

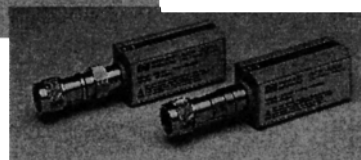
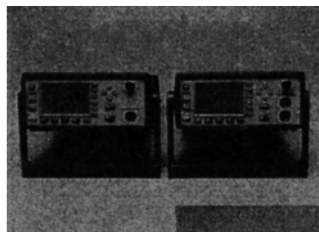
パワー測定の基礎

1998 Back to Basics Seminar

Boyd Shaw

Agilent Technologies Company
Microwave Instruments Division
1400 Fountaingrove Parkway
Santa Rosa, California 95403
U.S.A.

パワー測定の基礎によろこ



Power Measurement Series
86.0.1.00.0000.0000

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

概要

本プレゼンテーションでは、高周波数パワー測定と、高周波数パワー測定が低周波数パワー測定またはDCパワー測定とどのように違うのかを学びます。また、絶対パワー測定と比パワー測定に関する定義と用語も取り上げます。さまざまなパワー測定の違いと各測定タイプが使用される状況を学びます。次に、主な3タイプのパワー・センサとそれらのパワー・センサに関連するパワー・メータの背後にあるハードウェアと理論のいくつかを示します。別の項では、センサと信号源の不整合、センサ・エラーやメータ・エラーなどのパワー測定に関連する測定の不確実さを取り上げます。不確実さの計算例を示します。最後に、特定の測定を実行するのに適切な装置を選択する上での考慮事項を取り上げます。

著者紹介

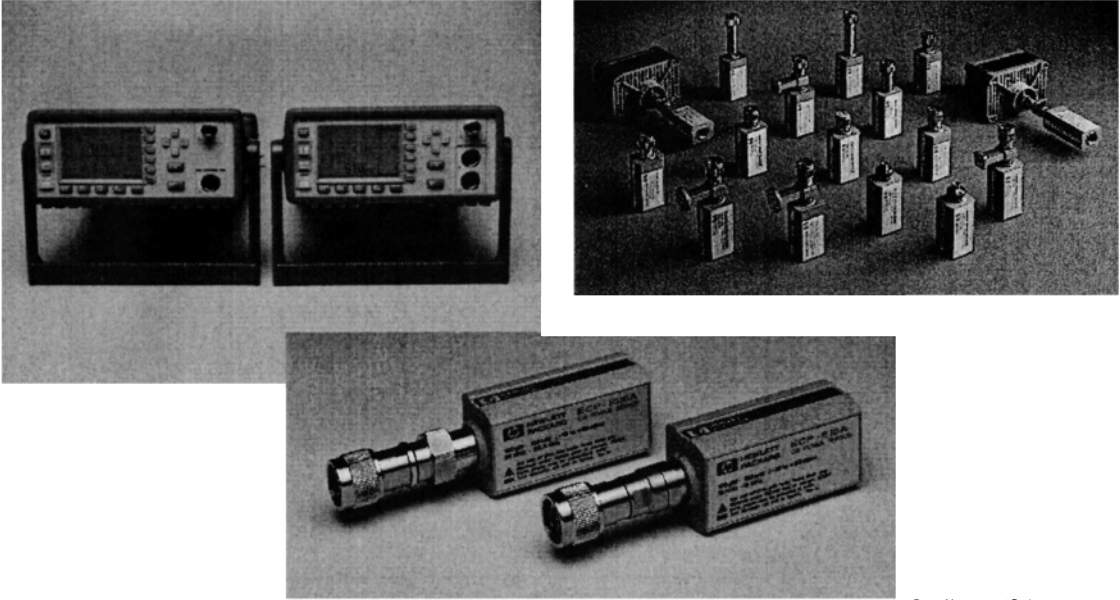
Boyd Shaw氏

Agilent TechnologiesのMicrowave Instruments Division（カリフォルニア州Santa Rosa）のBusiness Development Engineer。University of Colorado（コロラド州 Boulder）で財政学を専攻して、BSEEと経営学の学位を取得。マーケティング部門で、エコノミ・ネットワーク・アナライザのファミリとパワー測定装置のアプリケーションとマーケット情報を担当。

パワー測定の基礎

スライド#1

パワー測定の基礎によこそ



Agilent Technologies

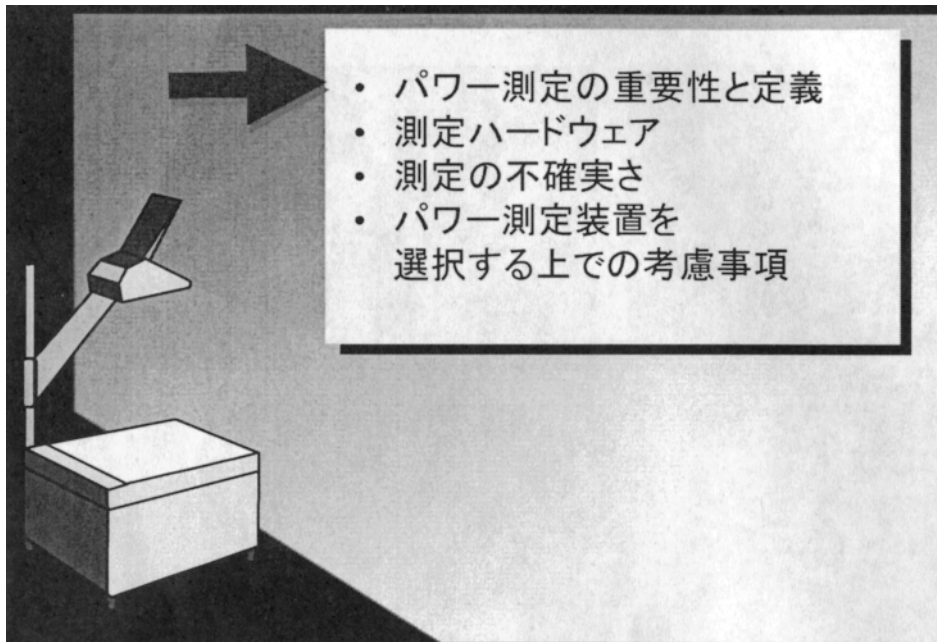
Power Measurement Basics
BLS 3/98 pwrbas_2_pre

パワー測定の基礎を受講していただきありがとうございます。

パワー測定の基礎

スライド#2

アジェンダ



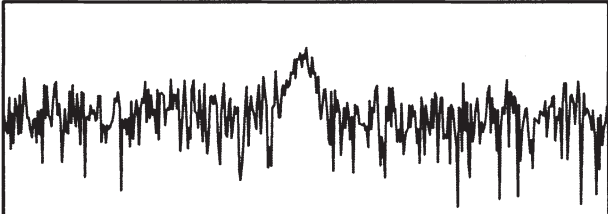
パワー測定の基礎

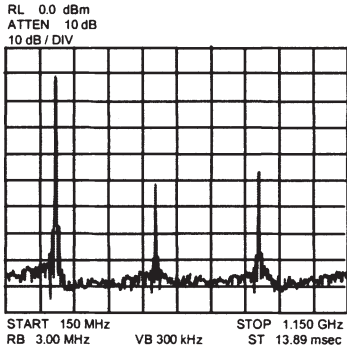
スライド#3

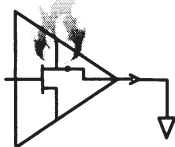
適切な信号レベルの重要性

- 低すぎる
 - 信号がノイズに埋もれる


- 高すぎる
 - 非線形歪みが発生する可能性がある







- さらに状況が悪くなると



Power Measurement Basics
BLS 3/98 pwrbas_2.pre

なぜ信号レベルを測定するのでしょうか。システムの出力信号レベルは、RF装置やマイクロ波装置のデザインや性能において重要な要因であることがよくあります。

システム全体の性能から基本デバイスまでのすべてのシステム・レベルで、信号レベルの測定は重要です。たくさんの信号測定とシステム性能に対する信号測定の重要性は、測定装置と測定技法は正確で、再現性があり、トレース可能であることを要求しています。

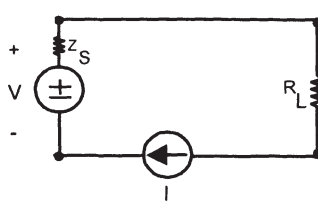
システムの各コンポーネントは適切な信号レベルを前のコンポーネントから受信して、適切な信号レベルを次のコンポーネントに渡す必要があります。出力信号レベルが低すぎる場合、信号はノイズに隠れてしまいます。信号レベルが高すぎる場合、性能は非線形になり、結果として歪みが出ます。さらに状況が悪くなると、ご覧のとおりです。

パワー測定の基礎

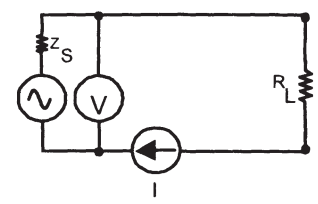
スライド#4

なぜ電圧を測定しないのか

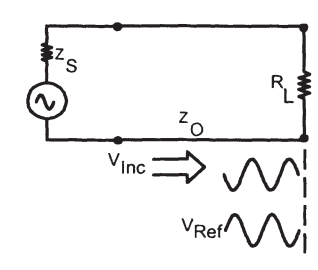
- DC




- 低周波数



- 高周波数





Power Measurement Basics
 BLS 3/98 pwrbas_2_pre

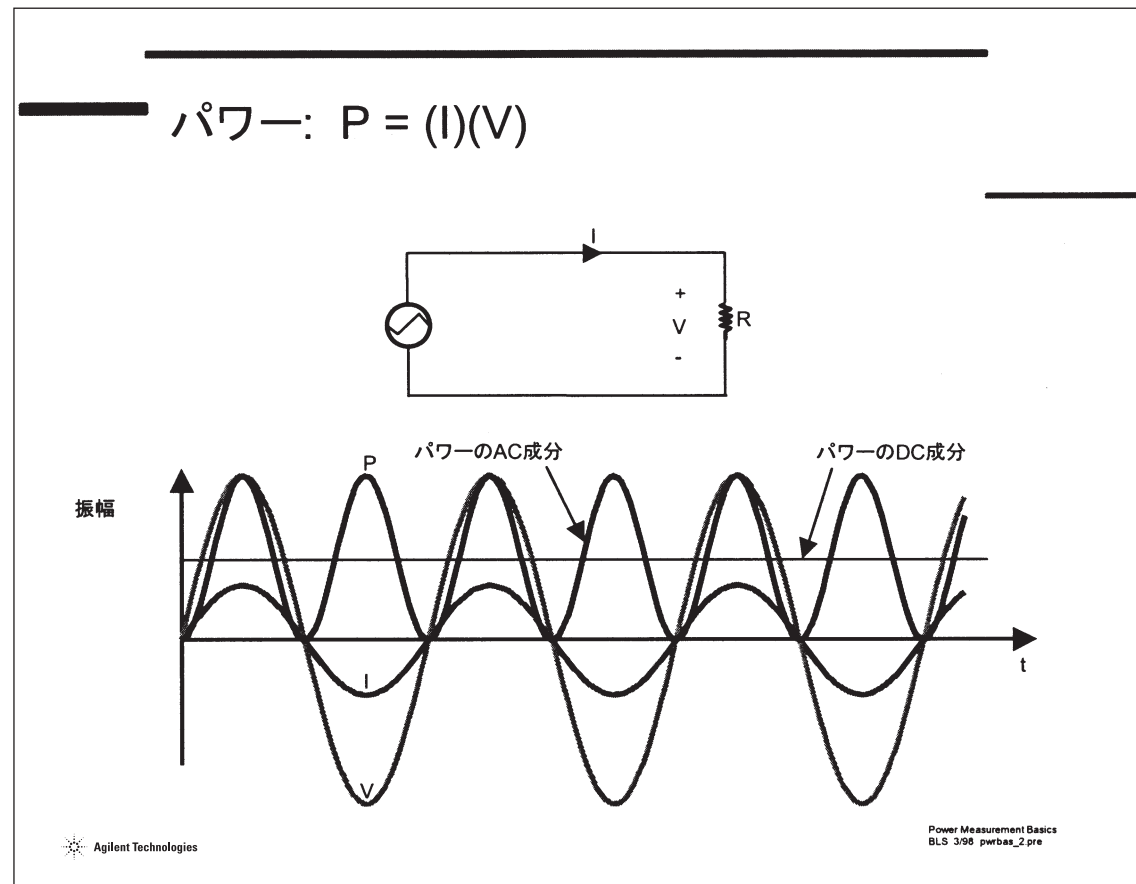
DCと低周波数では、電圧測定はとても簡単です。パワーが必要な場合、以下のように簡単に計算されます。

$$P = IV = \frac{V_2}{R} = I^2 R$$

ただし、周波数が1 GHzに近づくにつれて、電圧と電流の測定が非現実的になるので、ほとんどのアプリケーションで直接パワー測定が一般的になります。この理由の1つは、電圧と電流は損失のない伝送ラインに沿った位置によって異なりますが、パワーは一定値のままであることです。また、導波管による伝送構成では、電圧と電流がさらに定義しにくいことです。これらの理由のため、無線周波数やマイクロ波周波数では、パワーの方が電圧または電流より基本量として簡単に測定され、理解しやすく、非常に便利なパラメータとなります。

パワー測定の基礎

スライド#5



まず、パワーについて説明するとき、それが何であるのか、きちんと理解しましょう。一般回路理論では、任意の負荷に対して、パワーは電圧、電流と力率の積となります（ここで、力率は電圧と電流間の位相角度のコサインとして定義）。純抵抗負荷の場合、力率は1なので、瞬時パワーは単に電圧と電流の積となります。AC信号の場合、パワーは時間に依存することがわかります。この電圧と電流の積はDC（平均）項を持つ正弦波で、周波数はAC信号の周波数の2倍です。最も一般に使用されるパワーは、平均パワーを指します。この平均を求めるには、パワー曲線を積分して、曲線の下にある面積を求めてから、その面積にかかる時間で割る必要があります。

注記：この時間は正確なAC周波数である必要がありますが、周期数が多くなればなるほど、正確な周期数を測定したかどうかはほとんどないくらいの小さな違いになります。

基本的に、パワーは関連する最低周波数までを含めた周期に対して平均を取った単位時間当たりのエネルギー伝達として定義されます。

正弦波信号の場合、ピーク値とrms（実効値）値の関係は以下のとおりです。

$V_p = \sqrt{2}V_{rms}$ と $I_p = \sqrt{2}I_{rms}$ 。周期的正弦波電流（電圧）のrms値は、同じ平均パワーを抵抗Rに供給するDC電流（電圧）に等しい定数として定義されます。

パワー測定の基礎

スライド#6

単位と定義

- パワーの単位はワット(W) : $1\text{W} = 1\text{ジュール/s}$
- いくつかの電気単位はワットから導かれる :
 $1\text{ボルト} = 1\text{ワット/アンペア}$
- 相対パワー測定値はdBで表す : $P(\text{dB}) = 10 \log(P/\text{Pref})$
- 絶対パワー測定値はdBmで表す : $P(\text{dBm}) = 10 \log(P/1 \text{ mW})$

パワーは単位時間当たりのエネルギー量として定義され、パワーの基本単位はワット(W)です。1 ワットは1 秒当たりの1 ジュール値に等しいです。ワットは、ワットから導かれる他の電気単位の基本単位です。例えば、1 ボルトは1 アンペア当たり1 ワットとして定義されます。

デシベルは、互いに大きく異なるパワー・レベルをいかに表現したらよいかという問題を解決します。例えば、送信機の出力は2 キロワット($2 \times 10^3 \text{W}$)に対して、レシーバのアンテナにおける信号レベルは5 ピコワット($5 \times 10^{-12} \text{W}$)です。デシベルを使用してもっと簡潔に表すと、送信機では+63dBmで、アンテナでは-83dBmとなります。


デシベルを使用する他の利点としては、複数のカスケード接続されたデバイスの利得を求める必要があるときです。この場合、数値利得の乗算は、各デバイスのdB単位のパワー利得の加算に置き換わります。

パワー測定の基礎

スライド#7


パワー測定のタイプ

● 平均パワー



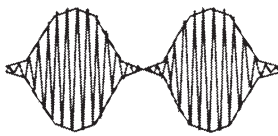
CW RF 信号

● パルス・パワー




パルスRF 信号

● ピーク・エンベロープ・パワー



ガウス・パルス 信号

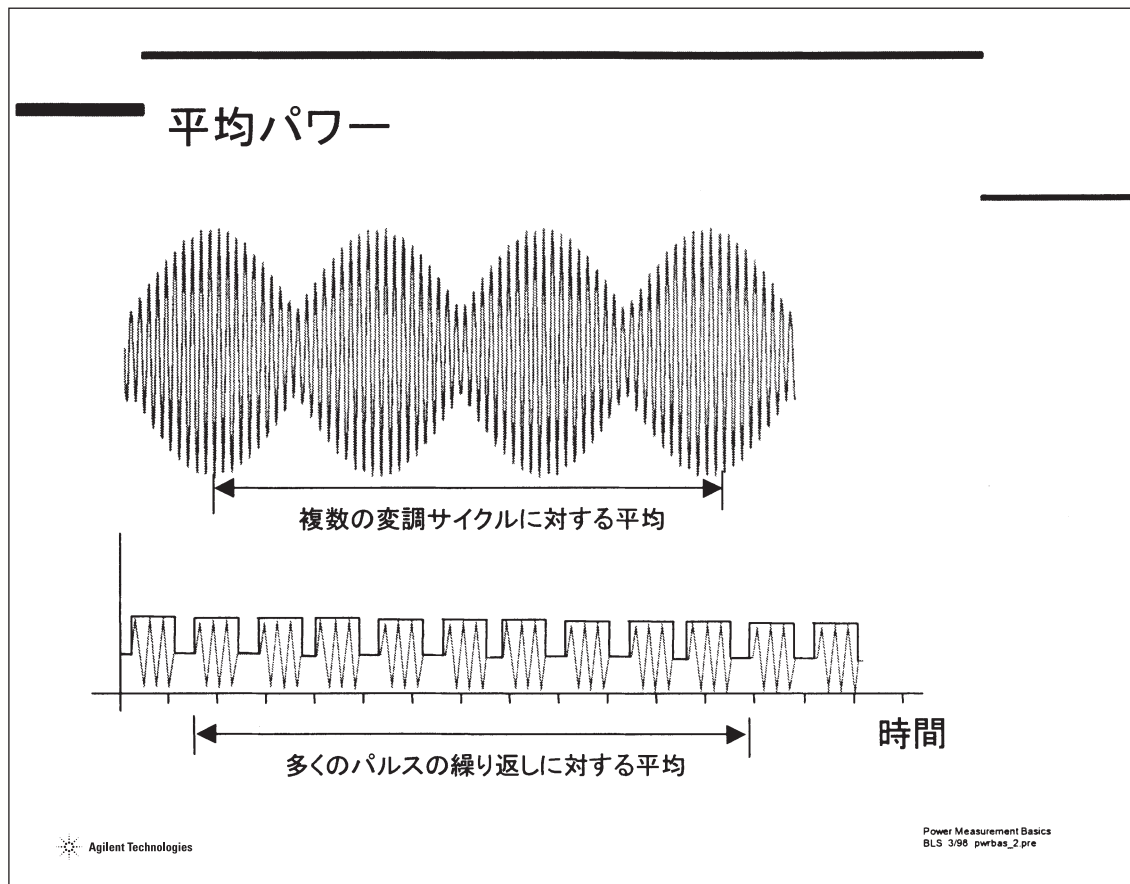
 Agilent Technologies

Power Measurement Basics
BLS 3/98 pwrbas_2.pre

平均パワー、パルス・パワーとピーク・エンベロープ・パワーの各測定はタイプの異なる測定で、異なる信号情報を示します。平均パワーは複数サイクルにわたって供給される平均パワーを示し、通常パワーと言えば平均パワーの事を意味します。パルス・パワーは、変調されたエンベロープ自身の詳しい特性評価が必要な場合に使用します。そして、パルス形が方形でなくなり、ピーク・パワー式が正確でなくなってしまう場合、より正確な測定値を得るには、ピーク・エンベロープ・パワーを使用する必要があります。

パワー測定の基礎

スライド#8



平均パワーは、信号内の最低周波数までを含めた多くの周期に対して平均を取ったエネルギーの伝達割合として定義されます。

AM信号の場合、アベレージングは多くの変調サイクルに対して取られ、パルス変調信号の場合、信号は複数のパルスの繰り返しに対して平均が取られます。すべてのパワー測定の中で、非常に正確でトレース可能な仕様を備える便利な測定装置が使用できるので、平均パワーが最も多く測定されます。

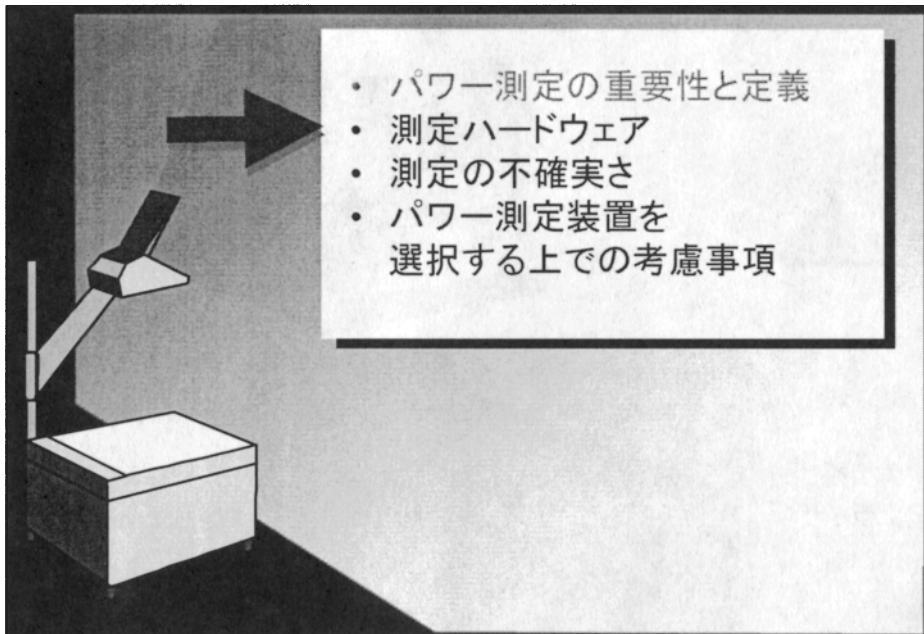
特定の波形特性がわかっている場合、他の波形情報を平均パワー測定から計算できる場合もあります。例えば、方形パルス信号のデューティ・サイクルがわかっている場合、以下の式によってピーク・パワーを平均パワー測定から求めることができます。

$$P_{peak} = \frac{P_{avg}}{DutyCycle}$$

パワー測定の基礎

スライド#9

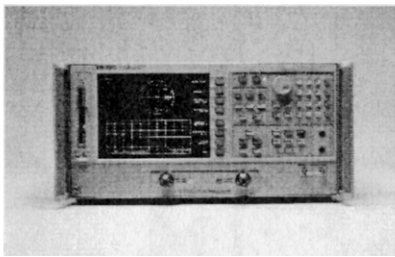
アジェンダ



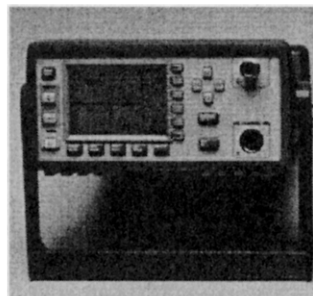
パワー測定の基礎

スライド#10

RFパワーとマイクロ波パワーを測定 するのに使用する測定器



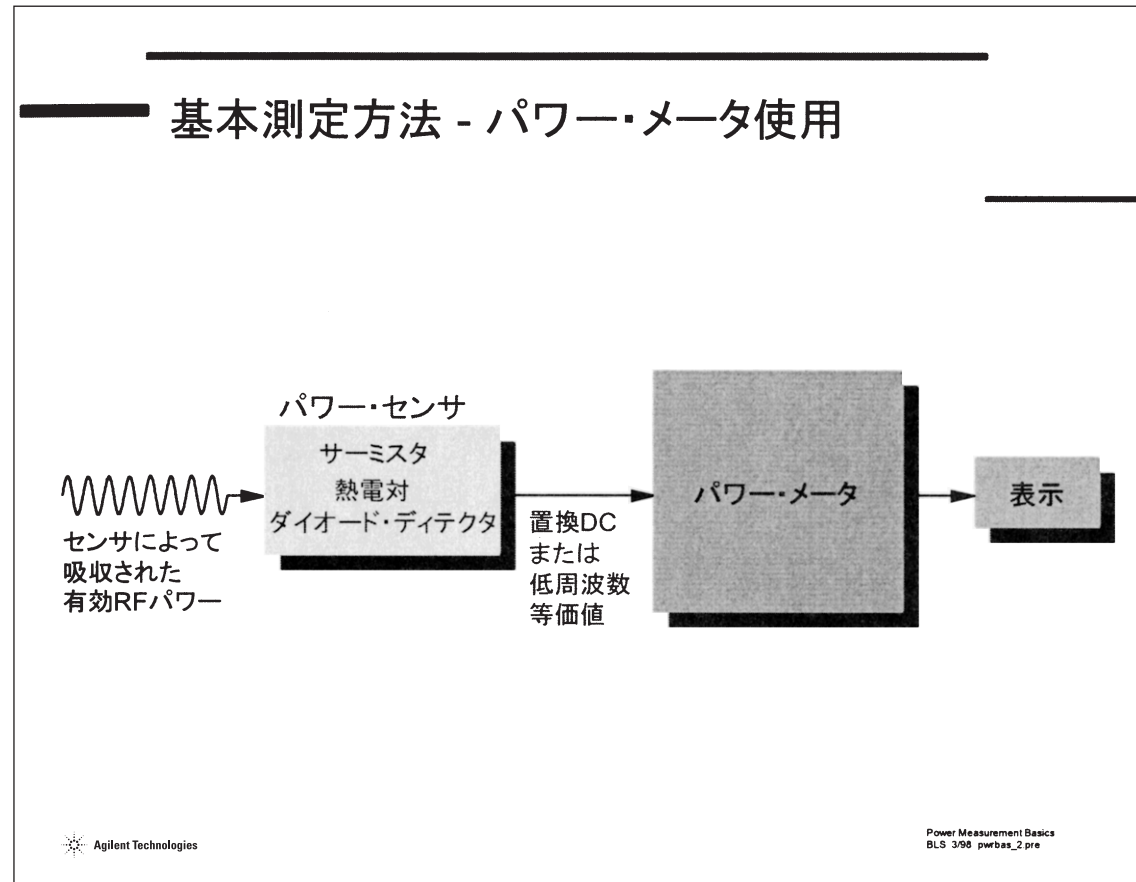
- ディテクタを装備した
オシロスコープ
- スペクトラム・アナライザ
- ネットワーク・アナライザ
- パワー・メータ

 Agilent TechnologiesPower Measurement Basics
BLS 3/98 pwrbas_2_pre

さまざまな測定器がパワーを測定しますが、最も正確な測定器はパワー・メータとセンサです。センサはRFパワーから電圧へのトランスデューサです。パワー・メータには、検出された電圧がパワーの値としてdBmまたはワットで表示されます。パワー・メータの代表的な確度が0.01dBであるのに対して、他の測定器（スペクトラム・アナライザ、ネットワーク・アナライザ）のパワー測定確度は0.1dB以上です。

パワー測定の基礎

スライド#11



ここでは、平均パワー測定に使用するセンサとメータ両方のハードウェアのタイプを調べていきましょう。

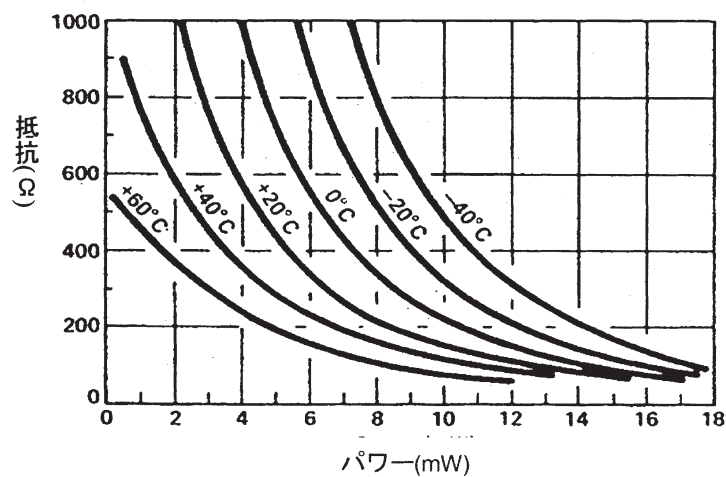
パワー・センサの基本的な考えは、高周波数パワーをパワー・メータが測定して特定のRFパワー・レベルに関連付けることができるDC信号または低周波数信号に変換することです。主なセンサのタイプは、サーミスタ、熱電対とダイオード・ディテクタの3つです。センサのタイプごとに、関連する特長と制限があります。各タイプの原理に簡単に触れてから、各センサに関連する長所と制限について説明します。

パワー測定の基礎

スライド#12

サーミスタ ← 熱電対 ダイオード・ディテクタ

代表的なサーミスタ素子の特性曲線



Agilent Technologies

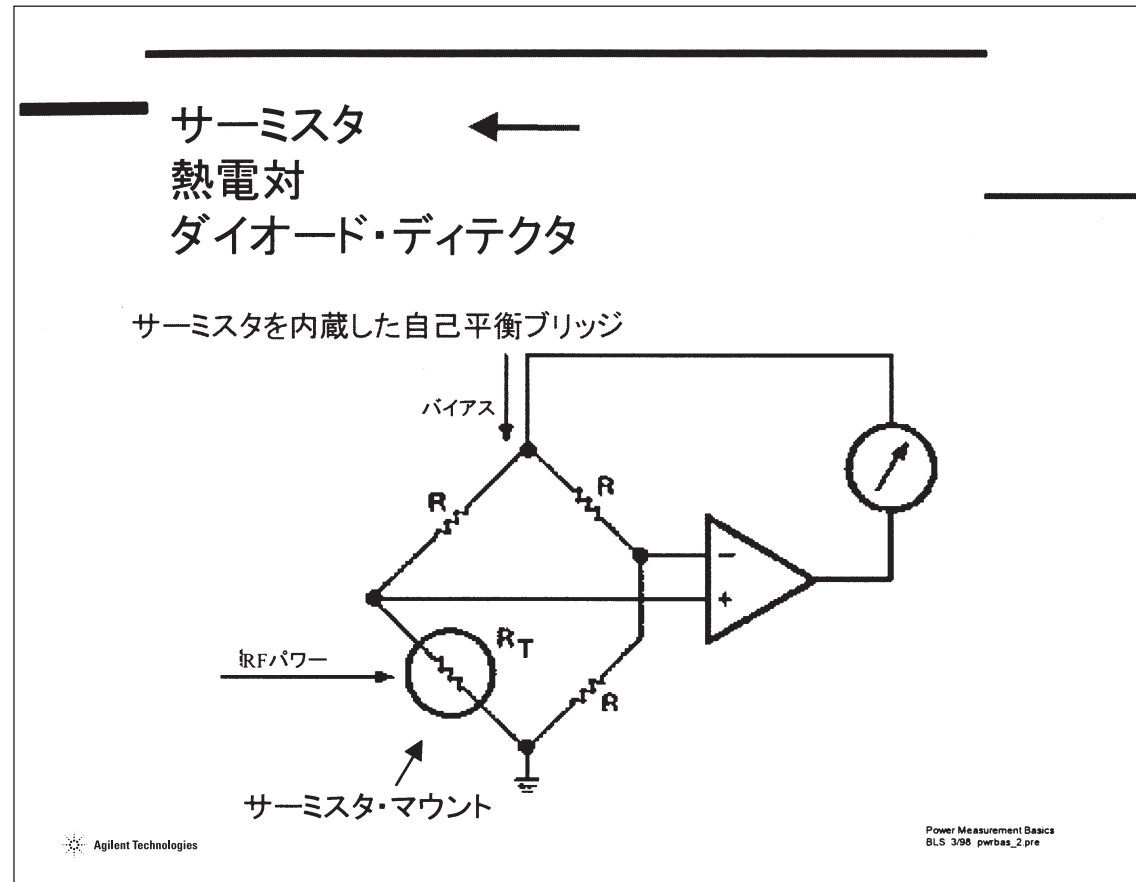
Power Measurement Basics
BLS 3/98 pwbas_2_pre

通常、温度の変化によって抵抗が変化することで、ボロメータは動作します。サーミスタは、ボロメータと分類されるパワー・センサの1タイプです。サーミスタは、入射RFパワーが素子で消費されることから生じる温度の変化によって抵抗が変化する半導体です。通常0.03mmのリード線が付いた、直径0.4mmの金属酸化物の小さなビーズが、実際のサーミスタ素子を構成します。

サーミスタの抵抗対パワーの相関は極めて非線形で、この相関はサーミスタごとに大幅に異なります。そうした曲線の形状に正確にトレースしなくてはならないという事が、結果的に測定を難しいものにしてしまいます。そうとはいえ、サーミスタはブリッジ回路に組み込まれています。

パワー測定の基礎

スライド#13



ホイートストン・ブリッジが平衡している、つまり、ブリッジの両側が同じ場合、ブリッジの両端には電圧は発生せず、増幅器の入力は本質的に等しいことはわかっています。サーミスタにRFパワー入射がない場合、ブリッジは平衡します。RFパワーをサーミスタに印加すると、サーミスタは暖まり、抵抗が下がります。この抵抗の変化によってブリッジは不平衡になり、増幅器への差動入力が発生します。サーミスタが再び冷めて、抵抗が上がり、ブリッジが平衡に戻ることもできるのにちょうど十分なくらい、フィードバック・ループ内にある増幅器はブリッジへのDCバイアスを自動的に下げます。サーミスタに対するDCパワーの減少は、サーミスタでのRFパワー入射の増加と等価です。メータはブリッジが再平衡するために増幅器が下げる必要のあるパワー量を測定して、このパワーの減少をサーミスタ素子で消費されたRFパワーの増加に関連付けます。DCパワーの直接測定によってRFパワーを間接的に測定するので、この技法はDC置換といいます。この測定は外部基準信号源を必要としないので、閉ループといいます。

478Aと8478B同軸サーミスタ・センサと、486A導波管サーミスタ・センサは、上記の方法で動作します。

単純な自己平衡ブリッジに関する主な問題は、周囲温度が変化するに連れて、サーミスタ抵抗も変化することです。例えば、サーミスタに触るだけでも、素子は暖まり、抵抗が変化して、RFパワーの変化として間違っって検出されます。これを補正するために、サーミスタ・センサ（上記のAgilentセンサなど）は周囲温度を検知する2番目のサーミスタを付け加えます。

パワー測定の基礎

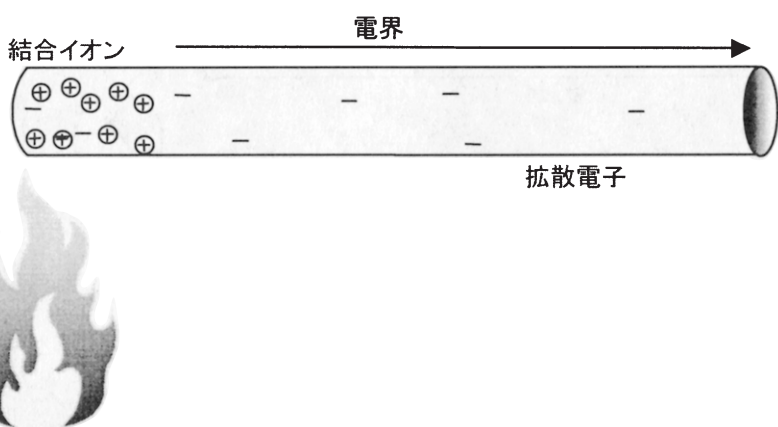
スライド#15


サーミスタ

熱電対 ←

ダイオード・ディテクタ

● 熱電対の物理学





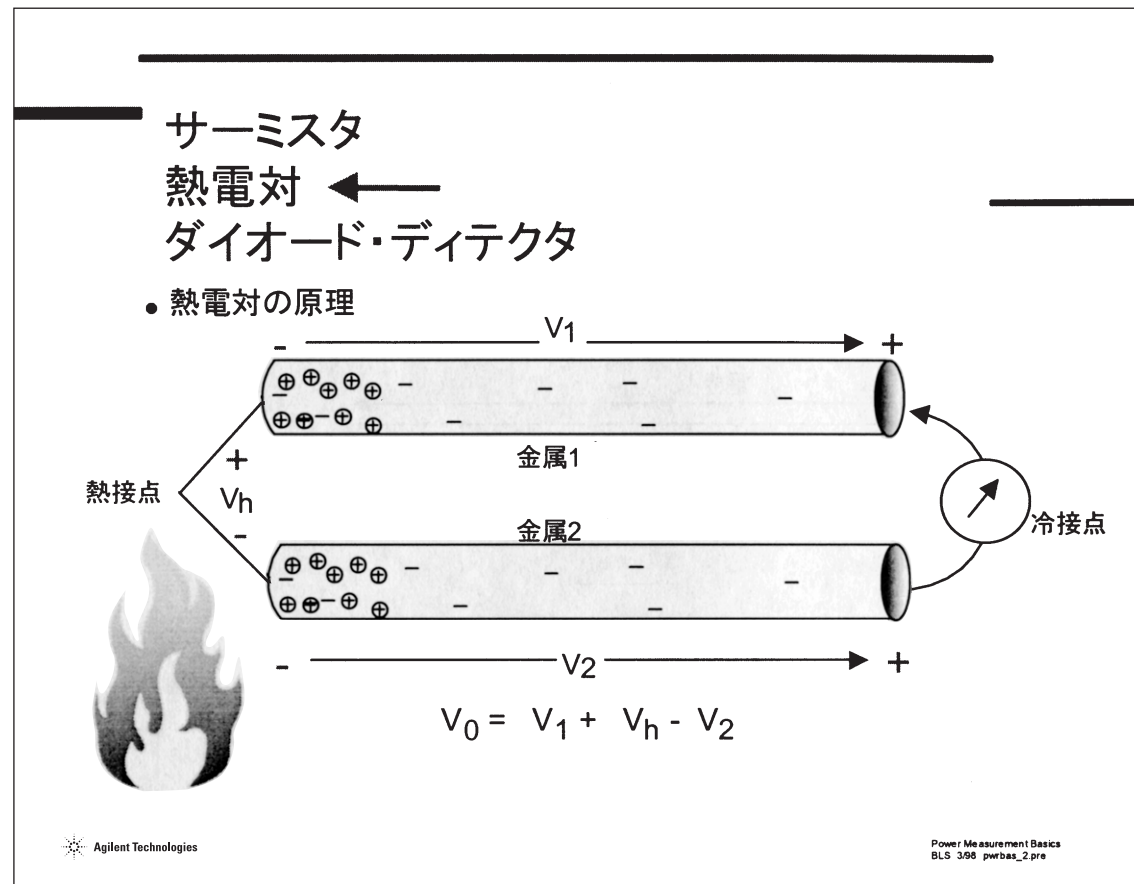
Power Measurement Basics
 BLS 3/98 pwrbas_2.pre

熱電対技術は薄膜技術と半導体技術を組み合わせて得られた成果で、非常に正確で堅牢で再現性があるパワー・センサとなります。熱電対センサは、1974年の導入以来、RFパワーやマイクロ波パワーを検知するために選択される検出技術です。この選択に対する2つの主な理由は、1)より広いパワー・レンジで動作すること、2)より堅牢であることです。サーミスタ同様、熱電対は信号の真のパワーに対応するので、CWから複雑なデジタル位相変調までのすべてのタイプの信号フォーマットに最適です。

上記の例は、金属棒の一方の端を熱した場合、何が起きるかを示します。熱擾乱が増大した結果として、左端では他の多くの電子が自分の原子から自由になります。左端で自由電子密度が増大することによって、右方向への拡散が起こります。各電子が右に移動することによって、正イオンは後に残ったままになります。そのイオンは、クーロンの法則で示された力によって電子を左に引き戻します。右方向の拡散力が左方向のクーロンの法則による力と等しい場合、平衡が起こります。左方向の力は、右方向に向いている電界によって表すことができます。電界によって電圧源が生じます。

パワー測定の基礎

スライド#16

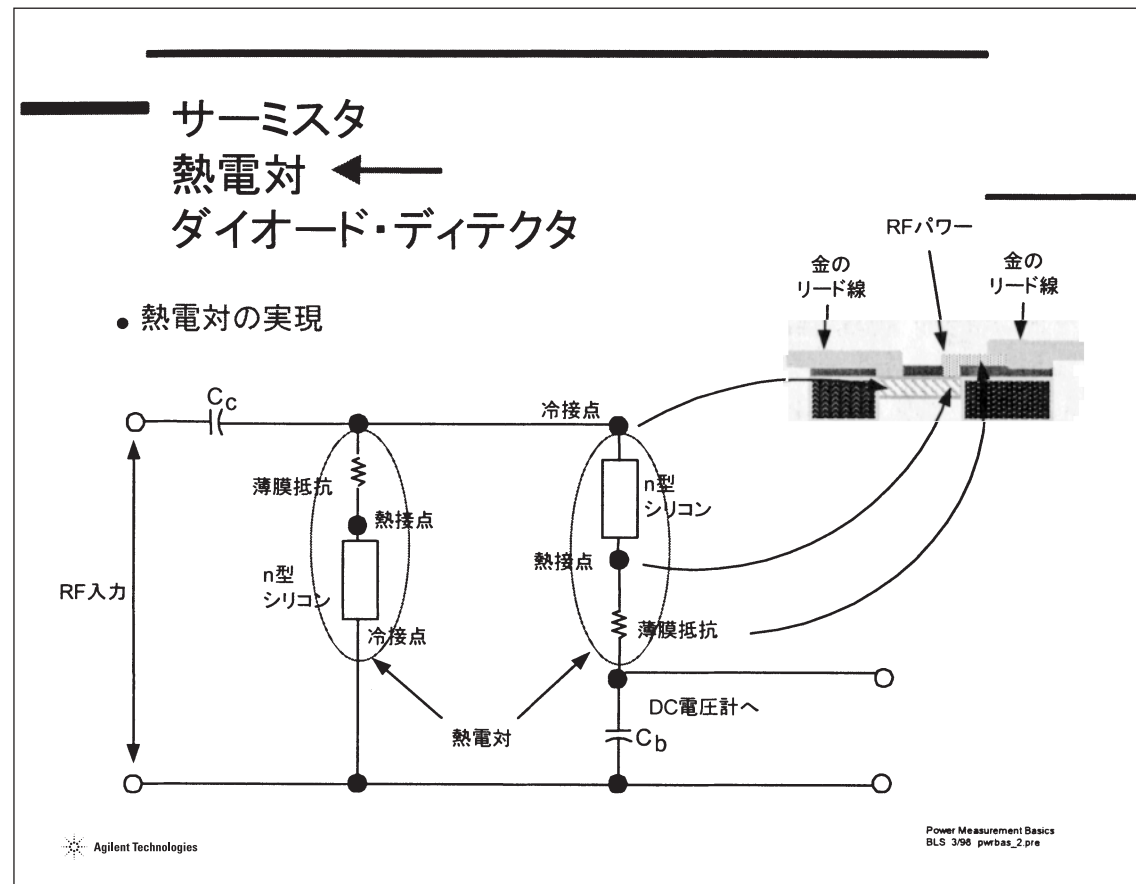


熱電対センサは、熱接点と冷接点間の温度差によって、金属は電圧を発生することと、金属が異なると発生する電圧も異なることに基づいています。熱電対は、2種類の金属間のこの電圧の差という考えに基づいています。2種類の金属同士を閉回路に接続した場合、電圧の差によって電流が流れます。ループが閉じたままの場合、2つの接点に温度差が残っている限り、電流は流れます。熱電対では、ループは切断され、感度のよい電圧計が挿入され、ループの有効熱電気電圧を測定します。電圧は温度変化に関連付けることができ、温度変化は熱電対素子上のRF入射による増加した温度に関連付けることができます。

熱電対で発生した電圧はマイクロボルトのオーダーなので、各ペアの最初の接点を熱にさらして、2番目の接点をさらさないようにして、たくさんの接点のペアつまり熱電対を直列に接続します。このようにして、一組みの熱電対で発生した有効電圧を次の組の熱電対に加え、また次の組へと順に加えていき、大きな熱電気出力を発生させます。そうした熱電対の直列接続を熱電対列といいます。この信号が大きければ大きいほど、検知回路は簡単になります。

パワー測定の基礎

スライド#17

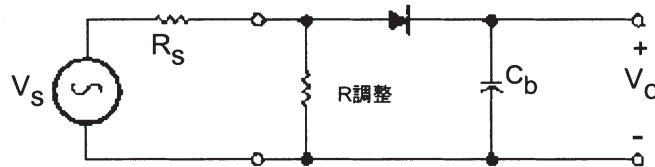


熱電対技術を実現して、パワー・センサを作成する1つの方法は、上記に示す方法に似ています。センサには、1チップ上に2つの同じ熱電対が内蔵され、図にあるように電氣的に接続されています。DCの場合、熱電対は直列であるのに対して、RF周波数では、並列になります。並列の2つの熱電対は、RF伝送ラインに対して50オーム終端を形成します。

熱電対測定は開ループです。つまり、特定のセンサを関連メータと調整させるのに、外部基準信号源が必要です。パワー基準はパワー・メータに内蔵されます。システムの確度の検査、または、感度が異なるセンサの調整をするために、熱電対センサをパワー基準出力に接続して、校正調整を使用して、1.00mWを表示するようメータを設定します。この校正はシステムを開ループ代用タイプ・システムに変換して、トレサビリティの信頼性を社内標準またはNIST標準に戻します。

サーミスタ 熱電対 ダイオード・ディテクタ ←

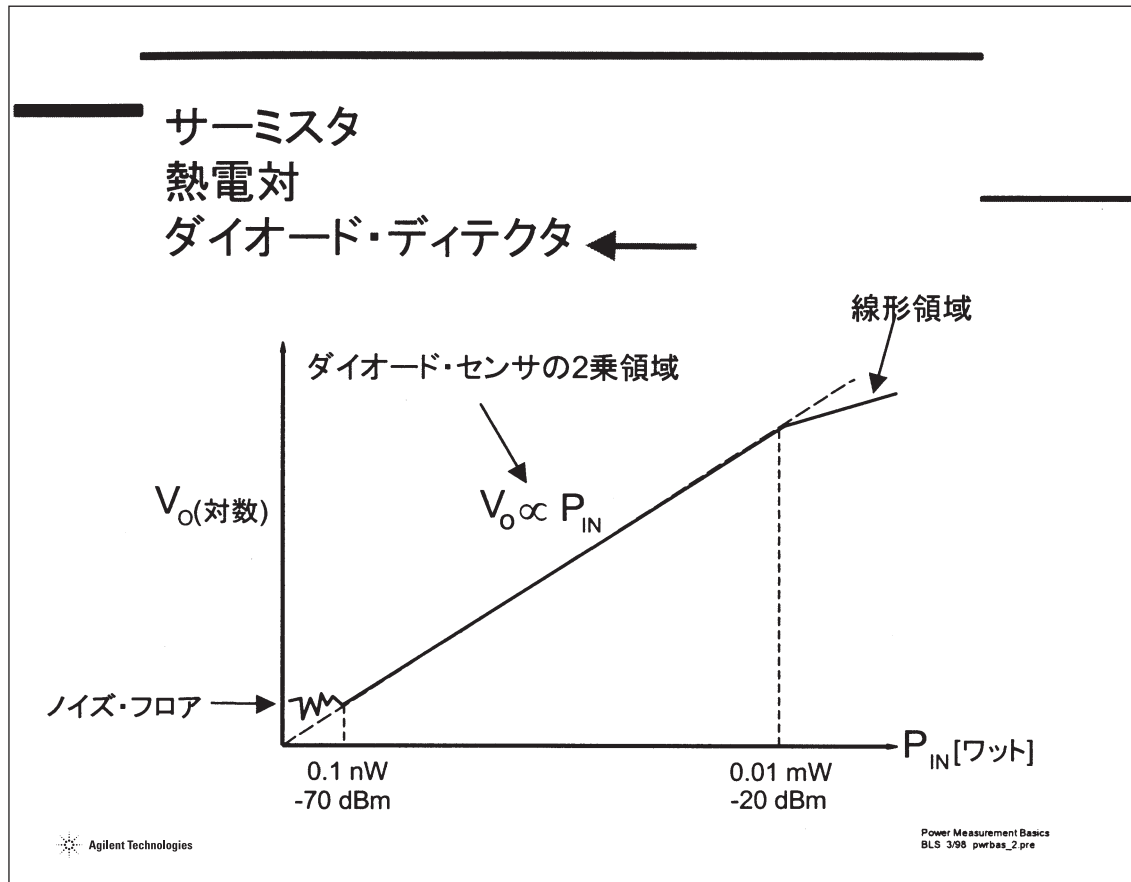
● ダイオード・ディテクタの動作原理



サーミスタや熱電対と異なり、ダイオードは信号の熱成分を測定しませんが、その代わり、信号を整流します。調整抵抗（約50オーム）はRF信号の終端です。RF電圧はダイオードでDC電圧に変わり、バイパス・キャパシタC_bはローパス・フィルタとして使用され、ダイオードを通るRF信号を取り除きます。

パワー測定の基礎

スライド#19



ダイオードの主な特徴は感度で、-70dBm (100pW)と低いパワー測定が可能です。これらは、信号成分に関係なく、真のパワー測定なのでしょうか。それは、場合によって異なります。ダイオード式 (Application Note 64-1A参照) をべき級数に展開した場合、約-20dBmのパワー・レベルまでは、整流された出力電圧は入力信号電圧の2乗の関数であることがわかります。この性能は、信号成分に関係なく、RF信号パワーに比例する整流された出力を生みます。パワー・レベルが-20dBmを超えるに連れ、整流プロセスは徐々に線形になり、出力電圧は入力電圧の関数になります。複雑な信号の場合、出力は入力信号のさまざまな成分の位相関係に依存します。

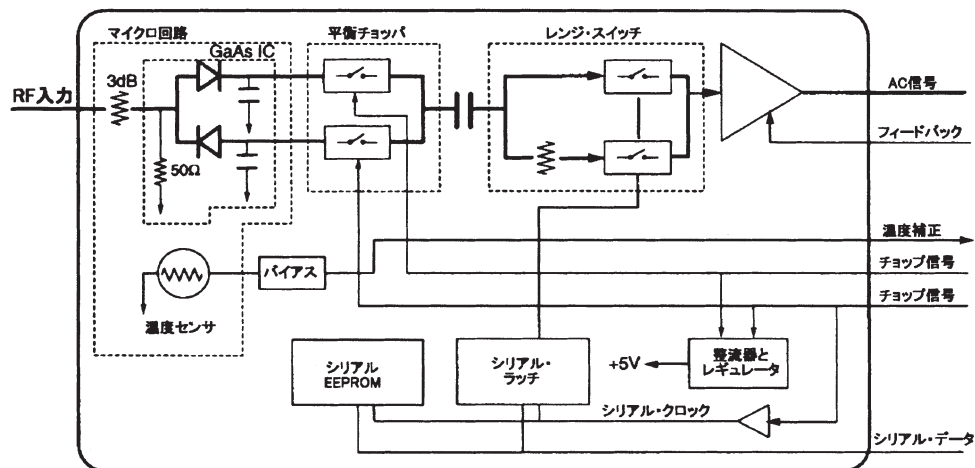
多くのタイプのダイオードがパワー測定に使用されていて、現在、最も一般に使用されるタイプは低ショットキー・バリア・ダイオードです。本プレゼンテーションでは、アジレント・テクノロジーのダイオード・センサに使用されるダイオードタイプ、つまり、PDB (プレーナドープドバリア) ダイオードについて説明します。PDBダイオードは、マイクロ波周波数でショットキー・ダイオードより性能が優れています。この技術に基づいたセンサは、18GHzまでの周波数で-70dBmと低いパワーを検出して測定できます。PDBダイオード技術によって、RFからDCへの変換効率は前述した熱電対と比較して3000倍 (35dB) になります。ダイオード・センサ技術は感度に優れていますが、熱電対センサも-30 ~ +20dBmの範囲では純2乗ディテクタという、最も重要な特徴を持っています。

-70dBmのパワー・レベルを検出する際、ダイオード・ディテクタ出力は約50nVです。低信号レベルでは、漏れ信号、ノイズや熱電対の影響を対象信号が受けるのを防ぐのに、高度な増幅器やチョッパ回路デザインが必要です。

パワー測定の基礎

スライド#20

ワイドダイナミックレンジでCWだけの パワー・センサ



 Agilent Technologies

Power Measurement Basics
BLS 3/98 pwrbas_2 pre

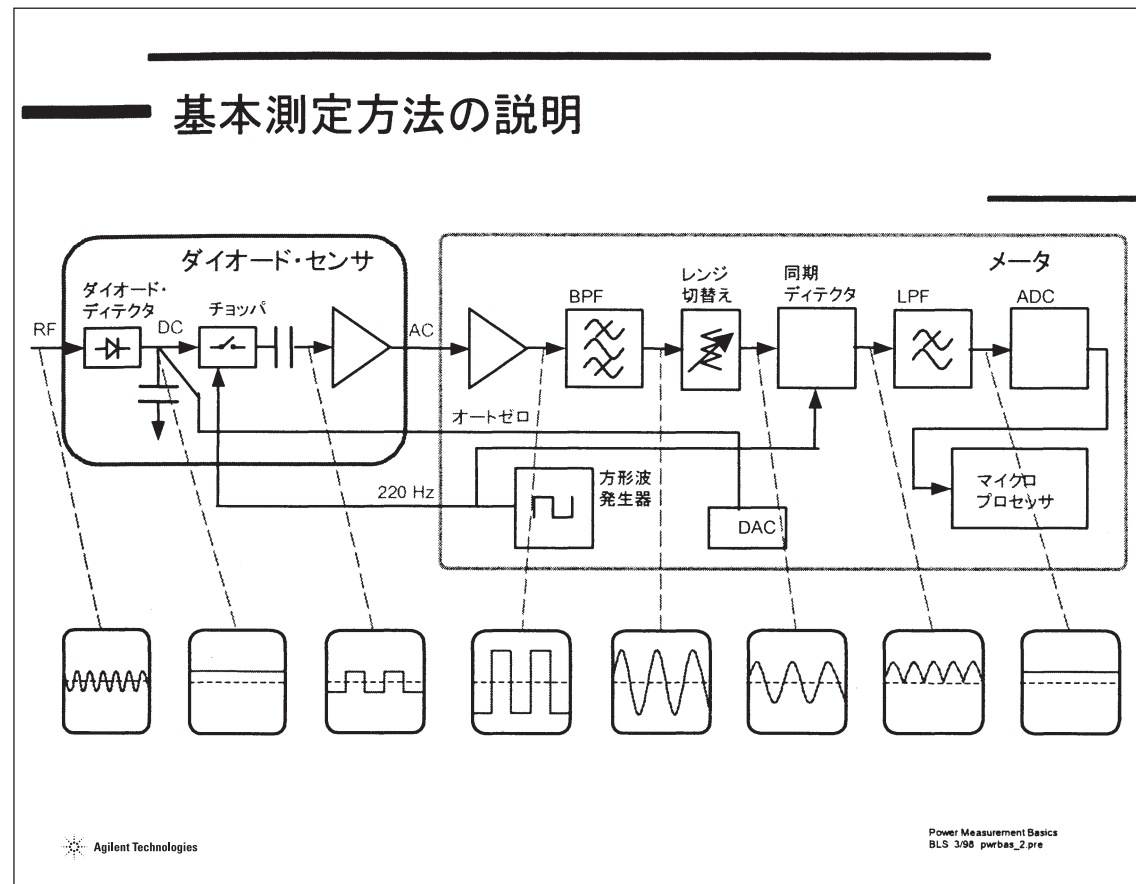
アジレント・テクノロジーのワイドダイナミックレンジCW対応のパワー・センサは、ダイオードの2乗領域外を測定します。90dBというダイナミック・レンジを実現するためには、センサ/メータ・アーキテクチャはデータ補正アルゴリズムに依存します。このアルゴリズムは、各センサを校正して、個々のEEPROMに記憶します。データ・アルゴリズムは3つのパラメータ、センサに対して指定されたレンジの入力パワー・レベル対周波数対温度の情報を記憶します。

センサの電源投入時、パワー・メータは取り付けられたセンサに問い合わせて、センサ校正データを更新します。内部温度センサは、ダイオードの温度データをパワー・メータの温度補正アルゴリズムに提供します。

2種類のパワー・メータEPM-441A（シングル・チャネル）とEPM-442A（デュアル・チャネル）は、センサの90dBパワー測定範囲を利用します。また、EPMシリーズ・パワー・メータは、8480シリーズの熱電対マウントやダイオード・ディテクタ・マウントでも動作します。

パワー測定の基本

スライド#21

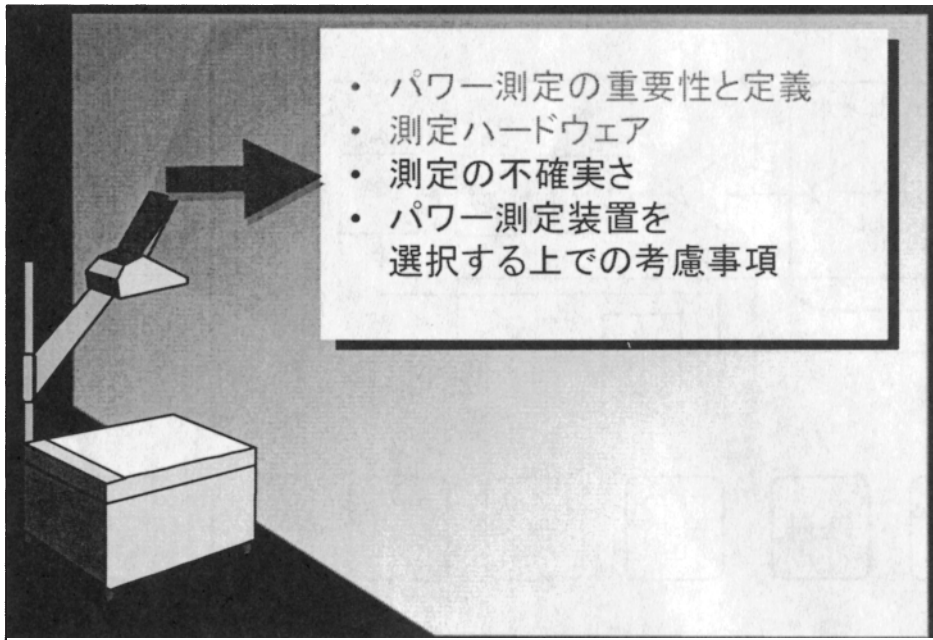


ここに示すのは、基本パワー測定方法です。熱電対とダイオード・ディテクタの両マウントは、100nVオーダの電圧を発生します。そうした小電圧を、正確に検出するのにチョッパ、AC増幅器と同期ディテクタが必要です。両種類のセンサによるパワー測定には、パワー・メータの校正を調整して、使用する特定のセンサに合わせるのに、パワー出力が正確にわかっているパワー基準発振器が必要です。

熱電対またはダイオード・ディテクタからのDC出力はどちらも非常に低レベル（nVまたは μ Vのオーダ）なので、通常のケーブルで伝送することは困難です。小さな不要な熱電対の影響が、測定に影響を及ぼすからです。このため、アジレント・テクノロジーでは低レベルDC回路をパワー・センサに内蔵して、比較的高いレベルの信号しかケーブルを通らないようにしました。そうした低DC電圧を処理するには、信号を切断して、方形波を形成して、この方形波をAC結合システムで増幅してから、高レベルACを同期検出する必要があります。チョッパと最初のAC増幅器は、パワー・センサ自体に内蔵されています。

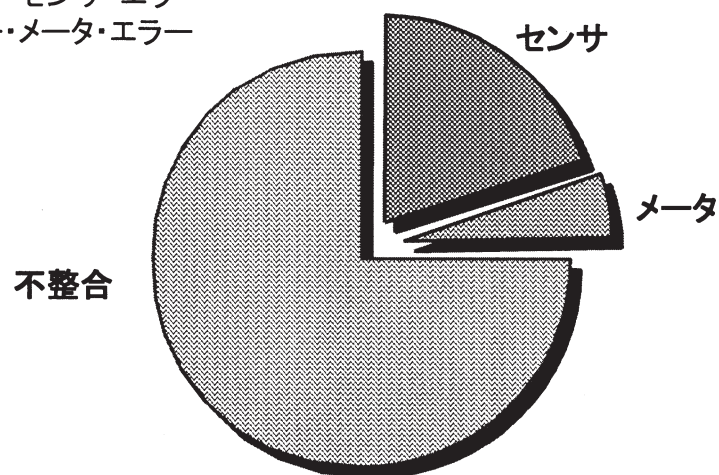
AC信号は一度メータ内に入った後、再度増幅され、バンドパス・フィルタを通ります。微弱信号と最高感度レンジに対しては、最狭帯域幅を選択します。パワー・メータをもっと高いレンジに切り替えると、帯域幅が広がるので、測定をもっと迅速にできます。同期ディテクタは信号を整流して、信号はローパス・フィルタを通ります。A/DコンバータはDC信号を取り出して、特定のパワー・レベルに等しくさせます。

アジェンダ



パワー測定の不確かさの原因

- センサと信号源の不整合エラー
- パワー・センサ・エラー
- パワー・メータ・エラー

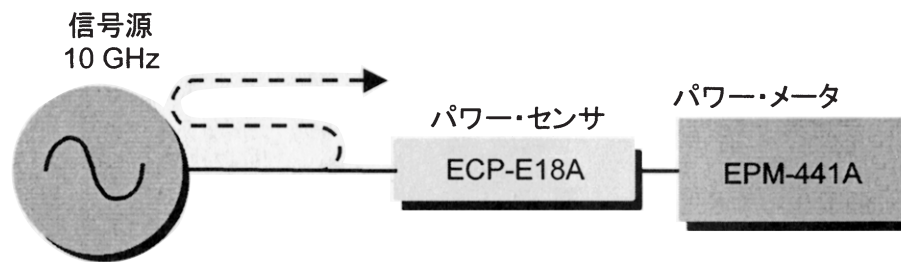


パワー測定では、すべての測定と同様、多くのエラーの原因があります。通常、センサと信号源のインピーダンス不整合は、パワー測定中で最大のエラー原因となります。センサと信号源のSWR（定在波比）がわかることによって、不整合による不確かさを求めることができます。実効効率や校正係数などの他のセンサの不確かさも考慮します。パワー・メータのさまざまな測定の不確かさの解析をその後説明します。最後に、すべてのエラーを組み合わせ、不確かさの合計数値を求める例を示します。

パワー測定の基礎

スライド#24

不整合による不確かさの計算



$$\text{SWR} = 2.0$$

$$\text{SWR} = 1.22$$

$$\rho_{\text{SOURCE}} = 0.33$$

$$\rho_{\text{SENSOR}} = 0.10$$

$$\text{不整合による不確かさ} = \pm 2 \cdot \rho_{\text{SOURCE}} \cdot \rho_{\text{SENSOR}} \cdot 100\%$$

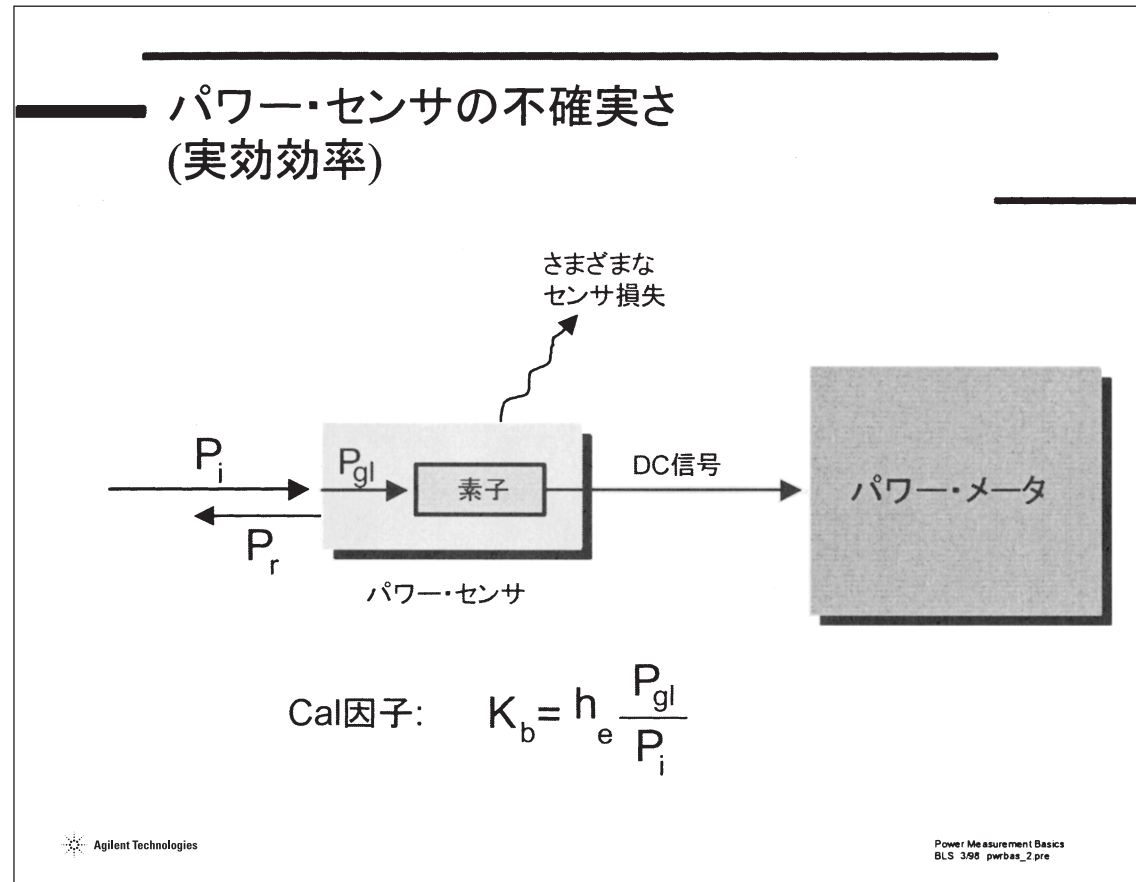
$$\text{不整合による不確かさ} = \pm 2 \cdot 0.33 \cdot 0.10 \cdot 100\% = \pm 6.6\%$$

パワー測定では、通常、インピーダンス Z_0 に供給されたパワーに関心があるので、当然、パワー・センサはできるだけ Z_0 に近いことが望まれます。センサが正確に Z_0 の場合、信号はセンサから全く反射せず、むしろ完全に吸収されます。センサ・インピーダンスがこのインピーダンスから外れると、反射が起こります。したがって、信号源出力の一部は決してセンサ素子に届きません（したがって、測定できません）。同様に、通常、信号源も不整合になるので、そこでも反射が起こります。複雑な反射要因は通常わからず、わかるのはSWRだけなので、実際にセンサに入力した正確なパワー・レベルはわかりません。正確なパワーは求めることができませんが、パワーの最大値と最小値は計算できます。

不整合の不確かさは、信号源とセンサの不完全な整合による不確かさです。不整合の不確かさの度合いは、センサと信号源両方のわかっているSWRを使用して求めます。ECP-E18Aパワー・センサのSWRは10GHzで1.22、信号源のSWRは2.0です。不整合の不確かさのパーセンテージは、図内の式を使用して求めます。この例では、不整合は測定の不確かさの6.6%を占めています。

パワー測定の基礎

スライド#25



パワー測定の不確かさの別の原因は、パワー・センサの効率の悪さによるものです。パワー・センサの場合、入力パワーとはセンサに供給される有効パワーのことで、入射パワーから反射パワーを引いたものです。ただし、センサの素子はセンサに入力するすべてのパワーを消費するわけではありません。センサの測定では、パワーの一部は熱に変わります。測定されたパワーは、センサ素子自身が消費したパワーしか示しません。

校正因子 K_b は、センサの効率の悪さと反射信号の原因となる不整合による損失を考慮します。スライドでは、校正係数は $K_b = \eta_e \frac{P_{gl}}{P_i}$ であることがわかります。ここで、 η_e は実効効率で、 $\frac{P_{gl}}{P_i}$ は不整合損失です。校正係数はセンサごとに異なり、メーカーの製造ラインによって決まります。校正係数はラベルに印刷され、データ・シートがセンサごとに添付されます。ただし、校正の不確かさはセンサ・モデルに共通で、メーカーによって指定されます。10GHzでのECP-E18Aの場合、校正係数の不確かさは0dBmで3.1%です。

校正係数の補正データはめったに手動で使用されないで、ECPシリーズ・センサのセンサ・ラベルにはもう載っていません。電源投入時、または、新しいセンサが接続された場合、データは必ずパワー・メータにアップロードされます。新しいセンサは2種類の異なる入力パワー・レベルに対して校正係数表を記憶して、補正ルーチンの確度を改善します。修理または再校正時に校正係数が変化した場合、新しい値がセンサEEPROMにロードされます。

パワー測定の基本

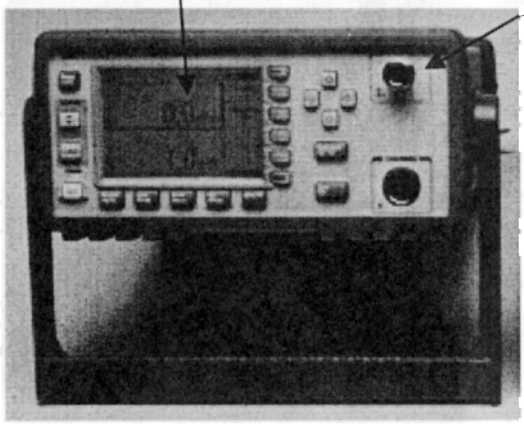
スライド#26

パワー・メータ測定の不確かさ

ゼロ・
キャリーオーバ

ノイズ

+/- 1カウント




ゼロ設定

パワー基準の
不確かさ

ドリフト

測定の不確かさ



Power Measurement Basics
BLS 3/98 pwrbas_2 pre

パワーメータ内の電子回路に関連する不確かさは複数あります。これらの不確かさは不整合やセンサの不確かさより通常は小さくても、詳細な不確かさの解析に含める必要があります。

パワー基準の不確かさ

熱電対センサまたはダイオード・センサには、個々のセンサの感度を検査して調整するのに、非常に正確な既知のパワー信号源が必要です。EPM-441Aパワー・メータは1.0mW、50MHzパワー信号源を装備します。パワー基準の不確かさは、このパワー信号源の出力の不確かさを処理します。EPM-441Aのパワー基準は、1年間で $\pm 1.2\%$ という仕様になっています。

測定の不確かさ

測定の不確かさは、メータ・トラッキング、回路の非線形性、レンジが切り替わった場合のアッテネータの誤差そして増幅器利得の不正確さなどの要因が組み合わさったものです。測定器メーカーは、累積された不確かさが特定の制限内であることを保証します。EPM-441Aの測定の不確かさ $\pm 0.5\%$ です。

パワー測定の基礎

スライド#27

パワー測定の不確かさの計算

不整合の不確かさ	$\pm 6.6\%$
校正係数の不確かさ	$\pm 3.1\%$
パワー基準の不確かさ	$\pm 1.2\%$
測定の不確かさ	$\pm 0.5\%$

不確かさが決まったので、それらをどのように組み合わせますか。

ここにあるのは、パワー測定例に対する個々の不確かさの中の最大要因のいくつかです。ここで、これらの不確かさがまとまってどのように作用して、最終測定結果に影響を及ぼすかを決めたいと思います。通常、パワー測定の不確かさは、ワーストケースと2乗平均平方根（RSS）の2通りの方法のいずれかで示されます。これらの2通りの方法を調べてみましょう。

この例では、上記の不確かさは10GHzと10dBmに対してであることに注意してください。パワー基準と測定の不確かさはパワー・メータの範囲全体に対して指定され、メーカーによって指定されます。校正係数の不確かさはセンサの範囲内のさまざまな周波数ポイントで指定され、センサの技術仕様に記載されています。不整合の不確かさは、信号源とセンサ両方のSWRによって異なります。特定の周波数レンジに対するセンサの最大SWRは技術仕様に記載されていて、信号源のSWRは信号源に関する仕様からわかります。

このパワー・レベル（10dBm）では、ゼロ調整エラーとノイズは含まれません。もっと低いパワー・レベルでは、例えば、ダイオード・センサの場合-60dBmより下では、これらのエラーは非常に重大になることがあるので、不確かさ解析に含める必要があります。

ワーストケースの不確かさ

- 例では、ワーストケースの不確かさは以下のとおりです。

$$= 6.6\% + 3.1\% + 1.2\% + 0.5\% = \pm 11.4\%$$

$$+11.4\% = 10 \log (1 + 0.114) = + 0.47 \text{ dB}$$

$$- 11.4\% = 10 \log (1 - 0.114) = - 0.53 \text{ dB}$$

パワー測定によく使用される不確かさの合計値の1つとして、ワーストケースの不確かさがあります。これは、エラーの原因になる可能性のある要因が、それぞれ極端な値をとった場合、その値を全て組合せたものがワーストケースになります。つまり、測定値と実際の値の間に生じる最大偏差を意味します。

このワーストケースの場合、不確かさは±11.4%または+0.47、-0.53dBとなります。

注記：全てのエラーがまとめて発生する事は非常に稀なので、このワーストケースの値はかなりの余裕をみています。

RSSの不確かさ

- 例では、RSSの不確かさは以下のとおりです。

$$= \sqrt{(6.6\%)^2 + (3.1\%)^2 + (1.2\%)^2 + (0.5\%)^2}$$

$$= \pm 7.4\%$$

$$+ 7.4\% = 10 \log (1 + 0.074) = +0.31 \text{ dB}$$

$$- 7.4\% = 10 \log (1 - 0.074) = -0.33 \text{ dB}$$

ワーストケースの不確かさは、非常に誤差に対して余裕をみている方法です。すべてのエラー原因の値が極端な値をとったとして、最悪の値を指示する確率は非常に低いです。

不確かさを組み合わせるよりも現実的な方法は、2乗平均平方根（RSS）方法です。RSSの不確かさは、ほとんどのパワー測定エラーは、系統的でランダムではありませんが、お互いに無関係であることから成り立ちます。お互いに関係していないので、互いにランダムとなり、ランダム変数のような組み合わせになります。

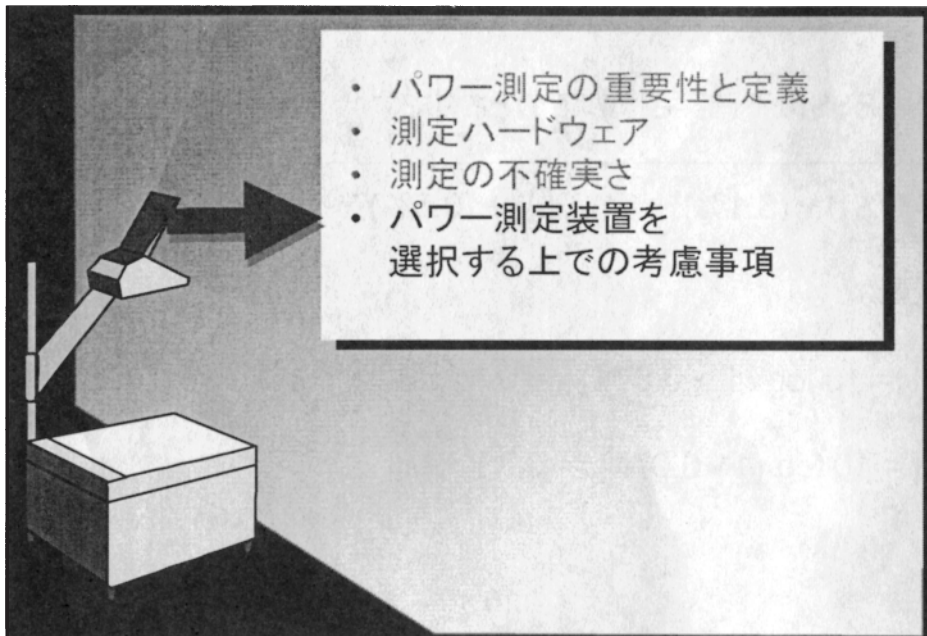
エラーを組み合わせるRSS方法では、全体の不確かさは±7.4%または、+0.31、-0.33dBが得られます。

不確かさに対するもっと厳密な方法は、Application Note 64-1A、“Fundamentals of RF and Microwave Power Measurements”に説明されています。この方法は、アメリカ規格協会とNational Conference of Standards Laboratories(ANSI/NCSL)によって出版された新しいガイドラインに従っていて、現在、業界や政府で多くの計測学アプリケーションに実現されています。

パワー測定の基礎

スライド#30

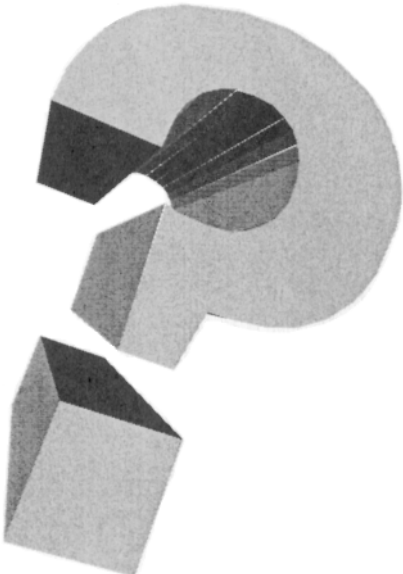
アジェンダ



パワー測定の基礎

スライド#31

パワー測定装置を選択する上での 考慮事項



Agilent Technologies

Power Measurement Basics
BLS 3/98 pwrbas_2.pre

ここで取り上げるのは、「パワー測定装置を使用または購入する場合に、どんなことを考慮すべきですか」という実際の質問についてです。

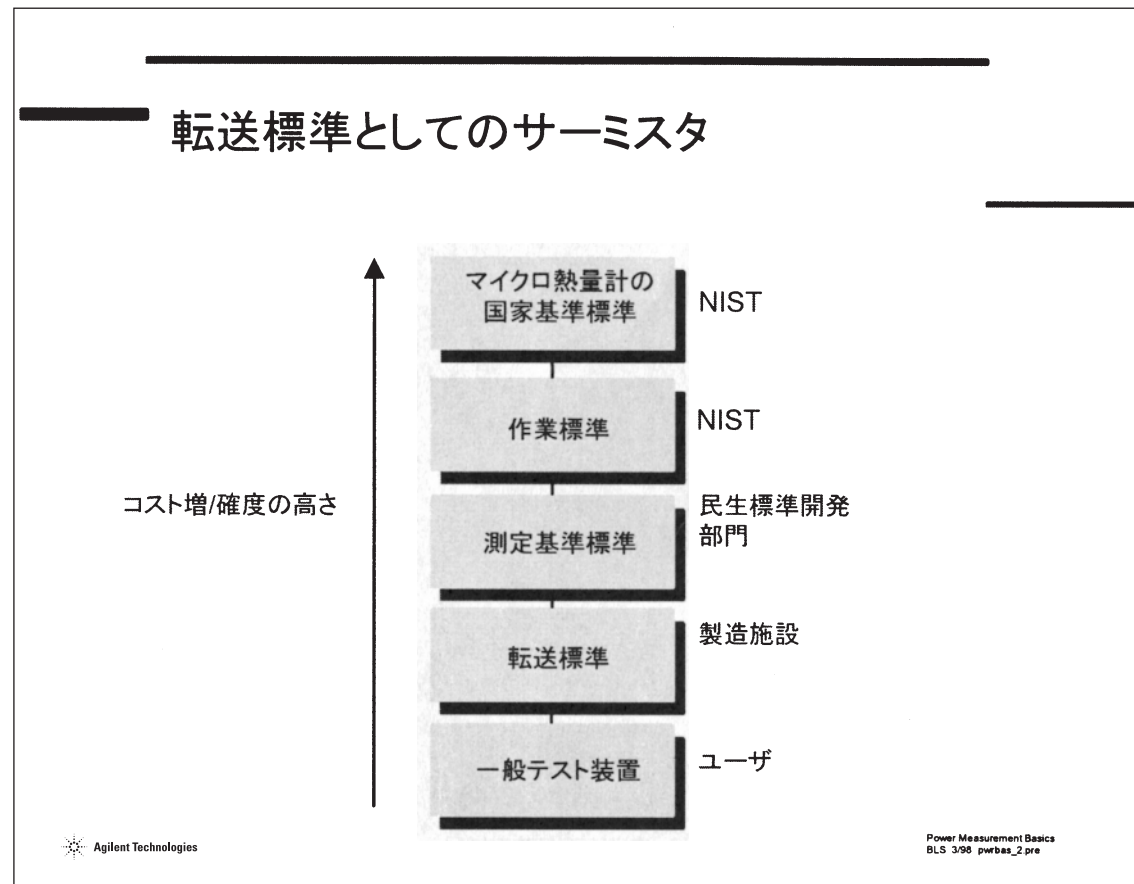
もちろん、パワー測定の方法ごとに、他の方法に対する長所がいくつかあります。判断を下す場合、価格、応答の速度、トレサビリティ、パワー・レンジ、過負荷の影響の受けやすさ、周波数レンジ、反射係数などの要因をすべて考慮する必要があります。

通常、パワー・センサの価格は、使用されるセンサ素子のタイプではなく、カバーする周波数レンジやセンサの感度によって異なります。もちろん、センサがカバーする周波数レンジが広ければ広いほどコストは高く、非常に感度が高い、つまり、高性能パワー・センサの方が高価です。さらに、通常、導波管マウントを装備したパワー・センサの方が、同軸マウントよりコストが高いです。

低パワー信号を高確度で測定するために、パワー・メータは高性能フィルタを狭帯域幅に付けて、所望の信号だけを通して、ノイズを除去するように、デザインされています。ただし、帯域幅が狭いと、応答時間は長くなります。さらに、サーミスタや熱電対などの熱に反応するパワー・センサでは、応答時間は熱センサ素子の過熱時定数と冷却時定数によっても制限されます。

代表的なサーミスタ・パワー測定では、時定数は35ミリ秒で、応答時間の0～99%が時定数の約5倍、つまり、0.175秒です。熱電対センサとダイオード・センサのパワー・メータでは、パワー・メータのレンジに応じて、応答時間の0～99%が0.1～7秒です。レンジの感度が高ければ高いほど、測定時間が必要になります。

手動測定の場合、応答速度はめったに問題になりません。オペレータがRFパワーの電源を入れて、データを取り出す準備ができる時間までに、パワー・メータは測定を終えています。ただし、自動化測定システムを使用して、パワー・メータ出力を使用して、他の測定器を制御する場合、速度を考慮する必要があります。

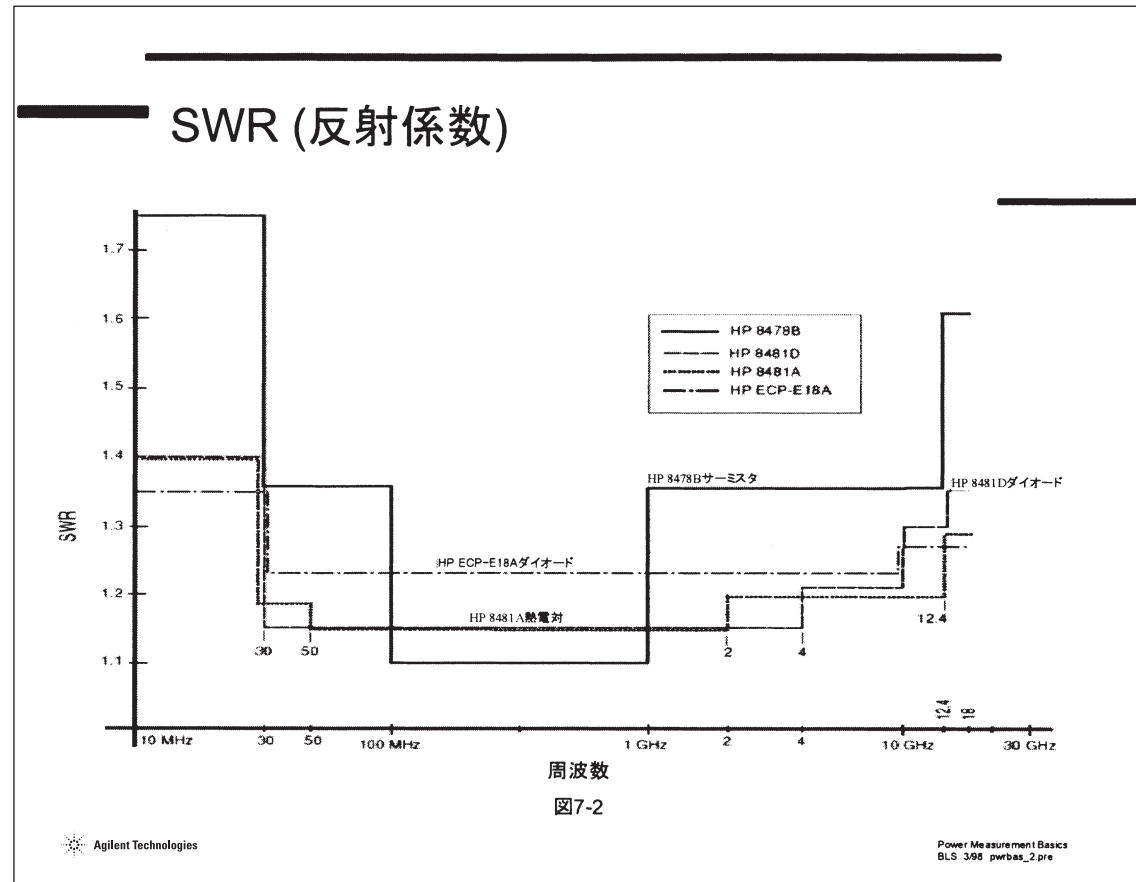


パワー測定値をさまざまな時に、さまざまな場所で再現できることは重要です。これには、再現性のある機器、優れた測定技法や標準ワットとは何かについての共通した同意が必要です。米国NIST(National Institute for Standards and Technology) (コロラド州Boulder)は、国家基準標準をマイクロ波マイクロ熱量計という形で管理しています。パワー・センサの基準をその標準まで戻ると、NISTまでたどることができるということです。パワー・センサのトレサビリティの通常経路をスライドに示します。NISTでワットに紛れ込んでしまったエラーは他のすべての標準に行き渡るので、ワットをできるだけ正確にするために、細心の注意が払われます。

校正係数、実効効率や反射係数などのパワー・パラメータを転送するために、NISTの測定サービス・プログラムは同軸と導波管両方のサーミスタ・マウントを受け入れています。これによって、サーミスタはほとんどの計測学アプリケーションに対して選択されるセンサとなります。

パワー測定の基礎

スライド#33



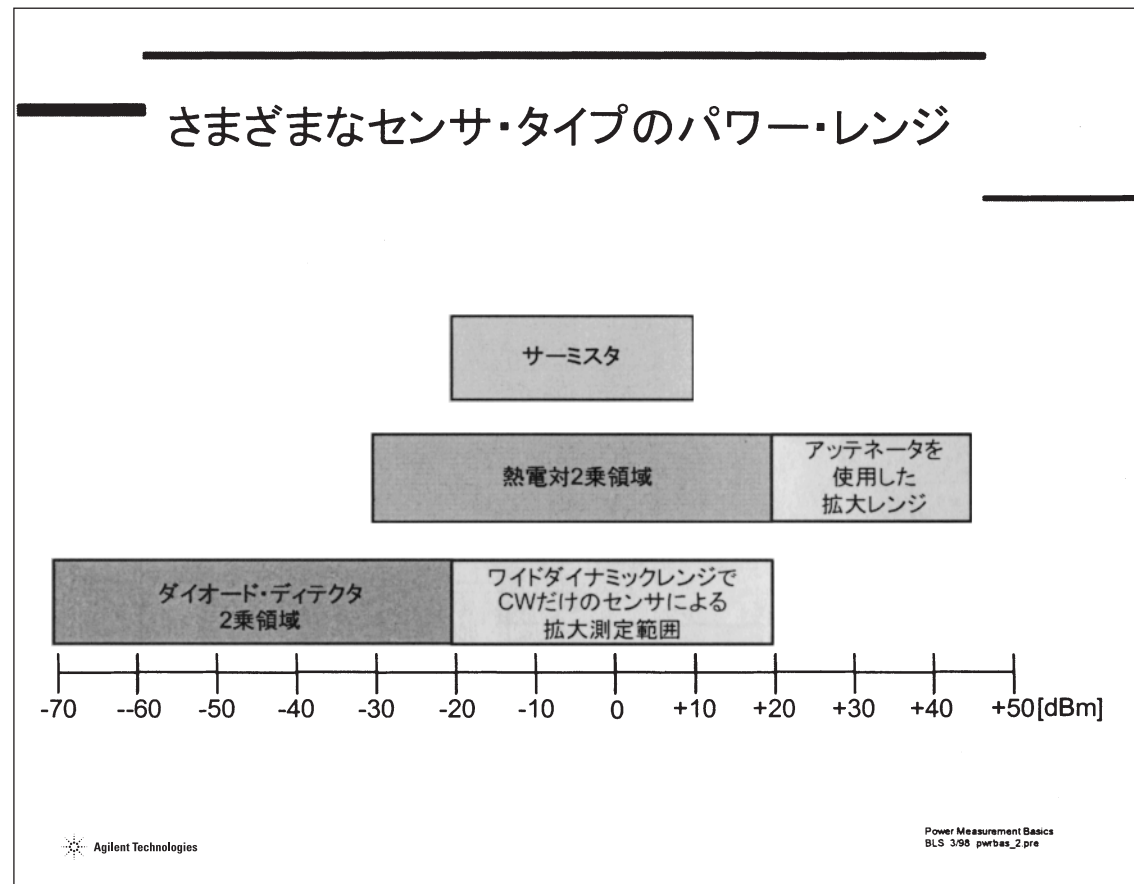
通常、不整合の不確かさはパワー測定における最大エラー要因なので、センサの反射係数性能は最も重要です。スライドを調べてみると、通常、熱電対センサとダイオード・センサでは反射係数がサーミスタ・センサより低いことが確認できます。

方形導波管でのパワー測定の場合、サーミスタ・マウントには、前述した特別な注入構成による、熱電対やダイオード・ディテクタに対する長所があります。この注入構成には、特別な導波管から同軸へのアダプタが必要です。このアダプタの損失と反射係数によって、センサ校正係数が不明確になり、全体の反射係数が増加して、不確かさが増大します。

通常、アジレント・テクノロジーの反射係数仕様は控え目であることと、実際の性能は仕様より大幅に優れていることが多く、不確かさは仕様より低くなることを認識する必要があります。

パワー測定の基本

スライド#34



サーミスタは確度が高いですが、熱電対センサまたはダイオード・ディテクタ・センサより動作範囲が制限されます。サーミスタ・マウントの仕様は、-20dBm～+10dBmの範囲に対してです。

熱電対は、非常に広い範囲のパワーをカバーします。真の2乗領域は-30dBm～+20dBmで、アッテネータを装備した場合+44dBmまで動作できます。3ファミリの熱電対センサでは、-30dBm～+44dBmの範囲を完全にカバーします。Aシリーズは-30～+20dBmをカバーして、Hシリーズは-10～+35dBmをカバーして、Bシリーズは0～+44dBmをカバーします。

ダイオード・ディテクタ（Dシリーズ）は感度が最高で、-20dBmより下でも十分に動作できますが（指定レンジは-70～-20dBm）、-20dBmより上では2乗検波領域から大幅に外れ始めます。アジレント・テクノロジーのECPシリーズ・センサでは、この非2乗領域で+20dBmまでCW信号を測定できます。

パワー測定の基礎

スライド#35

過負荷の影響の受けやすさ

	8478B サーミスタ・ センサ	8481A 熱電対センサ	8481H 熱電対センサ	8481D ダイオード・ センサ	ECP-E18A 拡大レンジ・ ダイオード・センサ
最大平均 パワー	30 mW	300 mW	3.5 W	100 mW	200 mW
パルス当たりの 最大エネルギー	10 W × ms	30 W × ms	100 W × ms	(1)	(1)
ピーク・ エンベロープ・ パワー	200 W	15 W	100 W	100 mW	200 mW

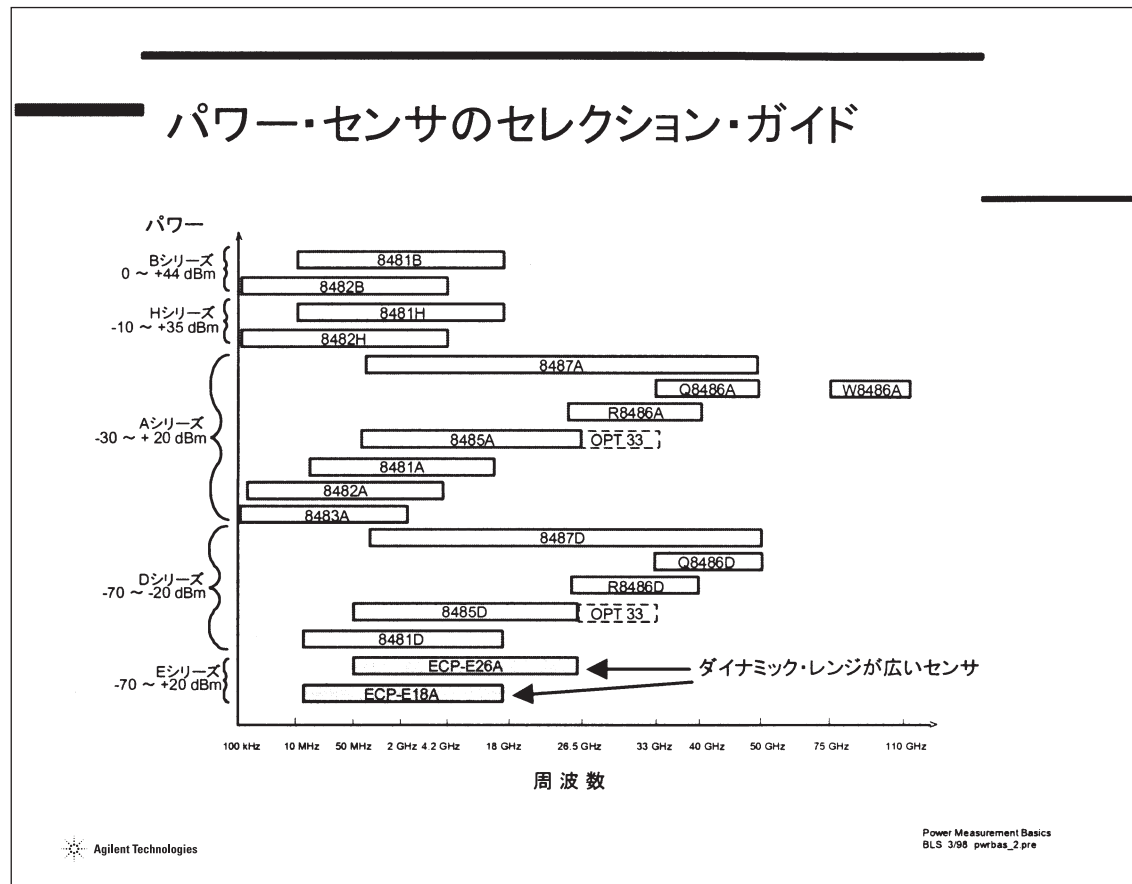
(1) ダイオード・デバイスの応答は非常に速いので、デバイスは高エネルギー・パルスの平均を取ることができません

パワー・センサに印加できる最大RFパワーは、3つの点で制限されます。最初の制限は平均パワー定格です。通常、平均パワーが大きすぎると、過熱のため損傷します。2番目の制限は1パルス内のエネルギーです。平均パワーが小さいにもかかわらず、パルス・パワーが短時間で大きすぎる場合、パルスはセンサのどこかで一時的にホット・スポットが発生する原因となります。熱がセンサの残りの部分に分散するのにかかる時間が経過する前に、損傷が起こります。3番目の制限はピーク・パワー・エンベロープです。通常、この制限はセンサ・コンポーネントを損傷するブレイクダウン現象によって決まります。通常、これらの制限はメーカーのデータ・シートに指定されています。アッテネータを追加して、パワーの大部分を吸収することによって、センサのパワー制限を上げることができます。したがって、パワー制限はアッテネータ特性によって指定される可能性があります。アッテネータは受動コンポーネントで、かなり堅牢で、許容範囲が広いことが多いです。

パワー制限の上記の表は、熱電対センサ素子と統合された20dBアッテネータから構成される8481Hパワー・センサは、ピーク・エンベロープ・パワーを除くすべての点で優れていることを示します。ピーク・エンベロープ・パワーでは、サーミスタ・マウントの方が優れています。重要ですが表には示されていない1つの特性が、最大平均パワーの最大測定可能パワーに対する比です。8481Dセンサは100mWの平均パワーを吸収できるのに対して、測定範囲のハイエンドは10μWです。したがって、8481Dダイオード・センサは、パワー・レベルをうっかり高く設定してしまった状況でも問題なく対応出来ます。測定ルーチン中に信号源出力アッテネータを10dB間違えて設定しても、8481Dでは表示値がスケールから外れるに過ぎません。同じ間違いをすると、他のセンサでは損傷することがあります。過大なパワーは、パワー・センサ障害の第一の原因です。

パワー測定的基础

スライド#36



3タイプのAgilentパワー・センサにはすべて、同軸入力での10MHz~18GHzの周波数レンジをカバーするモデルがあります。特別のサーミスタ・マウントは1MHzまで動作して、8482A、8482B、8482Hと8483A熱電対パワー・センサは100KHzまで動作します。各周波数における実効効率率はパワー・メータの校正係数調整で補正可能なので、測定システムを決める上で特に重要ではありません。

さらに、アジレント・テクノロジーでは8.2~40GHzをカバーするサーミスタ導波管マウントを用意しています。これらのセンサには閉ループであるという長所があるので、低周波数パワー基準発振器は必要ありません。そして、アジレント・テクノロジーでは26.5~110GHzをカバーする導波管熱電対センサと26.5~50GHz用導波管ダイオード・ディテクタを用意しています。導波管熱電対センサとダイオード・センサは、特別な50MHz注入構成を使用します。この構成によって、基準発振器出力をセンサ素子に通常導波管入力と並列に印加でき、校正係数の調整ができるようになります。そうした低周波数(50MHz)信号は導波管入力を経由してセンサに伝搬できないので、この注入構成が使用されます。

パワー測定の基礎に対する講師への注記

スライド#6：dBは無次元単位で相対的で、dBmは絶対的で1mVを基準にしています。1アンペアは電流の単位で、自由空間に1メートルの距離で離れた、無限長で断面は無視できるまっすぐな平行線を通れる場合、線間に単位長当たり 2×10^{-7} ニュートンの力を発生します。1ジュールはエネルギーの単位で、1ニュートンの力が1メートルの距離で作用する場合の仕事量に等しいです。

スライド#12：ボロメータには、主にバレットとサーミスタの2タイプがあります。バレットは1本の細い針金で、抵抗に対して正の温度係数を持ちます。サーミスタは半導体で、負の温度因子を持ちます。

スライド#17：薄膜抵抗はシリコンの上に付着しています。二酸化珪素絶縁層によって、抵抗はシリコンから分離されます。抵抗がRFエネルギーを熱に変換するとき、2つの理由のため、非常に薄いチップの中心は外側の端より熱くなります。最初の理由は、抵抗の形状によって電流密度と発生した熱はチップの中心で最大になることです。2番目の理由は、チップの外側の端は熱く、ビーム・リード線を経由した伝導によって十分に冷却されることです。このチップ全体にわたる熱勾配によって、熱電気電圧が発生します。

スライド#24：不確かさの式はどこから導かれるのかという質問に対して。実際の式は $M_u = 100 \left[(1 \pm \rho_{source} \cdot \rho_{sensor})^2 - 1 \right]$ です。この式を展開した場合、上記の式から $(\rho_{source} \cdot \rho_{sensor})^2$ 項を引いたものが得られます。この項は式の残りの項と比較して非常に小さいはずなので、無視できます。2乗する量について別の質問があるかもしれません。これは、電圧でなくパワーについて説明していることによります。この場合、その項は2乗しません。

スライド#25：実効係数は $\eta_e = \frac{P_{sub}}{P_{gl}}$ によって定義されます。ここで、 P_{sub} は測定するRFパワーと等価の代用低周波数で、 P_{gl} (ジェネレータによって負荷に供給されるパワー) は測定中にセンサによって吸収される有効パワーです。サーミスタ・センサの場合、 P_{sub} とはサーミスタをRFパワー印加前と同じ抵抗にするのに必要なバイアス・パワーの変化のことです。熱電対センサとダイオード・センサの場合、 P_{sub} とは指定された周波数における基準パワー信号源からのパワー量のことで、測定回路に P_{gl} と同じ電圧が発生します。

スライド#26：

+/-1 カウント：デジタル出力のメータでは、最下位桁に +/-1/2 カウントのあいまいさがあります。このエラーは小さいので、絶対パワー測定の場合、測定の不確かさに吸収されます。相対測定の場合、測定の不確かさが最終結果に影響を及ぼさないで、不確かさはまだカウントされるはずで、不確かさは測定ごとに1回ずつ、2回あてはまり、合計 +/-1 カウントとなります。

ゼロ設定：パワー測定では、メータは最初にRFパワーをセンサに印加しないで、“0”に設定する必要があります。通常、このゼロ設定はパワー・メータ内で、メータにゼロを強制的に読取らせるオフセット電圧を印加することによって実行されます。このオフセット電圧は、センサ・ノイズ、回路ノイズやゼロ設定の設定能力などの複数の原因によって乱されます。高いパワー・レンジでは、このエラーは無視できます。

ゼロ・キャリーオーバー：ほとんどの現在のパワー・メータは、便利にするという目的で、パワー設定レンジを切り替えるたびにパワー・メータをゼロ設定する必要をなくす内蔵回路を備えます。最高感度レンジでゼロ設定した場合、再ゼロ調整しなくても対象となるどのレンジでもパワーを測定できます。ゼロ設定を他のレンジにキャリーオーバーできる回路には、若干のオフセットがあります。原則として、測定に適切なレンジでパワー・メータをゼロ設定することによって、ゼロ・キャリーオーバーの不確実さを取り除くことができます。ただし、432A、435A、436A、437Bと438Aパワー・メータには、この方法はお勧めしません。通常、これらのメータのゼロ・キャリーオーバーはデータシートの仕様よりかなり小さく、自動ゼロ設定回路は最高感度レンジで十分に動作します。

ノイズ：ノイズは短期安定度ともいい、パワー・センサと回路の両方にあるノイズ源から発生します。ノイズの原因の1つは、コンポーネントの有限温度による自由電子のランダムな動きです。このランダムなふらつきが最大または最小を示すときに、パワーを測定することがあります。ノイズは、一定入力パワー、一定温度と一定電源電圧に対する短時間（通常、1分）にわたるメータ表示の変化として指定されます。

ドリフト：これは、長期安定度ともいいます。一定入力パワー、一定温度と一定電源電圧に対する長期間（通常、1時間）にわたるメータ表示の変化です。メーカは、必要なウォームアップ・インターバルを指定することがあります。ほとんどの場合、ドリフトは実際にはゼロ設定に対するドリフトです。したがって、上のレンジでの測定の場合、読取る直前にゼロ設定することによって、ドリフトを無視できるレベルに下げることができます。

スライド#32：階層ごとに、最低1つのパワー標準が管理されています。そのパワー・センサは定期的に再校正のため1つ上の階層に送られてから、元の位置に戻されます。経路に沿った階層ごとに、何らかの転送の不確実さが加えられます。上のレベルでのエラーは、下のすべてのレベルで合計不確実さに含まれるはずです。

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



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。
ご注文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

September 17, 2001

00-2566
0000-08H