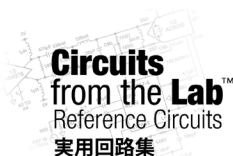


接続または参考にしたデバイス

ADF4355-3	VCO 内蔵マイクロ波広帯域シンセサイザ
ADL5380	400MHz~6GHz 直交復調器
HMC1044	プログラマブル高調波ローパス・フィルタ、3dB 帯域幅 1GHz~3GHz
HMC8038	高絶縁シリコン SPDT 無反射型スイッチ、0.1GHz~6.0GHz
HMC788A	pHEMT ゲイン・ブロック MMIC アンプ、DC~10GHz
ADG739	低電圧、3 線、シリアル制御のデュアル SP4T CMOS スイッチ
AD8426	広電源範囲、デュアル・チャンネル、ルール to レール出力計装アンプ
ADR127	TSOT パッケージ採用の高精度マイクロパワー-LDO 電圧リファレンス
ADM7150	800mA、超低ノイズ、高 PSRR の RF リニア・レギュレータ
ADM7172	6.5V、2A、超低ノイズ、高 PSRR、高速過渡応答の CMOS LDO



テスト済み回路設計集“Circuits from the Lab™”は共通の設計課題を対象とし、迅速で容易なシステム統合のために製作されました。さらに詳しい情報又は支援は <https://www.analog.com/jp/CN0507> をご覧ください。

全機能内蔵型の 2 ポート・ベクトル・ネットワーク・アナライザ

評価と設計支援 回路評価用ボード

2 ポート・ネットワーク・アナライザ・ボード
(EVAL-CN0507-ARDZ)

超低消費電力の ARM® Cortex-M3® Arduino フォーム・
ファクタ開発プラットフォーム (EVAL-ADICUP3029)

設計および統合ファイル

回路図、PCB レイアウト・データ、部品表、ソフトウェア

回路の機能とその利点

ベクトル・ネットワーク解析は、信号がある媒体中を伝搬する際やその媒体によって反射される際に、信号に生じる位相シフトと減衰を測定する手法です。この手法が最も一般的に使われるのは、RF アンプやフィルタといった電子回路のゲイン、反射係数、および逆方向伝送の測定ですが、水分含有量などの材料特性分析にも使用できます。

図 1 に示すリファレンス設計は、ゼロ中間周波数 (ZIF) アーキテクチャを使用して、全機能内蔵型の 2 ポート無線周波数 (RF)

ベクトル・ネットワーク・アナライザを実装しています。この回路の周波数範囲は 1.7GHz~3.4GHz で、ダイナミック・レンジは約 40dB です。

ディレクショナル・カップラと同相/直交 (IQ) 復調器が、順方向および逆方向の位相と振幅を検出します。ゼロ IF アーキテクチャを採用しているため、IQ 復調器の出力は DC であり、マイクロコントローラに組み込まれた高精度の A/D コンバータ (ADC) によって直接サンプリングすることができます。

このリファレンス設計の主な利点は ZIF アーキテクチャを採用していることで、低速の ADC を使用すれば、コストを抑え、高速サンプリング・コンバータに付きものの設計の複雑化を回避することができます。このアーキテクチャによって、CN-0507 ボードに低コストの Arduino フォーム・ファクタ・ボードを使用することが可能になり、サイズが大きく高価なベンチトップ型の測定装置を使用せずに済みます。このリファレンス設計はサイズがコンパクトなので、幅広いテストおよび測定アプリケーションに利用することができます。

アナログ・デバイセズ社は、提供する情報が正確で信頼できるものであることを期していますが、その情報の利用に関して、あるいは利用によって生じる第三者の特許やその他の権利の侵害に関して一切の責任を負いません。また、アナログ・デバイセズ社の特許または特許の権利の使用を明示的または暗示的に許諾するものでもありません。仕様は、予告なく変更される場合があります。本紙記載の商標および登録商標は、それぞれの所有者の財産です。※日本語版資料は REVISION が古い場合があります。最新の内容については、英語版をご参照ください。

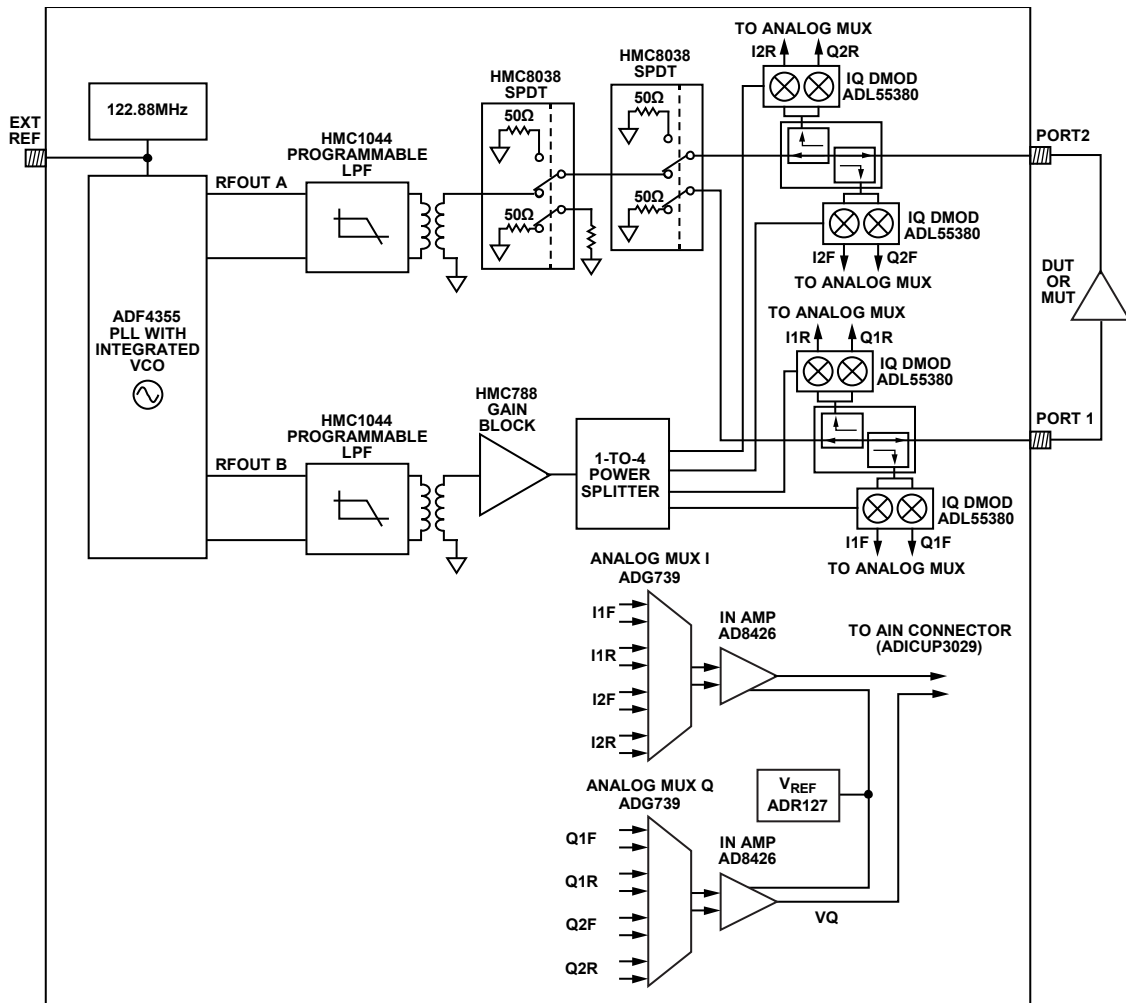


図 1. EVAL-CN0507-ARDZ の簡略ブロック図

回路の説明

リニア・ネットワークの解析

RF の場合、リニア・ネットワークの解析は電力波を使って行われます。電力波は、進行する電圧波と電流波のフェーズに関連付けることができます。散乱、つまり S パラメータは、高周波数におけるネットワークの電気的挙動を記述する際に最も一般的に使われる量です。「散乱」という用語は、電磁 (EM) 波が不連続面を通過するときどのような影響を受けるのかを表すものです。



図 2. S パラメータ

以下のように定義される 4 つの進行電圧波フェーズを持つ、2 ポートのネットワークを図 2 に示します。

- a_1 はポート 1 の入射波
- b_1 はポート 1 の反射波
- a_2 はポート 2 の入射波
- b_2 はポート 2 の反射波
- ネットワークの 4 つの S パラメータは以下のように定義されます。

- $S_{11} = \frac{b_1}{a_1}$ 、順方向反射
- $S_{21} = \frac{b_2}{a_1}$ 、順方向伝送
- $S_{12} = \frac{b_1}{a_2}$ 、逆方向伝送
- $S_{22} = \frac{b_2}{a_2}$ 、逆方向反射

ベクトル・ネットワーク・アナライザは、電圧波フェーズを測定して S パラメータを計算します。

従来型ネットワーク・アナライザのアーキテクチャ

デュアルポート S パラメータの測定用に構成された、従来型ネットワーク・アナライザのアーキテクチャを図 3 に示します。フェーズ・ロック・ループ 1 (PLL1) は、サイン波を駆動してネットワークの 2 つのポートの 1 つに入力します。もう 1 つのポートは内部で 50Ω に終端されています。供試デバイス (DUT) または供試材料 (MUT) は、通常、2 つの RF ポートの間に接続されます (MUT サンプルは、2 つのポートに接続された 2 つのアンテナ間に置かれる)。

PLL1 は段階的な周波数掃引を行い、入射信号、伝送信号、および反射信号の一部が、4 つのインライン・ディレクショナル・カップラによって取り出されます。これらのディレクショナル・カップラは、信号を低い中間周波数 (IF) にダウンコンバートする 4 つのミキサーを駆動します。これら 4 つのミキサーのローカル発振器 (LO) 入力は、2 つめの PLL (PLL2) によって駆動されます。

PLL1 と PLL2 は、中間周波数を一定に保つために、IF に等しい小さいオフセット周波数で互いにトラックする必要があります。通常、このオフセットは数百 kHz です。

回路の最終部分には 4 つの IF サンプリグ ADC が配置されます。これらの ADC の出力は、振幅ベクトルと位相ベクトルを求めるために、ベースバンドへデジタル的にダウンコンバートされます。DUT または MUT の S パラメータは、これらのベクトルの比です。

図 3 に示す位置に置かれた吸収型単極双投 (SPDT) スイッチを使用して PLL1 がポート 1 を駆動し、ポート 1 は 50Ω で終端されます。テスト対象のアンプを図に示すように接続した場合 (入力をポート 1 に接続)、掃引を行うと、 S_{11} (入力反射) と S_{21} (ゲイン) の計算に使用するデータが得られます。SPDT を別の位置に切り替えると、PLL1 がポート 2 を駆動して、 S_{22} (出力反射) と S_{12} (逆方向伝送) の計算に必要なデータが得られます。

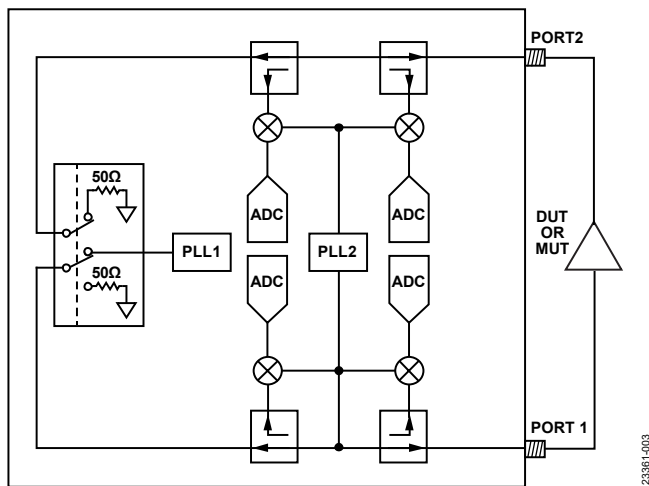


図 3. ネットワーク・アナライザのコア要素

ゼロ IF アーキテクチャ

もう 1 つの方法を図 4 に示します。この方法では、ミキサーが IQ 復調器に置き換えられており、1 つの PLL を使って DUT と IQ 復調器の LO 入力を駆動します。この場合は、IQ 復調器の出力からベースバンド IQ ベクトルが直接得られます。IQ 復調器の出力は DC なので (PLL はある特定の周波数)、出力は IF サンプ

リング ADC ではなく、ベースバンド ADC (逐次比較 (SAR) や低速シグマ・デルタ ($\Sigma\Delta$) などのアーキテクチャ) によってサンプリングされます。

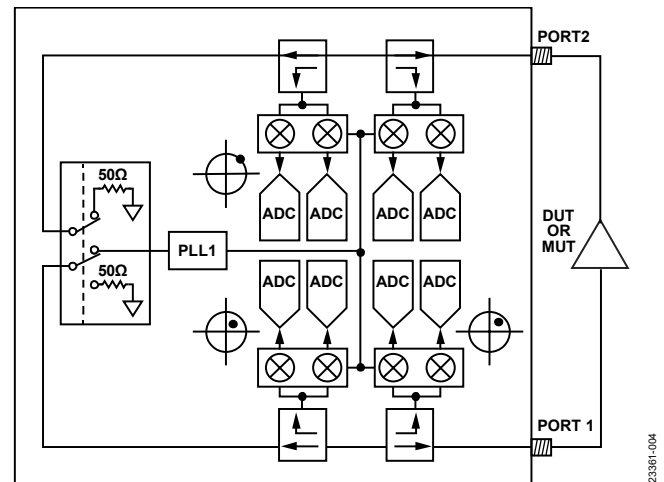


図 4. ゼロ IF ベースのネットワーク・アナライザ

ADF4355-3 PLL は高出力で周波数範囲が広く、デュアル出力を備えています。ADF4355-3 は、アクティブ・ポートへの駆動信号を供給できるのに加えて、4 つの IQ 復調器用の LO も駆動できます。

メインの信号パス (RFOUTA から開始) は、図 5 に示すように、プログラマブル・ローパス・フィルタ (HMC1044)、バラン、2 つの HMC8038 吸収型 SPDT スイッチ、および双方向ディレクショナル・カップラで構成されています。

HMC1044 は、PLL の出力信号から高調波を除去します。したがって、PLL の周波数掃引時には、HMC1044 のコーナー周波数を調整する必要があります。1 つめの SPDT スイッチは DC オフセット・キャリブレーション・ルーチンの際に信号を分離し、2 つめの SPDT は信号をポート 1 またはポート 2 に切り替えます。

双方向カップラのカップリング係数は約 15dB で、カップリングされた順方向信号と逆方向信号を 4 つの ADL5380 広帯域 IQ 復調器へ送ります。4 つの IQ 復調器の DC 出力は、2 つの ADG739 CMOS スイッチによって、2 つ 1 組の IQ 信号にマルチプレクスされます。最後に、これらの差動信号が 2 つの AD8426 計装アンプに入力され、そこで差動信号から 1.25V の DC オフセットを持つシングルエンド信号に変換されます。このオフセットは ADI127 電圧リファレンスによって設定されます。この時点で、これら 2 つの信号は標準アナログ入力の Arduino コネクタへ送られ、ADuCM3029 内蔵の 12 ビット ADC によってサンプリングされます。

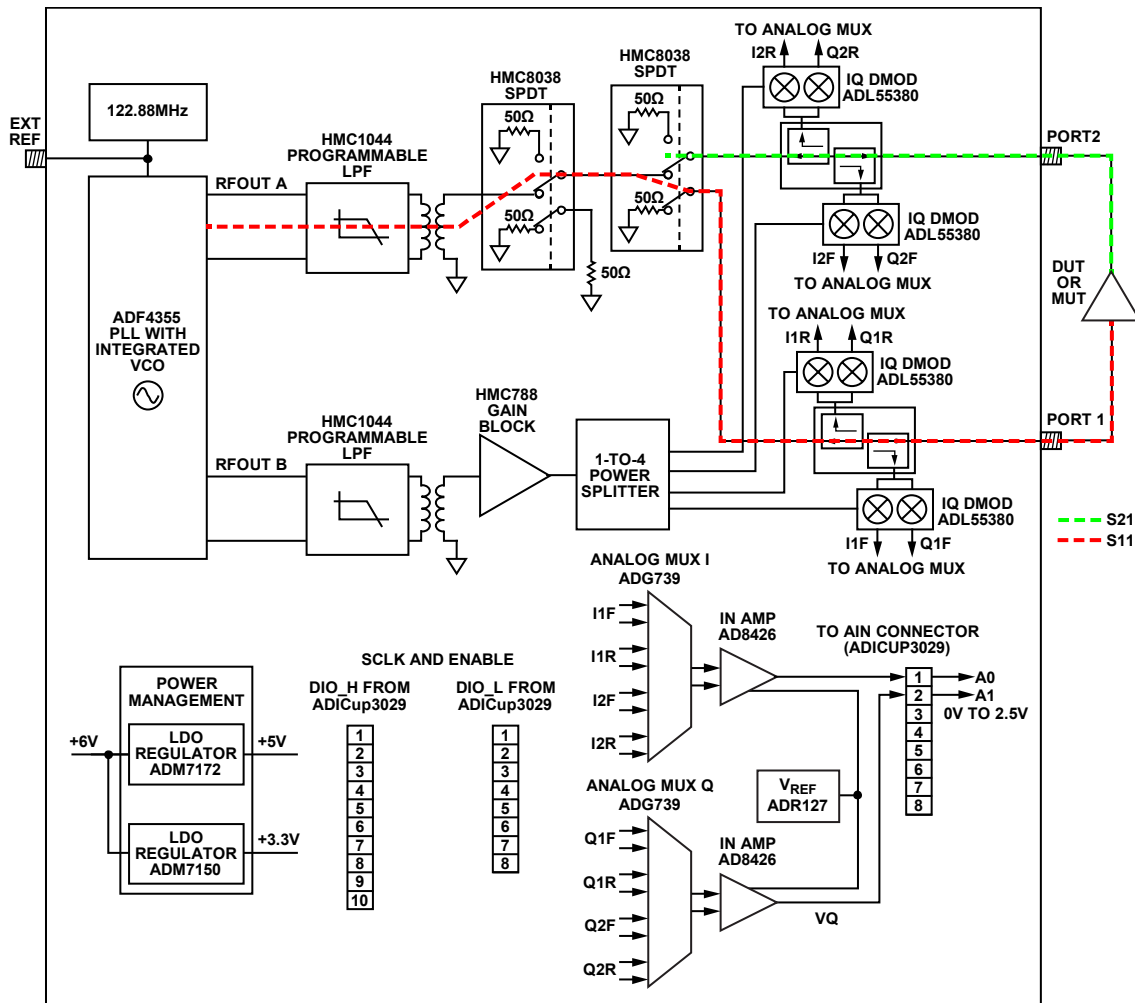


図 5. S11 と S21 を測定するための信号フローを示したブロック図

LO 駆動パス (RFOUTB) にも、LO の高調波を減らすために HMC1044 プログラマブル・ローパス・フィルタが含まれています。このフィルタの後段には、バラン、HMC788A 広帯域ゲイン・ブロック、およびパッシブ 1:4 パワー・スプリッタ (抵抗を使いディスクリット回路としてボード上に構成) があります。

2 つの PLL 出力は同期されていますが、それぞれ独立しています。このような 2 つの PLL 出力を使用できる利点は複数あります。LO 駆動出力 (RFOUTB) の出力電力は一定に保たれますが、

RFOUTA (DUT または MUT を駆動) からの出力電力レベルは、約 10dB の範囲で変化させることができます。この機能は、アプリケーションに応じてダイナミック・レンジを最大限まで広げるために使用できます。例えば、パッシブ・デバイスやパッシブ材料を測定する場合は、RFOUTA の出力レベルをその最大値に設定できます。これに対し、RF アンプのようにゲインを持つアクティブ・デバイスを測定する場合は、IQ 復調器がオーバードライブとならないように PLL のソース電力を小さくすることができます。

IQ 復調器の DC オフセット補償

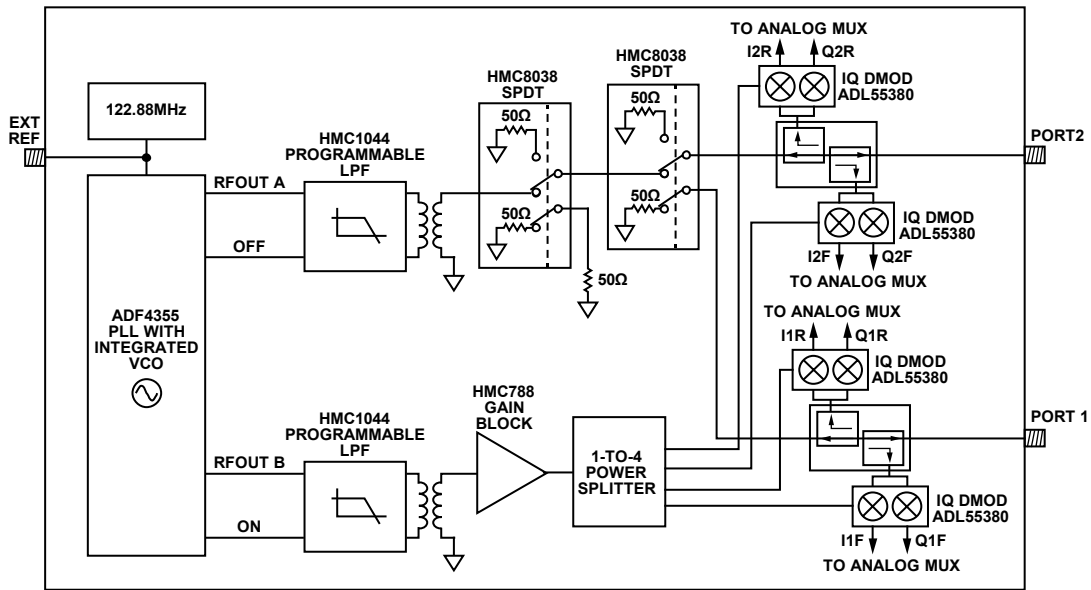


図 6. DC オフセット補償時の回路スイッチ構成

ダイナミック・レンジをできるだけ広くするには、IQ 復調器出力の DC オフセット電圧を測定して、完全に補正する必要があります。

DC オフセットのゼロ調整ルーチンには独立した 2 つの PLL 出力を使用し、その利点を最大限に生かします。DC オフセットのゼロ調整ルーチンにおける回路とスイッチの構成を図 6 に示します。

4 つの IQ 復調器に対する LO 駆動がオンになると、メイン信号パスの駆動信号 (RFOUTA) がオフになります。絶縁を強化するために、1 つめの HMC8038 RF スイッチ (HMC1044 ローパス・フィルタの直後に置かれたスイッチ) は、その入力を外部 50Ω 抵抗に接続するように構成します。2 つめの HMC8038 RF スイッチの設定は、どのポートで DC オフセット電圧を測定するかによって変わります。

ポート 1 で IQ 復調器の DC オフセット電圧を測定する場合、2 つめの HMC8038 RF スイッチは、その入力をポート 2 に接続するように構成します。RF スイッチの適切な構成については図 7 を参照してください。

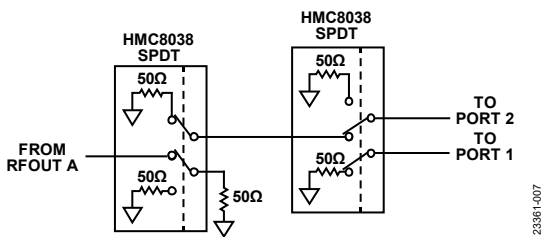


図 7. DC オフセットをポート 1 で測定する場合の RF スイッチ構成

この例で、 $V_{I1,OFFSET}(f)$ は周波数 f における測定順方向電圧、 $V_{I1,OFFSET}(f)$ は同じく逆方向電圧です。

ポート 2 の DC オフセット電圧を測定する場合、2 つめの RF スイッチは、その入力をポート 2 に接続するように切り替えます。RF スイッチの正しい構成については図 8 を参照してください。したがって、 $V_{I2,OFFSET}(f)$ は周波数 f における測定順方向電圧、 $V_{I2,OFFSET}(f)$ は同じく逆方向電圧です。

電圧の測定は複雑です。シングル復調器の DC オフセット・キャリブレーションは次式で表せます。

$$V_{xy}(f) - V_{xy,OFFSET}(f)$$

$$= [V_{xy}^I + jV_{xy}^Q] - [V_{xy,OFFSET}^I + jV_{xy,OFFSET}^Q]$$

$$= [V_{xy}^I - V_{xy,OFFSET}^I] + j[V_{xy}^Q - V_{xy,OFFSET}^Q]$$

ここで、
 x はポート 1 またはポート 2、
 y は順方向または逆方向電圧、
 上付き文字の I と Q は同相成分と直交成分を表します。

したがって、DC オフセットのキャリブレーション時には、8 つのオフセット電圧 (4 つの IQ 復調器それぞれの I オフセット電圧と Q オフセット電圧) が測定されて保存されます。その後のすべての測定時には、データ処理を開始する前にこれらの電圧が差し引かれます。

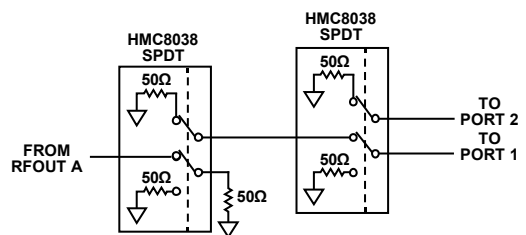


図 8. DC オフセットをポート 2 で測定する場合の RF スイッチ構成

オープン、ショート、ロード、スルー (SLOT) キャリブレーション

キャリブレーションは、ベクトル・ネットワーク・アナライザ (VNA) の測定精度向上のために行います。キャリブレーションは、シグナル・チェーン内のインピーダンス・ミスマッチ誤差や信号リーク誤差の補正に加えて、測定基準面を希望の位置へ移動することによって、ケーブルや各種装置の位相シフトと挿入損失を調整するためにも使われます。

システム・キャリブレーションには、未加工の測定電圧を補正する誤差モデルが使われます。誤差モデルには、既知のキャリブレーション基準（オープン、ショート、ロード、スルー）を適用することで得られる測定値から計算される、一連の複素誤差係数が含まれています。

12 項誤差モデル

この例で使用する誤差モデルは、12 個の誤差係数、または項からなります。この誤差モデルには、順方向と逆方向に分けられた 2 つの信号フロー・グラフ・モデルがあります。以下の記述では、 s_{11} 、 s_{12} 、 s_{21} 、 s_{22} は DUT の補正済み S パラメータを表し、 $s_{11,M}$ 、 $s_{12,M}$ 、 $s_{21,M}$ 、 $s_{22,M}$ は測定したままの未加工 S パラメータを表します。これら 2 組の S パラメータは互いに関連しており、その関係はキャリブレーション時に計算した誤差項を含む式で表されます。

順方向フロー・グラフ誤差モデルと、その 6 個の順方向誤差係数を図 9 に示します。

- 指向性、 e_{00}
- ポート 1 マッチ、 e_{11}
- 反射トラッキング、 $e_{10}e_{01}$
- 伝送トラッキング、 $e_{10}e_{32}$
- ポート 2 マッチ、 e_{22}
- リーク、 e_{30}

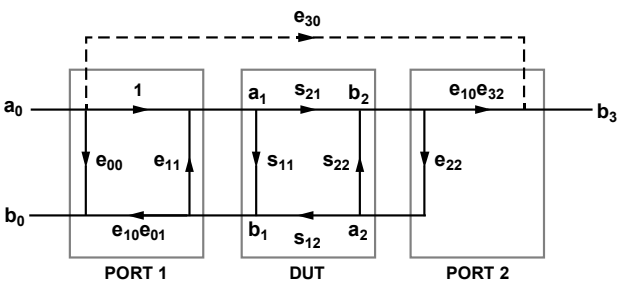


図 9. 順方向フロー・グラフ誤差モデル

グラフ・モデルの解析を容易するために、散乱伝達パラメータ (T パラメータ) 行列を使用します。T パラメータ行列は、以下のように S パラメータから定義して求めることができます。

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

ここで、 $\Delta_s = s_{11}s_{22} - s_{21}s_{12}$ です。

式 1 の定義は、既に DUT の T パラメータ行列を表しています。

T_1 がポート 1 の T パラメータ行列の場合、ポート 1 と DUT を組み合わせたフロー・グラフは、以下のような簡単な行列積として表されます。

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

ポート 1 の T パラメータ行列は次のように表すことができます。

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

$b_2 = e_{22}a_2$ なので、ポート 1 と DUT を組み合わせたシステムは以下のように単純化できます。

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

b_0 と a_0 の式は、式 2 から容易に求めることができます。したがって、測定反射係数 $s_{11,M}$ は次のように表せます。

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

ポート 2 では次のようになります。

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

これを a_0 で除すと、測定伝送係数 $s_{21,M}$ が得られます。

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

逆方向フロー・グラフ誤差モデルと、その 6 個の逆方向誤差係数を図 10 に示します。

- 指向性、 e'_{33}
- ポート 1 マッチ、 e'_{11}
- 反射トラッキング、 $e'_{23}e'_{32}$
- 伝送トラッキング、 $e'_{23}e'_{01}$
- ポート 2 マッチ、 e'_{22}
- リーク、 e'_{03}

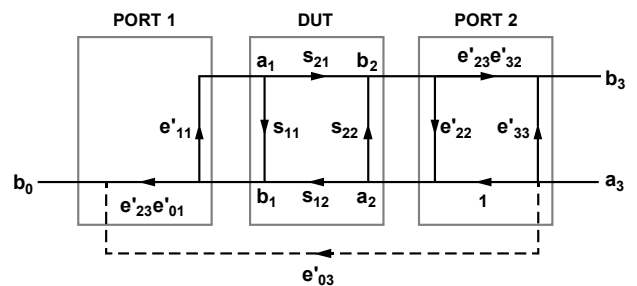


図 10. 逆方向フロー・グラフ誤差モデル

順方向フロー・グラフと逆方向フロー・グラフの対称性を利用すると、 $s_{22,M}$ と $s_{12,M}$ は次のように表せます。

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

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

補正後のSパラメータ s_{11} 、 s_{12} 、 s_{21} 、 s_{22} は、測定した未加工Sパラメータを示す4つの式を使って解くことができます。線形代数を使用すると次のように表せます。

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

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

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

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

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

キャリブレーションの実行と誤差項の計算

ショート、オープン、ロードの各要素からなる標準キャリブレーション・キットは、通常、キャリブレーション時に使われます。しかし、この周波数範囲では、一般的な終端（例えば、ロードには50Ω SMA終端、ショートにはSMAショート、オープンにはオープン・サーキット）を使ってキャリブレーションを行い、相応に正確な結果を得ることができます。

以下では、このモデルの12個の誤差係数に適用すべき手順と計算を示します。なお、それぞれのキャリブレーション・ステップで異なる誤差項が生じます。

ステップ1：反射キャリブレーション

反射キャリブレーション・ステップでは、基準終端を使って各ポートの反射係数を測定します。ここで使用する基準終端は、ショート・サーキット (SC)、オープン・サーキット (OC)、および50Ωの固定ロード (FL) です。これらの基準終端の正確な反射係数は、既知であるものとします（通常、このデータはキャリブレーション・キットに付属しています）。

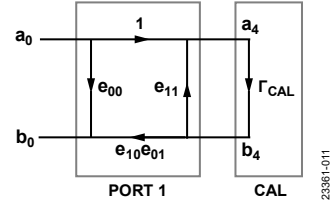


図 11. 順方向パスの反射キャリブレーション

基準終端を取り付けたポート1のフロー・グラフを図11に示します。 Γ_{CAL} は終端の反射係数です。ポート1と基準終端を組み合わせたこのフロー・グラフは、式7で表すことができます。

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

したがって、ポート1の測定反射係数 Γ_M は次のように表せます。

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

この式を分かりやすくまとめると、次のようになります。

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

3つの基準終端に対し、以下に示すように3つの式が得られます。

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

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

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

次に、3つの誤差係数、 e_{00} 、 e_{11} 、 $e_{10}e_{01}$ を求めます。

基準終端を取り付けたポート2のフロー・グラフを図12に示します。

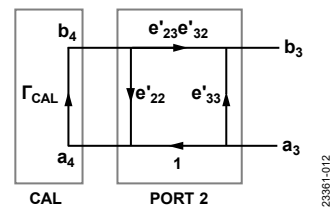


図 12. 逆方向パスの反射キャリブレーション

この場合も、ポート1とポート2の対称性から、以下のように3つの基準末端を使って3つの式が得られます。

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

ここで、 Γ_M はポート2の測定反射係数で、 $\Delta'_e = e'_{33}e'_{22} - e'_{23}e'_{32}$ です。

更に、3つの誤差係数 e'_{33} 、 e'_{22} 、 e'_{32} を求めます。

ステップ2：絶縁キャリブレーション

絶縁キャリブレーション・ステップでは、 50Ω の固定ロードを使って2つのポートを終端することで両方のポートを絶縁し、その後伝送係数を測定します。順方向パスでは、式8に示すように順方向リーク e_{30} と順方向伝送係数が等しくなります。

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

逆方向パスでは、逆方向リーク e'_{03} と逆方向伝送係数が等しくなります ($e'_{03} = S_{12,M}$)。

ステップ3：スルー・キャリブレーション

スルー・キャリブレーション・ステップでは、2つのポートのケーブルを直結して、反射係数と伝送係数の両方を測定します。ポート1とポート2のケーブルは、直接接続できるように、一方がオスで他方がメスになっているのが理想的です。両方のオス/メスが同じで直接接続できない場合は、短いSMAスルー・ケーブルを使う必要があります。この場合は全体的な精度が低下しますが、実験室での測定結果は、スルーSMAケーブルが比較的短い場合は、良好な精度を実現できることを示しています。

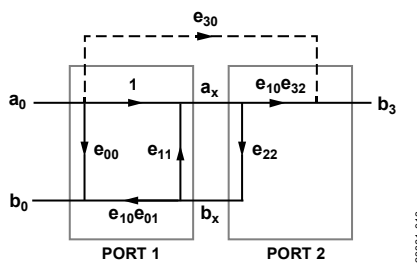


図 13. 順方向パスのスルー・キャリブレーション

スルー・キャリブレーション時の順方向信号フロー・グラフを図13に示します。ポート1から2つのポートの接続面へのフロー・グラフは、次のように表すことができます。

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

ポート1の反射係数は次のように表せます。

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

式9に含まれる未知の値は、ポート2のマッチ誤差係数 e_{22} だけです。誤差係数 e_{00} 、 e_{11} 、 Δ_e は、反射キャリブレーションを行

うことによって事前に得られます。 e_{22} を求めると次式になります。

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

ポート2の信号は次のように表せます。

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

これを a_0 で除すると $s_{21,M}$ が得られます。

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

$$\text{ここで } \frac{a_x}{a_0} = \frac{1}{1 - e_{11}e_{22}}$$

以上から、順方向伝送トラッキング誤差係数 $e_{10}e_{32}$ は、次式で得ることができます。

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

この時点で、 e_{11} 、 e_{22} 、 e_{30} は既知の量です。

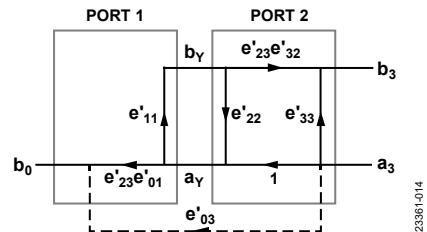


図 14. 逆方向パスのスルー・キャリブレーション

スルー・キャリブレーション時の逆方向信号フロー・グラフを図14に示します。ポート1のマッチ誤差係数 e'_{11} は、その対称性から、次式で求めることができます。

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

同様に、逆方向伝送トラッキング誤差係数 $e'_{23}e'_{01}$ は、次式で得ることができます。

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

反射キャリブレーションと絶縁キャリブレーションによって得られた誤差係数を記録します。

キャリブレーション・キットのショート、オープン、ロード要素の反射係数

一般に、キャリブレーション・キットは、ショート、オープン、ロード要素の反射係数を高い精度で提供します。また、表1に示す理想値を使用すれば、これより精度は劣りますが、受け入れ得る結果を得ることができます。標準的な実験室グレードのSMAコネクタをキャリブレーションに使用した場合は、これらの値を使用することもできます。

表 1. ショート、オープン、ロード要素の理想反射係数

Termination	Reflection Coefficient (Γ_{CAL})
Short	-1
Open	+1
Fixed 50Ω Load	0

基準終端は、終端された伝送ラインとして正確にモデル化することができます。その信号フロー・グラフを図 15 に示します。

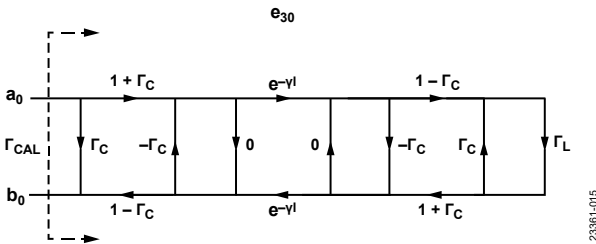


図 15. 終端された伝送ラインのモデル

終端ラインの特性は、その反射係数 Γ_c と伝搬定数 γ によって表すことができます。

50 Ω ロードの場合、反射係数 Γ_L は 0 です。ただし、ショート終端は誘導性ロードとして、オープン終端は容量性ロードとしてモデル化されます。ショート終端のインダクタ・モデルは、以下に示すように周波数の 3 次関数です。

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

この場合、ショート終端のロード・インピーダンスは次のようになります。

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

オープン終端のコンデンサ・モデルは、以下に示すように周波数の 3 次関数です。

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

オープン終端のロード・インピーダンスは次のようになります。

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

更に、このロード・インピーダンスから、次式により $Z_L(f)$ 、 Γ_L を求めることができます。

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

ここで、 $Z_{REF} = 50\Omega$ です。

T 行列を使い、終端された伝送ラインの特性は次式で表されず。

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

ここで、

$$T_1 = \frac{1}{1 + \Gamma_c} \begin{bmatrix} 1 & \Gamma_c \\ \Gamma_c & 1 \end{bmatrix}$$

$$T_2 = \frac{1}{e^{-\gamma l}} \begin{bmatrix} e^{-2\gamma l} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$T_3 = \frac{1}{1 - \Gamma_c} \begin{bmatrix} 1 & -\Gamma_c \\ -\Gamma_c & 1 \end{bmatrix}$$

行列の乗算は次のように簡単な形にすることができます。

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

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

以上から、基準終端の反射係数 Γ_{CAL} は、次式で求めることができます。

$$\Gamma_{CAL} = \frac{b_0}{a_0}$$

$$= \frac{\Gamma_L (e^{-2\gamma l} - \Gamma_c^2) - \Gamma_c (e^{-2\gamma l} - 1)}{\Gamma_L \Gamma_c (e^{-2\gamma l} - 1) - (e^{-2\gamma l} \Gamma_c^2 - 1)}$$

$$= \frac{\Gamma_c (1 - e^{-2\gamma l} - \Gamma_c \Gamma_L) + e^{-2\gamma l} \Gamma_L}{1 - \Gamma_c [e^{-2\gamma l} \Gamma_c + \Gamma_L (1 - e^{-2\gamma l})]}$$

伝送ラインの特性は、そのオフセット損失とオフセット遅延を通じて表すこともできます。これらの遅延と損失は簡単に測定できます。オフセット遅延は、次のように終端長 l から求めることもできます。

$$\text{オフセット遅延} = \frac{l}{c}$$

ここで、 c は光の速度です。

表皮効果を考慮する場合は、次式により特性インピーダンス Z_c を求めることができます。

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

ここで、 Z_0 は伝送ラインの無損失特性インピーダンスで、これも 50 Ω です。

伝搬定数は次のように表すこともできます。

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

ここで、

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

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

オフセット損失が無視できる程度の値で、0 と見なせる場合、 Γ_{CAL} は次のように簡単な形にすることができます。

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

測定結果

図 16、図 17、図 18 に各種の測定結果を示します。回路の周波数範囲とダイナミック・レンジをテストするために、Mini-Circuits®のバンドパス・フィルタ ZAFBP-2100-S+を使用しました。フィルタの未補正の挿入損失と反射損失を図 16 に示します。Keysight Technologies, Inc.の 85033E 標準機械校正キットを使ってキャリブレーションを行った後の応答を図 17 に示します。図 18 は、掃引を行って 0dB、-10dB、-20dB、-30dB、および-40dB の減衰器を測定した結果です。すべての測定は、DC オフセット補償を使用しています。

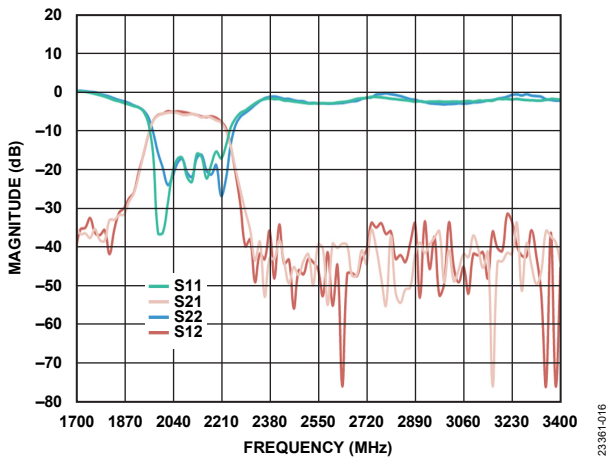


図 16. キャリブレーションなしで測定した Mini-Circuits ZAFBP-2100-S+バンドパス・フィルタの応答

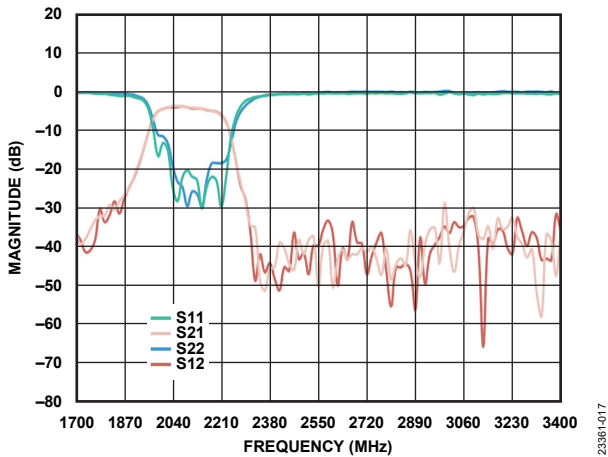


図 17. Keysight の校正キットを使用してキャリブレーションを行った後に測定した Mini-Circuits バンドパス・フィルタの応答

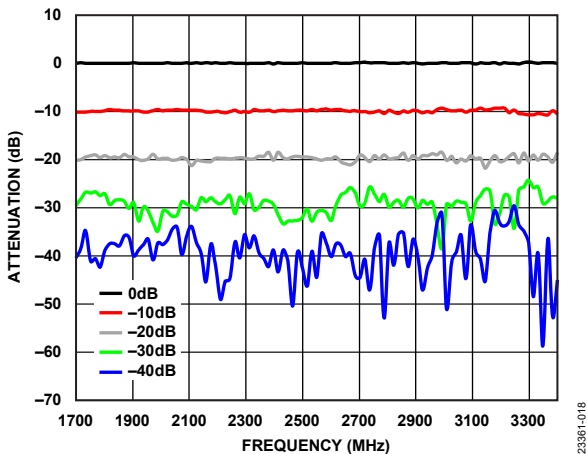


図 18. キャリブレーション後に測定した 0dB、-10dB、-20dB、-30dB、および-40dB の応答

ソフトウェア・アーキテクチャ

2ポート・ベクトル・ネットワーク・アナライザ・シールドには、図 19 に示すように 2 つのソフトウェア・コンポーネントが付属しています。1 つめのソフトウェア・コンポーネントはファームウェアで (図 19 の右側部分)、EVAL-ADICUP3029 上で動作します。マイクロコントローラ・ユニット (MCU) は、PLL、マルチプレクシング・アレイ、プログラマブル・フィルタ、IQ 復調器など、ネットワーク・アナライザ・シールドのすべてのハードウェア・デバイスを制御します。ファームウェアは、各デバイスのタイプごとに 1 つのデバイス・フレームワークを採用しています。このフレームワークは、デバイスの機能と動作を抽象化することによって得られる一般化モデルです。このファームウェアは、モジュール性を維持してコードの再利用を可能にし、コードの開発とメンテナンスを容易にするために、複数のレイヤに分けてハードウェアを抽象化するように設計されています。

もう 1 つのソフトウェア・コンポーネント (図 19 の左側) はコンピュータ・アプリケーションで、これにより設定、補正、測定および結果の表示を行うことができます。アプリケーションのバックエンドは、グラフィカル・ユーザ・インターフェース (GUI) からのすべての要求の処理と、データ・ハンドリングを受け持ちます。コンピュータ・アプリケーションのバックエンドは、 S パラメータの計算とキャリブレーションも行います。ファームウェアとホスト・アプリケーションの詳細については、CN0507 のユーザ・ガイドを参照してください。

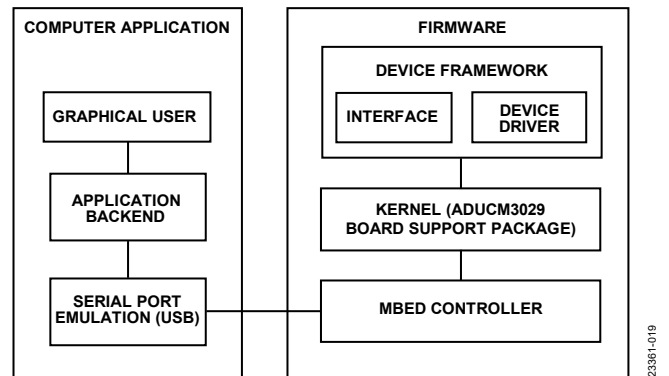


図 19. ソフトウェア・コンポーネント

ファームウェアとデバイス・フレームワーク

2ポート・ネットワーク・アナライザ用ファームウェアの簡略化したブロック図を図 20 に示します。図 20 に示すように、MCU は、1 つの PLL、2 つのマルチプレクシング・アレイ、2 つのローパス・フィルタ、4 つの I/Q 復調器、および 2 つの RF スイッチを制御します。PLL、マルチプレクシング・アレイ、およびローパス・フィルタは、すべて 1 つのシリアル・ペリフェラル・インターフェース (SPI) バスを共有します。

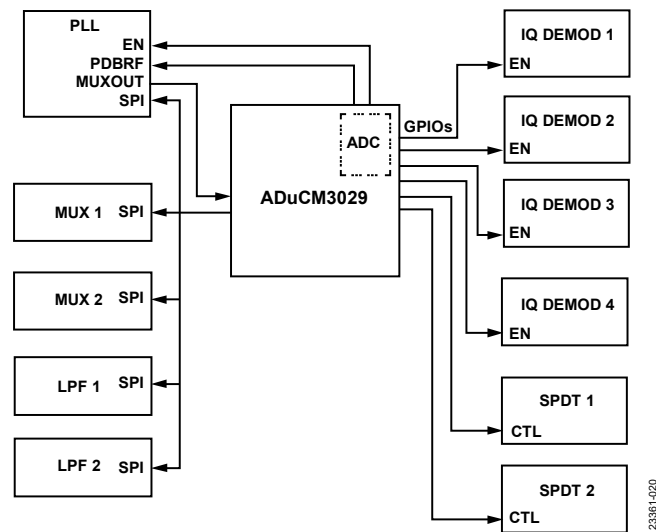


図 20. ADuCM3029 ファームウェアの簡略化したブロック図

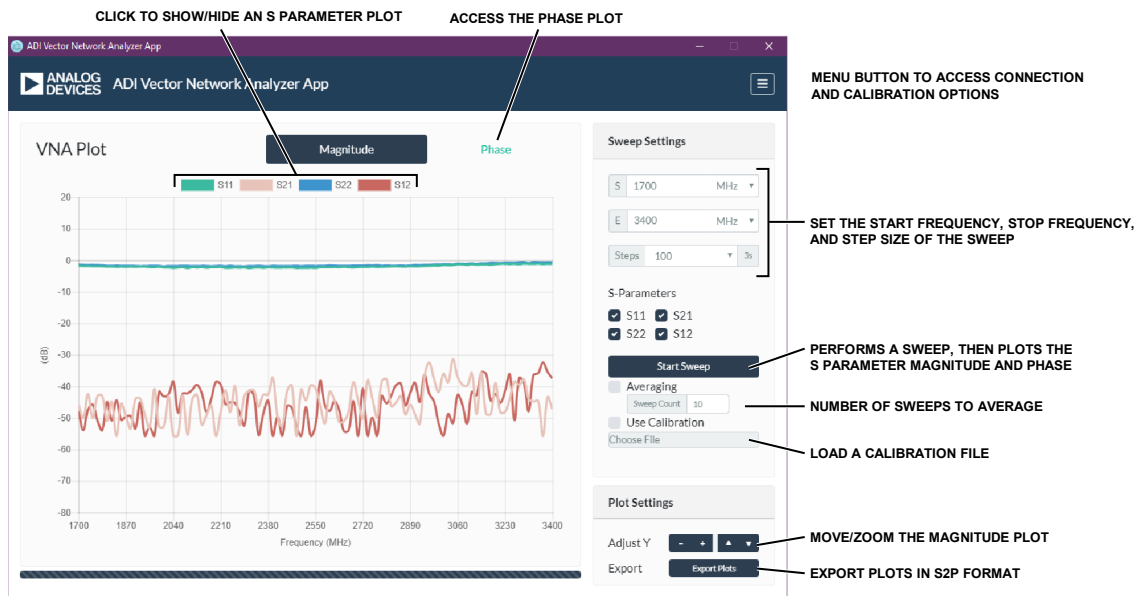


図 21. コンピュータ・アプリケーションの GUI

コンピュータ・アプリケーション

コンピュータ・ソフトウェア・コンポーネントは、キャリブレーションと S パラメータの計算を行います。アプリケーションのグラフィカル・ユーザ・インターフェース (GUI) のスクリーン・キャプチャを図 21 に示します。この GUI は、Node.js®のオープン・ソース・プラットフォームを使って開発されました。この GUI は、ベンチ・タイプのネットワーク・アナライザと同様の働きをするように設計されています。

設定と操作のための機能は、すべて GUI の右側にまとめられています。ネットワーク・アナライザの構成は、必要とする掃引設定に基づいて行います。コンピュータ・アプリケーションとファームウェア間のデータ・ハンドリングは、100 ポイントのシングルトレース掃引、つまり 1 つの S パラメータの処理における平均掃引時間が 1 秒未満となるように最適化されています。周波数ポイントまたはステップの数や選択した S パラメータの数が増えると、掃引時間も長くなります。より安定した結果を得るために、平均オプションが用意されています。

GUI を使用すれば、様々な方法で結果を表示することができます。例えば、どの S パラメータをプロットするかを選択したり、S パラメータの大きさや位相を表示するかどうかを選択したりすることが可能です。また、追加機能として、S パラメータのプロットを S2P 標準フォーマットで保存することができます。

バリエーション回路

回路の公称周波数範囲は 1.7GHz~3.4GHz です。この周波数範囲の大部分は、Mini-Circuits の BDCN-14-342+ディレクショナル・カップラによって決まります。これらのディレクショナル・カップラを表 2 に示す他のピン互換カップラと交換すれば、動作周波数を最小 360MHz まで下げることができます。

表 2. 周波数範囲変更用の推奨ディレクショナル・カップラ

Frequency Range	Recommended Part Number
1.7 GHz to 3.4 GHz	BDCN-14-342+ (Mini-Circuits)
0.824 GHz to 2.525 GHz	BDCN-15-25+ (Mini-Circuits)
0.36 GHz to 1 GHz	BDCN-20-13+ (Mini-Circuits)

リファレンス設計は、AD8426 計装アンプのゲインを変えることによって、ネットワーク・アナライザ・シールドの感度を変更できるようになっています。ダイナミック・レンジに変更はありません。ただし、感度を上げるとシステムの圧縮ポイントが低下します。

オリジナルの設計では、AD8426 のゲイン設定抵抗の値は $18.7k\Omega$ です。これは $3.6\times$ の計装アンプ・ゲインに相当し、圧縮ポイントは 10dB よりわずかに高くなります。抵抗を $5.49k\Omega$ に変更することによって計装アンプ・ゲインは $10\times$ に上がりますが、圧縮ポイントは 0dBm 前後まで低下します。計装アンプ・ゲインが $10\times$ になった場合の感度への影響を、図 22 に示します。

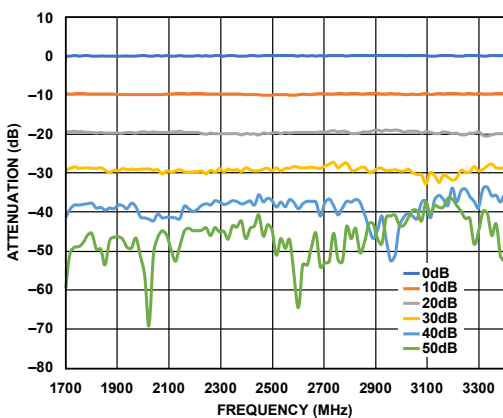


図 22. 計装アンプ・ゲインが 10 のときの測定応答

回路の評価とテスト

評価とテストには、標準的な 10dB SMA 減衰器を供試デバイス (DUT) として使用できます。減衰器は実験用装置として一般的なもので、S パラメータが明確なので ($S_{21} = S_{12} = -10\text{dB}$)、有効な DUT となります。この回路テストに必要な装置とソフトウェアのリストを以下に示します。

必要な装置

以下の装置類が必要になります。

- EVAL-CN0507-ARDZ
- EVAL-ADICUP3029
- DC 6V 2A の AC アダプタ電源
- 10dB SMA 減衰器
- 短い RF ケーブル (SMA) 2 本
- USB ポート付きで Windows® 7 (32 ビット) 以降を搭載の PC
- USB Type A – micro USB 変換ケーブル

必要なソフトウェア

以下のソフトウェアが必要になります。

- アナログ・デバイセズのベクトル・ネットワーク・アナライザ用コンピュータ・アプリケーション
- ADICUP3029 用ベクトル・ネットワーク・アナライザ・ファームウェアの 16 進形式ファイル

テスト・セットアップの機能ブロック図

試験構成の機能図を図 23 に示します。

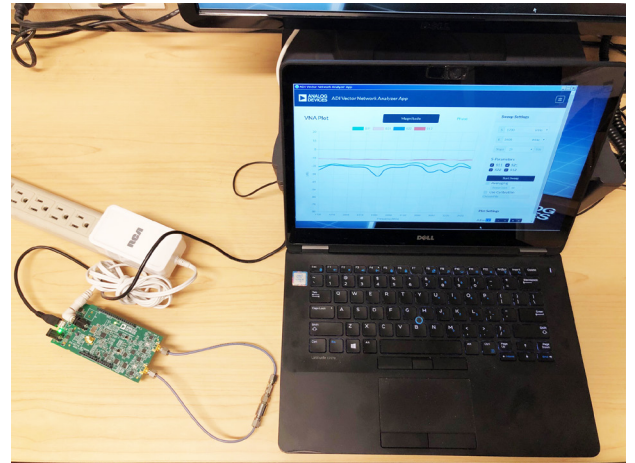


図 23. EVAL-CN0507-ARDZ のテスト・セットアップ

セットアップ

以下の要領で評価用回路をセットアップします。

1. ADICUP3029 プラットフォーム・ボードに CN-0507 ハードウェアを取り付けます。
2. CN-0507 を 6V DC の AC アダプタ電源に接続します。
3. EVAL-ADICUP3029 の USB ポートを PC に接続します。
 - a. PC に DAPLINK という名前のドライブが追加され、表示されます。
4. ADICUP3029 ベクトル・ネットワーク・アナライザの 16 進ファイルを DAPLINK ドライブへドラッグすることによって、ADICUP3029 にファームウェアをダウンロードします。ドライブとの接続が一度切断されて再び接続され、ダウンロードが完了したことを知らせます。
5. ADICUP3029 のリセット・ボタンを押します。
6. アナログ・デバイセズのベクトル・ネットワーク・アナライザ用コンピュータ・アプリケーションを実行します。使用する COM ポートを選択して、[Connect] (接続) を選択します。設定はデフォルトのままにしてください。
7. ネットワーク・アナライザの 2 つのポートはオープン状態のままにします。[Start Sweep] (掃引開始) をクリックすると、測定が開始されます。
8. S_{21} と S_{12} を非表示にします。測定した S_{11} と S_{22} を図 24 に示します。理想的なプロットは 0dB 位置の水平線です。

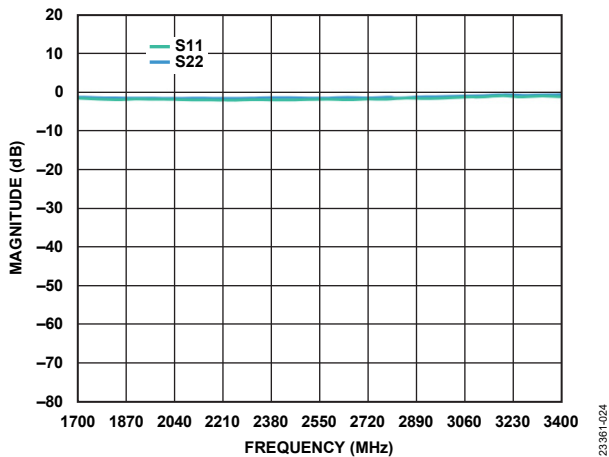


図 24. ポートをオープン状態にしてキャリブレーションを行わずに測定した S_{11} と S_{22}

9. S_{21} と S_{12} を再表示します。
10. S_{11} と S_{22} を非表示にします。
11. 10dB SMA 減衰器を接続します。「Start Sweep」（掃引開始）をクリックすると、測定が開始されます。
12. 測定した S_{21} と S_{12} を図 25 に示します。理想的なプロットは -10dB の水平線です。

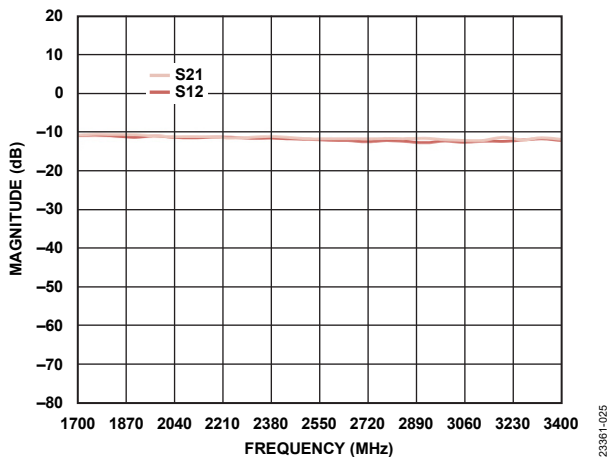


図 25. 10dB 減衰器を DUT に使用してキャリブレーションを行わずに測定した S_{21} と S_{12}

正確な測定を行うためには、測定前にベクトル・ネットワーク・アナライザのキャリブレーションを行ってください。ハードウェアとソフトウェアの動作についての詳細は、CN-0507 のユーザ・ガイドを参照してください。

「Circuits from the Lab/実用回路集」はアナログ・デバイセズ社製品専用で作られており、アナログ・デバイセズ社またはそのライセンスの供与者の知的所有物です。お客さまは製品設計で「Circuits from the Lab/実用回路集」を使用することはできませんが、その回路例を利用もしくは適用したことにより、特許権またはその他の知的所有権のもとでの暗示的許可、またはその他の方法でのライセンスを許諾するものではありません。アナログ・デバイセズ社の提供する情報は正確でかつ信頼できるものであることを期しています。しかし、「Circuits from the Lab/実用回路集」は現状のまま、かつ商品性、非侵害性、特定目的との適合性の暗示的保証を含むがこれに限定されないいかなる種類の明示的、暗示的、法的な保証なしで供給されるものであり、アナログ・デバイセズ社はその利用に関して、あるいは利用によって生じる第三者の特許権もしくはその他の権利の侵害に関して一切の責任を負いません。アナログ・デバイセズ社はいつでも予告なく「Circuits from the Lab/実用回路集」を変更する権利を留保しますが、それを行う義務はありません。商標および登録商標は各社の所有に属します。

©2020 Analog Devices, Inc. All rights reserved. 商標および登録商標は各社の所有に属します。

更に詳しい資料

CN0507 設計サポート・パッケージ

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

AN-1353 アプリケーション・ノート：How to Bypass VCO Calibration for the ADF4355-2, ADF4355, ADF4355-3, ADF4356, ADF5355, and ADF5356、アナログ・デバイセズ

CN-0507 ユーザ・ガイド

5989-4840EN アプリケーション・ノート：Specifying Calibration Standards and Kits for Keysight Vector Network Analyzers, Keysight Technologies

データシートと評価用ボード

ADF4355-3 データシート

ADF4355-3 評価用ボード

ADL5380 データシート

ADL5380 評価用ボード

HMC1044 データシート

HMC1044 評価用ボード

HMC8038 データシート

HMC8038 評価用ボード

HMC788A データシート

HMC788A 評価用ボード

ADG739 データシート

ADG739 評価用ボード (EVAL-16TSSOP)

AD8426 データシート

ADR127 データシート

ADM7150 データシート

ADM7150 評価用ボード

ADM7172 データシート

ADM7172 評価用ボード

CN-0507 回路評価用ボード (EVAL-CN0507-ARDZ)

Arduino (アルドゥイーノ) 互換プラットフォーム・ボード (EVAL-ADICUP3029)

改訂履歴

2/2020—Rev. 0: Initial Version