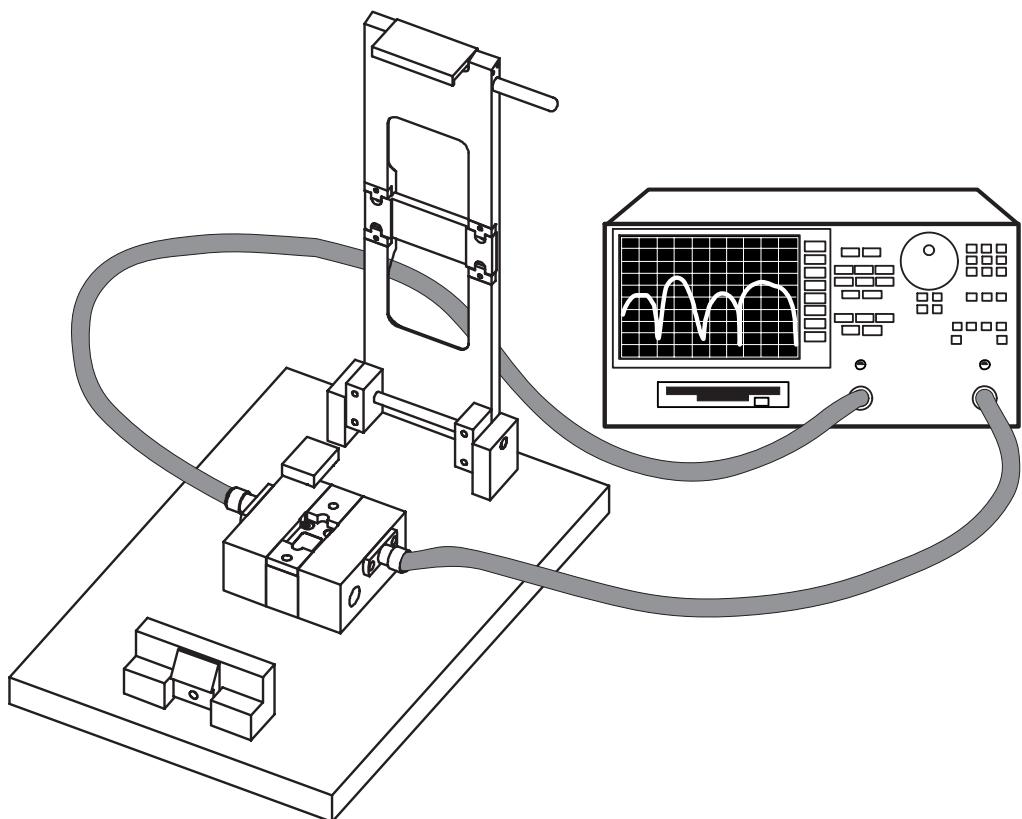


Agilent Technologies

ネットワーク解析ソリューション

ベクトル・ネットワーク・アナライザを使用 したインフィクスチャ測定

Application Note 1287-9



ご注意

2002年6月13日より、製品のオプション構成が変更されています。
カタログの記載と異なりますので、ご発注の
前にご確認をお願いします。



Agilent Technologies

Innovating the HP Way

目次

はじめに	3
フィクスチャの必要条件	3
測定誤差	4
校正	4
校正キット	5
標準定義	5
標準クラス割り当て	6
研究開発用と製造用のフィクスチャ	7
フィクスチャ誤差の除去	8
SOLT校正の校正標準の特性評価	12
ショートの特性評価	13
オープンの特性評価	13
オープンのキャパシタンスの決定方法	13
負荷の特性評価	15
スルーの特性評価	16
TRL/LRM校正	17
TRLの用語	17
TRL*/LRM*校正の動作方法	17
TRL*誤差モデル	17
アイソレーション	18
ソース・マッチと負荷整合	18
真のTRL/LRMの動作方法(4サンプラー・レシーバ・アーキテクチャのみ)	19
TRL*/LRM*校正の生のソース・マッチとロード・マッチの改善	19
TRL校正	20
TRL標準の必要条件	20
TRL/LRMの校正標準の作成と定義	22
TDRを使ったフィクスチャと標準の特性評価	25
能動部品のバイアス	30
結論	32

はじめに

本アプリケーション・ノートでは、フィクスチャ内のコンポーネント測定におけるベクトル・ネットワーク・アナライザの使用方法について説明します。フィクスチャの必要条件、フィクスチャの選択、測定誤差、誤差を最小にする方法、フィクスチャの基本構造のほか、デバイスに商用フィクスチャが使用できない場合に必要となる校正標準の構造と特性についても説明します。

フィクスチャの必要条件

動作周波数が高くなるにつれて発生するサイズ、重さ、価格面での制約と技術の進歩に伴い、アセンブリ・レベルでは、より小型で集積度の高いパッケージ部品が使用されるようになっています。現在、RF(< 3 GHz) アプリケーション用に多くのSMTパッケージが存在します。これらの部品の物理寸法は、採用された技術、パワー条件、環境条件、デザイン基準の違いによってまちまちです。コンポーネントのサイズや形状が多様であるため、どのコンポーネントにも適合するフィクスチャはありません。

標準同軸コネクタを持つデバイス上では、質の高いRF測定が比較的簡単にできます。校正キットと、ほとんどのネットワーク・アナライザに装備されている標準誤差補正ルーチンを使って、非常に正確な測定を実行できます。コネクタのないデバイスの場合は、何らかのテスト・フィクスチャを使って被測定デバイス(DUT)と同軸コネクタ・ベースのテスト機器を電気的および機械的に接続する必要があるため、測定は困難です。さらに、今日のデバイスの多くで要求される測定確度レベルを達成するには、通常、インフィクスチャ校正が必要となります。

理想的なフィクスチャは、測定器とテスト対象デバイスとの間のトランスペアレントな接続を提供します。したがって、フィクスチャの特性を考慮せずにDUTを直接測定することが可能です。パラメータの点から見ると、これは、フィクスチャに損失がなく、リニア位相を持つフラットな周波数応答を示すこと、および不整合がなく、正確に既知の電気長を持ち、入力と出力間のアイソレーションが無限(ゼロ・クロストーク)であることを意味します。こうしたフィクスチャが作成できれば、校正は不要です。

理想的なフィクスチャを作成するのは不可能ですが、理想に近づけることは可能です。理想に近づけるには、DUTのパフォーマンスに対してテスト・フィクスチャのパフォーマンスを最適化する必要があります。フィクスチャの損失は、仕様に示されたDUTの利得や挿入損失の不確かさよりも小さくすることができます。フィクスチャの帯域幅は、DUTの希望の測定帯域幅よりも広くする必要があります。不整合は、デザインを工夫したり、タイムドメイン・リフレクトメトリ(TDR)などの有効な測定ツールを使ってフィクスチャ内の不整合を識別すれば小さくできます。フィクスチャの電気長は、測定することができます。フィクスチャのクロストークは、被測定デバイスのアイソレーションより小さければなりません。パーフェクトなフィクスチャに近づけることができるだけなので、アプリケーションで必要となる校正のタイプは、DUTの仕様がどれだけきびしいかにのみ依存します。

測定誤差

校正について説明する前に、測定の不確かさに関する要因について簡単に記述します。

ネットワーク・アナライザの測定における誤差は、以下の3つに分類できます。

ドリフト誤差：校正実施後にテスト・システムのパフォーマンスが変化すると発生します。ドリフト誤差の主な原因は温度変化で、再校正によって除去できます。
ランダム誤差：時間と共に変化します。ランダム誤差は予測できないので、校正によって除去することはできません。ランダム誤差の主な要因は、測定器ノイズ、スイッチの再現性、およびコネクタの再現性です。ランダム誤差を減らすには、IF帯域幅を狭めるか、アベレージングを用いるのが最良です。

システムチック誤差：不整合、漏れ、システムの周波数応答を含みます。ほとんどのマイクロ波またはRF測定では、システムチック誤差が測定の不確かさの最も重要な要因です。

順方向のシステムチック誤差には、方向性、ソース・マッチ、反射トラッキング、ロード・マッチ、伝送トラッキング、アイソレーションの6つがあります。逆向きの誤差モデルは鏡像となっており、2ポート測定では誤差が全部で12になります。校正は、ネットワーク・アナライザ測定からこうした誤差を取り除くための処理です。

校正

ネットワーク・アナライザを使った校正のより詳しい定義と誤差モデルの説明は、ネットワーク・アナライザの操作マニュアルにあります。ここでは基本的な考え方を簡単に示します。

校正は、ネットワーク・アナライザが既知のデバイスを正確に測定し、測定値と実際の値との間のベクトル差を把握する処理です。誤差データを使って、未知のデバイスの測定値からシステムチック誤差を取り除きます。

ベクトル・ネットワーク・アナライザで使用可能な校正には、RESPONSE、RESPONSE & ISOLATION、S11 1-PORT、S22 1-PORT、FULL 2-PORT、TRL 2-PORTの6種類あります。これらの校正タイプはそれぞれ、異なる組み合わせのシステムチック誤差を解決します。

RESPONSE校正は、校正時にネットワーク・アナライザでオンになっているSパラメータに応じて、システムチック誤差の反射トラッキングまたは伝送トラッキングの項を解きます。RESPONSE & ISOLATIONでは、単純なRESPONSE校正にクロストークの補正が追加されます。S11 1-PORT校正は、方向性、ソース・マッチ、反射トラッキングの順方向の誤差項を解きます。同様に、S22 1-PORT校正は、反対方向の同じ項を解きます。Full 2-PORT校正とTRL 2-PORT校正には、両ポートの順方向と逆方向の誤差項と、伝送トラッキング、アイソレーションが含まれます。

ユーザは、測定するデバイス（たとえば、1ポート・デバイスであるか2ポート・デバイスであるか）や要求される確度に応じて校正のタイプを選択します。特定のデバイスの測定では、校正を組み合わせて使用することもできます。

校正後のDUT測定の確度は、テスト機器の確度、既知デバイスのモデリングの正確さ、および誤差補正モデルの正確さに依存します。

校正キット

測定確度は校正標準に大きく依存しており、校正標準セットは、しばしば校正キットとして提供されています。各標準の振幅および位相応答は、周波数の関数として、既知であるか、予測可能です。ネットワーク・アナライザが校正キットの標準を使用する場合、各標準の応答は、数学的に定義してから、ネットワーク・アナライザが使用する誤差モデルに対応した標準クラスに分類する必要があります。アジレント・テクノロジーでは、現在、ほとんどの同軸コンポーネントに対して校正キットを用意しています。しかし、非同軸コンポーネントを測定するときは、フィックスチャで使用する標準を作成し、定義する必要があります。

標準定義

標準定義では、各校正標準の電気的特性（遅延、減衰およびインピーダンス）を記述します。これらの電気的特性は、各校正標準の物理的寸法と材料、あるいは実際の測定応答から数学的に導出できます。Standard Definitions（図1を参照）には、ネットワーク・アナライザが数学モデルを指定するために使用するパラメータがリストアップされています。

Standard Definitions														
System Z_0^a = _____		Calibration Kit Label: _____												
Disk File Name: _____														
STANDARD ^b		$C0^e$ $\times 10^{-15}$ F	$C1^e$ $\times 10^{-27}$ F/Hz	$C2^e$ $\times 10^{-36}$ F/Hz ²	$C3^e$ $\times 10^{-45}$ F/Hz ³	FIXED ^c SLIDING or OFFSET	TERM ^d IMPED Ω	OFFSET			FREQ (GHz)		COAX or WG	STND LABEL
NO.	TYPE							DELAY s	Z_0 Ω	LOSS Ω/s	MIN	MAX		
1														
2														
3														
4														
5														
6														
7														
8														

^aEnsure system Z_0 of network analyzer is set to this value.
^bOpen, short, load, delay/thru, or arbitrary impedance.
^cLoad or arbitrary impedance only.
^dArbitrary impedance only, device terminating impedance.
^eOpen standard types only.

図1.

標準クラス割り当て

標準クラス割り当ては、校正標準を、校正で使用する誤差モデルと互換性のあるフォーマットに構成します。クラスまたはクラス・グループは、ネットワーク・アナライザで使用される7つの校正タイプの1つに対応します。Standard Class Assignments(図2)には、各標準タイプのクラス割り当てがリストアップされています。

Class	Standard Reference Numbers								Standard Class Label
	1	2	3	4	5	6	7	8	
	S ₁₁ A								
S ₁₁ B									
S ₁₁ C									
S ₂₂ A									
S ₂₂ B									
S ₂₂ C									
Forward Transmission									
Reverse Transmission									
Forward Match									
Reverse Match									
Response									
Response and Isolation									
TRL thru									
TRL reflect									
TRL line or match									

図2.

Application Note 1287-3『Applying Error Correction to Network Analyzer Measurements』に、ネットワーク・アナライザの基本についてのより詳しい説明があります。

研究開発用と製造用の フィクスチャ



図3.

製造用のフィクスチャは、研究開発で使用されるフィクスチャとは異なります。これは、デザインの基本的な目標が異なるからです。製造では、高スループットが最も重要なため、簡単に挿入、整列、固定可能なフィクスチャが求められます。使用期間中、フィクスチャには多数の部品が挿入されるため、フィクスチャは堅牢でなければなりません。製造用に設計されたフィクスチャは、機械的に洗練されています。研究開発用の場合、フィクスチャははるかに単純で、それほど堅牢ではありません。PCBベースのフィクスチャも可能であり、テストするデバイスの数が少ないので、フィクスチャ内外に部品をはんだ付けした状態で使用することができます。

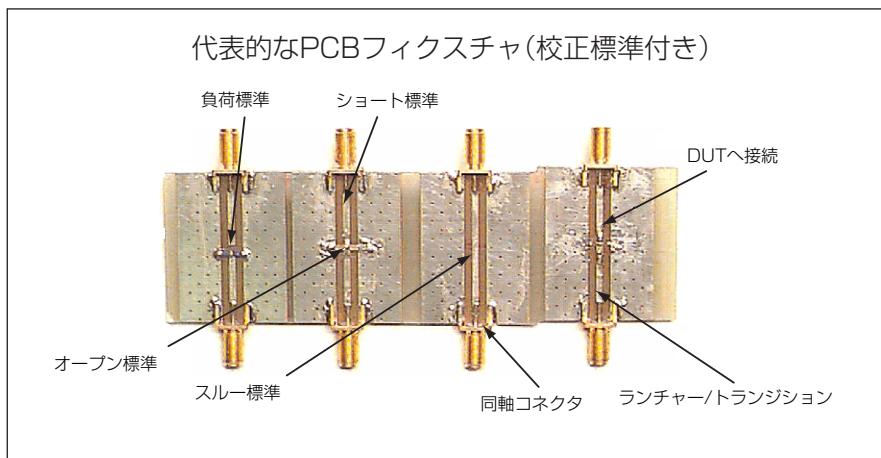


図4.

これは、研究開発アプリケーションで使用される代表的なフィクスチャの例です。フィクスチャには校正標準が組み込まれ、DUTを接続できるセクションがあります。

フィクスチャ誤差の除去

フィクスチャによる誤差を取り除くには、モデリング、ディエンベディング、直接測定の3つの基本テクニックが使用できます。それぞれに、比較的単純な手法とより複雑な手法があります。複雑なバージョンではより多くの作業が必要となります。測定精度は上がります。測定対象のDUTの仕様とフィクスチャの相対パフォーマンスを比較すれば、測定精度の条件を満たすために必要な校正レベルがわかります。

モデリングをベースにした校正では、正確なフィクスチャ・モデルから導出される数学的補正を使用します。フィクスチャの測定は、しばしば、正確なモデルを提供するプロセスの一環として行われます。

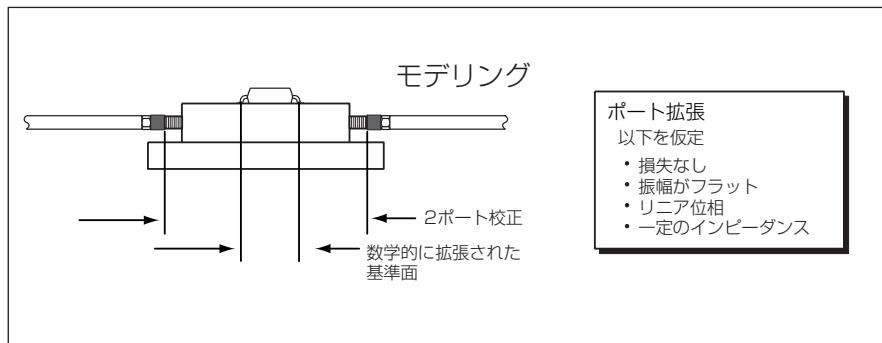


図5.

モデリングには、フィクスチャの特性に関するデータが必要です。このデータは、ネットワーク・アナライザのポート・エクステンション機能でよく利用されます。まず、図5に示すポイントで、フル2ポート校正を実行します。この校正によって、テスト・ポート・ケーブルの接合点に基準面が確立されます。次にフィクスチャをテスト・ポート・ケーブルに接続し、ネットワーク・アナライザのポート・エクステンション機能を使ってDUTに対して基準面を数学的に調整します。フィクスチャのパフォーマンスがDUTの仕様よりかなり良い場合は、モデリングで十分です。

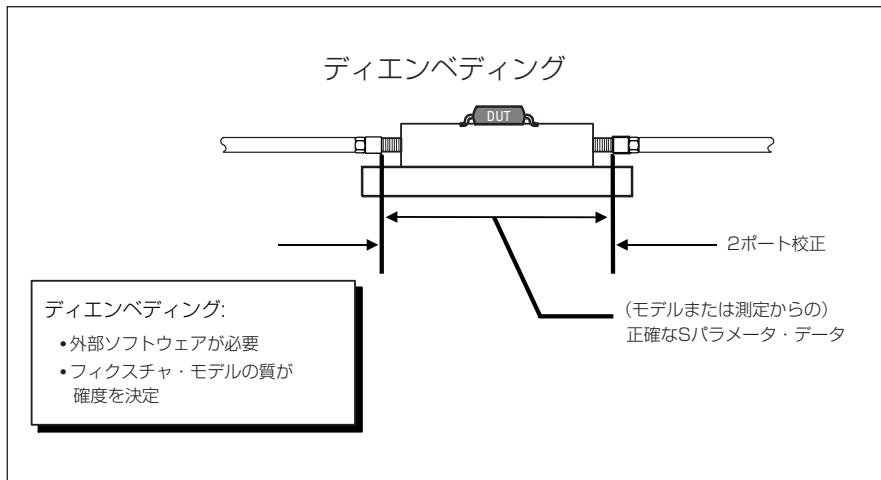


図6.

ディエンベディングには、フィクスチャの正確なリニア・モデル、またはフィクスチャのSパラメータ・データが必要です。フィクスチャなしで(同軸標準を使って)実行した校正から得た誤差データをモデル化したフィクスチャ誤差と結合するには、外部ソフトウェアを使用します。フィクスチャの誤差の項をモデルからのみ生成する場合、全体の測定確度は、フィクスチャの実際のパフォーマンスがモデル化したパフォーマンスとどれだけ合致するかにかかっています。単純な伝送ラインをベースとしないフィクスチャの場合、正確なモデルを決定するのは直接測定よりも困難です。

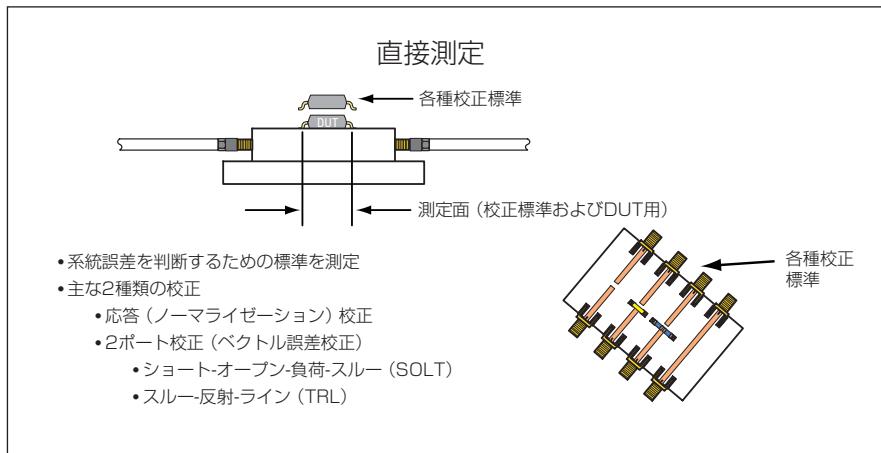


図7.

直接測定は、通常、校正標準の測定と誤差の項の計算から成ります。この手法は、校正標準の特性の正確な測定に基づいています。補正可能な誤差の項の数は、使用する校正タイプに応じて大幅に変化します。ノーマライゼーションは誤差の項を1個だけ除去するのに対して、フル2ポート誤差補正是12の誤差項すべてに対応します。

直接測定では、フィクスチャの特性は校正処理中に測定されるため、フィクスチャの正確な特性を前もって知る必要がありません。直接測定の一番簡単な形式は、ノーマライゼーションの1形式であるレスポンス校正です。基準トレースをメモリにストアし、続くトレースをデータ÷メモリとして表示します。レスポンス校正では、伝送と反射それぞれに1個の標準(伝送の場合はスルー、反射の場合はショートまたはオープン)が必要となります。

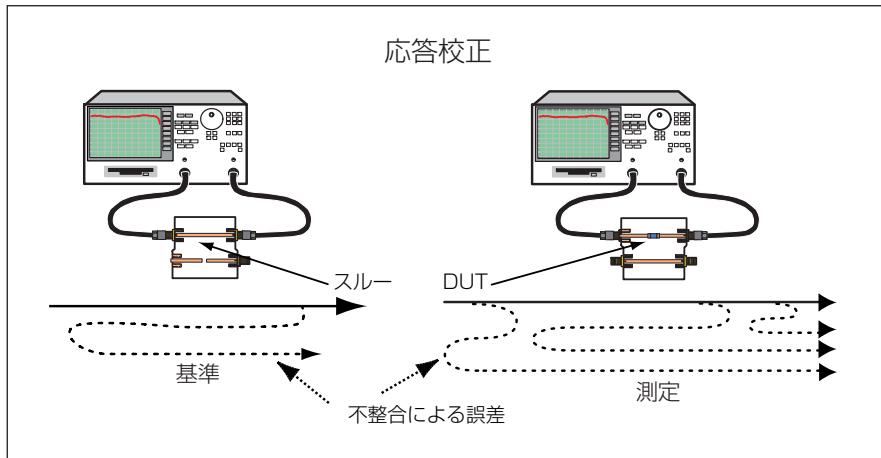


図8.

ただし、レスポンス校正には重大な弱点として、ソース・マッチおよびロード・マッチとカップラ/ブリッジの方向性に対する補正機能がありません。不整合は、特に低損失伝送測定(フィルタの通過帯域やケーブルの測定など)と反射測定では厄介な問題です。低損失デバイスの伝送測定にレスポンス校正を使用すると、測定の不確かさがリップルの形で発生します。測定確度は、DUTと比較したネットワーク・アナライザのテスト・フィクスチャの相対不整合に依存します。

フィクスチャで伝送特性を測定するとき、テスト・ケーブルの端で2ポート補正を実行すると、測定確度はかなり改善します。2ポート校正によって、ネットワーク・アナライザの実効ソース・マッチおよびロード・マッチが改善され、フィクスチャおよびアナライザのテスト・ポートからの反射によって起きる測定リップルが減少します。

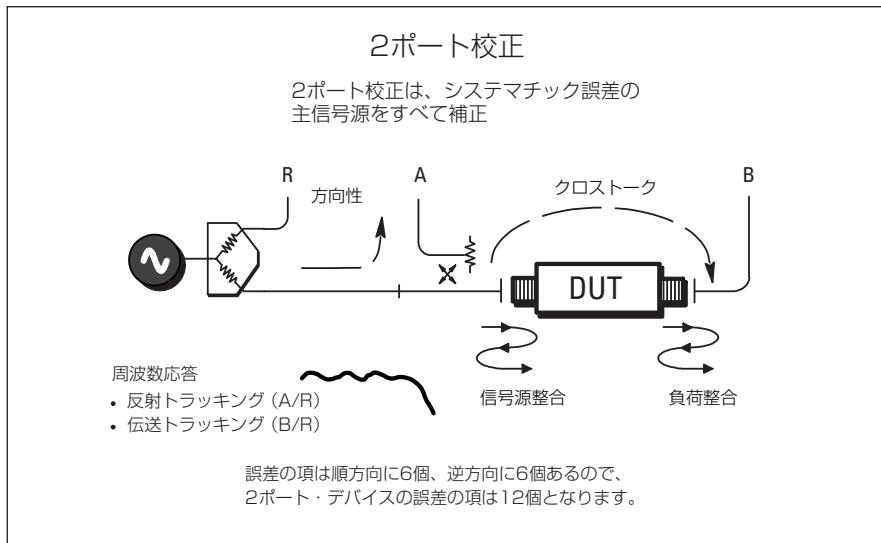


図9.

2ポート校正は、レスポンス校正と比較してはるかに正確な測定を可能にしますが、より多くの校正標準が必要となります。2ポート校正には、ショート-オープン-負荷-スルー (SOLT) とスルー-反射-ライン (TRL) の2つの基本タイプがあります。名称は、校正処理で使用する標準の種類から付けられています。

ネットワーク・アナライザの同軸ポートにおける校正は、ネットワーク・アナライザおよびフィクスチャの前にあるケーブルやアダプタの影響をすべて除去しますが、フィクスチャ自体の影響には対応しません。インフィクスチャ校正は望ましいものの、デバイスの希望の測定面でシステムの従来のフル2ポート校正を可能にする高品質のSOLT標準は、簡単に入手できません。マイクロストリップでは、ショート回路は誘電性で、オープン回路はエネルギーを放射します。また、高品質の純粋な抵抗性負荷を広い周波数レンジにわたって生産するのは困難です。TRL2ポート校正は、従来のSOLTフル2ポート校正テクニックに代わるもので、マイクロストリップ環境におけるデバイス測定に対して、より単純で便利な標準を利用します。

ユーザは、どんな測定環境でも、実行する校正に対して校正標準を使用する必要があります。TRLの長所は、従来のSOLTフル2ポート校正では4つの標準が必要であるのに対し、3つの標準しか必要としないことです。また、T、RおよびL標準の特性評価のための条件はきびしくないので、これらの標準をより簡単に作成できます。

ネットワーク・アナライザ校正の詳細については、Application Note 1287-3『Applying Error Correction to Network Analyzer Measurements』を参照してください。

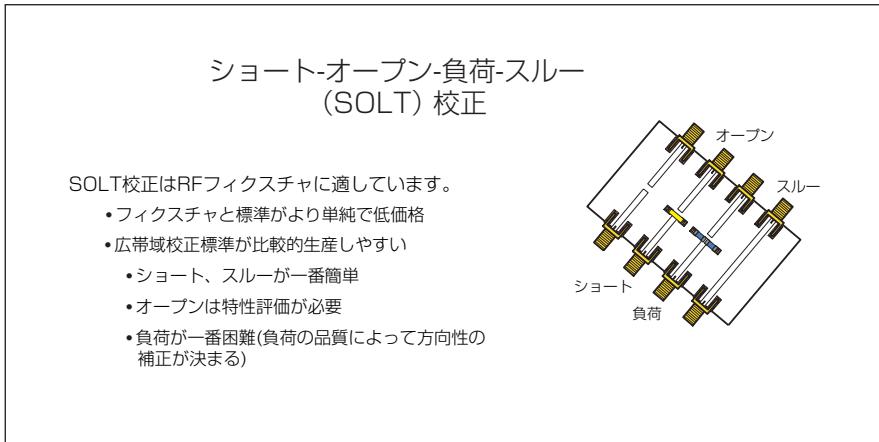


図10.

SOLT校正の校正標準の特性評価

ほとんどのネットワーク・アナライザには、各種校正標準の特性を記述した標準校正キットの定義ファイルがすでに内蔵されています。これらの校正キットの定義は、コンポーネントや回路測定に使用される主なタイプの同軸コネクタ(N型、7 mm、3.5 mm、2.4 mmなど)をカバーしています。ほとんどの高パフォーマンス・ネットワーク・アナライザでは、校正標準の定義を変更できます。インフィクスチャ校正標準が同軸標準と同じ属性を持つことは稀であるため、特にフィクスチャ・ベースの測定にはこの機能が重要です。フィクスチャで使用される校正標準などのカスタム校正標準では、ユーザが標準を特性評価し、定義をネットワーク・アナライザに入力する必要があります。正確な測定を行うには、校正キット定義が実際の標準に合致していなければなりません。インフィクスチャ校正標準の定義は、カスタム・ユーザ定義校正キットとしてアナライザにストアできます。

校正標準の記述には多くの特性が使用されますが、ほとんどのフィクスチャ・アプリケーションでは、変更が必要となる特性はわずかだけです。適切に設計されたPCBフィクスチャの場合、特性評価する必要があるのはオープン標準のプリジ容量とショートの遅延だけです。

ショートの特性評価

理想ショートは、電気的に位相シフト180度の单一反射として定義されます。すべての入射エネルギーは、反射してソースに戻り、基準とは完全に位相がずれます。1本のコンダクタからグランドへの単純なショート回路は、良好なショート標準となります。たとえば、ショートは、マイクロストリップ伝送ラインの端における、グランドへのわずかなバイアス(めっきしたスルーホール)でもかまいません。コプレナ伝送ラインを使用する場合、ショートは両方のグランド面に行きます。

ショートのインダクタンスを減らすには、長くなりすぎないようにします。良好なRFグランドは、信号トレースの近くになければなりません。ショートがDUTの接触面にはない場合は、(電気的遅延の点から)オフセット長をユーザ定義校正キットの一部として挿入することができます。

オープンの特性評価

オープン標準は、通常、未終端の伝送ラインとして実現されます。理想オープンは、電気的に位相シフトのない单一反射として定義されます。しかしながら、オープンの実際のモデルには、フリンジ容量によるいくつかの位相シフトがあります。

オープンのキャパシタンスの決定方法

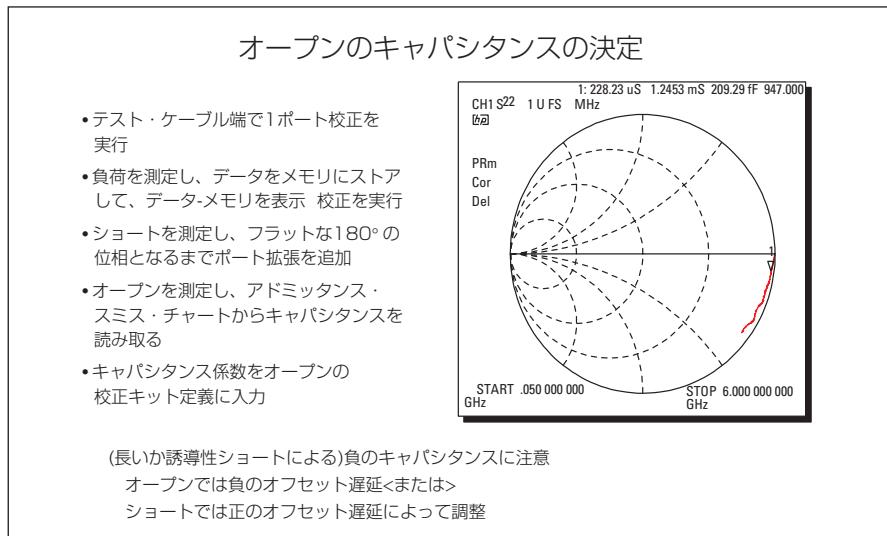


図11.

フリンジ容量を決める必要があるのは、約300 MHzを超える場合だけです。フリンジ容量は以下の手順で測定できます。

1. テスト・ケーブルの端で1ポート校正を実行します。フィクスチャと互換性のあるコネクタ・タイプを使用してください。たとえば、SMAコネクタを用いるフィクスチャの場合、APC 3.5mm標準を使用します。
2. フィクスチャを接続し、負荷標準を測定します。このデータは、メモリにストアされ、表示が" data minus memory"に変わります。このステップによってフィクスチャ・コネクタの反射が差し引かれるので(コネクタ間の整合性が良好であると仮定した場合)、オープンだけを特性評価できます(その他に、タイム・ドメイン・ゲーティングを使ってコネクタの影響を除去する方法もあります)。

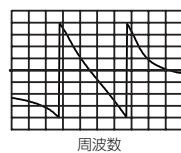
3. ショート標準を測定します。ポート・エクステンションを設定して、フラットな180度の位相応答が得られるようにします。ポート・エクステンションの値を微調整するには、トレースの位相オフセット値を180度に設定し、度/目盛りスケールを拡大します。不整合と方向性反射によってリップルが生じるため、一番フラットなトレースを自分で判断するか、マーカ統計値を使用してください(平均値をゼロに設定します)。
4. ネットワーク・アナライザの表示形式をスマス・チャート、マーカ機能をスマス・チャート形式G+jB(アドミッタンス)に設定してから、オープン標準を測定します。これにより、マーカは、インピーダンス・スマス・チャートのR+jXのかわりにG+jBを表示します。フリンジ容量は、直列素子でなく並列素子としてモデル化されているため、アドミッタンスを使用する必要があります。フリンジ容量(通常0.03~0.25 pF)は、トレース・マーカを用い、目的の周波数で直接読み取ることができます。RFでは、单一キャパシタンス値(Co)は、オープンの校正キット定義に適しています。キャパシタンスは周波数と共に変化するので、单一キャパシタンス値が適切でない場合があります。これは、マイクロ波周波数レンジに広がる測定にあてはまります。キャパシタンスが周波数によつて変化するので、3 GHzを超える周波数ではTRL/LRM校正の方が適しています。

フリンジ容量を測定するとき、ショート標準の電気長がオープン標準より長いと問題が発生します。オープン回路の測定インピーダンスは、負のコンデンサとして現れます。スマス・チャートでは、逆方向(反時計回り)に回転するトレースによって示されます。この問題は、電気的に長いショート標準を180度位相基準として使用したために起こります。電気的に短いオープンは、正の位相を持つように見えます。この問題を解決するには、位相が単調な負になるまでポート・エクステンションを減らします。オープンのモデルは、通常の(正の)キャパシタンス値を持つようになります。オープン標準の定義に含める必要がある負のオフセット遅延の値は、単に、減少させたポート・エクステンションの値(たとえば、ショートとオープンとの間のポート・エクステンション値の差)です。実質的に、現在は、ショートに基準面を設定しています。別の方針として、オープンのオフセット遅延をゼロに設定し、ショート標準のモデルにわずかな正のオフセット遅延を追加することができます。これにより、オープンに実効基準面が設定されます。

ポート・エクステンション

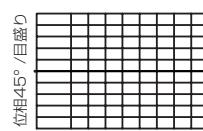
- ネットワーク・アナライザのポート・エクステンション機能によって、位相応答のリニア部分を除去
- フィックスチャの追加電気長に対応
- 損失または不整合を補正しない
- 以下から不整合が発生
 - ランチ
 - 伝送ライン・インピーダンスのばらつき

ポート・エクステンション
を使用しないときのフィクスチャ応答



周波数

ポート・エクステンション
使用後は、フィックスチャの
位相応答がフラット



周波数

図12.

負荷の特性評価

理想的な負荷は入射信号を反射しないので、広い周波数レンジにわたって完全な終端が得られるはずです。「しかし実際の標準では、特に非同軸の場合、ある周波数で常に反射が起きるので、理想的負荷に近似させることができるだけです。」

RFでは、標準表面実装抵抗を使って良好な負荷を構築できます。通常、1個の 50Ω 抵抗ではなく2個の 100Ω 抵抗を並行に使って、寄生インダクタンスを半分に減らしています。たとえば、0805サイズSMT抵抗の直列インダクタンスは約 1.2 nH 、並行キャパシタンスは 0.2 pF です。2個の並行 100Ω 抵抗は、1個の 50Ω 抵抗より、 20dB 近く整合性が改善します。

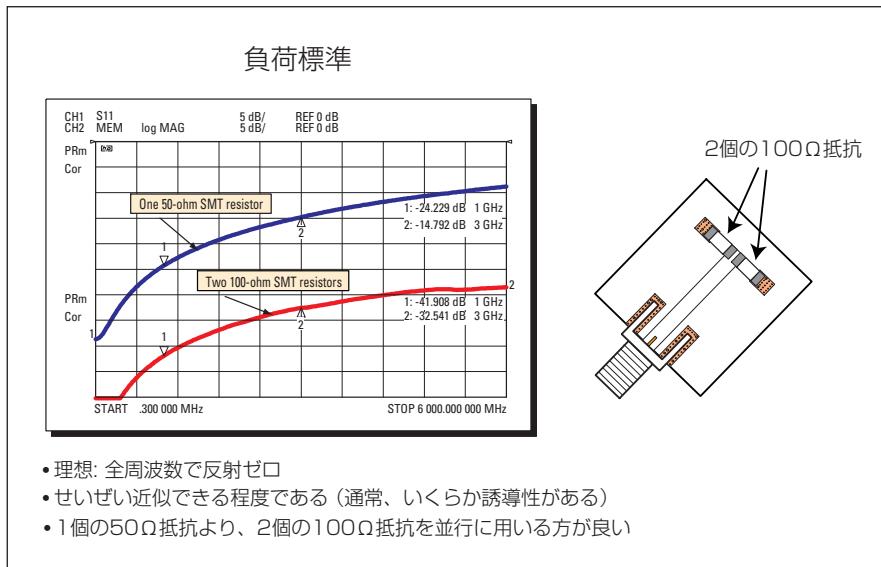


図13.

スルーの特性評価

スルー標準は、通常、フィクスチャ上の2個の同軸コネクタ間の単純な伝送ラインです。良好なスルーは、コネクタ・ランチにおける不整合が小さく、スルー全体にわたってインピーダンスが一定に保たれています(これは、一般にPCBスルーアテはまることです)。スルーのインピーダンスは、その他の標準で使用される伝送ラインのインピーダンスと合致させます(すべて50Ωにします)。

図14に示すPC基板には伝送ライン用のスペースがあり、ここにDUTをはんだ付けします。ラインの各半分を合わせた全体の電気長をスルーアテの電気長と等しくしたいので、PCBは、DUTの長さだけ広げる必要があります。

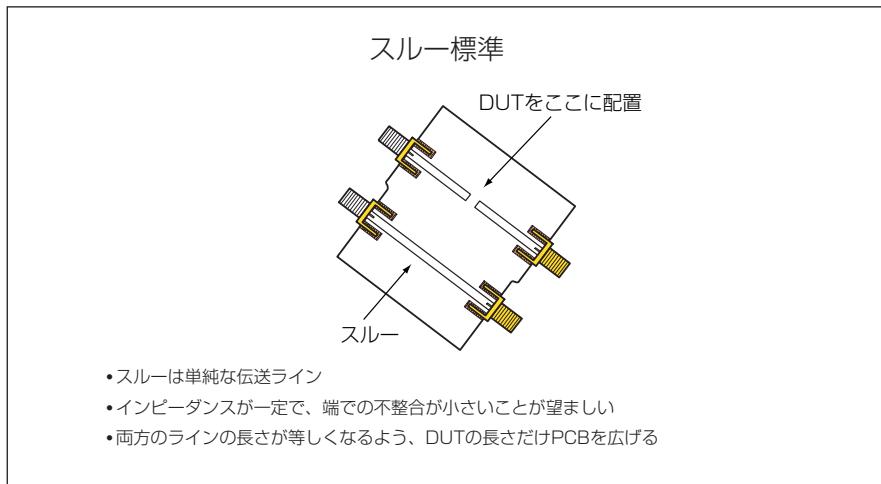


図14.

正しく設計されたPC基板フィクスチャでは、ショート(またはオープン)は、校正面をフィクスチャの中央に定義します。これは、スルーアテの長さがゼロになることを意味します(通常、製造で使用されるフィクスチャにはあてはまりません)。製造では、校正標準セットが1個のフィクスチャに挿入されます)。長さがゼロであるため、スルーアテの損失や位相シフトを特性評価する必要がなくなります。

TRL/LRM校正

TRLの用語

TRL、LRL、LRM、TRMの文字は、使用される標準に応じて入れ替わります。たとえば、LRLは、2個のラインと1個の反射標準が使用されていることを、TRMは、スルー、反射、整合標準が使用されていることを示します。これらはすべて、同じ基本手法に関係しています。

TRL*/LRM*校正の動作方法

TRL*/LRM*校正は、3サンプラー・レシーバ・アキテクチャを持つネットワーク・アライザで使用されます。TRL*/LRM*校正は、個別インピーダンス標準のセットではなく、単純な伝送ラインの特性インピーダンスに基づいています。(マイクロストリップなどでは)伝送ラインは比較的作成しやすいので、これらのラインのインピーダンスは、物理的寸法とサブストレートの誘電率から決定できます。

TRL*誤差モデル

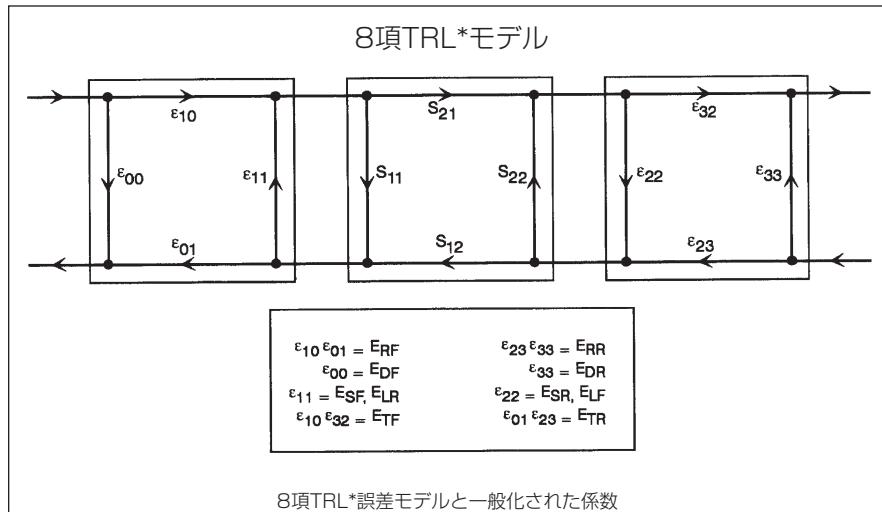


図15.

TRL* 2ポート校正の場合、合計10回の測定を実行して、8個の未知の項の数値を求める(2個のアイソレーション誤差の項は含まれません)。2個の伝送リーケージ項EXFとEXRは、従来のテクニックを使って測定されていると仮定します。この誤差モデルは従来のフル2ポート12項モデルとは少し異なりますが、従来の誤差の項はこのモデルから導出できます。たとえば、順方向反射トラッキング(ERF)は、 ϵ_{10} と ϵ_{01} の積によって表されます。また、順方向ソース・マッチ(Esf)と逆方向ロード・マッチ(Elr)は、両方とも ϵ_{11} によって表され、逆方向ソース・マッチ(Esr)と順方向ロード・マッチ(Elf)は、両方とも ϵ_{22} によって表されます。これら8個の未知のTRL*誤差項を解くために、8個の1次独立方程式が必要となります。

TRL* 2ポート校正処理の最初のステップは、フル2ポート校正の伝送ステップと同じです。スルー・ステップの場合、テスト・ポートは、直接互いに接続されるか(ゼロ長スルー)、短い伝送ラインで接続されます(非ゼロ長スルー)。4つのSパラメータをすべて測定することにより、伝送周波数応答とポート整合を両方向で測定しています。

反射ステップの場合、同一の高反射係数標準(通常、オープンまたはショート回路)を各テスト・ポートに接続して測定します(S11およびS22)。

ライン・ステップの場合、短い伝送ライン(スルーと長さが異なる)をポート1とポート2の間に挿入し、再び4つのSパラメータをすべて測定することにより、周波数応答とポート整合を両方向で測定します。

合計で10回の測定を行い、10個の独立方程式を得ます。ただし、TRL*誤差モデルで解を求める誤差の項は8個だけです。ライン標準の特性インピーダンスが測定基準となるので、特性インピーダンスが理想的である(既知であり、正確に定義されている)と仮定する必要があります。

この時点では、順方向と逆方向の方向性(EDFおよびEDR)、伝送トラッキング(ETFおよびETR)、反射トラッキング(ERFおよびERR)項は、TRL*誤差項から導出されます。したがって、残りはアイソレーション(EXFおよびEXR)、ソース・マッチ(EsfおよびESR)、ロード・マッチ(ELFおよびELR)の項です。

アイソレーション

アイソレーション項(EXFおよびEXR)を解くには、さらに2回の測定が必要となります。アイソレーションは、フル2ポート校正と同じ方法で特性評価します。順方向と逆方向のアイソレーションは、それぞれのポートを終端した状態でのポート1からポート2への漏れ(クロストーク)として測定します。アイソレーションの校正は、(70 dBを超える)高損失デバイスを測定するときにだけ必要となります。

注記: アイソレーション校正を実行する場合、アイソレーション校正と測定の間、フィックスチャの漏れが同じでなければなりません。

ソース・マッチとロード・マッチ

TRL*校正は、 ϵ_{11} 項が順方向ソース・マッチ(Esf)と逆方向ロード・マッチ(ELR)の両方を表し、 ϵ_{22} 項が逆方向ソース・マッチ(ESR)と順方向ロード・マッチ(ELF)の両方を表すことからわかるように、完全に均衡がとれたテスト・セット・アーキテクチャを仮定しています。ただし、どのスイッチング・テスト・セットでも、ソース・マッチ項とロード・マッチ項が等しくなることはありません。これは、伝送スイッチがポート1とポート2の間で変化したときに、伝送スイッチが異なる終端インピーダンスを示すからです。

3サンプラー・レシーバ・アキテクチャに基づくネットワーク・アナライザの場合、ソース・マッチ項をロード・マッチ項と区別するのは不可能です。スイッチの終端インピーダンスは、どちらの方向でも同じであると仮定されるため、テスト・ポートの不整合を完全に補正することはできません。以下の仮定が行われています。

$$\text{順方向のソース・マッチ} (\text{ESF}) = \text{逆方向のロード・マッチ} (\text{ELR}) = \varepsilon_{11}$$

$$\text{逆方向のソース・マッチ} (\text{ESR}) = \text{順方向のロード・マッチ} (\text{ELF}) = \varepsilon_{22}$$

フィクスチャに対して、TRL*は、フィクスチャの損失と長さの影響を取り除くことができますが、フィクスチャの不整合による影響を完全には除去しません。これは、4サンプラー・レシーバ・アキテクチャを備えた測定器によって使用される純粋なTRLテクニックとは対称的です。

注記: TRLテクニックは伝送ラインの特性インピーダンスに依存しているので、数学的に等価な手法であるLRM*(ライン-反射-整合)をTRL*の代わりに使用できます。整合性の良い終端とは本質的に無限長の伝送ラインであるため、低(RF)周波数校正に適しています。低周波用の長いライン標準を実現するのは、物理的に不可能です。

真のTRL/LRMの動作方法 (4サンプラー・レシーバ・アキテクチャのみ)

TRL*の場合は合計12の測定だけでしたが、4サンプラー・レシーバ・アキテクチャによるTRLインプリメンテーションでは、合計14回の測定を行い、10個の未知の項の値を求める必要があります(両方とも2個のアイソレーション誤差項を含みます)。

4サンプラー・レシーバ・アキテクチャなので、スルーおよびライン・ステップ中に2つの基準レシーバの比を測定し、ソース・マッチ項とロード・マッチ項を更に補正することができます。これらの測定では、スイッチおよび関連するハードウェアのインピーダンスが、順方向と逆方向の両方の測定構成で特性評価されます。次に、この測定を使って、対応するソース・マッチおよびロード・マッチ項を(順方向と逆方向の両方に)修正します。

TRLと4サンプラー・レシーバ・アキテクチャ構成は、インフィクスチャ測定のときに、TRL*より高いパフォーマンスの校正手法を実現します。これは、重要な誤差項がすべて系統的に減少するからです。TRL*の場合は、信号源およびロード・マッチ項が、本質的にハードウェアの生の、補正されていないパフォーマンスとなります。

TRL*/LRM*校正の生のソース・マッチとロード・マッチの改善

生のテスト・ポート不整合を改善するためのテクニックとして、高品質の固定アッテネータをできるだけ測定面の近くに追加する方法があります。固定アッテネータのリターン・ロスは、通常、ネットワーク・アナライザのリターン・ロスよりも良いので、システムの実効整合が改善されます。さらに、アッテネータは、反射信号をアイソレートします。アッテネータによって、ポートのソース・マッチとロード・マッチの差も小さくなり、誤差の項がより均一になります。

アッテネータが適切な場所にあればシステムの実効ポート整合が改善されるため、フィクスチャの遷移自体の不整合が、校正後の測定誤差の中心となります。

デバイスにバイアスが必要な場合は、固定アッテネータとフィクスチャとの間に外部バイアス・ティーを追加する必要があります。アナライザの内部バイアス・ティーは、外部固定アッテネータを通して正しくバイアスをパスしません。適切な位置に外部バイアス・ティーを配置して(校正中はバイアスをかけずに)校正を行い、測定から外部バイアス・ティーの影響を取り除いてください。

バイアス・ティーはアッテネータの後ろに置く必要があるので、バイアス・ティーは本質的にフィクスチャの一部となります。したがって、測定に対するバイアス・ティーの不整合の影響は、アッテネータによって改善されません。

固定アッテネータはネットワーク・アナライザ・システムの生の不整合を改善しますが、測定の全体のダイナミック・レンジも劣化させます。

この校正後のシステムの実効不整合は、反射率の高いデバイスの反射測定に最も大きく影響します。同様に、良く整合性のとれたデバイスの場合、不整合の影響は無視することが可能です。これは、以下の近似式で示すことができます。

$$\text{反射の大きさの不確かさ} = ED + ER S_{11} + ES(S_{11})^2 + EL S_{21} S_{12}$$

$$\text{伝送の大きさの不確かさ} = EX + ET S_{21} + ES S_{11} S_{21} + EL S_{22} S_{21}$$

ここで:

ED = 実効方向性

ER = 実効反射トラッキング

ES = 実効ソース・マッチ

EL = 実効ロード・マッチ

EX = 実効クロストーク

ET = 実効伝送トラッキング

S_{xx} = 被測定デバイスのSパラメータ

TRL校正

TRL標準の必要条件

マイクロストリップまたはフィクスチャ環境用のTRL標準セットを構築するとき、これらの標準タイプそれぞれが、以下の必要条件を満たす必要があります。

タイプ	必要条件
THRU (ゼロ長)	損失がないこと。特性インピーダンス (Z_0) が既知である必要はありません。 $S_{21} = S_{12} = 1 \angle 0^\circ$ $S_{11} = S_{22} = 0$
THRU (非ゼロ長)	スルーの Z_0 がラインと同じでなければなりません(同じでない場合、平均インピーダンスが使用されます)。 スルーの減衰量が既知である必要はありません。 基準面の設定にスルーを使用する場合、挿入位相または電気長が既知で、指定されている必要があります。 非ゼロ長スルーがゼロ遅延を持つように指定されている場合、基準面は、スルーの中央に確立されます。

タイプ	必要条件(続き)
REFLECT	反射係数(Γ)の最適な大きさは1.0ですが、既知である必要はありません。
	Γ の位相が既知で、 $\pm \frac{1}{4}$ 波長すなわち $\pm 90^\circ$ 以内に指定されている必要があります。誤差モデルの計算中、2次方程式の解における根の選択は、反射データに基づいています。定義の誤差は、測定された位相では 180° 誤差として現れます。 Γ は、両方のポートで同じでなければなりません。基準面の設定に反射を用いる場合、位相応答は、既知で、指定されている必要があります。
LINE/MATCH (LINE)	<p>ラインのZ_0が測定の基準インピーダンスを確立します(すなわち$S_{11} = S_{22} = 0$)。校正インピーダンスは、ラインのZ_0と同じになりますように定義します。Z_0が既知であるものの希望の値でない場合(すなわち50Ω)に等しくない場合)、TRL/LRMオプション・メニューのSYSTEMS Z_0を使用します。</p> <p>ラインの挿入位相は、スルーと同じであってはいけません(ゼロ長または非ゼロ長)。スルーとラインの差は、$(20^\circ$および$160^\circ) \pm n \times 180^\circ$の間になければなりません。挿入位相が$0^\circ$に近いか$180^\circ$の整数倍になると、測定の不確かさは大幅に増大します。</p> <p>最適なライン長は、希望の周波数スパンの中央にあるスルーに対して、$\frac{1}{4}$波長、すなわち挿入位相の90°です。</p> <p>1個のスルー/ライン対に使用可能な帯域幅は、8:1(周波数スパン:スタート周波数)です。</p> <p>複数のスルー/ライン対(Z_0は同じであると仮定)を使って、帯域幅を伝送ラインが使用可能な範囲まで拡大することができます。</p> <p>ラインの減衰量が既知である必要はありません。</p> <p>挿入位相が既知で、$\pm \frac{1}{4}$波長すなわち$\pm 90^\circ$以内に指定されている必要があります。</p>
LINE/MATCH (MATCH)	<p>整合のZ_0は、測定の基準インピーダンスを確立します。</p> <p>Γは、両方のポートで同じでなければなりません。</p>

TRL/LRMの校正標準の作成と定義

ネットワーク・アナライザを校正するとき、実際の校正標準の物理特性は既知でなければなりません。反射標準の場合、物理特性には、電気遅延のオフセット(秒)と損失(Ω /遅延の秒数)が含まれます。特性インピーダンスOFFSET = Z0は、計算では使用しません。これは、特性インピーダンスがライン標準によって決まるからです。最適な反射係数の大きさは1.0ですが、両方のポートに同じ大きさの反射係数を適用する必要があるため、既知である必要はありません。

スルー標準は、長さゼロまたは既知の長さの伝送ラインです。長さの値は、反射標準の場合と同様、電気的遅延に変換する必要があります。損失項の指定も必要です。

ライン標準は、スルー標準のラインの長さと関係した、特定の周波数関連基準に適合している必要があります。特に、ラインの挿入位相が、スルーと同じであってはいけません。最適なライン長は、目的の中心周波数にあるゼロ長スルーに対して $1/4$ 波長(90°)、目的の周波数レンジに対して位相差 $20^\circ \sim 160^\circ$ です(注記: これらの位相値が $\pm N \times 180^\circ$ となる可能性があります。ここでNは整数です)。2本のラインを使用する場合(LRL)、2本のラインの電気長の差をこれらの最適化条件に適合させる必要があります。挿入位相が0に近いか 180° の整数倍になると、測定の不確かさが大幅に増大するので、この条件は推奨しません。

目的の周波数レンジでリニアな位相を示す伝送媒体の場合、以下の式を使って、中心周波数(スタート周波数とストップ周波数の合計を2で割った値と等しくなります)で $1/4$ 波長となる最適なライン長を決めることができます。

$$\text{電気長 (cm)} = (\text{LINE - O長THRU})$$

$$\text{電気長 (cm)} = \frac{(15000 \times VF)}{f1 (\text{MHz}) + f2 (\text{MHz})}$$

ここで:

$$f1 = 1000 \text{ MHz}$$

$$f2 = 2000 \text{ MHz}$$

$$VF = ベロシティ \cdot ファクタ = 1 \text{ (この例の場合)}$$

したがって、最初にチェックする長さは5 cmです。

次に、以下の式を使って、f1とf2における挿入位相を確認します。

$$\text{位相(度)} = \frac{(360 \times f \times l)}{v}$$

ここで:

f = 周波数

l = ラインの長さ

v = 速度 = 光の速度 × ベロシティ・ファクタ

周波数(単位MHz)と長さ(単位cm)を使うと、以下のような簡単な式に変換できます。

$$\text{位相(度)の近似値} = \frac{0.012 \times f(\text{MHz}) \times l(\text{cm})}{VF}$$

したがって エアライン(ベロシティ・ファクタが約1)の場合、5cmラインの挿入位相は、1000 MHzで60°、2000 MHzで120°です。このラインは、適したライン標準となります。

マイクロストリップやその他の作成された標準の場合、ベロシティ・ファクタが重要です。この場合、位相の計算値をベロシティ・ファクタで割る必要があります。たとえば、サブストレートの誘電率が10、マイクロストリップの対応する実効誘電率が6.5の場合、実効ベロシティ・ファクタは0.39になります(1÷6.5の平方根)。

最初の式にベロシティ・ファクタ0.39を代入すると、テストする初期長は1.95 cmとなります。この長さは、1000 MHzで60°、2000 MHzで120°の挿入位相を提供します(最初の式を使用するときにベロシティ・ファクタを考慮しているため、挿入位相はエアラインと同じになるはずです)。

この例を取り上げたのは、低周波でTRLを使って校正を行うときの潜在的な問題を示すためでもあります。たとえば、1/4波長では

$$\text{長さ(cm)} = \frac{7500 \times VF}{fc}$$

ここで:

fc = 中心周波数

したがって、50 MHzでは:

$$\text{長さ(cm)} = \frac{7500}{50(\text{MHz})} = 150 \text{ cm} \text{ すなわち } 1.5 \text{ m} \text{ となります。}$$

このようなライン標準は、作成が難しいばかりでなく、その長期的安定性と使い勝手にも問題があります。

したがって、低周波あるいは広帯域測定では、整合すなわち終端を作成する方がより実用的です。終端は、本質的に無限長の伝送ラインであるため、数学的にTRLモデルと合致し、TRM校正と呼ばれることがあります。TRM校正テクニックはTRLと関連性がありますが、違いとして、特性インピーダンスを測定する際の3番目の測定標準が、TRMでは伝送ラインでなく整合されたZ₀終端となります。TRLスルー標準と同様、TRMスルー標準は、ゼロ長でも非ゼロ長でもかまいません。TRLに使用されるスルーおよび反射標準の規則が、TRMにも適用されます。

TRMには固有の周波数カバレージ制限がないので、一部の測定条件ではTRMが便利です。さらにTRLではスルー標準とライン標準の物理長を変える必要があるので、フィックスチャの接点が各標準から一定の距離にある場合、TRLを使用するのは非実用的です。

TRL/LRMの校正定数の変更方法、およびTRLまたはLRM校正の実行方法の詳細については、ネットワーク・アライザのユーザーズ・マニュアルの「Optimizing Measurement Results」を参照してください。

TDRを使ったフィクスチャと標準の特性評価

タイムドメイン・リフレクトメトリ(TDR)は便利なツールです。容量性の不整合と誘導性の不整合を区別し、非 Z_0 伝送ラインを見ることができます。TDRを使えば、フィクスチャと校正標準の反射の大きさと反射までの距離がわかります。フィクスチャの設計と作成を終了したら、TDRを使って反射がどれだけ減少したかを効率的に評価できます。

TDRを使ったフィクスチャと標準の特性評価

- TDRとは
 - タイムドメイン・リフレクトメトリ
 - インピーダンス対時間で解析
 - 誘導性の伝送と容量性の伝送を区別
- ゲーティングの使用?
 - トランジションの解析
 - 標準の解析

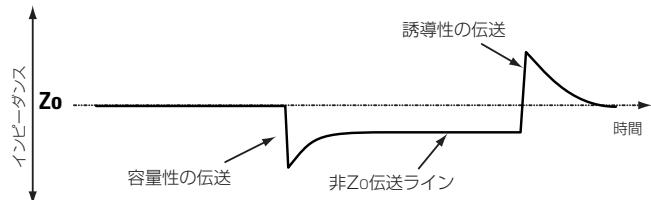


図16.

ベクトル・ネットワーク・アナライザを使ったTDR測定では、まず、周波数ドメインで広帯域掃引を行います。逆フーリエ変換を使って周波数ドメインのデータをタイム・ドメインに変換し、TDR測定値を得ます。距離分解能は、測定の周波数スパンと反比例します。周波数スパンが広くなるほど、分解可能な距離は小さくなります。この理由から、各種伝送を解析するために十分な分解能を得るには、通常、フィクスチャ上でマイクロ波測定を実行する必要があります。

ネットワーク・アナライザを使ったTDR測定の基本

- 最初に広帯域周波数掃引を実行
(しばしばマイクロ波VNAが必要)
- 逆FFTを使ってタイム・ドメインを計算
- 分解能は周波数スパンに反比例

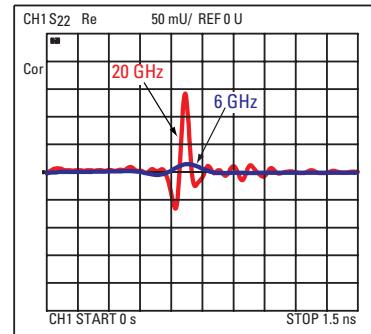


図17.

たとえば、必要な分解能を得るには、3 GHzで使用するように設計されたフィクスチャを、0.05 GHz～20 GHzまたは40 GHzの周波数スパンで測定する必要があります。

タイム・ドメイン・ゲーティング

- TDRまたはゲーティングによって、広帯域デバイス（負荷やスルーなど）および広帯域フィックスチャだけに有用な不要な反射を除去可能
- DUTだけ含むようにゲートを定義
- テスト・ケーブルの端で
2ポート校正を使用

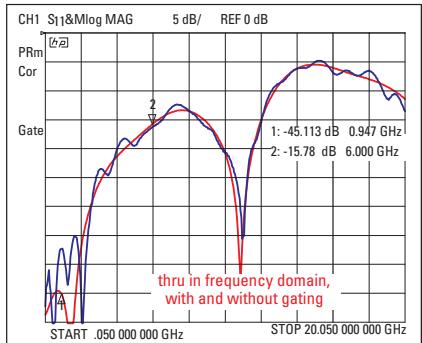
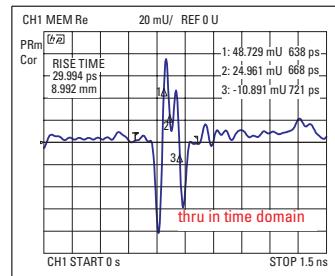


図18.

十分な距離分解能があれば、コネクタの反射を校正標準の反射と独立して観察できます。タイム・ドメインでは、フィックスチャの各種セクションをアイソレートし、周波数ドメインにおける影響を見ることができます。たとえば、コネクタ・ランチャーだけ（校正標準の反射からの干渉がない状態）、あるいは校正標準だけを見るように選択できます。

図18に、製造用のフィックスチャで使用されるスルー標準のパフォーマンスを示します。左のタイム・ドメイン・プロットは、スルーの入力と出力における重要な不整合を示します。右のプロットは、ゲーティングがある場合とない場合の周波数ドメインにおけるスルーのパフォーマンスを示します。タイム・ドメイン・ゲーティングを用いると、(947 MHzにおいて) リターン・ロスが約7dB改善し、スルーのリターン・ロスは約45 dBとなります。ゲート測定によって、スルー標準をより正確に特性評価できます。

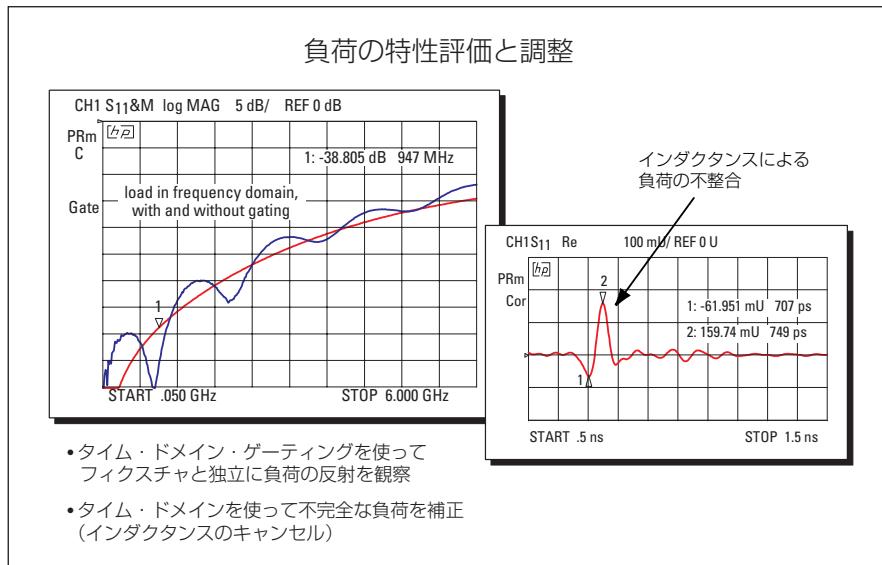


図19.

タイム・ドメイン・ゲーティングは、負荷のパフォーマンスを評価するための非常に便利なツールです。十分な距離分解能が得られれば、フィクスチャの応答を取り除き、負荷標準による反射だけを見ることが可能です(マイクロ波ベクトル・ネットワーク・アナライザを使用する必要があります)。左のプロットの滑らかなトレースは、負荷標準のゲートされた応答を示します。1 GHzで約38 dB、2 GHzで約30 dBの代表整合を持っています。右側のプロットでは、負荷標準は、いくらかの誘導性を示しています(これは代表性能です)。

負荷標準を調整して、反射応答を劣化させる寄生特性を補正することが可能です。タイム・ドメイン・ゲーティングは、どの補正が適切か判断するための優れたツールです。たとえば、少量のキャパシタンスを追加すると負荷標準のインダクタンスの一部がキャンセルされるという効果が、タイム・ドメインと周波数ドメインの両方で見られます。

フィックスチャ上のコネクタ

- ・コネクタ・ランチャーの遷移によって不整合による反射が発生
- ・校正標準をフィックスチャに挿入すると、コネクタ整合が除去
- ・各校正標準にコネクタがある場合、整合性の重要度が増加

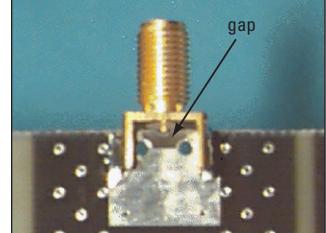
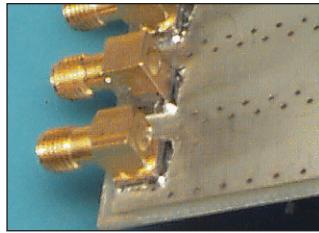


図20.

PCBベースのフィックスチャを使用するときは、コネクタトランジションのパフォーマンスが重要であり、コネクタ間の整合性がクリティカルです。フィックスチャで複数のコネクタを使用するとき(各校正標準に対して1対)にコネクタの不整合の影響を減らすには、コネクタとフィックスチャへの機械的取り付けとの間に整合性がなければなりません。コネクタのパフォーマンスと再現性の両方を解析するには、タイム・ドメイン測定が便利です。図21を参照してください。

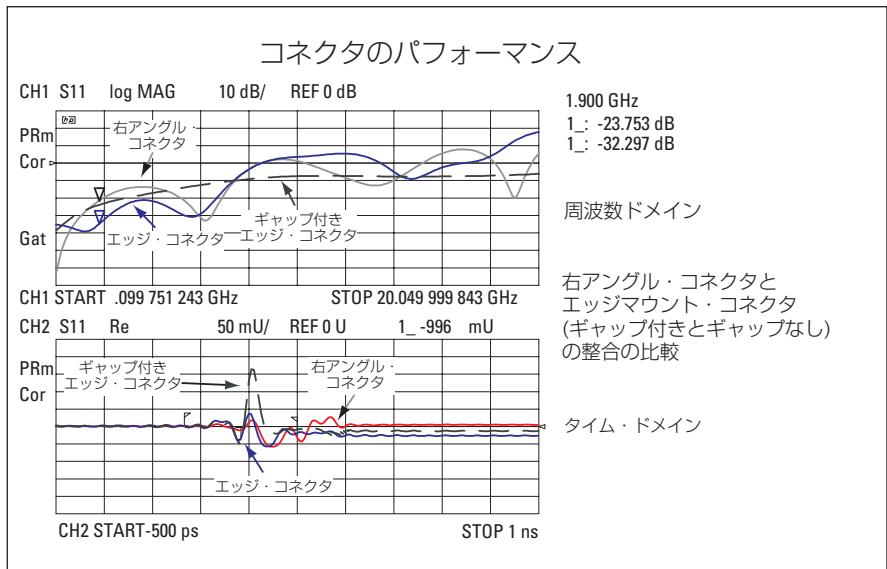


図21.

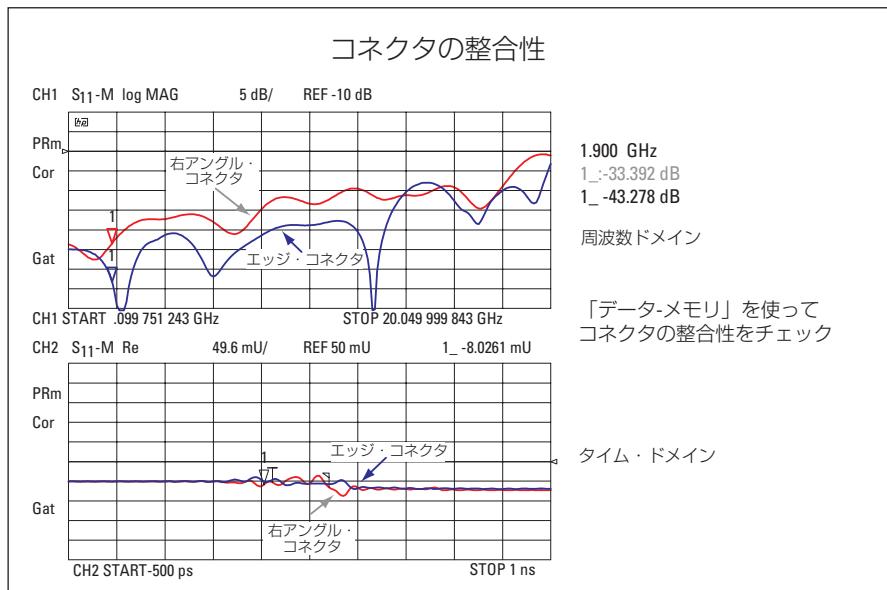


図22.

タイム・ドメイン測定とゲーティング機能の使用の詳細については、使用するネットワーク・アナライザのユーザ・ガイドを参照してください。

能動部品のバイアス

能動部品のインフィクスチャ測定を実行するには、RF信号と共にDCバイアスを供給する必要があります。従来から、トランジスタのテストにバイアスが必要となるときは、メインRF信号経路で外部バイアス・ティーが使用されました。ほとんどのベクトル・ネットワーク・アナライザが内部バイアス・ティーを装備していますが、この方法は、今日でも有効です。

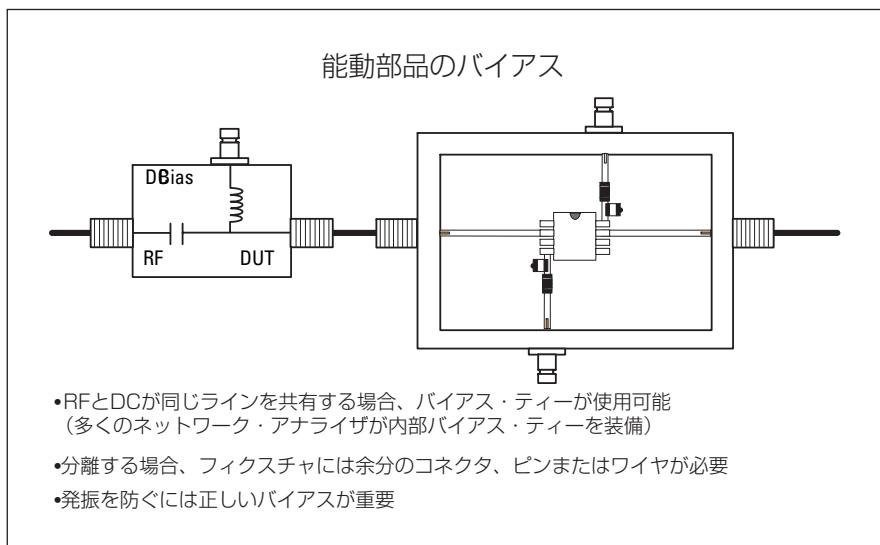


図23.

多くのパッケージ化されたアンプやRFICでは、DCパワーを個別のピンに供給する必要があります。これは、フィクスチャが、必要なバイアスのためのコネクタ、DCフィードスルー、ワイヤ、またはピンを提供する必要があることを意味します。これらのバイアス接続は、低DCインピーダンスである必要があります。個別素子はフィクスチャ上のDUT付近に直接置けば、適切なRFバイパスやDC供給ピンのアイソレーションが得られます。RF信号が供給ラインと結合すると、一部のアンプが発振するので、優れたRFバイパス・テクニックが不可欠です。

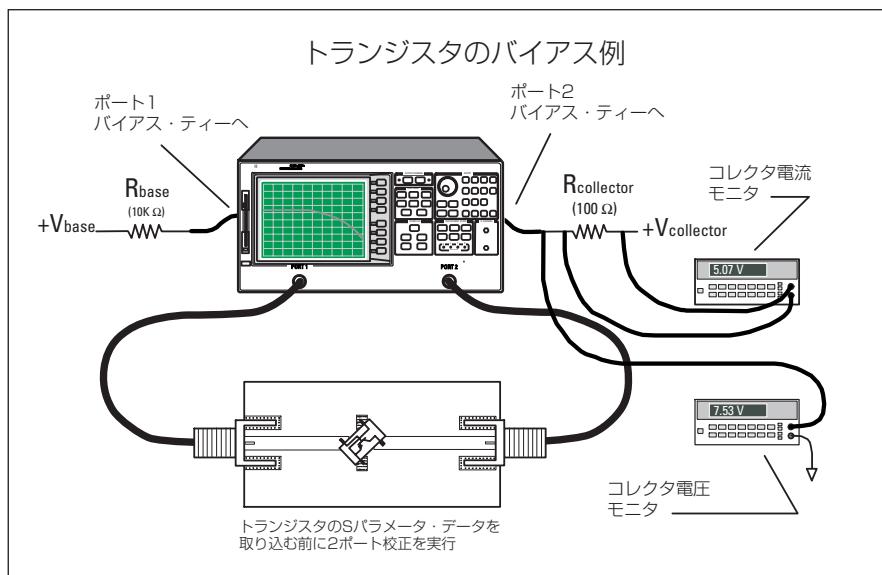


図24.

これは、トランジスタにどのようにバイアスを供給するかの例です。電源は示されていませんが、電源を $+V_{base}$ および $+V_{collector}$ ノードに接続します。 $+V_{base}$ は、コレクタ電流を制御し、 $+V_{collector}$ は、トランジスタのコレクタ-エミッタ電圧を制御します。ベース抵抗の場合はかなり大きな値(10kΩなど)を使って、電圧調整の感度を高くしすぎないことが重要です。2個のデジタル電圧計を使ってコレクタ電流とコレクタ-エミッタ電圧を同時にモニタすると便利です。

アジレント・テクノロジー株式会社
本社 〒192-8510 東京都八王子市高倉町9-1

結論

ここでは、ベクトル・ネットワーク・アナライザを使ったコンポーネントのインフィクスチャ・テストの基本原理について説明しました。フィクスチャは、市場で入手可能な場合と、設計と構築が必要な場合があります。Inter-Continental Microwaveは、長年テスト・フィクスチャの設計、製造を手がけるヒューレット・パッカード社のチャネル・パートナーです。Inter-Continental Microwaveのテスト・フィクスチャは、アジレント・テクノロジーネットワーク・アナライザと互換性があります。

Inter-Continental Microwaveの連絡先:

Inter-Continental Microwave
1515 Wyatt Drive
Santa Clara, Ca 95054-1586
Tel: (408) 727-1596
Fax: (408) 727-0105
Fax-on-Demand: (408) 727-2763
Internet: www.icmicrowave.com

日本代理店
(有) 日本アイ・シー・エム
〒192-0034 東京都八王子市大谷町41-1
TEL/FAX : (0426)45-3391

フィクスチャの設計と構築が必要な場合、校正キットの係数変更の詳細については、該当するネットワーク・アナライザのユーザ・マニュアルを参照してください。校正キットの係数の変更処理を簡略化するシェアウェア・プログラムは、www.vnahelp.comで入手できます。

計測
お客様窓口

受付時間 9:00~17:00
(土・日・祭日を除く)
※FAXは24時間受付け

TEL **0120-421-345**
(0426-56-7832)
FAX **0120-421-678**
(0426-56-7840)
E-mail:mac_support@agilent.com

電子計測ホームページ
<http://www.agilent.co.jp/find/tm>

- 記載事項は変更になる場合があります。
ご発注の際はご確認ください。



Agilent Technologies

Innovating the HP Way

5968-5329J
040001302-L/H