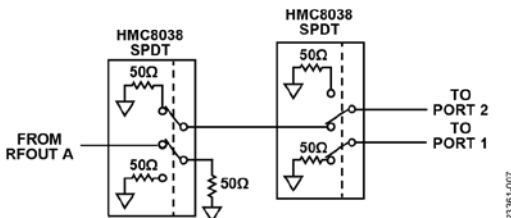


图7. 测量端口1的直流失调时的RF开关配置

在此例中， $V_{1F, OFFSET}(f)$ 和 $V_{1R, OFFSET}(f)$ 分别是在频率f下测得的正向和反向电压。

当测量端口2的直流失调电压时，翻转第二个RF开关，使其输入现在指向端口1。有关RF开关的正确配置，参见图8。因此， $V_{2F, OFFSET}(f)$ 和 $V_{2R, OFFSET}(f)$ 分别是在频率f下测得的正向和反向电压。

请注意，电压测量结果是复数。单个解调器的直流失调校准可以表示为

$$\begin{aligned}
 V_{xy}(f) - V_{xy, OFFSET}(f) &= [V_{xy}^I + jV_{xy}^Q] - [V_{xy, OFFSET}^I + jV_{xy, OFFSET}^Q] \\
 &= [V_{xy}^I - V_{xy, OFFSET}^I] + j[V_{xy}^Q - V_{xy, OFFSET}^Q]
 \end{aligned}$$

其中：

x为端口1或端口2。

y为正向或反向电压。

I和Q上标表示同相正交分量。

因此，在直流失调校准期间，需测量并存储八个失调电压（四个IQ解调器每个都有I和Q失调电压）。在所有后续测量期间，开始任何数据处理之前需将这些电压减去。

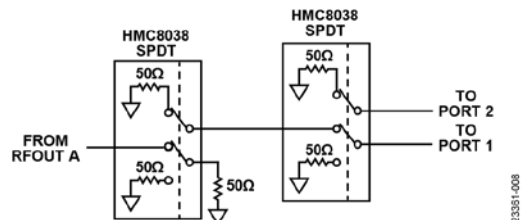


图8. 测量端口2的直流失调时的RF开关配置

短路、开路、负载和直通（时隙）校准

执行校准以提高矢量网络分析仪(VNA)的测量精度。除了校正信号链中的阻抗失配误差和信号泄漏误差外，还使用校准将测量参考平面移至所需位置，从而针对电缆和配件的相移和插入损耗进行调整。

系统校准利用误差模型来校正原始测量电压。误差模型包括一系列复杂的误差系数，这些系数是通过应用已知校准标准（短路、开路、负载和直通）执行的测量而计算得出的。

12项误差模型

本例中使用的误差模型由12个误差系数或误差项组成。此误差模型具有单独的正向和反向信号流图模型。在随后的讨论中， s_{11} 、 s_{12} 、 s_{21} 和 s_{22} 是DUT的校准S参数，而 $s_{11,M}$ 、 $s_{12,M}$ 、 $s_{21,M}$ 和 $s_{22,M}$ 是测得的原始S参数。两组S参数通过公式相互关联，公式包含校准期间计算出的误差项。

图9提供了正向流图误差模型及其六个正向误差系数：

- 方向性， e_{00}
- 端口1匹配， e_{11}
- 反射跟踪， $e_{10}e_{01}$
- 透射跟踪， $e_{10}e_{32}$
- 端口2匹配， e_{22}
- 泄漏， e_{30}

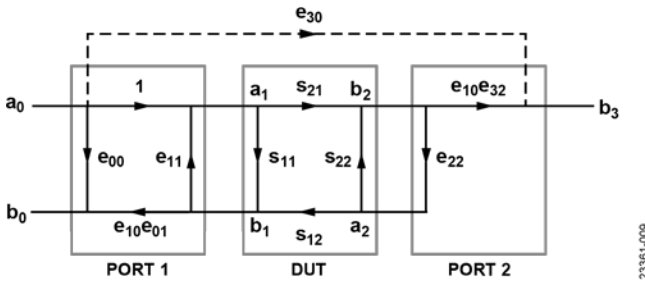


图9. 正向流图误差模型

为了简化流图模型的分析，使用了散射传递参数或T参数矩阵。T参数矩阵可从S参数获得，定义如下

$$T_{DUT} = \frac{1}{s_{21}} \begin{bmatrix} -\Delta & s_{11} \\ -s_{22} & 1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中， $\Delta_s = s_{11}s_{22} - s_{21}s_{12}$ 。

注意，式1的定义已经表示了DUT的T参数矩阵。

当 T_1 为端口1的T参数矩阵时，端口1和DUT的组合流图可以简单表示为矩阵乘积，如下所示：

$$\begin{bmatrix} b_0 \\ a_0 \end{bmatrix} = T_1 T_{DUT} \begin{bmatrix} a_2 \\ b_2 \end{bmatrix}$$

端口1的T参数矩阵即为

$$T_1 = \begin{bmatrix} (e_{10}e_{01} - e_{00}e_{11}) & e_{00} \\ -e_{11} & 1 \end{bmatrix}$$

由于 $b_2 = e_{22}a_2$ ，因此端口1和DUT的组合系统现在可以简化为

$$\begin{bmatrix} b_0 \\ a_0 \end{bmatrix} = T_1 T_{DUT} \begin{bmatrix} e_{22} \\ 1 \end{bmatrix} b_2 \quad (2)$$

b_0 和 a_0 的表达式很容易地从式2得出。测得的反射系数 $s_{11,M}$ 便可表示为

$$s_{11,M} = \frac{b_0}{a_0} = e_{00} + (e_{10}e_{01}) \frac{s_{11} - e_{22}\Delta_s}{1 - e_{11}s_{11} - e_{22}s_{22} + e_{11}e_{22}\Delta_s}$$

在端口2，

$$b_3 = e_{30}a_0 + e_{10}e_{32}b_2$$

除以 a_0 便得到测得的透射系数 $s_{21,M}$ 。

$$\begin{aligned} s_{21,M} &= \frac{b_3}{a_0} \\ &= e_{30} + (e_{10}e_{32}) \frac{b_2}{a_0} \\ &= e_{30} + (e_{10}e_{32}) \frac{s_{21}}{1 - e_{11} - e_{22}s_{22} + e_{11}e_{22}\Delta_s} \end{aligned}$$

图10显示了反向流图误差模型及其六个反向误差系数：

- 方向性 e'_{33}
- 端口1匹配 e'_{11}
- 反射跟踪 $e'_{23}e'_{32}$
- 透射跟踪 $e'_{23}e'_{01}$
- 端口2匹配 e'_{22}
- 泄漏 e'_{03}

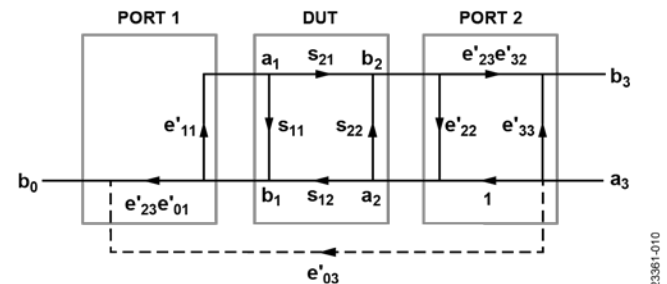


图10. 反向流图误差模型

利用正向和反向流图的对称性，可以将 $s_{22,M}$ 和 $s_{12,M}$ 表示为

$$s_{22,M} = \frac{b_3}{a_3} = \frac{e'_{33} + (e'_{23}e'_{32}) \frac{s_{22} - e'_{11}\Delta_s}{1 - e'_{11}s_{11} - e'_{22}s_{22} + e'_{11}e'_{22}\Delta_s}}{1 - e'_{11}s_{11} - e'_{22}s_{22} + e'_{11}e'_{22}\Delta_s}$$

$$s_{12,M} = \frac{b_3}{a_0} = \frac{e'_{03} + (e'_{23}e'_{01}) \frac{s_{12}}{1 - e'_{11}s_{11} - e'_{22}s_{22} + e'_{11}e'_{22}\Delta_s}}{1 - e'_{11}s_{11} - e'_{22}s_{22} + e'_{11}e'_{22}\Delta_s}$$

校准的S参数 s_{11} 、 s_{12} 、 s_{21} 和 s_{22} 可以使用测得的原始S参数的四个方程式求解。使用线性代数，可以证明

$$s_{11} = \frac{\left(\frac{s_{11,M} - e_{00}}{e_{10}e_{01}} \right) \left[1 + \left(\frac{s_{22,M} - e'_{33}}{e'_{23}e'_{32}} \right) e'_{22} \right] - e_{22} \left(\frac{s_{21,M} - e_{30}}{e_{10}e_{32}} \right) \left(\frac{s_{12,M} - e'_{03}}{e'_{23}e'_{01}} \right)}{\Delta} \quad (3)$$

$$s_{12} = \frac{\left(\frac{s_{12,M} - e'_{03}}{e'_{23}e'_{01}} \right) \left[1 + \left(\frac{s_{11,M} - e_{00}}{e_{10}e_{01}} \right) (e_{11} - e'_{11}) \right]}{\Delta} \quad (4)$$

$$s_{21} = \frac{\left(\frac{s_{21,M} - e_{30}}{e_{10}e_{32}} \right) \left[1 + \left(\frac{s_{22,M} - e'_{33}}{e'_{23}e'_{32}} \right) (e'_{22} - e_{22}) \right]}{\Delta} \quad (5)$$

$$s_{22} = \frac{\left(\frac{s_{22,M} - e'_{33}}{e'_{23}e'_{32}} \right) \left[1 + \left(\frac{s_{11,M} - e_{00}}{e_{10}e_{01}} \right) e_{11} \right] - e'_{11} \left(\frac{s_{21,M} - e_{30}}{e_{10}e_{32}} \right) \left(\frac{s_{12,M} - e'_{03}}{e'_{23}e'_{01}} \right)}{\Delta} \quad (6)$$

$$\Delta = \left[1 + \left(\frac{s_{11,M} - e_{00}}{e_{10}e_{01}} \right) e_{11} \right] \left[1 + \left(\frac{s_{22,M} - e'_{33}}{e'_{23}e'_{32}} \right) e'_{22} \right] - \left(\frac{s_{21,M} - e_{30}}{e_{10}e_{32}} \right) \left(\frac{s_{12,M} - e'_{03}}{e'_{23}e'_{01}} \right) e_{22}e'_{11}$$

执行校准和计算误差项

校准过程中通常使用由短路、开路和负载元件组成的标准校准套件。但在该频率范围内，也可以使用常见终端（例如，50Ω SMA终端用于负载，SMA短路用于短路，而开路用于开路）进行校准并获得相当准确的结果。

以下是应用于模型的12个误差系数所需的步骤和计算。请注意，每个校准步骤都会产生不同的误差项。

第1步：反射校准

反射校准步骤涉及使用标准终端测量每个端口的反射系数。标准终端是短路(SC)、开路(OC)和50Ω的固定负载(FL)。假定这些标准终端的精确反射系数是已知的（此数据一般随校准套件提供）。

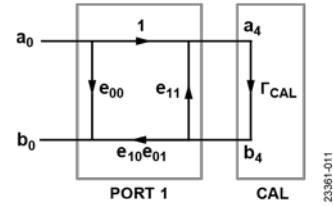


图 11. 正向路径上的反射校准

图11显示了带有标准终端的端口1的流图。 Γ_{CAL} 为终端的反射系数。端口1和标准终端的组合流图可以用式7表示。

$$\begin{bmatrix} b_0 \\ a_0 \end{bmatrix} = T_1 \begin{bmatrix} \Gamma_{CAL} \\ 1 \end{bmatrix} a_4 \quad (7)$$

端口1处测得的反射系数 Γ_M 便可表示为

$$\Gamma_M = \frac{b_0}{a_0} = \frac{e_{00} - \Gamma_{CAL}\Delta_e}{1 - \Gamma_{CAL}e_{11}} \quad \text{其中 } \Delta_e = e_{00}e_{11} - e_{10}e_{01}$$

上式简化后得到:

$$e_{00} + \Gamma_M\Gamma_{CAL}e_{11} - \Gamma_{CAL}\Delta_e = \Gamma_M$$

使用三个标准终端，可以获得三个方程式，如下所示:

$$e_{00} + \Gamma_{M,OC}\Gamma_{CAL,OC}e_{11} - \Gamma_{CAL,OC}\Delta_e = \Gamma_{M,OC}$$

$$e_{00} + \Gamma_{M,SC}\Gamma_{CAL,SC}e_{11} - \Gamma_{CAL,SC}\Delta_e = \Gamma_{M,SC}$$

$$e_{00} + \Gamma_{M,FL}\Gamma_{CAL,FL}e_{11} - \Gamma_{CAL,FL}\Delta_e = \Gamma_{M,FL}$$

接下来求解三个误差系数 e_{00} 、 e_{11} 和 $e_{10}e_{01}$ 。

图12显示了带有标准终端的端口2的流图。

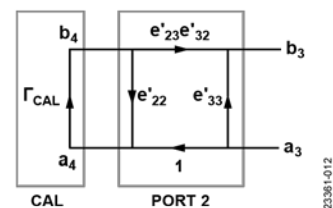


图 12. 反向路径上的反射校准

同样，由于端口1和端口2之间的对称性，使用三个标准终端的三个方程式如下：

$$\begin{aligned} e'_{33} + \Gamma_{M,OC}\Gamma_{CAL,OC}e'_{22} - \Gamma_{CAL,OC}\Delta'_e &= \Gamma_{M,OC} \\ e'_{33} + \Gamma_{M,SC}\Gamma_{CAL,SC}e'_{22} - \Gamma_{CAL,OC}\Delta'_e &= \Gamma_{M,SC} \\ e'_{33} + \Gamma_{M,FL}\Gamma_{CAL,FL}e'_{22} - \Gamma_{CAL,FL}\Delta'_e &= \Gamma_{M,FL} \end{aligned}$$

其中， Γ_M 为端口2处测得的反射系数， $\Delta'_e = e'_{33}e'_{22} - e'_{23}e'_{32}$ 。求解接下来的三个误差系数 e'_{33} 、 e'_{22} 和 e'_{32} 。

第2步：隔离校准

隔离校准步骤涉及以50Ω的固定负载端接两个端口，从而将其隔离，然后测量透射系数。在正向路径上，正向泄漏 e_{30} 等于正向透射系数，如式8所示。

$$e_{30} = S_{21,M} \tag{8}$$

在反向路径上，反向泄漏 e_{03} 就是反向透射系数： $e'_{03} = s_{12,M}$ 。

第3步：直通校准

直通校准步骤涉及将两个端口上的电缆连接在一起，然后测量反射系数和透射系数。注意在理想情况下，端口1和端口2上的电缆应为一公一母，以将它们直接连在一起。如果两条电缆同为公或同为母，则应使用较短的SMA直通元件。不过，这种配置会降低整体精度，但实验室测量的结果表明，如果直通SMA元件相对较短，则可以实现良好的精度。

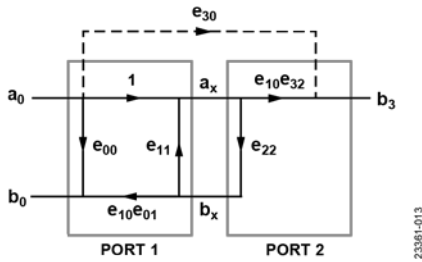


图13. 正向路径上的直通校准

图13显示了直通校准期间的正向信号流程图。从端口1到两个端口的连接平面的流图可以表示为

$$\begin{bmatrix} b_0 \\ a_0 \end{bmatrix} = T_1 \begin{bmatrix} e_{22} \\ 1 \end{bmatrix} a_x \tag{9}$$

端口1的反射系数即为

$$s_{11,M} = \frac{e_{00} - e_{22}\Delta_e}{1 - e_{22}e_{11}} \tag{10}$$

请注意，端口2匹配误差系数 e_{22} 是式9中的唯一未知量。误差系数 e_{00} 、 e_{11} 和 Δ_e 是预先从反射校准获得的。求解 e_{22}

$$e_{22} = \frac{s_{11,M} - e_{00}}{s_{11,M}e_{11} - \Delta_e}$$

端口2处的信号可以写为

$$b_3 = e_{30}a_0 + e_{10}e_{32}a_x$$

除以 a_0 得到 $s_{21,M}$

$$s_{21,M} = e_{30} + (e_{10}e_{32}) \frac{1}{1 - e_{11}e_{22}}$$

其中 $\frac{a_x}{a_0} = \frac{1}{1 - e_{11}e_{22}}$

现在便可获得正向透射跟踪误差系数 $e_{10}e_{32}$ ：

$$e_{10}e_{32} = (s_{21,M} - e_{30})(1 - e_{11}e_{22})$$

请注意，此时 e_{11} 、 e_{22} 和 e_{30} 是已知量。

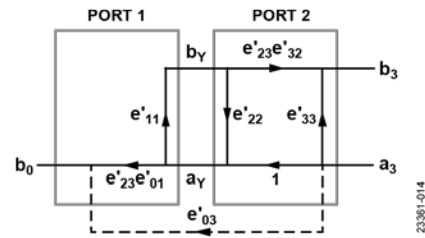


图14. 反向路径上的直通校准

图14显示了直通校准期间的反向信号流程图。由于对称性，端口1的匹配误差系数 e'_{11} 可通过下式获得：

$$e'_{11} = \frac{s_{22,M} - e'_{33}}{s_{22,M}e'_{22} - \Delta_e}$$

类似地，反向透射跟踪误差系数 $e'_{23}e'_{01}$ 可表示为

$$e'_{23}e'_{01} = (s_{12,M} - e'_{03})(1 - e'_{11}e'_{22})$$

记下从反射和隔离校准中获得的误差系数。

校准套件短路、开路和负载元件的反射系数

校准套件一般会提供其短路、开路和负载元件的精确反射系数。使用表1所示的理想值可以获得精度稍低但合理的结果。如果使用标准实验室级SMA连接器进行校准，也可以使用这些值。

表 1. 短路、开路和负载元件的理想反射系数

端接	反射系数(Γ_{CAL})
短路	-1
开路	+1
固定50Ω负载	0

标准终端可以精确建模为端接传输线，其信号流图如图15所示。

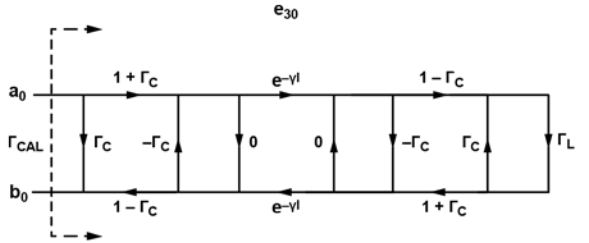


图 15. 终端传输线模型

传输线通过其反射系数 Γ_C 和传播常数 γ 来表征。

对于50Ω负载，反射系数 Γ_L 为0。但是，短路和开路终端分别建模为感性和容性负载。短路终端的电感模型是频率的三阶函数，如下所示：

$$L(f) = L_0 + L_1f + L_2f^2 + L_3f^3$$

短路终端的负载阻抗即为

$$Z_L(f) = j2\pi fL(f)$$

开路终端的电容模型也是频率的三阶函数

$$C(f) = C_0 + C_1f + C_2f^2 + C_3f^3$$

开路终端的负载阻抗为

$$Z_L(f) = 1/[j2\pi fC(f)]$$

根据负载阻抗 $Z_L(f)$ ，可以得出 Γ_L 为

$$\Gamma_L = \frac{Z_L(f) - Z_{REF}}{Z_L(f) + Z_{REF}}$$

其中 $Z_{REF} = 50 \Omega$ 。

使用T矩阵，端接的传输线可通过下式表征

$$\begin{bmatrix} b_0 \\ a_0 \end{bmatrix} = T_1 T_2 T_3 \begin{bmatrix} \Gamma_L \\ 1 \end{bmatrix}$$

其中：

$$\begin{aligned} T_1 &= \frac{1}{1 + \Gamma_C} \begin{bmatrix} 1 & \Gamma_C \\ \Gamma_C & 1 \end{bmatrix} \\ T_2 &= \frac{1}{e^{-\gamma l}} \begin{bmatrix} e^{-2\gamma l} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \\ T_3 &= \frac{1}{1 - \Gamma_C} \begin{bmatrix} 1 & -\Gamma_C \\ -\Gamma_C & 1 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

矩阵乘法可以简化为

$$\begin{aligned} T_1 T_2 &= \frac{1}{e^{-\gamma l}(1 - \Gamma_C)} \begin{bmatrix} e^{-2\gamma l} & \Gamma_C \\ e^{-2\gamma l}\Gamma_C & 1 \end{bmatrix} \\ T_1 T_2 T_3 &= \frac{1}{e^{-\gamma l}(1 - \Gamma_C^2)} \begin{bmatrix} (e^{-2\gamma l} - \Gamma_C^2) & -\Gamma_C(e^{-2\gamma l} - 1) \\ \Gamma_C(e^{-2\gamma l} - 1) & -(e^{-2\gamma l}\Gamma_C^2 - 1) \end{bmatrix} \end{aligned}$$

标准终端反射系数 Γ_{CAL} 现在可通过下式获得：

$$\begin{aligned} \Gamma_{CAL} &= \frac{b_0}{a_0} \\ &= \frac{\Gamma_L(e^{-2\gamma l} - \Gamma_C^2) - \Gamma_C(e^{-2\gamma l} - 1)}{\Gamma_L\Gamma_C(e^{-2\gamma l} - 1) - (e^{-2\gamma l}\Gamma_C^2 - 1)} \\ &= \frac{\Gamma_C(1 - e^{-2\gamma l} - \Gamma_C\Gamma_L) + e^{-2\gamma l}\Gamma_L}{1 - \Gamma_C[e^{-2\gamma l}\Gamma_C + \Gamma_L(1 - e^{-2\gamma l})]} \end{aligned}$$

传输线还可以通过其偏移损耗和偏移延迟来表征，这两者都容易测量。偏移延迟也可以从终端长度 l 获得

$$\text{偏移延迟} = \frac{l}{c}$$

其中 c 表示光速。

考虑趋肤效应，可以将特性阻抗 Z_C 表示为

$$Z_C = Z_0 + (1 - j) \left(\frac{\text{Offset Loss}}{4\pi f} \right) \sqrt{\frac{f}{10^9}}$$

其中 Z_0 是传输线的无损特性阻抗，也是50Ω。

传播常数也可以表示为

$$\gamma l = \alpha l + \beta l$$

其中：

$$\alpha l = \frac{(\text{Offset Loss})(\text{Offset Delay})}{2Z_0} \sqrt{\frac{f}{10^9}}$$

$$\beta l = 2\pi f(\text{Offset Delay}) + \alpha l$$

如果偏移损耗可忽略不计并假定为0，则可以将 Γ_{CAL} 简化为

$$\Gamma_{CAL} = e^{-4\pi f(\text{Offset Delay})} \Gamma_L \Gamma_{CAL} = e^{-4\pi f(\text{offset delay})} \Gamma_L$$

测量结果

各种测量结果如图16、图17和图18所示。为了测试电路的频率范围和动态范围，使用了Mini-Circuits带通滤波器ZAFBP-2100-S+。图16显示了滤波器的未校准插入损耗和回波损耗。图17显示了使用Keysight Technologies, Inc. 85033E标准机械校准套件进行校准后的响应。图18显示了扫描结果，其中测量了0 dB、-10 dB、-20 dB、-30 dB和-40 dB衰减器。所有测量均使用直流失调补偿。

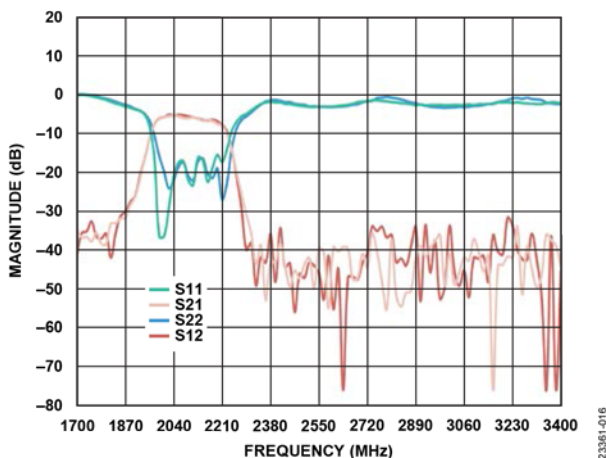


图 16. 未校准的 Mini-Circuits ZAFBP-2100-S+ 带通滤波器的实测响应

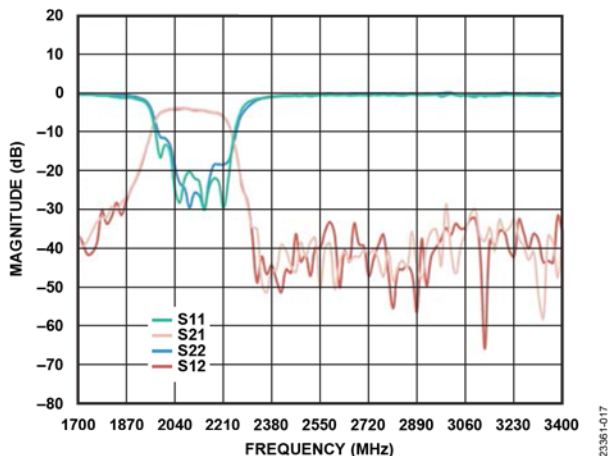


图 17. 使用 Keysight 校准套件校准后的 Mini-Circuits 带通滤波器的实测响应

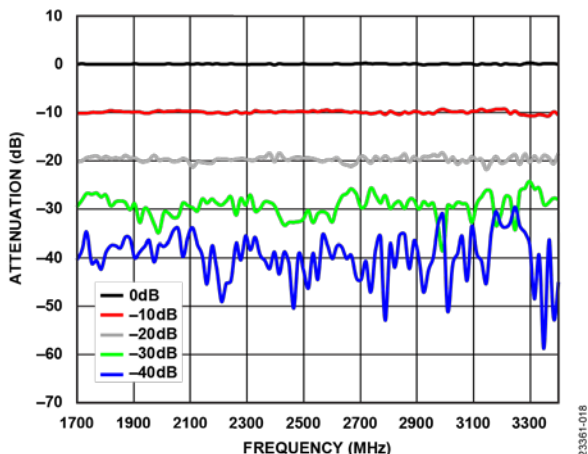


图 18. 校准后测得的 0 dB、-10 dB、-20 dB、-30 dB 和 -40 dB 响应

软件架构

2端口矢量网络分析仪扩展板带有两个软件组件，如图19所示。第一个软件组件是固件（图19右侧），运行在 EVAL-ADICUP3029 上。微控制器单元(MCU)控制网络分析仪扩展板的所有硬件器件，例如PLL、多路复用阵列、可编程滤波器和IQ解调器。对于每种类型的器件，固件都采用一个器件框架——通过对器件的功能和行为进行抽象而获得的一个通用模型。固件设计具有多个硬件抽象层，目的是保持模块化，实现代码复用，简化代码开发和维护。

第二个软件组件（图19左侧）是计算机应用程序，用户可以通过它进行配置、校准、测量和查看结果。应用程序后端负责处理来自图形用户界面(GUI)的所有请求以及数据处理。计算机应用程序后端还负责计算s参数并执行校准。

有关固件和主机应用程序的更多具体信息，请参阅CN0507用户指南。

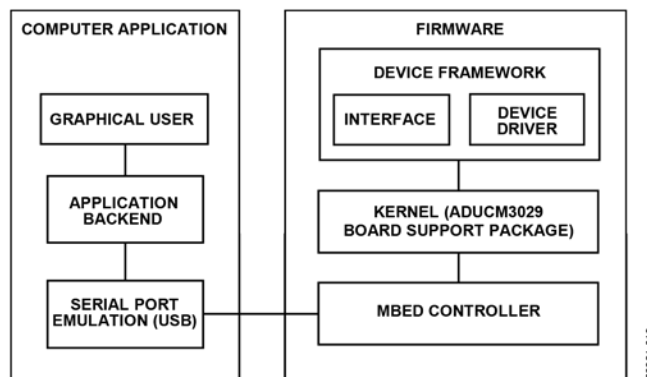


图 19. 软件组件

固件和器件框架

图20显示了2端口网络分析仪固件的简化框图。如图20所示，MCU控制一个PLL、两个多路复用阵列、两个低通滤波器、四个I/Q解调器和两个RF开关。PLL、多路复用阵列和低通滤波器全部共享一个串行外设接口(SPI)总线。

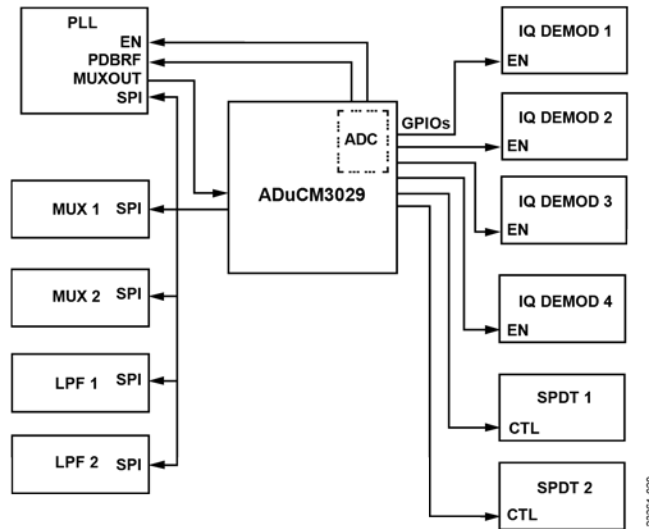


图20. ADuCM3029 固件的简化功能框图

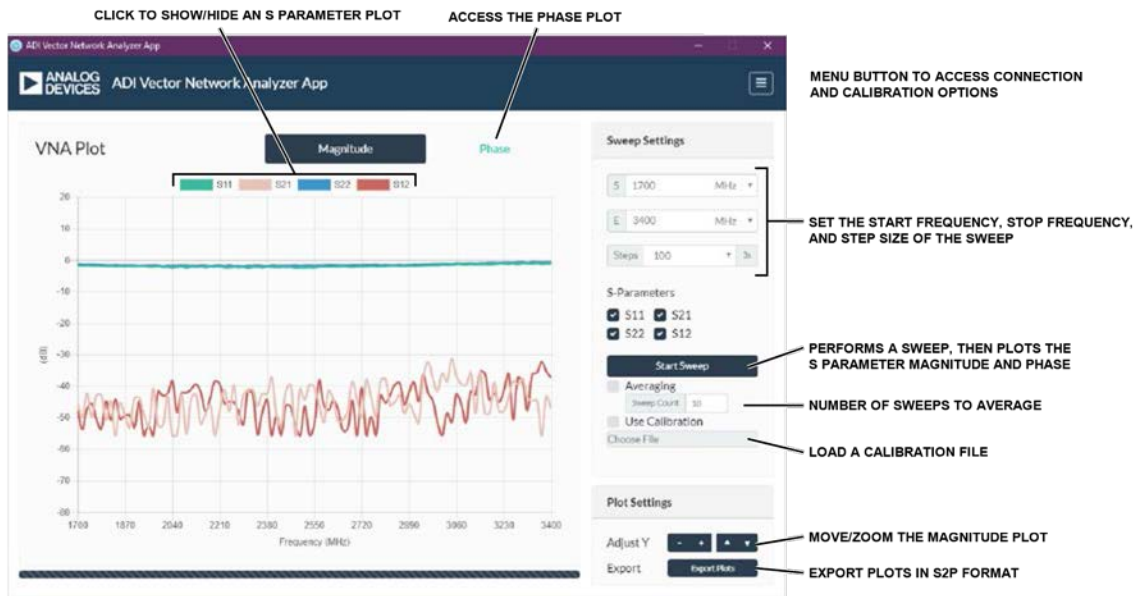


图21. 计算机应用程序 GUI

计算机应用程序

计算机软件组件处理S参数的校准和计算。图21显示了使用开源平台Node.js®开发的应用程序图形用户界面(GUI)的屏幕截图。GUI旨在模拟台式网络分析仪。

所有设置和控件都可以在GUI的右侧找到。用户使用所需的扫描设置配置网络分析仪。计算机应用程序和固件之间的数据处理经过了优化，100点单迹线扫描（即处理单个S参数）的平均扫描时间少于1秒。扫描时间随频率点数或步数以及所选S参数的数量增加而增加。为了获得更一致的结果，可以使用平均选项。

通过GUI可以灵活地查看结果。用户可以选择要绘制的S参数，以及是否查看S参数的幅度或相位。还有一项附加功能，S参数的曲线可以保存为S2P标准格式。

常见变化

该电路的标称频率范围是1.7 GHz至3.4 GHz。此频率范围主要由Mini-Circuits BDCN-14-342+定向耦合器决定。将这些定向耦合器换成表2列出的引脚兼容替代产品，工作频率可以降低至360 MHz。

表 2. 用于备选频率范围的推荐定向耦合器

频率范围	推荐产品型号
1.7 GHz至3.4 GHz	BDCN-14-342+ (Mini-Circuits)
0.824 GHz至2.525 GHz	BDCN-15-25+ (Mini-Circuits)
0.36 GHz至1 GHz	BDCN-20-13+ (Mini-Circuits)

参考设计提供了通过改变AD8426仪表放大器的增益来改变网络分析仪扩展板灵敏度的选项。请注意，动态范围保持不变。灵敏度的提高伴随着系统压缩点的降低。

在原始设计中，AD8426的增益设置电阻值为18.7 kΩ，这意味着仪表放大器增益为3.6倍，压缩点略高于10 dB。通过将电阻更改为5.49 kΩ，增益提高至10倍，但压缩点将降至0 dBm左右。10倍仪表放大器增益对灵敏度的影响如图22所示。

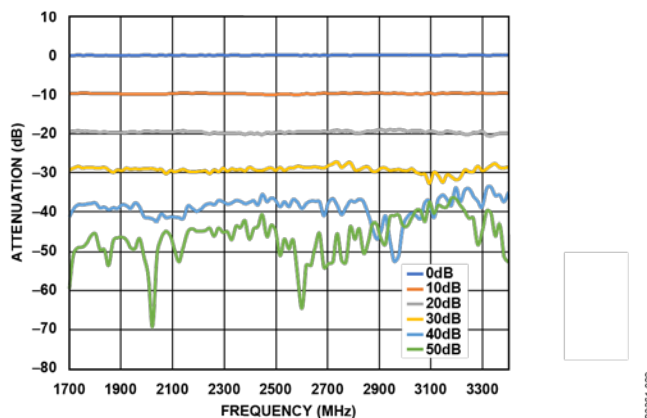


图 22. 仪表放大器增益为 10 时测得响应

电路评估与测试

为了进行评估和测试，可以将标准10 dB SMA衰减器用作被测器件(DUT)。衰减器是一种常见的实验室设备，因为具有显而易见的S参数（即 $S_{21} = S_{12} = -10$ dB）而成为很有用的DUT。以下是执行此电路测试所需的设备和软件列表。

设备要求

需要使用以下设备：

- EVAL-CN0507-ARDZ
- EVAL-ADICUP3029
- 6 V直流2 A壁式电源适配器
- 10 dB SMA衰减器
- 两根短RF电缆(SMA)
- 带USB端口的Windows® 7 (32位) 或更高版本的PC
- USB A型转Micro USB电缆

软件需求

需要使用以下软件：

- ADI矢量网络分析仪计算机应用程序
- ADICUP3029矢量网络分析仪固件十六进制文件

测试设置功能框图

测试设置的功能框图如图23所示。

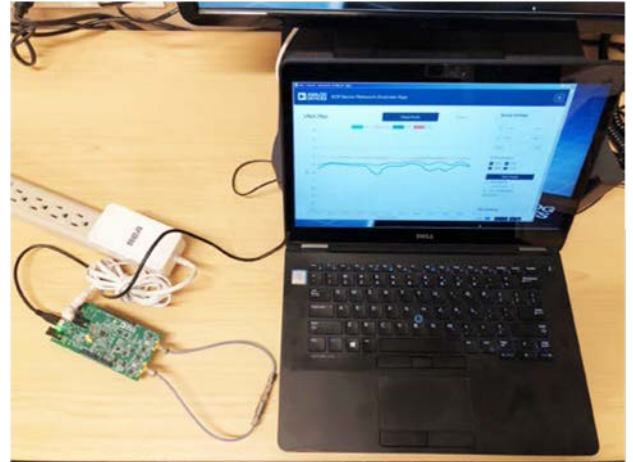


图 23. EVAL-CN0507-ARDZ 的测试设置

设置

按照如下方式设置电路进行评估：

1. 在ADICUP3029平台板上安装CN-0507硬件。
2. 将CN-0507连接到6 V直流壁式电源适配器。
3. 将EVAL-ADICUP3029 USB端口连接到PC。
 - a. 另一个名为DAPLINK的驱动器出现在PC上。
4. 将ADICUP3029矢量网络分析仪十六进制文件拖到DAPLINK驱动器中，以将固件下载到ADICUP3029。驱动器断开并重新连接，指示下载已完成。
5. 按下ADICUP3029的复位按钮。
6. 运行ADI矢量网络分析仪计算机应用程序。选择适当的COM端口，然后选择Connect (连接)。设置保留为默认值。
7. 网络分析仪的两个端口保持打开状态。点击Start Sweep (开始扫描) 以执行测量。
8. 隐藏S₂₁和S₁₂。图24显示了测得的S₁₁和S₂₂。理想曲线是0 dB的水平线。

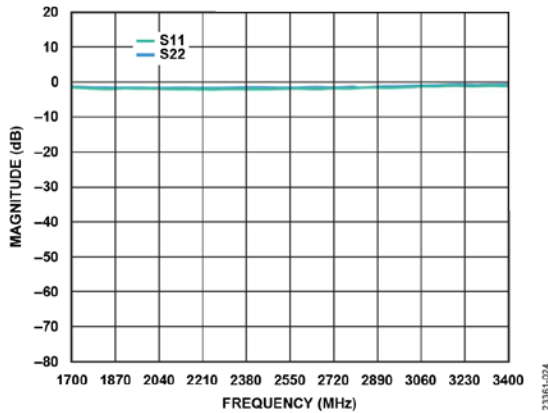


图 24. 在端口打开且未校准的情况下测得的 S11 和 S22

9. 取消隐藏 S21 和 S12。
10. 隐藏 S1 和 S22。
11. 连接 10 dB SMA 衰减器。点击 **Start Sweep (开始扫描)** 以执行测量。
12. 图 25 显示了测得的 S21 和 S12。理想曲线是 -10 dB 的水平线。

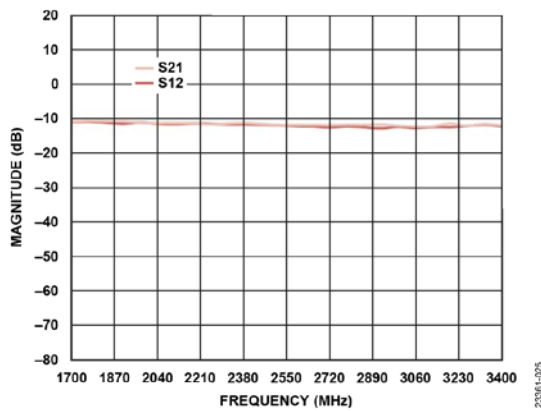


图 25. 10 dB 衰减器作为 DUT 且未校准时测得的 S21 和 S12

为了实现准确测量，执行测量之前应校准矢量网络分析仪。有关硬件和软件操作的完整详细信息，请参阅 [CN-0507 用户指南](#)。

了解更多

CN0507 设计支持包:

<http://www.analog.com/CN0507-DesignSupport>

AN-1353 应用笔记: *如何旁路 ADF4355-2、ADF4355、ADF4355-3、ADF4356、ADF5355 和 ADF5356 的 VCO 校准*, ADI 公司

CN-0507 用户指南

5989-4840EN 应用笔记: *适用于 Keysight 矢量网络分析仪的校准标准和套件*, Keysight Technologies

数据手册和评估板

[ADF4355-3 数据手册](#)

[ADF4355-3 评估板](#)

[ADL5380 数据手册](#)

[ADL5380 评估板](#)

[HMC1044 数据手册](#)

[HMC1044 评估板](#)

[HMC8038 数据手册](#)

[HMC8038 评估板](#)

[HMC788A 数据手册](#)

[HMC788A 评估板](#)

[ADG739 数据手册](#)

[ADG739 评估板 \(EVAL-16TSSOP\)](#)

[AD8426 数据手册](#)

[ADR127 数据手册](#)

[ADM7150 数据手册](#)

[ADM7150 评估板](#)

[ADM7172 数据手册](#)

[ADM7172 评估板](#)

[CN-0507 电路评估板 \(EVAL-CN0507-ARDZ\)](#)

[Arduino 兼容平台板 \(EVAL-ADICUP3029\)](#)

修订历史

2020年2月—修订版0: 初始版



(Continued from first page) Circuits from the Lab reference designs are intended only for use with Analog Devices products and are the intellectual property of Analog Devices or its licensors. While you may use the Circuits from the Lab reference designs in the design of your product, no other license is granted by implication or otherwise under any patents or other intellectual property by application or use of the Circuits from the Lab reference designs. Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, Circuits from the Lab reference designs are supplied "as is" and without warranties of any kind, express, implied, or statutory including, but not limited to, any implied warranty of merchantability, noninfringement or fitness for a particular purpose and no responsibility is assumed by Analog Devices for their use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from their use. Analog Devices reserves the right to change any Circuits from the Lab reference designs at any time without notice but is under no obligation to do so.