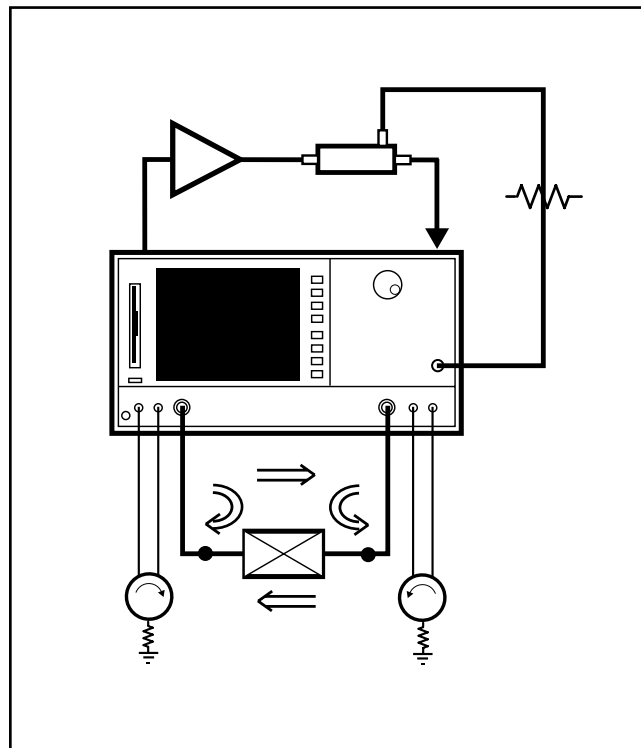


ネットワーク・アナライザによる ハイ・パワー・デバイスの評価

アプリケーション・ノート 1287-6J



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
ハイ・パワーとは	3
ハイ・パワー測定はなぜ注意が必要か？	4
ハイ・パワー・デバイス測定のためのネットワーク・アナライザの コンフィギュレーション	5
コンフィギュレーション1	6
コンフィギュレーション2	7
コンフィギュレーション3	9
コンフィギュレーション4	11
コンフィギュレーション5	12
コンフィギュレーション6	14
スペシャル・コンフィギュレーション	14
ソース・レベリング	15
パワー・メータ校正法によるソース・レベリング	15
外部レベリング法によるソース・レベリング	16
校正 — その目的とタイプ	17
最良の校正結果を得るためのヒント	17
ダイナミック確度	17
校正のためのパワー・レベルの決定	18
1信号レベルによる校正と2信号レベルによる校正	18
ハイ・パワー測定における共通の問題	19
AGC 付き増幅器	19
オン・ウエハ・デバイス (パルスド測定)	19
付 録	23
ネットワーク・アナライザ - 定義と能力	23
参考資料	27

はじめに

このアプリケーション・ノートは、ネットワーク・アナライザによるハイ・パワー・デバイスの線形および非線形特性測定について述べます。とくに、ネットワーク・アナライザ自信のパワー・ハンドリング限界による制約、ハイ・パワー測定コンフィギュレーション、確度改善のための配慮、ハイ・パワー測定上の共通の問題について言及します。

このアプリケーション・ノートの内容を最も有効に理解するためには、ネットワーク・アナライザおよびその測定について、基本的に理解しておくことが望まれます。そのために、巻末の付録に、ネットワーク・アナライザに関する技術資料が紹介されていますので、ご利用ください。

ハイ・パワーとは

パワー・デバイスの出力を考えたとき、移動体通信のような用途では1ワット(+30dBm)近辺をハイ・パワーと言い、レーダのような用途では1,000ワット(+60dBm)近辺を指します。このように、ハイ・パワーの大きさは用途によって大きく異なります。このアプリケーション・ノートでは、「ハイ・パワー」はコンプレッション・レベル以上を指し、また、標準のネットワーク・アナライザでは測定できないパワー・レベルを指します。言いかえると、標準のネットワーク・アナライザの能力を超えた出力を持つパワー・アンプあるいはアナライザの能力を超えたドライブ・レベルを必要とするデバイスはすべてハイ・パワー・デバイスとします。

ハイ・パワー測定はなぜ 注意が必要か？

ハイ・パワー測定には大きく分けて2つの注意が必要です。

1. ハイ・パワー・デバイスの測定は、ロー・パワー・デバイス測定技法と異なることもありますし、敢えて異なる技法を使うこともあります。
パルスド測定はその代表的なものです。パルスド測定はDUTのオーバー・ヒートを軽減する測定技法です。パワー・デバイス以外では、オーバー・ヒートの問題が殆どありません。したがって、複雑なパルスド測定は必要ありません。しかし、パワー・デバイスでは自己発熱による特性変化が問題になります。とくに、放熱システムが付いていないオン・ウェハ測定ではパルスドRF、パルスドDCバイアス測定が不可欠です。パルスド測定は、測定の瞬間だけバイアスおよび測定信号を印加しますので、自己発熱が極端に抑えられます。
2. ハイ・パワー測定には、特殊なネットワーク・アナライザ・コンフィギュレーションが必要です。代表的にはDUTの出力とアナライザの入力との間にアッテネータやカップラを挿入し、アナライザのレシーバ部を過大信号から保護することが挙げられます。また、DUTをドライブするレベルが足りないと、増幅器（ブースタ・アンプ）を追加して十分なドライブ・レベルが得られるように工夫します。校正および正確な測定を達成することは、付加された増幅器、アッテネータやカップラなどのために複雑かつ困難になります。付加された機器のために、ある手法の校正が使えなくなったり、大きく制約されることが多くあります。たとえば、逆方向の測定ができないことは、とくによくあることです。望ましい校正手法が制約されることがあるということは、最良の測定確度が得られないことがあることを意味します。

このアプリケーション・ノートは、「構築は容易、しかし確度や測定能力の面で譲歩」のシンプルなものから「複雑な構成、しかし高性能」のものまで、さまざまなコンフィギュレーションを紹介します。

ハイ・パワー・デバイス測定のためのネットワーク・アナライザのコンフィギュレーション

このノートでのハイ・パワー測定コンフィギュレーションは、ネットワーク・アナライザからの信号を必要に応じて増幅し、同時に、レシーバ、カップラ、スイッチなど内蔵コンポーネントを過大信号から保護しながら測定を可能にするように工夫されています。

最適なコンフィギュレーションを選ぶためには、DUTおよび必要な測定と確度についてははっきりとさせておく必要があります。本章では、必要なハードウェア、セットアップの仕方、校正の仕方、特長、制約などについて、コンフィギュレーションごとに述べます。

記載順序は、測定能力順です。一般に、測定能力が高いコンフィギュレーションは、より複雑です。最初に紹介するコンフィギュレーションはシンプルです。DUTドライブ信号をブーストするアンプが無く、標準のネットワーク・アナライザからの信号レベルで十分な場合を想定しています。他のコンフィギュレーションでは、ハイ・パワー入力を用意するためのブースタ・アンプ、ハイ・パワー出力を調節するアッテネータなどが含まれた複雑な構成もあります。

コンフィギュレーション 番号	複雑さ	可能なハイ・パワー測定				可能な校正	
		ブースタ・ アンプ	順方向 伝送のみ	順方向 伝送・反射	順方向/ 逆方向	フル 2ポート	レスポンス
1	低				X	X	X
2	低	X	X				X
3	中	X	X				X
4	中	X		X			X
5	高	X			X	X	X
6	高	X		X			X

コンフィギュレーション 1

セットアップと特長

コンフィギュレーションのまとめ

- シンプル
- ブースタ・アンプなし
- 順方向および逆方向の測定
- フル2ポートまたはレスポンス校正

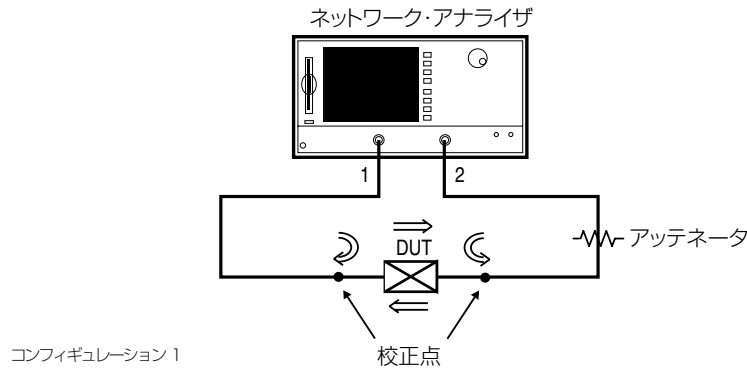
最も測定が簡単なハイ・パワー・デバイスは、ブースタ・アンプを必要としない高利得のデバイスで、その線形特性測定です。高利得は大出力を意味しますので、アナライザのレシーバを保護する工夫が必要です。そのために、一般にアッテネータやカプラがDUTとレシーバの間に挿入されます。カプラを使うときは、主アームの他端は特性インピーダンスの負荷で終端します。この負荷は、十分なパワー容量のものである必要があります。レシーバ入力に接続される補助アームの信号は小さくなります。たとえば、結合係数20dBのカプラの場合、補助アームの信号はパワーで1/100、電圧で1/10になります。

DUTの出力パワーおよびレシーバの許容入力レベルを把握し、その差から適当なアッテネータあるいはカプラを決定します。その他のコンポーネントもその信号レベルによって決定します。

コンフィギュレーション1は、順方向および逆方向の反射および伝送測定が可能です。つまり、Sパラメータ・テスト・セットがあればSパラメータ (S_{11} , S_{21} , S_{22} , S_{12}) の測定が可能です。

校正

前述のように、このセット・アップは順方向および逆方向の測定が可能ですので、最も正確なフル2ポート校正が適用できます。校正は、アッテネータなど全てのコンポーネントを含み、テスト・ケーブルの先端で行います。このようにすることにより、その中に含まれるコンポーネントおよび測定器の影響が除去され、標準のアナライザ単体による測定に匹敵する正確な測定を可能にします。



ポート2上のアッテネータは、ポート2レシーバの方向性を減衰量の2倍劣化します。このために、校正の安定度が損なわれ、 S_{22} の測定は、ノイズに埋もれます。 S_{22} の測定が必要なときは工夫が必要です。たとえば、校正には高い信号レベルを使い、順方向の測定には低い信号レベルを、そして逆方向の測定には高い信号レベルを使うように工夫します。

DUTの利得測定において、アッテネータについて配慮する必要はありません。校正によってその影響が除去されていますので、表示されたトレースはDUTそのものになります。

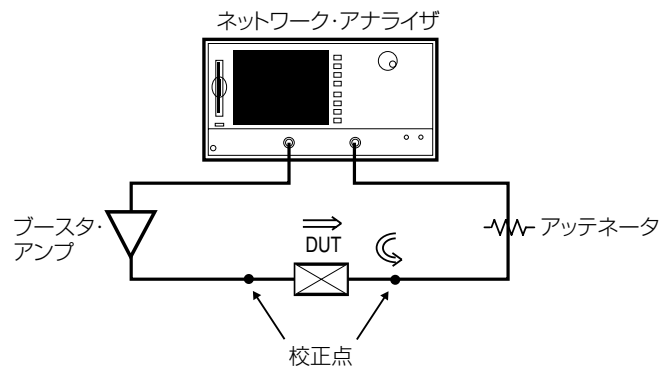
コンフィギュレーション 2

セットアップと特長

コンフィギュレーションのまとめ

- シンプル
- ブースタ・アンプ付き
- 順方向伝送測定のみ
- レスポンス校正のみ

ドライブ信号レベル不足を補う最も単純な方法はブースタ・アンプを追加することです。ブースタ・アンプの入力をアナライザのソース・ポートに、出力をDUTの入力に接続します。ブースタ・アンプはDUTを十分にドライブできる利得と出力パワーを備えたものを使います。

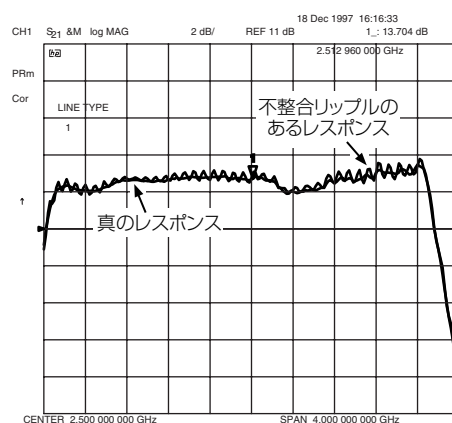


コンフィギュレーション 2

コンフィギュレーション 2 は、単純に標準のネットワーク・アナライザ、ブースタ・アンプ、そしてアッテネータから構成されますので、取り組みやすいと言えます。しかし、単純であるがゆえに、多くの制約があります。すなわち、順方向ハイ・パワー伝送(S_{21})測定と逆方向反射(S_{22})測定しかできません。ブースタ・アンプのために、逆方向伝送(S_{12})測定および順方向反射(S_{11})測定はできません。なお、逆方向反射(S_{22})測定は、コンフィギュレーション 1 と同じようにアッテネータによる性能劣化があります。

測定確度も限られます。ブースタ・アンプの前で基準信号を取りますので、ブースタ・アンプと DUT との間の不整合が手当てされません。その結果として、図 1 にあるように、リップルが現れます。このリップルの大きさはその不整合の度合いによって左右されます。通常、ブースタ・アンプのソース・マッチは、校正前のネットワーク・アナライザのそれより悪いため、一般に問題になります。

図 1. ブースタ・アンプと DUT との不整合によって生じるリップル



測定の不確かさは、ブースタ・アンプと DUT との間の整合の質に依存します。また、ブースタ・アンプによるいかなるドリフトやパワーの変動も、全て DUT の特性として見えてしまいます。それは、基準信号をブースタ・アンプの前から取っているためです。このコンフィギュレーションは、アナライザの R(reference) チャネルへの直接アクセスが不可能なアナライザで取られる一つの選択肢です。確度をそんなに重視しない場合に適します。アナライザが R チャネルへのアクセスが可能な構造になっている場合は、もっと安定かつ正確な測定が可能になります(コンフィギュレーション 3 参照)。

校正

このセットアップでは、レスポンス校正のみが適用できます。ブースタ・アンプの位置が逆方向の伝送測定、ひいてはフル 2 ポート校正を不可能にします。ブースタ・アンプの出力をポート 2 のアッテネータもしくはカプラに直結してレスポンス校正を実行します。レスポンス校正は、不整合による誤差を除去できません。伝送周波数特性のみが補正可能で、ブースタ・アンプ、アッテネータ、そしてアナライザにからむ全ての不整合誤差は除去されません。したがって、達成できる確度には、自ずと限界があります。

このセットアップのブースタ・アンプと DUT との間にアイソレータを加えると、ソース・マッチを改善することができます。アイソレータの代わりにアッテネータを使ってもソース・マッチの改善が可能です。ソース・マッチが良くなると、不整合誤差が改善されます。ブースタ・アンプの利得が十分あるとき、3dB または 6dB の減衰パッドによって大きな効果が得られることがあります。測定セットアップにアイソレータやアッテネータを加えるときは、その状態で校正するようにします。当然、そのアイソレータやアッテネータは、十分なパワー容量を持っているものを使います。ハイ・パワー・アイソレータの代わりに第 3 ポートにハイ・パワー負荷を付けたサーキュレータを使うこともできます。

コンフィギュレーション 3

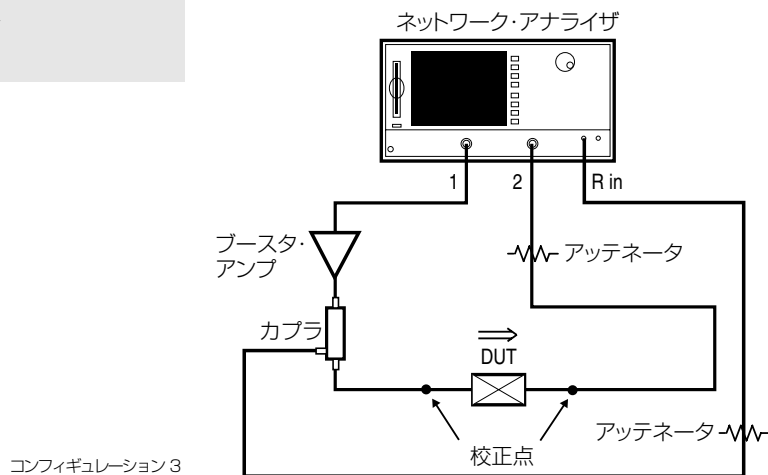
セットアップと特長

コンフィギュレーションのまとめ

- 中位の複雑さ
- ブースタ・アンプ付き
- 順方向伝送測定のみ
- レスポンス校正のみ

コンフィギュレーション2と比較して、コンフィギュレーション3は測定精度および柔軟性が改善されます。ブースタ・アンプの後で基準信号が取られますので、ソースの不整合に起因するリップルが除去されます。

アナライザのソース・パワーは、ブースタ・アンプによってブースト（増幅）され、その出力がカップラにつながれます。その補助（結合）アームの出力が基準(R-channel)信号になります。



基準信号をブースタ・アンプの後で取るようにすると、ブースタ・アンプとDUTとの間の不整合によるリップル、ドリフト、パワー変動が取り除かれます。ブースタ・アンプがあるために、逆方向の測定ができません。

この場合のように、基準(R-channel)信号を別途供給するコンフィギュレーションでは、そのレベルが適切な範囲内であることが重要になります。低すぎると、基準信号がノイズに埋もれるためにフェーズ・ロックが外れたり、測定精度の劣化を招きます。逆に、高すぎると、R-channel レシーバのコンプレッションを引き起こし、やはり精度低下を招きます。さらに高くなると、レシーバはダメージを受けます。適切なR-channel 信号レベルの範囲は、アナライザの仕様を示されていますが、代表的には0～-30dBmです。カップラ補助アームのレベルを予測し、必要に応じてアッテネータを追加します。

通常、アナライザは掃引開始近傍の周波数にフェーズ・ロックしようとします。そこでフェーズ・ロックが達成できないとき、アナライザは“pre-tune calibration”ルーチンを実行します。“pre-tune calibration”ルーチンの中で、アナライザは既定の周波数(8753の場合は100MHz)にフェーズ・ロックしようと試みます。この周波数はスタート周波数より低い可能性もあります。“pre-tune calibration”は、アナライザが外部基準信号を使うように設定され、そのとき外部基準信号が接続されていなくても実行されます。外部基準信号が接続されると、アナライザは既定の周波数(100MHz)にフェーズ・ロックを試みます。測定系に周波数帯域制限を持つデバイス(たとえば、ブースタ・アンプ)があると、既定の周波数とその帯域外になり、十分なレベルの基準信号が得られなくなり、フェーズ・ロック・エラーが発生するアナライザもあります。

Agilent Technologies 8753ES ネットワーク・アナライザでは、“PLL Auto”(サービス・モードのメニューの中)をオフにすると“pre-tune calibration”ルーチンの実行を停止することができます。“PLL Auto”オフにしても、測定確度に影響を与えることはまれと思って差し支えありません。このフェーズ・ロック・エラーを回避するもう一つの方法は、8753ESを周波数オフセット・モードにする方法です。周波数オフセット・モードに設定すると、アナライザは周波数帯域制限を持つデバイスを測定していると想定します。すると、アナライザはフェーズ・ロックのために、設定された掃引周波数帯域の外に行くようなことは決してありません。周波数オフセット・モードでLO=0Hzと設定すると、通常の測定モードと同じようにアナライザを使うことができます。

測定系に周波数帯域制限を持つデバイス(たとえば、ブースタ・アンプなど)があると、8720シリーズではフェーズ・ロック問題の可能性ががあります。ハイ・パワー・オプション(オプション085)または周波数オフセット・オプション(オプション089)付きのアナライザでは、通常この問題がありません。それは、フェーズ・ロックのとき、内部スイッチが内部信号を使うように経路を切り替えるからです。フェーズ・ロックが完了すると、外部信号にスイッチが切り替わり、測定のための準備が整います。

校正

このコンフィギュレーションの校正は、コンフィギュレーション2のそれと似ています。レスポンス校正のみが可能です。それは、順方向の測定しかできないからです。ポート1上のカプラ出力をポート2のアッテネータに直結し、レスポンス校正を実行します。

コンフィギュレーション 4

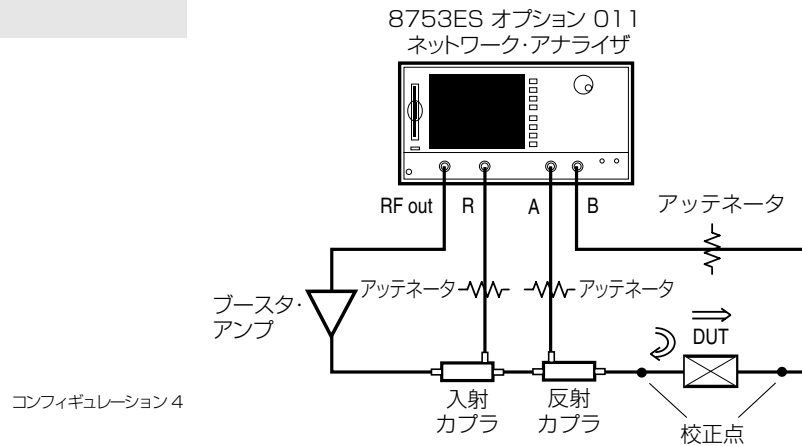
セットアップと特長

コンフィギュレーションのまとめ

- 中位の複雑さ
- ブースタ・アンプ付き
- 順方向伝送・反射測定のみ
- レスポンス校正のみ

コンフィギュレーション2と比較して、コンフィギュレーション3は測定精度および柔軟性が改善されます。ブースタ・アンプの後で基準信号が取られますので、ソースの不整合に起因するリップルが除去されます。

アナライザのソース・パワーは、ブースタ・アンプによってブースト（増幅）され、その出力がカプラにつながれます。その補助（結合）アームの出力が基準(R-channel)信号になります。



校正

このコンフィギュレーションもレスポンス校正のみが可能です。それは、順方向の測定しかできないからです。ポート1上の反射カプラをポート2のアッテネータに直結し、レスポンス校正を実行します。

コンフィギュレーション 5

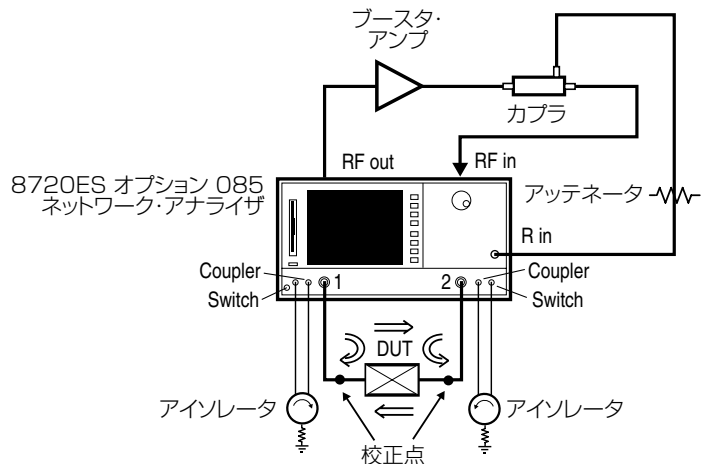
セットアップと特長

コンフィギュレーションのまとめ

- 複雑
- ブースタ・アンプ付き
- 順方向および逆方向測定
- フル2ポート校正およびレスポンス校正

コンフィギュレーション 5

今まで紹介したコンフィギュレーションは、内蔵のテストセットを工夫してハイ・パワー測定を行う方法です。当然、内蔵のテストセットをハイ・パワー測定用に改造すれば、測定がよりよく行えます。その改造はオプションとして用意されています。



ハイ・パワー・オプション

ハイ・パワー・オプションの例として、8720ES オプション 085 があります。このオプションは、次の4つの特長を有します。

- 1) ソースとトランスファ・スイッチの間のRF経路へのアクセスが可能、
- 2) R-channelへのダイレクト・アクセスが可能、
- 3) トランスファ・スイッチとテスト・ポートの間のRF経路へのダイレクト・アクセスが可能、
- 4) A/B-channelのカプラとサンプラの間にアッテネータの挿入が可能。

8720ES オプション 085 は、その入出力テスト・ポートにおいて +43dBm(20ワット)までの測定ができます。

ソース信号レベルを増幅した 順方向および逆方向測定

ソースとトランスファ・スイッチの間のRF経路へのアクセスが可能であることは、ソース信号レベルの増幅およびそのポート1およびポート2への切り替えができることを意味します。これにより、ハイ・パワーにおいて、順方向のみならず逆方向の測定もできるようになります。ブースタ・アンプの入力は、アナライザの“RF out”コネクタに接続され、ブースタ・アンプの出力はカプラに接続されます。カプラの補助(結合)アームの出力はR-channel入力に接続され、比測定のための基準信号を用意します。R-channelへの入力レベルを適切にするために、必要に応じてアッテネータを挿入します。適切なレベル範囲は、モデルごとに決まっています。カプラの主アームは“RF in”コネクタに接続されます。増幅された信号はトランスファ・スイッチを経ていずれかのテスト・ポートに達します。トランスファ・スイッチとテスト・ポートの間のジャンパ・ケーブルにより、その間のRF経路へのアクセスが可能になります。そこにハイ・パワー・アイソレータを挿入してトランスファ・スイッチを保護します。アイソレータが無いと、容易にトランスファ・スイッチを損傷します。アイソレータをトランスファ・スイッチの両側に挿入すると、信号は常に最適に終端されます。

レシーバの保護

このハイ・パワー・オプションの特長は、内蔵ステップ・アッテネータが作動してレシーバを保護することです。それは、内蔵カプラとレシーバの間に位置し、5dBステップで55dB可変です。その減衰量は前面パネルから設定することができます。

校正

このコンフィギュレーションの利点は、順方向および逆方向の測定ができることに加え、フル2ポート・ベクトル誤差補正ができることです。この方法で校正すると、セットアップに付加された全てのハードウェア(アイソレータ、アンプ、カプラ、など)の影響、アナライザの中に存在する全ての誤差が、校正点において取り除かれます。したがって、できる限りDUTに近い点で校正を実行するようにします。

このコンフィギュレーションを選択したとき、特に常に注意しなければならないことは、ハイ・パワーによってアナライザの内部コンポーネントを損傷しないようにすることです。たとえば、トランスファ・スイッチの前で信号が電力増幅されますので、予めトランスファ・スイッチのパワー容量は把握しておかなければなりません。そのデータは、メーカーが用意すべきものです。当社は、2通りの方法でトランスファ・スイッチのパワー容量を規定します。それは、スイッチが切り替え動作をしているときと切り替え動作をしていないときです。一般に、切り替え動作をしていないときのパワー容量が他のそれより大きいのが普通です。また、RF経路の全てのコンポーネントのパワー容量も把握して測定を行う必要があります。このコンフィギュレーションを使うとき、アナライザがどのように動作しているかを理解しておくことも、たいへん大切なことです。

コンフィギュレーション 6

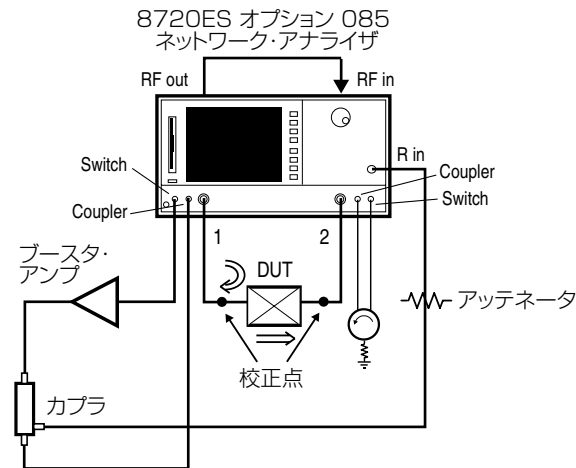
セットアップと特長

コンフィギュレーションのまとめ

- 複雑
- ブースタ・アンプ付き
- 順方向の伝送・反射測定のみ
- レスポンス校正のみ

コンフィギュレーション 6

コンフィギュレーション6は、コンフィギュレーション5と同じハイ・パワー・テストセットを使います。しかし、使用するハードウェアはさらに高いパワーをハンドリングできるようにアレンジされています。コンフィギュレーション5は両方向の測定ができるため好ましいと言えますが、最大パワー・レベルがテスト・ポートで得られないという短所があります。テスト・セットの損失、トランスファ・スイッチのパワー容量の限界などのために、テスト・ポートで得られる最大パワーはカブラのハンドリング・パワーより低くなってしまいます。カブラがハンドリングできる最大パワー(+50dBm)で試験できるようにするために、8720ES オプション085は別のコンフィギュレーションで使うことができます。



校正

テスト・ポートで可能な最大パワーを得るために、信号の増幅はトランスファ・スイッチの後、カブラの前でなされます。このようにすると、コンフィギュレーション5で得られる最大パワーより大きなパワーが得られるようになります。しかし、順方向のみの伝送および反射測定しかできません。

このコンフィギュレーションでは2ポート誤差補正手法が使えません。外部R-channelが使われ、それはポート1のみに接続されますので、逆方向測定の際の基準信号は正確さを欠いてしまいます。これはレスポンス校正のみが可能であることを意味します。フル2ポート校正による正確な測定ができませんので、これはコンフィギュレーション5ではどうしてもパワーが足りないときに選択される解決策になります。

スペシャル・コンフィギュレーション

当社は、今までユーザのニーズに合わせたスペシャル・テストセットも提供してまいりました。もし、特殊なテストセットが必要なときは、最寄りの当社営業所までお問い合わせください。一例として、ハンドリング・パワーを高めるために、ソリッド・ステート・スイッチを耐電力性能に優れた機械式スイッチに変えることができます。ハイ・パワー・テストセットでは、より大きなパワーが取り扱えるように、通常、機械式スイッチが使われます。しかし、頻繁に切り替えが起る用途や連続的に切り替える用途では、寿命の理由からソリッド・ステート・スイッチが使われます。スペシャル・コンフィギュレーションで、ハイ・パワー・テストセットにソリッド・ステート・スイッチを組み込むこともできます。

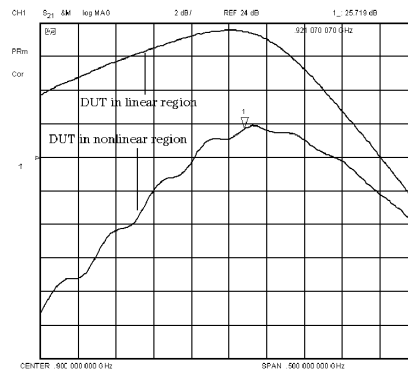
その他、非同軸測定系においてTRL校正ができるコンフィギュレーション、ハイ・パワー・コンプレッション測定のためのパワー掃引コンフィギュレーションなども可能です。

ソース・レベリング

DUT アンプが非直線領域で動作するとき、測定される特性は往々にして実際の動作特性から異なったものになることがあります。DUT アンプが非直線領域で動作しているとき、入力信号レベルが変動すると、その変動は出力に忠実に反映されません。逆に、直線領域で動作しているときは、入力信号の変動は忠実に出力に反映されます。ネットワーク・アナライザによる測定は、入力信号の変動をキャンセルする比測定です。したがって、真のDUTの特性が表示されます。

しかし、問題があります。DUT アンプが非直線領域あるいはその近傍で動作しているとき、出力信号の変動は入力信号の変動に比例して生じません。このとき、ネットワーク・アナライザによる比測定でも誤差が生じてしまいます。

図2. DUTが直線領域で動作していると、正しいレスポンスが表示される。しかし、非直線領域で動作しているとレベリングされていない入力信号の変動の影響を受ける。

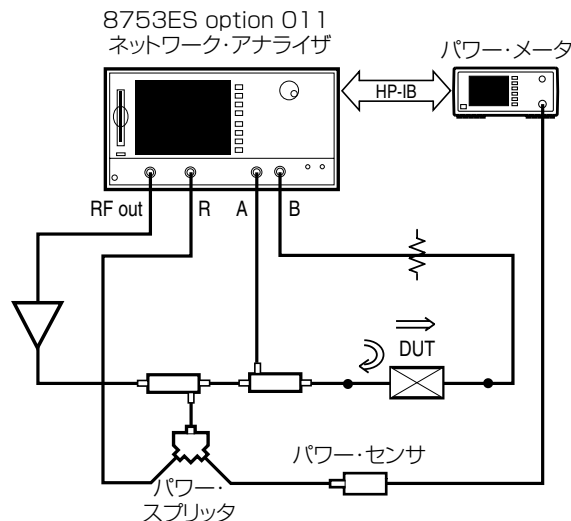


非直線領域での測定を適切にできるようにするために、入力信号をレベリングする方法がとられます。レベリングにより、できる限り周波数特性を平坦にします。

パワー・メータ校正法によるソース・レベリング

ソース・レベリングを行う一つの方法として、連続サンプリング・モードによるパワー・メータ校正を使う方法があります(図3)。各掃引周波数ごとにパワー・メータで信号のパワーレベルを測定し、GPIB経由で接続されているネットワーク・アナライザに適切なレベルになるように指示をします。その後、その周波数ポイントでの測定がなされます。パワー・メータの測定確度は非常に高い(一般的に0.2 ~ 0.3dB)ので、パワー・レベルは十分に正確かつフラットであると信じて差し支えありません。

図3. パワー・メータ校正はソース・レベリングを行い、非直線特性が起すリップルを除去する。

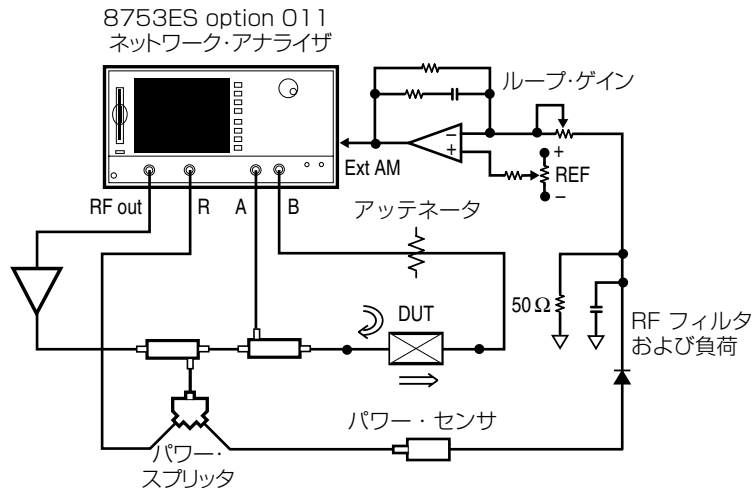


外部レベリング法による ソース・レベリング

パワー・メータ校正法によるソース・レベリングは、高精度のレベリングが可能ですがスピードが遅いという短所があります。高速なレベリングが必要なときは、外部レベリング法を検討してください。外部レベリング法はアナライザの“Ext AM”（外部振幅変調）入力を使います。Ext AM入力電圧を制御することによって、アナライザの信号レベルを調節することができます。このために、外部レベリング回路を用意する必要があります。このようにすると、リアルタイム・レベリングができるようになります。

外部レベリングは、図4に示されているような回路によって可能です。検波ダイオードが試験信号レベルを検波して直流に変換し、その僅かな変化がオペ・アンプで増幅され、Ext AM入力に負帰還され、フラットな出力信号を作り出します。

図4. 一般的な外部レベリングの
セットアップ



パワー・メータ校正法や外部レベリング法などによって、ソース・レベリングをおこなうとき、そのレベリング・ループは常にアクティブ状態にしておきます。その状態で校正も実行します。

校正 その目的とタイプ

アナライザを校正すると、システムティック誤差が除去され、正確な測定ができるようになります。このアプリケーション・ノートでは、それぞれのコンフィギュレーションの中で適当な校正手法を記載しています。それらは、基本的に2つの校正手法です。1つはフル2ポート校正、他の1つはレスポンス校正です。フル2ポート校正は、最も正確な校正手法です。それは、考えられる全てのシステムティック誤差が除去されるからです。システムティック誤差とは、アナライザ設計の不完全さによって生じ、時間によって変化しない予測可能な誤差です。このシステムティック誤差は数学的に除去することができます。フル2ポート校正では、校正点までの全てのシステムティック誤差要素が除去されます。その他の性質の誤差として、ランダム誤差とドリフト誤差があり、これらは校正によって除去されません。一方、レスポンス校正は、基準チャンネルと試験チャンネルの周波数特性のズレ（トラッキング誤差）のみを除去し、その他の誤差要素は除去できないため、確度が劣ります。フル2ポート校正では順方向と逆方向の掃引がなされるのに対し、レスポンス校正では順方向のみの掃引がなされます。

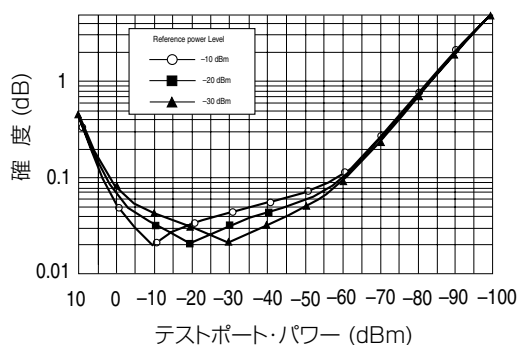
最良の校正結果を得るためのヒント

それぞれのコンフィギュレーションに適用できる校正の種類およびどの点で校正すべきかを理解することはたいへん大切なことですが、さらに、採用した校正手法の能力を100%引き出すことができるようになることも大切です。以下に、最良の校正結果を得るためのテクニックおよび考慮すべき点について述べます。

ダイナミック確度

アナライザのダイナミック確度から、最適な校正および測定のための信号レベルを知ることができます。ダイナミック確度により、測定時の信号レベルが校正時の信号レベルと異なるときに誘発される誤差の量を知ることができます。8753ESは極めて高いダイナミック確度（図5）を有しています。-10 ~ -50dBmにおいて0.02dB ~ 0.06dBという高い確度です。校正および測定は、できるだけレシーバのダイナミック確度が優れた範囲の信号レベルで行うことが望まれます。信号レベルが低くなるとレシーバ雑音による誤差が増大し、信号レベルが高くなるとレシーバ・コンプレッションによる誤差が増大します。

図 5. 8753ESの
ダイナミック確度



校正のための パワー・レベルの決定

アンプの測定をする場合、出力パワー・レベルは入力パワー・レベルより大きくなります。このとき、どのパワー・レベルで校正すべきでしょうか？..... 高い方のパワー・レベル？ 低い方のパワー・レベル？ ある中間のパワー・レベル？ それともテスト・ポートのパワー・レベルとは無関係のパワー・レベル？ 結論は、校正および測定は、前述のように、レシーバのダイナミック確度が最良の領域で行うようにすることです。低い方のパワー・レベルで校正すると、測定時にレシーバを保護するために挿入されているアッテネータのために、レシーバ入力レベルが低すぎるようになります。しかし、高い方のパワー・レベルで校正したくても、アナライザの出力とブースタ・アンプの利得では測定時のDUTアンプの出力レベルにならない場合もあります。したがって、両者の間の適当なパワー・レベルで校正することになりますが、雑音の影響を最小にするために、得られる最大パワー・レベルで行うのが適当と言えます。

1 信号レベルによる校正と 2 信号レベルによる校正

レスポンス校正は順方向の掃引のみしか必要としないので、1つの信号レベルで校正されます。他方、フル2ポート校正では順方向および逆方向の掃引がなされます。したがって、それぞれ異なる信号レベルで校正することができます。これは、ハイ・パワー測定では留意しておくべき点の一つです。実際の測定により近い状態で校正することが正確な測定達成のために望まれます。順方向と逆方向の測定信号レベルが異なる時、その状態に近い信号レベルで校正すると、より高い確度が得られるようになります。

たとえば、低信号レベルにおいて **Open, Short, Load** 標準による Port 1 校正および逆方向 **Thru** 校正を行い、高信号レベルに変えて **Open, Short, Load** 標準による Port 2 校正および順方向 **Thru** 校正を行うことができます。もちろん、レスポンス校正と同じように同一信号レベルでフル2ポート校正を行うこともできます。繰り返しますが、校正信号レベルは、ダイナミック確度および実際の測定信号レベルを考慮して最適なレベルを決定します。

校正に関する最後の注意事項として、校正標準のパワー容量があります。すなわち、どれだけ大きいパワーまで使えるかという問題です。一般に使われる校正標準として、**Open, Short, Load, Thru** 標準があります。この中で、**Open, Short, Thru** 標準はパワーの消費がありませんので、通常このパワー容量の問題がありません。しかし、**Load** 標準はパワーをまともに消費しますので、予め校正信号パワーを満たす容量を持っていることを確認しておく必要があります。

ハイ・パワー測定における 共通の問題

AGC 付き増幅器

アンプの中にはAGC(自動利得制御)ループを内蔵したものがあります。AGCループは、入力信号レベルの変動に対し、利得を自動的に調整して出力レベルを一定に保つように働きます。このようなAGC付きアンプをネットワーク・アナライザで測定するとき、問題になることがあります。特に、ハイ・パワー測定において問題になることがあります。

ネットワーク・アナライザは、一定の信号レベルで設定された周波数範囲を掃引します。掃引の終了点において、ネットワーク・アナライザによってはソースをオフにし、リトレース・モードに入るものがあります。アナライザは、リトレース期間にアナライザ自身をリセットし、次の掃引のためのセットアップをします。ソースがオフになることがAGC付きアンプにとって問題になることがあります。

AGC付きアンプを測定しているとき、掃引の終了時にソースがオフになると、AGCループは利得を最大にする補償動作を起こします。そして、アナライザが再び掃引を開始するとき、ソースがオフから再びオンになります。そのとき、利得が最大になっているAGC付きアンプの入力に急激に信号が加わることになります。すると、アンプの出力は瞬間的に過度に大きくなり、アンプ自身およびアナライザのレシーバを損傷する可能性があります。

もし、アナライザがリトレース期間もソース出力を一定に保つようになっていれば、AGC付きアンプおよびアナライザを損傷する危険性が無くなります。8753Eはそのような設計になっています。ただし、掃引周波数スパンが300kHzあるいは3GHzのバンド・スイッチング周波数を含んでいない場合です。バンド・スイッチング時は、瞬間的にソースがオフになります。8720ファミリでは、リトレース期間のソース・オン/オフが選択できるようになっています。デフォルト設定は、ソース・オンです。ただし、8720ファミリの場合も2.55GHzあるいは20.05GHzのバンド・スイッチング周波数において瞬時ソース・オフがあります。繰り返しますが、ソース・オフは掃引がバンド・スイッチング周波数を横切ったとき生じます。

オン・ウェハ・デバイス (パルスド測定)

ハイ・パワー・オン・ウェハ測定において、共通に直面する問題に自己発熱の処理があります。オン・ウェハでは、放熱処置が無いためにすぐに発熱し、最終製品と同等な状態での特性測定ができません。したがって、デバイスの温度上昇を制御する技法が必要になります。

2つの方法がよく使われます。一つは、掃引の度に停止期間を設けて十分な冷却期間を与える方法です。他の一つは、ここ数年脚光を浴びている技法で、パルスドRF/パルスドDCバイアス法と呼ばれるものです。オン・ウェハ・トランジスタの接合面の温度は1ms以下で飽和温度に達します。パルスドRF/パルスドDCバイアス法では、その1/1000以下の瞬時間でDCバイアスをかけて静特性を測定したり、その間にRF信号を印加してSパラメータの測定をします。このように、瞬時間DCバイアスを加えることにより、接合面の過度な温度上昇を防止できますし、測定タイミングをコントロールすることにより、所望の接合面温度での測定も可能になります。

1回の掃引時間ではデバイスはオーバーヒートしないという想定が成り立つとき、掃引と掃引の間に停止期間を設けて掃引間隔を十分に保つことにより、過度な温度上昇を防止することができます。テスト・シーケンス・プログラムを使うと、所望の停止時間を設定し、それを自動的に実行することができるようになります。テスト・シーケンス・プログラムに関する詳細は、それぞれのネットワーク・アナライザのユーザーズ・ガイドを参照してください。掃引停止期間を設けると、試験速度を著しく低下させ、実用的でない場合も考えられます。パルスドRF/パルスドDCバイアスによるパルスド測定法がこのオーバーヒート問題に対するより好ましいソリューションであると言えます。

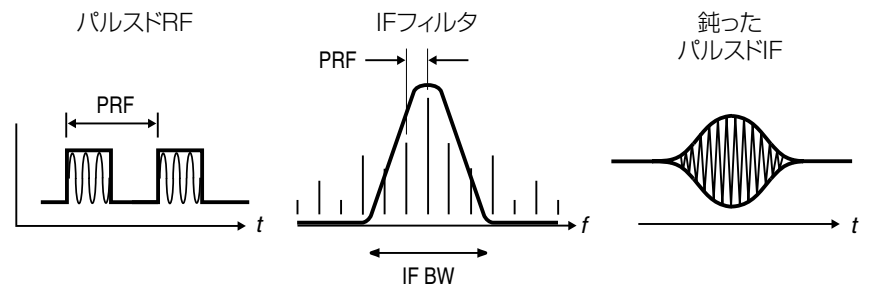
最先端のハイ・パワー・オン・ウェハ測定では、前述の方法では不十分で、パルスドRF/パルスドDCバイアス法が必要になります。この技法が使われる理由はいくつかあります。基本的には、デバイスに依存した等温測定に適したパルスが使えることにあります。さらに、パルス法そのものは、レーダやトランジエント応答試験などの現実のアプリケーションで使われる信号に似せた測定ができることも見逃せません。

パルスドRF/パルスドDCバイアス法は、通常、専用のテストセットを必要とします。現実の製品例として、85108AパルスドRF/パルスドDCバイアス測定システムがあります。標準では、パルスドRF測定のみができるようになっていますが、パルスドDCバイアス能力を追加することができます。

以下に、標準的なネットワーク・アナライザによるパルスドRF測定について述べます。これは、一般的ではありませんが、標準的なネットワーク・アナライザによって制約付きのパルスドRF測定を行うことができます。そのパルスドRF測定性能は、使えるパルス繰り返し周波数(PRF)、アナライザのIFBWおよびサンプリング速度による制約、そして信号のデューティ・サイクルに依存します。一般のネットワーク・アナライザでパルスドRF測定を試みるとき、それが可能かどうかを判断するために3つのケースについて検討します。(ここでは、パルス変調された試験信号によるDUTの定常状態での周波数応答測定を想定しています。DUTのトランジエント応答特性測定ではありません。それは、標準のネットワーク・アナライザがパルス変調された試験信号に対するトランジエント応答を測定するようになっていないからです。)

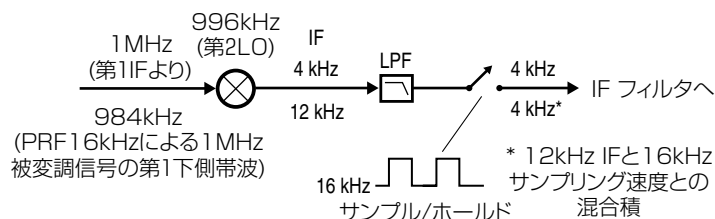
1. 最初のケースは、PRFがアナライザのIFBWより狭い場合です。PRFがレシーバのIFBWより狭いとパルスドRFの一部のサイド・バンドがIFフィルタを通過し、鈍ったパルスドIF信号を生成します。すなわち、このIF信号の振幅は時間と共に変化します。もともとCW信号を想定したレシーバは不正確な測定をしてしまいます。

図6. PRFがIF帯域幅より低いとき、パルス・サイドバンドが中心周波数スペクトラムに加えて測定される。



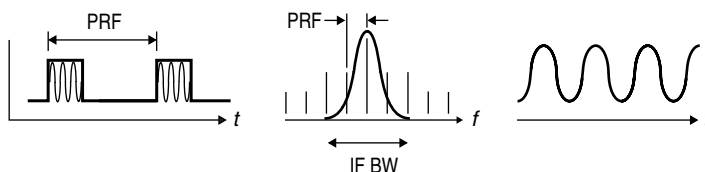
2. 第二のケースは、PRFがIFBWより高く、アナライザのADC(Analog-to-Digital Converter)のサンプリング速度より低い場合です。この場合、IFフィルタは中心(キャリア)周波数のスペクトラムしか通しません。したがって、PRFの整数倍とサンプリング速度が一致する関係に無い限り、パルスドRF測定ができます。8753Eおよび8720DファミリのADCサンプリング速度は16kHzです。もし、PRFのいずれかのサイド・バンドが16kHzであると、そのスペクトラム成分はダウンコンバートされ、サンプルされ、検出されて誤差を生みます。したがって、PRFは4kHz, 8kHzおよび16kHzを避けます。

図7. パルス・サイド・バンドがレシーバによってダウンコンバートされ、サンプルされる。



3. 最後のケースは、PRFがIFBWおよびサンプリング速度より高い場合です。この場合、第二のケースと同じように、IFフィルタは中心(キャリア)周波数のスペクトラムしか通しません。また、サンプリング速度への配慮も無用です。言うまでもありませんが、このときのIF信号はもはやパルスドRFではなく、CW信号になっています。したがって、標準のネットワーク・アナライザのレシーバで正確に信号を検出することができます。測定ダイナミック・レンジは、パルスドRFのデューティ・サイクルの影響を直接受けます。

図8. PRFがIFBWより高いとき、パルス・サイド・バンドは除去される。



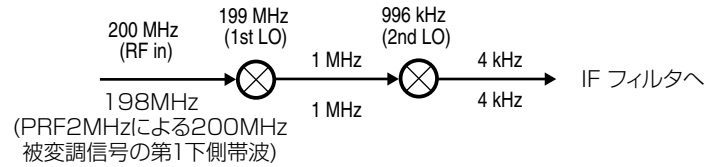
パルスドRFのデューティ・サイクルが小さくなると、エネルギーがサイド・バンドにより多く分散され、検出対象の中心周波数のスペクトラムのレベルが小さくなります。この中心周波数のスペクトラムのレベルは、DUTの応答に正確に比例しますので、これを正確に検出すれば正確な測定につながりますが、デューティ・サイクルが下がるとそのレベルが下がりますので、正確な測定を困難にします。そのレベル(パルス感度劣化)とデューティ・サイクル(Duty Cycle)の関係は次式で与えられます。

$$\text{パルス感度劣化} = 20 \times \log(\text{Duty Cycle})$$

この感度劣化がダイナミック・レンジを狭くします。

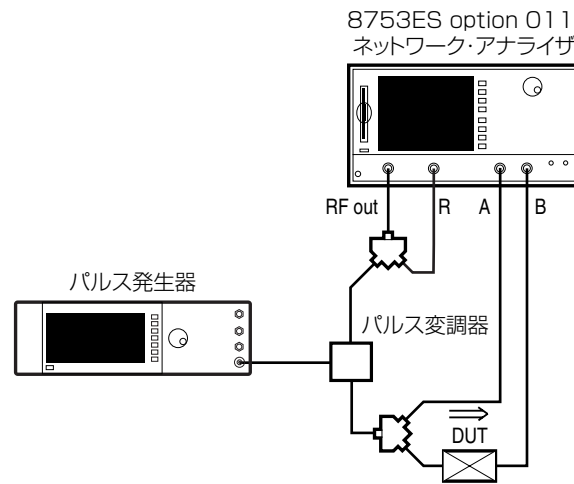
信号のPRFがADCサンプリング速度より高いときでも、ある特定のPRFは避けなければなりません。それは、PRFのイメージ周波数とレシーバのローカル周波数との混合積がIF周波数になるようなPRFです。たとえば、8753ESの第1 LOはRF試験信号より1MHz低く設定されます。すなわち、RF周波数が200MHzのときのLO周波数は199MHzです。仮にPRFを2MHzとすると、第1下側帯波は198MHzです。この198MHzが199MHz LOと混合されると、やはり1MHz IFになり、まともに検出されて誤差を生みます。したがって、PRFは $2\text{MHz}/n$ (n : 正の整数)を避けるようにします(図9参照)。

図9. ADC サンプリング速度と同じ周波数のサイド・バンドを生じるPRFは、レシーバによってダウンコンバートされ、サンプルされる。



パルスドRF測定に必要なハードウェアは、パワー・スプリッタ2個、変調器1個、パルス発生器1台です。パワー・スプリッタをアナライザのRF outに接続します。パワー・スプリッタの一方のアームをフェーズロックのためRチャンネルに接続します。Rチャンネル信号はパルス変調されていないCW信号でなければなりません。残りのアームはパルス変調器に接続されます。パルス変調器で作られたパルスドRFはもう一つのパワー・スプリッタへ向かいます。このパワー・スプリッタは比測定のために必要です。比測定は、パルスによる過渡応答を除去するために必要です。目的の測定は伝送測定、B/Aです(図10)。

図10. パルス発生器および変調器の追加により、標準のネットワーク・アナライザによるパルスド測定が可能



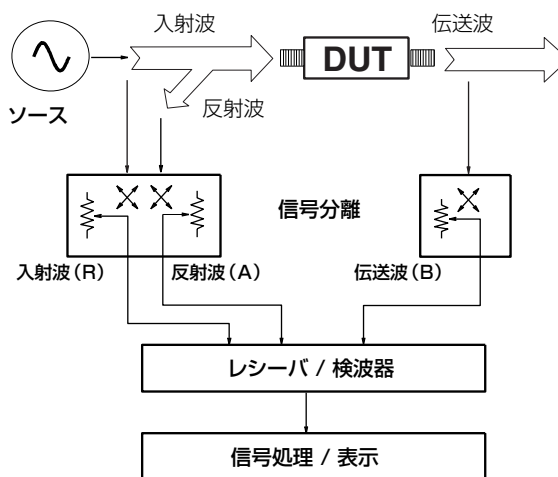
付 録

ネットワーク・アナライザ - 定義と能力

ネットワーク・アナライザによる測定について述べる前に、ネットワーク・アナライザのブロック図およびどのように測定がなされるかについて触れることは、たいへん適切なことであると思われます。

ネットワーク・アナライザは、DUTに関する豊富な情報を提供します。それらは、試験信号に対する振幅、位相、さらに群遅延応答などです。ネットワーク・アナライザは、ステイミュラス信号を用意するソース、比測定のために入射波の一部を分離して基準信号を用意したり同じ伝送ライン上で入射波と反射波を分離して反射測定をするための信号分離器、信号検出のためのレシーバ、そして結果を表示する信号処理部によって構成されます（図11）。

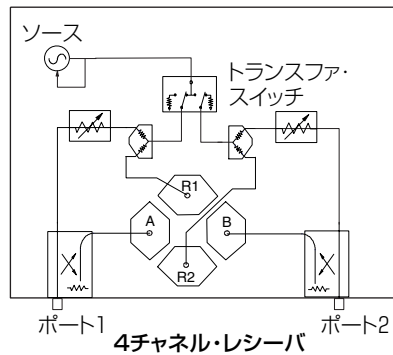
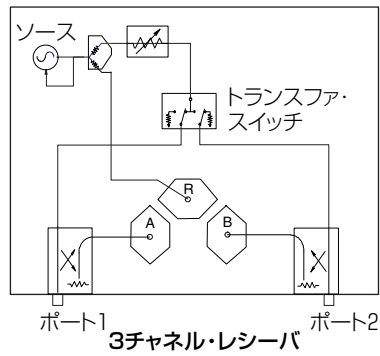
図 11. 一般的なネットワーク・アナライザのブロック図



ネットワーク・アナライザは、ソース信号の一部を基準信号として測定します。残りはDUT試験用信号として使われ、DUTに印加されます。その一部はDUTで反射されて戻り、大半はDUTを通過します。反射してくる波は、入射波と干渉して定在波をつくります。信号分離器はこの入射波と反射波を分離します。アナライザはこれらの反射波および伝送波を測定し、その後で基準信号との比をとり、その結果をDUTの特性として表示します。

一般のネットワーク・アナライザは、3チャンネルまたは4チャンネル構成になっています（図12）。ネットワーク・アナライザで言うチャンネルは信号検出のためのハードウェアを意味します。R（基準）チャンネルを1個持つタイプと2個持つタイプがあります。ソース信号の一部は比測定の基準信号を用意するために、このRチャンネルに供給されます。Aチャンネルはポート1に接続されており、順方向測定（ポート1から入射波を印加）のとき反射信号を測定し、逆方向測定（ポート2から入射波を印加）のとき伝送信号を測定します。また、Bチャンネルはポート2に接続されており、順方向測定（ポート1から入射波を印加）のとき伝送信号を測定し、逆方向測定（ポート2から入射波を印加）のとき反射信号を測定します。

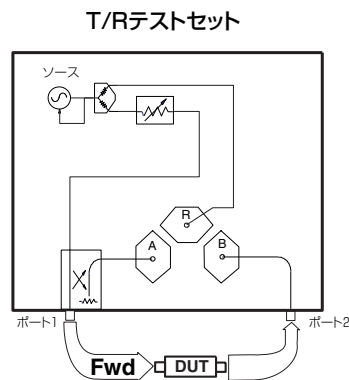
図 12. 3チャンネル・レシーバと
4チャンネル・レシーバ



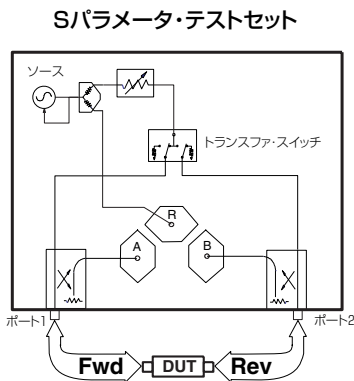
テスト・セット

現実のネットワーク・アナライザには、多彩なバリエーションがあります。とくに、それはテスト・セットに見られます。テスト・セットは、経路切り替えのスイッチ、ソース信号の道筋を決めたり順方向と逆方向進行波の分離をするカプラ、などを集めた装置です。8753ESや8720ESファミリはSパラメータ・テストセットと呼ばれるテストセットを内蔵しています。Sパラメータ・テストセットは、ソース信号のルートをポート1にしたりポート2にするためのトランスファ・スイッチを持っており、これにより順方向および逆方向の自動測定が可能になっています。他方、8712/14Eファミリは、伝送・反射(T/R)テストセットと呼ばれるテストセットを内蔵しています。T/Rテストセットはトランスファ・スイッチを持っていませんので、ソース信号は常にポート1に接続されます。したがって、T/Rテストセットでは順方向の伝送・反射測定のみが可能です。以前は、外付けのテストセットが主流でしたが、現在は内蔵されたものが主流になっています。

図 13. 伝送・反射(T/R)テストセットとSパラメータ(S-parameter)テストセット



- RF 試験信号は常にポート1より供給
- ポート2は常にレシーバ、順方向測定のみ
- レスポンス校正および1ポート校正が可能



- RF 試験信号はポート1またはポート2より供給
- 順方向および逆方向測定
- 2ポート校正が可能

校正

ネットワーク・アナライザによる測定成否の鍵は校正にあります。校正は2つのことを行います。一つは、校正点における基準振幅および基準位相を確立することです。二つ目は、測定確度を決定することです。ネットワーク・アナライザの校正は、時間と共に変動しないシステマティック誤差を除去します。DUTとの接点である校正点までの全てのシステマティック誤差を除去します。

参考資料

アプリケーション・ノート 1287-1
ベクトル・ネットワーク解析の基礎
(カタログ番号：5965-7707J)

アプリケーション・ノート 1287-2
ネットワーク・アナライザのアーキテクチャ
(カタログ番号：5965-7708J)

アプリケーション・ノート 1287-3
ネットワーク・アナライザ測定に対する誤差補正の適用
(カタログ番号：5965-7709J)

アプリケーション・ノート 1287-4
ネットワーク・アナライザ測定：フィルタとアンプ
(カタログ番号：5965-7710J)

アプリケーション・ノート 1287-5
ネットワーク・アナライザのアプリケーションにおけるスループットの改善
(カタログ番号：5966-3317J)

アプリケーション・ノート 1291-1J
8 Hints ネットワーク・アナライザ測定を成功させる8つのヒント
(カタログ番号：5965-8166J)

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

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時間受け付け

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

5966-3319J
040003302-ICM/H