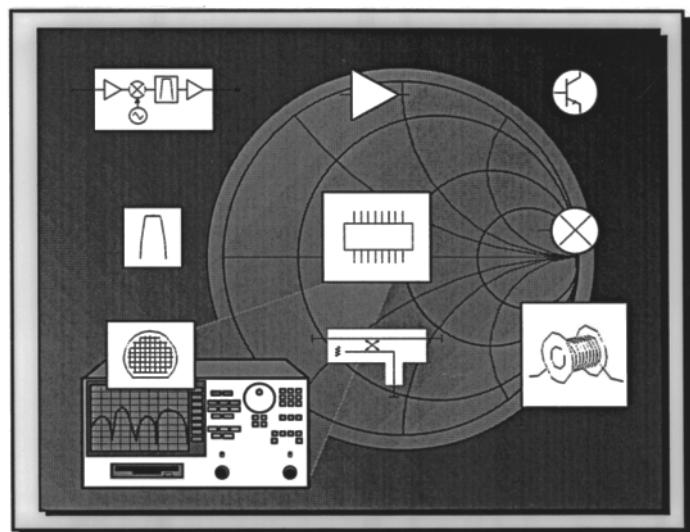


Agilent Technologies ネットワーク・アナライザの基礎



Back to Basics Seminar

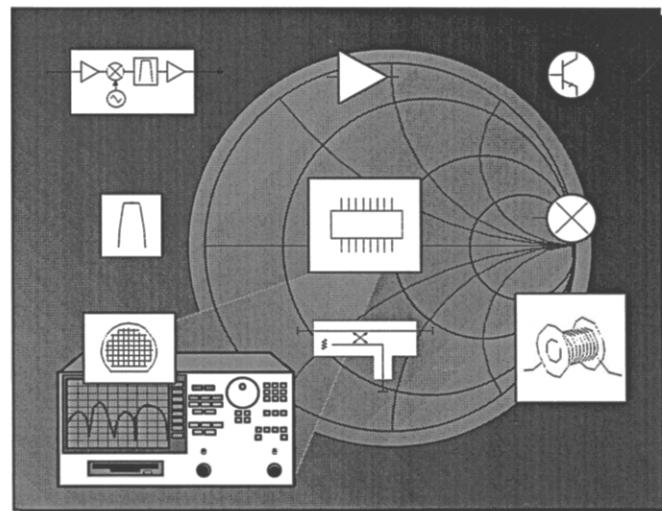
ご注意

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

Network Analyzer Basics



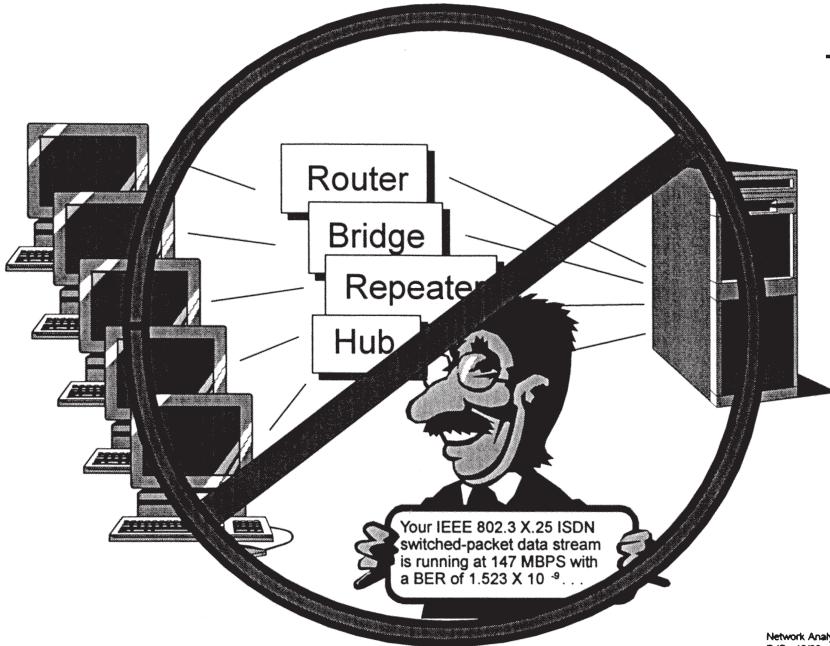
*Author:
David Ballo*

Network Analyzer Basics
DJB 12/96
na_basic.ppt

Slide #1

ネットワーク・アナライザの基礎のセミナーへのご出席ありがとうございます。

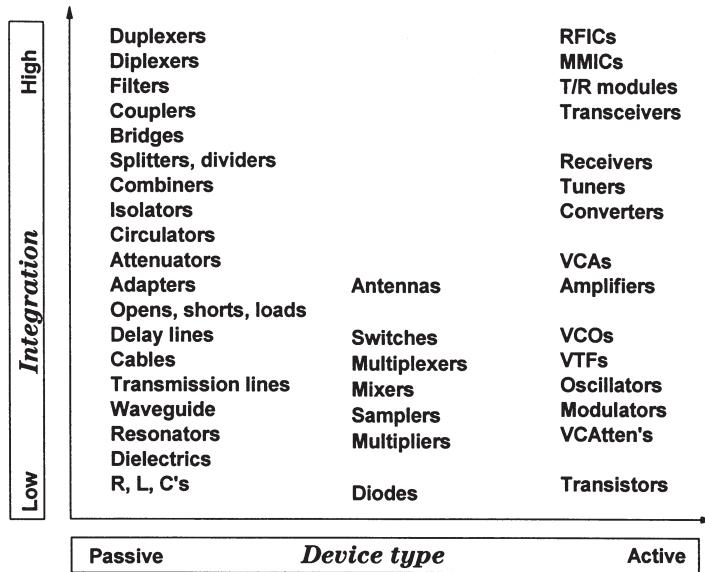
Network analysis is not...



Slide #2

本コースは、コンピュータ・ネットワークに関するコースではありません。「ネットワーク・アナライザ」という名前を新しく造った何年も前のころ、コンピュータ・ネットワークというような物はこの世に存在しませんでした。当時は、ネットワークといえば、常に電気回路網を指していました。今日、ネットワーク・アナライザで測定する物は何かといえば、ほとんどが電子デバイスやコンポーネントのことを指しています。

What types of devices are tested?

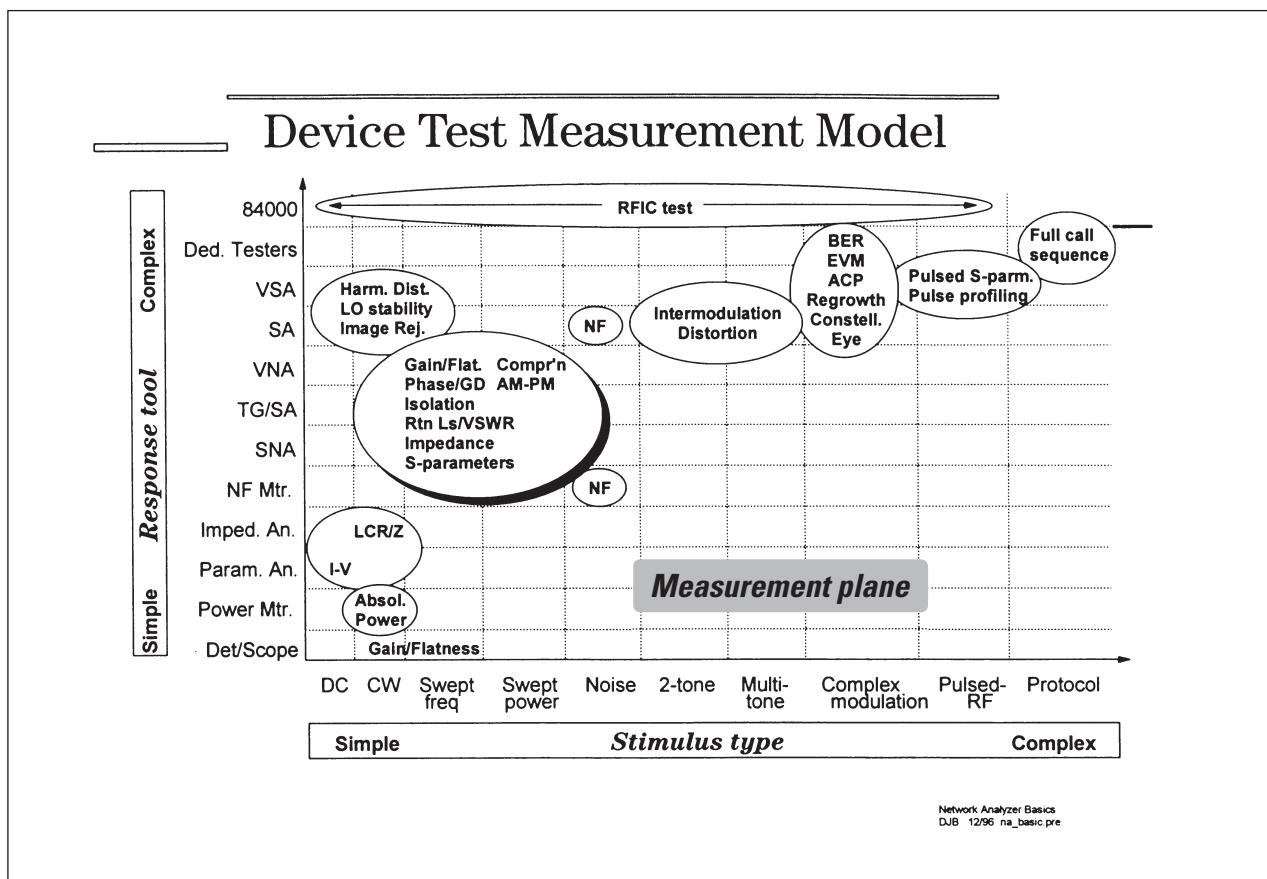


Network Analyzer Basics
DJB 12/96 na_basic.pre

Slide #3

これはネットワーク・アナライザでテストできるデバイスのタイプの例です。例には、パッシブ・デバイスとアクティブ・デバイス（また両方の特性を持つデバイス）の両方が含まれます。これらのデバイスの多くは、リニア特性とノン・リニア特性の両方で解析する必要があります。1つのテスト装置だけで、これらのデバイスの特性をすべて解析することは不可能です。

次のスライドは、デバイスのリニア特性とノン・リニア特性を解析するために必要な広範囲にわたる測定をカバーしたモデルを示します。このモデルには、各種のステイミュラス・テストやレスポンス・テストのためのツールが必要です。このチャートに示されている測定をすべて実施するには、各種のテスト機器を使います。装置の中には、ただ1つの測定項目（例えば、ビット・エラー率）をテストするために最適化されている装置もあれば、ネットワーク・アナライザのように、汎用目的で使われる装置もあります。ネットワーク・アナライザは、デバイスのリニア動作とノン・リニア動作を、その測定手法は異なりますが（例えば、周波数掃引に対してパワー掃引）どちらでも測定することができます。このモデルは、ネットワーク・アナライザを使った周波数掃引とパワー掃引に焦点を当てています。

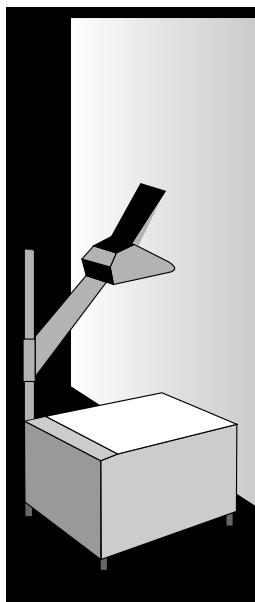


Slide #4

以下は、スライドで使用している主な短縮文字の説明です。

レスポンス	測定
84000	84000ハイボリュームRFICテスター
Ded. Testers	専用（通常は1ボックス）テスター
VSA	ベクトル・シグナル・アナライザ
SA	スペクトラム・アナライザ
VNA	ベクトル・ネットワーク・アナライザ
TG/SA	トランкиング・ジェネレータ／スペクトラム・アナライザ
SNA	スカラ・ネットワーク・アナライザ
NF Mtr	ノイズ・フィギュア・メータ
Imped. An	インピーダンス・アナライザ (LCR メータ)
Power Mtr	パワー・メータ
Det/Scope	ダイオード検波器／オシロスコープ
	ACP 隣接チャネル・パワー
	AM-PM AMPM変換
	BER ビット・エラー率
	Constell 利得圧縮
	Constell コンスタレーション・ダイアグラム
	EVM エラー・ベクトル振幅
	Eye アイ・ダイアグラム
	GD 群遅延
	Harm. Dis 高調波歪
	NF ノイズ・フィギュア
	Regrowth スペクトラル・リグロース
	Rtn Ls リターン・ロス
	VSWR 電圧定在波比

Agenda



- Why do we test components?
- What measurements do we make?
 - Smith chart review
 - Transmission line basics
 - Reflection and transmission parameters
 - S-parameter definition
- Network analyzer hardware
 - Signal separation devices
 - Broadband versus narrowband detection
 - Dynamic range
 - T/R versus S-parameter test sets
 - Three versus four samplers
- Error models and calibration
 - Types of measurement error
 - One- and two-port models
 - Error-correction choices
 - TRL versus TRL*
 - Basic uncertainty calculations
- Typical measurements
- Advanced topics

Network Analyzer Basics
DJB 12/96
na_basic pre

Why do we need to test components?

Components often used as building blocks

- Need to verify specifications
- Examples:
 - filters to remove harmonics
 - amplifiers to boost LO power
 - mixers to convert reference signals

When used to pass communications signals, need to ensure distortionless transmission

- Linear networks
 - constant amplitude
 - linear phase / constant group delay
- Nonlinear networks
 - harmonics, intermodulation
 - compression
 - noise figure

When absorbing power (e.g. an antenna), need to ensure good match

Network Analyzer Basics
0.00 12/96
na_basic.pr6

Slide #6

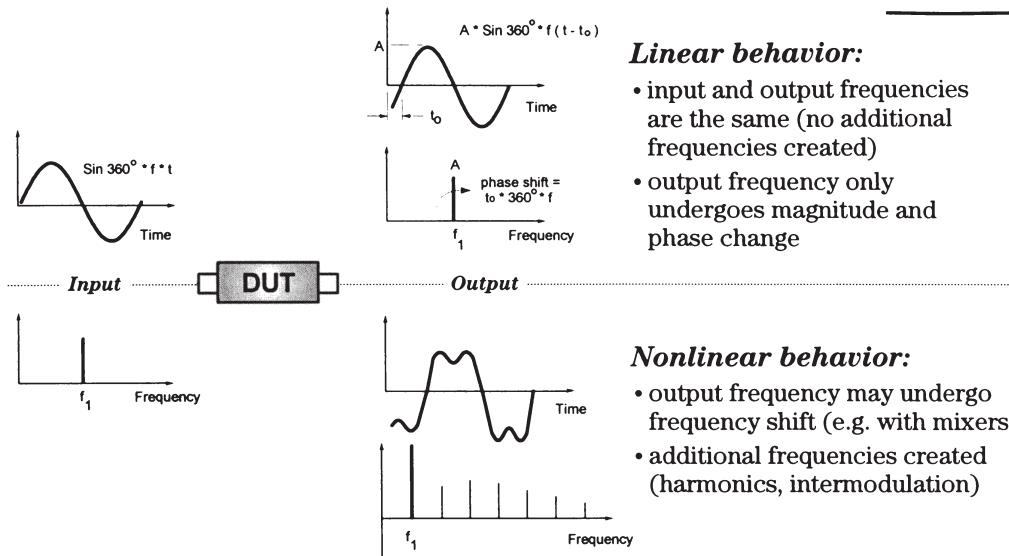
コンポーネントや電子回路をテストしなければならない理由は、それらがどこで使用されるかによって異なります。多くの場合、電子部品や回路は、より大きいシステムを構成するブロックとして使われます。回路設計者は、フィルタのカットオフ周波数や、増幅器の出力など、ある仕様を満たすようにしています。これらの仕様は、コンポーネントのメー カばかりではなく、多くの場合、R&Dのデザイナによっても確認されます。

信号を伝送する通信システムの場合は、デザイナは、電子部品や回路が、信号の歪の原因にならないようにします。問題となる帯域で平坦な振幅特性や線形の位相特性が得られない場合は線形歪という形であらわれ、また、相互変調歪のような場合には非線形の歪としてあらわれます。

RFエネルギーが効率よく伝送しているかを測定する場合は、コンポーネントの反射特性測定が重要です。アンテナ整合の測定はその典型的な例です。

この後いくつかのスライドでは、線形歪と非線形歪の例だけではなく、アンテナ整合のような反射特性の測定がなぜ重要なのか説明します。

Linear Versus Nonlinear Behavior



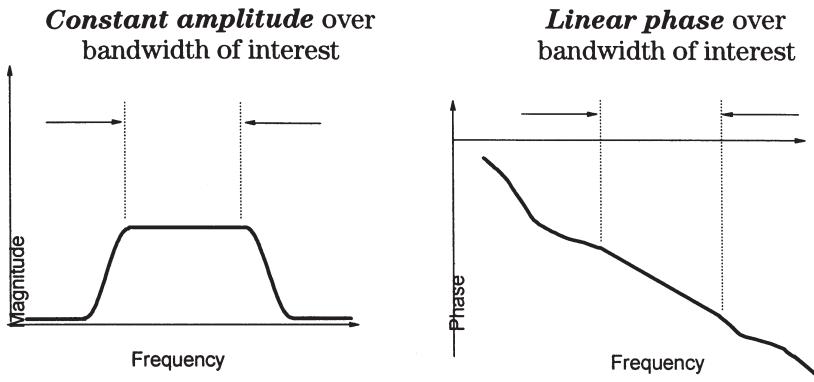
Network Analyzer Basics
DJB 12/96 na_basic.ppt

Slide #7

既に、リニア特性とノン・リニア特性の両方を示すデバイスがたくさんあることを説明しました。発生しうる信号の各種歪について調べる前に、リニア動作とノン・リニア動作の相違点について復習しましょう。リニアに動作するデバイスからの出力は、入力信号に対して振幅と位相だけが変化します。入力信号の持つ正弦波成分は、出力信号においても同じ周波数で同様に現れます。新しい周波数成分は生成されません。

非線形デバイス（例えばミキサ）では、出力信号の周波数成分は入力信号に対してシフトしたり、高調波や相互変調による新しい周波数成分が生成されます。リニアデバイスでも、非常に大きい入力信号を加えた場合は、多くの場合ノン・リニア動作を示します。これは、フィルタのようなパッシブ・デバイスと増幅器のようなアクティブ・デバイスの両方に当てはまります。

Criteria for Distortionless Transmission *Linear Networks*



Network Analyzer Basics
DJB 12/96 na_basic.prc

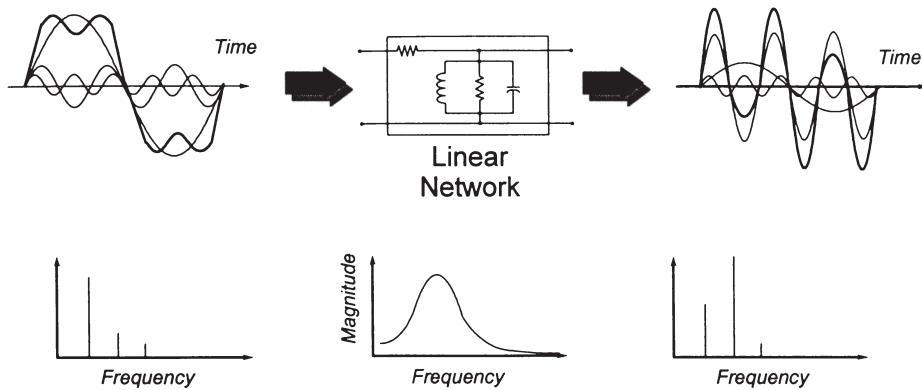
Slide #8

ここでは、リニア・ネットワークが信号歪をどのように発生させるかについて調べます。線形の歪のない伝送のために、次の2つの基準があります。まず第1に、デバイスまたはシステムの振幅レスポンスは、その帯域全体でフラットでなければなりません。これは、その周波数帯域内の信号が、同じように減衰するということです。第2に、位相レスポンスは、その帯域全体で線形でなければなりません。

振幅や位相の歪はどのように発生するのでしょうか。以下の2つの例は、振幅レスポンスや位相レスポンスの両方が、信号の線形歪をどのように発生させるかを示しています。

Magnitude Variation with Frequency

$$F(t) = \sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t$$



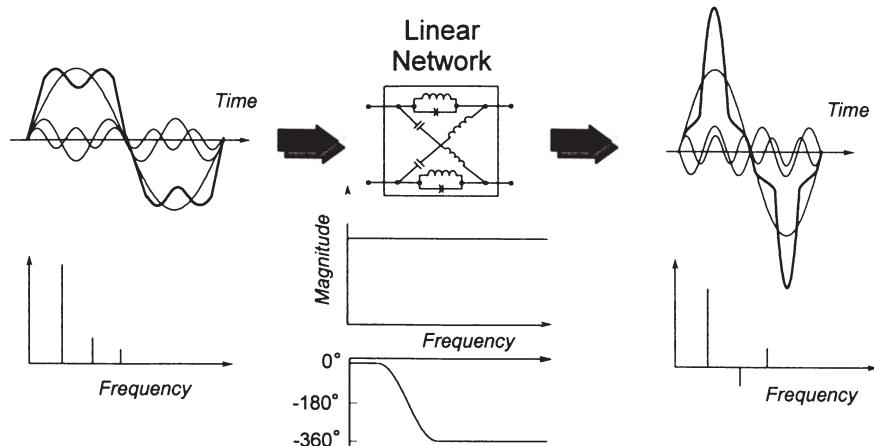
Network Analyzer Basics
DJB 12/96 na_basic.prc

Slide #9

これは、バンドパス・フィルタに印加した方形波（3つの正弦波から作られた波）の例です。各周波数成分は、振幅についてそれぞれ異なる割合で増幅されています。位相の変化は見られませんが、それぞれの正弦波成分の和、つまり出力波形はもはや方形波ではありません。入力の方形波は出力では大きく歪み、より正弦波に近くなっています。

Phase Variation with Frequency

$$F(t) = \sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t$$



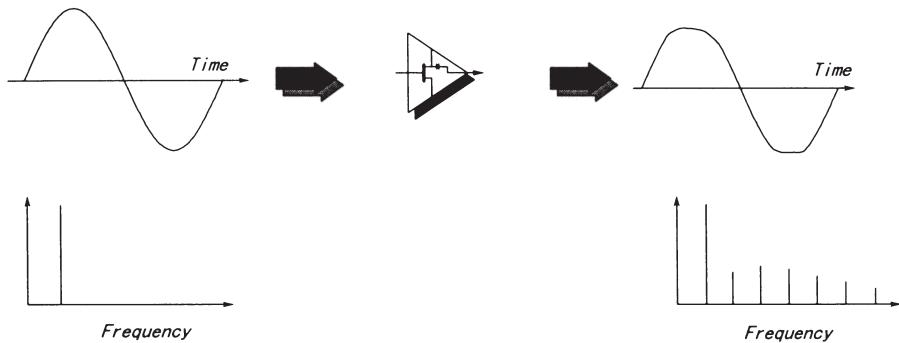
Network Analyzer Basics
DJB 12/96 na_basic pre

Slide #10

ここで、同じ方形波を別のフィルタに印加してみましょう。ここでは、2番目の高調波の位相が 180° ずれていますが、その他の周波数成分では位相の変化は見られません。3つの周波数成分はすべての振幅は同じです（信号の位相にのみ影響するフィルタは、オールパス・フィルタと呼ばれます）。ここでも出力波形が歪み、インパルス波形のようになっています。

Criteria for Distortionless Transmission ***Nonlinear Networks***

Saturation, crossover, intermodulation, and other nonlinear effects can cause signal distortion



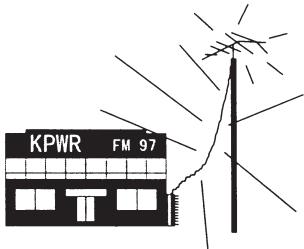
Network Analyzer Basics
DJB 12/96
na_basic.prc

Slide #11

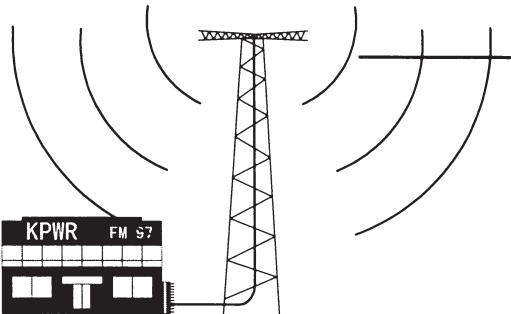
ここまででは、単に、線形ネットワークがどのようにして歪の原因となるかを見てきましたが、非線形に動作するデバイスも歪を招く原因となります。上の例では、過大入力により増幅器が飽和し、出力信号に「クリップ」が発生しています。出力信号は純粋な正弦波ではないので、入力周波数の整数倍のところに高調波が発生しています。

パッシブ・デバイスも、電圧レベルが高い場合、ノン・リニア動作を示すことがあります。マグネティック・コアのインダクタを使ったL-Cフィルタがその代表的な例です。磁気素材はヒステリシス特性を持つ場合が多く、非常にノン・リニアです。

Example Where Match is Important



Wire and bad antenna
(poor match at 97 MHz)
results in 150 W radiated
power



Proper transmission line and
antenna results in 1500 W radiated
power - signal is received about
three times further!

Good match between antenna and RF amplifier is extremely important to radio stations to get maximum radiated power

Network Analyzer Basics
DJB 12/96
na_basic/pre

Slide #12

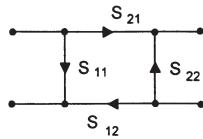
ここまででは、歪の特性をみるために重要な伝送測定の例をいくつか見てきました。多くのアプリケーションにおいて、入力インピーダンスまたは出力インピーダンス（整合）を測定して、反射特性を得ることが重要です。RFパワーを効率よく伝送または吸収するためのデバイス（伝送ラインやアンテナ）にとって、整合は非常に重要です。整合は、加えた信号がどれだけ信号源に反射され戻されるかの指標となります。

この例では、左の無線局は、最高の効率では機能してはいません。ワイヤも良好な伝送ラインとはいえません（信号の一部を放射し、また、信号の大部分を増幅器に反射しています）。同様に、壊れたアンテナは整合が悪く、反射が高い原因となっています。

右の無線局の場合、良好な伝送ラインとアンテナが施設されています。電波が有効に放射され、出力は10倍になり（10dB）、受信距離は3.16倍になっています。これは、そのラジオ局のリスナーが10倍以上になり、広告収入が増え、利益が増大することを意味します。増幅器、伝送ライン、アンテナは、この例のように効率のよいパワー伝送が確実に実施されるよう、必ず測定する必要があります。

The Need for Both Magnitude and Phase

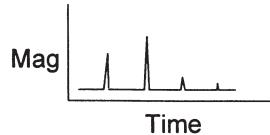
1. Complete characterization of linear networks



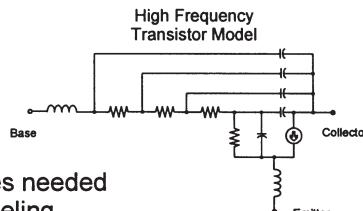
2. Complex impedance needed to design matching circuits



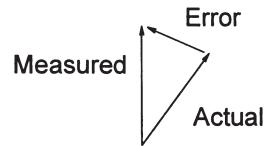
4. Time Domain Characterization



3. Complex values needed for device modeling



5. Vector Accuracy Enhancement



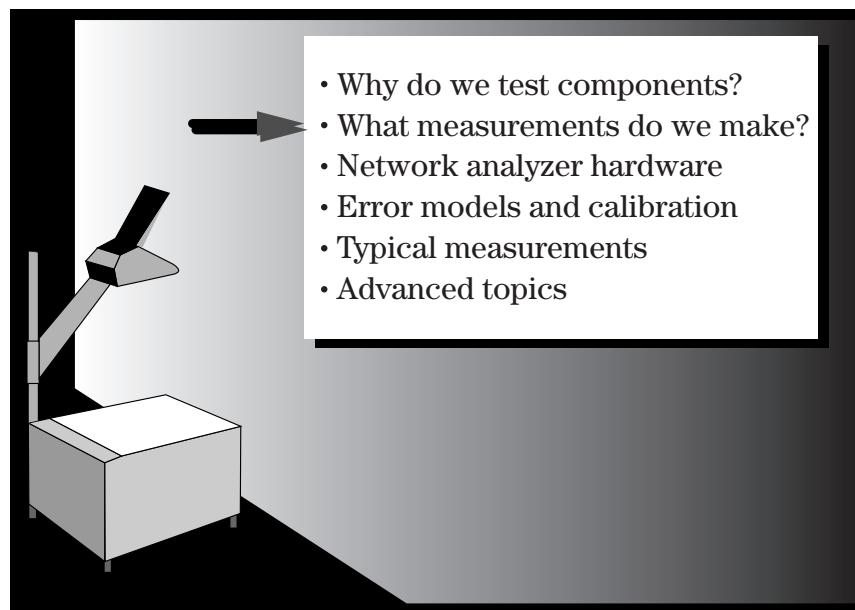
Network Analyzer Basics
DJB 12/96 na_basic.ppt

Slide #13

振幅と位相を測定することは、多くの理由で非常に重要です。まず第1に、これまで見てきたとおり、歪のない伝送を得るためにリニア・ネットワークを完璧に特性化するためには、振幅と位相の両方を測定する必要があります。第2に、効率的な整合ネットワークを設計するためには、複素インピーダンスを測定しなければなりません。第3に、回路シミュレーション・モデルの開発を担当しているR&Dエンジニアは、振幅データと位相データの両方を必要としています。4番目として、タイム・ドメイン測定を行うには逆フーリエ変換を行うため、振幅と位相の両方の情報が必要です。そして最後に、非常に重要なのは、ベクトル誤差修正です。ベクトル誤差修正を行えば、測定精度が飛躍的に向上しますが、誤差モデルを設定するために振幅と位相の両方のデータが必要です。

本セッションでは、ここに上げた理由についてさらに詳しく説明します。

Agenda



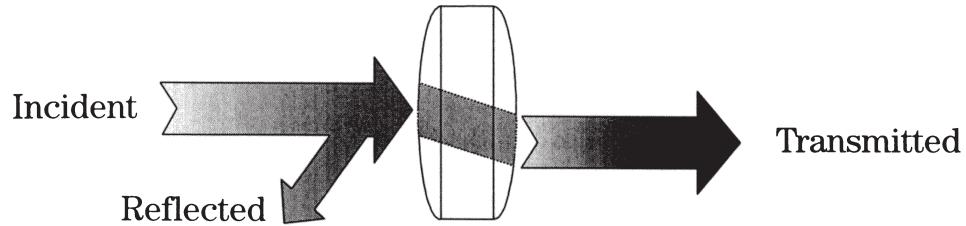
Network Analyzer Basics
DJB 12/96
na_basic pre

Slide #14

この次のセクションで、ネットワーク・アナライザを使って実施する最も一般的な測定について説明します。スミス・チャートや伝送ラインのような、RFの基本的な問題についても説明の中で復習します。Sパラメータについても定義し、RF測定とマイクロウェーブ測定において、なぜSパラメータが使われるのかについて説明します。

High-Frequency Device Characterization

Lightwave Analogy



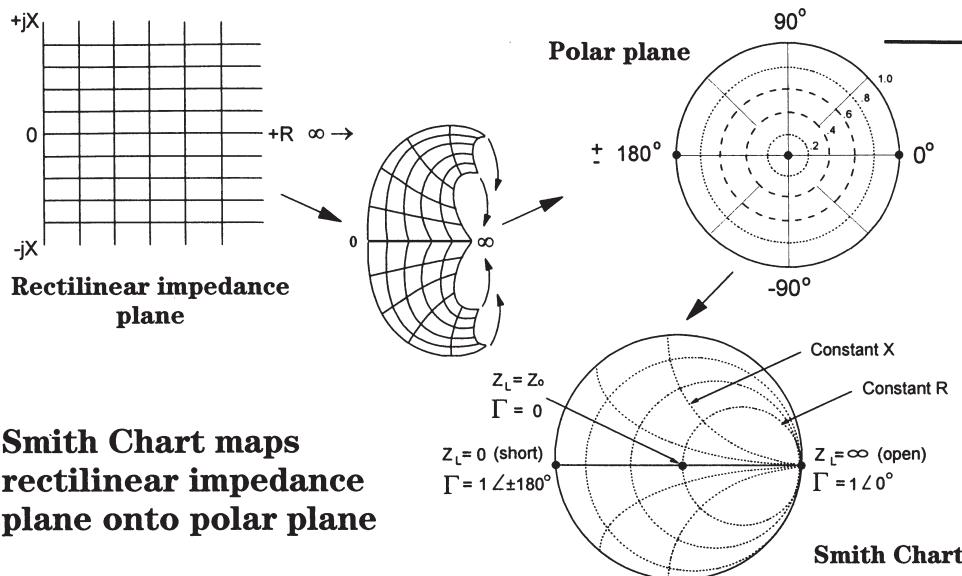
Network Analyzer Basics
0.8 12/96
na_basic.prc

Slide #15

高周波ネットワーク解析の基礎となる概念には、伝送ラインにそって伝送される、入射波、反射波、伝送波が関わっています。伝送ラインにそって流れる搬送波は、光通信に似た物と考えるとわかりやすいでしょう。入射波は、透明なレンズのような光学部品に照射される光とることができます。光の一部はレンズ表面で反射されますが、光の大部分はレンズを通過します。レンズの表面が鏡になっていた場合、光の大部分が反射され、レンズを通過する光はわずかか、まったくないかです。この概念がRF信号にも当てはまります。

ネットワーク解析では、上に示した3つの信号（入射、反射、伝送）を正確に測定することが重要です。RFの分野では、光学分野における光の代わりに電磁波エネルギーを吸い、コンポーネントとは、レンズや鏡ではなく電子デバイスや回路網を指します。

Smith Chart Review



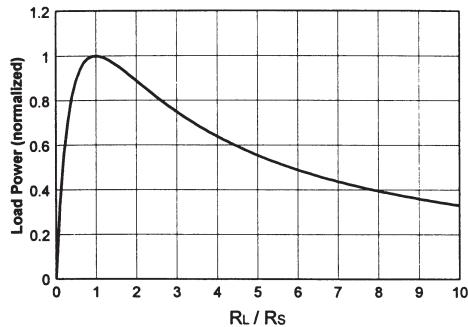
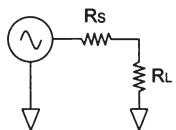
Slide #16

デバイスを特性化する場合に発生する反射の量は、入射波が出くわすインピーダンスによります。ここでは、複素反射インピーダンス値がどのように表示されるか調べてみましょう。すべてのインピーダンスは、実数部と虚数部 ($R+jX$ または $G+jB$) で表すことができるので、複素インピーダンス平面として知られている直交座標にプロットできます。ここで開放端（ひじょうによく見られるインピーダンス値）は、 x 軸上の無限に表示されます。

極座標プロットは、インピーダンス平面全体をカバーしているので非常に有効です。しかし、実際にインピーダンスをプロットする代わりに、ここでは反射係数をベクトル形式で表示してみます。ベクトルの振幅はディスプレイの中心からの距離で表し、位相は水平軸に対するベクトルの角度として表します。極座標プロットの欠点は、インピーダンス値をプロット表示から直接読み取ることができない点です。

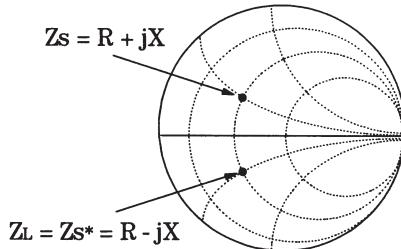
複素インピーダンスと反射係数は1対1で対応しているので、複素インピーダンスの正の実数部半分を極座標プロットのディスプレイにマップできます。その結果がスミス・チャートです。スミス・チャートでは一定の抵抗値の軌跡が円になり、一定のリアクタンス値の軌跡が弧になります。スミス・チャート上のインピーダンスは、常に、テスト・システムの特性インピーダンスにノーマライズされます（ Z_0 は通常50オームか75オーム）。完全な終端（ Z_0 ）はチャートの中心に表示されます。

Power Transfer



**Maximum power is transferred
when $R_L = R_s$**

For complex impedances,
maximum power transfer occurs
when $Z_L = Z_s^*$ (conjugate match)



Network Analyzer Basics
DJB 12/96 na_basic.ppt

Slide #17

伝送ラインの説明に入る前に、信号源インピーダンスを R_s として、負荷側に最大の出力を伝送する条件について調べてみましょう。上のグラフは、整合条件（ $R_L=R_s$ ）で負荷抵抗でのパワー消費が最も大きいことを示しています。テスト信号がDC電圧であってもRF信号であっても、この条件は変わりません。

信号源インピーダンスが真の抵抗ではない場合、負荷インピーダンスが信号源インピーダンスの共役複素数に等しいときに伝送出力が最大になります。この条件は、インピーダンスの虚数部の符号の正負を逆にすることによって満たされます。例えば、

$R_s=0.6+j0.3$ とすると、共役複素数は $R_s^*=0.6-j0.3$ になります。

信号源インピーダンスは、負荷インピーダンスの共役複素数に調整される場合があります。例えば、アンテナにマッチングする場合、負荷インピーダンスは、アンテナの特性によって決まります。設計者は、アンテナを通じて最大のRFパワーが伝送されるように、アンテナ周波数の全範囲に対し、RF増幅器における出力のマッチングを最適化しなければなりません。

Transmission Line Review

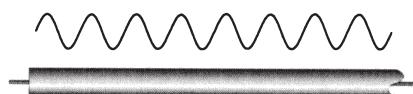
Low frequencies

- Wavelength \gg wire length
- Current (I) travels down wires easily for efficient power transmission
- Voltage and current not dependent on position



High frequencies

- Wavelength \approx or \ll wire (transmission line) length
- Need transmission-line structures for efficient power transmission
- Matching to characteristic impedance (Z_0) is very important for low reflection
- Voltage dependent on position along line



Network Analyzer Basics
D.B. 12/96
na_basic.prc

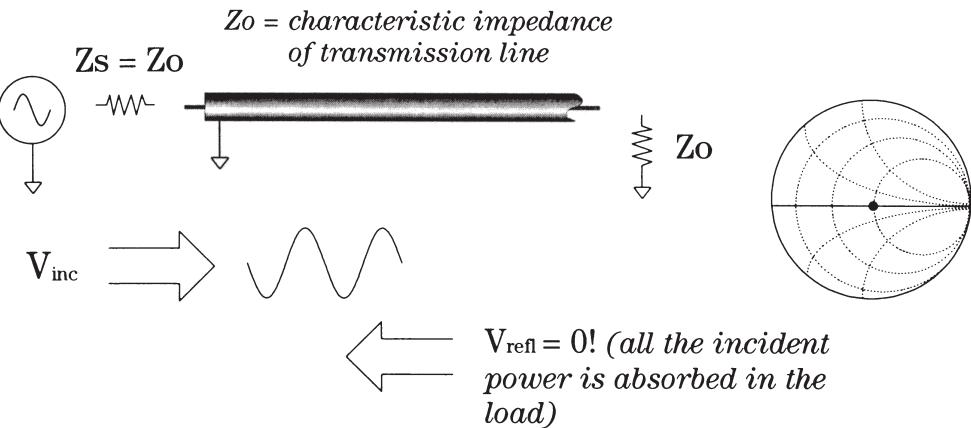
Slide #18

RFパワーを効率よく伝送したいというニーズは、伝送ラインを使用する場合にその背後にある主な理由の1つから来ます。信号の波長が回路の導線の長さよりもかなり長いような低い周波数でのパワー伝送には、単純なワイヤが非常に有効です。電流はワイヤを簡単に伝わり、ワイヤのどこで測定しても電圧値と電流値は常に一定です。

しかしながら、高周波では、問題となる信号の波長は導線の長さと同等あるいははるかに短くなります。この場合は、パワー伝送を進行波の観点でとらえると良く理解できます。伝送ラインがその特性インピーダンス Z_0 で終端されている場合（通常は50か75オームの純抵抗）、負荷に最大のパワーが伝送されます。終端が Z_0 ではない場合、負荷によって吸収されない一部の信号が信号源方向に反射されます。このため、電圧値は、伝送ライン上の位置によって異なる状態が生まれます。

この後の3つのスライドでは、負荷条件を変えて、伝送ライン上の入射波と反射波について調べます。

Transmission Line Terminated with Z_0



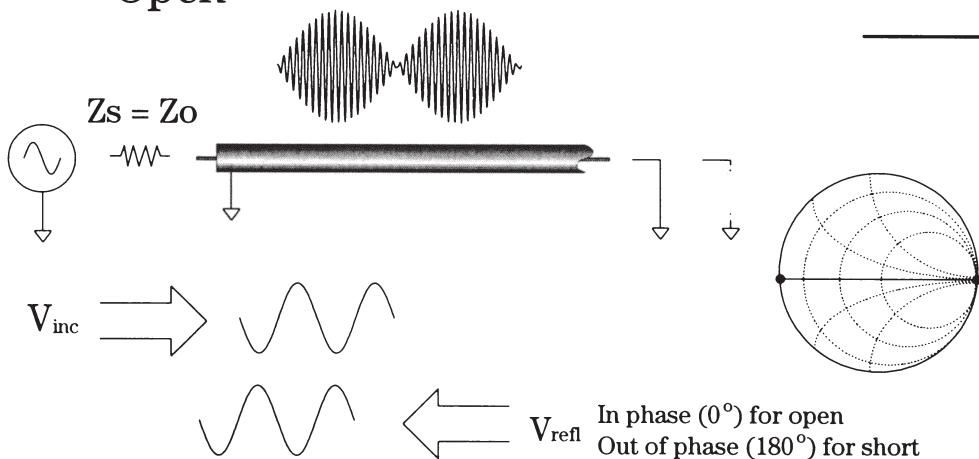
For reflection, a transmission line terminated in Z_0 behaves like an infinitely long transmission line

Network Analyzer Basics
D.B 12/00
ns_basic pre

Slide #19

特性インピーダンスで終端している伝送ラインでは、負荷に伝送される出力が最大になるので、反射信号はありません。これは、伝送ラインの長さが無限であるかのような結果です。伝送ラインに沿ってRF信号のエンベロープと距離との比を調べたとすると、一定であるはずです（定在波は存在しません）。これは、一方向のみにエネルギーが流れているためです。

Transmission Line Terminated with Short, Open



For reflection, a transmission line terminated in a short or open reflects all power back to source

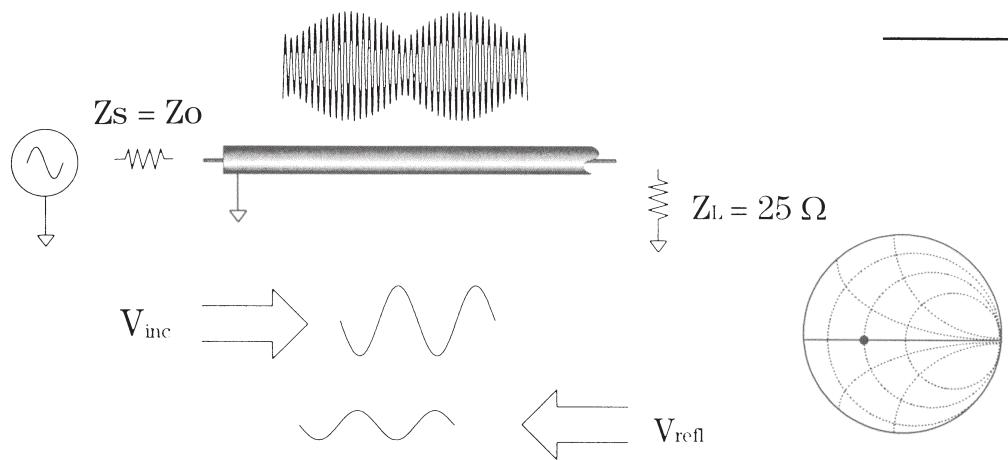
Network Analyzer Basics
D.8 12/96
na_basic/pre

Slide #20

次に、伝送ラインを短絡回路で終端させてみます。リアクタンス成分は電力を消費できず、エネルギーの移動する場所がないため、反射波は、信号源に向かうライン上に戻されます。オームの法則（短絡間には電圧は生じない）を満たすためには、この反射波が、入射波の電圧振幅に等しく、位相差が 180° でなければなりません。これにより、短絡箇所でのトータル電圧がゼロとなります。反射波電圧と入射電圧波（電流波も）は、振幅は同じですが反対方向に進みます。

伝送ラインを開放で終端します。オームの法則に従えば、開放端には電流は流れません。したがって、反射された電流波は、入射波に対して 180° の位相でなければなりません（電圧波は、入射波と同相です）。これにより、開放回路の電流は必ずゼロになります。ここでも反射電流波と入射電流波（電圧波も）は、振幅は同じですが反対方向に進みます。短絡の場合も、開放の場合も、定在波が伝送ライン上に現れます。波の谷はゼロで、ピークは入射電圧レベルの2倍になります。短絡および開放のピークと谷は、上述したオームの法則を満たすため、伝送ライン上の位置によって相互に関連して変化します。

Transmission Line Terminated with 25Ω



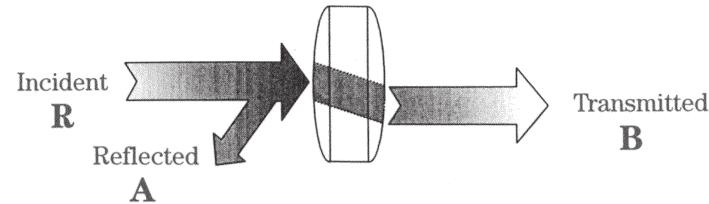
Standing wave pattern does not go to zero as with short or open

Network Analyzer Basics
0.8 12/96
na basic pre

Slide #21

最後に、伝送ラインを 25Ω の抵抗（開放や短絡の完全反射と、 50Ω 負荷の終端の中間にあるインピーダンス）で終端してみます。入射エネルギーの一部（すべてではない）が、負荷に吸収され、一部が信号源の方に反射されます。反射された電圧波が、入射波の振幅の $1/3$ であることがわかります。また、2つの波は、 25Ω の終端箇所では 180° 位相がずれます。入射波と反射波の位相関係は、伝送ライン上での負荷からの距離の関数で変化します。定在波の谷はゼロにはならず、ピークは、短絡／開放回路の場合よりも低くなります。

High-Frequency Device Characterization



REFLECTION

$$\frac{\text{Reflected}}{\text{Incident}} = \frac{A}{R}$$

Arrows point from this equation to various reflection-related parameters:

- SWR
- S-Parameters S11, S22
- Reflection Coefficient Γ, ρ
- Impedance, Admittance $R+jX, G+jB$
- Return Loss

TRANSMISSION

$$\frac{\text{Transmitted}}{\text{Incident}} = \frac{B}{R}$$

Arrows point from this equation to various transmission-related parameters:

- Gain / Loss
- S-Parameters S21, S12
- Transmission Coefficient T, τ
- Insertion Phase
- Group Delay

Network Analyzer Basics
DJB 12/96 na_basic.ppt

Slide #22

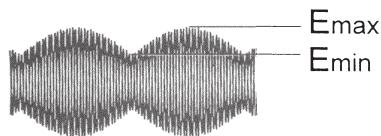
これで、電磁波の関係を完全に理解しましたが、それらを使う用語についても把握しなければなりません。入射波、反射波、伝送波を測定するための方法について紹介します。一般的なネットワーク・アナライザの用語では、入射波はR(Reference: 参照)チャネルで測定します。反射波はAチャネル、伝送波はBチャネルでそれぞれ測定します。これらの3つの波の増幅と位相のデータで、測定デバイス(DUT)の反射特性と伝送特性を定量化することができます。測定項目はスカラ量のものもあれば(位相部分が無視されるか、測定されない)、ベクトル量のものもあります(振幅と位相の両方を測定する)。例えば、リターン・ロスはスカラ測定ですが、インピーダンスはベクトル測定です。

ネットワーク・アナライザで使われる測定チャネルとの関連で、反射の比はA/Rで、また、伝送の比はB/Rで表されます。

Reflection Parameters

$$\text{Reflection Coefficient } \Gamma = \frac{V_{\text{reflected}}}{V_{\text{incident}}} = \rho \angle \Phi = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

$$\text{Return loss} = -20 \log(\rho), \rho = |\Gamma|$$



Voltage Standing Wave Ratio

$$\text{VSWR} = \frac{E_{\text{max}}}{E_{\text{min}}} = \frac{1 + \rho}{1 - \rho}$$

No reflection
($Z_L = Z_0$)

0	ρ	1
∞ dB	RL	0 dB
1	VSWR	∞

Full reflection
($Z_L = \text{open, short}$)

Network Analyzer Basics
DJB 12/96 na_basic.ppt

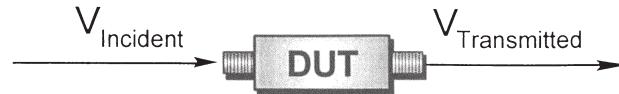
Slide #23

最初の用語は、反射係数ガンマ (Γ) です。ガンマの絶対値はロウ (ρ) と呼ばれます。反射係数は、反射信号電圧と入射信号電圧の比です。例えば、 Z_0 で終端している伝送ラインでは全エネルギーが負荷に伝送されます。したがって、 $V_{\text{refl}}=0$ かつ $\rho=0$ です。 Z_L が Z_0 に等しくない場合、エネルギーの一部が反射され、 ρ がゼロより大きくなります。 Z_L が短絡または開放の場合、全エネルギーが反射され、 $\rho=1$ です。 ρ がとる値の範囲は、0~1です。

反射を対数で示すと非常に便利な場合がよくあります。反射を表現する2番目の方法はリターン・ロスです。リターン・ロスはdBで表され、スカラ量です。リターン・ロスの定義には、負の符号が含まれているので、リターン・ロスの値は常に正の数になります（対数フォーマットでネットワーク・アナライザで反射を測定した場合、負の符号を無視すればその結果がリターン・ロスになります。）リターン・ロスは、反射信号が入射信号より小さいdBの数字と考えることができます。リターン・ロスの値は、無限 (Z_0 インピーダンスで終端) から0dB（開放／短絡終端）までの値になります。

これまで見てきたとおり、2つの波が伝送ライン上で反対方向に伝送されると「定在波」が発生します。この状態は、電圧定在波比 (VSWRまたは省略してSWR) で測定でき、定在波の最大値と最小値の比として定義されます。この値は、 $(1 + \rho) / (1 - \rho)$ で計算できます。VSWRは、1から無限までの値をとります。

Transmission Parameters



$$\text{Transmission Coefficient} = T = \frac{V_{\text{Transmitted}}}{V_{\text{Incident}}} = \tau \angle \phi$$

$$\text{Insertion Loss (dB)} = -20 \log \left| \frac{V_{\text{Trans}}}{V_{\text{Inc}}} \right| = -20 \log \tau$$

$$\text{Gain (dB)} = 20 \log \left| \frac{V_{\text{Trans}}}{V_{\text{Inc}}} \right| = 20 \log \tau$$

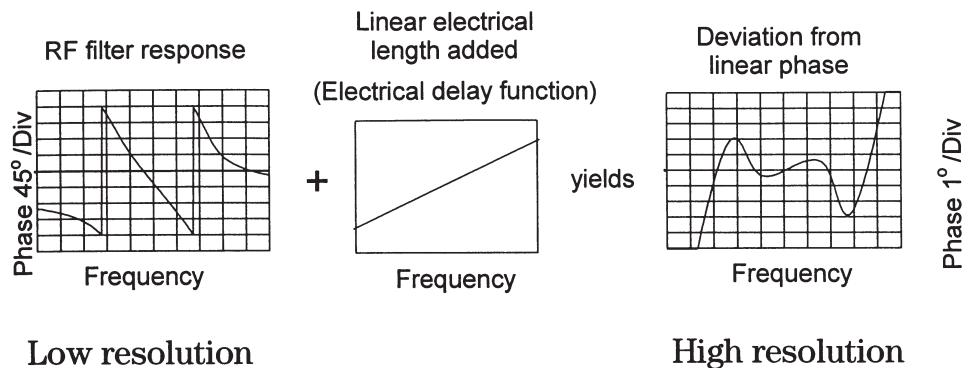
Network Analyzer Basics
DJB 12/96 na_basic pre

Slide #24

伝送係数 T は、伝送された電圧を入射電圧で割ったものとし定義されます。 $|V_{\text{trans}}| > |V_{\text{inc}}|$ の場合は利得があることになり、 $|V_{\text{trans}}| < |V_{\text{inc}}|$ の場合は減衰または挿入損失があることになります。挿入損失をdBで表した場合、定義には負の符号が加えられ、損失値は正の数で表されます。伝送係数の位相部分は、挿入位相と呼ばれます。

Deviation from Linear Phase

***Use electrical delay to remove
linear portion of phase response***

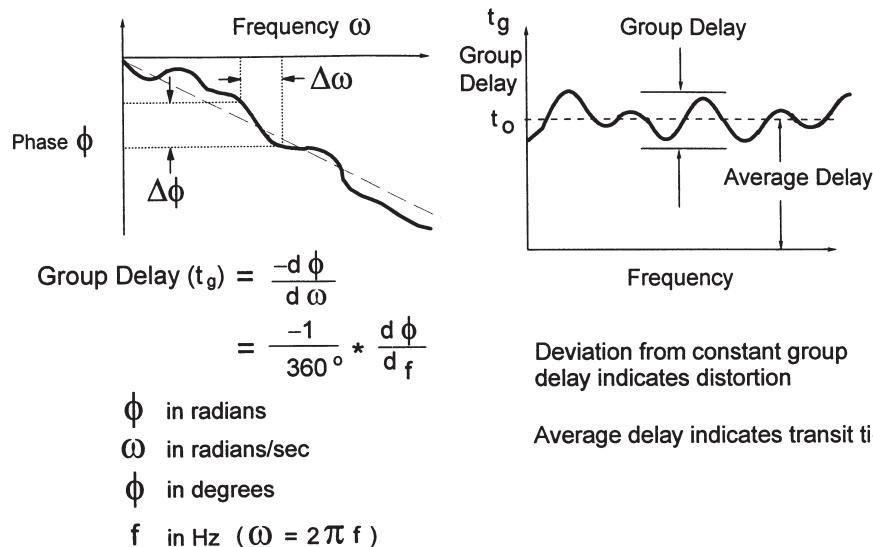


Network Analyzer Basics
DJB 12/96 na_basic.pr

Slide #25

挿入位相を直接調べても、通常は特に有効とは言えません。なぜならば、デバイスの電気的長さのため、周波数に対しては負の傾きで表されるためです（デバイスが長ければ長いほど、傾きは大きくなります）。歪の原因となるのは、リニア位相からの偏移のみなので、位相レスポンスのリニア部分は取り除いた方が良いでしょう。ネットワーク・アナライザの電気的な遅延機能を使って、DUTの電気的長さをキャンセルすることによって、リニア部分を取り除くことができます。この機能を使えば、位相歪（リニア位相からの偏移）が高分解能で表示されます。

What is Group Delay?

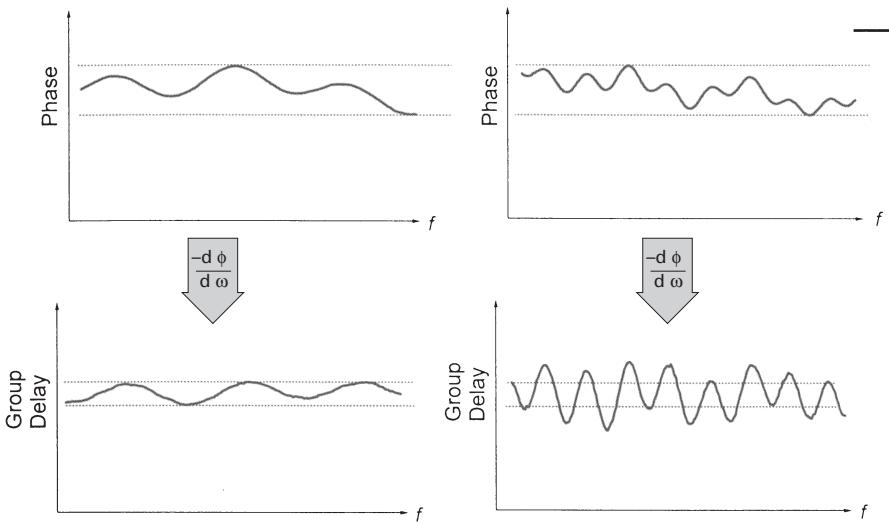


Network Analyzer Basics
DJB 12/96 na_basic.ppt

Slide #26

位相歪のもう1つの有効な測定は群遅延です。群遅延とは、周波数に対して、信号がテストデバイスを通過する時間を表します。群遅延は、DUTの挿入位相レスポンスを周波数に対し微分して計算します。言い換えれば、群遅延とは、伝送位相レスポンスの傾きを測定することです。位相レスポンスのリニア部分は、定数に変換され（平均的な信号通過時間で表し）、リニア位相からの偏移は一定群遅延からの偏移に変換されます。リニア位相からの偏移が歪の原因となつたのと同様に、群遅延の変動が原因で信号の歪が発生します。群遅延は、リニア位相歪を調べるもう1つの方法です。

Why Measure Group Delay?



Same p-p phase ripple can result in different group delay

Network Analyzer Basics
DJB 12/96 na_basic.ppt

Slide #27

一般に、リニア位相からの偏移と群遅延の両方を測定するのはなぜでしょうか。デバイスによってはどちらも重要なためです。位相リップルの最大p-p値を測定しても、デバイスを特性化するには不十分です。位相のリップルの変化割合は、周波数単位あたりに発生する波の数によって変わるために、群遅延は、微分した位相レスポンスなのでこの点が考慮されています。群遅延の方が位相歪をより正確に示す場合が多いようです。上のプロットは、同じ値のp-p位相リップルが、群遅延レスポンスではかなり違う結果になることを示しています。右のレスポンスでは群遅延の変動が大きく、したがって、信号の歪もより大きくなります。

Low-Frequency Network Characterization

H-parameters

$$V_1 = h_{11}I_1 + h_{12}V_2$$

$$V_2 = h_{21}I_1 + h_{22}V_2$$

Y-parameters

$$I_1 = y_{11}V_1 + y_{12}V_2$$

$$I_2 = y_{21}V_1 + y_{22}V_2$$

Z-parameters

$$V_1 = z_{11}I_1 + z_{12}I_2$$

$$V_2 = z_{21}I_1 + z_{22}I_2$$



$$h_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{V_2=0} \quad (\text{requires } \mathbf{short \ circuit})$$

$$h_{12} = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_1=0} \quad (\text{requires } \mathbf{open \ circuit})$$

All of these parameters require measuring voltage and current (as a function of frequency)

Network Analyzer Basics
DJB 12/98
na_basic.ppt

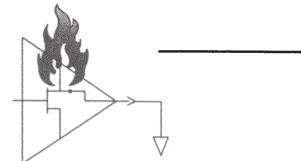
Slide #28

未知のリニア2ポート・デバイスを特性化するため、様々な条件で測定を行い、一連のパラメータを計算します。これらのパラメータを使えば、デバイス（あるいは「ネットワーク」）の電気的動作を、測定を行ったときと信号源や負荷条件が異なるときでも説明できます。デバイスの低周波特性について、最もよく測定されるパラメータはH、Y、Zの3つです。これらのパラメータを得るためにには、デバイスの入力ノードまたは出力ノード（ポート）で、周波数の関数として電圧値や電流値を測定しなければなりません。また測定の一部として、開放か短絡終端のいずれかを実施しなければなりません。これらのパラメータの測定方法を高周波に応用することは現実的ではありません。

Limitations of H, Y, Z Parameters (Why use S-parameters?)

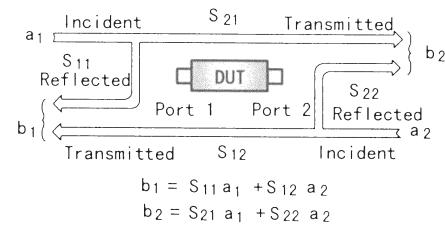
H,Y, Z parameters

- Hard to measure total voltage and current at device ports at high frequencies
- Active devices may oscillate or self-destruct with shorts / opens



S-parameters

- Relate to familiar measurements (gain, loss, reflection coefficient ...)
- Relatively easy to measure
- Can cascade S-parameters of multiple devices to predict system performance
- Analytically convenient
 - CAD programs
 - Flow-graph analysis
- Can compute H, Y, or Z parameters from S-parameters if desired



Network Analyzer Basics
D.9 12/96
na/basic.prc

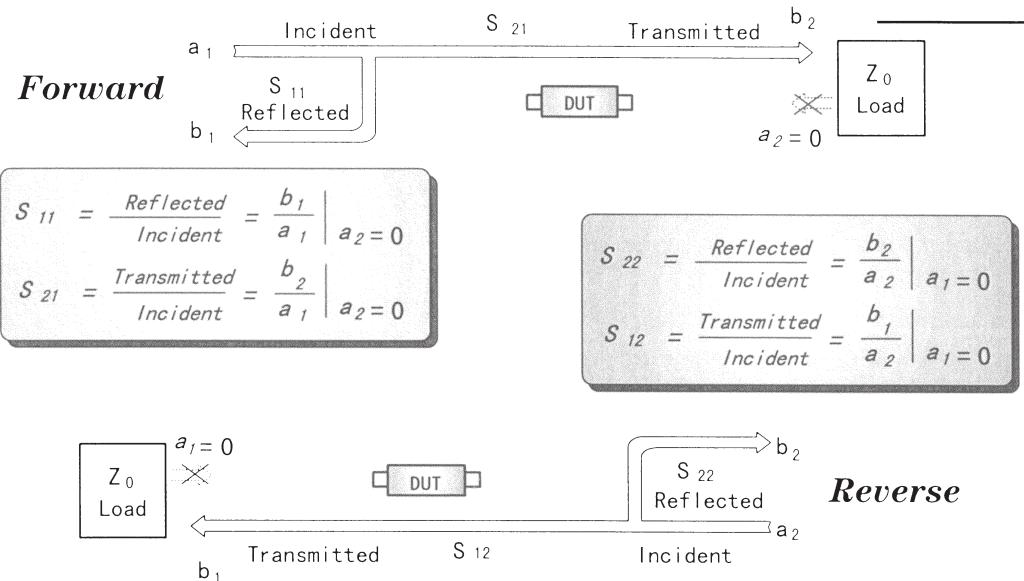
Slide #29

高周波では、デバイスのポートで電圧や電流を測定することは非常に困難です。電圧計や電流計を接続すること事態が、正確な測定を妨げます。なぜならば、プローブ自体に無視できないほどのインピーダンスがあるためです。また、プローブで目的の箇所にあたることも困難です。さらに、アクティブ・デバイスは、短絡や開放により発振したり、壊れることがあります。

高周波ネットワークを特性化するため、このような欠点のない方法が必要なことは明らかです。そのために、スキヤタリング・パラメータもしくはSパラメータが開発されました。前述したH、Y、Zパラメータに比べて、Sパラメータには多くの長所があります。Sパラメータは、よく知られた測定値である利得、損失、反射係数などと関連づけられます。Sパラメータは比較的簡単に測定でき、テストデバイスに好ましくない負荷を接続する必要もありません。複数のデバイスであっても、それぞれのSパラメータがわかっているれば、それらを直列に接続すると考えて、システム全体のパフォーマンスを予測することができます。CADプログラムやフロー・グラフ解析に便利です。また、必要な場合は、SパラメータからH、Y、Zパラメータのどれにでも導くことができます。

NポートのDUTにはN2のSパラメータがあります。したがって、2ポート・デバイスには4つのSパラメータがあります。Sパラメータの番号づけの規則は、Sの後の最初の番号がエネルギーが出るポート、2番目の番号がエネルギーに入るポートです。したがって、S21の場合、ポート1にRFステイミュラスを印加して、ポート2の出力を測定することを意味します。Sの後の番号が同じ場合（例えばS11など）は、反射測定であることを示しています。

Measuring S-Parameters



Slide #30

S_{11} および S_{21} は、出力が完全な Z_0 で終端している場合（負荷がテスト・システムの特性インピーダンスに等しい場合）入力信号、反射信号、伝送信号の振幅と位相を測定することによって決まります。この条件では、 a_2 がゼロとします。 S_{11} は入力複素反射係数または DUT のインピーダンスに等しくなり、 S_{21} は順方向の複素伝送係数です。

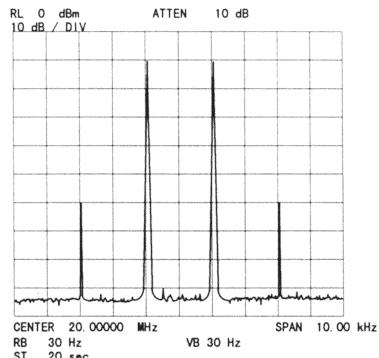
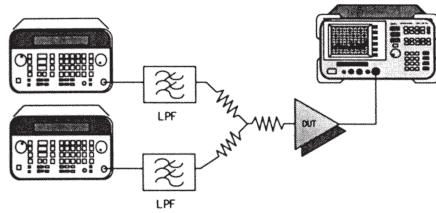
同様に、信号源をポート 2 に置き、ポート 1 を完全負荷で終端する（ a_1 をゼロにする）ことによって、 S_{22} と S_{12} を測定することができます。 S_{22} は、出力の複素反射係数あるいは DUT の出力インピーダンスに等しくなり、 S_{12} は、逆方向の複素伝送係数です。

S パラメータ測定の精度は、ステイミュラスを印加していないポートをうまく終端できるかどうかに大きく依存します。完全負荷以外では、 a_1 または a_2 がゼロにはなりません（これでは S パラメータの定義にそっていません）。DUT をネットワーク・アナライザのテスト・ポートに接続して、テスト・ポートを完璧に整合することを考慮しなかった場合、完璧に終端したとはいえません。そのため、正確な S パラメータ測定のためには信号源と負荷を整合させる 2 ポート誤差修正が非常に重要です（2 ポート誤差修正については校正のセクションで説明します）。

Measuring Nonlinear Behavior

Most common measurements:

- Using a **spectrum analyzer** + source(s)
 - harmonics, particularly second and third
 - intermodulation products resulting from two or more carriers
- Using a **network analyzer** and power sweeps
 - gain compression
 - AM to PM conversion
- Noise figure



Network Analyzer Basics
D.B. - 12/96
na_basic.ppt

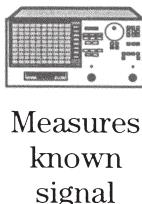
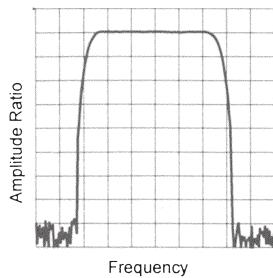
Slide #31

これまで、リニア動作の測定について説明してきましたが、ノン・リニア動作も大きな信号歪の原因となることがわかっています。最も一般的なノン・リニア測定は高調波歪と相互変調歪（通常はスペクトラム・アナライザと信号源で測定）、利得圧縮、AM-PM変換（通常はネットワーク・アナライザと出力掃引で測定）、雑音指数です。雑音指数は、各種装置で測定可能です。

この資料では代表的な測定として、ネットワーク・アナライザを使ったパワー総員測定について説明します。

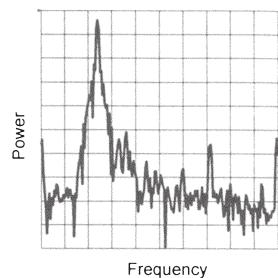
What is the difference between **network** and **spectrum** analyzers?

Hard: getting (accurate) trace
Easy: interpreting results



Measures known signal

Easy: getting trace
Hard: interpreting results



Measures unknown signals

Network analyzers:

- measure components, devices, circuits, sub-assemblies
- contain source and receiver
- display ratioed amplitude and phase (frequency or power sweeps)

Spectrum analyzers:

- measure signal amplitude characteristics (carrier level, sidebands, harmonics...)
- are receivers only (single channel)
- can be used for scalar component test (*no phase*) with tracking gen. or ext. source(s)

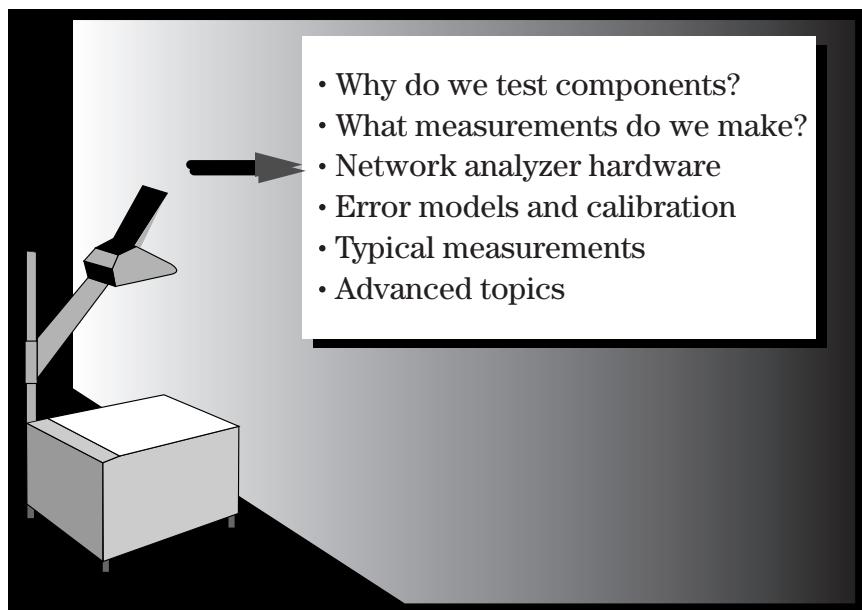
Network Analyzer Basics
DJB 12/96 na_basic pre

Slide #32

これまで、ネットワーク・アナライザやスペクトラム・アナライザを使って一般的に行われる測定をいくつか見てきましたが、これらの装置の主な相違点を検討することも有益です。ネットワーク・アナライザは、コンポーネント、デバイス、回路、サブアセンブリを測定するために使われます。ネットワーク・アナライザには信号源と複数のレシーバが内蔵されていて、通常は、振幅と位相（周波数またはパワー掃引）の比較データを表示します。ネットワーク・アナライザはステイミュラス応答システムであるため、常に、既知の信号（周波数の点で）を測定します。ネットワーク・アナライザを使って正確な測定を行うのはやや難しいですが、測定結果を理解するのは非常に簡単です。また、ベクトル誤差修正機能があるため、ネットワーク・アナライザは、一般的にスペクトラム・アナライザよりもかなり高い測定精度を持っています。

スペクトラム・アナライザは、未知の信号に対して、搬送波のレベル、側波帯、高調波、位相ノイズなどの信号特性を測定するために使用されます。一般的には、信号源を持たない信号チャネル・レシーバとして構成されます。様々な未知の信号を解析できるように、スペクトラム・アナライザはネットワーク・アナライザよりも、IF帯域幅の種類が豊富にそろっています。スペクトラム・アナライザは、ノン・リニア・ステイミュラス/レスポンス測定を行うために、外部信号源といっしょに使われることがあります。トラッキング・ジェネレータと組み合わせた場合、スペクトラム・アナライザをスカラ・ネットワーク測定（振幅対周波数は測定できますが、位相測定はできません）に使うことができます。スペクトラム・アナライザを使って測定をすることは簡単ですが、その結果をどのように解釈するかは、ネットワーク・アナライザの場合よりもかなり難しくなります。

Agenda

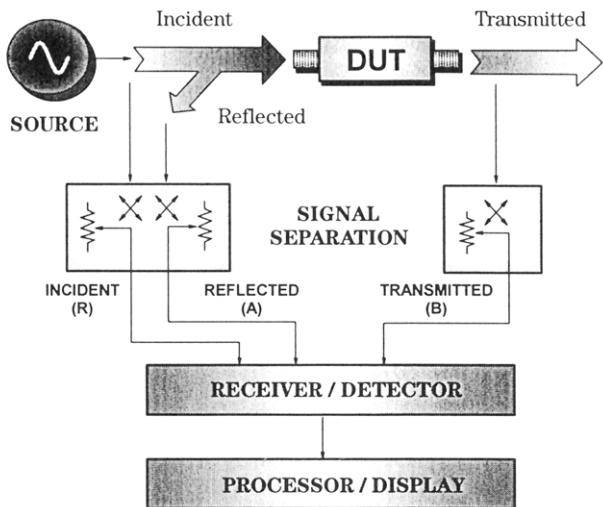


Network Analyzer Basics
DJB 12/96
na_basic.ppt

Slide #33

次のセクションでは、ネットワーク・アナライザの実際の機能について紹介します。ネットワーク・アナライザのブロック図の主要部分についても詳しく説明します。

Generalized Network Analyzer Block Diagram



Network Analyzer Basics
DUE-12196-na_basic.ppt

Slide #34

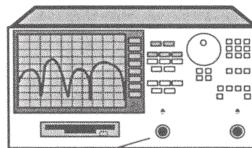
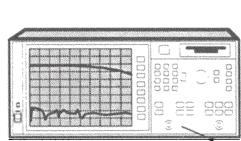
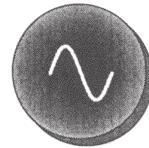
これがネットワーク・アナライザの一般的なブロック図で、主な信号処理セクションを示しています。入力、反射、伝送の各信号を測定するために、次の4つのセクションが必要です。

1. スティミュラス信号源
2. 信号アイソレーション・デバイス
3. 信号検出レシーバ
4. キャリブレーションや結果処理用プロセッサ／ディスプレイ

この4つのセクションそれぞれについて詳しく調べます。

Source

- Supplies stimulus for system
- Swept frequency or power
- Traditionally NAs used separate source
 - Open-loop VCOs
 - Synthesized sweepers
- Most HP analyzers sold today have integrated, synthesized sources



Integrated, synthesized sources

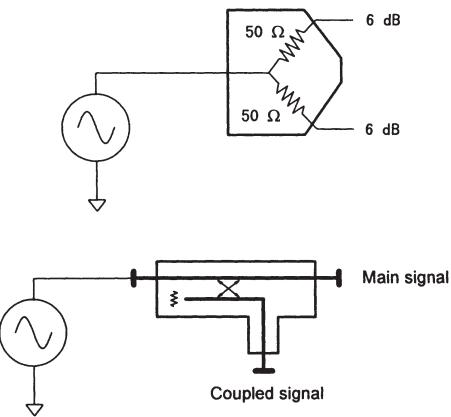
Network Analyzer Basics
D.B. 12/96
na basic pre

Slide #35

信号源は、ステイミュラス応答テストシステムにテスト信号を提供します。信号源の周波数またはパワーレベルのいづれかを掃引できます。従来のネットワーク・アナライザでは信号源を別に持っていました。これらの信号源は、より安価な開ループ電圧制御発振器（VCO）か、あるいは、特に狭帯域デバイスの測定用に、高価ですが高性能なシンセサイズド掃引器のいづれかを基本にしていました。開ループVCOでは過度な位相ノイズが発生するため、狭い周波数範囲の狭帯域コンポーネントを測定する際には、測定の確度がかなり低下します。アジレント・テクノロジーが現在市販しているほとんどのネットワーク・アナライザには、シンセサイズド信号源が組み込まれています。

Signal Separation

Measuring incident signals for ratioing



- **Splitter**

- usually resistive
- non-directional
- broadband

- **Coupler**

- directional
- low loss
- good isolation, directivity
- hard to get low freq performance

Network Analyzer Basics
D.8 12/96
na_basic/pre

Slide #36

次に説明するのは、信号アイソレーション・ブロックです。この機能のために使用するハードウェアは、通常、「テスト・セット」と呼ばれます。テスト・セットには、セパレート・ボックス・タイプとネットワーク・アナライザ内蔵タイプのものがあります。

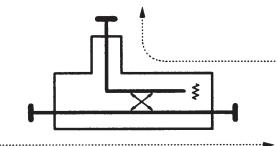
信号アイソレーション・ハードウェア部は、2つの機能を提供します。

1つは、測定結果の比較基準としての入力信号を測定することです。これは、スプリッタもしくは方向性結合器を使って測定できます。スプリッタは、通常、純抵抗です。スプリッタは非方向性デバイスで（方向性については後で詳しく説明します）、極めて広帯域の特性を持っています。しかしトレードオフとして、各アームで6dB程度の損失があるのが普通です。

方向性結合器は、非常に損失が少なく、かつ、信号アイソレーションと方向性も良好です。しかしながら、低い周波数では性能が優れているとはいえません。RFネットワーク・アナライザで低い周波数で測定するときに問題となる場合があります。

Signal Separation

Separating incident and reflected signals

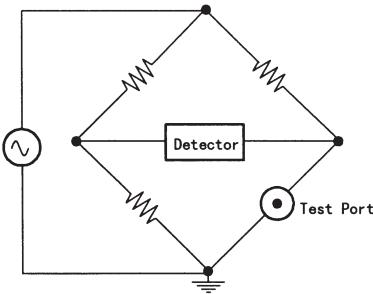


• *Coupler*

- directional
- low loss
- good isolation, directivity
- hard to get low freq performance

• *Bridge*

- used to measure reflected signals only
- broadband
- higher loss



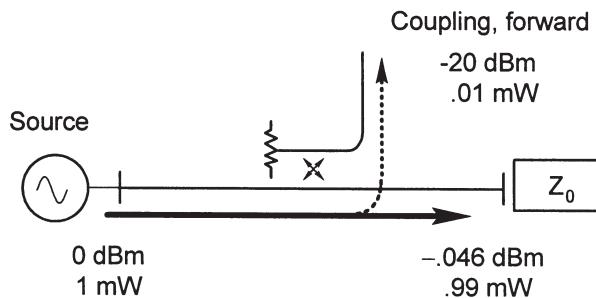
Network Analyzer Basics
DJB 12/98
na_basic.pre

Slide #37

信号アイソレーション・ハードウェアの2番目の機能は、入射波と反射波を分離することです。ここでも、方向性結合器は、方向性が良く、損失が少なく、逆方向のアイソレーションが高いため、理想的です。しかし、広帯域に対応する方向性結合器を作成することが難しいので、ブリッジがよく使用されます。

ブリッジは、非常に広い周波数範囲に対応するように作成できるため、反射測定には非常に有効です。主な欠点は、伝送される信号に対する損失が大きいことで、DUTに伝達されるパワーが少なくなります。

Forward Coupling Factor



Example of 20 dB Coupler

$$\text{Coupling Factor (dB)} = -10 \log \frac{P_{\text{coupling forward}}}{P_{\text{incident}}}$$

Network Analyzer Basics
DJB 12/96 na_basic.pre

Slide #38

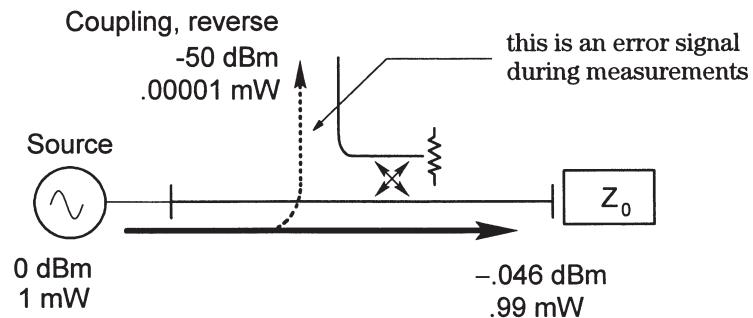
方向性結合器は一方向のみに伝達される信号の一部を測定（結合）します。メイン・アームに流れる信号は実線で示され、結合された信号は点線で示されます。

結合ポートに取り出される信号の量は、結合係数として表される値で定義されます。この結合係数は、結合器を順方向に置いたとき、入射波のパワーに対して、結合ポートから取り出されるパワーを測定することによって得られます。

結合係数 (dB) = $-10 \log (P_{\text{fwd-cpl}}/P_{\text{in}})$

20dBの方向性結合器を示すこの例で、結合ポートの信号レベルは入力ポートの信号レベルよりも20dB低くなっています。メイン・アームからの損失は0.046dBだけです。また、メイン・アーム・レスポンスと結合係数に関連した周波数応答特性のパラメータもあり、±dBで表されます。

Directional Coupler Isolation (Reverse Coupling Factor)



Example of 20 dB Coupler "turned around"

$$\text{Isolation Factor (dB)} = -10 \log \frac{P_{\text{coupled reverse}}}{P_{\text{incident}}}$$

Network Analyzer Basics
DJB 12/96 na_basic.pr

Slide #39

上図のように Z_0 で終端されている場合、理想的には結合器で逆方向に進む信号は現れません。結合器の内部負荷またはメイン・アーム先端の外部終端でエネルギーが吸収されるためです。しかし、現実には、アイソレーションが完全ではないため、入射エネルギーの一部が結合アームから漏れます。

アイソレーションを測定するには、結合器を逆に使用して、逆方向のパワーを送ります。アイソレーションは、結合ポートでの漏れパワーと入力パワーとの比として定義されます。

アイソレーション (dB) = $-10 \log (\text{Prev-cpl}/\text{Pin})$

Directional Coupler Directivity

$$\text{Directivity (dB)} = 10 \log \frac{P_{\text{coupled forward}}}{P_{\text{coupled reverse}}}$$

$$\text{Directivity} = \frac{\text{Coupling Factor}}{\text{Isolation}}$$

$$\text{Directivity (dB)} = \text{Isolation (dB)} - \text{Coupling Factor (dB)}$$

Example of 20 dB Coupler with 50 dB isolation:
Directivity = 50 dB - 20 dB = 30 dB

Network Analyzer Basics
DJB 12/96 na_basic.pre

Slide #40

結合器で最も重要な測定パラメータは方向性です。方向性は、結合器内で反対方向に流れる信号を分離する結合器の性能の尺度となります。反射測定におけるダイナミック・レンジとを考えることができます。方向性とは、逆方向結合係数(アイソレーション)と順方向結合係数との差(単位はdB)と定義されます。

順方向および逆方向の結合係数を測定する際には、結合器が負荷Z₀で終端されており、かつ同じ入力パワー・レベルが印加されなければなりません。方向性は次のように定義されます。

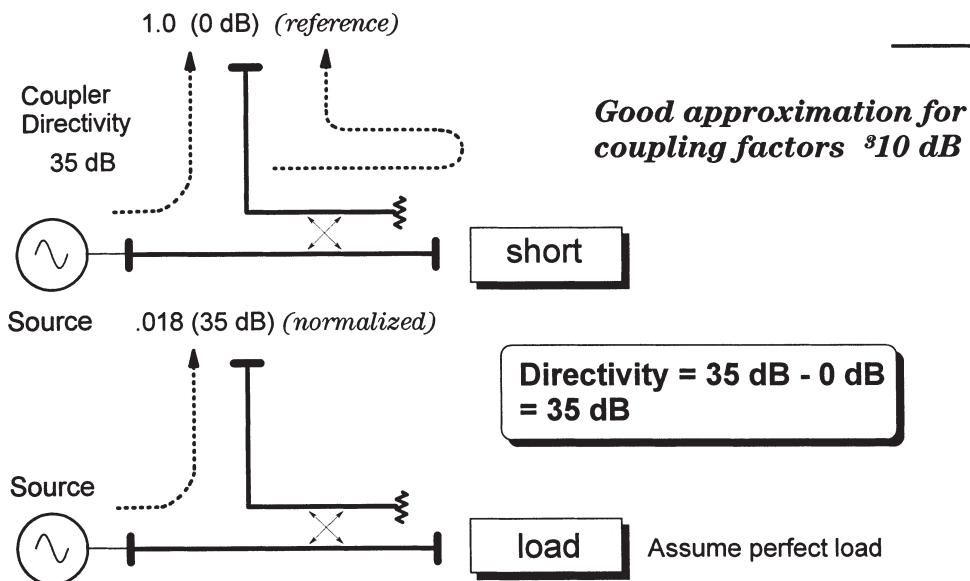
$$\text{方向性 (dB)} = 10 \log (P_{\text{fwd-cpl}} / P_{\text{rev-cpl}})$$

方向性は次のようにも表されます。

$$\begin{aligned}\text{方向性} &= [\text{結合係数} / \text{アイソレーション}] (\text{リニア}) \\ &= \text{アイソレーション (dB)} - \text{結合係数 (dB)}\end{aligned}$$

上の例では、結合器の方向性は30dBです。これは、反射測定において、方向性誤差の信号は希望の信号レベルより最大で30dB低いということです(デバイスを完全反射または $\rho = 1$ で測定する場合)。測定デバイスのマッチングが良いほど、方向性エラーが原因で発生する測定誤差は大きくなります。

Measuring Coupler Directivity the Easy Way



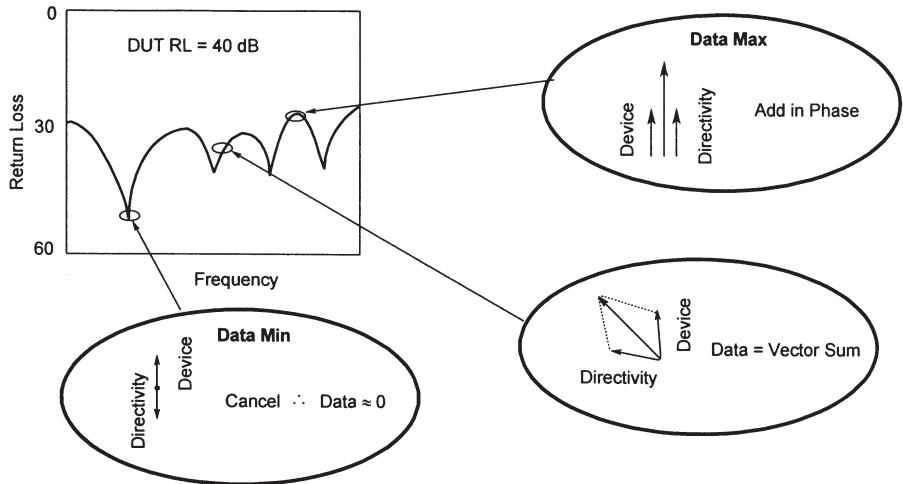
Network Analyzer Basics
DJB 12/96 ha_basic.ppt

Slide #41

結合器の方向性を、順方向測定や逆方向測定を行わずに測定できる簡単な方法があります。内部負荷によって吸収されるパワーが比較的小さい場合、この方法でかなり良い値が得られます。この方法は、結合係数が10dB程度またはそれ以上の場に適用できます。

まず、メイン・アームの出力ポートを短絡します（結合器は順方向です）。この時に結合ポートに取り出されたパワーをリファレンス0dBとしてノーマライズします。このステップは、結合係数を求めたことになります。次に、結合器のメイン・ポートをZ₀で終端します。この時結合ポートで取り出された信号は、漏れによるものです。予めノーマライズしてあるため、測定値はそのまま結合器の方向性を示しています。

Interaction of Directivity with the DUT (Without Error Correction)

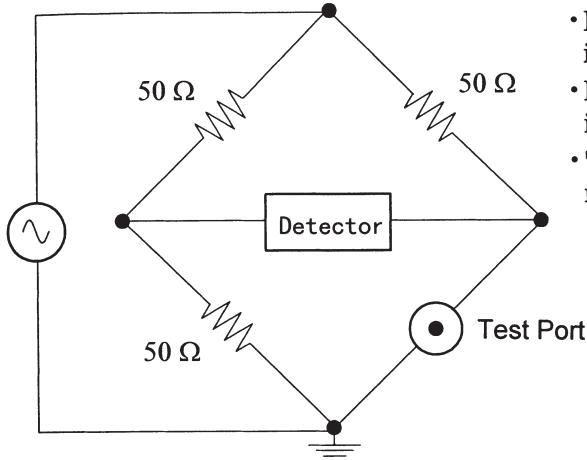


Network Analyzer Basics
DJB 12/96 na_basic.ppt

Slide #42

方向性誤差が大きいと、リターン・ロス測定で大きいリップル・パターンが表示されます。リップルのピークのところでは、方向性とDUTからの反射が同相で加わっています。逆に、リップルの谷間のところでは、方向性とDUTからの反射が打ち消しあっています。

Directional Bridge



- 50 ohm load at test port balances the bridge - detector reads zero
- Extent of bridge imbalance indicates impedance
- Measuring magnitude and phase of imbalance gives complex impedance
- "Directivity" is difference between maximum and minimum balance

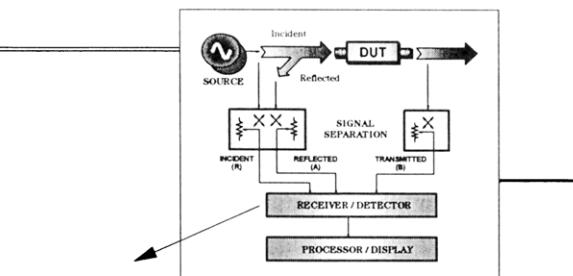
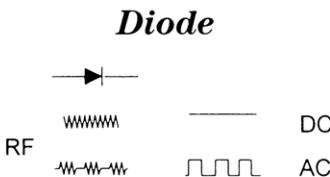
Network Analyzer Basics
D.B. 12/96
na_basic.ppt

Slide #43

反射信号の測定に用いるもう1つのデバイスが、方向性ブリッジです。方向性ブリッジのオペレーションは、Wheatstoneブリッジに似ています。4つのアームすべての抵抗が等しい（テスト・ポートに接続され 50Ω ）場合、ディテクタで測定される電圧はゼロです（ブリッジがバランスしている）。テスト・ポートの負荷が 50Ω ではない場合、ブリッジを通過する電圧は、DUTの入力によって存在する不整合に比例します。この場合、ブリッジのバランスはとれていません。このブリッジで振幅と位相の両方を測定すると、テスト・ポートでの複素インピーダンスを測定できます。

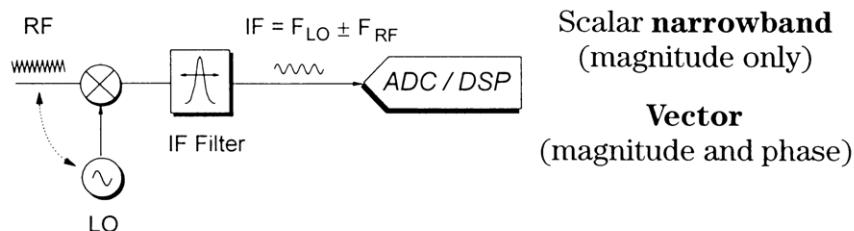
ブリッジの等価方向性は、最大バランス（負荷 Z_0 で測定したとき）と最小バランス（短絡または開放で測定したとき）との比（あるいはdBの差）です。ブリッジの方向性が測定の不確実さに与える影響は、前述の結合器の場合とまったく同じです。

Detector Types



Scalar broadband
(no phase information)

Tuned Receiver



Scalar narrowband
(magnitude only)

Vector
(magnitude and phase)

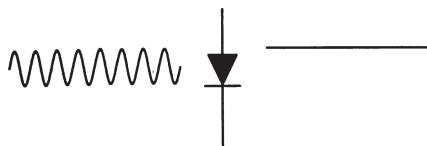
Network Analyzer Basics
DJB 12/96 na_basic pre

Slide #44

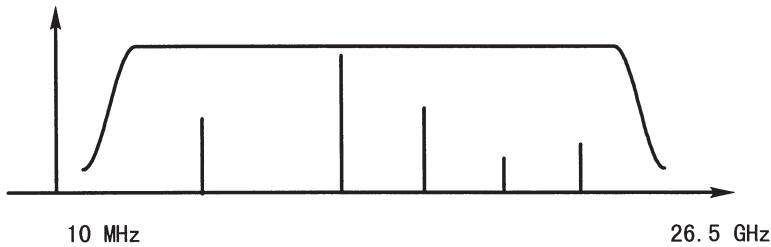
ネットワーク・アナライザで、信号検波機能を提供する基本的方法が2つあります。ダイオード検波器は、RF信号レベルをそれに相応するDCレベルに変換します。信号が振幅変調されている場合（AC検出）、ダイオードは、変調信号からRF搬送波を除去します。ダイオード検波は本来スカラ量なので、RF搬送波の位相情報は失われます。

同調レシーバは、ローカル発振器（LO）を使って、RF信号を「中間」周波数（IF）にまで下げます。LOはRFもしくはIF信号のいずれかにロックされているので、ネットワーク・アナライザのレシーバは、常に入力ポートのRF信号に同調します。IF信号はバンドパス・フィルタを通過して目的の信号のみが取り出されるので、レシーバとしての帯域幅を狭くでき、感度とダイナミック・レンジを大幅に向上させます。最近のアナライザでは、A/D変換器（ADC）とデジタル信号処理により、IF信号から振幅と位相を測定します。スカラとベクトルのどちらのネットワーク・アナライザでも同調レシーバ方式を採用できます。

Broadband Diode Detection



- Easy to make **broadband**
- **Inexpensive** compared to tuned receiver
- Good for measuring frequency-translating devices
- Improve dynamic range by increasing power
- **Medium sensitivity / dynamic range**



Network Analyzer Basics
DB 12/96
na_basic.pre

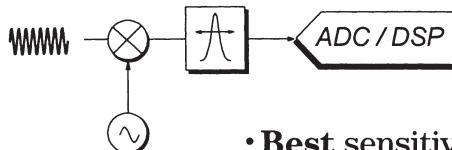
Slide #45

ダイオード検波器の主な利点は、周波数のカバレージが広帯域であることと（最低10MHz未満～最高26.5GHz以上まで）、同調レシーバに比べると安価であることです。ダイオード検波器は、中程度の感度とダイナミック・レンジを提供します（-50dBm程度の感度、60dB程度のダイナミック・レンジ）。広帯域の特性を持っているため、一般的な感度はそれ程高くなく、また本来測定したくはない信号源の高調波やその他のスパurious信号まで測定してしまう場合があります。ダイナミック・レンジは、入力パワーを上げて測定することによって改善できます。

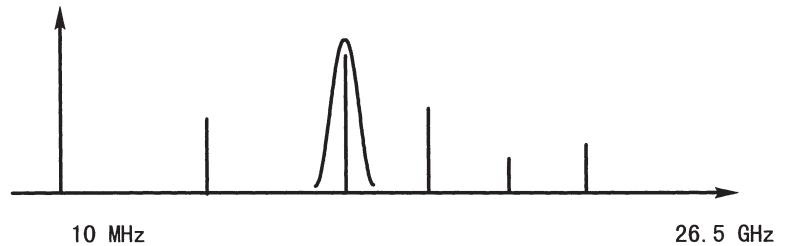
AC検出方を使えば、エラー・ソースとしてのダイオードのDCドリフトを除去するため、測定結果はより正確になります。このことはまた、ノイズやその他の不要な信号も少なくします。DC検出方の主な利点は、デバイスによっては測定に悪影響を与えるかねないRF信号変調がないことです。例としては、AGCやDC利得の大きい増幅器、あるいは狭帯域フィルタがあります。

広帯域ダイオード検波器が非常に有効なアプリケーションとしては、周波数変換デバイスの測定があります。特にLO（ローカルオシレータ）が内蔵されたデバイスには有効です。参考文献については、スライド94を参照してください。

Narrowband Detection - Tuned Receiver



- Best sensitivity / dynamic range
- Provides harmonic / spurious signal rejection
- Improve dynamic range by increasing power, decreasing IF bandwidth, or averaging
- Trade off noise floor and measurement speed



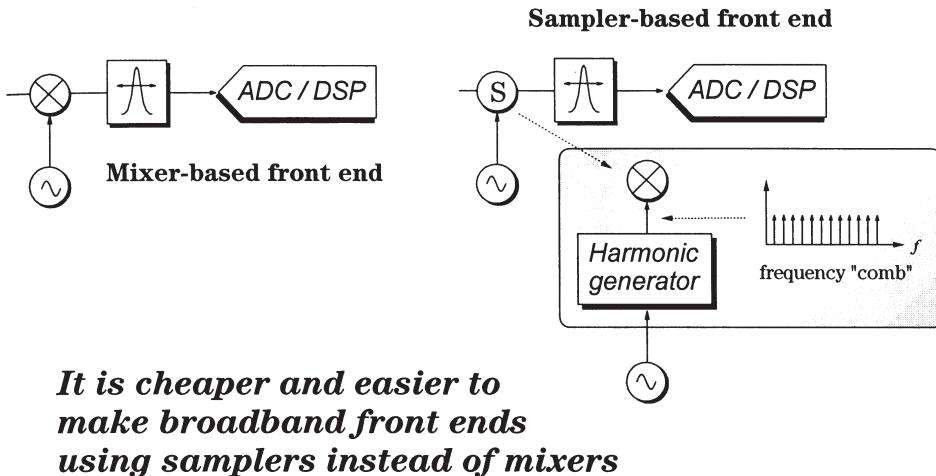
Network Analyzer Basics
D:\B\12\96
na_basic.prc

Slide #46

同調レシーバを使えば、高い感度とダイナミック・レンジが得られ、高調波やスプリアス信号も除去されます。狭帯域IFフィルタは、かなり低いノイズ・フロアを生成するため、結果として、感度は大幅に向かいます。例えば、同調レシーバ方式のマイクロ波ベクトル・ネットワーク・アナライザのIF帯域幅を3kHzとすると、ダイオード検波器方式のスカラ・ネットワークアナライザのノイズ帯域幅は26.5GHzにもなります。同調レシーバ方式でダイナミック・レンジを上げるために、入力パワーを上げるか、IF帯域幅を狭くするか、測定結果をアベレージングします。つまり、ノイズ・フロアを犠牲にして測定速度をとるか、測定速度を犠牲にしてノイズ・フロアをとるかということになります。ネットワーク・アナライザのアベレージングでは、複素数データをアベレージングするので、ノイズ・フロア自体が低くなります。これに対して、スペクトラム・アナライザのアベレージングでは、単にノイズの分散を小さくするだけで、ノイズ・フロア自体は下がりません。位相データがないと、アベレージングしてもアナライザの感度は向上しません。

上図は同様に、ダイナミック・レンジが向上すると、高調波およびスプリアス・スポンスも除去されるとることを示しています。前述したとおり、RF信号は測定される前にダウンコンバートされ、フィルタリングされます。信号源に関わる高調波もダウンコンバートされます、高調波はIF帯域外の周波数になるのでフィルタリングによって除去されます。

Front Ends: Mixers Versus Samplers



Network Analyzer Basics
DB 12/96
na_basic.prc

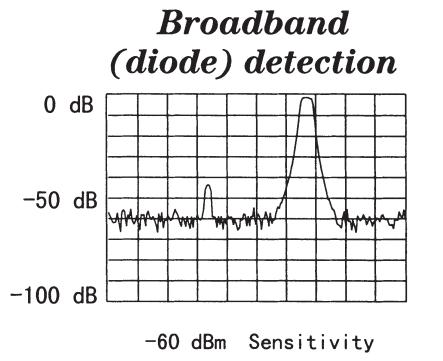
Slide #47

同調レシーバは、ミキサあるいはサンプラーをベースにしたフロント・エンドで構成されています。特にマイクロ波周波数帯域の場合は、ミキサよりもサンプラーを使って広帯域フロント・エンドを構成する方が安価で簡単です。アジレント・テクノロジーのネットワーク・アナライザでも、8753RFファミリや8720マイクロ波アナライザ・ファミリなどでサンプラーが使われています。

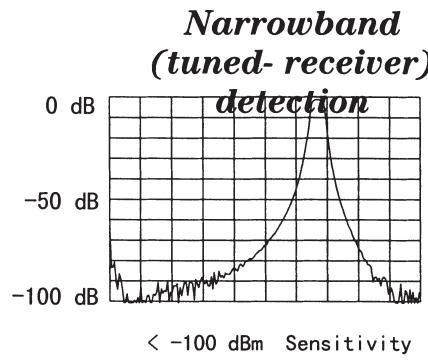
サンプラーは、ダイオードを使って、入力RF信号を非常に短い時間間隔でサンプリングします。概念的には、サンプラーはパルス・ジェネレータを内蔵したミキサと考えることができます。パルス・ジェネレータは、LOの高調波からなる広帯域周波数スペクトラムできます。パルス・ジェネレータは、LOの高調波からなる広帯域周波数スペクトラム（「櫛」と呼ばれます）を生成します。RF信号は、その中の一つのスペクトラム（または「櫛歯」）とミックスされて任意のIF信号にダウンコンバートされます。ミキサ・ベースのネットワーク・アナライザと比較すると、サンプラー・ベースの場合には、フロント・エンドのLOがカバーしなければならない周波数範囲をかなり狭くでき、広帯域のミキサが不要になります。欠点は、様々な櫛歯に同期するための位相ロック・アルゴリズムがかなり複雑となり、ロックするのにやや時間がかかることです。

サンプラー・ベースのフロント・エンドは、ミキサベースのフロント・エンドに比べるとダイナミック・レンジがいくらか小さくなります。それは、櫛歯全体から発生する余分なノイズの一部がIFに変換されてしまうからです。それでもサンプラーベースの狭帯域検波を使用するネットワーク・アナライザは、ダイオード検波器を使用しているネットワークアナライザよりも、はるかに大きいダイナミック・レンジを持っています。

Comparison of Receiver Techniques



- higher noise floor
- false responses



- high dynamic range
- harmonic immunity

Dynamic range = maximum receiver power - receiver noise floor

Network Analyzer Basics
DJB 12/96
ns_basic.ppt

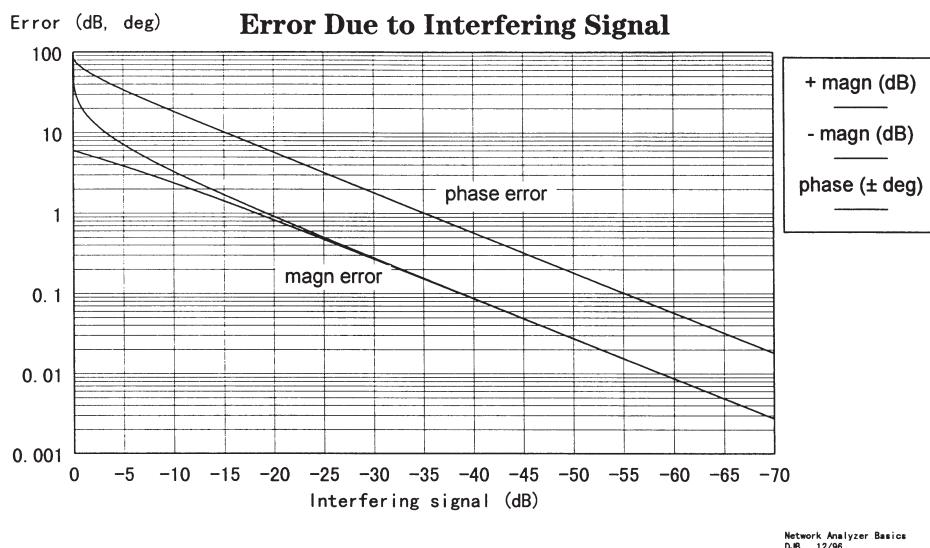
Slide #48

ダイナミック・レンジとは、レシーバが正確に測定できる最大パワーから、レシーバのノイズ・フロアを引いたものと定義するのが一般的です。大きなダイナミック・レンジを必要とするアプリケーションはたくさんあります。最も一般的なものがフィルタです。このスライドでわかるとおり、このフィルタの阻止帯の特性を正確に測定するためには、少なくとも80dBのダイナミック・レンジが必要です。2つの測定例は、典型的な狭帯域フィルタを、8757スカラ・ネットワーク・アナライザと、8510ベクトル・ネットワーク・アナライザで測定した結果を示しています。このフィルタは90dBのノイズ除去特性を持っていますが、スカラ・アナライザはノイズ・フロアが90dBよりも高いため、阻止帯を測定できていません。

広帯域ダイオード検波のスカラ・アナライザを使用した場合、一般的な高調波や信号源からのサブ高調波のために、「誤った」測定結果を示す場合があります。例えば、広帯域掃引のある時点で、信号源から2番目の高調波がフィルタのパスバンド内に入ったとします。この場合、検波器は、たとえ測定しているフィルタの阻止帯域が十分機能していたとしても、その通過した信号源からの高調波をフィルタの特性として記録してしまいます。ディスプレイ上では、上左図の左側のピークとなってあらわれます。同調レシーバでは、このような誤ったスプリアス・レスポンスはIFフィルタで除去されます。

Dynamic Range and Accuracy

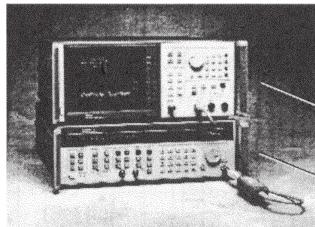
***Dynamic range is very important
for measurement accuracy!***



Slide #49

このプロットは、干渉信号（正弦波またはノイズ）が測定精度に与える影響を示しています。測定の不確実さを小さくするためには、測定デバイスの仕様よりも大きいダイナミック・レンジが必要です。例えば、振幅誤差を0.1dB未満、位相誤差を1°未満にするには、ノイズ・フロアが測定したいパワー・レベルよりも35dB以上低くなければなりません。アジレント・テクノロジーのネットワーク・アナライザは競合メーカーのネットワーク・アナライザに比べて、より大きいダイナミック・レンジを提供しているので、測定限界に余裕があります。

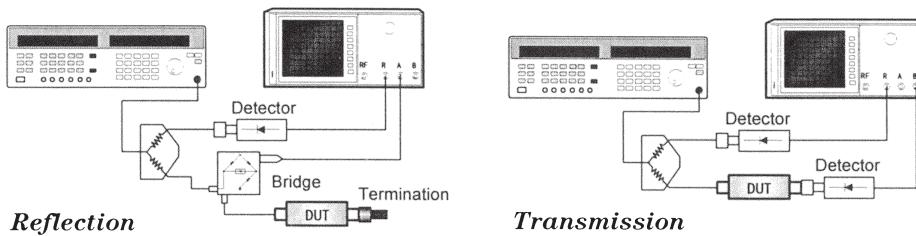
Traditional Scalar Analyzer



Traditional scalar system consists of processor/display and source

Example: **8757D**

- requires external detectors, couplers, bridges, splitters
- good for low-cost microwave scalar applications



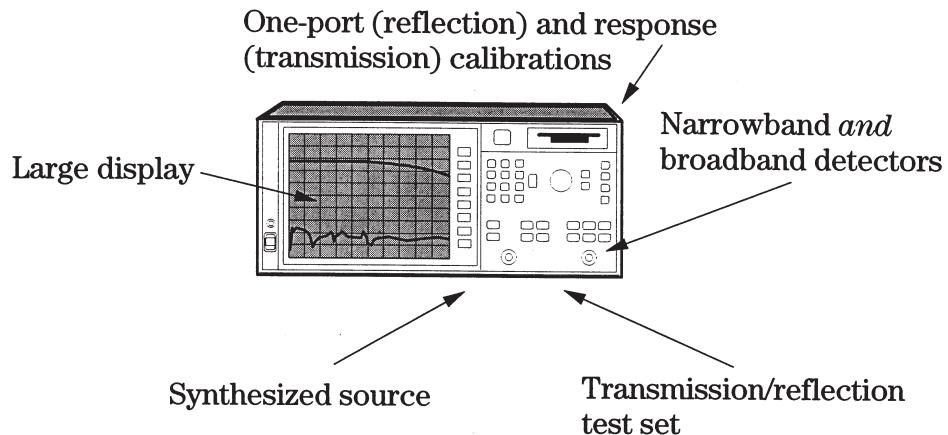
Network Analyzer Basics
D.B. 12/96
na_basic.ppt

Slide #50

このスライドは、プロセッサ／ディスプレイ・ユニットのとスタンドアロンの信号源（8757Dおよび8370B）で構成された従来のスカラ・システムを示しています。この種のシステムには外部スプリッタ、結合器、検波器、ブリッジが必要です。今では一般的に使われてはいませんが、このようなスカラ・システムは、低コストのマイクロ波スカラ・アプリケーションに適しています。

Modern Scalar Analyzer

Everything necessary for transmission
and reflection measurements is internal!

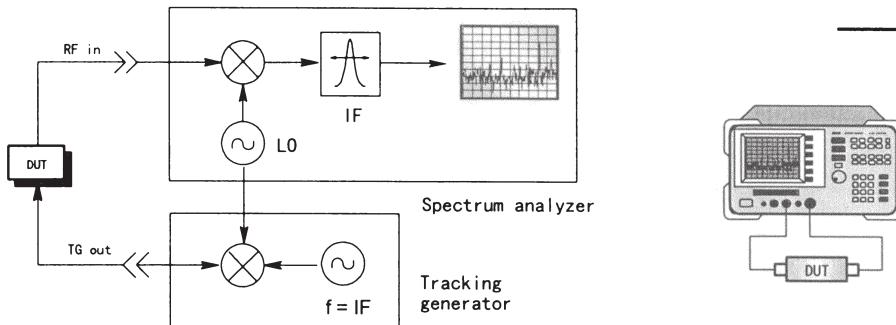


Network Analyzer Basics
D.6 12/96
na_basic.prc

Slide #51

最新のスカラ・ネットワーク・アナライザには、シンセサイズド信号源、テスト・セット、大型ディスプレイなど、反射と伝送の測定に必要なすべてのコンポーネントが組み込まれ一体化されています。スカラ・ネットワーク・アナライザの中には、狭帯域検波やベクトル誤差修正（1ポート、エンハンス・レスポンス校正）のようなベクトル・アナライザの特長を持つものもあります。このような装置は非常に広いダイナミック・レンジを示し、測定精度も優れています。

Spectrum Analyzer / Tracking Generator



Key differences from network analyzer:

- one channel – no ratioed or phase measurements
- More **expensive** than scalar NA
- Only error correction available is **normalization**
- Poorer **accuracy**
- Small **incremental cost** if SA is already needed

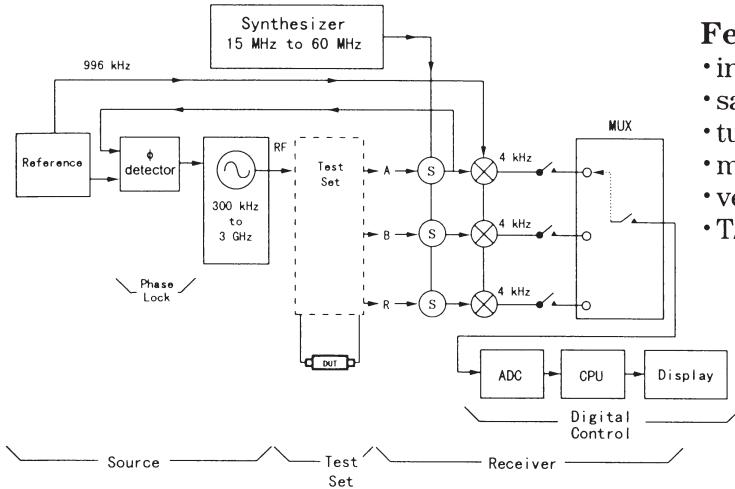
Network Analyzer Basics
D.B 12/96
na_basic.ppt

Slide #52

スペクトラム・アナライザとネットワーク・アナライザの主な違いが信号源だとすれば、スペクトラム・アナライザにトラッキング・ジェネレータを加えると、一種のネットワーク・アナライザになります。

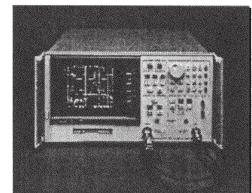
トラッキング・ジェネレータが追加されたスペクトラム・アナライザは、スカラ測定はできますが、依然としてレシーバが1チャネルであることは変わりません。したがって、比測定や位相測定はできません。また、利用できる誤差修正もノーマライゼーションだけです。後ほど、871Xのようにより進んだ誤差修正オプションを提供しているスカラ・ネットワーク・アナライザについて説明します。スペクトラム・アナライザの振幅確度は、スカラ・ネットワーク・アナライザに比べて一桁ほど低くなります（1 dB対0.1 dB）。最後に、トラッキング・ジェネレータを加えたスペクトラム・アナライザは、スカラ・ネットワーク・アナライザより高価になりますが、スペクトラム・アナライザが他の目的で使用される場合には、少々の金額を足すだけトラッキング・ジェネレータを追加することができます。

Modern Vector Analyzer



Features:

- integrated source
- sampler-based front end
- tuned receiver
- magnitude and phase
- vector-error correction
- T/R or S-parameter test sets



Note: modern scalar analyzers like 8711/13C look just like vector analyzers, but they don't display phase

Network Analyzer Basics
D.8 - 12/96
na_basic.ppt

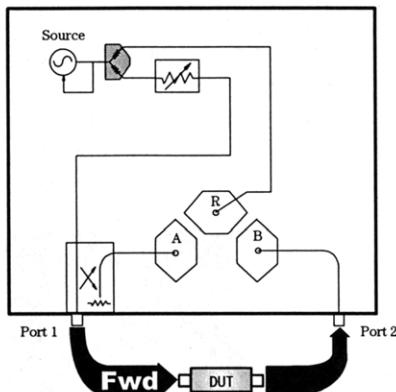
Slide #53

このスライドは、最新のベクトル・ネットワーク・アナライザのブロック図です。このベクトル・ネットワーク・アナライザは、内蔵された信号源、サンプラー・ベースのフロント・エンド、ベクトル誤差修正した振幅データと位相データを提供する同調レシーバを装備しています。テスト・セット（信号分離デバイスとRFパワーの方向を切り替えるスイッチを含んだ装置の部分）は、伝送／反射（T/R）ベースと、Sパラメータ・テスト・セットのいずれにもなります。

8711Cや8713Cのような最新のスカラ・アナライザは、このブロック図に非常によく似ていますが、スカラ・アナライザの場合、位相データが画面に表示されません。しかし、内部構造を見ると、スカラ・アナライザとはいっても本質的にはベクトル・アナライザです。この機能があるため、従来のスカラ・アナライザよりも測定の精度はかなり向上しています。

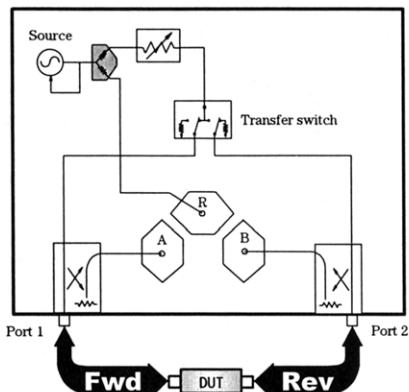
T/R Versus S-Parameter Test Sets

Transmission/Reflection Test Set



- RF always comes out port 1
- port 2 is always receiver
- **response, one-port** cal available

S-Parameter Test Set



- RF comes out port 1 or port 2
- forward and reverse measurements
- **two-port** calibration possible

Network Analyzer Basics
DUE 12/96
na_basic.ppt

Slide #54

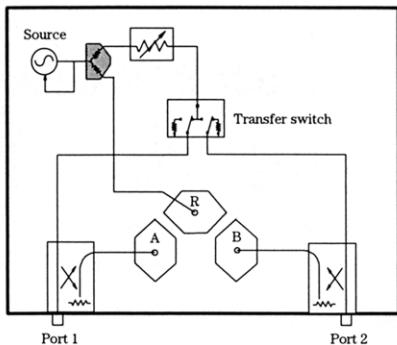
ネットワーク・アナライザで使われるテスト・セットには2つの基本タイプがあります。

伝送／反射（T/R）テスト・セットの場合、RFパワーは、常に、テスト・ポート1から出力され、テスト・ポート2は、常に、アナライザ内のレシーバに接続されています。DUTの逆方向伝送や出力反射を測定するには、いったん接続を切り離し、DUTの方向を反対にして、アナライザに接続し直さなければなりません。T/Rベースのネットワーク・アナライザは、レスポンスと1ポート校正のみを提供するので、測定精度は、Sパラメータ・テスト・セットのように優れていません。ただし、T/Rベースのアナライザの方がSパラメータ・ベースのアナライザよりも低価格です。

Sパラメータ・テスト・セットを使えば、4つのSパラメータを測定するために必要な順方向測定と逆方向測定の両方が実行できます。RFパワーは、テスト・ポート1または2のどちらからでも出力でき、どちらのテスト・ポートもレシーバに接続できます。Sパラメータ・テスト・セットを使えば、現在利用されている中で最も確度が高いフル2ポート（12項目）誤差修正が行えます。Sパラメータ・ネットワーク・アナライザは、T/Rベース・アナライザよりも優れたパフォーマンスを提供しますが、テスト・セットのRFコンポーネントが多いため価格が高くなります。

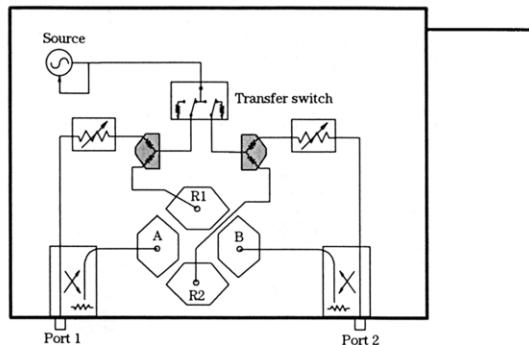
Sパラメータ・テスト・セットで使える伝送スイッチには、ソリッドステート・スイッチとメカニカル・スイッチの2種類があります。ソリッドステート・スイッチには、ほとんど寿命が無限だという長所があります（ただし、DUTからの大きなパワーによって破損しないしなければ）。しかし、パワー損失が大きいので、ネットワーク・アナライザの最大出力を低下させます。メカニカル・スイッチの場合は、パワー損失が非常に少ないため、ネットワーク・アナライザの出力パワーは最大限に活用できます。しかし、メカニカルなスイッチのため、短期間で消耗しています（寿命は500万回程度）。メカニカル・スイッチを使ったネットワーク・アナライザを使用する場合、シングル掃引モードで測定を行うのが一般的で、伝送スイッチが連続的にスイッチングされていくのを避けています。

Three Versus Four-Channel Analyzers



3 samplers

- cheaper
- TRL*, LRM* cal only
- includes:
 - 8753
 - 8720 (std.)



4 samplers

- more expensive
- true TRL, LRM cal
- includes
 - 8720 (opt. 400)
 - 8510

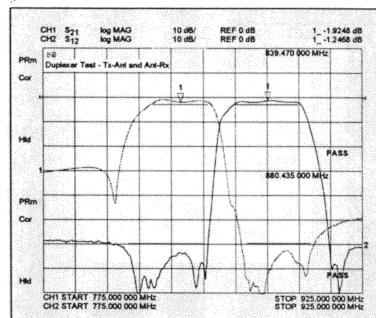
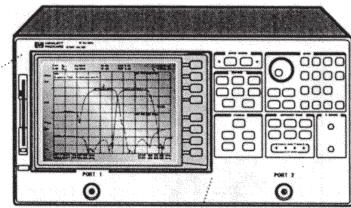
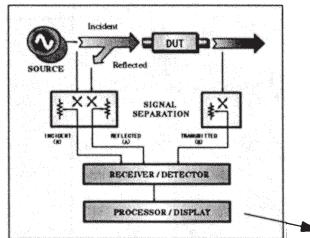
Network Analyzer Basics
DJB 12/96
na_basic.ppt

Slide #55

Sパラメータ・テスト・セットには、基本的な2つのアーキテクチャがあります。3つのサンプラー（またはミキサ）を採用するアモリと、4つのサンプラー（またはミキサ）を採用するものです。3サンプラー・アーキテクチャは、シンプルで安価ですが、校正方法の選択肢が4サンプラーに比べて少なくなります。つまり、TRL*校正とLRM*校正（後述）はできますが、真のTRLやLRMができません。

4サンプラー・アナライザは3サンプラー・アナライザに比べ高価ですが、非同軸系の測定の場合に、より良い確度で測定できます。TRLについては、次のセクションで詳しく説明します。

Processor / Display



Slide #56

ネットワーク・アナライザのハードウェアの最後のブロックは、ディスプレイ／プロセッサのセクションです。ここでは測定結果を、反射データや伝送データから簡単に解釈できるような形に変えて表示します。多くのネットワーク・アナライザは、リニア掃引と対数掃引、リニア・フォーマットと対数フォーマット、極座標プロット、スミス・チャートなどの機能を持っています。その他の一般的な機能としては、トレース・マーカ、リミット線、パス／フェイルテストなどがあります。アジレント・テクノロジーのネットワーク・アナライザの多くは、特定のマーケットやアプリケーション用の専用測定機能を備えています。その例の1つが8730Aチューナ・アナライザです。

Internal Measurement Automation

Simple: **recall states**

More powerful:

- **Test sequencing**

- available on 8753 / 8720 families
- keystroke recording
- some advanced functions

- **IBASIC**

- available on 8711 family
- sophisticated programs
- custom user interfaces

```
ABCDEFIGHJKLMNOPQRSTUVWXYZ0123456789+-/*=<>()&"""/?;:[]
1 ASSIGN @8714 TO 800
2 OUTPUT @8714;"SYST:PRES;"WAI"
3 OUTPUT @8714;"ABOR;INIT1:CONT OFF;"WAI"
4 OUTPUT @8714;"DISP:ANN:FREQ1:MODE SSTOP"
5 OUTPUT @8714;"DISP:ANN:FREQ1:MODE CSPAN"
6 OUTPUT @8714;"SENS1:FREQ:CENT 175000000 HZ;"WAI"
7 OUTPUT @8714;"ABOR;INIT1:CONT OFF;INIT1;"WAI"
8 OUTPUT @8714;"DISP:WIND1:TRAC:Y:AUTO ONCE"
9 OUTPUT @8714;"CALC1:MARK1 ON"
10 OUTPUT @8714;"CALC1:MARK:FUNC BWID"
11 OUTPUT @8714;"SENS2:STAT ON;"WAI"
12 OUTPUT @8714;"SENS2:FUNC XFR:POW:RAT 1.0:DET NBAN;"WAI"
13 OUTPUT @8714;"ABOR;INIT1:CONT OFF;INIT1;"WAI"
14 OUTPUT @8714;"DISP:WIND2:TRAC:Y:AUTO ONCE"
15 OUTPUT @8714;"ABOR;INIT1:CONT ON;"WAI"
16 END
```

Network Analyzer Basics
D.8 12/96
na_basic.pre

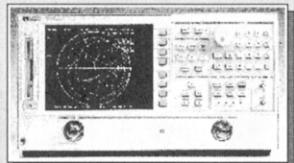
Slide #57

アジレント・テクノロジーのネットワーク・アナライザは、すべて測定の自動化機能を内蔵しています。その最も簡単な例が、リコール・ステートです。この機能を使えば、ネットワークアナライザを、予め設定した測定状態に、簡単に設定できます。

テスト・シーケンシングまたはInstrument BASIC (IBASIC) を使えば、強力な自動測定を行えます。テスト・シーケンシング機能は、8753/8720ファミリに装備されており、キーストロークの記録やその他の最新機能を提供しています。IBASIC機能は、オプションとして8711Cファミリに用意されており、高度なプログラミング機能や、ユーザ・インターフェースのカスタム化や、専用測定機能の構築が可能となります。

Families of HF Vector Analyzers

Microwave



8720 family

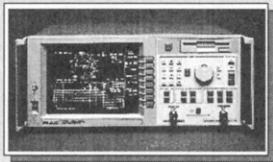
- 40 GHz
- economical
- fast, small
- test mixers, high-power amps
- S-parameter



8510 family

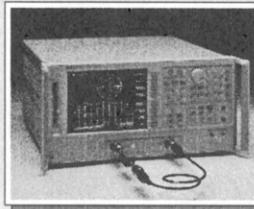
- 110 GHz *in coax*
- pulse systems
- antenna meas.
- Tx/Rx module test
- highest accuracy
- 4 S-parameter display

RF



8712/14

- 3 GHz
- low cost, fast
- narrowband *and* broadband detection
- T/R test set only



8753 family

- 6 GHz
- 52C: T/R test set
- 53E: S-parameter
- highest RF accuracy
- Offset and harmonic RF sweeps

Network Analyzer Basics
DJB 10/97
na_basic.ppt

Slide #58

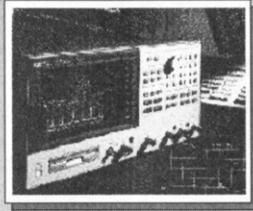
このスライドは、アジレント・テクノロジーの高周波ベクトル・ネットワーク・アナライザ・ファミリのまとめです

Families of LF/RF Vector Analyzers Combination



4395A

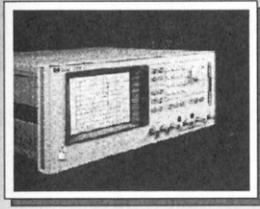
- 500 MHz
- network/spectrum/ impedance (option)
- hot S.A. performance
- pc friendly



4396B

- 1.8 GHz
- network/spectrum/ impedance (option)
- fast, highest accuracy
- time-gated spectrum (option)

LF



E5100A/B

- 300 MHz (180 MHz)
- economical
- fast, small
- xtals, resonators, filters
- equivalent circuit



8751A

- 500 MHz
- fast
- accurate

Network Analyzer Basics
DJB 10-97
na_basic.ppt

Slide #59

このスライドは、アジレント・テクノロジーの低周波ベクトル・ネットワーク・アナライザ・ファミリのまとめです

Agenda

- Why do we test components?
- What measurements do we make?
- Network analyzer hardware
- Error models and calibration
- Typical measurements
- Advanced topics

Why do we even need error-correction and calibration?

- It is impossible to make perfect hardware
- It would be extremely expensive to make hardware good enough to not require any error correction

Network Analyzer Basics
DJB 12/96
na_basic pre

Slide #60

次のセクションでは、誤差修正の必要性と、その方法について説明します。なぜ、誤差修正／校正が必要なのでしょうか。誤差修正を必要としない完璧なハードウェアを製造することは不可能です。仮に、大部分のデバイスに対して誤差修正を必要としないハードウェアができたとしても、その価格は極端に高くなります。重要なことは、現実的に製造可能な最良のハードウェアを製造し、パフォーマンスとコストのバランスをとることです。とすれば、測定の精度を改善するための誤差修正が非常に有効となります。

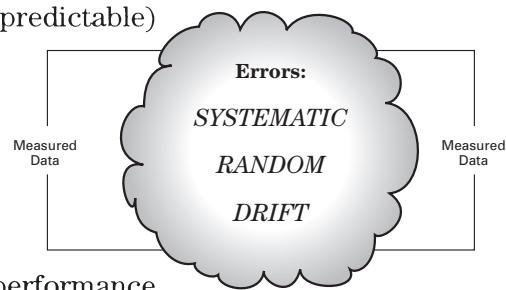
Measurement Error Modeling

Systematic errors

- due to **imperfections** in the analyzer and test setup
- are assumed to be **time invariant** (predictable)
- can be characterized (during calibration process) and **mathematically removed** during measurements

Random errors

- **vary** with time in random fashion (unpredictable)
- **cannot be removed** by calibration
- main contributors:
 - **instrument noise** (source phase noise, IF noise floor, etc.)
 - **switch** repeatability
 - **connector** repeatability



Drift errors

- are due to instrument or test-system performance changing **after** a calibration has been done
- are primarily caused by **temperature variation**
- can be removed by further calibration(s)

Network Analyzer Basics
0.8 12/96
na_basic/pre

Slide #61

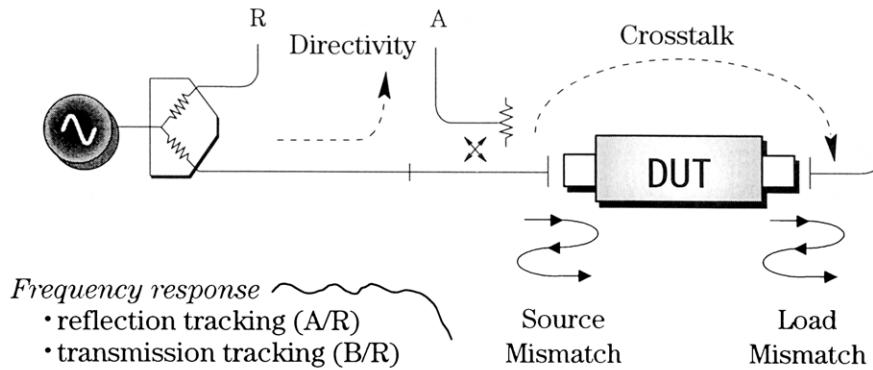
測定誤差の基本原因である、シマテマティック誤差、ランダム誤差、ドリフト誤差について調べてみましょう。

シマテマティック誤差は、アナライザとテストセットアップが完璧でないために発生します。この誤差は再現性があり（したがって予測可能）、時間による変化はないと思定されます。シマテマティック誤差は、校正プロセスを通して特性化され、測定時に数学的に取り除かれます。

ランダム誤差は、時間とともにランダムに変化するため予測不能です。したがって、校正により取り除くことはできません。ランダム誤差に最も寄与するのは、測定器のノイズです（信号源の位相ノイズ、サンプラノイズなど）。

ドリフト誤差は、校正を行った後で、測定器やテストシステムの性能が変化したために発生します。ドリフトの原因は主に温度の変化によるもので、校正することによって再び取り除くことができます。校正が有効である時間は、ユーザのテスト環境でテスト・システムが経験するドリフトによって異なります。安定した温度環境は、ドリフトを最小限に抑えます。

Systematic Measurement Errors



***Six forward and six reverse error terms
yields 12 error terms for two-port devices***

Network Analyzer Basics
DRAFT 12/96
na_basic.ppt

Slide #62

このスライドは、ネットワーク測定に関わる主なシステムティック誤差を示しています。信号の漏れに関する誤差は方向性とクロストークです。信号の反射に関する誤差は、ソースマッチとロードマッチです。最後の誤差は、レシーバの周波数レスポンスに関するもので、反射・伝送トラッキングと呼ばれます。フル2ポート誤差モデルには、これらの6つの項目（順方向）がすべて含まれており、同様に、逆方向にも同じ6項目（データは異なる）が含まれていて、全部で12の誤差項目があります。そのため、2ポート校正は、12項目の誤差修正と呼ばれることがあります。

Types of Error Correction

Two main types of error correction:

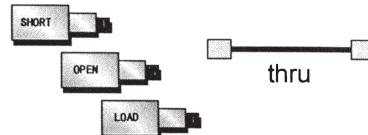
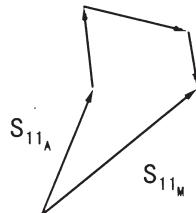
- **response (normalization)**

- simple to perform
- only corrects for tracking errors
- stores reference trace in memory,
then does data divided by memory



- **vector**

- requires more standards
- requires an analyzer that can measure phase
- accounts for all major sources of systematic error



Network Analyzer Basics
D.B - 12/96
na_basic.prc

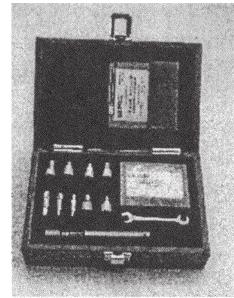
Slide #63

実行できる誤差修正には、主に、レスポンス（ノーマリゼーション）修正とベクトル修正の2種類があります。レスポンス校正は、簡単に実行できますが、システムティック誤差12項目のうち、数個（トラッキング項目）しか修正しません。レスポンス校正は本質的にノーマライズを行う測定で、基準となる測定データはメモリにストアされ、その後に行われる測定結果は、基準データを元に計算処理されます。レスポンス校正のより進んだ形態としては、広帯域ダイオード検波器を使用した反射測定の開放／短絡アベレージングがあります。この場合、基準となるデータを得るために、2つの測定結果と一緒にアベレージします。

ベクトル誤差修正には、振幅データと位相データの両方を測定できる（ただし、必ずしも表示する必要はありません）アナライザが必要です。この場合、より多くの校正標準器を測定する必要があります。ベクトル誤差修正を行えば、システムティック誤差のすべての主な原因を修正することができます、非常に正確な測定が可能になります。

What is Vector-Error Correction?

- Process of characterizing systematic error terms
 - measure **known standards**
 - remove effects from subsequent measurements.
- **1-port calibration** (*reflection measurements*)
 - only 3 systematic error terms measured
 - directivity, source match, and reflection tracking
- **Full 2-port calibration** (*reflection and transmission measurements*)
 - 12 systematic error terms measured
 - usually requires 12 measurements on four known standards (SOLT)
- Some standards can be measured **multiple** times
(e.g., THRU is usually measured four times)
- Standards defined in **cal kit definition** file
 - network analyzer contains standard cal kit definitions
 - **CAL KIT DEFINITION MUST MATCH ACTUAL CAL KIT USED!**



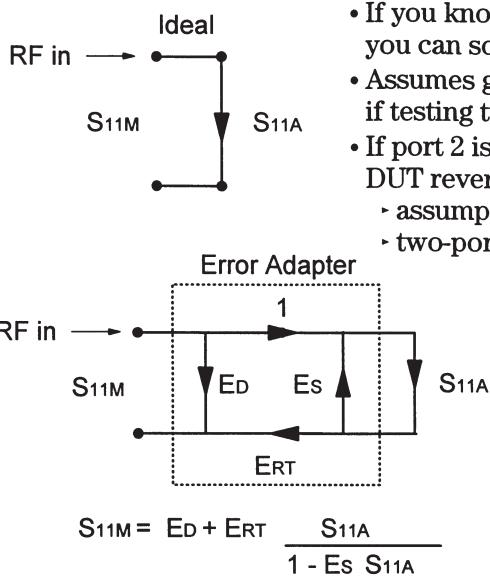
Network Analyzer Basics
DRAFT 12/96
na_basic.prc

Slide #64

ベクトル誤差修正は、既知の校正標準器を測定することによってシステムティック誤差項目を特徴化し、その後の測定からは、システムティック誤差の影響を取り除くプロセスです。

1ポート校正は、反射測定のために行われ、3つのシステムティック誤差項目（方向性、ソースマッチ、反射トラッキング）を測定して誤差を取り除きます。完全2ポート校正は、反射測定と伝送測定の両方に使用され、12のシステムティック誤差項目すべてについて測定され、誤差が取り除かれます。2ポート校正には、通常4つの既知の標準器（短絡-開放-負荷-スルー、略してSOLT）に関する12の測定が必要です。標準器によっては何回も測定されるものがあります（例えば、スルー標準器は、通常、4回測定します）。標準器自体は、ネットワーク・アナライザ内の校正キット定義ファイルに定義されています。アジレント・テクノロジーネットワーク・アナライザには、標準校正キットの定義ファイルがすべて内蔵されています。正確な測定を実施するためには、校正キット定義が、実際に使用する校正キットと一致している必要があります。

Reflection: One-Port Model



- If you know the systematic error terms, you can solve for the actual S-parameter
- Assumes good termination at port two if testing two-port devices
- If port 2 is connected to the network analyzer *and* DUT reverse isolation is low (e.g., filter passband):
 - assumption of good termination is not valid
 - two-port error correction yields better results

E_D = Directivity
 E_{RT} = Reflection tracking
 E_S = Source Match
 S_{11M} = Measured
 S_{11A} = Actual

To solve for S_{11A} , we have 3 equations and 3 unknowns

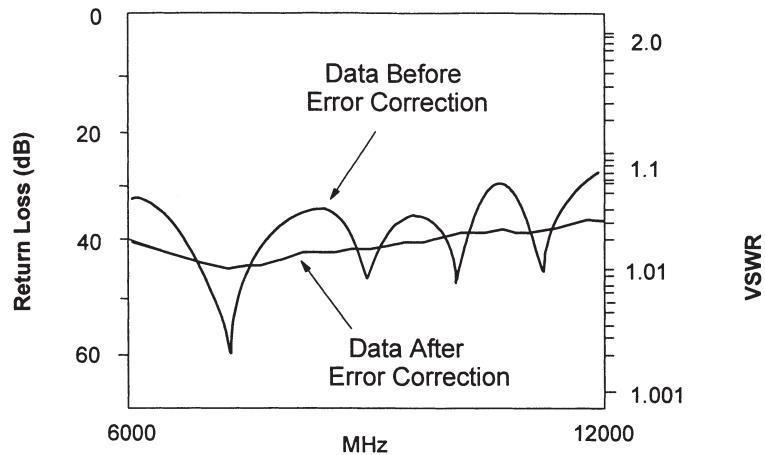
Network Analyzer Basics
DJB 12/96 na_basic.ppt

Slide #65

1ポート反射測定の最も単純なケースを例にとると、3つのシステムティック誤差と、それらを含む一つの方程式があります。実際にこれらのシステムティック誤差を求めるためには、3つの未知数ですから、3つの方程式を作成して解かなければなりません。それには、3つの既知の標準器、例えば、短絡、開放、Z0負荷を測定します。方程式を解くと、システムティック誤差項目が導かれ、実測値を代入すれば、本当のデバイスの反射Sパラメータを得ることができます。

2ポート・デバイスを測定する場合、1ポート校正は、デバイスのポート2での完璧な終端を前提としています。この条件が満たされる場合（例えば、Z0負荷校正標準器を接続することにより）、1ポート校正は極めて正確です。デバイスのポート2がネットワーク・アナライザに接続されていて、DUTの逆方向のアイソレーションが低い場合は（例えば、バンドパス・フィルタやケーブルなど）、Z0負荷で終端されていると仮定できません。この場合には、2ポート誤差校正でより正確な測定が可能になります。ロードマッチが重要ではない2ポート・デバイス、たとえば、増幅器の場合、増幅器の逆方向アイソレーションが非常に高いため、1ポート校正でも十分です。1ポート校正を使って2ポートフィルタを測定した場合に発生する測定誤差の例を簡単に紹介します。

Before and After One-Port Calibration

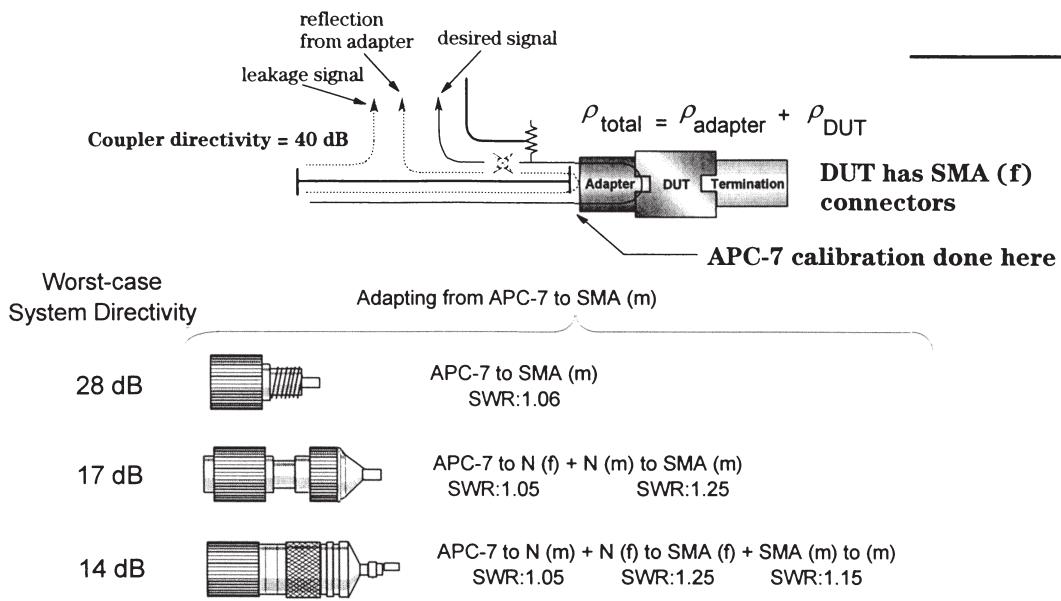


Network Analyzer Basics
DJB 12/96 na_basic.pre

Slide #66

このスライドは、1ポート校正を行った場合と、行わなかった場合の反射測定のプロットです。誤差修正をしなかった場合、システムティック誤差により生じたリップル・パターンが表示されています。誤差修正後のトレースは、より滑らかで、デバイスの実際の反射特性をよく表しています。

Adapter Considerations



Slide #67

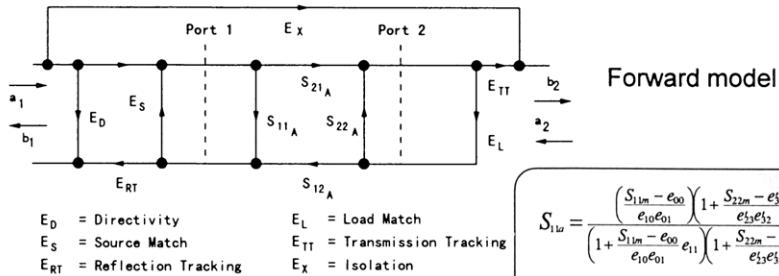
反射の校正は、できる限りDUTのコネクタタイプと同じ校正キットを使って行う必要があります。校正したテスト・システムを、DUTに接続するためにアダプタを使用しなければならない場合、このアダプタが測定確度に非常に大きな影響を与える可能性があります。この誤差は無視されがちですが、無視できる場合とできない場合があります。フローログラフが示すとおり、アダプタは、DUTからの反射信号に加算されたり減算されたりして、誤差を生み出します。最悪のケースの有効方向性（単位はdB）は次のようにになります。

$-20 \log (\text{directional coupler } \rho + \text{adapter } \rho)$

例えばアダプタが、1.5のSWRを持つとした場合、結合器の有効方向性は、結合器自体の方向性が無限であっても、最悪の場合で14dBぐらいまでドロップします。言い換えると、アダプタの出力に完全負荷 Z_0 ($\rho L=0$) を接続した場合に、結合ポートに出てくる反射信号は、短絡または開放負荷をつけた場合の全反射よりも、14dBしか低くならないということです。上図のようにアダプタを重ねて使うと、さらに問題を複雑にします。

結論としては、反射の少ないアダプタを使用することが非常に重要で（あるいは、アダプタを使わない）、そうすれば、システム全体の方向性が極端に低下することはありません。但し、誤差修正を行えばアダプタの影響を軽減することはできますが、本来の生の方向性は悪化しているため、測定システムはドリフトの影響を受けやすくなります。

Two-Port Error Correction



- Notice that each actual S-parameter is a function of all four measured S-parameters
- Analyzer must make forward *and* reverse sweep to update any one S-parameter
- Luckily, you don't need to know these equations to **use** network analyzers!!!

$$S_{11u} = \frac{\left(\frac{S_{11m} - e_{00}}{e_{10}e_{01}}\right)\left(1 + \frac{S_{22m} - e_{33}}{e_{13}^*e_{32}^*} e_{12}^*\right) - e_{22}\left(\frac{S_{11m} - e_{30}}{e_{10}e_{32}}\right)\left(\frac{S_{12m} - e_{03}}{e_{13}^*e_{01}}\right)}{\left(1 + \frac{S_{11m} - e_{00}}{e_{10}e_{01}}\right)\left(1 + \frac{S_{22m} - e_{33}}{e_{13}^*e_{32}^*} e_{12}^*\right) - e_{11}^*e_{22}\left(\frac{S_{11m} - e_{30}}{e_{10}e_{32}}\right)\left(\frac{S_{12m} - e_{03}}{e_{13}^*e_{01}}\right)}$$

$$S_{12u} = \frac{\left(\frac{S_{12m} - e_{30}}{e_{10}e_{32}}\right)\left(1 + \frac{S_{22m} - e_{33}}{e_{13}^*e_{32}^*} (e_{12}^* - e_{22})\right)}{\left(1 + \frac{S_{11m} - e_{00}}{e_{10}e_{01}}\right)\left(1 + \frac{S_{22m} - e_{33}}{e_{13}^*e_{32}^*} e_{12}^*\right) - e_{11}^*e_{22}\left(\frac{S_{11m} - e_{30}}{e_{10}e_{32}}\right)\left(\frac{S_{12m} - e_{03}}{e_{13}^*e_{01}}\right)}$$

$$S_{12u} = \frac{\left(\frac{S_{12m} - e_{03}}{e_{13}^*e_{01}}\right)\left(1 + \frac{S_{11m} - e_{00}}{e_{10}e_{01}} (e_{11} - e_{11}^*)\right)}{\left(1 + \frac{S_{11m} - e_{00}}{e_{10}e_{01}}\right)\left(1 + \frac{S_{22m} - e_{33}}{e_{13}^*e_{32}^*} e_{12}^*\right) - e_{11}^*e_{22}\left(\frac{S_{11m} - e_{30}}{e_{10}e_{32}}\right)\left(\frac{S_{12m} - e_{03}}{e_{13}^*e_{01}}\right)}$$

$$S_{22u} = \frac{\left(\frac{S_{22m} - e_{33}}{e_{13}^*e_{32}^*}\right)\left(1 + \frac{S_{11m} - e_{00}}{e_{10}e_{01}} e_{11}\right) - e_{11}^*\left(\frac{S_{21m} - e_{30}}{e_{10}e_{32}}\right)\left(\frac{S_{12m} - e_{03}}{e_{13}^*e_{01}}\right)}{\left(1 + \frac{S_{11m} - e_{00}}{e_{10}e_{01}}\right)\left(1 + \frac{S_{22m} - e_{33}}{e_{13}^*e_{32}^*} e_{12}^*\right) - e_{11}^*e_{22}\left(\frac{S_{11m} - e_{30}}{e_{10}e_{32}}\right)\left(\frac{S_{12m} - e_{03}}{e_{13}^*e_{01}}\right)}$$

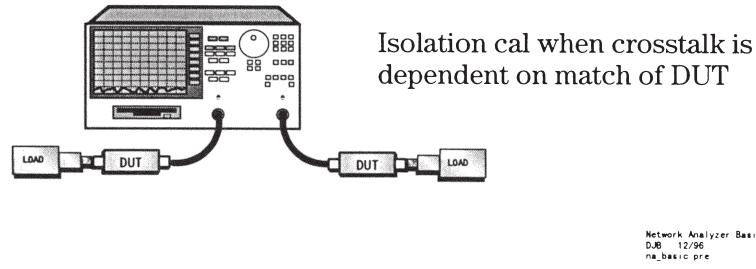
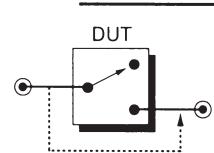
Network Analyzer Basics
DRAFT 12/96
na_basic.ppt

Slide #68

2ポート誤差修正は、システムティック誤差のすべての主な原因に対処するので、誤差修正方法の中では最も高い確度を得られます。このスライドは、2ポート・デバイスの誤差モデルを示しています（順方向の場合）。以下の式は、システムティック誤差項目が特性化された後で、実測値から真のSパラメータを導くための方程式です。真のSパラメータのそれぞれは、4つの実測したSパラメータの関数になっていることに注意してください。従って、どのSパラメータを更新する場合でも、順方向と逆方向の掃引測定を行う必要があります。これらの式はネットワーク・アナライザ内部で計算処理されますので、ユーザはこれらの方程式を覚えておく必要はありません。

Crosstalk (Isolation)

- Crosstalk definition: signal **leakage** between ports
- Can be a problem with:
 - High-isolation devices (e.g., switch in open position)
 - High-dynamic range devices (some filter stopbands)
- Isolation calibration
 - Adds noise to error model (measuring noise floor of system)
 - Only perform if really needed (use averaging)
 - if crosstalk is **independent** of DUT match, use two terminations
 - if **dependent** on DUT match, use DUT with termination on output

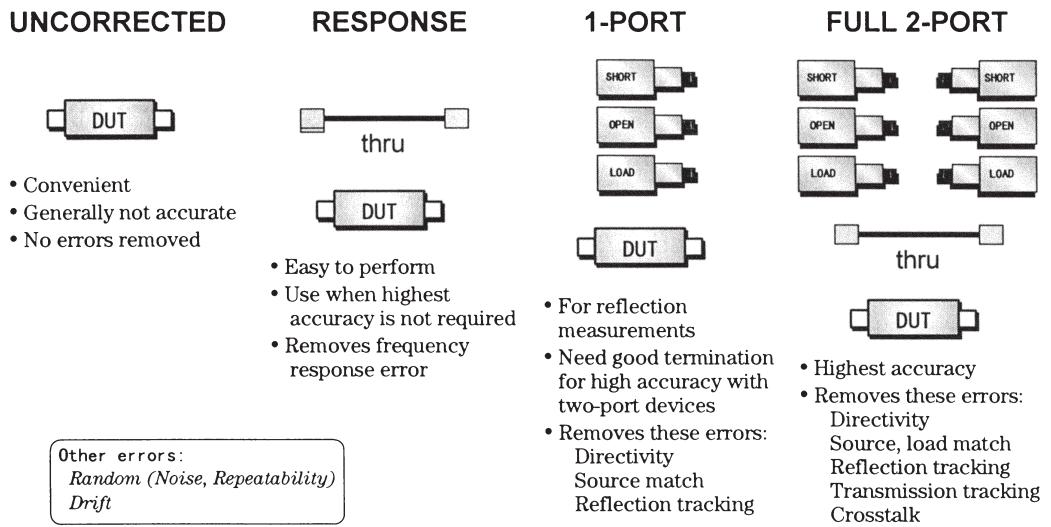


Slide #69

2ポート校正を実行する際には、クロストークまたはアイソレーションの校正を省略するオプションがあります。クロストークの定義は、デバイスがいっさい存在しない場合のテスト・ポート間の信号漏れです。クロストークは、アイソレーションの高いデバイス（例えば、開放位置のスイッチ）や、ダイナミック・レンジの広いデバイス（フィルタ・ストップバンド）で問題になります。通常、測定はシステムのノイズ・フロア付近で行われるため、アイソレーション校正では誤差モデルにノイズを付加します。そのため、アイソレーション校正が必要な場合にのみ、アイソレーション校正を実施します。アイソレーション校正を行った場合は、よりノイズを低減するために、トレース・アベレージングを使用します。

クロストークがDUTマッチとは無関係な場合、アイソレーション校正時には、それぞれのポートをZ0負荷で終端させます。クロストークがDUTマッチに依存する場合、それぞれのポートにDUTを接続して更にZ0負荷で終端させます。

Errors and Calibration Standards



Network Analyzer Basics
D.8 - 12/96
na_basic.ppt

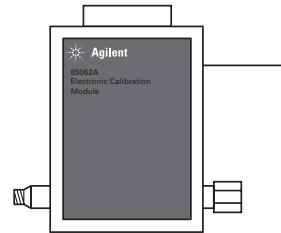
Slide #70

このスライドは、ネットワーク解析測定で利用できる基本的な誤差修正方法を示しています。

ECal: Electronic Calibration (85060 series)

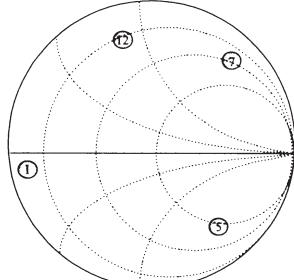
Impedance States

- achieved by shunting transmission line with PIN-diode switches in various combinations
- 13 reflective states, from low to high reflection
- two thru states plus one isolation state
- programmable and highly repeatable
- characterized by TRL-calibrated network analyzer



Calibration

- four known impedance states presented at each frequency (providing redundant information)
- uses least-squares fit to calculate error terms
- yields accuracy between SOLT and TRL



Example distribution of impedance states for reflection calibration at one frequency

Network Analyzer Basics
DRAFT 12/96
na_basic.ppt

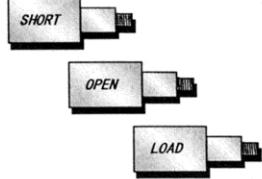
Slide #71

前のスライドで機械的な校正標準器を使った校正を紹介しましたが、これ以外にも、アジレント・テクノロジーでは、2ポート校正をより速く、より簡単に、オペレータによるエラーを少なくする、ソリッド・ステート校正方法を提供しています。このシステムは、コントロール・ユニットと各種の校正モジュールで構成されています。校正モジュールは、インピーダンスをプログラムすることができ、かつその再現性の高いソリッド・ステート・デバイスです。インピーダンス・ステートは、TRL校正ネットワーク・アナライザを使ってアジレント・テクノロジーの工場で正確に特徴化されているため、ECalモジュールはトランスファー標準となっています。ECalの確度は、SOLTによる校正よりも高く、TRLによる校正よりも多少低くなります。

モジュールの各種インピーダンス・ステートは、伝送ラインをグランドに接続（シャント）させるPINダイオード・スイッチにより切り替えます。ダイオードの数と配置は、モジュールの周波数範囲によって異なります。シャントを様々な組み合わせることによって、多くの反射係数を生成することができます。シャントがない場合は、ECalモジュールは損失の低い伝送ラインとみなせます。ポート間の高いアイソレーションは、いくつかのPINシャントを同時に駆動することによって達成されます。4つの異なるインピーダンス・ステートは、各周波数ポイントで誤差項目を計算するために使用されます。インピーダンス・ステートを4ステートとしているのは、高い確度を得ることと、校正時間を比較した場合、最良のトレードオフ・ポイントであると考えたためです。4つの反射ステートについては、4つの方程式がありますが、未知の項目は3つだけです。これら一式分過剰に定義された4つの方程式から最高の確度を得るために、最小自乗フィット・アルゴリズムを使用しています。各周波数ポイントでさらにインピーダンス・ステートを増やせば、確度は向上しますが、校正時間が長くなります。

Calibration Summary

Reflection		Test Set (cal type)	
	T/R (one-port)	S-parameter (two-port)	
· Reflection tracking	✓	✓	
· Directivity	✓	✓	
· Source match	✓	✓	
· Load match	✗	✓	



Transmission		Test Set (cal type)	
	T/R (response, isolation)	S-parameter (two-port)	
· Transmission Tracking	✓	✓	
· Crosstalk	✓	✓	
· Source match	(✓*)	✗	✓
· Load match	✗	✓	

error can be corrected
✗ error cannot be corrected
 ✓ * 8711C enhanced response cal
 can correct for source match
 during transmission measurements

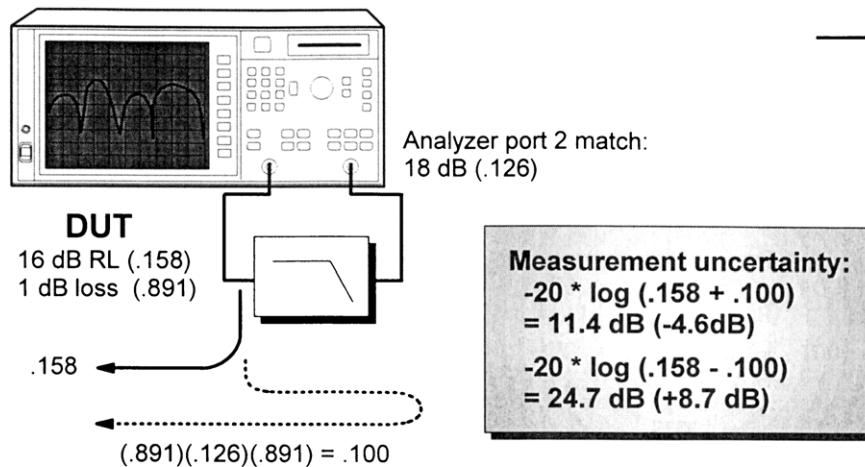
Network Analyzer Basics
D.08 12/96
na_basic/pre

Slide #72

このまとめのスライドは、T/Rテスト・セット（871Xファミリなど）とSパラメータ・テスト・セット（8753/8720ファミリなど）について、どの誤差項目がカバーされるかを示しています。

この後の例では（スライド#73から#77）、T/Rベースのネットワーク・アナライザで2ポート・デバイスを測定する際に、測定の不確実さをどのように推定できるかを紹介します。

Reflection Example Using a One-Port Cal



Low-loss bidirectional devices generally require 2-port calibration for low measurement uncertainty

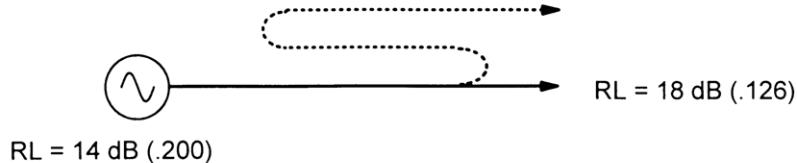
Network Analyzer Basics
DJB 12/96 na_basic.ppt

Slide #73

このスライドは、1ポート校正を行った後で、フィルタの入力マッチングを測定する際に、どの程度の測定の不確実さがあるかを示す例です。この例では、フィルタのリターンロスは16dBで、挿入損失は1dBです。8711Cネットワーク・アナライザの、ロードマッチは18dBです。フィルタの出力に接続されたテスト・ポートからの反射は、フィルタの挿入損失の2倍減衰され、この場合、トータルで2dB減衰されます。この例は、なぜ損失の低いデバイスを正確に測定することが難しいかを示しています。測定の不確実さは、DUTから反射される信号 (0.158) に余分な反射信号 (0.100) を加算／減算した範囲となります。16dBのリターンロスをもつフィルタの実測値は、11.4dBから24.7dBの間どこかの値となり、かなり大きな幅 (-4.6dB、+8.7dB) をもつことになります。したがって、仕様を満たされないDUTをパスと判断したり、仕様を満たすDUTをフェイルと判断してしまうかもしれません。

出力から入力へのアイソレーションの高い（アイソレーション》利得）増幅器をテストする場合はどうでしょうか。ロードマッチによる反射は、増幅器のアイソレーションよってかなり減衰されるので、測定の不確実さは大幅に少なくなります。フィルタ測定の不確実さを向上させるためには、フィルタの出力をアナライザから切り離し、フィルタを正確なZ0負荷で終端させます。

Transmission Example Using Response Cal



Thru calibration (normalization) builds error into measurement due to source and load match interaction

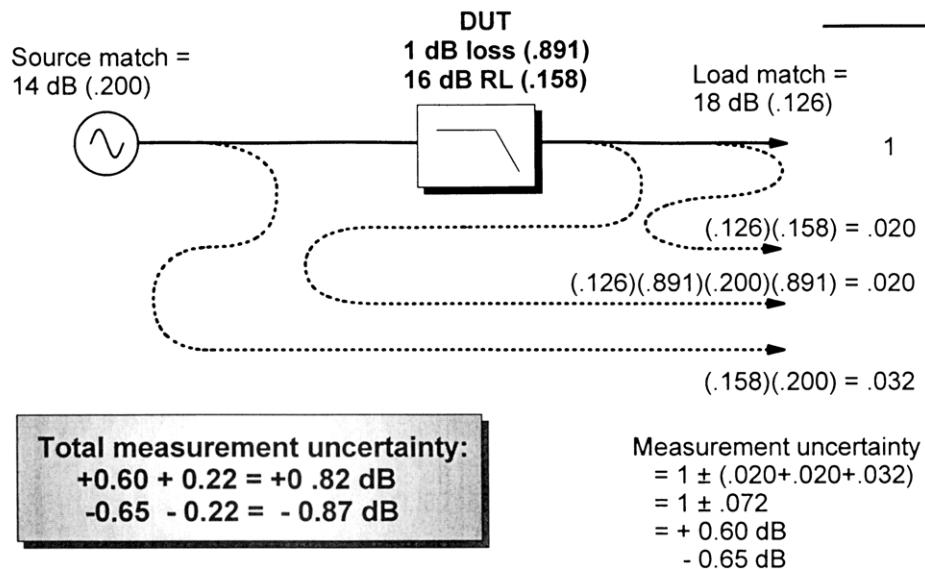
$$\begin{aligned} \text{Calibration Uncertainty} \\ &= (1 \pm \rho_s \rho_L) \\ &= (1 \pm (.200)(.126)) \\ &= \pm 0.22 \text{ dB} \end{aligned}$$

Network Analyzer Basics
DJB 12/96 na_basic pre

Slide #74

レスポンス校正のみを使って、ある伝送測定を行ってみましょう。最初のステップでは、2つのテスト・ポート間をスルー接続します。871Xファミリの場合のレスポンス校正を紹介します。このミスマッチが原因で生じるリップルは、上図のとおり簡単に計算できます（±0.22dB）。この誤差はリファレンスデータとして記憶され、測定全体の不確実さの最悪値を計算するときは、この値が不確実さ追加されます。

Transmission Example (continued)

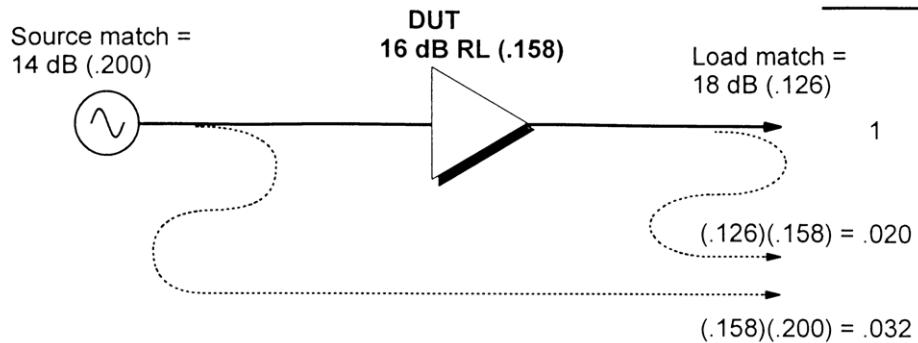


Network Analyzer Basics
DJB 12/96 na_basic pre

Slide #75

次に、DUTを挿入した場合の測定の不確実を見てみましょう。DUTとアナライザの仕様は、前例のものと同様です。アナライザのポートとDUTとの間には、反射による主なエラー信号が3つあります。これ以外にも比較的大きめの反射がありますが、この3つの主要誤差項目と比べると小さいため、大きな誤差要因とはなりません。この3つの中の一つは、DUTを2回通過し、DUTのインサーションロスの2倍減衰されます。最悪値は、反射誤差信号すべてが同相となって一緒に加わった場合 ($0.020 + 0.020 + 0.032 = 0.072$) です。この場合、測定の不確実さは $+0.60 \text{ dB}$, -0.65 dB のになります。測定系全体の不確実さは、校正測定に組み込まれた誤差 0.22 dB も含めなければならないので、 $\pm 0.85 \text{ dB}$ 程度です。

Measuring Amplifiers with a Response Cal



Total measurement uncertainty:

$$+0.44 + 0.22 = + 0.66 \text{ dB}$$
$$-0.46 - 0.22 = - 0.68 \text{ dB}$$

Measurement uncertainty

$$= 1 \pm (.020 + .032)$$
$$= 1 \pm .052$$
$$= + 0.44 \text{ dB}$$
$$- 0.46 \text{ dB}$$

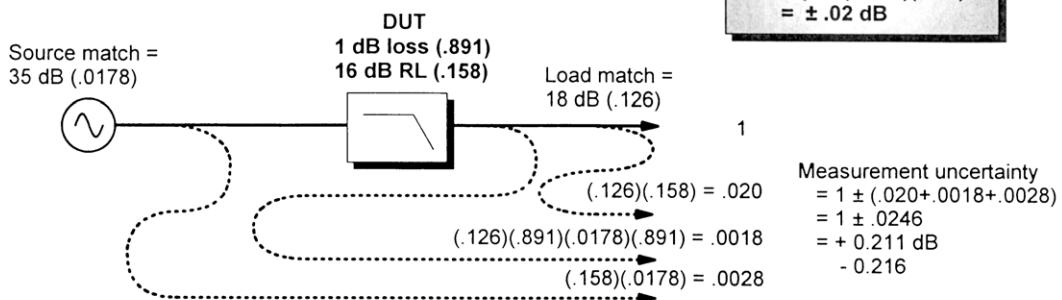
Network Analyzer Basics
DJB 12/96 na_basic pre

Slide #76

ここで、ポートマッチが16dBの増幅器の測定例を見てみましょう。テスト・ポートのマッチは前例と同様です。増幅器の逆方向アイソレーションが高いため、中間の誤差項目がなくなっています。これにより、測定の不確実さは±0.45dB程度減少します。測定全体の誤差は、フィルタを測定した場合の±0.85dBに比較して、±0.67dB程度に減少しました。誤差項目が1つなくなっても、測定精度が大きく向上する訳ではありません。これは、レスポンス校正の限界を示しています。

Transmission Measurements using the *Enhanced Response* Calibration

Effective source match = 35 dB!



$$\begin{aligned} \text{Calibration Uncertainty} &= (1 \pm \rho_s \rho_l) \\ &= (1 \pm (.0178)(.126)) \\ &= \pm .02 \text{ dB} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Measurement uncertainty} &= 1 \pm (.020 + .0018 + .0028) \\ &= 1 \pm .0246 \\ &= + 0.211 \text{ dB} \\ &\quad - 0.216 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Total measurement uncertainty:} \\ 0.22 + .02 = \pm 0.24 \text{ dB} \end{aligned}$$

Network Analyzer Basics
DJB 12/96 na_basic pre

Slide #77

RFエコノミ・ネットワーク・アナライザの871Xファミリには、新機能としてエンハンスト・レスポンス校正があります。この校正には、伝送測定のための短絡、開放、負荷、スルー標準を測定する必要があります。本質的に、この校正は、1ポート校正とレスポンス校正とを組み合わせて、伝送測定中のソースマッチ誤差の修正を可能にしたものです。標準的なレスポンス校正では、ソースマッチとロードマッチによる誤差を修正できないこと（8711B、8752C、8753Dであるように）を思い出してください。

エンハンスト・レスポンス校正では、伝送測定時の有効ソースマッチが、前例の14dBから35dB程度まで改善されます。そのため校正誤差も大幅に減少し（±0.22dBから±0.02dBに減少）、有効ソースマッチに関わる2つの誤差項目の値も減少します。これにより、測定全体の誤差は、以前計算した±0.85dBから±0.24dBまで改善されます。この結果は、フル2ポート誤差修正（次のスライドを参照）とまではいきませんが、標準的なレスポンス校正に比べれば大幅に改善され、多くのアプリケーションに有効となります。

Calculating Measurement Uncertainty After a Two-Port Calibration



DUT
1 dB loss (.891)
16 dB RL (.158)

Corrected error terms:

(8753D 1.3-3 GHz Type-N)

Directivity = 47 dB
Source match = 36 dB
Load match = 47 dB
Refl. tracking = .019 dB
Trans. tracking = .026 dB
Isolation = 100 dB

Reflection uncertainty

$$S11_m = S11_a \pm (E_D + S11_a^2 E_S + S21_a S12_a E_L + S11_a E_{RT})$$
$$= .158 \pm (.0045 + .158^2 * .0158 + .891^2 * .0045 + .158 * .0022)$$
$$= .158 \pm .0088 = 16 \text{ dB} \pm 0.53 \text{ dB}, -0.44 \text{ dB}$$

Transmission uncertainty

$$S21_m = S21_a \pm (E_I + S11_a E_S + S22_a E_L + S21_a S12_a E_S E_L + S21_a E_{TT})$$
$$= .891 \pm (10^{-6} + .158 * .0158 + .158 * .0045 + .891^2 * .0158 * .0045 + .891 * .003)$$
$$= .891 \pm .0059 = 1 \text{ dB} \pm 0.06 \text{ dB}$$

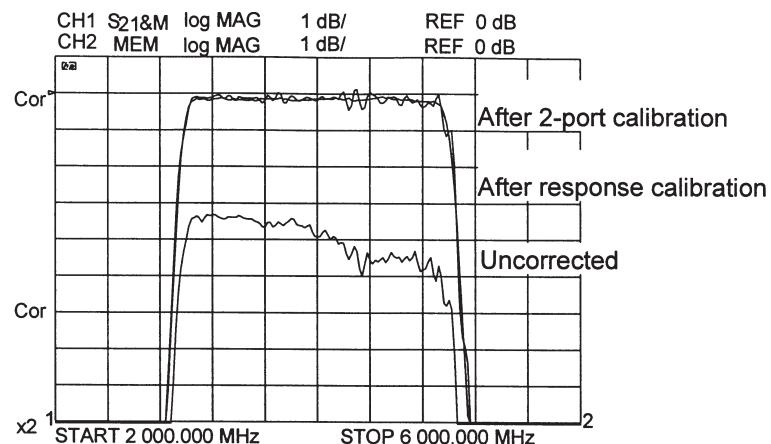
Network Analyzer Basics
DJB 12/96 na_basic pre

Slide #78

このスライドは、2ポート校正を行った後で測定誤差を計算した例です。HPでは、データシートに、各校正キットに対応した有効方向性、ソースマッチ／ロードマッチ、トラッキング、アイソレーションを記述しています。例に挙げたフィルタの測定誤差は、2ポート校正により大幅に改善されました（反射誤差0.5dB、伝送誤差0.06dB）。位相誤差も同様に小さくなります。ただし、この値はすべての誤差が同相加わった最悪の場合の値で、あまり現実的ではありません。もう少し現実的な値を得ようとすると、RSS (root-sum-squares) 法で計算できます。

Response versus Two-Port Calibration

Measuring filter insertion loss



Network Analyzer Basics
D1B 12/96 na_basic.prc

Slide #79

ここで、バンドパス・フィルタを異なる誤差修正方法で実際に測定してみましょう。誤差修正が行われていない実測値をみると、かなりのリップルとインサーションロスがあることを示しています。パスバンドのレスポンスは、フィルタの中心周波数付近で±1dB程度の幅があります。このフィルタは本当にこれ程悪い特性を持っているのでしょうか。違います。実際に測定しているのは、フィルタのレスポンスとテスト・システムのレスポンスの和なのです。

測定前にノーマライゼーションを行えば、測定系からシステムの周波数レスポンス誤差（トラッキング・エラー）を取り除くことができます。取り除かれた誤差は、ほぼテスト・ケーブルが原因と見られます。ノーマライゼーション後のフィルタの周波数レスポンスには、システムのソースマッチとロードマッチによって発生するリップルがまだ残っています。このリップルは、時には0dBを越えることがあります。インサーションロスをはかっているにもかかわらず、利得を示すことになってしまいます。もちろん、パッシブ・デバイスは信号を増幅することはできません。この明らかな矛盾は、ミスマッチ誤差によるものです。

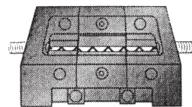
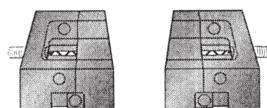
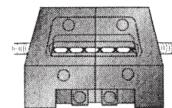
2ポート校正後の測定は、3つの測定結果の中で最も正確です。ベクトル誤差修正により、フィルタのパスバンド・レスポンスは、中心周波数付近で±0.1dB程度におさまっています。この測定フラットネスのレベル向上により、振幅歪は確実に最小限となり、自信を持ってフィルタを設計でき、最終的には、テスト系自体の不良率を下げられるので、生産歩留まりが向上します。

— Thru-Reflect-Line (TRL) Calibration

We know about Short-Open-Load-Thru (SOLT) calibration...

What is TRL?

- A two-port calibration technique
- Good for noncoaxial environments (waveguide, fixtures, wafer probing)
- Uses the same 12-term error model as the more common SOLT cal
- Uses practical calibration standards that are easily fabricated and characterized
- Two variations: TRL (requires 4 receivers) and TRL* (only three receivers needed)
- Other variations: Line-Reflect-Match (LRM), Thru-Reflect-Match (TRM), plus many others



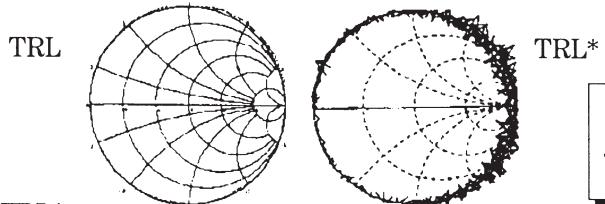
Network Analyzer Basics
DJB 12/96 na_basic.ppt

Slide #80

2ポート校正を実行する際には、使用する校正標準器タイプに基づいて、いくつかの選択肢があります。2ポート校正でSOLT校正について一般的なのが、スルー・リフレクト・ライン（TRL）です。TRLは、非同軸環境（ウェーブガイド、フィックスチャ、ウェハ・プロービング）で主に利用される2ポート校正手法です。SOLT校正と同様、12項目誤差モデルを使用します。TRL校正では、簡単に組立てられ、特性化できる実用的な校正標準器を使用します。

TRLには2つのタイプがあります。真のTRL校正には4サンプラ・ネットワーク・アナライザが必要です。3サンプラ・ネットワーク・アナライザを使用する場合は、TRL*と呼びます。この種の校正には、他にもライン・リフレクト・マッチ（LRM）、スルー・リフレクト・マッチ（TRM）等その他があります。

Why Are Four Receivers Better Than Three?



**8720D Opt. 400 adds
fourth sampler, allowing
full TRL calibration**

- **TRL***
 - assumes the source and load match of a test port are equal (port symmetry between forward and reverse measurements)
 - this is only a fair assumption for three-receiver (sampler) network analyzers
 - TRL* requires ten measurements to quantify eight unknowns
- **TRL**
 - Four receivers are necessary for all the measurements required for a full TRL cal (fourteen measurements to quantify ten unknowns)
 - TRL and TRL* use identical calibration standards
- **In noncoaxial applications:**
 - TRL achieves better source match and load match correction than TRL*
- **What about coaxial applications?**
 - SOLT is usually the preferred calibration method
 - Coaxial TRL can be more accurate than SOLT but not commonly used

Network Analyzer Basics
DJB 12/96
ne_basic.ppt

Slide #81

TRLとTRL*との相違点は何でしょうか。TRL*では、テスト・ポートのソースマッチとロードマッチが等しい（順方向測定と逆方向測定とでポートが対称）と仮定しています。これは、3サンプラー・ネットワーク・アナライザの場合にのみ正しい仮定です。TRL*では、8つの未知数を特性化するため10回測定しなければなりません。完全なTRL校正（10の未知数を特性化するために14回の測定が必要）に必要な測定をすべて実施するためには、4サンプラー・アナライザが必要です。TRLとTRL*は、同じ校正標準器を使用します。

非同軸アプリケーションでは、TRLはTRL*よりもソースマッチとロードマッチの誤差修正に優れているので、結果的に測定誤差は小さくなります。同軸アプリケーションでは、TRL*とSOLT校正の測定精度はほぼ同じです。同軸環境でのTRL校正は、SOLT校正よりも正確ですが、一般にはあまり使われません。

8720Dファミリにオプション400を追加すると、4サンプラーが付加され、完全なTRL校正が可能になります。

Calibrating Non-Insertable Devices

When doing a thru cal, normally test ports mate directly

- cables can be connected directly without an adapter
- result is a zero-length thru



What is an insertable device?

- has same type of connector, but different sex on each port
- has same type of sexless connector on each port (e.g. APC-7)

What is a non-insertable device?

- one that cannot be inserted in place of a zero-length thru
- has same connectors on each port (type and sex)
- has different type of connector on each port
(e.g., waveguide on one port, coaxial on the other)



What calibration choices do I have for non-insertable devices?

- Use an uncharacterized thru adapter
- Use a characterized thru adapter (modify cal-kit definition)
- Swap equal adapters
- Adapter removal

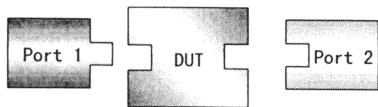
Network Analyzer Basics
0.8 12/96
na_basic.ppt

Slide #82

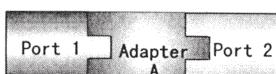
スルーフレーベル校正を行う際には、テスト・ポートを直接接続するのが普通です。例えば、適切なコネクタが付いた2本のケーブルは、スルーフレーベルアダプタなしで直接接続することができます。その結果、ゼロレンジス・スルーフレーベルになります。挿入可能なデバイスは、ゼロレンジス・スルーフレーベルの代わりに挿入できるデバイスです。つまり、各ポートのコネクタと同じタイプのコネクタで雌雄が異なるコネクタか、各ポートのコネクタと同じタイプのコネクタで雌雄がないコネクタ（APC-7など）のいずれかです。

挿入不可能なデバイスは、ゼロレンジス・スルーフレーベルの代わりに挿入できないデバイスです。各ポートのが同じコネクタか（タイプと雌雄）、あるいは各ポートのコネクタ・タイプがことなるか（例えば、1ポートがウェーブガイドで、もう一方が同軸など）です。非挿入可能デバイスについては、校正の際にいくつかの選択肢があります。第1は、特性化されていないアダプタ（電気長と挿入損失が指定されていない）を使うことです。これを使うと、校正データにソースマッチとロードマッチの誤差が生じます。第2は、特性化されたスルーフレーベルアダプタを使用することです。これを使うためには、校正キットの定義を修正する必要があります。特性化されたスルーフレーベルアダプタを使うと、ソースマッチとロードマッチ誤差は低減されます（なくなりはしませんが）。アダプタのマッチは特性化できないので、高品質のアダプタ（マッチが優れている）を使う必要があります。その他の2つの選択肢（スワップ・イコール・アダプタとアダプタ・リムーバル）については後述します。

Swap Equal Adapters Method



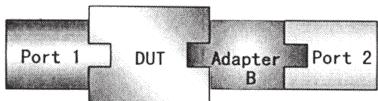
***Accuracy depends on how well
the adapters are matched - loss,
electrical length, match and
impedance should all be equal***



1. Transmission cal using adapter A.



2. Reflection cal using adapter B.



3. Measure DUT using adapter B.

Network Analyzer Basics
D8 12/96
na_basic.prc

Slide #83

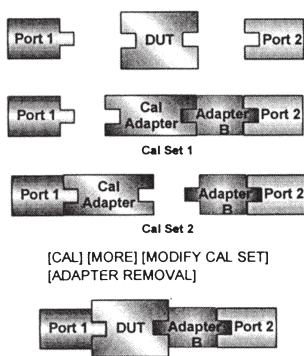
スワップ・イコール・アダプタ手法では、「同じ」で、雌雄の異なるコネクタが付いた2つの精密にマッチしたアダプタを使う必要があります（例えば、7mm／タイプN（雄）と7mm／タイプN（雌））。同じであるためには、2つのアダプタのZ₀、挿入損失、電気的遅延が同じでなければなりません。HPの校正キットの大多数に、マッチしたアダプタが含まれています。

まず最初に、一つ目のアダプタAを使って伝送校正を実行します。次に、アダプタAを取り除き、ポート2にアダプタBを置きます。アダプタBが有効テスト・ポートになります。その後、両ポートで反射校正を実行します。次に、アダプタBをそのまま使ってDUTを測定します。

この手法で校正した後残る誤差は、2つのアダプタA、B間の差異に等しくなります。この手法は優れた測定精度を発揮しますが、次に示すより複雑なアダプタ・リムーバル手法には及びません。

Adapter Removal Calibration

- In firmware of 8510, 8720 and 8753 families
- Also accomplished with E-Cal (85060)
- Uses adapter with same connectors as DUT
- Adapter's electrical length must be specified within 1/4 wavelength
 - adapters supplied with type-N, 3.5mm, and 2.4mm cal kits are already defined
 - for other adapters, measure electrical length and modify cal-kit definition
- Calibration is very accurate and traceable
- See Product Note 8510-13 for more details



1. Perform 2-port cal with adapter on port 2.
Save in cal set 1.
2. Perform 2-port cal with adapter on port 1.
Save in cal set 2.
3. Use ADAPTER REMOVAL
to generate new cal set.
4. Measure DUT without cal adapter.

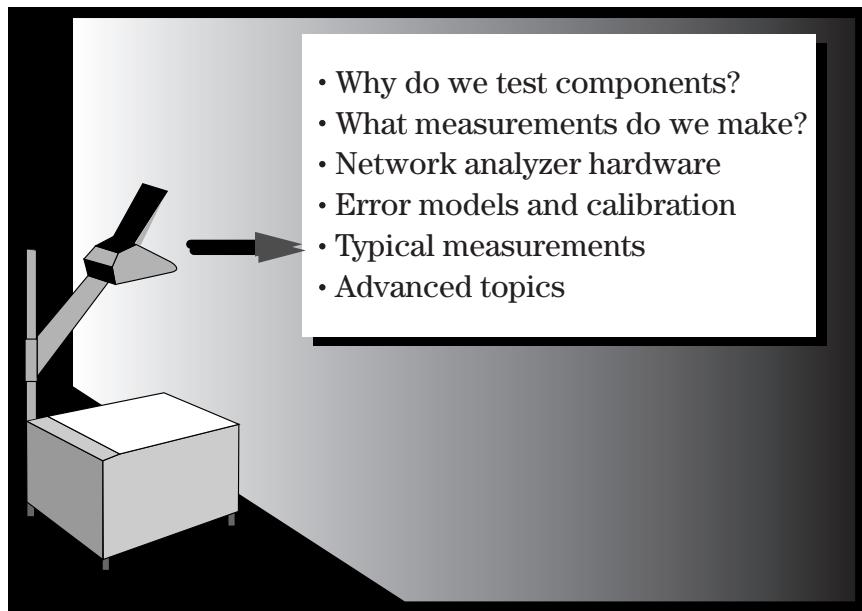
Network Analyzer Basics
DJB 12/96 na_basic.prc

Slide #84

アダプタ・リムーバル校正手法は、挿入不可能なデバイスについて最も完璧かつ正確な校正手順を提供します。これは、8510ネットワーク・アナライザ・ファミリで利用できる機能です。この手法では、挿入不可能なDUTと同じコネクタが付いた校正アダプタを使用します。8510用のタイプN、3.5mmおよび2.4mm校正キットには、この目的に適したアダプタが含まれています。

アダプタ・リムーバル校正には、フル2ポート校正が2回必要です。まず最初に、ポート2に精巧な校正アダプタを付け校正を実施し、データを校正セットに保存します。次に、ポート1に校正アダプタをつけて校正を実施し、データを2番目の校正セットに保存します。アダプタ・リムーバル校正ソフトキーを押すと、8510が2つの校正データセットを使って、校正アダプタの影響を取り除いた新しい校正データ・セットを生成します。その後、校正アダプタを取り外してDUTを接続して測定します。

Agenda

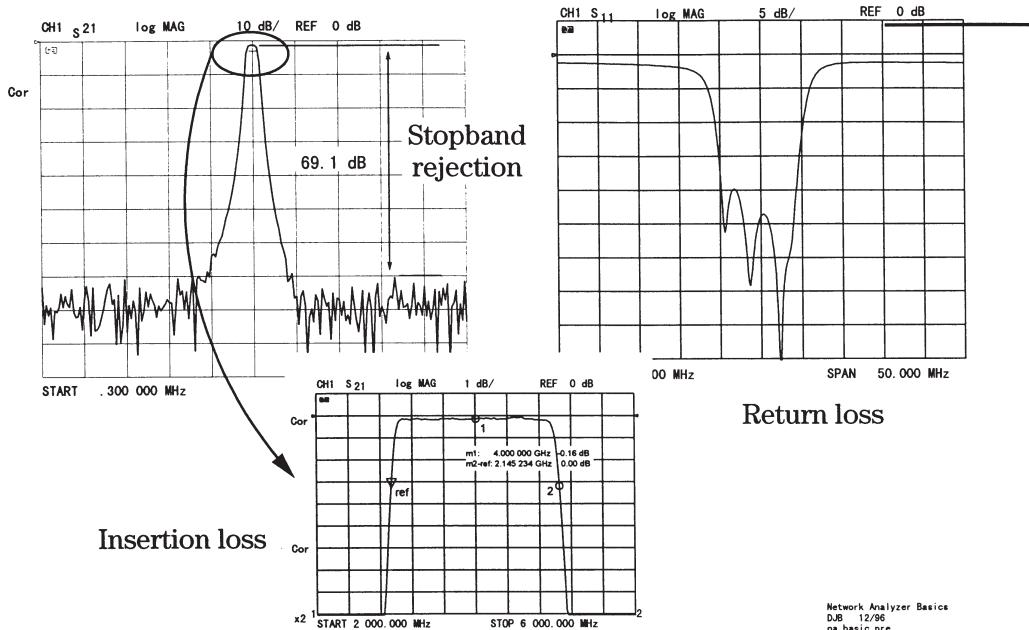


Network Analyzer Basics
DJB 12/96
na_basic.ppt

Slide #85

本セクションでは、代表的ないくつかの測定について説明します。フィルタの周波掃引数テストと増幅器のパワー掃引テストについて検討します。

Frequency Sweep - Filter Test



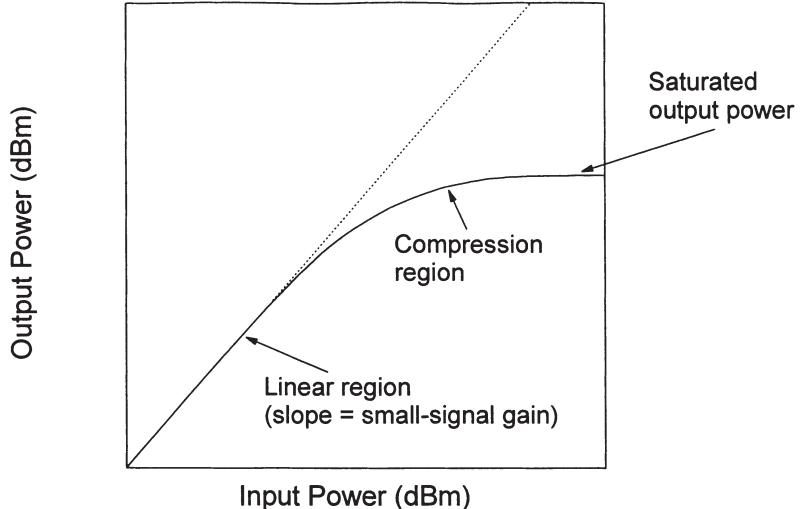
Slide #86

スライドは、フィルタの周波数レスポンスを示しています。左図と下図に、ログフォーマットの伝送レスポンスが表示され、右図に反射（リターン・ロス）が表示されています。

フィルタ特性で最も一般的に測定されるのはインサーションロスと帯域幅で、下図は拡大図です。もう1つよく測定するパラメータが阻止帯域での減衰です。これは、フィルタが帯域外の信号を通過させることなく、同時に帯域内の信号をどのくらい良く通過させることができるかを測定するものです。阻止帯域減衰を測定できる能力は、アナライザのシステムのダイナミック・レンジに直接依存します。

この例のリターン・ロスの測定結果は典型的なもので、阻止帯域では高い反射（ほぼ0dB）を示し、通過帯域では妥当なマッチングを示しています。大抵のパッシブ・フィルタがこのような特性を持っています。通過帯域と阻止帯域の両方で吸収されるような特殊なフィルタもあります。これらのフィルタは、広い周波数レンジにわたって優れたマッチング特性を示します。

Power Sweep - Compression



Network Analyzer Basics
DJB 12/95 na_basic.pr

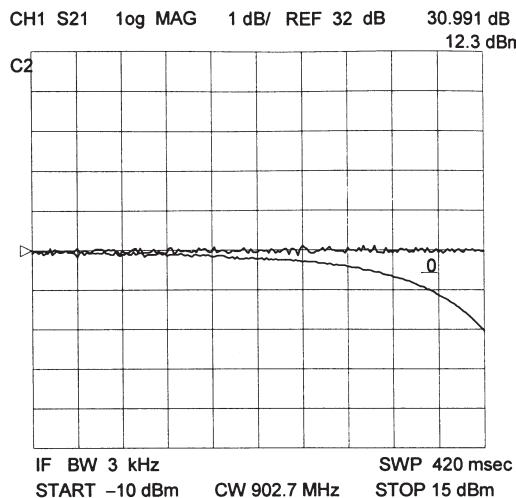
Slide #87

ネットワーク・アナライザの多くに、周波数掃引と同様にパワー掃引機能があります。パワー掃引は、増幅器の非線形特性を測定するときに使用できます。上のスライドは、周波数を固定して増幅器の入力パワーに対する出力パワーをプロットしたものです。この曲線の勾配は、増幅器の利得を表します。

増幅器には利得が一定で、パワーレベルに依存しないリニア動作領域がある点に注意してください。この領域の利得は、一般に「小信号利得」と呼ばれます。入力パワーが増加すると、あるポイントで、増幅器の利得は低下し始め、この状態を増幅器の圧縮と呼びます。この非リニア状態では、増幅器の出力はもはや正弦波ではなく、出力パワーは高調波成分を含むようになります。入力パワーを更に大きくすると、増幅器は飽和状態になり、出力パワーは一定となります。この時点よりいくら入力パワーを上げても出力パワーは変化せず、増幅器の利得はゼロとなります。飽和した出力パワーは直接上図から読みとることができます。

増幅器の飽和出力パワーを測定するためには、ネットワーク・アナライザは、増幅器を線形領域から飽和領域まで駆動できる十分な能力を持ったパワー掃引機能を持っていなければなりません。場合によっては、増幅器の入力にプリアンプが必要となります。

Power Sweep -Gain Compression



- **1 dB compression:** input power resulting in 1 dB *drop* in gain
- Ratioed measurement
- Output power available (non-ratioed measurement)

Network Analyzer Basics
DJB 12/96 na_basic.pr

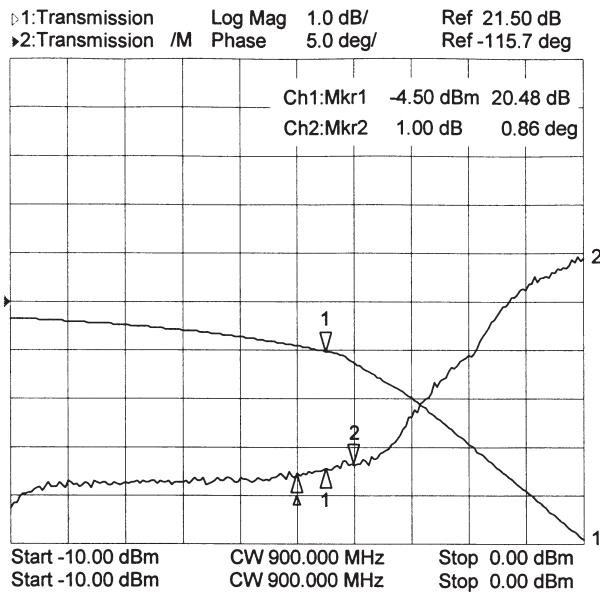
Slide #88

增幅器圧縮の測定で最も一般的なのが、1dB圧縮ポイントで、増幅器利得を1dB低下させる（増幅器の小信号利得に比べて）時の入力パワー*と定義されます。1dB圧縮ポイントを測定するための最も簡単な方法は、パワー掃引から直接ノーマライズした利得（B/R）を表示することです。トレースの平坦な部分がリニアな小信号域で、右側の曲線部分が圧縮領域に相当します。上に示すとおり、テスト中の増幅器の1dB圧縮点は12.3dBm、CW周波数902.7MHzにあります。

1dB圧縮点に対応する出力パワーも知っておくと便利です。最新のネットワーク・アナライザに備わっているデュアル・チャネル機能を使って、絶対パワーとノーマライズした利得を両方同時に表示することができます。ディスプレイ・マーカにより、1dB圧縮ポイントでの出力パワーと入力パワーの両方を読みとることができます。パワー掃引範囲は、増幅器のリニア領域から圧縮領域まで十分カバーできることが重要です。最新のネットワーク・アナライザでは、15~20dBの範囲でパワー掃引ができますので、大抵の増幅器に十分対応できます。

* 1dB圧縮ポイントは、増幅器利得が1dB下がった出力パワー（入力パワーと反対に）と定義されることもあります。

Power Sweep - AM to PM Conversion



- Use transmission setup with a power sweep
- Display phase of S21
- AM - PM = 0.86 deg/dB

Network Analyzer Basics
DJB 12/96 na_basic.pr

Slide #89

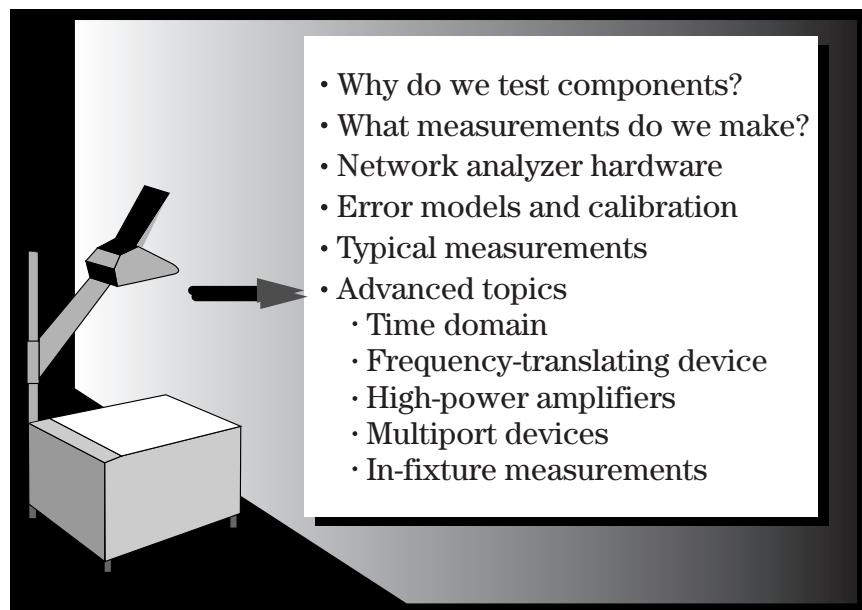
増幅器のノン・リニア動作を測定するために役立つもう1つの一般的な測定が、AM-PM変換です。この測定では、システムに内在する振幅変動（AM）によって引き起こされる不要な位相偏移（PM）の量を測定します。

通信システムにおいては、電源リップル、熱ドリフト、マルチパス・フェーディングのような意図しないで発生してしまう振幅変動や、あるいはQAMやパルス変調のように変調タイプによって必然的に発生する振幅変動により、好ましくない位相偏移が発生します。AM-PM変換は、通常、1dBあたりの度数（°／dB）で表されます。

AM-PM変換は、位相（角度）変調を採用しているシステムでは特に重要なパラメータです。それは、不要な位相歪が原因でアナログ信号の質が低下したり、デジタル・システムにおいてはビットエラー率（BER）が増加したりするためです。位相変調を使用している一般的な変調方式としては、FM、QPSK、16QAMがあります。デジタル通信システムのBERは簡単に測定できますが、この測定だけではビット誤りの原因を知ることはできません。AM-PM変換は、BERの主要原因の1つなので、通信システムではこのパラメータを測定することが非常に重要です。

AM-PM変換は、利得圧縮で使用した同じ伝送セットアップを使って、ベクトル・ネットワーク・アナライザにより、パワー掃引することによって測定できます。表示データは、S21の位相（伝送）対パワーのフォーマットで表示されます。AM-PM変換は、目的のRFパワーレベルを中心にして、わずかに振幅を増加させたとき（通常は1dB）の位相の変化量を調べることによって計算することができます。振幅と位相の差分は、トレース・マーカを使って簡単に読み取ることができます。位相の変化量を振幅の変化量で割り算すると、AM-PM変換（°／dB）を求めるることができます。この例では、0.86°／dBのAM-PM変換を示しています。

Agenda



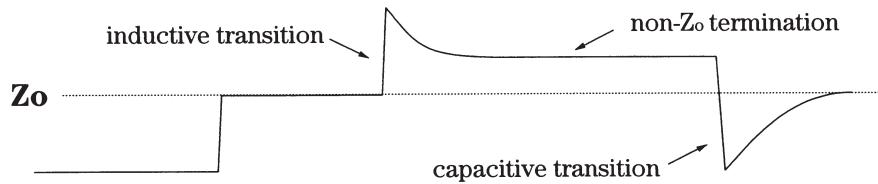
Network Analyzer Basics
DJB 12/96
na_basic.ppt

Slide #90

本セクションでは、様々なトピックについて詳しく説明した参考文献についてお知らせします。

Time-Domain Reflectometry (TDR)

- Analyze impedance versus time
- Differentiate inductive and capacitive transitions
- **High-speed oscilloscope:**
 - yields fast update rate
 - 200 mV step typical
- **Network analyzer:**
 - broadband frequency sweep (often requires microwave VNA)
 - inverse FFT to compute time-domain
 - resolution inversely proportional to frequency span



Network Analyzer Basics
0.0B 12/96
na_basic.pre

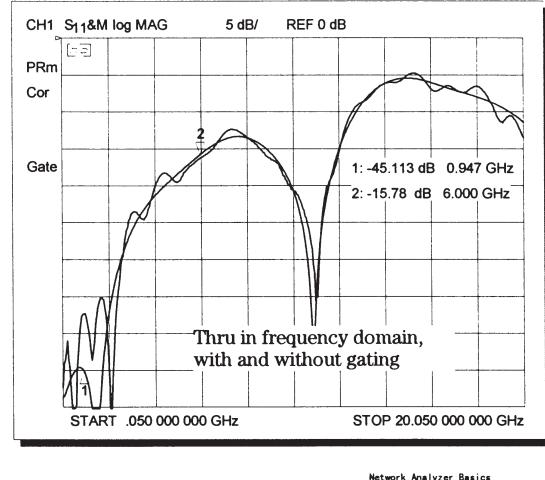
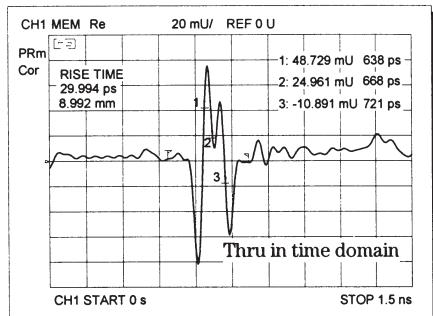
Slide #91

タイム・ドメイン・リフレクトメトリ (TDR) は、インピーダンス対距離を測定するために役立つツールです。TDRアプリケーションの例として、フィクスチャの設計やその時にフィクスチャ内で使用する校正標準器の設計があります。TDR測定を実行するためには、基本的に2つの方法があります。1番目の方法は、高速のステップ波形（通常は、振幅が数百ミリボルト）を印加し、高速オシロスコープでそれを測定して行う方法です。この手法では、測定結果が高速に更新されるため、リアルタイムの調整を可能にします。どの状態遷移がどの位置で発生しているかを簡単に判断できるので、設計者は、プローブを状態遷移箇所に置いて、TDRトレース画面上でそのスパイクを確認できます。ただし、オシロスコープでは、ネットワーク・アナライザのように、周波数ドメインに切り替えてデータを表示することはできません。

2番目の方法は、ベクトル・ネットワーク・アナライザを使って、通常の周波数掃引測定を実施する方法です。逆フーリエ変換で、周波数ドメイン反射データをタイム・ドメインに変換するとTDR測定が求められます。測定結果の更新速度は遅いのですが、タイム・ドメイン測定と周波数ドメイン測定の両方を1つの測定器できるという利点があります。ネットワーク・アナライザを使う場合、空間分解能が、測定できる周波数スパンに反比例します。すなわち、ストップ周波数が高いほど（該当するスタート周波数に対して）、距離の分解能は小さくなります。このため、様々な状態遷移を解析するための十分な分解能を得るために、フィクスチャのようなデバイスのマイクロ波測定を実施しなければならないことがあります。調べることができる最長距離も、周波数スパンに反比例します。タイム・ドメイン測定には2ポート誤差修正を併用することが重要です。

Time-Domain Gating

- TDR and gating can remove undesired reflections (a form of error correction)
- Only useful for broadband devices (a load or thru for example)
- Define gate to only include DUT
- Use two-port calibration

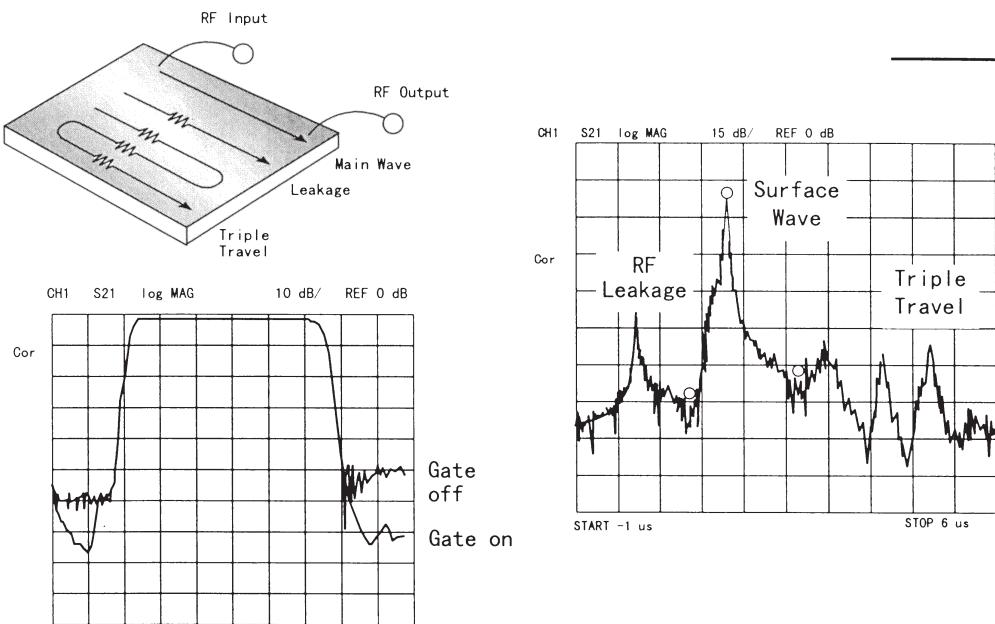


Slide #92

ゲーティングは、タイム・ドメイン測定を行うときに使用できる機能で、関心のある信号から不要な反射を分離したり取り除くことができます。例えば、ゲーティングを使えば、フィクスチャ自体の反射からフィクスチャ内のDUTの反射を分離することができます。これは誤差修正の1つの形態です。タイム・ドメイン・ゲーティングが有効であるためには、タイム・ドメイン・レスポンスのそれぞれの状態遷移が時間的に離れている、つまり同時に起こらない（したがって、距離的にも離れている）必要があります。ゲート自体は、時間におけるフィルタのようなもので、反射信号の通過から減衰までの範囲を持っています（周波数ドメインでのフィルタのスカートに似ています）。

この例では、フィクスチャ内のスルーライゼーションのパフォーマンスを示しています（ノーマライゼーションは行っていません）。947MHzでリターン・ロスが7dB改善され、結果として45dBになっていることがわかります。ゲーティングによって、テスト・フィクスチャについているSMAコネクタの影響が効果的に取り除かれたということです。

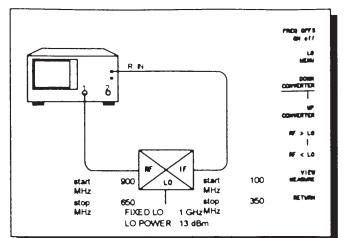
Time-Domain Transmission



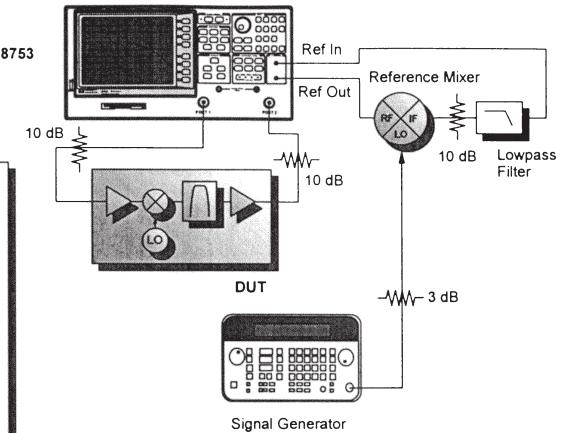
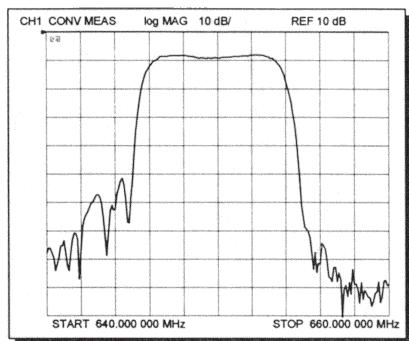
Slide #93

タイム・ドメイン・トランスマッショ (TDT) は、反射レスポンスの代わりに伝送レスポンスを使うよく似たツールです。SAWフィルタのようなデバイスで信号タイミングを解析する際に有効です。TDTにもゲーティングが使えます。この例では、設計者は、漏れやトリプル・トラベル・エラー信号を取り除いて、主表面波の周波数レスポンスだけに注目できます。

Frequency-Translating Devices



Medium-dynamic range
measurements (35 dB)



High-dynamic range measurements

Network Analyzer Basics
DJB 12/96 na_basic.prc

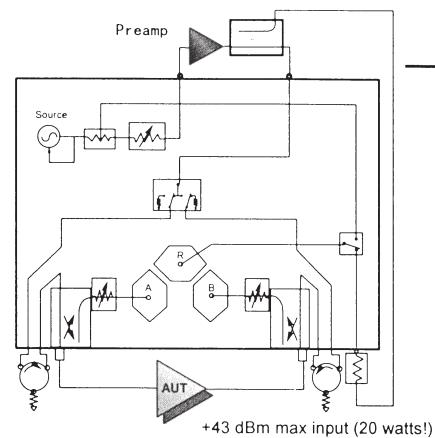
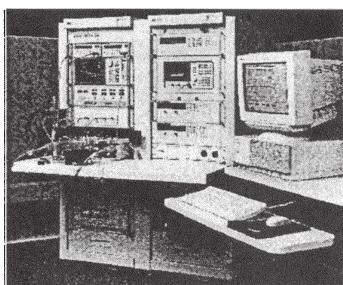
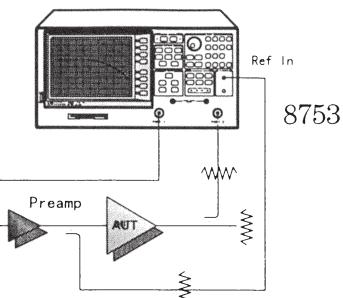
Slide #94

ミキサやチューナの測定の詳細については、次の文献を参照してください。

Measurement Challenges of Frequency-Translating Devices
1995年デバイス・テスト・セミナ・ハンドアウト、カタログNo.5963-5191E(12/94)

Mixer Measurements using the 8753 Network Analyzer
プロダクト・ノート8753-2A、カタログNo.5952-2772(8/90)

High-Power Amplifiers



85118A High-Power Amplifier Test System

Network Analyzer Basics
DJB - 12/96
na_basic pre

Slide #95

ハイパワー増幅器の測定の詳細については、次の文献を参照してください。

Measurement Solutions for Test Base-Station Amplifiers

1996年デバイス・テスト・セミナ・ハンドアウト、カタログNo.5964-9803E(4/96)

Modern Solutions for Testing RF Communications Amplifiers

1995年デバイス・テスト・セミナ・ハンドアウト、カタログNo.5963-5191E(12/94)

Amplifier Measurements using the 8753 Network Analyzer

プロダクト・ノート8753-1、カタログNo.5956-4361(5/88)

Testing Amplifiers and Active Devices with the 8720 Network Analyzer

プロダクト・ノート8720-1、カタログNo.5091-1942E(8/91)

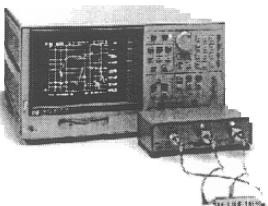
85108 Series Network Analyzer Systems for Isothermal, High-Power, and Pulsed Applications

製品概要、カタログNo.5091-8965E(1994)

85118 Series High-Power Amplifier Test System

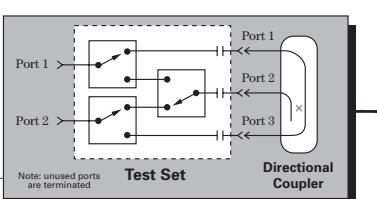
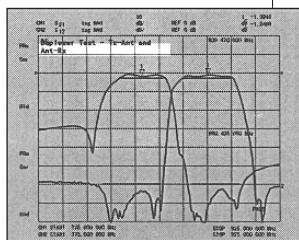
製品概要、カタログNo.5963-9930E(5/95)

Multiport Device Test



Multiport test sets:

- improve **throughput** by reducing the number of connections to DUTs with more than 2 ports
- allow **simultaneous** viewing of two paths (good for tuning duplexers)
- include **mechanical or solid-state switches**, **50 or 75 ohms**
- degrade raw performance so **calibration** is a **must** (use two-port cals whenever possible)



Network Analyzer Basics
DJB 12/96
na_basic.prc

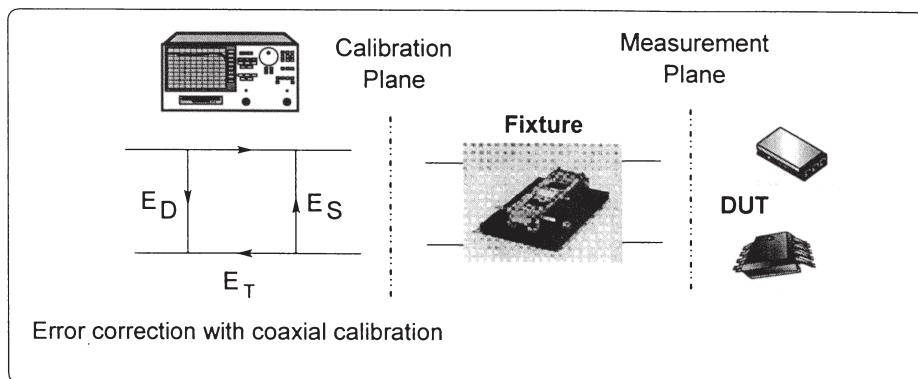
Slide #96

マルチポート・デバイスの測定の詳細については、次の文献を参照してください。

Improve Test Throughput for Duplexers and Other Multiport Devices
1996年デバイス・テスト・セミナー・ハンドアウト、カタログNo.5964-9803E (4/96)

In-Fixture Measurements

Measurement problem: coaxial calibration plane
is not the same as the in-fixture measurement plane



Network Analyzer Basics
DJB 12/96 na_basic pre

Slide #97

フィクスチャ内測定の詳細については、次の文献を参考にしてください。

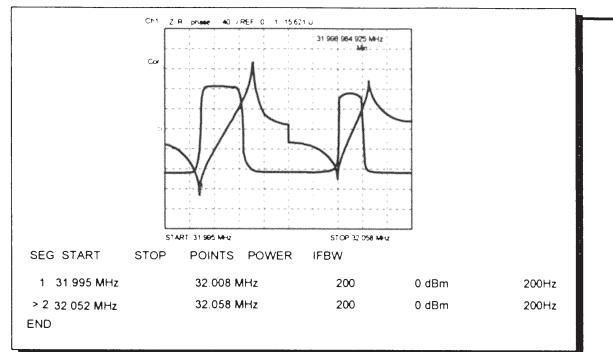
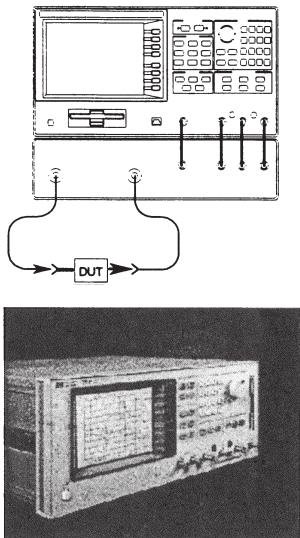
Designing and Calibrating RF Fixtures for Surface-Mount Devices

1996年デバイス・テスト・セミナー・ハンドアウト、カタログNo.5964-9803E (4/96)

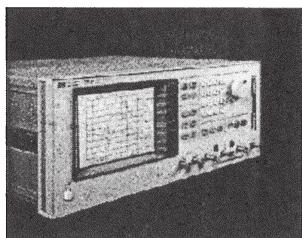
Accurate Measurements of Packaged RF Devices

1995年デバイス・テスト・セミナー・ハンドアウト、カタログNo.1963-5191E (12/94)

Characterizing Crystal Resonators/Filters



Example of crystal resonator measurement



E5100A Network Analyzer

Network Analyzer Basics
DJB 12/96
na_basic/pre

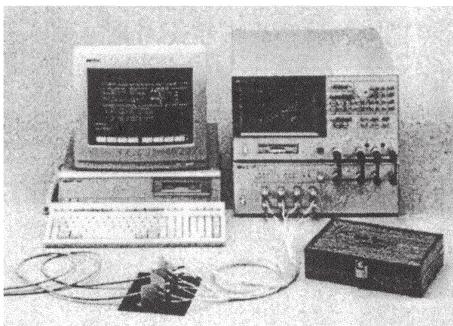
Slide #98

水晶共振子やフィルタの測定の詳細については、次の文献を参考にしてください。

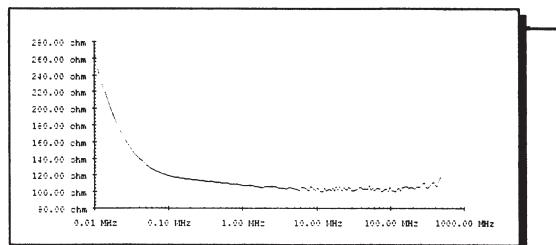
Crystal Resonators Measuring Functions of E5100A/B Network Analyzer
プロダクト・ノート、カタログNo.5965-4972E

E5100A/B Network Analyzer
製品概要、カタログNo.5963-3991E

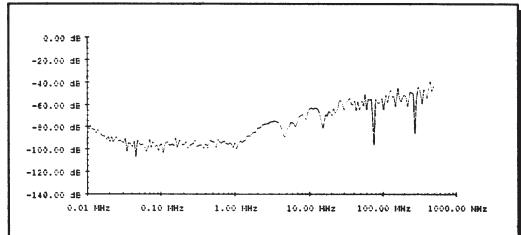
RF Balanced-Cable Measurements



4380S RF Balanced-Cable Test System



Example of characteristic impedance (Zc) measurement from 10 kHz to 500 MHz



Example of near-end crosstalk (NEXT) measurement

Network Analyzer Basics
D.05 - 12/96
na_basic.prc

Slide #99

RFバランス・ケーブルの測定の詳細については、次の文献を参考にしてください。

4380S RF Balanced Cable Test System
製品概要、カタログNo.5964-2391E

Challenge Quiz

1. Can filters cause distortion in communications systems?
 - A. Yes, due to impairment of phase and magnitude response
 - B. Yes, due to nonlinear components such as ferrite inductors
 - C. No, only active devices can cause distortion
 - D. No, filters only cause linear phase shifts
 - E. Both A and B above
2. Which statement about transmission lines is false?
 - A. Useful for efficient transmission of RF power
 - B. Requires termination in characteristic impedance for low VSWR
 - C. Voltage is independent of position along line
 - D. Used when wavelength of signal is small compared to length of line
 - E. Can be realized in a variety of forms such as coaxial, waveguide, microstrip
3. Which statement about narrowband detection is false?
 - A. Is only available in vector network analyzers
 - B. Provides much greater dynamic range than diode detection
 - C. Uses variable-bandwidth IF filters to set analyzer noise floor
 - D. Provides rejection of harmonic and spurious signals
 - E. Uses mixers or samplers as downconverters

Challenge Quiz(continued)

7. Which statement about TRL calibration is false?
 - A. Is a type of two-port error correction
 - B. Uses easily fabricated and characterized standards
 - C. Most commonly used in noncoaxial environments
 - D. Is not available on the HP 8720D family of microwave network analyzers
 - E. Has a special version for three-sampler network analyzers
8. For which component is it hardest to get accurate transmission and reflection measurements when using an 8711B scalar network analyzer?
 - A. Amplifiers because output power causes receiver compression
 - B. Cables because load match cannot be corrected
 - C. Filter stopbands because of lack of dynamic range
 - D. Mixers because of lack of broadband detectors
 - E. Attenuators because source match cannot be corrected
9. Power sweeps are good for which measurements?
 - A. Gain compression
 - B. AM to PM conversion
 - C. Saturated output power
 - D. Power linearity
 - E. All of the above

Challenge Quiz(continued)

4. Maximum dynamic range with narrowband detection is defined as:
 - A. Maximum receiver input power minus the stopband of the device under test
 - B. Maximum receiver input power minus the receiver's noise floor
 - C. Detector 1-dB-compression point minus the harmonic level of the source
 - D. Receiver damage level plus the maximum source output power
 - E. Maximum source output power minus the receiver's noise floor
5. With a T/R analyzer, the following error terms can be corrected:
 - A. Source match, load match, transmission tracking
 - B. Load match, reflection tracking, transmission tracking
 - C. Source match, reflection tracking, transmission tracking
 - D. Directivity, source match, load match
 - E. Directivity, reflection tracking, load match
6. Calibration can remove which of the following types of measurement error?
 - A. Systematic and drift
 - B. Systematic and random
 - C. Random and drift
 - D. Repeatability and systematic
 - E. Repeatability and drift

Network Analyzer Basics
DJB 12/96
na_basic/pre

チャレンジ・クイズの正解は次のとおりです。

1. E
2. C
3. A
4. B
5. C
6. A
7. D
8. B
9. E

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 9:00~19:00
(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: 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

September 27, 2001

00-2507
0000-08H