



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 <http://www.analog.com/jp/CN0387> をご覧ください。

使用したリファレンス・デバイス

ADL6010	エンベロープ検出器、高速応答、45 dB 範囲、0.5 GHz ~ 43.5 GHz
AD7091R	A/D コンバータ、1MSPS、12 ビット、超低消費電力、10 ピン LFCSP と MSOP
HMC547	2.7~5.5 V、<100 μA、12 ビット nanoDAC、SPI インターフェース

キャリブレーション不要のリターン・ロス測定システム

評価と設計支援

回路評価用ボード

CN-0387 リターン・ロス測定評価用ボード

(EV-VSWR-SDZ)

システム・デモンストレーション・プラットフォーム

(EVAL-SDP-CB1Z)

設計と統合ファイル

回路図、レイアウト・ファイル、部品表

回路の機能とその利点

図 1 に示す回路は 1 GHz ~ 28 GHz のワイヤレス・トランスミッタのリターン・ロスを高精度に測定し、システム・キャリブレーションを必要としません。

この回路は 1 枚の回路ボードに実装され、無反射 RF スイッチ、マイクロ波 RF 検出器、12 ビットの高精度 A/D コンバータ (ADC) を使用しています。できるだけ広い周波数範囲で回路を評価するため、狭帯域の表面実装ディレクショナル・カプラの代わりに、SMA コネクタ付きのデュアル・ポート・ディレクショナル・カプラを使用しました。

この回路は、25 dB の入力電力範囲で最大 20 dB のリターン・ロスを測定します (これより小さな入力電力範囲では 20 dB を超えるリターン・ロスを測定可能)。

この回路には、RF 検出器からのデジタル化された電圧の簡単な比を使ってリターン・ロスを計算する独自の機能があるため、システム・キャリブレーションが不要です。

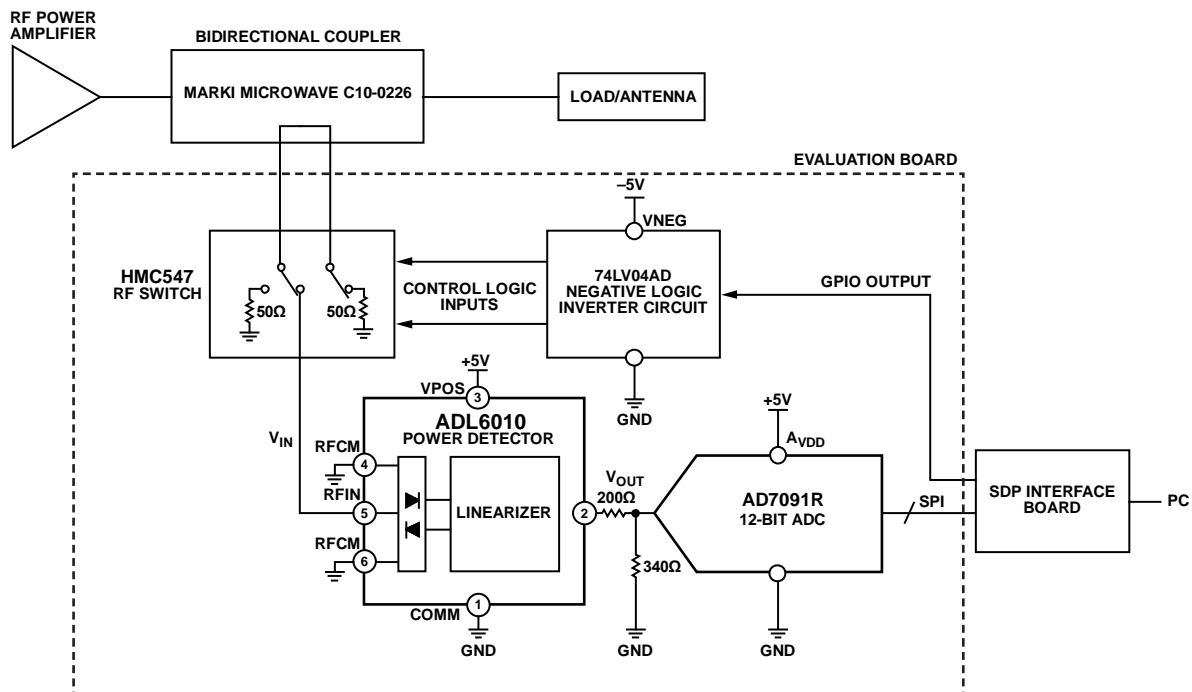


図 1. 電圧定在波比 (VSWR) 評価ボードの測定セットアップ (全接続の一部およびデカップリングは省略されています)

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、各社の所有に属します。※日本語資料は 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。

回路説明

図 1 に示すように、1 GHz ~ 28 GHz の RF 信号を RF カプラ (Marki Microwave の C10-0226) を介して整合した 50 Ω 負荷またはアンテナに供給します。順方向と逆方向の結合ポートを単極双投 (SPDT) 無反射スイッチ HMC547 に接続します。スイッチ入力に順方向と逆方向の結合ポートの間で切り替わりますが、反対側のポートは 50 Ω に終端されているので、どちらの結合ポートも常に 50 Ω 負荷になります。

RF スイッチの出力ポートは、500 MHz ~ 43.5 GHz で動作可能なマイクロ波 RF 検出器 ADL6010 を駆動します。この検出器の出力電圧レベルは入力信号の振幅に正比例します。

ADL6010 は V/V 特性がリニアな検出器で、公称スロープは 2.1 V/V です。

AD7091R 12 ビット ADC は、1 MSPS のレートでパワー・ディテクタの出力電圧をサンプリングします。(低いサンプリング・レートを使って ADC の消費電力を小さくすることも可能です。)

AD7091R はアナログ電圧をデジタル・コードに変換します。次いで、EVAL-SDP-CB1Z (SDP-B) インターフェース・ボードが、シリアル・ペリフェラル・インターフェース (SPI) 通信を使って ADC を制御し、システム評価とリターン・ロスの計算を行う PC に変換結果を送ります。そこで、ADC によってサンプリングされ、順方向と逆方向に結合された電圧の比を使って、VSWR、リターン・ロス、反射係数を計算します。

リターン・ロスの計算

以下の式から得られる結果から、順方向と逆方向の電圧の比とシステムのリターン・ロスの関係が分かります。この関係が、キャリブレーション不要のシステムの特性の基礎を与えます。

検出器のリニア動作領域のシステム伝達関数は、一般的な直線の方程式を使って以下のように表すことができます。

$$y = mx + c$$

ここで、
m はスロープ、
c はインターセプトです。

実際の回路パラメータを使用すると次のようになります。

$$V_{OUT} = m \times V_{IN} + c \quad (1)$$

前に説明したように m の公称値は 2.1 ですが、周波数とデバイス間で異なる可能性があります。c は一般にゼロに近い値です。

V_{IN} について式 1 を書き換えると、

$$\Rightarrow V_{IN} = \frac{V_{OUT} - c}{m} \quad (2)$$

さらに電力に変換すると、

$$\Rightarrow P_{IN} = \frac{\left(\frac{V - c}{m}\right)^2}{R} \quad (3)$$

次に dBm に変換します。

$$P_{IN_{dBm}} = 10 \times \log \left(1000 \times \frac{\left(\frac{V_{OUT} - c}{m}\right)^2}{R} \right) \quad (4)$$

ADC を含めると、次式ようになります。

$$P_{IN_{dBm}} = 10 \times \log \left(1000 \times \frac{\left(\frac{CODE - c'}{m'}\right)^2}{R} \right) \quad (5)$$

ここで、
m' は検出器と ADC を組み合わせたシグナル・チェーンのスロープ、
c' は検出器と ADC を組み合わせたシグナル・チェーンのインターセプトです。

リターン・ロスは、順方向と逆方向の電力の差 (単位: dBm) で、次のようになります。

$$P_{F_{dBm}} - P_{R_{dBm}} = 10 \times \log \frac{1000 \times \frac{\left(\frac{CODE_F - c'}{m'}\right)^2}{R}}{1000 \times \frac{\left(\frac{CODE_R - c'}{m'}\right)^2}{R}} \quad (6)$$

$$\Rightarrow P_{F_{dBm}} - P_{R_{dBm}} = 10 \times \log \left(\frac{(CODE_F - c')^2}{(CODE_R - c')^2} \right) \quad (7)$$

c' がゼロに近く、CODE_F と CODE_R が一般に c' よりもはるかに大きい場合、この式は次のように簡単になります。

$$P_{F_{dBm}} - P_{R_{dBm}} = 10 \times \log \left(\frac{CODE_F^2}{CODE_R^2} \right) \quad (8)$$

このセクションで得られた結果から、式にはシグナル・チェーンのスロープ (m') やインターセプト (c') が含まれていないため、キャリブレーションを必要とせずにリターン・ロスを計算できることが分かります。

RF スイッチ

HMC547 は、周波数範囲が DC ~ 28 GHz の無反射 SPDT RF スイッチです。図 2 のブロック図に示すように、スイッチは内部で一方の入力を 50 Ω で終端し、他方の入力を RFC に出力します。スイッチは切替え時間の代表値が 6 ns と高速です。このスイッチの A と B のロジック入力は、-5 V のハイ・レベルと 0 V のロー・レベルの負電圧ロジックによって制御します。HMC547 のデータシートに推奨制御回路が記載されています。この回路は、74LV04AD インバータを駆動する 5.1 V ツェナー・ダイオード・レベル・シフタで構成されています。インバータは、0 V ~ +5 V ではなく -5 V ~ 0 V で給電されます。電源の全体回路は、

www.analog.com/CN0387-DesignSupport から取得できる CN-0387 設計サポート・パッケージに記載された詳細回路図に示されています。

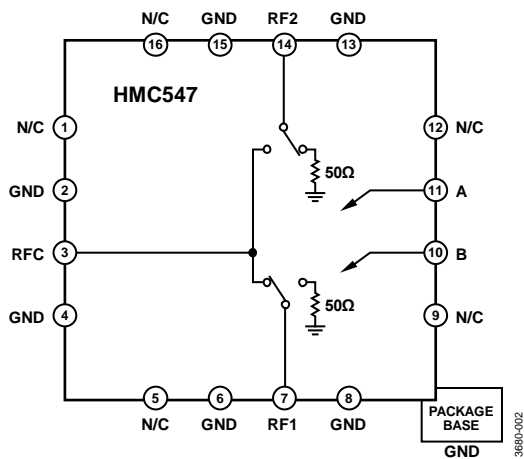


図 2. HMC 547 の上面図

パワー・ディテクタ

ADL6010 パワー・ディテクタは V/V 特性がリニアであり、このことがこのアプリケーションで重要になります。このデバイスに給電するには、VPOS ピンに +5 V DC 電圧を与えて COMM ピンを接地します (図 3 参照)。

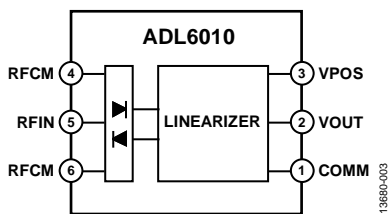


図 3. ADL6010 RF / マイクロ波検出器の機能図

図 4 に示すように、出力電圧は周波数によって変化します。リターン・ロスの計算は特定の周波数での比例計算に基づいているため、この周波数に対する伝達関数の変化により回路の性能が低下することはありません。

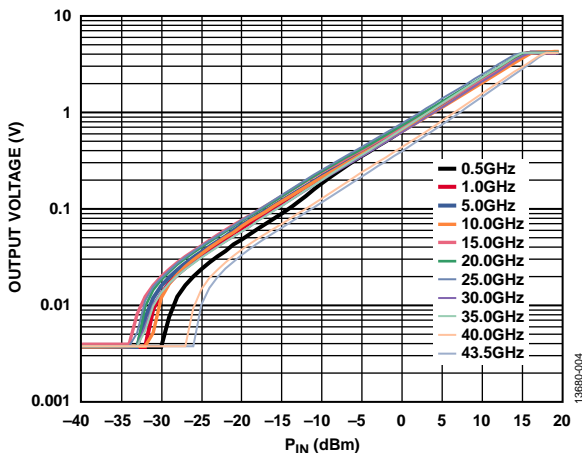
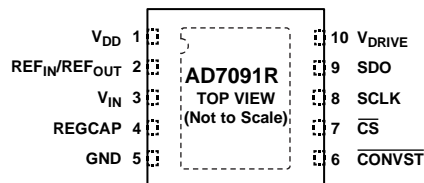


図 4. 500 MHz ~ 43.5 GHz の周波数での伝達関数

A/D コンバータ



NOTES

1. THE EXPOSED PAD IS NOT CONNECTED INTERNALLY. FOR INCREASED RELIABILITY OF THE SOLDER JOINTS AND FOR MAXIMUM THERMAL CAPABILITY, SOLDER THE EXPOSED PAD TO THE SUBSTRATE, GND.

図 5. AD7091R A/D コンバータ

AD7091R は、スループット・レートが最大 1 MSPS の 12 ビット逐次比較レジスタ (SAR) ADC です。高精度の外部リファレンス電圧を使用することができますが、このアプリケーションでは不要です。この回路では 2.5 V の内部リファレンスを使用しており、その LSB サイズは次のとおりです。

$$LSB = (2.5 \text{ V})/2^{12} = 610 \mu\text{V}$$

ADL6010 の出力電圧は約 3 V の最大電圧に達する可能性があるため、検出器と ADC の間に 200 Ω と 340 Ω の抵抗分圧器を使ってこの電圧を減衰させる必要があります (図 1 参照)。この分圧器の公称減衰率は 1.6 です。

ディレクショナル・カプラ

ディレクショナル・カプラによって順方向または逆方向の信号の一部をパワー・ディテクタに結合して測定します。一般に、ディレクショナル・カプラには 4 つのポートがあります (図 6 参照)。

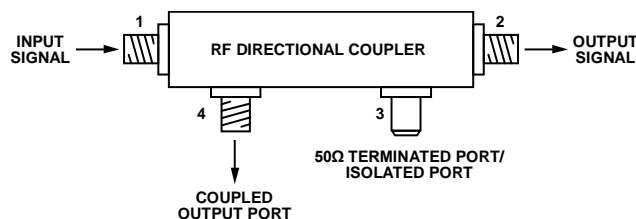


図 6. ディレクショナル・カプラ

図 6 の構成では、入力信号がポート 4 に結合され、ポート 3 は信号の結合が無反射になるように 50 Ω で終端されています。ポート 3 の代わりにポート 4 を 50 Ω で終端すると、反射信号はポート 3 に結合されます。

この回路では、上に示したようにポートに直接接続した 50 Ω の終端を使用するのではなく、両方のポートを RF スイッチ入力に供給しています。したがって、スイッチの状態に応じて HMC547 の内部で 50 Ω の終端がポート 3 またはポート 4 に与えられることから、このカプラは双方向とみなすことができます。

この回路に選択した RF カプラは、Marki Microwave の C10-0226 ストリップライン・カプラです。このカプラの結合度は 10 dB です。つまり、結合信号は入力信号より 10 dB 小さい値です。この回路では、SMA コネクタ付きのディレクショナル・カプラを使って、できるだけ広い周波数範囲での動作を検証しました。表面実装カプラを使用することもできますが、このようなデバイスでは一般に周波数範囲が狭くなります。

データ解析

EVAL-SDP-CB1Z システム・デモンストレーション・プラットフォーム (SDP) ボードを評価用ソフトウェアと組み合わせて使用し、ADC によってサンプリングされるデータをキャプチャします。

このソフトウェアは、前に得られた式 8 を使ってリターン・ロスを計算します。反射係数と VSWR はこの式から得られません。

$$P_{F_{dBm}} - P_{R_{dBm}} = 10 \times \log \left(\frac{CODE_F^2}{CODE_R^2} \right) \tag{8}$$

ソフトウェア GUI の結果表示パネルを図 7 に示します。

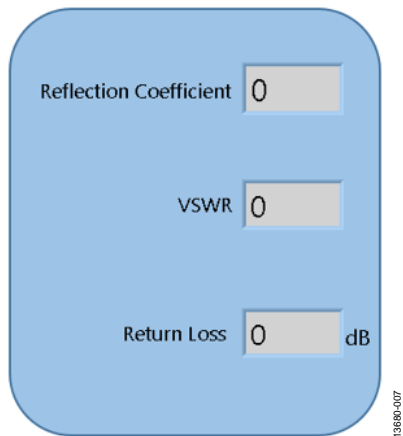


図 7. CN-0387 評価用ソフトウェアの表示

検出器のサンプリング方法

システムのリターン・ロスを正確に測定するには、順方向と逆方向の電圧を短い遅延時間で測定する必要があります。図 8 に、連続してサンプリングするときに行うサンプリング・シーケンスを示します。

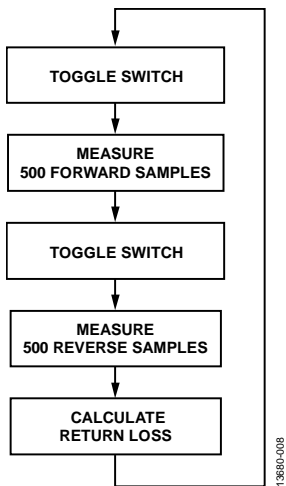


図 8. サンプリング・シーケンス

RF スイッチが信号を受け取ってスイッチをトグルすると、スイッチの位置が切り替わり、順方向または逆方向の結合ポートの信号がパワー・ディテクタに供給されます。リターン・ロスの計算ステップでは、500 の順方向サンプルと 500 の逆方向サンプルを平均し、平均した順方向と逆方向の電圧の比からリターン・ロスを計算します。

ADC は 1 MSPS のレートでサンプリングします。したがって、500 サンプルを測定するのに 500 μs かかります。SDP-B インターフェースの汎用入出力 (GPIO) を使って、順方向と逆方向のサイクルの間でスイッチ位置を切り替えるには、約 400 μs かかります。タイミング図を図 9 に示します。

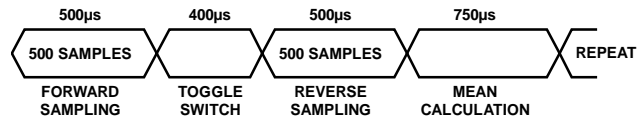


図 9. タイミング図

リターン・ロス、反射係数、VSWR は、順方向と逆方向の電圧の測定値を平均した結果を使って計算します。更新する前に結果を確実に読み出せるように、50 サンプルの結果を平均してから、GUI の結果パネルに表示します。

回路図、レイアウト、ガーバーファイル、部品表などの EVAL-VSWR-SDZ ボードの技術文書は全て、CN-0387 設計支援パッケージ (www.analog.com/CN0387-DesignSupport) をダウンロードして入手できます。

バリエーション回路

前に説明したように、この回路では、広帯域コネクタ付きのディレクショナル・カプラを使って、できるだけ広い周波数範囲での動作を可能にしています。表面実装のディレクショナル・カプラやプリント回路のディレクショナル・カプラも使用できますが、これらのデバイスは周波数範囲が狭くなる傾向があります。

結合係数が大きいディレクショナル・カプラも使用可能で、これらは挿入損失が小さくなる傾向があります。ただし、回路の測定範囲が最大になる結合係数のカプラを使うことをお勧めします。例えば、最大システム電力が +35 dBm の場合、20 dB のディレクショナル・カプラを使用すると、検出器への最大電力が約 +15 dBm (入力範囲の上限値) に設定されます。

回路の評価とテスト

必要な装置

この回路ノートで説明する評価を行うには、以下の装置が必要になります。

- EV-VSWR-SDZ 評価ボード。
- 適切な定格の広帯域 RF カプラ。この回路の評価では Marki Microwave の C10-0226 を使用しました。ただし、仕様が適切で 3.5 mm SMA タイプのコネクタを使ったものであれば、どのカプラも使用できます。
- EVAL-SDP-CB1Z SDP-B ボード。
- 信号発生器（出力周波数が 500 MHz ~ 28 GHz の範囲内）。
- 6 V DC 出力電圧の適切な電源ユニット。
- CN-0387 評価用ソフトウェア
(<ftp://ftp.analog.com/pub/cftl/CN0387/> からダウンロード可能)。
- SMA アッテネータと 50 Ω の終端。
- USB ケーブル (EVAL-SDP-CB1Z に同梱) で SDP-B ボードに接続した Windows® 7 搭載 PC。

セットアップとテスト

VSWR 測定システムのセットアップとテストを行うには、LK6 をポジション B に設定して LK22 を接続し、以下のステップに従います。

1. 全てのテスト装置の電源を投入してから、装置が起動するまで待ちます。

2. RF カプラの入力と出力の結合ポートを評価ボードの RF1 と RF2 の 3.5 mm SMA コネクタに、それぞれ適切な定格の RF ケーブルを使って接続します。
3. カプラの入力ポートを信号発生器の 50 Ω 出力に接続します。
4. カプラの出力を 50 Ω の終端、または適切な定格の RF アッテネータの終端に接続します。
5. EVAL-SDP-CB1Z SDP インターフェース・ボードを EV-VSWR-SDZ 評価ボードに接続します。
6. SDP インターフェース・ボードを、同梱の USB ケーブルで PC に接続します。
7. DC 電源からの電源を評価ボードのバナナ・ソケットの電源とグラウンドに接続します。
8. CN-0387 評価用ソフトウェアを、SDP-B コントロール・ボードに接続した PC にダウンロードしてインストールします。
9. ソフトウェアを適切にインストールしたら、実行ファイルを起動します。
10. 信号発生器の出力周波数を 2 GHz に設定し、電力レベルを 15 dBm 出力に設定します。次いで、信号発生器の出力をオンします。
11. ソフトウェアの表示画面で、**Continuous** を選択してから **Capture** をクリックします。このソフトウェアは連続して測定を繰り返し、各測定値を収集すると、GUI の表示は、リターン・ロス の値と、それに対応する VSWR と反射係数の値を更新します。

テスト・セットアップの機能ブロック図

テスト・セットアップの機能ブロック図を図 10 に示します。

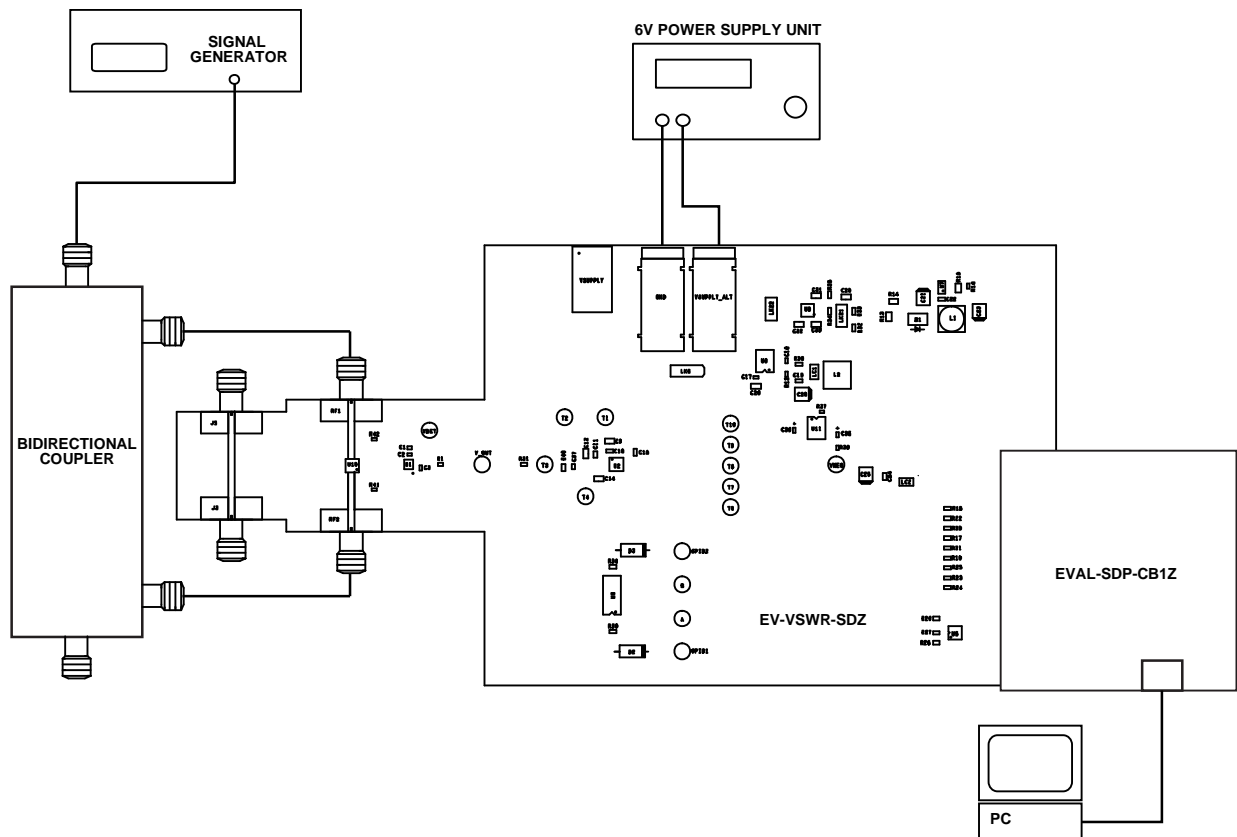


図 10. テスト・セットアップの機能ブロック図

13806-010

テスト結果

測定値は、RF 入力電力レベルを調整することによって手動で収集しました。ADL6010 の電力範囲に対して、種々の出力構成でのリターン・ロス測定しました。

Keysight の Advanced Design System (ADS) を使って RF シミュレーションも行いました。このソフトウェアは、RF アプリケーションやマイクロ波アプリケーション用の電子設計シミュレーション・ツールです。シミュレーションでは、RF 入力パターンへの挿入損失と反射が一定の制限値以内であることの検証と、ディレクショナル・カプラの性能のシミュレーションを行いました。

Marki Microwave の C10-0226 ディレクショナル・カプラには、シミュレーション・モデル・ファイル (an .s4p ファイル) が付属しています。このファイルにはカプラの S パラメータを記述した情報が含まれており、シミュレーション内の ADS で容易に使用することができます。シミュレーションは、DC ~ 26.5 GHz (カプラの上限周波数) の周波数範囲で行い、入力電力は各シミュレーションで 0 dBm に設定しました。

リターン・ロスの測定

EV-VSWR-SDZ 評価ボードをテストする際、9 dB アッテネータの終端をカプラ出力に接続し、選択した周波数で予測減衰レベルが測定されることを、シミュレーション結果と比較して検証しました。

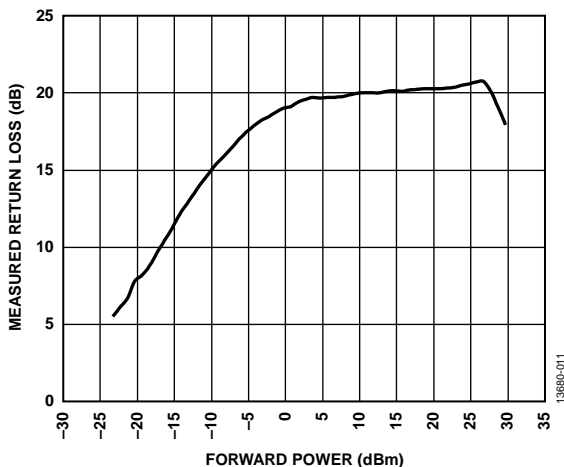


図 11. リターン・ロスの測定

図 11 に示すように、0 dBm ~ 25 dBm の入力電力範囲内では、リターン・ロスの測定値はほぼ 20 dB を維持します。この値は、上に示した順方向と逆方向の減衰量 (9 dB + 9 dB) と、Marki Microwave の C10-0226 を使った 2 GHz でのカプラの順方向挿入損失を加算したものです。順方向結合ポートの入力電力が約 27 dBm に達した後、リターン・ロスは急に減少します。この減少は、順方向結合ポートの結合電力が、ADL6010 の電力の上限である +15 dBm (結合度 10 dB) に近づいたためです。入力電力が減少すると、逆方向結合ポートで反射された電力によってリターン・ロスの測定値が低下し始め、-30 dBm の下限を下回ります。ADL6010 が 20 dB のリターン・ロスを測定できる電力範囲を図 11 に示します。

パワー・ディテクタの測定電力

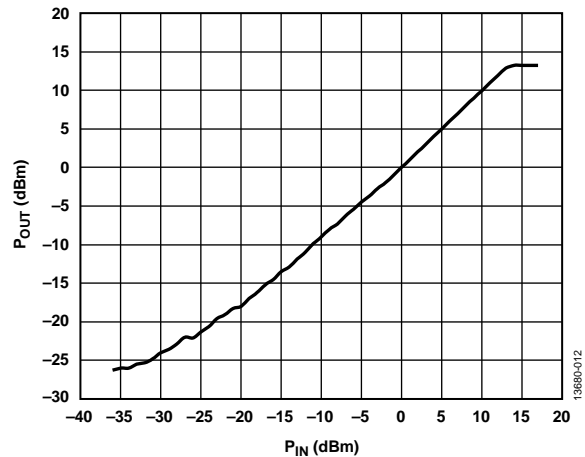


図 12. 結合出力電力の測定値対入力電力

電力の測定値が入力電力によって変化する様子を図 12 に示します。各電力レベルで順方向結合ポートの正確な電力測定値が得られるように 2 GHz でキャリブレーション・ルーチンを実行しました。入力電力が増加すると、電力の測定値は検出器の 15 dBm の限界値に達します。同様に、入力電力が減少すると、検出器の下限に達して測定精度が低下します。

オープン・サーキットの構成

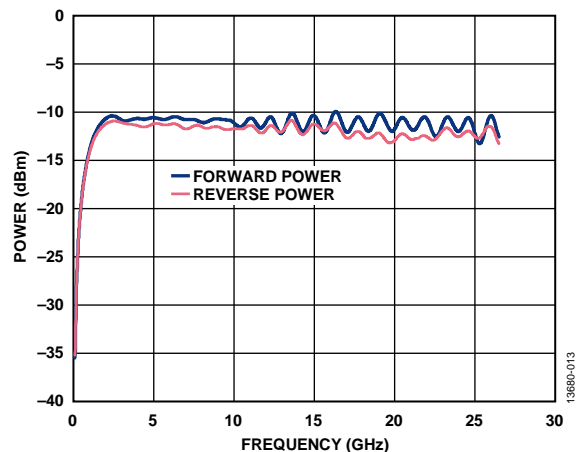


図 13. カプラの順方向と逆方向の電力の周波数特性 (オープン・サーキット)

図 13 は、前述の 50 Ω 終端の場合と比べて、順方向と逆方向の電力レベルの値が近いので、リターン・ロスが 0 dB に近いことを示しています。

このオープン・サーキットのシミュレーションから、カプラを介して、大半の信号が順方向波の逆方向に反射される様子が分かります。順方向波と反射波の振幅の差は、この周波数範囲でのカプラの挿入損失から生じます。このグラフは、カプラのインピーダンス・マッチングが周波数範囲で理想的ではないため、リターン・ロスと VSWR の厳密な測定値が使用するカプラによって異なることを表しています。

さらに、システムに不整合が生じているかどうかを示すようにリターン・ロスの閾値を設定することができ、これはカブラのリターン・ロスよりもはるかに大きな値です。

50 Ω 出力終端回路の構成

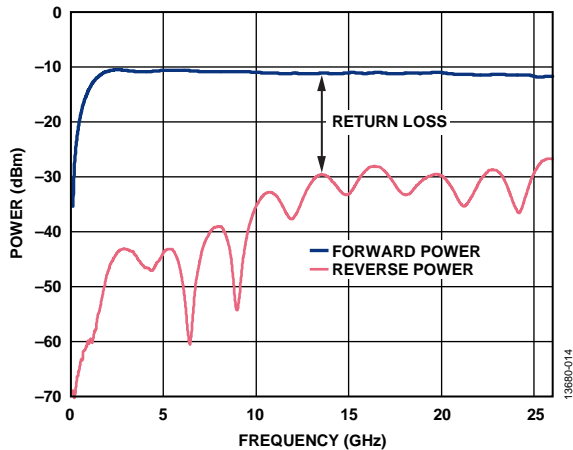


図 14. カブラの順方向と逆方向の電力の周波数特性 (50 Ω 終端)

Marki Microwave の C10-0226 RF カブラの順方向ポートに 0 dBm の電力レベルを与えたときの、カブラの 50 Ω 終端出力の順方向挿入損失と反射信号を図 14 に示します。このカブラは、2 GHz ~ 26.5 GHz で動作する仕様になっています。したがって、カブラは図 14 では予測どおりに 2 GHz を超えると動作し始めます。シミュレーションでは、出力インピーダンスが 50 Ω の理想的に整合した伝送ラインをカブラに使用します。どの周波数でもリターン・ロスは順方向と逆方向の電力の差です。このグラフは、リターン・ロスが周波数によって変化することを示しています。ただし、この周波数範囲内ではリターン・ロスは 20 dB に近く、20 dB より大きいリターン・ロスの値は無視できることから、この値は許容できます。

3 dB 出力アッテネータ回路の構成

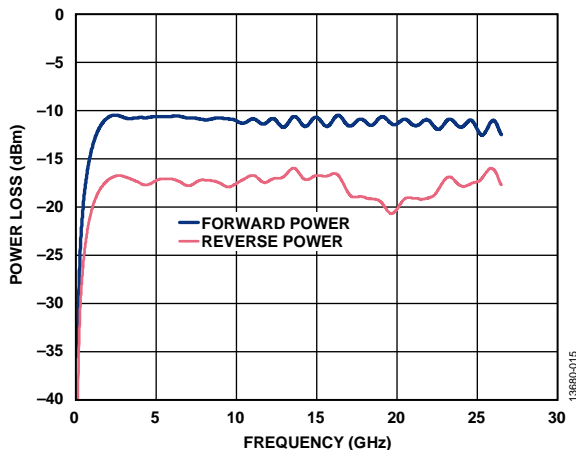


図 15. カブラの順方向と逆方向の電力の周波数特性 (3 dB アッテネータ)

図 15 では、リターン・ロスは約 15 GHz まで 6 dB で比較的安定しており、その後、カブラの損失と減衰量が大きくなります。

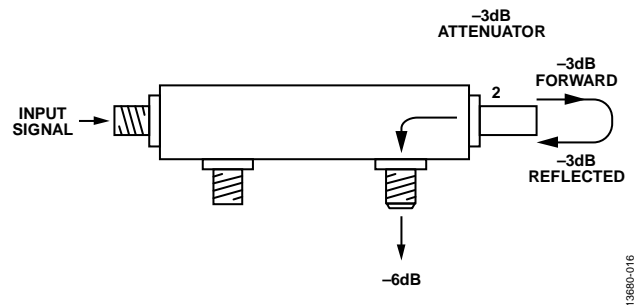


図 16. 減衰量が 6 dB のカブラ

減衰量が 6 dB になるのは、3 dB のカブラで入射信号と反射信号の両方が 3 dB ずつ減衰するからです。図 16 に示すように、信号は順方向で 3 dB 減衰してから、反射してさらに 3 dB 減衰します。反射信号の測定値は、順方向と逆方向の減衰量を加算した結果になります。

キャリブレーション構造のパターンの挿入損失

EV-VSWR-SDZ 評価ボードのレイアウト・ファイルを使って、RF パターンの挿入損失をシミュレーションしました。このレイアウト・ファイルを ADS ツールにインポートしてシミュレーションを行い、ボード上の RF パターンの損失を求めました。

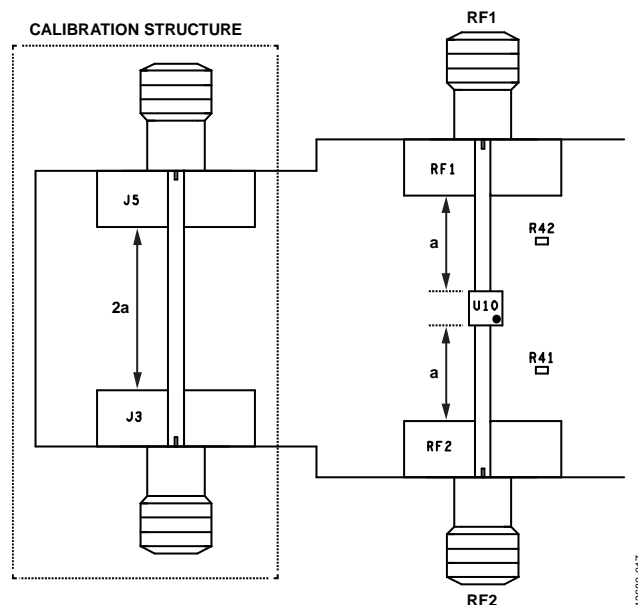


図 17. キャリブレーション構造

ボードの部分の図 17 に示すキャリブレーション構造をシミュレーションに使用しました。この構造をボード設計に組み込んで、SMA コネクタからスイッチまで (距離 a) の損失を測定しました。図に示すように、キャリブレーション構造の長さは RF1 と RF2 から HMC547 スイッチ (U10) までの距離のちょうど 2 倍です。これらの RF パターンの特定周波数での損失を測定するには、キャリブレーション構造のコネクタの 1 つに信号を与えて、反対側のコネクタで測定します。

この構造で ADS シミュレーション・ツールを動作させ、DC ~ 26.5 GHz の RF パターンの挿入損失をシミュレーションしました。

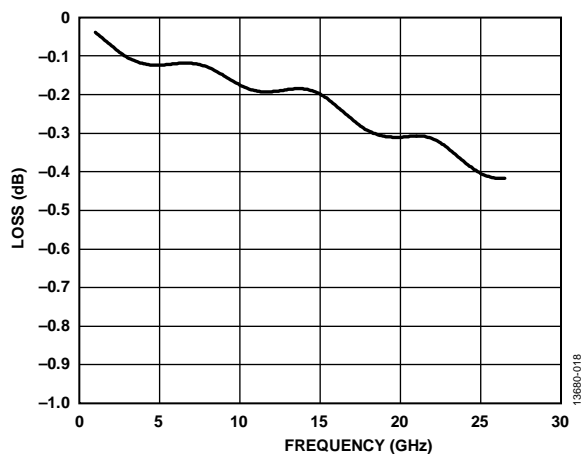


図 18. キャリブレーション構造の損失（電力対周波数）

図 18 に示すように、キャリブレーション構造の挿入損失は、26.5 GHz の周波数で約 -0.4 dB の最大減衰量に達します。

この挿入損失は、評価ボードの許容限界内とみなされます。この挿入損失が大きいと、測定範囲が制限されます。

EVAL-SDP-CB1Z ボードに接続した EV-VSWR-SDZ ボードの写真を図 19 に示します。

HMC547LC3 と電気的に等価な代替デバイスを 2016 年 6 月に発売予定です。

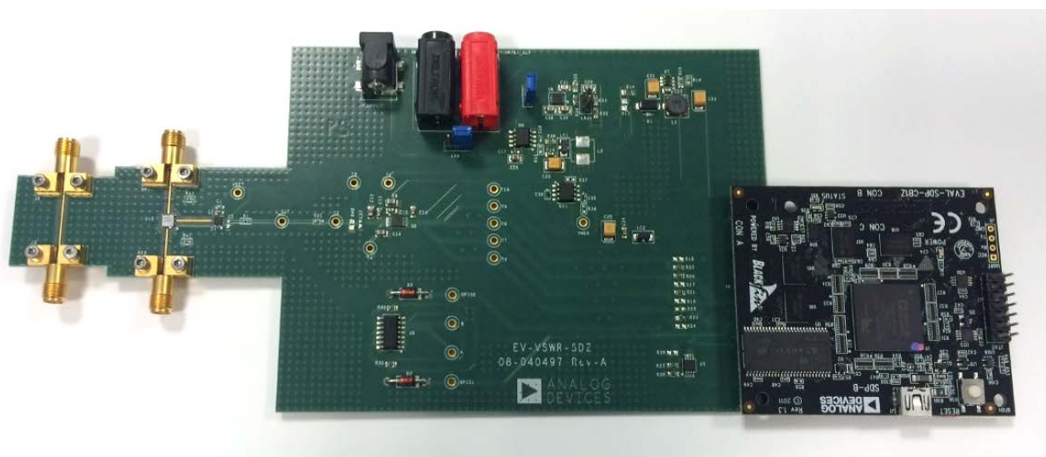


図 19. EVAL-SDP-CB1Z ボードに接続された EV-VSWR-SDZ ボード

さらに詳しい資料

CN-0387 Design Support Package:
www.analog.com/CN0387-DesignSupport

EVAL-SDP-CB1Z System Demonstration Platform User Guide (UG-277)

EVAL-AD7091RSDZ Evaluation Board User Guide (UG-409)

ADIsimRF Design Tool

Analog Dialogue 39-09 : 高速プリント回路基板レイアウトの実務ガイド

Circuit Note CN-0366 : A 40 GHz Microwave Power Meter with a Range from -30 dBm to +15 dBm. Analog Devices.

Circuit Note CN-0178 : Software-Calibrated, 50 MHz to 9 GHz, RF Power Measurement System. Analog Devices.

MT-031 Tutorial : データ・コンバータのグラウンディングと、「AGND」および「DGND」に関する疑問の解消

MT-073 Tutorial : High Speed Variable Gain Amplifiers (VGAs). Analog Devices.

MT-101 Tutorial : Decoupling Techniques. Analog Devices.

データシートと評価ボード

HMC547LC3 データシートと評価ボード

ADL6010 データシートと評価ボード

AD7091R データシートと評価ボード

改訂履歴

10/15—Rev. 0 to Rev. A

Changes to Setup and Test Section.....5

10/15—Revision 0: Initial Version

「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すが、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。

©2016 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。