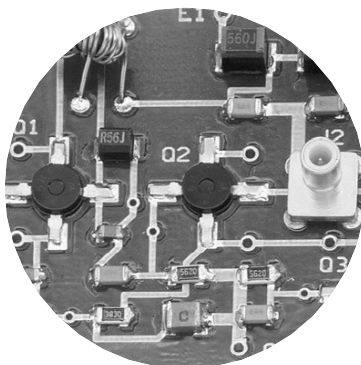


雑音指数測定を成功させる 10のヒント

Application Note 57-3



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

目次

はじめに	3
● ヒント1：適切なノイズ・ソースの選択	4
● ヒント2：外来信号の最小化	5
● ヒント3：不整合の不確かさの最小化	6
● ヒント4：アペレージングによる表示ジッタの最小化	7
● ヒント5：非線形性の排除	8
● ヒント6：ミキサ特性の考慮	9
● ヒント7：適切な測定補正の使用	12
● ヒント8：最適な測定帯域幅の選択	13
● ヒント9：経路損失の考慮	14
● ヒント10：測定コンポーネントの温度の考慮	15
付録A：チェックリスト	16
付録B：全不確かさの計算	17
付録C：参考文献	18
付録D：略語一覧	19
付録E：用語と定義	19

はじめに

RF/マイクロ波周波数の測定において正確で再現性のある結果を得るには、測定の不確かさと、測定再現性に対する障害を最小限に抑える必要があります。誤差が累積されると、デバイスの本来の性能が得られないおそれがあります。正確な測定を行うには、さまざまな誤差要因の性質を知り、そのうちのどれを変えることで結果を改善できるかを突き止めることが重要です。本アプリケーション・ノートでは、正確な雑音指数測定の実現に役立つヒントを提供します。

実際の測定ですべてのヒントを考慮したかどうかを検証するには、付録Aのチェックリストが便利です。

雑音指数測定における不確かさの詳細な説明が、Agilent Technologiesのアプリケーション・ノート57-2、Noise Figure Measurement Accuracy (参考文献5)に記載されています。雑音指数に関する一般的な知識と、さまざまな測定手法については、Agilent Technologiesアプリケーション・ノート57-1、Fundamentals of Noise Figure Measurement (参考文献2)を参照してください。

●ヒント1：

適切なノイズ・ソースの選択

ENR

ノイズ・ソースの出力は、周波数レンジと過剰雑音 (ENR) によって定義されます。一般的に使用できるのは、公称ENR値が15 dBと6 dBのものです。ENR値は特定のスポット周波数で校正されています。校正の不確かさはノイズ・ソースの周波数レンジ内で変化する可能性があり、測定の不確かさの原因となります。この不確かさは、2乗和平方根 (RSS) で約0.1 dB以内に抑えられているのが普通です。

ENRが15 dBのノイズ・ソースは、下記の用途に使用します。

- 30 dB以下の雑音指数を測定する一般的なアプリケーション
- 機器の最大ダイナミック・レンジでのユーザ校正 (高利得デバイスの測定前に実行)

ENRが6 dBのノイズ・ソースは、下記の用途に使用します。

- 信号源インピーダンスの変化に利得が特に敏感なデバイスの測定
- 被試験デバイス (DUT) の雑音指数が非常に小さい場合
- デバイスの雑音指数が15 dB以下の場合

ENRが小さいノイズ・ソースを使うと、雑音検出器の非線形性に起因する誤差を減らすことができます。測定に使用する検出器のレンジ幅が狭いと、レンジ内での直線性が良くなり、誤差が減少するからです。6 dBノイズ・ソースを使った場合、15 dBノイズ・ソースの場合よりも検出器レンジは狭くなります。

ENRが小さいノイズ・ソースを使う場合、DUTの利得が非常に大きい場合を除いて、測定のダイナミック・レンジをカバーするために測定器は内部減衰量を最小値にする必要があります。減衰量を小さくすると測定器の雑音指数が小さくなり、測定の不確かさが減少します。

ENR値を手動で測定器に入力する場合、測定器のテーブルが正しいかどうか再確認してください。

周波数レンジ

市販のノイズ・ソースは50 GHzまでの周波数に対応し、同軸または導波管のコネクタを選択できます。当然、ノイズ・ソースの周波数レンジはDUTの入力周波数レンジを含む必要があります。DUTがミキサや周波数変換デバイスの場合、DUTの出力周波数レンジにも対応する必要があります。1つのノイズ・ソースで両方の周波数レンジに対応できない場合、別のノイズ・ソースが必要です。周波数変換デバイス以外の測定でも、雑音小さく利得が大きいDUTの場合、別のノイズ・ソースが必要になることがあります。測定のためにはENRが小さい方がよいのですが、測定器のダイナミック・レンジ全体を校正するにはENRが大きくなければなりません。どちらの場合も、フル機能の雑音指数アナライザなら、校正と測定に必要な複数のENRテーブルに対応しています。

整合

使用するノイズ・ソースは、オン状態とオフ状態での出力インピーダンスの変化がなるべく小さいものを選ぶ必要があります。ノイズ・ソースの出力インピーダンスがオン状態とオフ状態で変わると、ノイズ・ソースとDUTとの間の整合が変化します。これにより、DUTの利得と雑音指数が変化します。特にGaAs FET増幅器などのアクティブ・デバイスではこれが顕著です。この影響を最小化するため、オン状態とオフ状態での反射係数の変化を18 GHzで0.01以下に抑えた6 dB ENRノイズ・ソースが市販されています。

アダプタ

特に利得があるデバイスの場合、アダプタを使用せず、DUTに適合するコネクタを持つノイズ・ソースを選ぶようにします。ノイズ・ソースのENR値はノイズ・ソースのコネクタでのみ有効です。アダプタを使用するとENR値に損失が加わります。この損失の不確かさにより、測定全体の不確かさが増加します。アダプタを使用しなければならない場合は、アダプタの損失を考慮してください。

●ヒント2：

外来信号の最小化

雑音指数アナライザは、ノイズ・ソースからの雑音パワーがDUTによって変化したものを測定します。検出された2つのノイズ・レベルのパワー比を取るにより、ノイズ・ソースと測定器の検出器の間の雑音指数が測定されます。無線干渉やその他の干渉があると、DUTからの雑音パワーとして測定され、さまざまな大きさの誤差を生じることになります。

図2-1に示すのは、信号経路に混入し、測定に影響するおそれがある各種の浮遊信号です。蛍光灯、近くの機器、コンピュータ、テレビ／ラジオ局、ポケット・ベル、携帯電話機、基地局などが、ノイズ測定に悪影響を与えるものとして知られています。ランダムな浮遊信号のために毎回の測定値に数10 dBの差が生じ、測定値が安定しない(ジッタを平均しても安定した平均値に達しない)場合もあります。

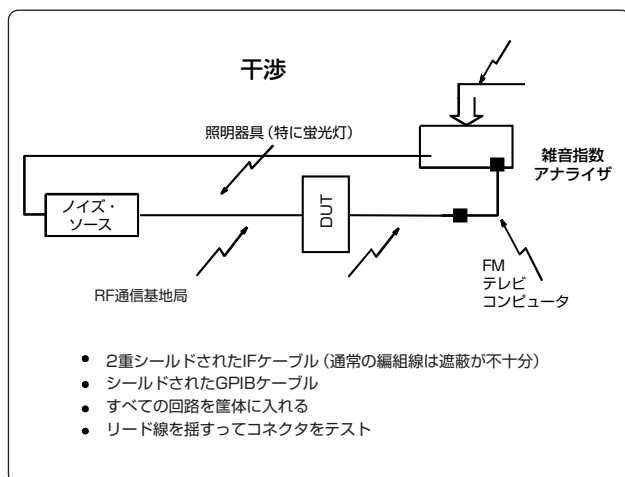


図2-1

下記の指針に従ってください。

(a) 接続コネクタに汚れ、摩耗、損傷がないことを確認します（詳細については参考文献8を参照）。ケーブルやコネクタを軽く手で揺すってみて、測定値が不安定になる場合は、別のケーブルまたはコネクタを使います。

(b) 信号経路内のコネクタはなるべくネジ付きのものにします（例えば、BNCコネクタは浮遊信号の影響を非常に受けやすい）。

(c) 2重シールドされたケーブルを使います（普通の柔軟な銅編組同軸ケーブルは、RFに対する遮蔽が不十分です）。

(d) シールドされたGPIBケーブルを使います。

(e) 測定セットアップを遮蔽した部屋に移します。測定帯域内の周波数成分を少しでも持つ送信機が近くにあり、DUTのカバーを外している場合、測定セットアップを遮蔽した部屋に移します。この種の信号を検出するには、スペクトラム・アナライザの入力に単純なワイヤ・アンテナを付けたものを使います。このような浮遊信号を、70～80 dB減衰させてください。

(f) シールドを使います。特に、むき出しのPCブレッドボードの測定ではこれが重要です（詳細については参考文献5を参照）。

(g) 電磁放射がなるべく少ないアナライザを使用します。測定器からの浮遊放射にデバイスが影響される場合もあります。現在の雑音指数アナライザの中には、電磁放射特性が非常に小さくて、測定にほとんど影響を及ぼさないものもあります。

●ヒント3：

不整合の不確かさの最小化

接続面に不整合があると、測定経路と校正経路で雑音信号が多重反射します(図3-1参照)。接続面の不整合の不確かさはベクトル的に加算され、全測定不確かさに寄与します。

不整合の不確かさを減らす1つの方法は、**ノイズ・ソースとDUTとの間のRF経路にアイソレータを置くことです**。アイソレータの役割は、多重再反射がDUTに達するのを防ぎ、エラー・ベクトルが累積しないようにすることです。しかし、アイソレータの動作周波数レンジは限定されています。目的の周波数レンジを実現するには、複数のアイソレータが必要な場合もあります。また、アイソレータは経路損失を増やします。このため、補正が必要となります。フル機能の雑音指数アナライザには損失補正機能があり、アイソレータの挿入損失を考慮することができます。

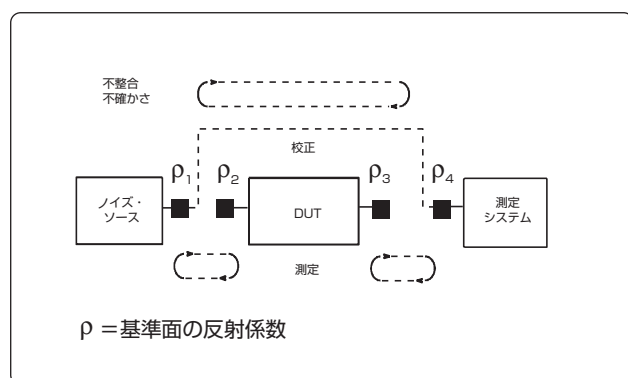


図3-1

別の方法として、**整合のよいアッテネータ(パッド)をノイズ・ソースとDUTとの間に挿入することにより、多重反射を減衰させることもできます**。例えば、10 dBのアッテネータを使うと、再反射は20 dB減衰されます。アイソレータに対するアッテネータの利点は、応答が広帯域であることです。欠点は、ノイズ・ソースのENR値がアッテネータの挿入損失(この例では10 dB)だけ減少することです。

DUTの出力反射係数(S_{22})が大きく、挿入利得(S_{21})が小さいか0の場合、**DUTと測定器との間に低雑音プリアンプを入れることで、全体としての測定の不確かさを減らすことができる場合があります**。プリアンプの入力反射係数(S_{11})はなるべく小さくしなければなりません。 S_{11} が非常に小さいプリアンプの実効帯域幅は狭いのが普通です。目的の周波数レンジ全体をカバーするには、複数のプリアンプが必要な場合もあります。適切なプリアンプの選択については、Agilent Technologiesアプリケーション・ノート57-2(参考文献5)を参照してください。

●ヒント4：

アベレーシングによる表示ジッタの最小化

雑音測定には、本質的に変動すなわちジッタがつきものです。これは、測定対象の雑音がランダムな性質を持つからです。**多数の測定値の平均(アベレーシング)を取ることで、表示ジッタを最小化し、雑音のガウス分布の真の平均に近い結果を得ることができます。**

現在の雑音指数アナライザでは、1回の測定で平均する測定値の数をユーザが選択できます。これにより、測定結果のジッタをNの平方根の割合で減らすことができます。ここでNはアベレーシング対象の測定値の数を表します。下の表は、アベレーシング数によるジッタの変化の例を示します。例えば、約10個の測定値をアベレーシングすることで、ジッタをほぼ70%減らすことができます。

N	SQRT (N)	ジッタ減少割合
1	1	0
4	2	50
16	4	75
64	8	87.5
256	16	93.75

アベレーシング数を増やすと、測定時間が増加します。これにより、デバイスのテスト時間と製造における全テスト・スループットが影響を受けます。測定速度とジッタ・レベルとの間にはトレードオフがあります。

測定の帯域幅を狭めると、同じレベルのジッタ低減を達成するのに必要な測定値の数が、それに比例して増加します。例えば、帯域幅を半分にすると、ジッタを同じだけ減少させるのに2倍の数の測定値を平均する必要があります。帯域幅が1/4なら4倍の測定値が必要です。ただし、測定値の数が増えても、測定時間の増加は必ずしもそれに比例しません。

時間的制約のためにDUT測定のアベレーシング数が制限される場合(製造時など)、**校正時のアベレーシング数を大きくします。**これにより、以降のDUT測定の補正がより正確になります。

現在の雑音指数アナライザには、ポイント・アベレーシングとトレース・アベレーシングという2つの機能があります。ポイント・アベレーシングでは、最初の周波数ポイントで必要な回数の測定を実行し、その平均を計算して表示してから、次の周波数ポイントに進みます。すべての周波数が測定され、測定条件設定で指定された回数だけ平均されるまで、このプロセスが繰り返されます。トレース・アベレーシングでは、まず各周波数ポイントを1回ずつ測定しながら、周波数レンジ全体を掃引します。次に2回目の掃引が行われ、各周波数での測定結果が同じ周波数での前の測定結果と平均されます。掃引回数すなわち平均されたトレース数が、測定条件設定で指定されたアベレーシング数に等しくなるまで、このプロセスが繰り返されます。

どちらのアベレーシング方法でも、結果は同じです。ポイント・アベレーシングのほうが全体としては高速です。測定終了までにアナライザのチューナを同調する回数が少なくてすむからです。トレース・アベレーシングの利点は、全周波数レンジの大まかな測定結果が早く表示されることです。これにより、測定に何らかの明らかな問題(外来信号など)がある場合に、早く発見できます。

最初はトレース・アベレーシングを使ってみてください。数回の掃引を観察して、RF干渉の存在を示す特定周波数での応答のスパイクや、応答の小さいステップなどがないかどうかを調べます。

●ヒント5：

非線形性の排除

予測可能なあらゆる非線形性の原因を排除します。

- **フェーズロック・ループを持つ回路**（および、動作条件の設定に信号が必要なすべての回路）
- **発振する回路**（発振周波数がはるかに遠い場合でも）
- **飽和領域近くで動作する増幅器やミキサ**
- **AGC回路やリミッタ**（AGC回路は、オフにしても、その動作点近くのパワー・レベルの雑音パワーを増加させることが知られています）
- **インライン・アッテネータのない高利得DUT**（必要ならDUTの出力にアッテネータを付けます。詳細についてはヒント7を参照してください）
- **電源ドリフト**
- **ウォームアップ中のDUTや測定システム**
- **対数増幅器**（対数モードの増幅器に対しては、標準的なYファクタ測定が使用できません）

Yファクタ雑音指数アナライザでは、ノイズ・ソースを T_{hot} と T_{cold} の間で切り替えたときに、検出される雑音パワーが線形に変化すると仮定しています。DUTまたはディテクタで線形性からのずれが生じると、Y値の誤差に直接結びつき、表示される雑音指数に誤差が生じます。測定器の不確かさの仕様は、アナライザのディテクタの線形性を考慮しています。しかし、DUTの線形性は測定の際に慎重に考慮する必要があります。

雑音指数の測定値は、測定器の分解能帯域幅内のパワーによって決定されます。これに対して測定器のアッテネータ設定は、レンジ・ディテクタに達するパワー、すなわち測定器の全周波数レンジ内のパワーによって決定されます。このため、測定帯域外の雑音によってアナライザがオーバドライブされ、非線形性誤差を生じるおそれがあります。このような場合、アナライザの分解能帯域幅の外にある広帯域パワーを減衰させる必要があります。このためには、測定周波数レンジより広いフィルタをDUTの前に置きます。

測定器が十分にウォームアップされていることを確認するため、1日の測定を開始する前に、決まった基準デバイスを測定して結果が過去の測定値と一致することを確認めるとよいでしょう。

●ヒント6：

ミキサ特性の考慮

被試験デバイスがミキサの場合：

- ミキサのアプリケーションで使用するのと同じ側波帯を測定します。
- 両側波帯測定の場合、目的のRF帯域に近いLO周波数を選択します。
- 単側波帯測定の場合、なるべく目的のRF帯域から離れたLOを選択します。
- ミキサに適合するLOを選択します。
- 必要ならRF信号(ノイズ・ソース)をフィルタして、LOの高調波やスプリアス信号とミキシングする不要信号を除去します。
- 上記のどの対策が必要かを判断するため、必ず周波数プランを文書化します。

a) 両側波帯測定か単側波帯測定かを選択します。

ミキサは入力信号と雑音を、図6-1のように上側波帯(USB)と下側波帯(LSB)に変換します(LSBとUSBはIFの2倍だけ離れています)。両側波帯(DSB)測定は、図6-2に示すように、USBとLSBの両方の雑音パワーを測定します。一部のレーザ・システム(電波天文学など)では、意図的に両方の側波帯を使用します。このような場合は、DSB雑音指数測定が適切です。多くのアプリケーションでは、必要な信号は1つの側波帯のみに現れます。このような場合は、単側波帯(SSB)測定が適切です。SSB測定セットアップでは、ミキサ入力に適切なイメージ除去フィルタを置くことにより、不要な側波帯の雑音パワーを除去します。

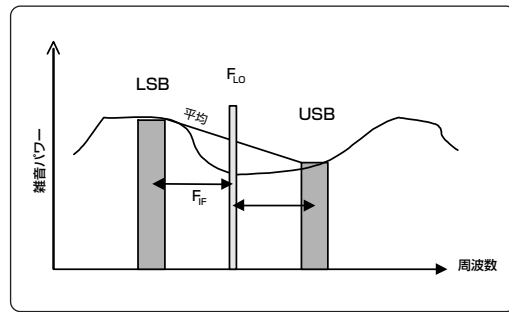


図6-1

DSB測定は、イメージ除去フィルタの設計と整合という手間がない分簡単です。DSBで雑音指数が記述されたミキサをSSBアプリケーションで使用する場合、慎重な補正が必要です(詳細については参考文献5を参照)。

b) 両側波帯測定の場合、目的のRF帯域になるべく近いLO周波数を選択します。

LO周波数の選択と、それに伴うIFは、DSB測定の結果に大きな違いをもたらす可能性があります。測定器は通常、LSBとUSBの雑音指数の平均値を表示します。測定器はIF帯域内のパワー(変換後の両側波帯の和)を測定し、そのパワーを半分(3 dB)減らし、結果を表示します。USBとLSBが互いに近いほど、大きさが近くなり(図6-1参照)、デフォルトの3 dB補正が正確になります。ミキサの雑音パワーの周波数特性は通常フラットでないため、IFが広すぎると、誤差とその補正が未知になります。この誤差を最小化するには、目的のRF帯域になるべく近いLO周波数を選びます。ただし、使用する測定器の最低周波数限界(通常10 MHz程度)よりもIFが小さくならないようにする必要があります。

側波帯の平均誤差が問題になるかどうかを調べるには、LO掃引、IF固定(最近の雑音指数アナライザではこれが可能)でミキサの雑音指数測定値をモニタします。LOの掃引に伴って雑音指数の値が大幅に変化する場合、SSB測定が推奨されます(詳細については参考文献5を参照)。

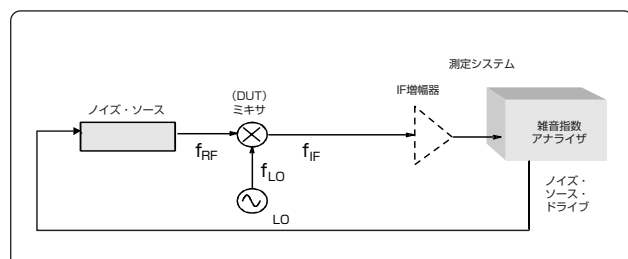


図6-2

- c) 単側波帯測定の場合、なるべく目的のRF帯域から離れたLOを選択します。

図6-3のように、LOがRFから遠いほどIFが大きくなり、不要な側波帯を除去するためのフィルタのロールオフ条件が緩くなります。

- d) ミキサに適合するLOを選択します。

ミキサの感度が高い周波数にスプリアスが生じないように、また広帯域ノイズ・フロアが高くないようにLOを選択します。必要なら、LOをフィルタしてスプリアス信号と広帯域雑音を抑制します。IF通過帯域には、LO周波数からIFだけ離れたところと、LOのスプリアス信号や高調波からIFだけ離れたところに雑音パワーが生じるからです。

バランスド・ミキサやダブルバランスド・ミキサは、複数のダイオードを使って周波数変換を実行します。これにより、LOとIFのアイソレーションが改善(20 dB以上)されますが、LOパワーまたはバイアスが通常余分に必要になります。この余分なパワーにより、LOの雑音出力が増え、設定周波数と別のところにスプリアスが生じたり、ミキサ内部にLO高調波が生じたりします。これにより、不要なRF信号がIFにミキシングされたり、IFに漏れ出したりするおそれがあります。このために雑音の測定値が上昇し、アナライザの第1段がオーバードライブされて非線形状態になることも考えられます。いろいろなLOを試してみて、どうすれば性能が改善され、雑音指数が最も小さくなるかを調べてください。

- e) 必要ならRF信号(ノイズ・ソース)をフィルタします。

RFノイズ・ソースをフィルタして、図6-4のように目的の帯域外の周波数を除去したほうがよい場合もあります。これにより、不要信号がLOやその高調波またはスプリアスとミキシングされ、雑音指数測定値を押し上げることを防げます。

f) 必要ならIF信号 (DUT出力) をフィルタします。

LOは可能な限り測定器の周波数レンジの外におきます。LOのパワーはほぼ常にミキサのIFポートに漏れ出します。LOとIFのアイソレーションは不十分と仮定すべきです。この漏れが測定帯域内に入ると、雑音指数測定値が増大します。測定帯域に入らなくても、測定器の全周波数レンジに入っていれば (またはそれに近ければ)、オートレンジ機能によって測定器の減衰量が増え、測定の不確かさが増大するおそれがあります。ミキサの出力をフィルタすることによって、必要なミキサ出力信号を感知できないほど減衰させることなく、このLOの漏れと、ミキサ内で生成されたLOの高調波とを除去できます。

g) 上記のどの対策が必要かを判断するため、周波数プランを文書化します。

周波数プランは、上記のどの対策が最も重要かを測定前に明らかにするために役立ちます。

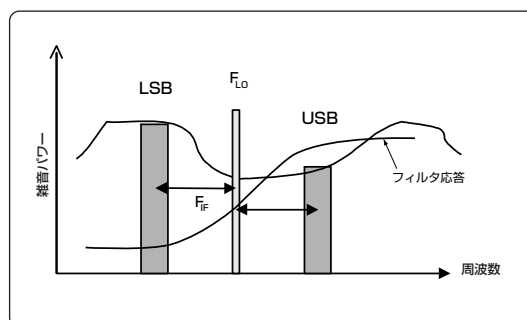


図6-3

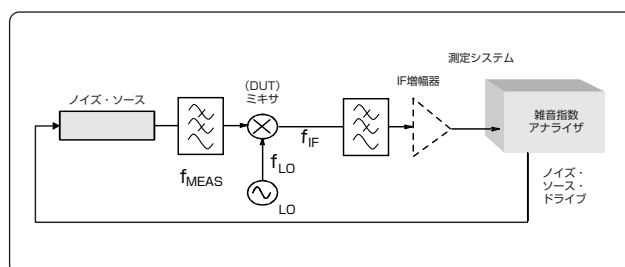


図6-4

●ヒント7：

適切な測定補正の使用

以下の手順で、測定システム自体が測定誤差に寄与しないようにします。

- 通常のユーザ校正により、測定システムの雑音指数を除去します。
- 測定器の最大入力パワーを超えないようにします。現在の測定器は、狭帯域デバイスの場合65 dB程度のデバイス利得を扱うことができます。広帯域デバイスで利得が大きい場合は、全パワーを測定器のレンジ内に収めるために、デバイスの後にアッテネータを置かなければならない場合もあります。アッテネータの損失を考慮するために、アナライザの補正機能を使用します。フィルタ／アイソレータ／サーキュレータを適切に使用して帯域外応答を抑圧しないと、高い利得レベルの雑音パワーが増大し、過大なパワーが測定器に入力されるおそれがあります。

Yファクタ雑音指数アナライザは、測定システムとDUTを合わせたものの雑音指数を測定します(図7-1参照)。次式のF12がその値です。

$$F12 = F1 + [(F2 - 1) / G1] \quad (7-1)$$

F1とF2は、それぞれDUTと測定システムの線形雑音指数です。G1はDUTの利得です。F2はユーザ校正(「第2段補正」と呼ぶ)によって、F12とG1は測定によって求められます。アナライザは上式からF1を計算します。

測定の前にユーザ校正を実行して、第2段の寄与を除去します。雑音指数と利得が温度ドリフトに影響される度合いに応じて、定期的な間隔でユーザ校正を実行するようにしてください。

(7-1)式からわかるのは、第2項 $[(F2 - 1) / G1]$ の不確かさにF12が非常に敏感であることです(F2またはG1の変化によってF12がどのように変化するかについては、参考文献6を参照してください)。DUTに挿入損失がある場合(ミキサ、アッテネータなど)、低雑音プリアンプを測定器の前に置いて、不確かさを減らします。プリアンプは、なるべく雑音指数が小さく、利得が100を超える(20 dB+)ものを選びます(プリアンプの選択については、Agilent Technologiesのアプリケーション・ノート57-2を参照してください)。第2段の雑音指数をできる限り小さくし、F12(したがってF1)の不確かさをできるだけ抑えます。プリアンプを追加することで、第2段の周波数による雑音指数の変動に対して測定が弾力的になる効果もあります。

DUTの利得が高い場合、プリアンプが不要な場合もあります。必要か不要かを決めるには、DUTの線形利得と測定システムの線形雑音指数(ノイズ・ファクタ)を(7-1)式に代入します。F12の雑音指数は、第2項が小さくなると、DUTの雑音指数に収束することに注目してください。

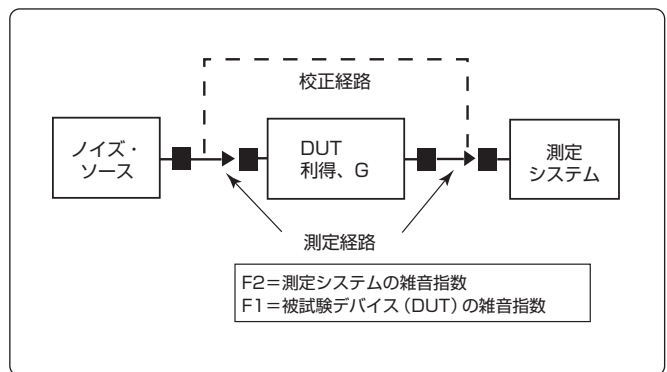


図7-1

●ヒント8：

最適な測定帯域幅の選択

測定帯域幅はDUTの通過帯域を超えないように選択します。現在の雑音指数アナライザでは、さまざまな測定帯域幅が選択可能で、実際のアプリケーションに最適な測定（1つの無線GSMチャネルなど）を実行できるようになっています。以前の雑音指数測定器では4 MHz程度の帯域幅が普通でしたが、最新のアナライザでは100 kHzといった狭帯域の測定も可能になっています。

測定帯域幅がDUTの動作通過帯域に近い場合、アナライザの最終IFの中心周波数とDUTの動作帯域幅との関係が不安定だと、表示利得に誤差が生じます。アナライザは校正中にDUTの通過帯域外の雑音パワーを認識したり、測定中に帯域内のパワーを認識する場合があります。この現象の大きさは、DUTの通過帯域の形状とアナライザの最終IF通過帯域の形状との重なりに依存します。この問題は、アナライザの通過帯域がDUTの通過帯域よりも狭い場合にはあまり重要ではありません。

以前の雑音指数測定器では、狭い帯域幅に対して同じレベルのジッタ低減を実現するには、余分に時間がかかりました。同じジッタ低減を実現する場合、帯域幅が半分なら2倍、帯域幅が1/4なら4倍の時間が必要でした。現在のフル機能の雑音指数アナライザでは、デジタル信号処理（DSP）の技術によって隣接する周波数のグループを同時に測定することにより、このような測定時間の増加をほとんどなくしています。

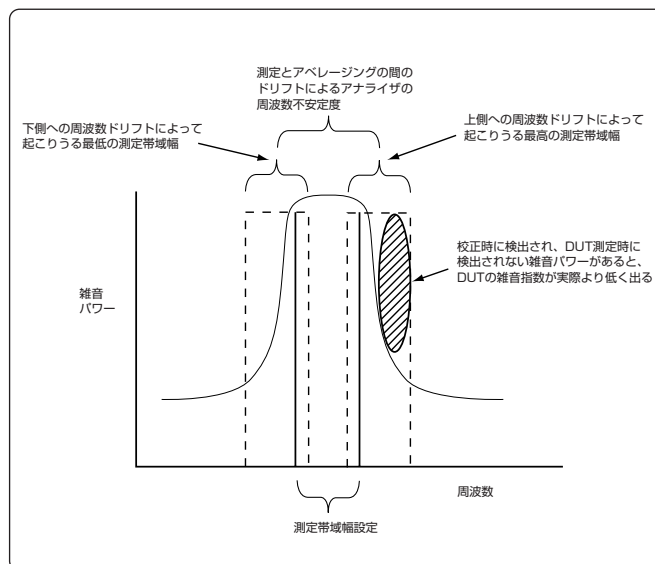


図8-1

●ヒント9：

経路損失の考慮

ノイズ・ソース、DUT、測定システムのあいだにコネクタの不一致がある場合、図9-1のようにアダプタを使う必要があります。測定セットアップの中で信号が最も小さいところにはアダプタを使わないことが重要です。利得のあるデバイスの場合、DUTの前にはアダプタを使わないようにします。損失のあるデバイスの場合、DUTの後にはアダプタを使わないようにします。

アダプタを初め、ケーブル、バラン、フィルタ、パッド、アイソレータなど、DUT以外のコンポーネントの挿入損失は常に意識する必要があります。これらの挿入損失を、測定結果から差し引かなければならないからです。ノイズ・ソースとDUTとの間に用いられたアダプタはすべて何らかの損失をもたらし、ノイズ・ソースのENRを実効的に下げる働きをします。

現在の雑音指数アナライザには、これらの損失を測定結果から自動的に差し引く機能があります。これらのコンポーネントの温度と、DUTの前にあるのか後ろにあるのかもアナライザに知らせる必要があります。アナライザはすべての損失エレメントとその温度を考慮して、雑音指数を補正して表示します。

測定システムの損失は、ユーザ校正によって補正されます。ユーザ校正と測定の両方で測定器に接続されたアダプタとケーブルは、測定システムの一部と見なされ、ユーザ校正の際に考慮されます。

測定システムの前にプリアンプが必要な場合、ノイズ・ソースと適合するコネクタを持つプリアンプを選択し、校正のセットアップにプリアンプを含めます。

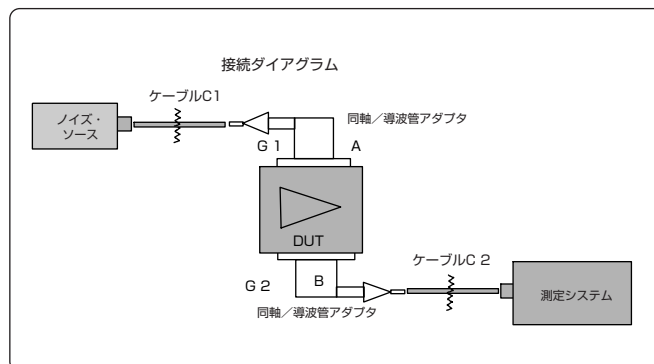


図9-1

●ヒント10：

測定コンポーネントの温度の考慮

Yファクタ雑音指数アナライザは、測定に使用するすべてのコンポーネント（ノイズ・ソース、DUT、コネクタ、ケーブルなど）の表面温度が、 T_{cold} のデフォルト値の290K（16.8℃）であると仮定します。これが正しくない場合、**各コンポーネントの正しい温度をアナライザに入力し、定期的に温度をモニタします**。フル機能の雑音指数アナライザでは、デバイスの前後に追加した任意のコンポーネントの温度を入力することができます。

図10-1の応答曲線では、雑音パワー N_1 と N_2 が入力雑音温度 T_{cold} と T_{hot} にそれぞれ対応しています。グラフの実線は、 T_0 を基準周囲温度290Kと考えたときの応答です。ノイズ・ソースの T_{cold} （ソリッドステート・ノイズ・ソースの場合は表面温度）が T_0 に等しくない場合、点線が応答曲線になる場合があります。この場合、DUTが付加した雑音パワーは N_a でなく N_a' となります。

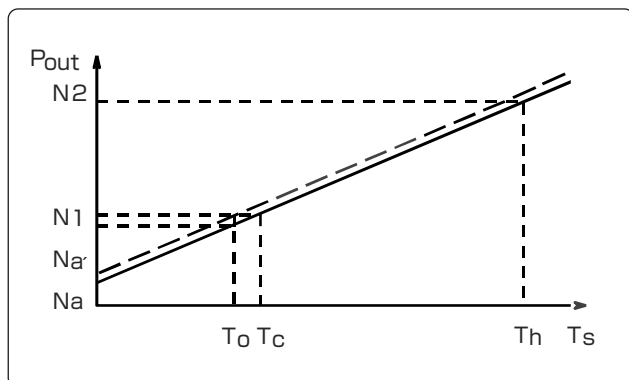


図10-1

実際の周囲温度をアナライザに入力しないと、温度に関する誤った仮定に基づいて計算が行われます。このため、全体の不確かさに新しい誤差項が生じます。DUTの真の雑音指数が小さい場合、この誤差は非常に大きくなる場合があります。図10-2は、さまざまな周囲温度に対する雑音指数の表示値と真の値の代表的な差を示します。

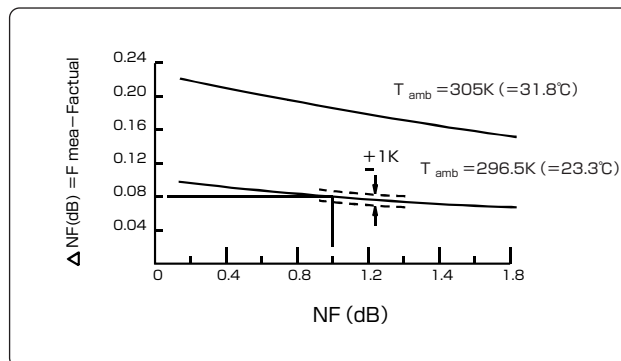


図10-2

付録A

チェックリスト

このチェックリストは、特定の問題や注意事項に関連するヒントを見つけ出すために役立ちます。アプリケーション・ノート「10のヒント」を初めから読む手間が省けます。

□ 適切なノイズ・ソースを選択する。ヒント1参照。

- なるべくENRが小さいソースを使用する。
- ノイズ・ソースとDUTとのあいだにアダプタを使用しない。
- 手動で入力したENR値は慎重にチェックする。

□ EMIの影響を減らす。ヒント2を参照。

- 汚れや損傷のないコネクタを使用する。
- ネジ付きのコネクタを使用する。
- 2重シールドされたケーブルを使用する。
- シールドされたGPIBケーブルを使用する。
- 遮蔽した部屋を使用する。
- シールドを使用する。
- 電磁放射が少ないアナライザを使用する。

□ 不整合の不確かさを最小化する。ヒント3を参照。

- 必要ならアッテネータやアイソレータを使用する。
- 必要ならプリアンプを使用する。

□ アベレージングにより表示ジッタを最小化する。

- ヒント4を参照。
- 測定を安定化させるのに十分なアベレージングを選択する。
- 最初に「トレース・アベレージング」を行って、測定セットアップの問題を早期に発見する。
- RF干渉を示す画面上のスパイクや小さなステップを探す。
- 時間に制約がある場合、DUT測定時でなく校正時のアベレージング数を増やす。

□ 非線形性を排除する。ヒント5を参照。

- 排除するもの：
 - フェーズロック・ループを持つ回路
 - 発振する回路
 - 飽和領域近くで動作する増幅器やミキサ
 - AGC回路やリミッタ
 - インライン・アッテネータのない高利得DUT
 - 電源ドリフト
 - ウォームアップ途中のDUTや測定器
 - 対数増幅器

□ ミキサ特性を考慮する。ヒント6を参照。

- アプリケーションで使用するのと同じ側波帯を測定する。
- 両側波帯測定では、目的のRF帯域に近いLO周波数を選択する。
- 単側波帯測定では、目的のRF帯域からなるべく遠いLOを選択する。
- ミキサに適合するLOを選択する。
- 必要ならLOをフィルタして、スプリアス信号や広帯域雑音を削減する。
- LOをなるべく測定帯域幅の外に置く。
- 必要ならIFをフィルタして、ミキサ内部で生成されたLO高調波を除去する。
- RFをフィルタして不要なミキシングを除去する。
- IFを変化させてDSB誤差をテストする。
- 最も正確な(小さい)雑音指数が得られるまでさまざまなLOを試す。
- 上記のどの対策が必要かを判断するため、周波数プランを文書化する。

□ 適切な誤差補正を入力する。ヒント7を参照。

- 定期的に校正する。
- 全利得を測定器の仕様内に収める。
- 帯域外パワーをフィルタで除去する。
- 第2段の影響が大きい場合、低雑音プリアンプ(適切なコネクタを持つもの)を追加する。

□ 最適な帯域幅を選択する。ヒント8を参照。

- DUTの通過帯域を超えないように測定帯域幅を選択する。

□ 経路損失を考慮する。ヒント9を参照。

- アダプタはなるべく避ける。
- 使用する場合、アダプタの損失を測定器に入力する。

□ 測定コンポーネントの温度を考慮する。ヒント10を参照。

- ノイズ・ソースと測定セットアップ内の各コンポーネントの温度を測定器に入力する。

付録B：

全不確かさの計算

図B-1に示すスプレッドシートの誤差モデルは、式 $(F1 = F12 - [(F2 - 1) / G1])$ の微分によって得られます。ここでは、DUT、ノイズ・ソース、測定システムの各基準面または入射面での不整合の不確かさの計算が考慮されています。この例は、S11が0.5、S22が0.8、S21が5 (14 dB) のマイクロ波トランジスタに対する雑音指数測定の不確かさ (RSS解析) を示します。この例では雑音指数の不確かさが±0.48 dBと計算されています。利得を20 dBに上げると、この例では±0.26 dBと不確かさが大幅に改善されます。この誤差モデルの計算式は参考文献6で導出されています。

This spreadsheet calculates the uncertainty of noise figure measurements. The numbers in yellow are user variables and the green area is a calculation area. The final uncertainty is shown in blue, this should be added to and subtracted from the result shown on the noise figure measurement instrument in order to give the spread of possible values.

	dB	Linear		
DUT NF, F1=	3	1.995262	F12/F1=	1.045107
Instrument NF, F2=	10	10	F2/F1G1=	0.050119
DUT GAIN, G1=	20	100	(F2-1)/F1G1=	0.045107
Combined NF, F12=	3.191607	2.085262	(F12/F1)-(F2/F1G1)=	0.994988
Match	Units*	Ref Coef		Negative Positive Max
Noise Source=	1.1	0.047619	Uncert NS-DUT IN=	0.083119 0.082331 0.083119
DUT Input=	1.5	0.2	Uncert NS-NFA=	0.118987 0.117379 0.118987
DUT Output=	1.5	0.2	Uncert DUT OUT-NFA=	0.511082 0.482674 0.511082
Instrument=	1.8	0.285714		
Uncertainties				
Instrument NF=	0.05		Uncert NF12=	0.096748
Instrument Gain=	0.15		Uncert NF2=	0.128766
Noise Source ENR=	0.1 (Amplifiers Only)		Uncert G1=	0.546419
Noise Source ENR=	0 (Receivers Only)		Uncert ENR=	0.1
Noise Figure Uncertainty =		0.143373 dB		

図B-1

図B-2は、この対話的モデルのエントリ・ポイント画面の代表例です。図B-3、B-4、B-5は、不確かさのシミュレーション結果を示します。さまざまなグラフがプロットできます。これらの図は、それぞれ測定器整合、DUT入力整合、測定器雑音指数に対するRSS不確かさの例を示します。この不確かさの計算プログラムと図B-1に示すスプレッドシートは、本アプリケーション・ノートの裏表紙に記載されたURLを使ってインターネットからダウンロードできます。詳細については、下記のウェブサイトをご覧ください。
<http://www.agilent.com/find/nf/>

Calculator | Tabular Results | Graphical Results

Press this Button to reset the form to default values

Device Under Test ☒ Amplifier ☐ Frequency Converter

Noise Source → [] → Instrument

Noise Source Defaults: 345A
 ENR Uncertainty (+/-dB): 0.1
 NS Match: 1.15

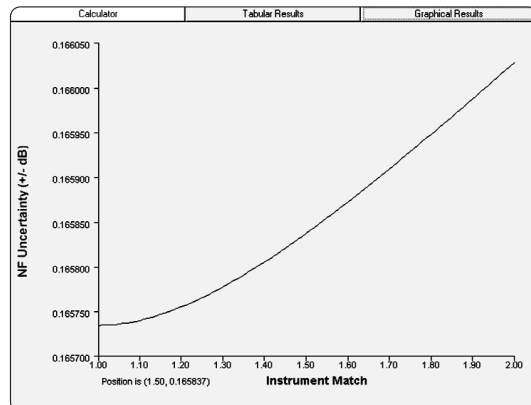
Instrument Defaults: N8973A
 DUT Noise Figure, NF1 (dB): 5
 DUT Gain, G1 (dB): 20
 DUT Input Match: 1.5
 DUT Output Match: 1.5

Instrument Noise Fig. Uncert (+/-dB): 0.05
 Gain Uncertainty (+/-dB): 0.2
 Instrument Noise Fig, NF2 (dB): 6
 Instrument Match: 1.6

Parameter Sweep: NONE

* This term can be entered in dB(Sw), VSWR or as a reflection coefficient.
 e.g. -15 (dB) = 1.43 (VSWR) = 0.178 (Ref. Coef.)

図B-2

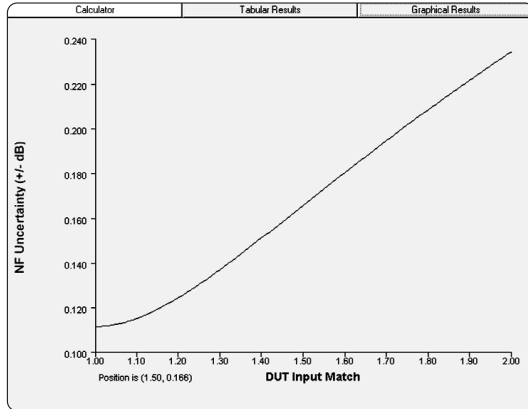


図B-3

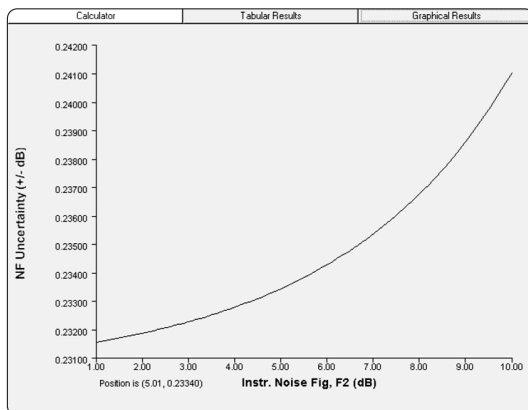
付録C：

参考文献

1. *Agilent 346A, 346B, and 346C Noise Sources(10 MHz to 26.5 GHz)*, Technical Specification Sheet, カタログ番号5953-6452
2. RFおよびマイクロ波の雑音指数測定の基本, アプリケーション・ノート57-1, カタログ番号5952-8255J
3. *Noise Parameter Measurement Using the Agilent 8970B Noise Figure Meter and the ATN NP4 Noise Parameter Test Set*, Product Note 8970B/S-3, カタログ番号5952-6639
4. *Noise Parameter Measurement Accuracy and Repeatability Considerations*, ATNアプリケーション・ノート001
5. *Noise Figure Measurement Accuracy*, アプリケーション・ノート57-2, カタログ番号5952-3706
6. "Calculate the Uncertainty of NF Measurements" *Microwaves and RF*, October 1999. 右記URLでも入手可能：
<http://www.mwrf.com> (Editorial Archivesを選択し、October 1999を選択)
7. *Agilent R/Q 347B Solid-State Noise Sources at Millimeter-Wave Frequencies*, Technical Specifications, カタログ番号5954-8888
8. *Principles of microwave connector care(for higher reliability and better measurements)*, アプリケーション・ノート326, カタログ番号5954-1566



図B-4



図B-5

付録D：

略語一覧

AGC	Automatic Gain Control (自動利得制御)
DUT	Device Under Test (被試験デバイス)
DSB	Double Sideband (両側波帯)
ENR	Excess Noise Ratio (過剰雑音)
F	Noise Factor (雑音指数のニア表現)
LSB	Lower Sideband (下側波帯)
NF	Noise Figure (雑音指数 [F] をdBで表したもの)
RSS	Root Sum of Squares (2乗和平方根)
SSB	Single Sideband (単側波帯)
T _c	Cold Temperature (冷温度)
T _{cold}	Cold Temperature (冷温度)
T _h	Hot Temperature (熱温度)
T _{hot}	Hot Temperature (熱温度)
USB	Upper Sideband (上側波帯)
URL	Universal Reference Locator (インターネット上の参照指定子)
WG	Waveguide (導波管)

付録E：

用語と定義

1. 過剰雑音 (ENR)：

ENRは、ノイズ・ソースが「オン」状態 (仮温度 T_{hot} で動作中) のときに出力される雑音パワーが、「オフ」状態 (周囲温度 T_{cold} で動作中) の時に比べてどれだけ大きいかを、標準温度290Kでの出力パワーで正規化して表したものです。

$$ENR = 10 \log (T_h - T_c) / T_0$$

例えば、ENRが15 dBなら、ノイズ・ソースがオンのときの出力はオフの時の出力に比べて、290Kでの雑音パワーの15/10の真数倍だけ大きいことになります。これは、(15/10)の真数×290として計算すると、9171Kでの出力パワーに相当します。

2. 第2段寄与：

測定プロセス中には、ノイズ・ソースがDUTの入力に接続され、DUTの出力が測定システムに接続されます。このカスケード接続では、DUTが第1段、測定システムが第2段です。測定システムはカスケード接続全体の雑音指数を測定します。DUTの雑音指数 (F1) をカスケード接続全体の雑音指数 (F12) から分離するために、Friisの式の第2段の寄与を除去する補正を行う必要があります。

$$F12 = F1 + [(F2 - 1) / G1]$$

かぎ括弧内の式が第2段の寄与です。G1はDUTの利得です。

3. Yファクタ：

ノイズ・ソースがオンのときに測定システムが検出する雑音パワーと、ノイズ・ソースがオフのときのパワーとの線形比。これは雑音指数計算の基礎となります。測定器がENRの値を知れば、雑音指数は次の式で算出されます。

$$NF = ENR - 10 \log (Y - 1)$$

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

サポート、サービス、およびアシスタンス

アジレント・テクノロジーが、サービスおよびサポートにおいてお約束できることは明確です。リスクを最小限に抑え、さまざまな問題の解決を図りながら、お客様の利益を最大限に高めることにあります。アジレント・テクノロジーは、お客様が納得できる計測機能の提供、お客様のニーズに応じたサポート体制の確立に努めています。アジレント・テクノロジーの多種多様なサポート・リソースとサービスを利用すれば、用途に合ったアジレント・テクノロジーの製品を選択し、製品を十分に活用することができます。アジレント・テクノロジーのすべての測定器およびシステムには、グローバル保証が付いています。製品の製造終了後、最低5年間はサポートを提供します。アジレント・テクノロジーのサポート政策全体を貫く2つの理念が、「アジレント・テクノロジーのプロミス」と「お客様のアドバンテージ」です。

アジレント・テクノロジーのプロミス

お客様が新たに製品の購入をお考えの時、アジレント・テクノロジーの経験豊富なテスト・エンジニアが現実的な性能や実用的な製品の推奨を含む製品情報をお届けします。お客様がアジレント・テクノロジーの製品をお使いになる時、アジレント・テクノロジーは製品が約束どおりの性能を発揮することを保証します。それらは以下のようなことです。

- 機器が正しく動作するか動作確認を行います。
- 機器操作のサポートを行います。
- データシートに載っている基本的な測定に係わるアシストを提供します。
- セルフヘルプ・ツールの提供。
- 世界中のアジレント・テクノロジー・サービス・センタでサービスが受けられるグローバル保証。

お客様のアドバンテージ

お客様は、アジレント・テクノロジーが提供する多様な専門的テストおよび測定サービスを利用することができます。こうしたサービスは、お客様それぞれの技術的ニーズおよびビジネス・ニーズに応じて購入することが可能です。お客様は、設計、システム統合、プロジェクト管理、その他の専門的なサービスのほか、校正、追加料金によるアップグレード、保証期間終了後の修理、オンサイトの教育およびトレーニングなどのサービスを購入することにより、問題を効率的に解決して、市場のきびしい競争に勝ち抜くことができます。世界各地の経験豊富なアジレント・テクノロジーのエンジニアが、お客様の生産性の向上、設備投資の回収率の最大化、製品の測定精度の維持をお手伝いします。

計測
お客様窓口

受付時間 9:00～19:00
(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: contact_japan@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。

Copyright 2001

アジレント・テクノロジー株式会社



Agilent Technologies

July 30, 2001
5980-0288JA
0000-00DEP