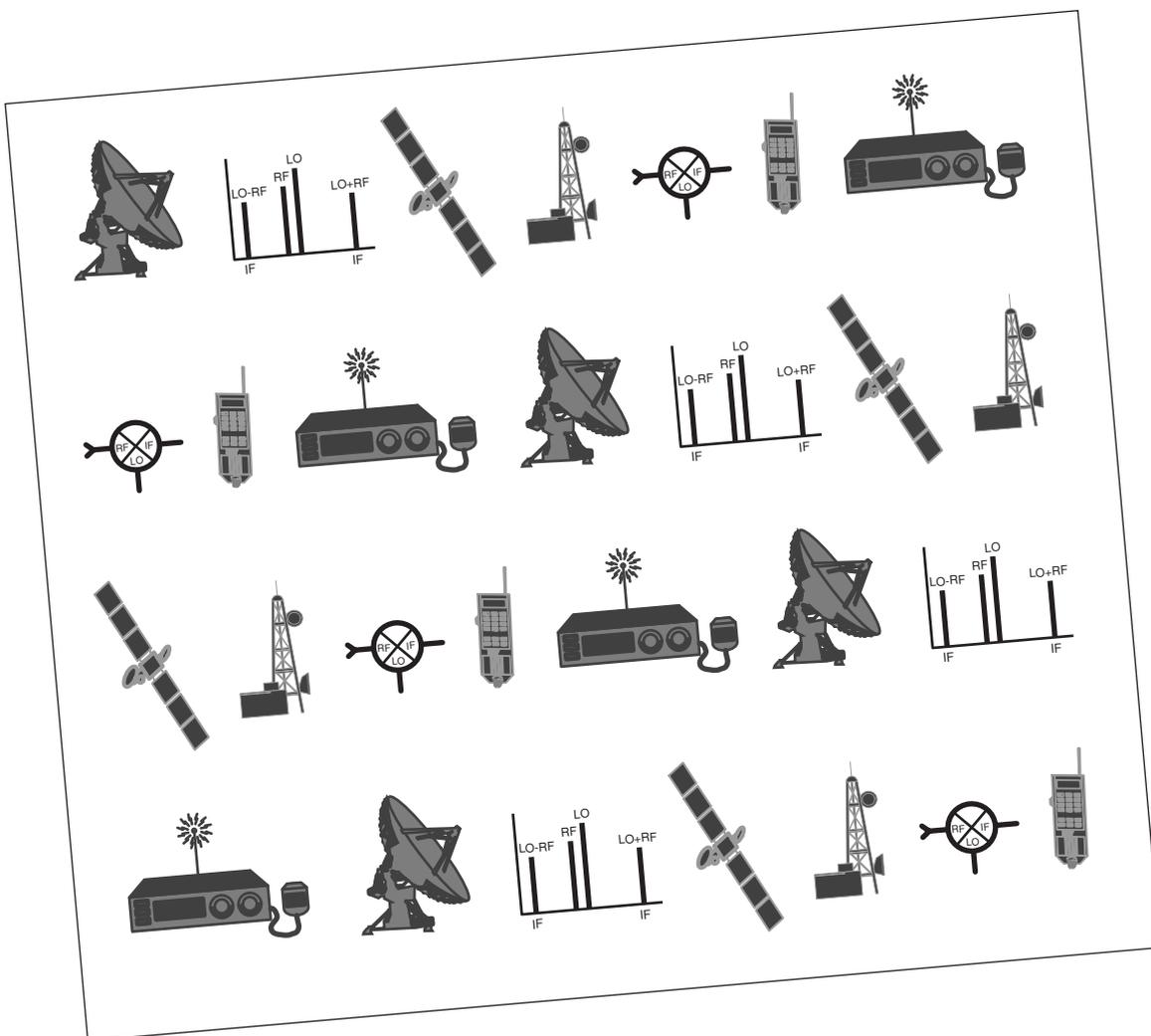


# ネットワーク・アナライザによる 周波数変換デバイス測定に関する 考察

アプリケーション・ノート 1287-7J



## ご注意

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



Agilent Technologies

# 目次

はじめに	3
ネットワーク・アナライザによるミキサ測定コンフィギュレーション	3
スカラ・ネットワーク・アナライザ・コンフィギュレーション	3
ベクトル・ネットワーク・アナライザの周波数オフセット・モード・コンフィギュレーション	5
アップコンバート、ダウンコンバート技法	6
コンバージョン・ロス	7
コンバージョン・ロスの定義および重要性	7
測定上考慮すべきこと	9
不整合誤差	9
スカラ・ネットワーク・アナライザ特有の考慮すべき点	11
適切なフィルタリングの重要性	11
周波数レスポンス誤差	12
ベクトル・ネットワーク・アナライザ特有の考慮すべき点	13
適切なフィルタリングの重要性	13
サンプリング・アーキテクチャと問題点	13
Rチャンネルをフェーズ・ロックする上での考慮すべき点	16
LO 確度と安定度	16
パワー・メータ校正	18
8757D とベクトル・ネットワーク・アナライザの確度比較	22
固定 IF 測定	25
相対位相測定	27
相対位相および振幅のトラッキング	27
群遅延	29
群遅延を特性付ける重要なパラメータ	29
絶対群遅延	31
AM 遅延	31
反射測定	33
アイソレーション測定	35
コンバータおよびチューナのフィードスルー測定	36
絶対群遅延 - より正確、より低リップル測定技法	38
ミキサ測定標準の特性付け	39
用語、記号	40
測定上の前提	41
校正ミキサを特性付けるための試験手順	42
個々のミキサの特性データを抽出するための計算	45
校正ミキサによるテスト・システムの校正	46
校正コンフィギュレーション	46
校正エラー・タームと等式	48
テスト・システム校正のための試験手順	49
一次誤差補正：周波数レスポンス	51
二次誤差補正：周波数レスポンスおよび入力マッチ	53
三次誤差補正：周波数レスポンスおよび入出力マッチ	53
付録 A：校正ミキサの属性	55
付録 B：校正ミキサの製作と測定上のヒント	56
付録 C：外部 LO による固定 IF 測定のためのプログラム	57
付録 D：アプリケーション・ノートおよびプロダクト・ノート	60
その他の参考技術資料	60
関連協力会社	61

## はじめに

ミキサ、コンバータ、チューナなどの周波数変換デバイス(Frequency Translation Devices, FTDs)は、RFおよびマイクロ波通信システムにおいて主要な役割を果たす重要なコンポーネントです。通信システムがより新しい高効率の変調形式を採用するにつれて、FTDはますます複雑になり、より厳密な性能が求められています。反面、コスト低減に対する要求はかつてなく強いものがあります。

FTDを測定をするとき、その用途によって、さまざまな歩み寄りあるいは譲歩が考えられます。測定精度、速度、コスト、セットアップの容易さなどは、最適なテスト・システムを決定するときに常に考慮される点です。このアプリケーション・ノートは、FTDを正確に試験するためのさまざまなシステムとその技法について考察します。FTDは入出力周波数が異なるために、その試験には特有の難しさや問題が伴います。フィルタなどのようなストレートな測定と異なり、独特の測定技法が必要になります。

このアプリケーション・ノートは、FTDの線形特性について述べます。すなわち、振幅、相対位相、反射、アイソレーション特性などです。そのとき、付随する精度問題についても言及します。

このアプリケーション・ノートの内容を最も有効に理解するためには、FTDにまつわる技術用語、たとえば“RF port”、“IF port”、“LO port”などについて、基本的な理解ができていることが望まれます。また、基本的なネットワーク・アナライザで使われる用語、たとえば“Sパラメータ”、“VSWR”、“グループ・ディレイ(群遅延)”、“マッチ(整合)”、“フル2ポート校正”、などについても基本的な理解ができていることが必要です。このような用語の解説が付録に掲載されていますのでご活用ください。

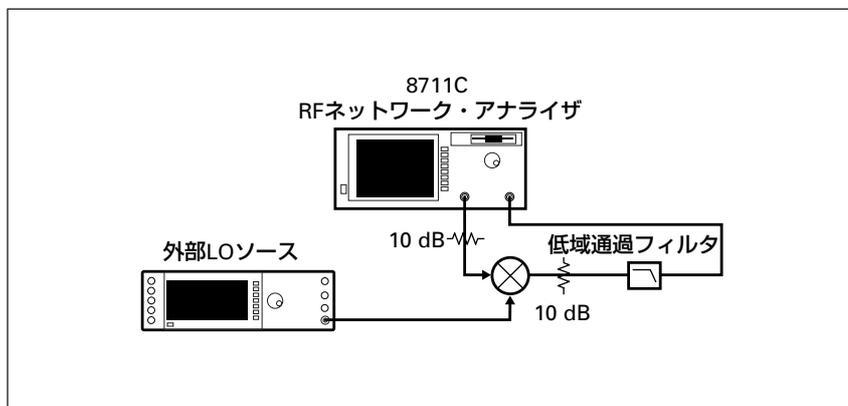
## ネットワーク・アナライザによるミキサ測定コンフィギュレーション

FTD試験のためのネットワーク・アナライザには、スカラー・ネットワーク・アナライザとベクトル・ネットワーク・アナライザがあります。ベクトル・ネットワーク・アナライザは、周波数オフセット機能を持つタイプが望ましく、その場合、その中のアップコンバージョンまたはダウンコンバージョン用のコンフィギュレーションを使います。各ソリューションは、それぞれ長所と短所を持っています。この章では、3つのコンフィギュレーションの概要を述べます。その概要により、ユーザはどのコンフィギュレーションが最適かを迅速に判断できます。各ソリューションの詳細は、後続の章でなされます。

## スカラー・ネットワーク・アナライザ・コンフィギュレーション

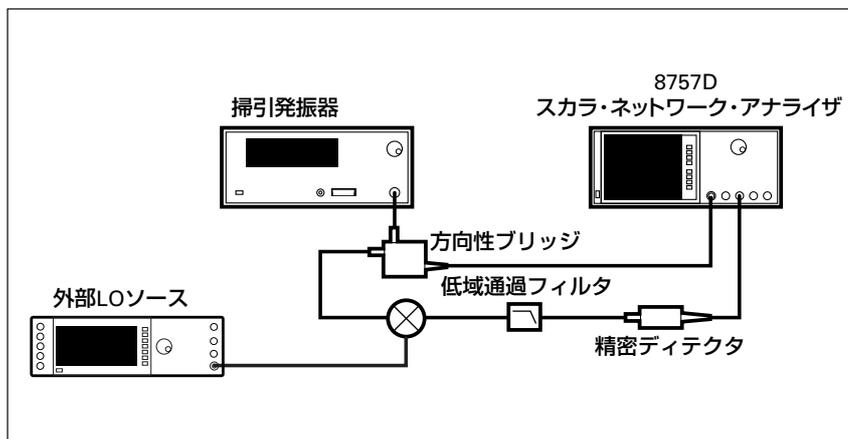
最も経済的なFTD試験用測定器は、スカラー・ネットワーク・アナライザです。スカラー・ネットワーク・アナライザは広い帯域を一度に検波するダイオード検波器を使います。この特長により、入出力周波数が異なる場合でも測定ができます。振幅測定のみ可能で、コンバージョン・ロス、絶対パワー、リターン・ロス、アイソレーションなどの線形特性およびゲイン・コンプレッションなどの非線形特性の測定ができます。群遅延は、特定のスカラー・ネットワーク・アナライザで測定可能です。この場合、AM遅延という測定技法を使います。AM遅延技法は、基本的に振幅変調を利用する方法です。

図 1. 8711C スカラ・ネットワーク・アナライザ・コンフィギュレーション



AM 遅延測定は、精度の点でベクトル・ネットワーク・アナライザによる群遅延測定より劣ります。AM 遅延法の測定精度は、代表的に 10～20ns です。これに対し、ベクトル・ネットワーク・アナライザは、150ps 程度の精度を達成します。スカラ・ネットワーク・アナライザの長所は、低コストと中位の振幅測定精度です。図 1 に示されるように、8711C/8713C は、それぞれ 1.3GHz および 3GHz までの測定ができます。AM 遅延による群遅延測定も可能です。また、図 2 に示される 8757D スカラ・ネットワーク・アナライザは、110GHz までの測定が可能です。正確な絶対パワー測定ができ、とくに、パワー校正器を内蔵させ精密検波器を使用したとき最高の性能が得られます。また、DUT-FTD (Device Under Test - Frequency Translation Device) がスプリアス除去するフィルタを内蔵していると、スカラ・ネットワーク・アナライザ特有の広帯域検波器による弱点が大きく緩和され、そのとき 8757D はベクトル・ネットワーク・アナライザより正確な振幅測定を実現します。

図 2. 8757D スカラ・ネットワーク・アナライザ・コンフィギュレーション

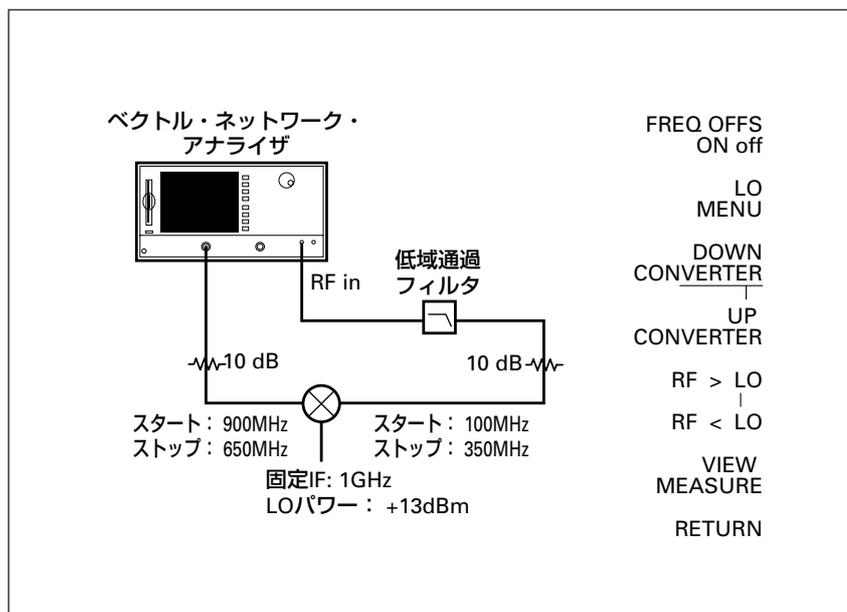


### ベクトル・ネットワーク・アナライザの周波数オフセット・モード・コンフィギュレーション

FTD 試験のためのより多彩なソリューションは、ベクトル・ネットワーク・アナライザによってもたらされます。ベクトル・ネットワーク・アナライザは、狭帯域同調方式レシーバを使い、振幅および相対位相の測定をします。ベクトル・ネットワーク・アナライザの周波数オフセット・モードを使うと、レシーバ周波数を任意のLO周波数だけソース周波数からオフセットすることができます。この機能を使うと、FTDの測定が便利かつ正確にできるようになります。

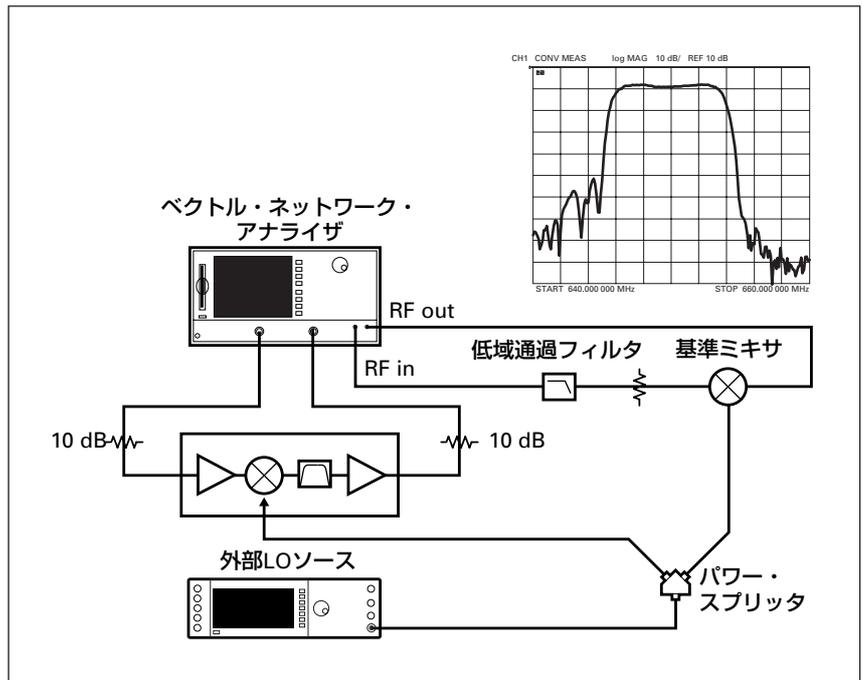
ベクトル・ネットワーク・アナライザによるFTD測定には2つの代表的なコンフィギュレーションがあります。最も簡単なコンフィギュレーションが図3に示されています。これは、単純なアップコンバータおよびダウンコンバータ試験のための実用的なものと言えます。このコンフィギュレーションは、振幅測定のみ、そして限定されたダイナミック・レンジが得られます。たとえば、FTDの通過帯域の振幅レスポンス測定が約35dBのダイナミック・レンジで迅速かつ簡単に可能になります。このコンフィギュレーションでは、Rチャンネルをレシーバとして使用します。ダイナミック・レンジ約35dBはRチャンネルによるフェーズロックが可能なレベル範囲です。

図 3. ベクトル・ネットワーク・アナライザの周波数オフセット・モード



通過帯域の振幅特性のみならず、FTDの相対位相や帯域外特性も測定するために、図4広ダイナミック・レンジ・コンフィギュレーションが使われます。広ダイナミック・レンジを得るために、図24のように、アナライザのRF out出力をDUT-FTDと基準ミキサに分岐するコンフィギュレーションも考えられます。いずれのコンフィギュレーションでも約100dBのダイナミック・レンジが得られます。Rチャンネル入力は、適当なフェーズロックを達成するために必要です。フェーズロックすることのほかに、Rチャンネルは、相対位相、振幅あるいは位相トラッキング特性などの比測定のための基準信号を用意します。8753Eおよび8720Dファミリは、周波数オフセット機能を持ち、それぞれ6GHzおよび40GHzの周波数範囲を有します。

図 4. ベクトル・ネットワーク・アナライザによる広ダイナミック・レンジ・コンフィギュレーション

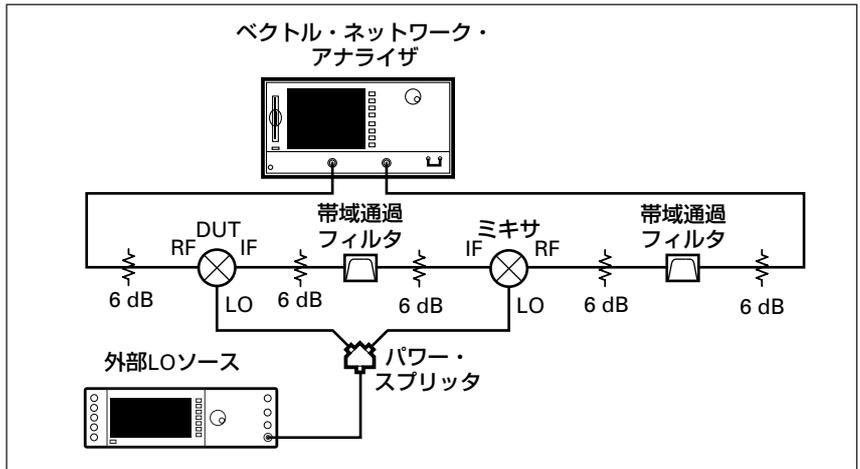


## アップコンバート、ダウンコンバート技法

ベクトル・ネットワーク・アナライザは、通常の標準動作モードでもFTD測定ができるようにコンフィギュレーションすることができます。このコンフィギュレーションは2つの利点を有します。まず第一は、周波数オフセット・モードを使うことなくFTDの振幅や相対位相特性を測定することができることです。図5に示されているように、DUT-FTDとミキサが周波数アップコンバートおよびダウンコンバートし、アナライザのソース・ポート周波数とレシーバ・ポート周波数が一致するように工夫されています。第二は、このコンフィギュレーションがより正確な群遅延特性測定の可能性を秘めていることです。もし、ミキサにDUT-FTDと同じものを使えば、得られるレスポンスを単純に半分にすることにより、DUT-FTDのまますぐの特性を把握することができます。また、最高の測定精度が求められるとき、校正ミキサを使うもっと丁寧な技法があります。それは、校正ミキサの振幅および相対位相特性を把握し、それに外部誤差補正を適用する方法です。

この技法は、非常に正確ですが、同時に複雑です。外部制御コンピュータ、アナライザのデータ転送についての知識およびデータを解釈する能力が求められます。どの程度の誤差補正を適用するか？ 完璧に適用するか略式適用にするかは、目標とする確度に基づくユーザの決定です。この技法については、後の“絶対群遅延 - より正確、より低リップル測定技法”で詳しく述べられています。

図5. アップコンバージョン・  
ダウンコンバージョン・  
コンフィギュレーション

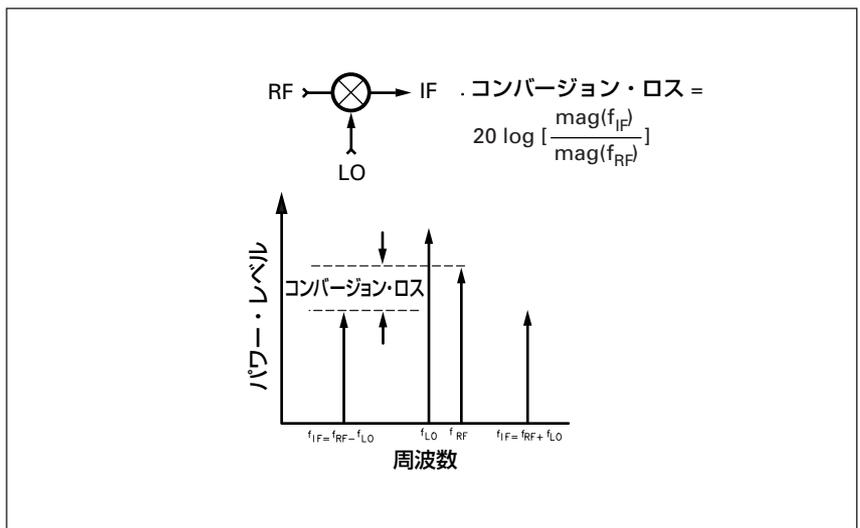


## コンバージョン・ロス

### コンバージョン・ロスの定義 および重要性

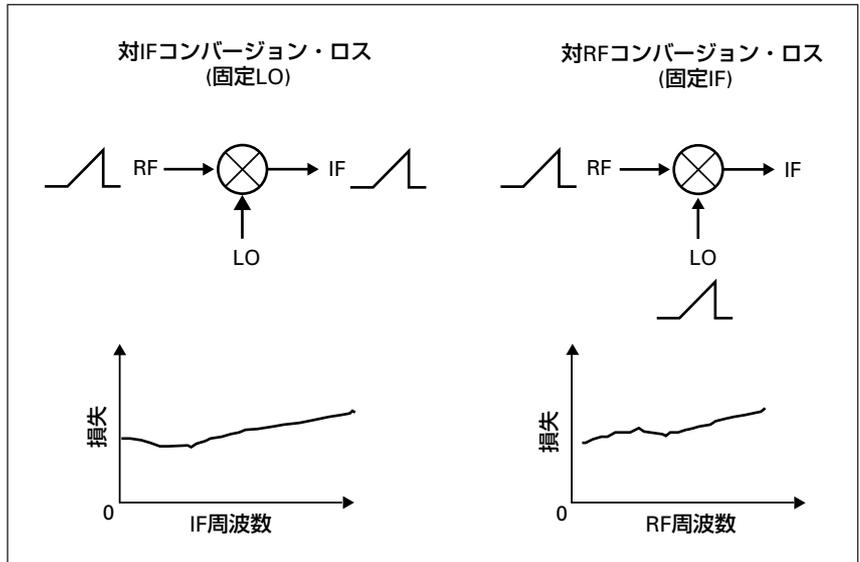
コンバージョン・ロス(変換損失)は、図6に示されているように、入力周波数を如何に効率よく他の周波数に変換するかの度合いを示すものです。コンバージョン・ロスは、ある与えられたLO（ローカル発振器）パワー・レベルにおいて、出力周波数のパワーと入力周波数のパワーの比として定義されます。

図6. コンバージョン・ロス



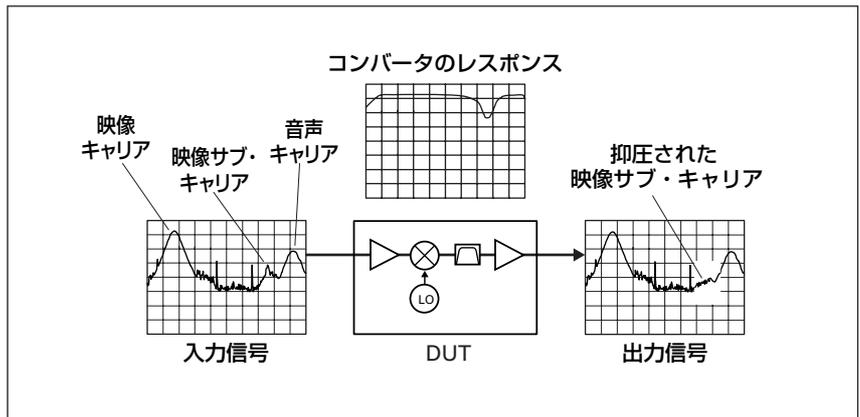
LOパワーを規定することは必要なことです。使用周波数範囲内のコンバージョン・ロス通常非常にフラットです。しかし、LOレベルが適正でないときダイオードのインピーダンス変化により、この平坦な特性が損なわれます。コンバージョン・ロスは、図7にあるように、周波数に対する特性として測定されます。対IF周波数（固定LO周波数）または対RF周波数（固定IF周波数）のいずれかの方法がよく使われます。対RF周波数（固定IF周波数）は、このノートで初めて登場する用語および技法で、後の“固定IF測定”にて詳述されています。

図7. コンバージョン・ロス測定の2つの方法



平坦なコンバージョン・ロス特性の重要性が図8に示されています。DUT-FTDは、一般のテレビ・チャンネル・コンバータです。入力信号は、映像キャリア、映像サブ・キャリア、音声キャリア、そして映像サブ・キャリアから構成されます。図7のコンバータは、何かの不具合で通過帯域内にノッチ特性を有し、これにより映像サブ・キャリアが抑圧されています。これでは有効な色情報が受信されません。

図8. テレビ・チューナにおけるコンバージョン・ロスの例



## 測定上考慮すべきこと

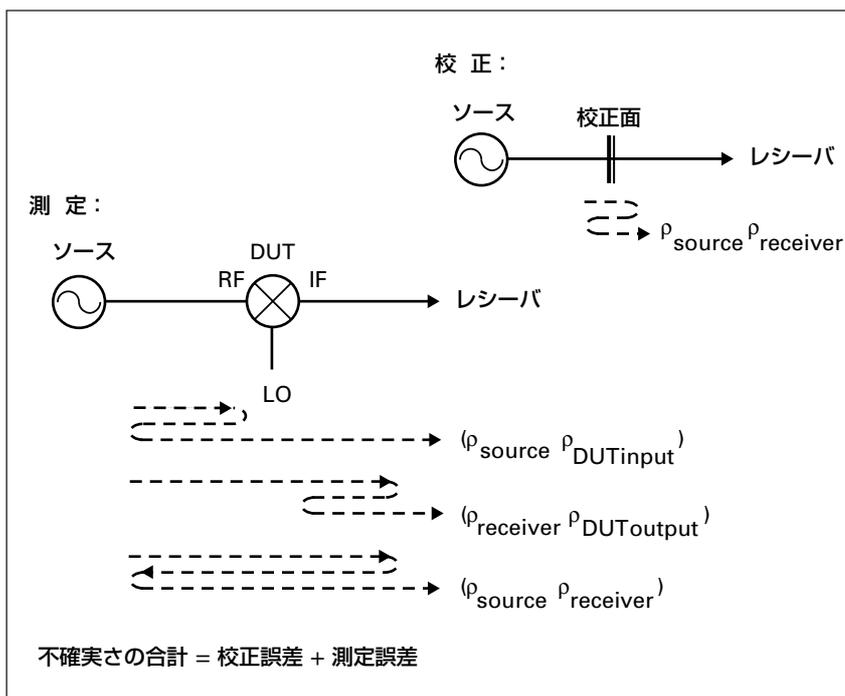
コンバージョン・ロス測定は、図1～図5に示されたコンフィギュレーションにより、スカラー・ネットワーク・アナライザまたはベクトル・ネットワーク・アナライザで行うことができます。測定の不確かさはスカラー・タイプかベクトル・タイプかによって異なります。両タイプに共通した2つのシステムティック誤差は、ポート整合と周波数特性です。スカラー・ネットワーク・アナライザでは、広帯域検波のために新たな注意が必要です。また、ベクトル・ネットワーク・アナライザでは、内部のサンプリング・プロセスやフェーズロック・プロセスによって誤差が誘発されることがあります。つぎに、このような誤差について考察します。

## 不整合誤差

不整合誤差は、インピーダンスの異なる2つのポートを接続したときに生じます。通常、DUTは特性インピーダンス  $Z_0$  のもとで特性付けられます。代表的な特性インピーダンスは、50  $\Omega$  または 75  $\Omega$  です。ネットワーク・アナライザのテスト・ポートは、特性インピーダンスに完全になるように設計されますが現実には僅かに違います。アナライザのソース・ポートおよびレシーバ・ポートのその僅かな不完全さが、校正段階における誤差を生みます。すなわち、DUTを接続する前から校正段階に生じた誤差を既に含んでいるということです(図9)。DUT測定誤差は、この校正誤差と測定誤差の和になります。

DUTが接続されると、DUTポートとネットワーク・アナライザ・ポート間の相互作用による不整合誤差が発生します。図9に示されるように、不整合による影響は3つの1次誤差信号として現れます。まずアナライザのソース・ポートとDUTの入力ポートの間、つぎにDUTの出力ポートとアナライザのレシーバ・ポートの間、そして最後にアナライザのソース・ポートとアナライザのレシーバ・ポートの間の相互作用です。

図9. 不整合の影響



FTD測定において、最後のアナライザのソース・ポートとアナライザのレシーバ・ポートの間の相互作用による誤差は無視できます。それは、DUT-FTDのコンバージョン・ロスおよびアイソレーションがその相互作用を減衰するからです。アナライザのソース周波数とレシーバ周波数が異なるFTD測定は、2ポート誤差補正を受け入れません。したがって、アッテネータなどによるポート整合の改善が有力になります。

高性能アッテネータを使うと、概ね実効ポート整合をその減衰量の2倍改善することができます。高性能アッテネータは32dB程度のポート整合を有します。実効ポート整合は、図10に示されるように、アッテネータ自体のポート整合と減衰量の関数になります。

図 10. 実効ポート整合はアッテネータのポート整合

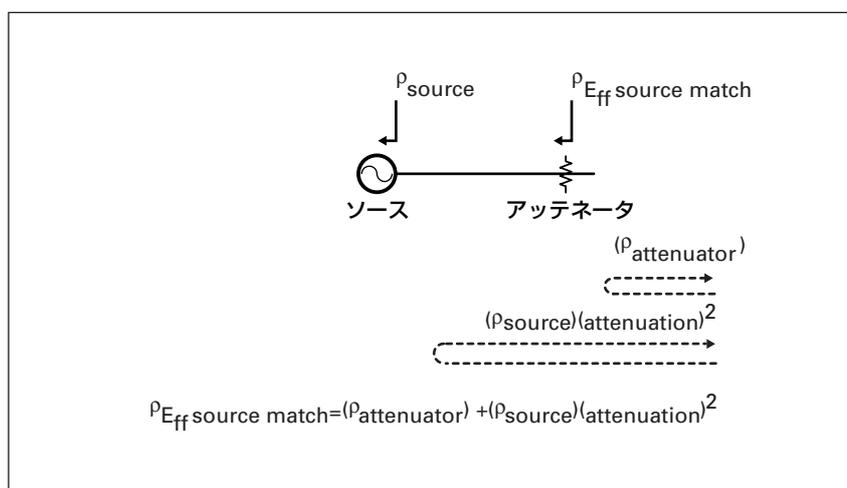
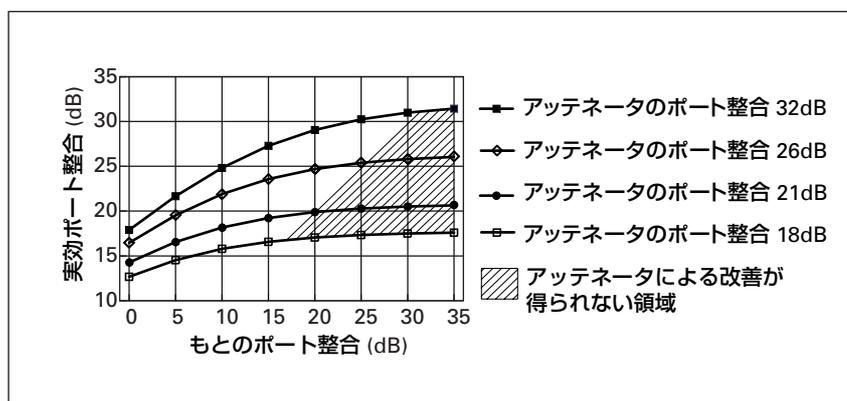


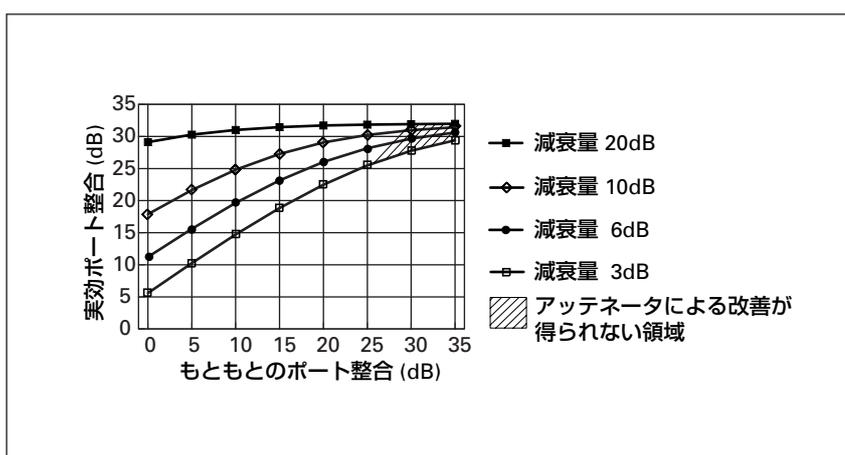
図11および12に示されるように、ポート整合の良いアッテネータを使うと実効ポート整合を著しく改善することができます。たとえば、ポート整合32dBの10dBアッテネータは、もともとのポート整合を10dBとすると、これを25dBに大きく改善します。

図 11. 実効ポート整合はアッテネータのポート整合の関数 (減衰量 10dB の場合)



しかしながら、アッテネータのポート整合がもともとのポート整合に近づくにつれて改善度合いは少なくなります。図12にあるように、アッテネータの減衰量が大きくなればなるほど、アッテネータ自身のポート整合に近づきます。このアッテネータは測定システムのダイナミック・レンジを狭くしますので、過度な減衰量は避けるべきです。DUT-FTDのポート整合はかなり悪い可能性があります。一般に、14dB程度と思われます。したがって、DUT-FTDの前後にポート整合改善用アッテネータを挿入することをお勧めします。

図 12. 減衰量の関数としての実効ポート整合  
(アッテネータのポート整合 = 32dB)



### スカラ・ネットワーク・アナライザ 特有の考慮すべき点

スカラ・ネットワーク・アナライザは、検波方式がベクトル・ネットワーク・アナライザと異なることを常に留意しておく必要があります。スカラ・ネットワーク・アナライザは広帯域ダイオード検波器を用いています。最近登場した8711Cエコノミ・ネットワーク・アナライザ・ファミリは、スカラ・ネットワーク・アナライザ(8711C/1.3GHz, 8713C/3GHz)およびベクトル・ネットワーク・アナライザ(8712C/1.3GHz, 8714C/3GHz)によって構成されます。この8711Cファミリは広帯域検波と狭帯域検波の両方の検波モードを持っています。この中の8712C/8714Cベクトル・ネットワーク・アナライザでFTDを試験するとき、そのときは広帯域検波モードを使い、スカラ・ネットワーク・アナライザに対するのと同じ配慮をします。

### 適切なフィルタリングの重要性

スカラ・ネットワーク・アナライザの広帯域ダイオード検波器は、広い帯域内の全ての信号を検波します。広帯域ダイオード検波器はFTD試験の経済的な解決策ですが、その広帯域さによる誤差も誘発されます。ダイオード検波器は希望のIF信号のほかに、不要な混合積やスプリアスも同じように検波してしまいます。希望IF信号だけを通し、不要信号の検波を最少にするために、アナライザのレシーバ・ポートの前に適当なフィルタを挿入することが考えられます。図13は、スカラ・ネットワーク・アナライザ・コンフィギュレーションにおける不適切なIFフィルタリングによる誤った測定結果を例示します。

図 13. IF フィルタ付きと無しの  
コンバージョン・ロス  
測定結果 (例)

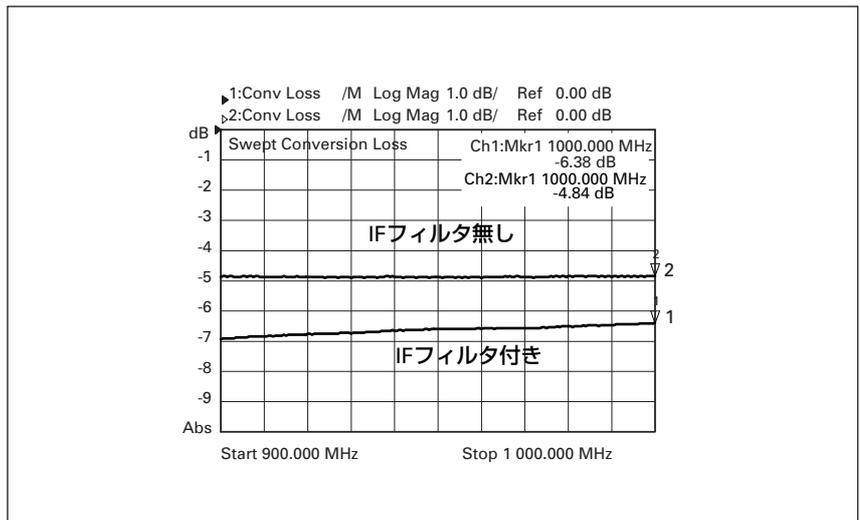


図 13 において、IF フィルタ無しの特徴のほうが実際より良いように映っています。IF フィルタの欠如による不正確な測定の顕著な例です。広帯域ダイオード検波器は、周波数弁別能力が無く、全ての信号の合成信号を検波します。たとえば、ソース周波数が 1GHz のとき、スカラ・ネットワーク・アナライザはそのときの検波信号はすべてその実態に関係なく周波数 1GHz の信号の検波信号と見なします。実態は、このとき帯域内にあるすべての信号の合成信号が検波されています。すなわち、希望 IF 信号のほかに、イメージ周波数、LO フィード・スルー、スプリアスなどの不要信号があると、すべてまとめて検波してしまいます。この合成信号が誤った表示を、この例では 1GHz の点にします。

### 周波数レスポンス誤差

校正を全く行わないと、スカラ・ネットワーク・アナライザかベクトル・ネットワーク・アナライザかを問わず、測定システム自身の周波数レスポンスを FTD 測定結果から分離除去することができません。周波数レスポンス補正の一つの方法は、DUT-FTD の位置を直結して周波数レスポンス・ノーマライゼーションまたは周波数レスポンス校正を実行することです。

8757D のように非常に正確に絶対パワーを測定するスカラ・ネットワーク・アナライザの場合、ノーマライゼーション校正は 2 つのステップに分けて実行されます (図 21 参照)。まず、ソースの絶対パワーを測定し、メモリにストアします。つぎに、DUT-FTD を接続し、IF 出力の絶対パワーを測定します。このとき、コンバージョン・ロス は DATA/MEMORY 形式を用いて表示されます。このコンバージョン・ロス測定結果は非常に正確です。それは、RF 絶対パワーおよび IF 絶対パワーを正確に測定してなされるからです。2 つの正確な絶対パワー測定データによる比測定は、測定システム自身の周波数レスポンスの影響を受けなくなります。8757D スカラ・ネットワーク・アナライザは、パワー校正器を内蔵させ精密検波器を使用すると、ベクトル・ネットワーク・アナライザより正確なコンバージョン・ロス測定を実現することがあります。

後の“8757Dとベクトル・ネットワーク・アナライザの精度比較”では、パワー校正器を内蔵したスカラ・ネットワーク・アナライザがどのようにベクトル・ネットワーク・アナライザより正確に測定するかについて、誤差タームを使って考察しています。

正確な絶対パワー測定能力を持たないアナライザでは、周波数レスポンス補正精度が劣ります。それは、DUT-FTD測定時にソース周波数とレシーバ周波数が異なるにもかかわらず、ノーマライゼーション時は共通の一つの周波数帯域かつ同一周波数でしかできないからです。つまり、測定システムの周波数レスポンスは、実際の測定状態と異なる周波数レスポンス・データで補正されます。

ノーマライゼーション用の周波数範囲決定には、2つの選択肢があります。それは、DUT-FTDのRF周波数範囲を選ぶかIF周波数範囲を選ぶかです。RF周波数範囲は実際の測定時のソース設定周波数範囲に、またIF周波数範囲は実際の測定時のレシーバ設定周波数範囲にそれぞれ対応します。ノーマライゼーションは、測定システムの周波数レスポンスが悪いと思われる周波数領域を留意して実施すべきです。たとえば、バンド・エッジ近傍で特性がロール・オフする部分は最も注意すべきエリアです。また、一般に周波数が高くなるほど周波数レスポンスの劣化が見られますので、IF帯域よりRF帯域により注意を払うべきです。高周波測定において、高品質、低損失のケーブルおよびコネクタの使用は基本的な要件です。

より高精度を達成するために、ノーマライゼーション校正と外部誤差ターム補正の組み合わせが考えられます。この方法では、ノーマライゼーションはその測定コンフィギュレーションの適当な一方しか考慮しません。つまり、DUT-FTDのRF入力基点かIF出力基点かのいずれか一方です。そのとき、邪魔な部分を除去します。より高い精度を追求するとき、残りの半分を外部コンピュータを駆使して別途特性付けます。外部コンピュータを使うと、邪魔な部分の特性を除去したり、残りの半分の特性を加えた実際の測定状況に合致した誤差タームを得ることができます。

## ベクトル・ネットワーク・アナライザ 特有の考慮すべき点

以上、スカラ・ネットワーク・アナライザによる測定に関する重要な項目について触れました。これからベクトル・ネットワーク・アナライザについて考えてみます。重要な項目として、適切なフィルタリングの必要性、正確かつ安定なLO、最高精度達成のためのパワー・メータ校正、があります。

### 適切なフィルタリングの重要性

ベクトル・ネットワーク・アナライザは、狭帯域同調レシーバを使用しています。受信される信号は高性能狭帯域IFフィルタによって不要信号を殆ど完全に除去しますので、スカラ・ネットワーク・アナライザの広帯域ダイオード検波器の持つ問題はもはやありません。しかしながら、適切なフィルタリングは、8753E/8720Dのようなサンプラ・ベースのベクトル・ネットワーク・アナライザには必要です。

### サンプリング・アーキテクチャと問題点

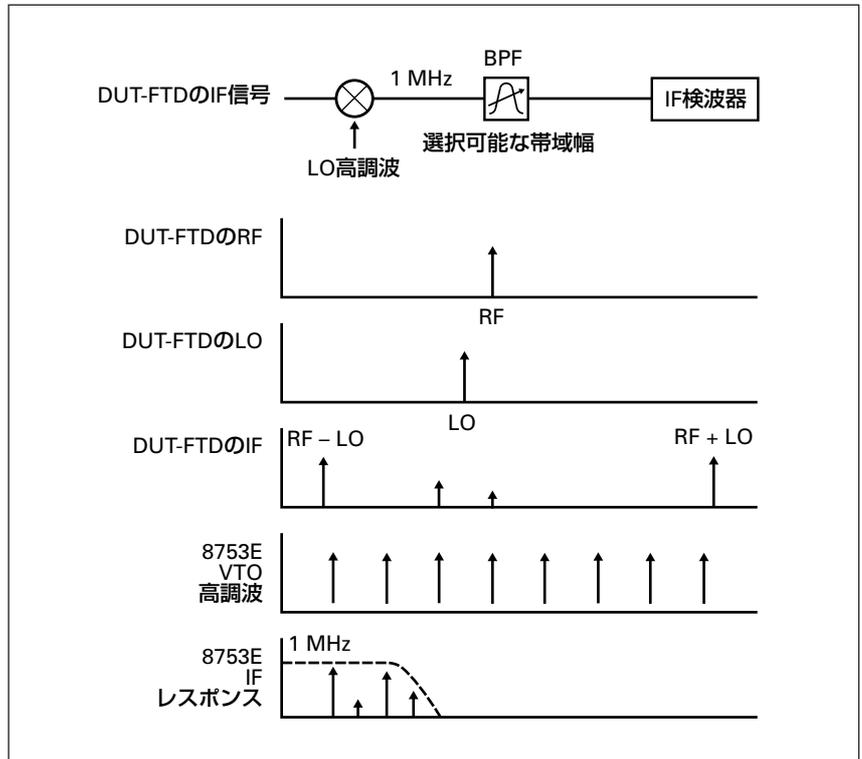
サンプラ・ベースのレシーバは、電圧同調形発振器(Voltage-Tuned Oscillator, VTO)、パルス発生器、そしてサンプラ（スイッチ）によって構成されます。VTOがパルス発生器を駆動し、そのパルス発生器がサンプラを駆動します。結果として、適切なVTO同調電圧のとき、サンプラから適切なIF周波数の信号が得られます。



1MHzにダウンコンバートされるスプリアスのほかに、有限のIFフィルタ特性を透過する信号も好ましくない問題を起こします。8753Eは、10Hzから6kHzのIFBWが使えます。図15にあるように、広いIFBWを選択するとより多くの不要信号を通す可能性が高くなりますので、できる限り狭いIFBWの使用が望ましくなります。しかし、よく知られているように、狭いIFBWを使うと測定速度が遅くなります。

スプリアス・レスポンスを減らすためにいくつかのテクニックがあります。まず、アナライザのレシーバ・ポートに十分なフィルタを付ける方法があります。つぎに、図15にあるように、狭いIFBWを使うことです。狭いIFフィルタを使うと選択度が増して不要信号をより減衰します。第3のテクニックは、アナライザのIF周波数になるような周波数間隔を避けることです。8753Eの場合のIF周波数は1MHzですので、1MHzおよびその整数倍の周波数および周波数間隔の選択を避けることです。第4のテクニックは、スプリアス・レスポンスを起こす可能性のある周波数を除去もしくは避けることです。Product Note 8753-2で紹介されているスプリアス予測プログラムを使うと、その周波数を予測することができます。この情報をもとに、周波数の選択を変更したり、リスト掃引周波数を変更して対処します。このプログラムは、8753シリーズの掃引IFミキサ測定用にAgilent BASIC 5.0で書かれています。これを、たとえば固定IF用に変更することもできます。このプログラムは、スプリアス発生の可能性のある周波数のみを予測し、そのパワー・レベルまでは予測しません。また、RFおよびLOのサブ・ハーモニクスは考慮の範囲に入っていません。

図 15. スプリアス・レスポンスとIFBW



### Rチャンネルをフェーズ・ロックする上での考慮すべき点

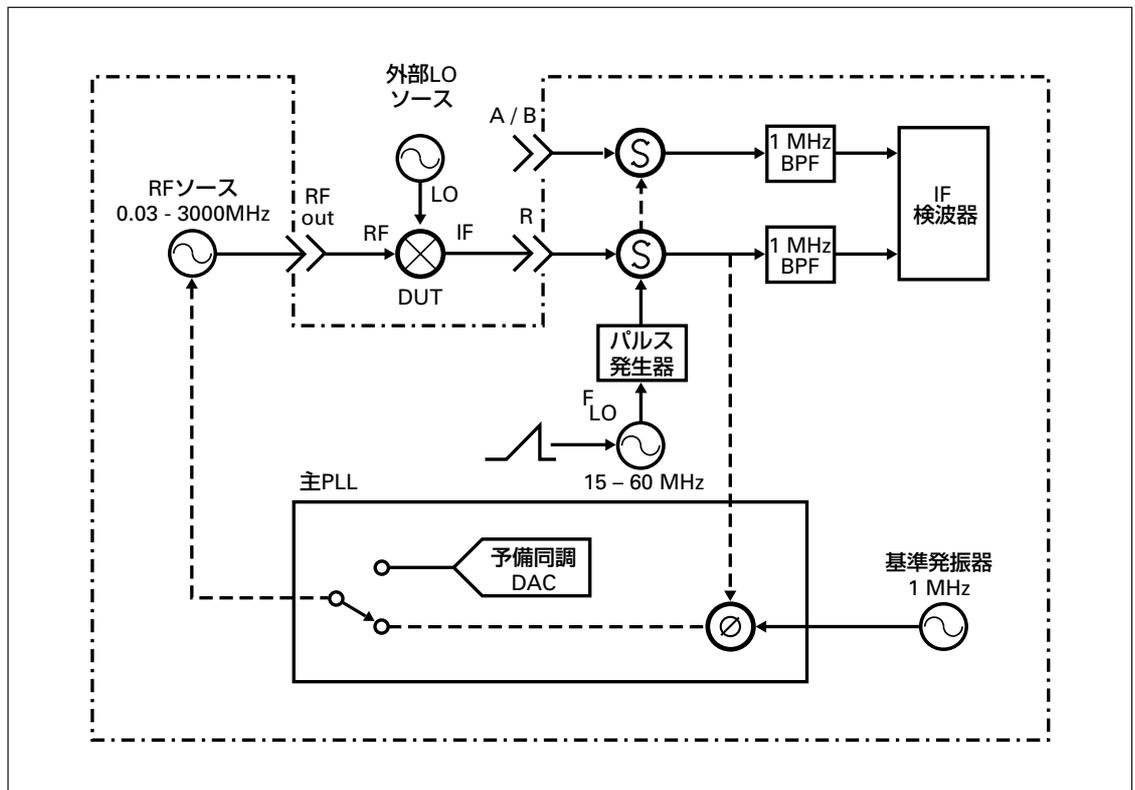
FTD試験のためにベクトル・ネットワーク・アナライザの周波数オフセット・モードを使うとき、Rチャンネルのジャンパ・ケーブルを外し、R CHANNEL INポートに信号を入力する必要がしばしば生じます。このように外部基準信号が使われるとき、R CHANNEL INポートにおける適切なフィルタリングが不可欠になります。このとき、フェーズロックのための必要条件が付帯します。まず、R CHANNEL INポートへの信号は全試験IF周波数範囲にわたって規定のパワー・レベル範囲内になければなりません。たとえば、8753Eの場合、それは-35dBmから0dBmです。これが満たされないと、正常なフェーズロックが保証されません。R CHANNEL INポート上のフィルタの帯域幅が全試験IF周波数範囲をカバーできず、その以前にロール・オフしているとき、たとえば試験IF周波数範囲10MHzから300MHz、そしてRチャンネルのフィルタがこれより狭いとき、そのときはストップ周波数をたとえば250MHzに下げるとか、あるいは適切なフィルタと交換するなどの対処が必要です。つぎに、Rチャンネルのサンプラは正しい信号にフェーズロックする必要があることです。もし、同時にスプリアス信号が含まれていると、誤ったフェーズロック動作をする危険性があります。スプリアス信号の存在の可能性があるとき、R CHANNEL INのフィルタは、この要件も満たさなければなりません。なお、8712C/8714Cベクトル・ネットワーク・アナライザの場合は、広帯域検波器を使いますので、このことは関係ありません。

### LO 確度と安定度

ベクトル・ネットワーク・アナライザの場合、正確な振幅および相対位相測定のためには正確かつ安定なLOが要求されます。図3のように、周波数オフセット・モードでIF周波数範囲やLO周波数などの諸設定を済ませると、アナライザは自動的に内部ソースをRF周波数範囲の掃引に、そしてレシーバをIF周波数範囲の受信に設定します。このとき、もし外部LOが正確でないとレシーバは所定のIF周波数が得られないことになり、正しい測定ができなくなります。あまりひどいと、フェーズロックもかからないことがあります。

なぜ高精度高安定LOが必要とされるか、8753Eの周波数オフセット・モードのブロック図を使って説明します(図16)。掃引開始点において、RFソースは(IF周波数 + LO周波数)に予備同調され、そして主フェーズロック・ループ(PLL)にフェーズロックされます。レシーバはIF周波数範囲を掃引受信し、ソースは固定のオフセットを保持しながらそれをトラックします。図16にあるように、DUT-FTDのIF出力はRチャンネルのサンプラで1MHzフェーズロック周波数にダウンコンバートされます。したがって、所定のIF周波数を用意するためには正確かつ安定なLOが不可欠になります。Rチャンネル・サンプラの出力、1MHzは内蔵基準発振器の正確な1MHzと比較されます。位相比較器はその2つの1MHzの位相を比較し、その位相差に比例した直流電圧を発生します。この直流電圧は、サンプラ出力周波数が基準発振器の周波数に正確に一致するように負帰還動作をします。もし、サンプラの出力周波数が1MHzからあまり離れていると、PLLの捕獲範囲外になり、フェーズロックが達成できず、“Phase-lock Error”が表示されることとなります。8753Eは、予備同調周波数が目標周波数の約3kHz以内にある必要があります。

図 16. 周波数オフセット・モードの8753E ブロック図



## パワー・メータ校正

8753Eや8720Dファミリのように、ある種のベクトル・ネットワーク・アナライザは、パワー・メータを使ってソースおよびレシーバのレベル確度を高めることができるものがあります。これはパワー・メータ校正と呼ばれ、アナライザの周波数レスポンス誤差を著しく改善します。また、不整合誤差の改善にも寄与します。以下は、DUT-FTDがダウンコンバージョンの場合を前提に述べますが、同様の考えがアップコンバージョンにも適用できます。3つのステップを踏みます。

1. パワー・メータ校正をIF周波数範囲にわたって実行する。
2. レスポンス校正をIF周波数範囲にわたって実行する。
3. パワー・メータ校正をRF周波数範囲にわたって実行する。

このとき、パワー・メータ校正は正しく行われなければなりません。さもないと、予測しない誤差が引き起こされることがあります。それでは、各ステップを見ていきます。

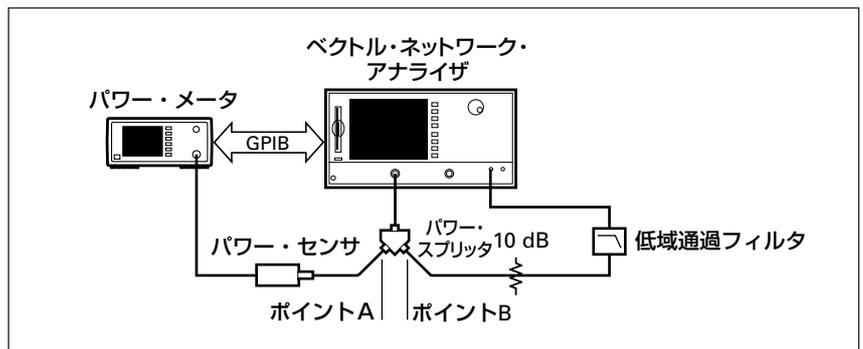
### ステップ 1. パワー・メータ校正をIF周波数範囲にわたって実行

この目的は、IF周波数範囲にわたってアナライザのソース・レベルを正確に校正することです。その後のレスポンス校正がIF周波数範囲におけるレシーバの周波数レスポンスを完全に補正します。このステップにおいて、パワー・メータの持つ高い確度がアナライザのソースにトランスファされます。

まず、パワー・メータをプリセットし、ゼロ調整をします。ネットワーク・アナライザをそのIF周波数範囲を掃引するように設定します。

図17のようにセットアップする前に、Rチャンネルがきちんとフェーズロックできることを確かめておく必要があります。たとえば、8753Eの場合、内部/外部フェーズロックを切り替えるスイッチを内蔵していません。したがって、Rチャンネルのジャンパ・ケーブルを外す前に、アナライザを周波数オフセット・モードに設定しておく必要があります。この手順は不可欠です。周波数オフセット・モードにすると、Rチャンネルに有効な信号が無いときアナライザは予備同調動作に入りません。Rチャンネルに有効な信号が無いときアナライザが予備同調動作を実行すると有効な予備同調電圧が得られず、その後Rチャンネルに正当な信号が与えられてもアナライザは正常動作に復帰できません。このような状態に陥ったらRチャンネルのジャンパ・ケーブルを元に繋ぎ直し、自動予備同調動作を実行させて自己復帰させ、そして所定の手順を実行します。この配慮は、外部/内部フェーズロックを切り替えるスイッチを内蔵している8720ファミリのオプション089には不要です。

図 17. IF周波数範囲のパワー・メータ校正コンフィギュレーション



この時点では、ソース周波数とレシーバ周波数を一致させるためにLO周波数はゼロにします。図17のようにセットアップします。ポイントAおよびBにおけるパワー・レベルは同じと想定しますが厳密には違います。それゆえ、ポイントAおよびBのパワー・レベルが同じになるようにできる限り対称にします。そのために、たとえばポイントBがパワー・スプリッタの一方のアームに接続されているとき、パワー・センサも他の一方のアームに直接接続するようにできる限り心がけます。これは、その間にアダプタなどのアクセサリを使わないようにすることを意味します。図17は、DUT-FTDのIF出力ポートがポイントBに直接接続されることを想定しています。

校正のためには、0dBm近辺のパワー・レベルが適当です。パワー・メータは、0dBm近傍のパワー・レベルを最も正確に測定します。それは、内蔵パワー標準が0dBm、50MHzであるからです。パワー・センサに添付されている周波数レスポンスのデータを使い、0dBm近傍のパワー・レベルを測定すると、0.05dB以下の高い確度が得られます。しかし、パワー・スプリッタのポイントAとB間のトラッキング誤差のために、通常0.2dB程度の誤差が付加されます。とにかく、ポイントAおよびBにおいてほぼ0dBmになるようにネットワーク・アナライザのソース・パワーを設定します。

さて、パワー・メータ校正のパワー・レベルを設定します。このとき、校正ポイント数も設定します。通常、26点あるいは51点の校正ポイント数で十分に正確な結果が得られます。つぎに、ネットワーク・アナライザの測定ポイント数を設定します。校正ポイント数とアナライザの測定ポイント数が異なっても、その間をインタポレーション(補間法)によって校正できますので心配はいりません。ここで、校正に関する時間節約のための実用的なテクニックについて紹介します。それは、考えられる最も広い周波数範囲、たとえば最低IF周波数から最高RF周波数の範囲で校正を実行しておくことです。そして、インタポレーションをオンにし、使用周波数スパンと測定ポイント数を設定するとその周波数スパンに対してインタポレーション補正が適用されます。インタポレーションによる誤差は極めて少なく、0.05dB程度です。

パワー・メータ校正のとき、図17に示された接続がきちんと完成されていることが大切です。たとえば、ポイントBが10dBアッテネータによって終端されていないとポイントAのレベルが誤差を持ち、誤った校正をしてしまいます。なお、10dBアッテネータの代わりに $Z_0$ 負荷で終端することもできます。

パワー・メータ校正は、GPIBインタフェースを介して次のようになされます。ネットワーク・アナライザは、各周波数ごとに、“パワー・メータ出力を読み、ソース・パワー・レベルを調整”というサイクルを自動的に実行し、ポイントAにおけるパワー・レベルを正確に目標パワー・レベルになるようにします。これは、最終的に約0.02dB以内に収斂します。

## ステップ 2. レスポンス校正を IF 周波数範囲にわたって実行

これでポイント B のパワー・レベルが正確になりました。つぎに、ネットワーク・アナライザのレシーバによる正確な絶対パワー測定のための校正を実行します。

図 17 のように接続されていることを確認します。前にも述べたように、R チャネルへのパワー・レベルは正常なフェーズロックのために、所定の範囲内 (8753E の場合 0 ~ -35dBm) になければなりません。

R チャネルのレスポンスに着目してください。驚くことに、+16dB オフセットされていませんか?たとえば、R チャネル入力パワー・レベルが 0dBm のとき、R チャネルのレスポンスは+16dBm になっていませんか?これは、次のような理由によります。ネットワーク・アナライザの通常動作は A/R または B/R の比測定です。そこで、A および B チャネル・サンプリングまでの経路と R チャネル・サンプリングまでの経路の違いを単純に数学的にオフセットしています。その値が 8753E の場合 16dB です。アナライザは、R チャネル・サンプリングに直接信号が加えられていること (R-CHANNEL-IN) を識別できません。このオフセットおよび周波数レスポンス誤差は、R チャネルのレスポンス校正により除去されます。

さて、校正メニューに入り、レスポンス校正を実行します。図 17 において、Thru 標準は 10dB アッテネータ、低域通過フィルタおよびそれらの接続ケーブルになります。レスポンス校正が済むと、R チャネルの表示は 0dBm になります。この時点で、パワー・メータのもつ高い確度がネットワーク・アナライザのレシーバにトランスファされ、校正点 “ポイント B” における絶対パワー測定が正確にできるようになります。

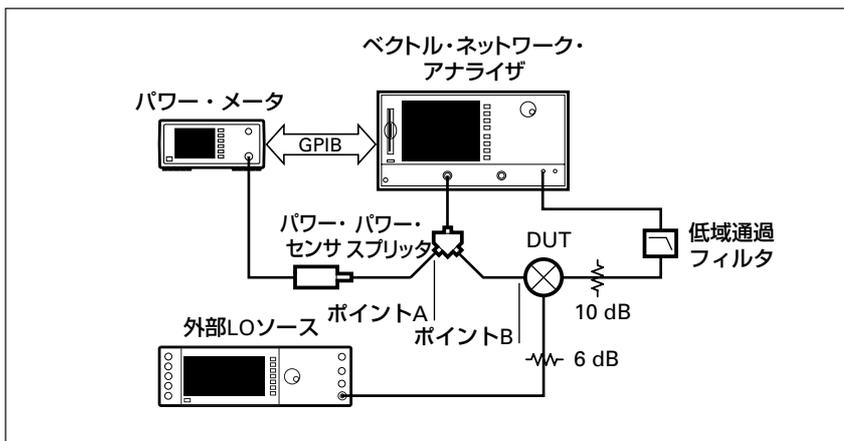
## ステップ 3. パワー・メータ校正を RF 周波数範囲にわたって実行

この最後のステップは、再びパワー・メータ校正で、RF 周波数範囲に適用されます。この校正の目的は、DUT-FTD の RF ポートに正確なパワー・レベルを用意することです。

前述のように、一つの方法は IF および RF 周波数範囲にわたる 1 回のパワー・メータ校正で行うことです。インタポレーション補正精度は十分ですし、時間と労力の節約になります。ステップ 1 において、RF および IF 周波数範囲をカバーするパワー・メータ校正がなされていると、このステップ 3 では単に RF 周波数スパンを設定するだけでインタポレーション補正を適用することができます。

さて、RF 周波数範囲でパワー・メータ校正を別途実施する場合について述べます。図 18 のように接続します。LO 周波数、アップコンバージョンかダウンコンバージョンか、RF<>LO、などの必要な情報を入力すると、アナライザは自動的に RF 設定を行います。ポイント B における所望の校正パワー・レベルを設定し、校正を実行します。

図 18. RF 周波数範囲のパワー・メータ校正  
 コンフィギュレーション



パワー・メータ校正が完了すると、DUT-FTDのIF出力の絶対パワー・レベルがRチャンネルに正確に表示されます。ここで注意していただきたいことは、それはDUT-FTDのコンバージョン・ロスでは必ずしもないことです。大事な事実は、それはDUT-FTDのIF出力の絶対パワー・レベルであるということです。たとえば、DUT-FTDのコンバージョン・ロスが6dB、RFドライブ・レベルを-10dBmとすると、Rチャンネルは-16dBmと表示します。コンバージョン・ロスの直接表示が必要なときは、ステップ1において、ポイントA (ポイントBと実質同じ) のパワー・レベルに実際の測定に使用されるRFドライブ・パワー・レベルを選択します。すなわち、前の例の場合、-10dBmを選択します。この方法の不利な点は、測定精度が若干低下することです。それは、パワー・メータは0dBmにおいて最高の精度を有するからです。

#### 広ダイナミック・レンジ測定のためのパワー・メータ校正

広ダイナミック・レンジ測定のためのパワー・メータ校正のセットアップである図19は、前出の図17に似ています。図17との違いはRチャンネルのジャンパ・ケーブルが接続されていることです。このコンフィギュレーションでは、Rチャンネルはフェーズロックだけの任務を果たし、直接の測定には関与しません。図19のセットアップで、前述のステップ1および2の校正を実行します。

図 19. IF 周波数範囲のパワー・メータ校正、  
 広ダイナミック・レンジ・  
 コンフィギュレーション

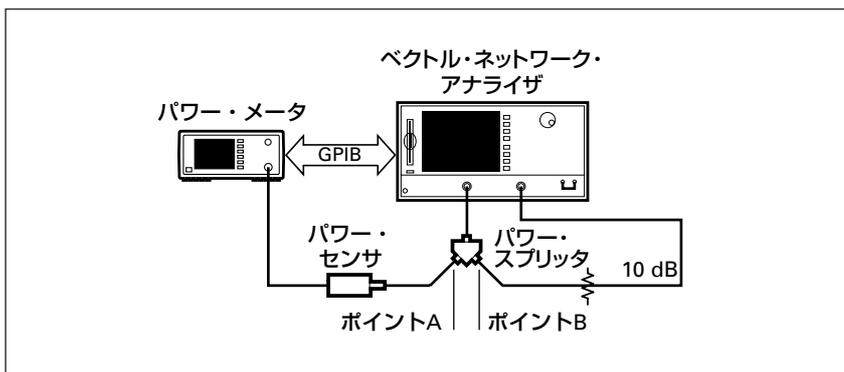
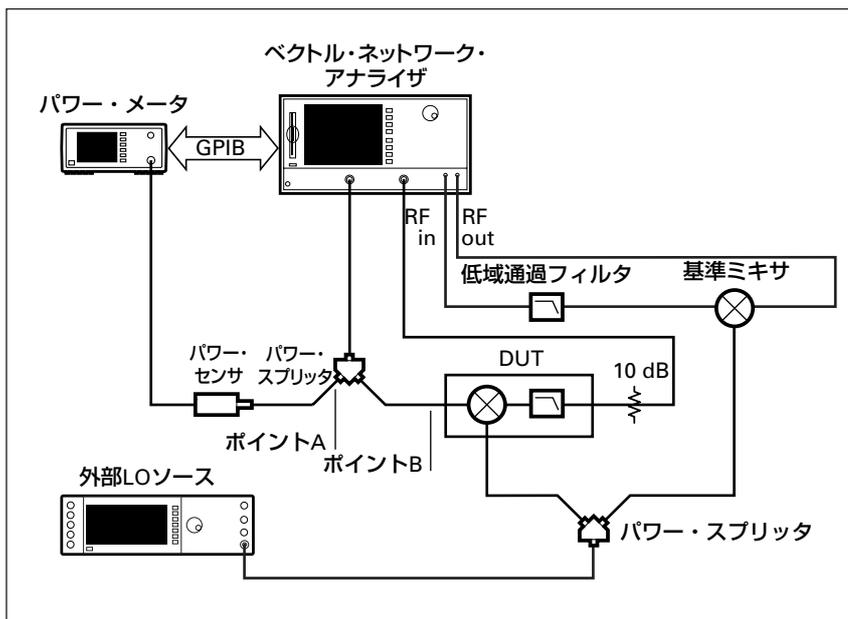


図20は前出の図18に似ています。この広ダイナミック・レンジ・コンフィギュレーションは、図示されているようにフィルタ内蔵のDUT-FTDの測定に有用です。フィルタが内蔵されていますので、Bチャンネル用のフィルタが殆ど不要になります。しかし、Rチャンネル用のフィルタは、繰り返し触れたように、正常なフェーズロックを保证するために必要です。図20のセットアップでステップ3の校正を実行します。

図 20. RF 周波数範囲のパワー・メータ校正、  
広ダイナミック・レンジ・  
コンフィギュレーション

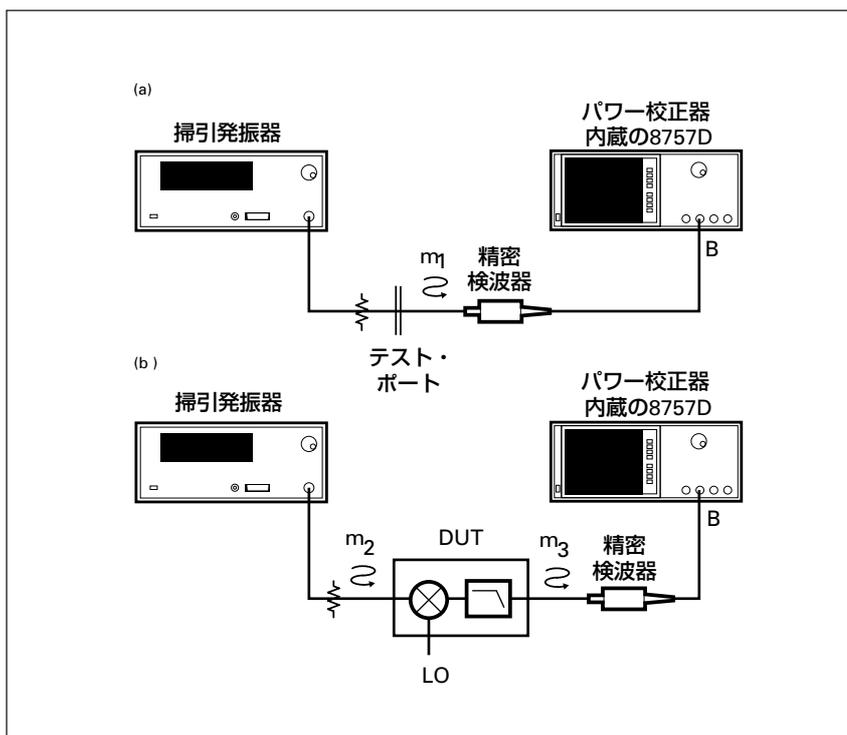


### 8757D とベクトル・ネットワーク・アナライザの精度比較

パワー校正器を内蔵し精密検波器を使った8757Dスカラ・ネットワーク・アナライザは、パワー・メータ校正をベースにしたベクトル・ネットワーク・アナライザより正確な測定をすることがあります。つぎに、それをダウンコンバージョン測定に関わる誤差タームを使って説明します。

図21aにおいて、アナライザのソースはRF周波数範囲に設定します。精密検波器は、全RF周波数範囲にわたって絶対パワーを正確に測定します。そこでの誤差タームを、不整合誤差  $m_1$ 、RF周波数範囲にわたる検波器の不確かさ  $\Gamma_{\text{detectorRF}}$ 、とします。 $\Gamma_{\text{detectorRF}}$ は非常に小さく、 $\pm 0.18\text{dB}$ 程度です。

図 21. (a) RF 周波数範囲にわたる  
絶対パワー測定  
(b) IF 周波数範囲にわたる  
絶対パワー測定



つぎに、RF レスポンスをメモリにストアします。このステップの目的は、アッテネータおよびソースの周波数レスポンス  $\Gamma_{\text{sourceRF}}$  を補正することです。

図 21b において、DUT-FTD が接続されます。ここでの誤差は、不整合誤差  $m_2$  および  $m_3$ 、IF 周波数範囲における検波器の校正誤差  $\Gamma_{\text{detectorIF}}$ 、によって構成されます。 $\Gamma_{\text{detectorIF}}$  は非常に小さいです。精密検波器はその入力ポートにて最も正確にパワーを測定しますので、DUT-FTD の出力に整合改善のためのアッテネータを必要としません。また、アッテネータやフィルタなどの追加のデバイスが加えられると、そのための校正ステップおよび誤差が追加されます。このコンフィギュレーションは、フィルタを内蔵した DUT-FTD の測定にとくに適します。

8757Dの校正および測定の中で、合計の不確かさは3つの不整合誤差  $m_1$ 、 $m_2$ 、 $m_3$ の和になります。精密検波器の誤差は小さく、無視できます。

他方、パワー・メータ校正をベースにしたベクトル・ネットワーク・アナライザは5つの誤差タームを有します。それらを個々に見てみます。

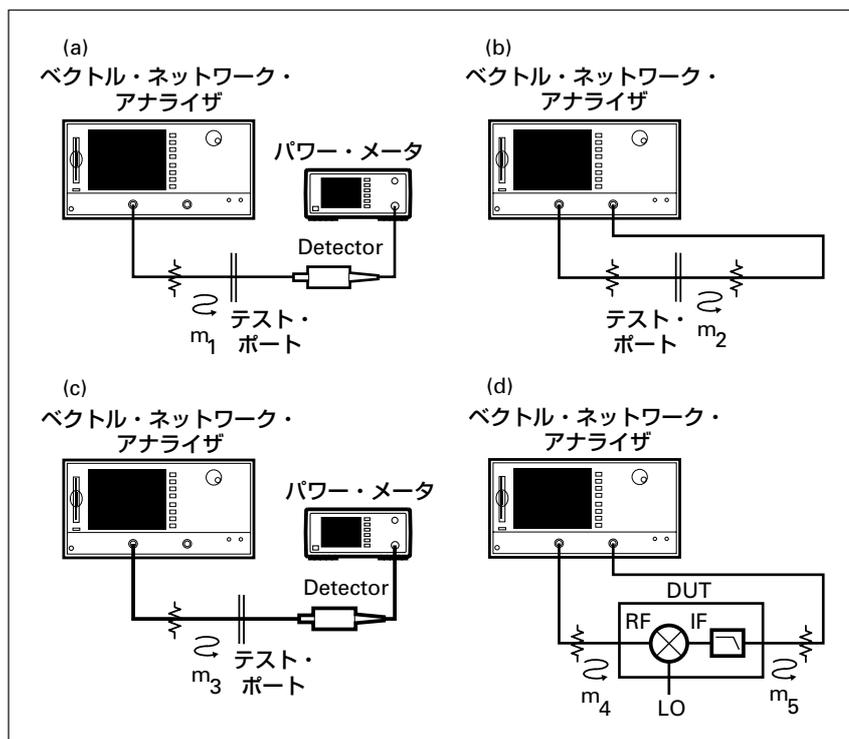
図22aにおいて、アナライザのソースはIF周波数範囲に設定され、そしてパワー・メータ校正が実行されます。ここでの誤差は、不整合誤差  $m_1$  および  $\Gamma_{\text{sourceIF}}$  です。 $\Gamma_{\text{sourceIF}}$  はIF周波数範囲におけるソースの周波数レスポンス誤差です。この  $\Gamma_{\text{sourceIF}}$  は非常に小さいです。

図22bにおいて、ノーマライゼーション校正が実行されます。ここでの誤差は、 $m_2$  および  $\Gamma_{\text{receiverIF}}$  です。ここで、 $m_2$  は  $m_1$  と  $\Gamma_{\text{detectorIF}}$  の和、さらに、 $\Gamma_{\text{receiverIF}}$  はIF周波数範囲におけるレシーバの周波数レスポンス誤差です。

図22cにおいて、アナライザのソースはRF周波数範囲に設定され、そしてパワー・メータ校正が実行されます。ここでの誤差は、不整合誤差  $m_3$  および  $\Gamma_{\text{sourceRF}}$  です。 $\Gamma_{\text{sourceRF}}$  はRF周波数範囲におけるソースの周波数レスポンス誤差です。

図22dにおいて、DUT-FTDが接続されます。ここで、新たな不整合誤差  $m_4$ 、 $m_5$  が発生します。図22にあるように、合計の不確かさは、 $m_1$ 、 $m_2$ 、 $m_3$ 、 $m_4$ 、 $m_5$  の和になります。他の誤差タームは相対的に小さく、無視できます。

図 22. (a) IF 周波数範囲のパワー・メータ校正  
 (b) IF 周波数範囲のノーマライゼーション校正  
 (c) RF 周波数範囲のパワー・メータ校正  
 (d) DUT-FTD 測定



まとめとして、パワー校正器を内蔵し精密検波器を使用した8757Dは、最も正確なパワー・メータ校正ベースのベクトル・ネットワーク・アナライザより正確な測定をする可能性があります。それは、接続回数の少なさ、それによる少ない不整合誤差、そして結果としての少ない測定の不確かさがもたらされるという論理に立脚しています。しかし、ベクトル・ネットワーク・アナライザは、外部コンピュータで誤差タームを適当に処理することによって更なる誤差補正が可能となり、このとき最も高い測定確度が期待できます。後の“絶対群遅延 - より正確、より低リップル測定技法”にこの外部誤差タームの適当な処理の手順が考察されています。

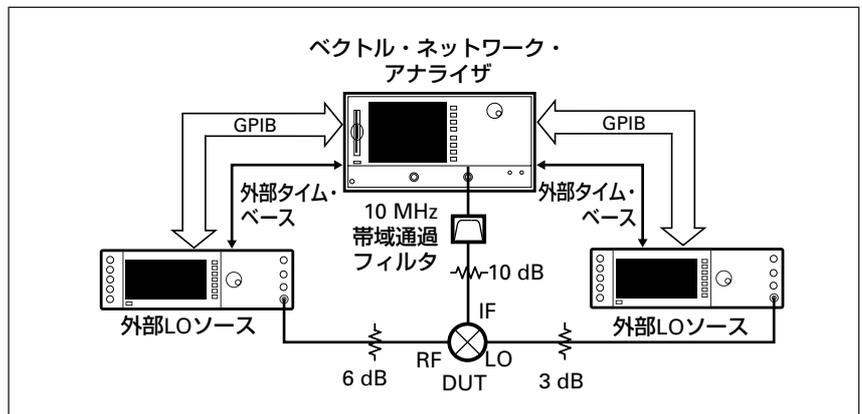
## 固定 IF 測定

通信システムは信号を受信するとき、中間周波数 (IF) と呼ばれる適当な周波数にダウンコンバートします。受信部の中のIFセクションは、信号の選択および増幅を行います。固定IFシステムでは、設計者はその特定のIF周波数に対して特性を最適化できるため、最高の性能を実現することができます。代表的なIF周波数として、FMラジオの10.7MHzおよび21.4MHz、レーダ受信機の30MHzおよび70MHz、そして衛星通信システムの70MHzおよび140MHzがあります。

FTDのコンバージョン・ロスやゲイン・フラットネスは、IF周波数を単一周波数に固定して測定することもできます。この方法は固定IF測定法として知られています。このためには、LOが一定の周波数オフセットを維持しながらRFに追従して掃引できなければなりません。一定のオフセット周波数はその固定IF周波数です。多くの場合、この方法は実際のアプリケーション、すなわちDUT-FTDが実際に使われる用途に似た状態での測定になります。

この固定IF測定を行う最も一般的な方法は、ベクトル・ネットワーク・アナライザを周波数オフセット・モードも必要としない単純な同調レシーバとして利用する方法です。図23は、このコンフィギュレーションを示します。2台の外部ソースを使います。1台がRF信号を、他の1台がLO信号を用意します。外部ソースはステップ周波数掃引モードを使い、GPIBバスを介してコンピュータで制御されます。この測定は、内蔵テスト・シーケンス機能あるいは内蔵IBasicによる自動化の格好の対象になります。2台の外部ソースおよびアナライザのタイム・ベースは共通しておかなければなりません。LO内蔵のFTDを固定IF測定するときは、そのLOを外部制御することができなければなりません。もし、DUT-FTDがアナログ電圧制御タイプならプログラマブル電源またはDAC (Digital-to-Analog Converter) が必要です。もし、デジタル制御タイプなら適切なインターフェースが必要です。

図 23. 固定 IF コンフィギュレーション



固定IF測定を行うもう一つの方法は、外部ソース1台とネットワーク・アナライザのソースおよびレシーバを外部コンピュータ制御モードで使う方法です。そのコンフィギュレーションは、外部ソースが1台になっていることおよびコンピュータ制御になっていることを除き、図23に非常に似ています。このコンフィギュレーションは、“付録C：外部LOによる固定IF測定のためのプログラム”に示されています。

外部ソース1台とアナライザのソースを使う固定IF測定について、DUT-FTDがダウンコンバータの場合とアップコンバータの場合の2つの場合を考えます。いずれの場合もLOおよびRF周波数は測定周波数範囲にわたってステップ同調されます。しかし、ネットワーク・アナライザはそれぞれの場合で少し違うように設定されます。

まず、DUT-FTDがダウンコンバータの場合です。この場合、アナライザのソースはRF周波数範囲にわたってステップ掃引され、レシーバはRチャンネルで固定IF周波数を測定します。つぎは、アップコンバータの場合です。このときアナライザのソース周波数(テスト・ポート1)は固定IF周波数に設定され、レシーバはRチャンネルでステップ掃引周波数を測定します。いずれの場合も、アナライザの周波数オフセット・モードを使います。周波数オフセット機能は、アナライザの内部ソース周波数と異なる周波数の同調受信を可能にします。

巻末の“付録C”には、外部LOソース1台でダウンコンバータを固定IF測定するためのプログラムを掲載します。プログラムはAgilent Basic for Windowsを使い、アナライザのソースおよびレシーバとして8753E、外部LOソースとしてESG-D3000A信号発生器を前提にしています。LOソースはSCPIで書かれています。したがって、SCPI対応の信号発生器は使用できます。プログラムは、DUT-FTDのRF入力ポートにおいて絶対パワー・レベルを設定し、そのIF出力ポートの絶対パワー・レベルを測定するようになっています。コンバージョン・ロスはこの2つのレベル差として求められます。プログラムは、まず固定IF周波数でレシーバを校正し、それからソース・レベルを設定します。プログラムは、ソース・レベルがRF周波数範囲にわたって一定かつテスト・ケーブルの損失が無いという前提をしています。測定確度は、8753Eマニュアルに詳述されているパワー・メータ校正を実行することにより改善することができます。正常なフェーズロックのために、常にRチャンネルへの入力レベルが十分であることを注意します。Rチャンネル入力は0dBm~-35dBm、そしてスプリアス除去のために適当にフィルタリングされている必要があります。

## 相対位相測定

トラッキング、リニアリティ、群遅延など、FTDの相対位相パラメータ測定にはベクトル・ネットワーク・アナライザが必要です。2つのFTDの間の相対位相測定はできますが、単一FTDの絶対位相レスポンス測定はできません。FTDの位相測定には、基準位相信号を用意するためにもう一つの基準FTDが必要になります。この基準FTDは、アナライザのソース周波数とレシーバ周波数が異なり、その間の位相関係情報を用意できない周波数オフセット・モードによる測定の際に必要になります。この基準FTDは、DUT-FTDをドライブするRFおよびLOソースと同じソースによってドライブされなければなりません。基準FTDのIF出力は、フェーズロックのためにRチャンネル入力に接続されます。

## 相対位相および振幅のトラッキング

発展を続ける多チャンネル信号処理システムは、複数のFTD間の位相および振幅特性の整合が重視されます。多チャンネル・システム、たとえば方向探知レーダ・システムでは、それぞれの伝送チャンネルの振幅および位相特性がよく整合している必要があります。その目的を達成するために、各チャンネルは“Matched-Set Component”（特性が合致したセット部品）として製造されることが多くあります。

FTD間の整合は、規定の周波数範囲にわたる振幅および相対位相の差として定義されます。また、規定の周波数間隔あるいは温度間隔、さらには両者の組み合わせにおいて、全ての固定オフセットを取り除いたFTD間の整合、すなわちトラッキング特性も測定されます。

図24に示されたコンフィギュレーションにより、振幅および相対位相整合特性測定を行うことができます。まず、最初のDUT-FTDを測定し、そのレスポンスをメモリにストアします。つぎに、二つ目のDUT-FTDを測定し、アナライザのDATA/MEMORYを使って比較します。2つの測定は全く同じ状態でなされますので、測定結果は測定システムの影響を含みません。

図 24. ミキサの整合—大きさと群遅延

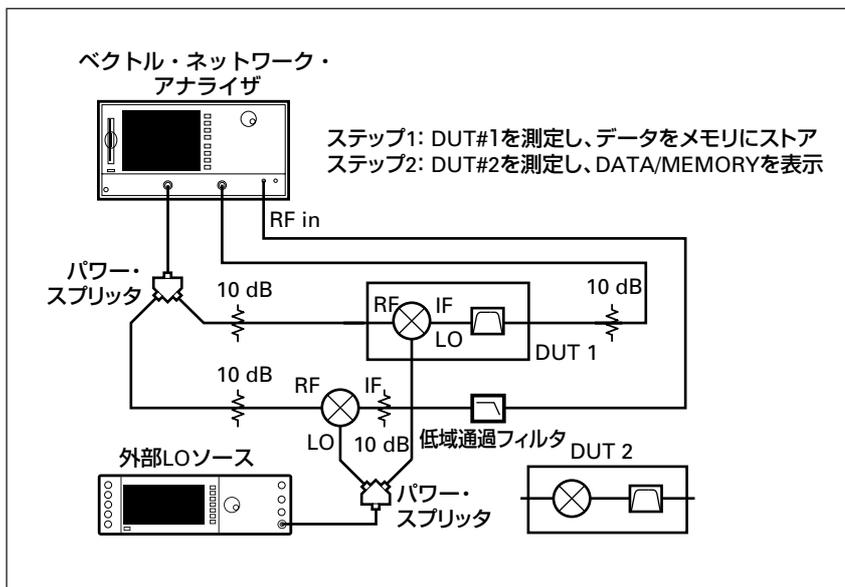


図 25. トラッキング・レスポンス

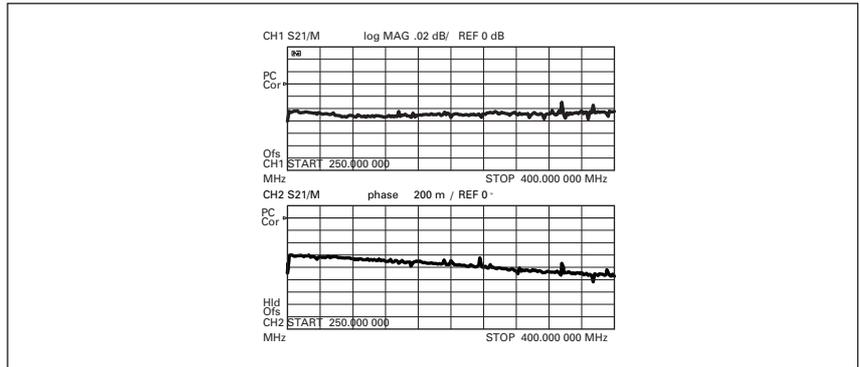
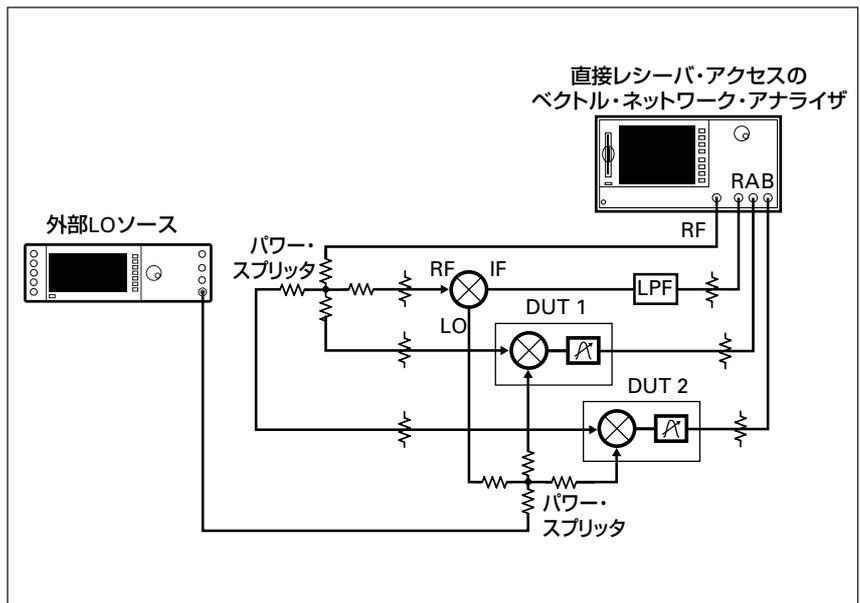


図 25 は 2 つの DUT-FTD 間の振幅および相対位相の整合特性を示します。

もし、調整などのために 2 つの DUT-FTD を同時に測定する必要があるときは、一つの DUT-FTD を B チャンネルで、もう一つの DUT-FTD を R チャンネルで測定します。しかし、このコンフィギュレーションでは、R チャンネルによってダイナミック・レンジが制限され、通過帯域の特性測定に限定されます。

図 26 は、A および B チャンネルを使ってこの問題を解決します。図 26 のコンフィギュレーションは、帯域外トラッキング特性測定が可能な広ダイナミック・レンジを実現します。アナライザは、A チャンネルおよび B チャンネルのレスポンスを比較したり、直接 A/B レスポンスの表示をさせることができます。ここでは、R チャンネルはフェーズロックのみのために働きます。

図 26. 同時調整、広ダイナミック・レンジ・コンフィギュレーション



## 群遅延

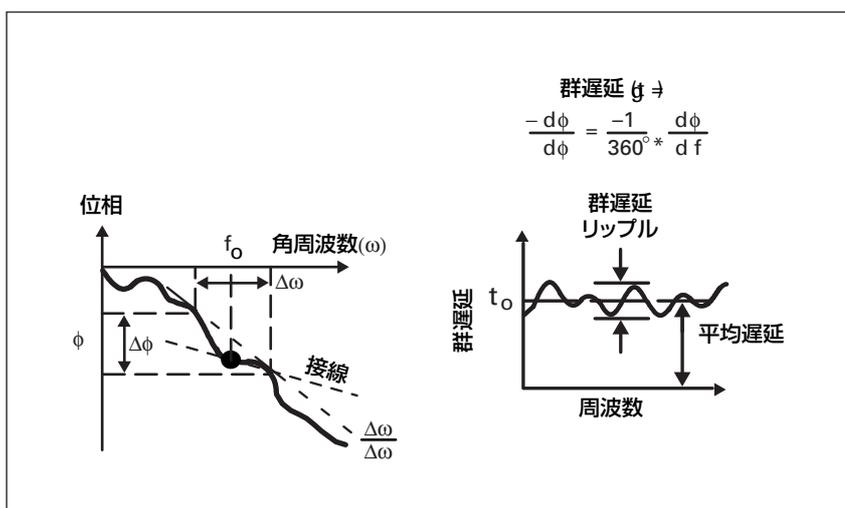
### 群遅延を特性付ける重要なパラメータ

群遅延は、信号がデバイスを通る所要時間です。相対群遅延測定も相対位相測定と同じセットアップでできます。

群遅延測定結果は、多くの測定設定条件の影響を受けます。それらは、アパーチャ、アベレージング、IFBW、などです。ネットワーク・アナライザで群遅延を測定するとき、それは位相傾斜を周波数の変化で割って求められます。図27に示されているように、ある特定の周波数ポイントにおける群遅延を求めるとき、そのポイントではなくそれを中心とする両側の周波数ポイントにおける値を求め、そしてその傾斜を計算します。このときの両側の周波数ポイントの周波数差は、“アパーチャ”と定義されます。デフォルト・アパーチャは、最小増加可能周波数間隔です。

$$\text{アパーチャ} = (\text{周波数スパン}) / (\text{測定ポイント数} - 1)$$

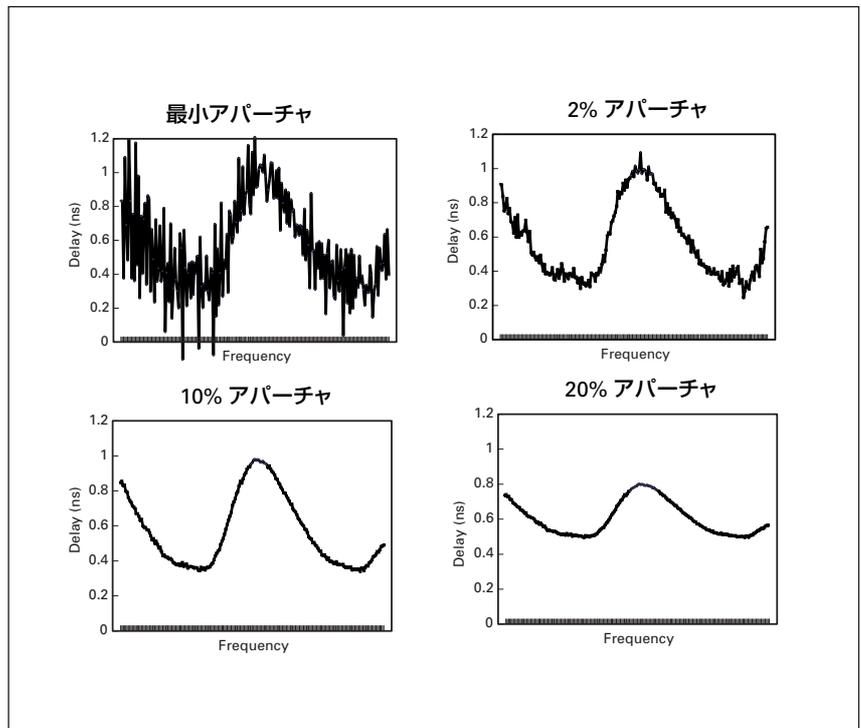
図 27. 群遅延



群遅延測定に使われるアパーチャは、可変です。この操作を“スムージング・アパーチャ”と呼びます。スムージング・アパーチャにより、群遅延計算に広い周波数変化を使うことができます。最も広いアパーチャは、周波数スパンの20%に制限されます。

図28は群遅延の分解能と雑音のトレード・オフをアパーチャの関数として示します。位相レスポンス上のどんなことでも群遅延レスポンスに影響を与えます。たとえば、位相レスポンス上の雑音は、群遅延レスポンス上の雑音に直接変換されます。位相レスポンス上の情報をどれだけ群遅延レスポンスに変換するかを決定するのがアパーチャです。たとえば、小さなアパーチャを使用すると、位相レスポンス上の雑音が強調され、群遅延測定に雑音が多くなります。しかし、同時に、小さいアパーチャを使うと広いアパーチャでは捕えられない変化を見ることができます。スムージング・アパーチャを広くしすぎると、注目すべきピークがあっても捕えられず、十分な分解能が得られなくなります。図28は、スムージング・アパーチャを変えたとき、群遅延レスポンスがどれだけ影響を受けるかを例示します。群遅延測定をするときは、常にスムージング・アパーチャの値を付記する必要があります。

図28. アパーチャの関数としての群遅延



分解能と雑音のトレード・オフが受け入れられないとき、測定スピードとのトレード・オフが考えられます。アベレージングや狭いIFBWを使うと、測定スピードは遅くなりますが、分解能および雑音特性を損なうことなく測定をすることができます。

## 絶対群遅延

絶対群遅延測定が必要なときは、校正ミキサが必要です。線形デバイスの群遅延測定での標準的なベクトル誤差補正は Thru (delay = 0) 標準を使って行われますが、ミキサのような非線形デバイスでは群遅延が非常に小さい校正ミキサを使ってなされます。この目的のために、当社では2つのミキサを用意しています。

ミキサ	周波数範囲	群遅延
ANZAC MDC-123	30MHz - 3,000MHz	0.5ns
MCL ZFM-4	dc - 1,250MHz	0.6ns

この群遅延の値は、それぞれにおいて3つのサンプルを、図5のようなアップコンバージョン・ダウンコンバージョン・コンフィギュレーションで測定して得られたものです。たとえば、一対のMDC-123ミキサの群遅延が1nsと測定されました。測定された群遅延値は、極めて一貫しており、かつフラットな周波数特性を示しました。さて、単体のミキサについて考えると、群遅延は0~1nsの間にあるということになります。すなわち、0.5ns +/-0.5nsと記述することができます。しかし、これではあまりにも控え目過ぎ、実用的見地から無責任とも言えます。そのために、それらは最悪の場合の群遅延精度であることに変わりはありませんが、ここではその一対のミキサの群遅延は等しいと見做します。Thru校正を実行し、DUT-FTDの測定準備が整ったら、校正ミキサの群遅延を補正するためにこの値を電気長として入力します。すなわち、MDC-123のとき -0.5ns、ZFM-4のとき -0.6nsを入力します。このテクニックによる測定精度は、概ね校正ミキサの不確かさになります。

以上のことから判るように、校正ミキサ選定の重要な要件はその群遅延ができる限り小さいことが好ましいということです。校正ミキサ選択の一つの常識は、DUT-FTDよりかなり広い周波数範囲を持ったミキサを選ぶことです。一般的なルールとして、デバイスの周波数帯域が広がるほどその群遅延は小さくなります。巻末の“付録 A：校正ミキサの属性”に校正ミキサに求められる特性についての記述があります。

絶対群遅延測定のもう一つの方法は、アップコンバージョン・ダウンコンバージョン・コンフィギュレーションを使うことで、高い精度が得られます。このテクニックについては、後の“絶対群遅延 - より正確、より低リップル測定技法”の章に詳しく述べられています。

## AM 遅延

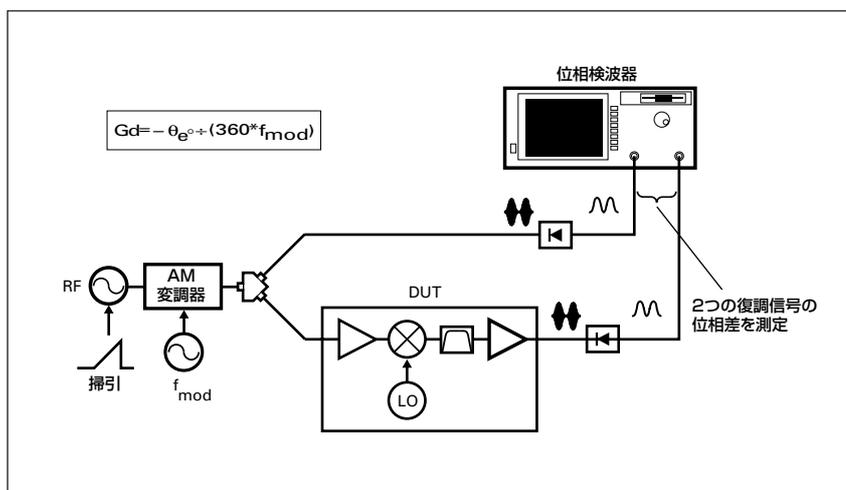
今まで述べてきた方法では、外部からアクセスできないLO内蔵タイプのFTD、すなわちコンバータやチューナなどの群遅延測定は、たいへん困難です。それは、安定なフェーズロックのための信号が得られないからです。幸いにも、代わりのテクニックがあります。それは、変調遅延という技法です。この方法は、基準ミキサを必要としません。単に周波数レスポンス・ノーマライゼーションを実行するだけで、絶対および相対群遅延測定ができます。

図29に示されているように、変調遅延法による群遅延測定は、RF信号を低周波正弦波で振幅変調または周波数変調することによってなされます。実際の測定は、RF信号を掃引し、IF信号を復調し、最後に復調信号ともとの変調信号を比較してなされます。もとの変調信号は、DUT-FTDへの入力RF信号を復調して得られます。RF信号が掃引されると、変調信号の位相はDUT-FTDの位相レスポンスに比例して変化します。このとき、群遅延はつぎのように計算されます。

$$Gd = -\theta e' + (360 \times f_{\text{mod}})$$

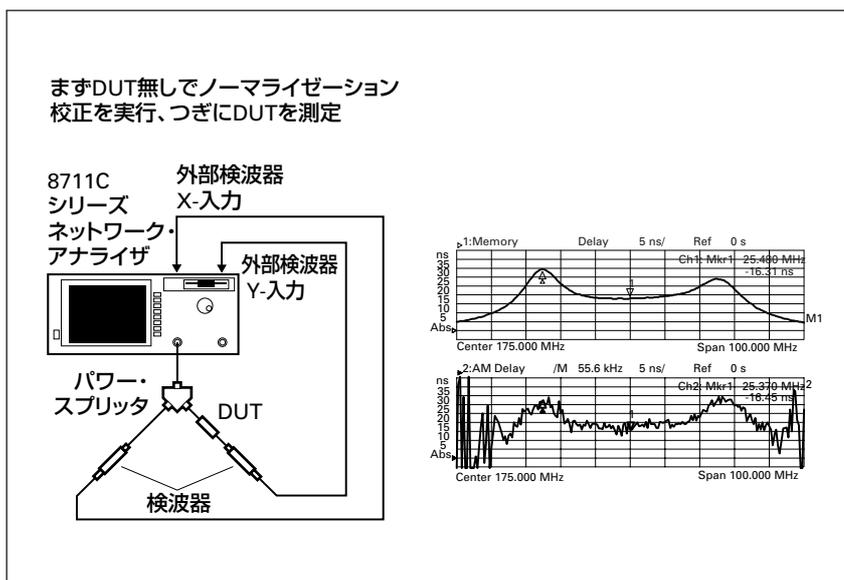
ここで、 $\theta e'$  はDUT-FTDのRF入力ポートおよびIF出力ポートにおける復調信号の位相差、また  $f_{\text{mod}}$  は変調周波数です。このときのアパーチャは変調周波数の2倍になります。このときも、アパーチャ効果は前述の位相勾配法による群遅延測定の場合と同じです。すなわち、アパーチャが広がると、雑音の少ない測定ができますが、分解能が失われます。

図 29. 変調遅延法による群遅延の測定



AM遅延測定は、図30にあるように、8711Cシリーズのネットワーク・アナライザで簡単に測定することができます。DUT-FTDを接続しないで、レスポンス校正を実行します。その後、DUT-FTDを接続して絶対あるいは相対群遅延を測定します。このとき、アパーチャは固定で、それは27.8kHzです。このときの確度は、概ね10ns～20ns近辺です。この確度は、使用されているダイオード検波器によって決定されます。そのダイオード検波器は、8753Eや8720Dで使われている狭帯域検波器に比べて感度が低いために、確度も劣ります。8753Eや8720Dによる群遅延測定はもっと高確度で、アパーチャにもよりますが一般にpsオーダの確度が得られます。図30に示されているように、位相勾配法（上）はAM遅延法（下）に比べて雑音の少ない測定が可能です。しかし、ベクトル・ネットワーク・アナライザは位相勾配法を使い、この方法では外部からアクセスできないLO内蔵のFTDの群遅延測定は不可能に近いと言えます。

図 30. 8711 シリーズによるAM 遅延測定



## 反射測定

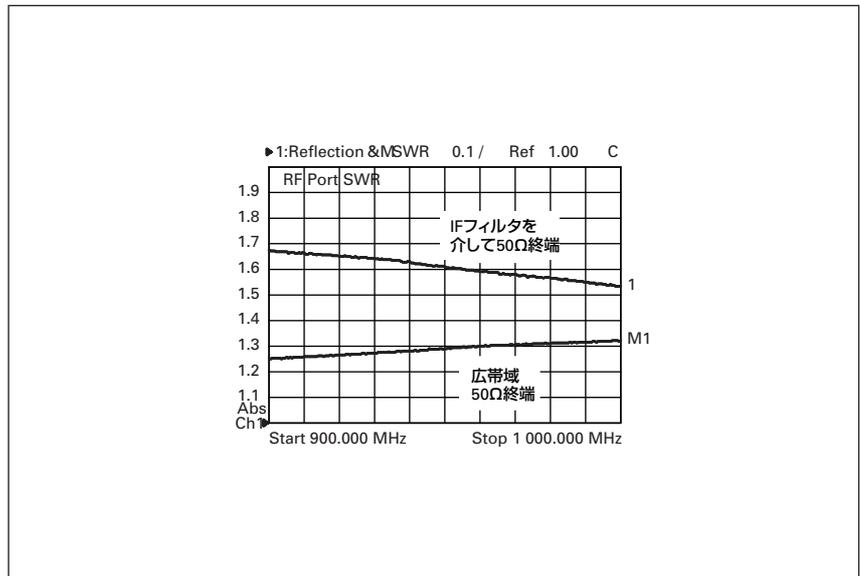
さて、伝送測定についてはほぼカバーしました。つぎに、反射測定に移ります。反射測定はFTDでも周波数変換が生まれないので線形測定です。したがって、この測定はフィルタやアンプの反射測定と若干の違いはあるものの本質的に同じです。システムティック誤差およびそれを除去する校正手法は同じです。狭帯域検波をお勧めします。

ミキサは、3ポート・デバイスです。どのポートからの反射も他の2つのポートの状態の影響を受けることが、フィルタやアンプなどの2ポート・デバイスおよび負荷などの1ポート・デバイスと異なる点です。3ポート・デバイスの反射測定をするとき、他の2つのポートは実際に使われるインピーダンスで終端されるのが理想です。しばしば50Ωまたは75Ωの特性インピーダンスで終端して測定されますが、事態はそんなに安易ではないと言わざるを得ません。たとえば、実際の用途ではIFポートがフィルタに接続されるとき、RFあるいはLOポートの反射測定時にもそのフィルタを接続し、その影響を含めて測定すべきです。この場合、IFポートをテスト・セットから外し、適切な負荷インピーダンスで終端する必要があります。

また、RFまたはIFポートの測定をするとき、LO信号は実際の動作で使われるパワー・レベルで供給する必要があります。ミキサ・ダイオードのバイアス・ポイントおよびインピーダンスは、LO信号レベルの関数になるため、他のポートの反射特性もLO信号レベルの関数になります。

図31は、広帯域負荷で終端したときに得られるRFポートのVSWR特性が実際の動作で使われるIF終端をしたときに得られる特性と異なることを示します。下のトレースはIFポートを広帯域50Ω負荷で終端したときに得られたRFポートのVSWR特性を示します。また、上のトレースはが実際のIFフィルタを通して50Ω終端したときに得られた特性を示します。IFフィルタとミキサ間の不整合による影響が歴然です。通常、この不整合問題は、整合が極めて悪い阻止帯域になるとさらにひどくなります。このような動作環境はミキサの場合、極めて一般的なものです。図31の測定は、狭帯域検波を使ってなされています。

図31. 反射測定



LOポートおよびIFポートにおけるVSWRの測定はたいへん似通っています。IFポートのVSWR測定は、RFポートを整合インピーダンスで終端し、LOポートに実際の動作状態と同じ信号レベルを与えてなされます。LOポートのVSWR測定は、RFおよびIFポートを実際の動作状態と同じ状態で終端してなされます。

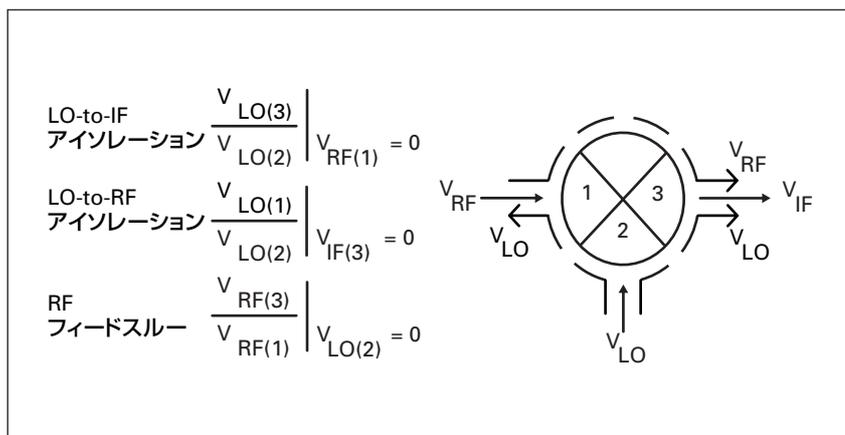
コンバータやチューナの測定は、LOが内蔵されているので2ポートしかなく、LOは既に適正信号レベルで動作しているのにより簡単にできます。RFおよびIFポートは、同様の適切な終端が必要です。

## アイソレーション測定

アイソレーションは、一つのポートから他のポートへのリーケージまたはフィードスルーの測定です。ミキサのアイソレーションが高くなると、フィードスルーが減少します。アイソレーションは、伝送特性測定です。すなわち、試験信号を一つのポートに加え、他のポートでそのレスポンスを測定します。しかし、このアイソレーション測定は、FTDの場合でもソース周波数と同じ周波数変換されていない周波数でレスポンスを測定します。反射測定の場合と同じように、アイソレーションやフィードスルーは測定されていないポートの終端具合およびLOポートへの信号レベルに影響されます。

3つの着目すべきアイソレーション・タームがあります。それらは、RF-to-IF フィードスルー、LO-to-IF フィードスルー、そして LO-to-RF フィードスルーです。この中で、そのミキサがケーブルやアンテナに接続される受信機のフロント・エンドの近くあるいはチューナの中に使われていると、LO-to-RF フィードスルーは特に重要になります。それは、大きなレベルのLOリーケージがあると、他の周波数バンドで干渉妨害を起こす可能性があるからです。

図 32. アイソレーション



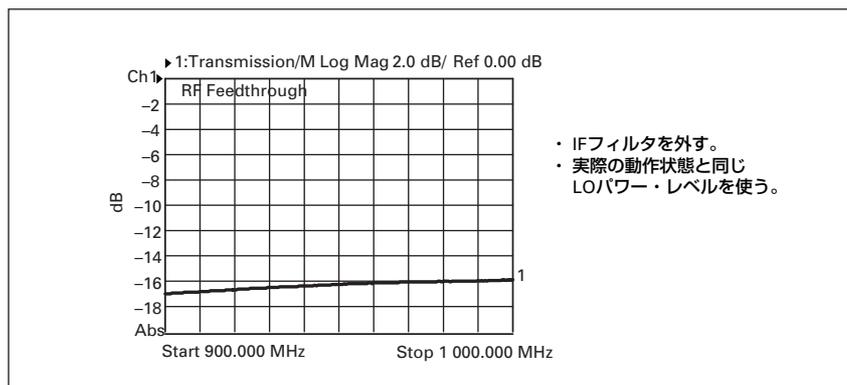
2つのLOアイソレーション・タームは、シングル・バランスド・ミキサおよびダブル・バランスド・ミキサの場合、小さいです。ダブル・バランスド・ミキサの場合、RF-to-IF フィードスルーも小さいです。一般に、RF-to-IF フィードスルーはLO-to-IF フィードスルーより問題になる度合いが少なくなります。それは、通常LOパワー・レベルはRFパワー・レベルより遥かに高いからです。

RF-to-IF フィードスルーは、コンバージョン・ロスと同じ測定器およびセットアップで測定されます。ただし、8753Eのようなベクトル・ネットワーク・アナライザを使うとき、周波数オフセット・モードは必要ありません。ソースおよびレシーバ周波数が同じなので、ネットワーク・アナライザを狭帯域検波モードに設定して測定します。コンバージョン・ロス測定セットアップとの唯一の違いは、IFフィルタを外すことです。そうしないと、測定すべきRFフィードスルーもIFフィルタによって減衰されてしまいます。測定精度を高めるために、使用するネットワーク・アナライザによって、周波数レスポンス校正またはフル2ポート校正を実行します。

RF フィードスルーはLO 信号のパワー・レベルに大きく影響されます。この理由から、測定は実際の動作状態と同じLO 信号を加えて行います。

LO フィードスルー測定も同じように行われます。測定に使用されていないポートを適切に終端することに留意します。測定に使用するLO パワー・レベルは実際にミキサを動作させるパワー・レベルと同じにします。

図 33. RF フィードスルー



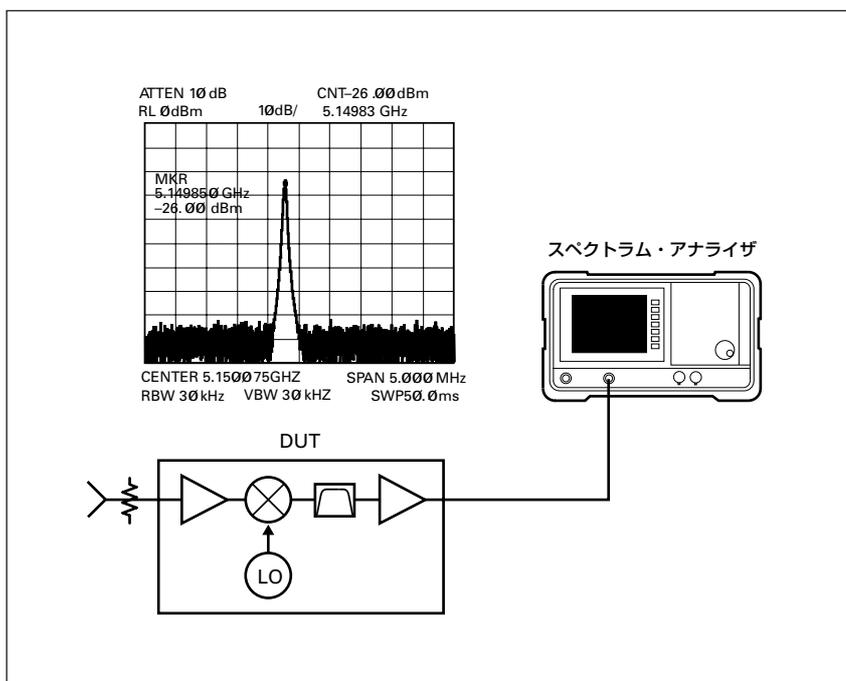
### コンバータおよびチューナの フィードスルー測定

コンバータやチューナのRF-to-IF フィードスルーはミキサの場合と同じ手順で測定されます。通常、DUT-FTD にはIF フィルタが内蔵されていますのでRF リークエージは非常に小さいです。したがって、この測定には広い測定ダイナミック・レンジを持つアナライザを使い、必要に応じてアベレージングや狭いIF 帯域幅を使って測定システムのノイズ・フロアを下げる工夫を施します。

LO リークエージの測定には、異なるテクニックと測定器を使います。通常、LO ポートへのアクセスができませんので、ネットワーク・アナライザによる伝送特性測定テクニックが使えません。LO リークエージを測定するための最適な測定器はスペクトラム・アナライザです。スペクトラム・アナライザをRF またはIF ポートに接続し、LO 信号周波数に同調して測定します。この場合も、測定に使われていないポートは適当に終端しておきます。もし、そのコンバータやチューナの内蔵LO 信号周波数が数kHz 以内の精度で判っている場合、8753E のようなベクトル・ネットワーク・アナライザの同調レシーバ・モードでこの測定を行うこともできます。

図 34 は、コンバータの出力にかなり高いレベルの LO リークエージがある例を示します。コンバージョン・ゲイン測定にスカラ・ネットワーク・アナライザを使用しているとき、この LO リークエージは確実に測定誤差要因になります。それは、スカラ・ネットワーク・アナライザは広帯域検波器を使うため、希望の IF 信号と同時にこの LO リークエージも一緒に検波してしまうからです。このような場合には、フィルタを追加して LO フィードスルーのレベルを十分に減衰させてコンバージョン・ゲインを測定する必要があります。

図 34. チューナおよびコンバータの LO フィードスルー



ここまで、コンバージョン・ロス、相対位相、反射、そしてアイソレーションなどの線形測定のために考えられる代表的な測定コンフィギュレーションについて見てきました。ただし、アップコンバージョン・ダウンコンバージョン・コンフィギュレーションについては、十分に触れられていません。このコンフィギュレーションは、周波数オフセット・モードを持たないベクトル・ネットワーク・アナライザで FTD を測定するときには有用です。さらに、このコンフィギュレーションでは、外部コンピュータによる外部誤差ターム処理により、非常に正確かつ低リップルな振幅測定および位相測定ができます。

## 絶対群遅延 - より正確、より低リップル測定技法

この章では、絶対群遅延測定をもっと正確に行うためのテクニックについて紹介します。なお、この考え方は、絶対群遅延測定のみならず相対位相、相対群遅延などの位相関連の測定およびコンバージョン・ロスなどの振幅関連の測定を、より正確かつ低リップルで行うためにも適用できます。

この章ではもっと高度なテクニックについて考察します。ユーザは、ネットワーク・アナライザのデータ転送および誤差タームの操作についての知識があることが望まれます。外部コンピュータが必要です。前のテクニックは、単一の絶対群遅延データを持つゴールドデン・ミキサ校正標準を基準にDUT-FTDの絶対群遅延を測定する技法です。その測定確度は主としてゴールドデン・ミキサの確度に依存します。ここで紹介するテクニックの確度は、それとは異なり、まず完璧に特性付ける校正ミキサ標準に、つぎに測定システムを校正するベクトル誤差補正に依存します。

このテクニックは、アップコンバージョン・ダウンコンバージョン・コンフィギュレーションを使います。それは、2つのステップからなります。

第一のステップでは、3つのミキサ校正標準を特性付けます。一つをアップコンバータとして、他をダウンコンバータとして使ったミキサ・ペアを測定します。このようにすると、ネットワーク・アナライザのソース周波数とレシーバ周波数を同じにすることができます。測定されたミキサ・ペアのデータから個々のミキサのデータ・ファイルが数学的に抽出されます。個々のミキサのデータ・ファイルはコンピュータにストアされ、後の校正段階での使用に備えます。

第二のステップでは、これらの校正ミキサの一つを使って測定システムを校正します。校正のとき、その校正ミキサは **Thru** 標準として働きます。それは、校正ミキサの特性が完全に既知であるため、その影響をすべて取り除くことができるからです。

校正ミキサの影響は、ネットワーク・アナライザから抽出された誤差タームを修正して除去されます。修正された誤差タームは、ネットワーク・アナライザの中の校正計算が実行される場所に戻されます。したがって、ネットワーク・アナライザが必要な全ての誤差補正を実行しますが、誤差タームの修正には外部コンピュータが必要です。

どの程度の確度が必要かによって、異なる3つのレベルの誤差補正が選択できます。第一のレベルは周波数レスポンス誤差を補正し、第二のレベルは周波数レスポンス誤差およびソース整合誤差を補正し、最後の第三レベルは周波数レスポンス誤差、ソース整合誤差およびレシーバ整合誤差を補正します。より複雑になるにつれ、より多くのステップが必要になるにつれて、各レベルの校正確度が向上します。これから、個々のレベルの詳細について見ていきます。

まず、第一ステップから詳しく考察します。

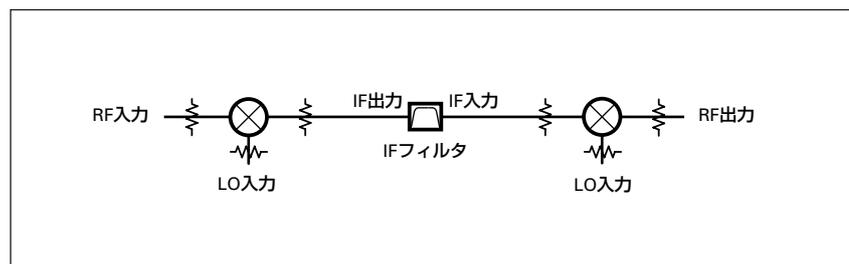
## ミキサ測定標準の特性付け

FTDを測定するとき、ネットワーク・アナライザの測定精度は、校正プロセスで使われる校正標準についていかに良く精通し、それらの校正標準に基づいて適切に補正できるかにかかっています。校正ミキサが、その他の通常の校正標準と一緒に、測定システムを校正するために使われます。同時に、校正ミキサは校正プロセスに必要な周波数変換を行います。校正ミキサを標準として使えるようにするために、その校正ミキサは既知の属性を持っていなければなりません。校正ミキサに必要な属性の詳細は“付録 A：校正ミキサの属性”を参照してください。

ミキサの絶対群遅延を直接測定する方法はありません。その代わりに、特性の似通った3つのミキサをペアを3回測定し、そこで生成される3つの3元1次の連立方程式を解く方法が考えられます。このアプローチは、当社では古くから使われており、とくに位相雑音測定において活用されています。位相雑音測定には基準発振器が不可欠で、測定結果にはその基準発振器の特性も含まれてしまい、分離できません。DUT発振器の特性がその基準発振器の特性に近くなると、その影響が無視できなくなります。これが問題になると、特性が似通った発振器をもう1台用意し、3通りの組み合わせで3回測定し、同じ方法でDUT固有の位相雑音を求めています。このテクニックを使うと、各ミキサ固有のレスポンスが抽出できるようになり、このようにしてそのミキサが校正標準として使われるときに必要な特性データが用意されます。方程式を解くことは全く造作も無いことですが、正確な方程式、すなわち正確な測定を行うことは単純ではありません。ベクトル・ネットワーク・アナライザを使って測定するとき、殆どの場合、まず校正して使われます。この一般に行われている校正と比較して、FTD測定システムの校正は周波数変換が含まれるためにずっと複雑になります。適切な測定テクニックの選択、測定誤差原因に対して深く精通することによって、校正ミキサは適正に特性付けられ、校正ミキサ標準として使うことができるようになります。

校正ミキサ特性付けは、それぞれアップコンバータおよびダウンコンバータとして接続された2つのミキサを測定してなされます。これは、ネットワーク・アナライザのテスト・ポートにおけるRF出力周波数と入力周波数を同じにするための工夫です。ベクトル・ネットワーク・アナライザは、RF信号を用意し、そのRF信号を測定します。共通のLOソースがその2つのミキサに供給されます。2 - ミキサ・ペアおよびIFフィルタを使った代表的な測定コンフィギュレーションが図35に示されています。

図 35. ミキサ・ペア測定の代表的なコンフィギュレーション



ミキサ・ペアのアップコンバータおよびダウンコンバータ測定を行うとき、2つの鍵となるコンポーネントがあります。それらは、図35の中のIFフィルタとアッテネータです。

**IFフィルタ：** IFフィルタに求められる機能は、不特定のみキシング・プロダクト（混合積）から希望の混合積を分離することです。

アッテネータ：これらのアッテネータは、各々のミキサが測定システムと良好な整合を達成するために使われます。適当な減衰量による十分なアイソレーションおよび校正プロセスにおけるベクトル誤差補正により、整合に関わる問題を著しく軽減します。過度な減衰量は絶対に避けます。整合改善によって得られる確度向上より、劣化する信号対雑音比による確度低下の方が大きくなることになりかねません。減衰量は、選択したコンフィギュレーションによって異なります。アッテネータ効果について復習するときは、図12およびその説明を参照してください。他に考えられるアプローチとして、最初のミキサとIFフィルタの間のアッテネータをアイソレータに置き換えることが考えられます。アイソレータを使う方法は、測定システム内の測定経路の損失を少なく保つことができますので、より好ましいと言えます。

用語、記号

便宜上、各3つの校正ミキサに A、B、C の記号を付けます。各ミキサは、単なるミキサではなく、ミキサ・アセンブリの構造をしています。たとえば、ミキサ A は、ミキサとその3つのポートに接続された3つのアッテネータからなるアセンブリです。ミキサ A の RFポートは  $A_{RF}$ 、IFポートは  $A_{IF}$ 、そして LOポートは  $A_{LO}$  のように表します。RFポートからの反射信号を表す S-parameter は、 $S_{11A_{RF}}$  と表現します。全ての S-parameter は、実数部と虚数部からなる複素数です。ミキサ A の群遅延測定値は  $GD_A$  と表現します。その単位は時間です。これらは、このアプリケーション・ノートの中で使われている等式を簡単にするためのものです。その他の記号については、図36を参照してください。

図 36. ミキサ・アセンブリ

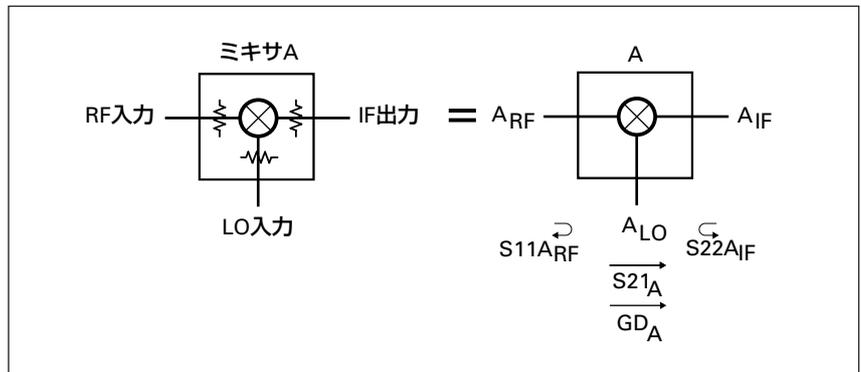
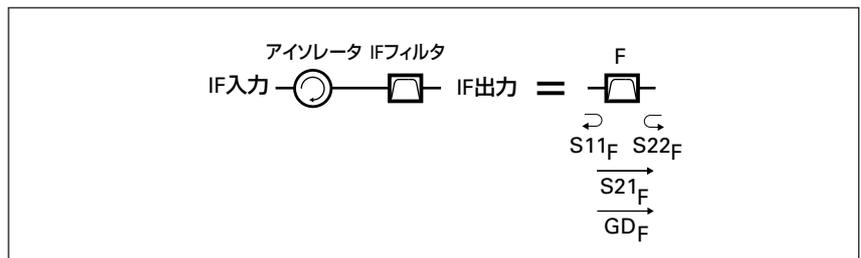


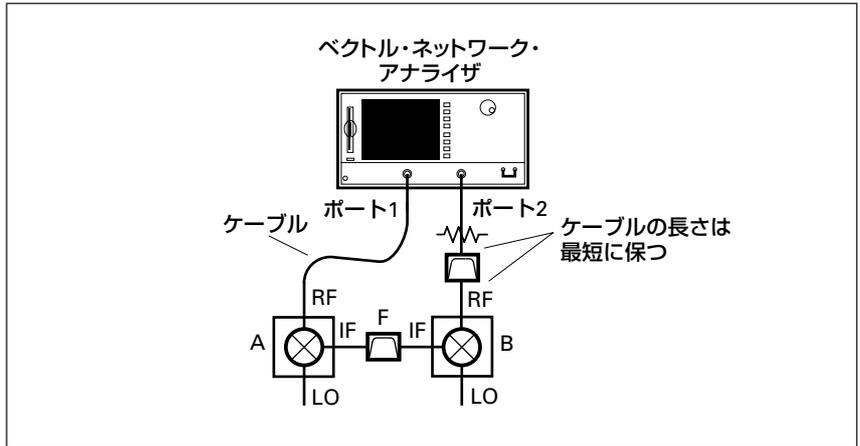
図37の記号 F は、2つのミキサの間にある全てのコンポーネント、たとえばアイソレータ、IFフィルタ、アダプタなど、全てを指します。F のポート 1 はアイソレータへの入力ポートを意味し、 $S_{11F}$  はアイソレータの入力ポートからの反射信号の S-parameter になります。フィルタ・アセンブリおよびその等価ブロック図が図37に示されています。

図 37. フィルタ・アセンブリ



ミキサ・ペアを特性付けるための測定コンフィギュレーションが図38に示されています。よい結果を生むために必要な基本的な心がけは、使われるコンポーネント相互間およびネットワーク・アナライザとの接続をできる限り短く保つことです。短いケーブルを使うと多重反射によるリップルの影響が軽減されます。図38のように、できればネットワーク・アナライザのポート2にはケーブルを使わずに直結し、ポート1側にケーブルを使うようにします。このようにすると、S21測定時のアナライザのレシーバ・ポートにおけるリップルを最小にし、測定の信頼性劣化を防止します。

図 38. 校正ミキサ測定のための推奨コンフィギュレーション



## 測定上の前提

ミキサ・ペアの特性付けのための測定に実際に入る前に、いくつかの前提になっていることを確かめ、そしてそれが測定精度に影響を与えるファクタについて確認するために何回かの測定を行います。

### アップコンバージョン = ダウンコンバージョン

特性付けが行われるミキサ・ペアは、最終的にアップコンバータあるいはダウンコンバータのいずれかの校正ミキサとして使われます。これは、いずれの動作モードでも同じ特性をしていることを前提にしています。すなわち、 $A = A^*$  を意味します。ここで、 $A$  はアップコンバータ・モードの伝送特性、 $A^*$  はダウンコンバータ・モードの伝送特性です。測定は、この前提を1次近似で確かめます。絶対位相を直接測定することはできません。直接測定は $A$  または  $|A|$  のコンバージョン・ロスのみが可能です。ミキサ個別のコンバージョン・ロスは、スカラ・ネットワーク・アナライザおよび周波数オフセット機能を持つベクトル・ネットワーク・アナライザ、たとえば8720D オプション 089 または8753Eによって測定できます。コンバージョン・ロスは、アップコンバージョンおよびダウンコンバージョンの両方の動作モードで測定する必要があります。そして、 $|A| = |A^*|$  の前提が確認できれば、目的である校正ミキサ特性付けの測定を始めることができます。 $|A| = |A^*|$  が成立できないときは、得られた大きさのデータ、すなわち  $|A|$  または  $|A^*|$  を、後の**“群遅延およびコンバージョン・ロスの計算”**の中の校正ミキサ特性付けデータの大きさの部分に適用します。

### 適切なフィルタリング

フィルタリングとアイソレーションの程度によっては、スプリアス信号がネットワーク・アナライザで測定される可能性があります。したがって、スプリアスの影響の有無を前もって試験しておくことは、たいへん意義あることです。図37のコンフィギュレーションにしたがって必要なRFおよびLO周波数範囲にわたってミキサ・ペアを測定するとき、さらなるフィルタリングやアイソレーションの必要の有無を判断することが同時に求められます。この測定は、ベクトル・ネットワーク・アナライザの最適な設定、とくにIFBWやアペレージングの適切な設定を見極めるためにも使われます。

### LOの影響

測定方法がLO固定周波数でないとき、測定システムのシステム・コンポーネントの動作に必要なLO周波数範囲で確かめる必要があります。必要なLO周波数範囲において、LOドライブ・レベルが一定であることを前提にしています。LOドライブ・レベルがミキサの動作特性に影響を及ぼすほど変化するときは、それを調整する処置が別途必要になります。また、LOドライブ・レベルが変わると、ミキサの整合特性も変わることがありますので、減衰パッドなどを使って備えます。できる限り高い品質の校正ミキサを得るためには、細部にわたって注意を払います。2つのミキサを十分にドライブするためには、ブースタ増幅器によるLO増幅が必要になることも考えられます。

### 校正ミキサを特性付けるための 試験手順

以下の測定手順は、ベクトル・ネットワーク・アナライザの手動操作によって実行することができます。その中のいくつかの繰り返し測定は、**Agilent VEE**などで簡単に自動化できます。基本的に、コンピュータが必要です。すなわち、ネットワーク・アナライザから測定データおよび誤差タームを入手し、それをディスクにストアして後のデータ処理に備えるために必要です。

### フィルタ・アセンブリの測定

フィルタ・アセンブリ、 $F$ をS-parameterで特性付けることが必要になります。このデータは、後で個々のミキサの特性を抽出するときに使われます。フィルタ・アセンブリのS-parameterを測定するときは、その前にIF周波数範囲でフル2ポート校正を実行します。フィルタ・アセンブリの測定データは群遅延データも含んでおく必要があります。全ての測定データはコンピュータにストアし、必要なデータ処理に備えます。

### ミキサ・ペアの測定

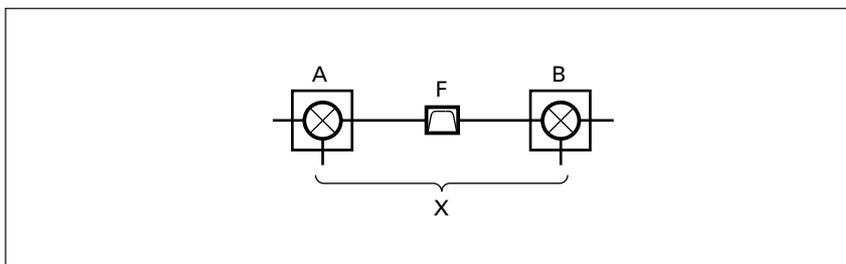
ここから待望のミキサ・ペアの測定に入ります。ミキサ・ペア各々が良好な整合状態で測定されると、一方のミキサの伝送特性  $S_{21}$  は他方のミキサの特性の影響を受けない、さらにIFフィルタの特性の影響も受けない独立したものになります。このとき、全体の伝送特性  $S_{21}$  は単純に2つのミキサとIFフィルタの伝送特性の積で記述できます。

ミキサAの  $S_{21}$  をA、すなわち  $A=S_{21}_A$  とし、以下同様に  $B=S_{21}_B$ 、 $C=S_{21}_C$ 、そしてフィルタについて  $F=S_{21}_F$  で表します。また、ミキサ・ペア AB、CB、CA\* の伝送特性  $S_{21}$  をそれぞれ X、Y、Z で表すと、そのときの各レスポンスは以下のように記述することができます。

$$X=A \cdot F \cdot B ; Y=C \cdot F \cdot B ; Z=C \cdot F \cdot A^*$$

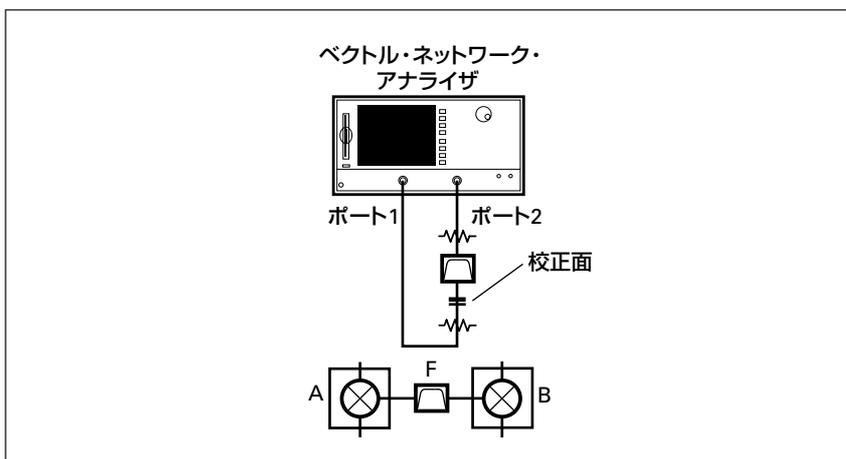
ここで、 $A^*$  はミキサAのダウンコンバージョン動作での伝送特性を意味します。これは、最初のミキサでアップコンバートし、次のミキサでダウンコンバートする方式を選択したときを想定しています。もちろん、最初のミキサでダウンコンバートし、次のミキサでアップコンバートする方式を選択しても構いません。図39は、Xの組み合わせの測定をするときのコンフィギュレーションです。

図 39. ミキサ・ペア測定  
コンフィギュレーション



ミキサ・ペアの測定をする前に、RF周波数範囲でアナライザを標準のフル2ポート校正を実行します。図40は、ベクトル・ネットワーク・アナライザの校正コンフィギュレーションを示します。2つのミキサがそれぞれアップコンバージョンおよびダウンコンバージョンを行いますので、アナライザのソース周波数とレシーバ周波数は同じに保たれます。RF帯域通過フィルタが含まれており、スプリアス信号およびLOフィードスルーの除去を意図しています。

図 40. 測定システム校正の代表的な  
コンフィギュレーション

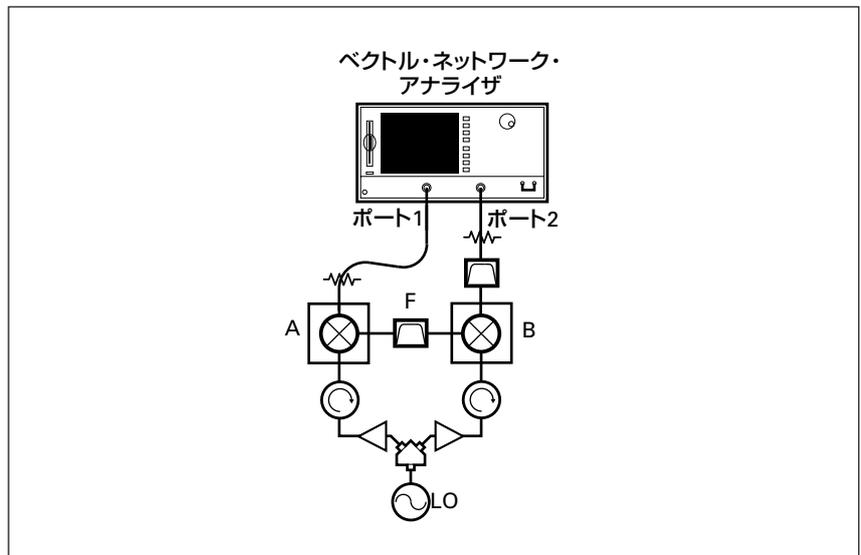


校正および測定するとき、ステップ掃引が最良です。ステップ掃引は、各掃引ポイントにおいてフェーズロックされますので最も高精度の測定が可能になります。測定するミキサ・ペアが“ノン・インサータブル・デバイス(コネクタの極性の制約から接続できないデバイス)”のときは、スワップ・イコール・アダプタの校正技法を使います。スワップ・イコール・アダプタ校正手順はアナライザのユーザズ・ガイドに示されています。

### 必要なミキサ・ペア・データ・ファイル

フル2ポート校正法で測定システムが校正されると、図41のコンフィギュレーションでミキサ・ペアが測定されます。各ミキサ・ペア X、Y、Z の測定データはファイルにストアされ、後でデータ処理に使われます。各ミキサ・ペアのデータ・ファイルは、少なくとも複素伝送特性 (S21、振幅と位相) と群遅延データを持っていなければなりません。前の“群遅延”の章で触れたように、適切な群遅延アパチャ選択には注意が要ります。ある場合には、測定システムのRFおよびLOフィルタリングの不十分さによるスプリアスを均すために広いアパチャが必要になります。測定データ上のスプリアスや雑音の影響を少なくするために、このほかIFBWやアベレージングの利用があります。

図 41. ミキサ・ペア測定のための代表的なコンフィギュレーション



### その他の有益なミキサ・ペア・データ・ファイル

群遅延および伝送特性以外にも有用なデータがあります。たとえば、個々のミキサの入力整合、出力整合特性のデータ・ファイルがあると、更なる誤差補正の要求に応えることができるようになります。個々のミキサの入力および出力整合特性は、この前の“反射測定”の章で述べられているテクニックで測定することができます。

伝送特性測定性能を改善したいとき、ミキサ・ペアとIFコンポーネントとの間の不整合リップルの改善にその余地があることが考えられます。もし、計算された伝送レスポンス特性上に、IF部との不整合の影響が過度のリップルを生じているように見受けられる場合、追加のアッテネータ・パッドによるアイソレーションの改善を検討します。

IF部との不整合誤差を和らげるもう一つのテクニックは、伝送特性測定に更なる誤差補正を適用する方法です。伝送特性測定性能を改善するには、全てのコンポーネントのIFポートの整合、すなわち  $S_{22A_{IF}}$ 、 $S_{11B_{IF}}$ 、 $S_{11F}$ 、 $S_{22F}$ を測定し、以下のフル2ポート誤差補正の順方向トランスミッション・トラッキング誤差ターム、 $E_{TF}$ を更に補正することによって達成されます。

$$E_{TF}^{NEW} = E_{TF}^{OLD} \times \left[ 1 - S_{22A_{IF}} \times S_{11F} \right] \times \left[ 1 - S_{11B_{IF}} \times S_{22F} \right]$$

$S_{11F}$  および  $S_{22F}$  は、F (フィルタ)アセンブリを特性付けるときに既に測定されています。また、ミキサAおよびBの  $S_{22A_{IF}}$  および  $S_{11B_{IF}}$  は、IF周波数範囲で1ポート校正を実施して測定できます。そのテクニックは、前の“**反射測定**”の章に記述されています。

トラッキング誤差タームは、コンピュータ動作の **Agilent VEE** を介し、アナライザから抽出し、修正し、再びアナライザのメモリに戻すことができます。すると、その後のミキサ・ペアの順方向伝送測定は、IFコンポーネントによる不整合誤差が補正されます。なお、順方向トランスミッション・トラッキング誤差ターム、 $E_{TF}$  は、実際に使われるミキサ・ペアの特性を使わなければなりません。たとえば、ミキサAの位置にミキサCを使うとき、ターム  $S_{22A_{IF}}$  は  $S_{22C_{IF}}$  に置き換える必要があります。

各ミキサ・ペアの測定が完了すると、各ミキサの絶対群遅延とコンバージョン・ロス計算します。ストアされるデータ・ファイルは、ミキサ・ペア X、Y、Z およびフィルタ・アセンブリ F の群遅延値 GD、および伝送レスポンス値  $S_{21X}$ 、 $S_{21Y}$ 、 $S_{21Z}$ 、 $S_{21F}$  を含んでいなければなりません。もし、LO周波数設定が異なるときは、そのLO設定ごとにこの一連の測定による測定データ・セットが必要になります。

## 個々のミキサの特性データを抽出するための計算

ミキサ・ペアの測定データには、各ミキサの絶対群遅延および伝送レスポンスを抽出するための処理が施されます。これが完了すると、各ミキサはDUT-FTDを測定するための校正ミキサとして使うことができるようになります。

### 前提

校正ミキサ製作について記述しましたが、それはつぎのようないくつかの前提をしています。測定コンポーネント間には、不整合によるリップルを最少にするために十分な減衰パッドが挿入されていることを前提にしています。もし、使用する周波数範囲において振幅および群遅延データに問題になるような大きさのリップルが見られるときは、前にも述べたように、追加の誤差補正が必要になります。また、 $A = A^*$  が成立することを前提にしています。この前提は、予備測定の中でその大きさを部分的に確かめることができます。測定データは各ミキサのS-parameterおよび群遅延特性を抽出するための処理が施されます。この計算確度をチェックするために、各ミキサの  $S_{21}$  計算値の大きさをベクトル・ネットワーク・アナライザの周波数オフセット・モードを使って測定したデータと比較する方法があります。その2つのテクニックによるコンバージョン・ロスの特性は、各ミキサそれぞれにおいて十分に近い値であるべきです。

### 絶対群遅延およびコンバージョン・ロスの計算

各ミキサの絶対群遅延はつぎのように計算されます。ここで、 $GD_A$ はミキサAの絶対群遅延を意味します。その単位は時間です。

$$GD_A = \frac{GD_X - GD_Y + GD_Z - GD_F}{2}$$

$$GD_B = \frac{GD_X + GD_Y - GD_Z - GD_F}{2}$$

$$GD_C = \frac{-GD_X + GD_Y + GD_Z - GD_F}{2}$$

また、各ミキサのコンバージョン・ロスはつぎに表現され、計算されます。計算は、全てのS21において複素数を使ってなされます。

$$S21_A = \sqrt{\frac{S21_X \cdot S21_Z}{S21_F \cdot S21_Y}}$$

$$S21_B = \sqrt{\frac{S21_X \cdot S21_Y}{S21_F \cdot S21_Z}}$$

$$S21_C = \sqrt{\frac{S21_Y \cdot S21_Z}{S21_F \cdot S21_X}}$$

しかしながら、もし  $A = A^*$  が成立しないなら、スカラ・ネットワーク・アナライザまたはベクトル・ネットワーク・アナライザの周波数オフセット・モードを使ってAおよびA\*を直接測定しなければなりません。

群遅延およびS21の大きさをストアします。各ミキサのデータ・ファイルは、最終的に指定のLO設定ごとに群遅延データおよび | S21 | の周波数レスポンス・データを持ちます。校正ミキサの位相情報は、群遅延データから再構築されることを予定しています。これで校正ミキサが特性付けられ、ベクトル・ネットワーク・アナライザの校正ができるようになります。そしてDUT-FTDの絶対群遅延およびコンバージョン・ロスの測定ができるようになります。

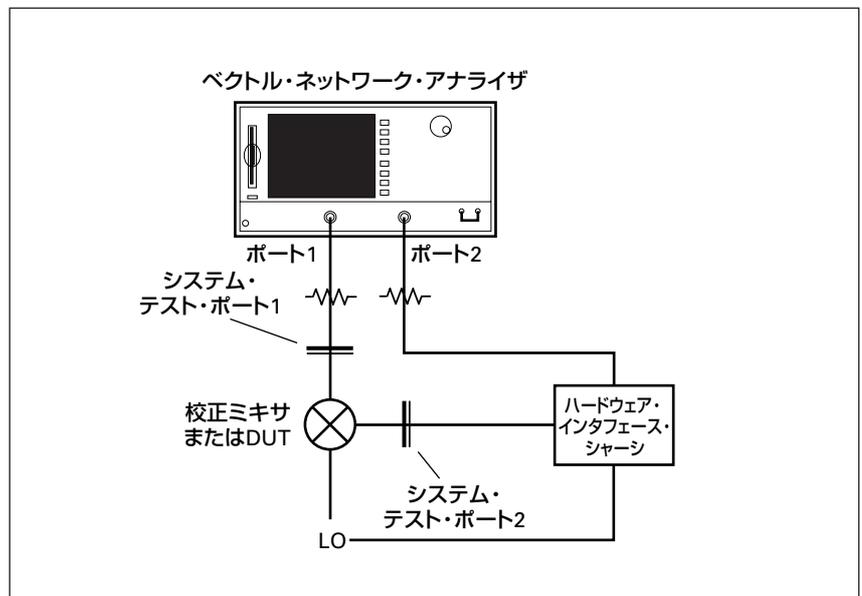
### 校正ミキサによる テスト・システムの校正 校正コンフィギュレーション

ベクトル・ネットワーク・アナライザを使って正確な測定をするとき、測定システムの中のシステムティック誤差を取り除くためにアナライザは校正されなければなりません。伝統的なベクトル・ネットワーク・アナライザの校正では、テスト・ポートにいくつかの既知の校正標準が接続され、測定されます。つぎに、その測定データと校正標準の特性データに基づいて誤差タームが生成されます。この誤差タームは、その後の測定において測定システムの中に含まれる誤差を補正するために使われます。

ミキサ、アップコンバータ、ダウンコンバータなどのFTDの絶対測定をするためには、既知のデバイスで測定システムを校正する必要があります。既知のデバイスは、DUTと同じように校正の過程において周波数を変換することができなければなりません。測定システムを校正するために、絶対S-parameterが把握された校正ミキサが使われます。これにより、測定データと使われる校正標準の特性データに基づいてシステムティック誤差タームが計算されます。

測定システムの代表的なコンフィギュレーションが図42に示されています。測定システムを校正するとき、校正ミキサ標準はシステム・テスト・ポート1およびシステム・テスト・ポート2の間に接続されます。校正ミキサの特性を勘定に入れて測定システムが校正されると、つぎに校正ミキサの位置にDUT-FTDが接続されて測定されます。校正が正常になされたかどうかを確認する校正ベリフィケーション・チェックのために、校正ミキサを測定し、その測定値とファイルにストアされているデータを比較することができます。もし、その2つのデータ・セットが一致しないときは、校正が適当になされなかったことを意味します。

図 42. 測定システムの代表的なコンフィギュレーション



測定システムへの全ての接続は、図42のシステム・テスト・ポート1およびシステム・テスト・ポート2でなされます。システム・テスト・ポート1にて測定システムの反射校正を行うとき、同軸校正キットが使われます。もし、校正ミキサまたはDUT-FTDがシステム・テスト・ポート1およびシステム・テスト・ポート2において“ノン・インサータブル・デバイスは(コネクタの極性の制約から接続できないデバイス)”であれば、その問題を解決するためにスワップ・イコール・アダプタ校正技法を使います。

ハードウェア・インタフェース・シャーシは、測定システムおよびDUT-FTDに必要なフィルタリング、減衰パディングおよび周波数変換を含みます。シャーシは、とくに記述が無い限りベクトル・ネットワーク・アナライザに接続したままにしておきます。

もし、校正を実行した後にシャーシを測定システムから外すと再度新たな校正が必要になります。前述のようにシャーシには周波数変換のためのミキサが含まれており、校正ミキサやDUT-FTDと同じようにフェーズロックされたシンセサイザ・タイプのLOを必要とします。LOには信号発生器が使われます。その周波数はほぼ所定のLO周波数に設定され、このシャーシの中のミキサおよび校正ミキサまたはDUT-FTDの2つの周波数変換デバイスにLO信号を供給します。もし、DUT-FTDがLO内蔵タイプなら、この信号は、校正時にはシャーシ内のミキサおよび校正ミキサに、測定時にはシャーシ内のミキサのみに供給されます。

## 校正エラー・タームと等式

この章では、適切な校正誤差タームおよび等式について説明します。これは、概要説明です。校正のための詳細なステップごとの手順はこの後の“**テスト・システム校正のための試験手順**”に記述されています。

DUT-FTD測定のための第1ステップは、校正ミキサ標準を使って測定システムを校正することです。校正では、校正ミキサと測定システムのS21が2ポート・デバイスのように測定され、つぎのような等式ができます。

$$S21_{M_{MXR}}^M = \left[ \frac{1}{1 - S11_{A_{MXR}}^A \times E_{SF}} \right] \times S21_{A_{MXR}}^A \times \left[ \frac{1}{1 - S22_{A_{MXR}}^A \times E_{LF}} \right] \times E_{TF}$$

この式に示されているように、測定された伝送レスポンス、 $S21_{M_{MXR}}^M$  は、校正ミキサの実際のS21、 $S21_{A_{MXR}}^A$  と他のいくつかの誤差タームの関数になります。ここでは、順方向測定に関する誤差タームのみを考慮しています。それは、ハードウェア・インタフェース・シャーシがシステム・テスト・ポート2による逆方向測定をできなくしているからです。

$S21_{A_{MXR}}^A$  は、校正ミキサの実際のS21です。この情報は、校正ミキサのデータ・ファイルにストアされています。もしなければ測定します。

$E_{SF}$  は、システム・テスト・ポート1におけるソース整合です。これは、RF周波数範囲における標準的な1ポート誤差補正によって求められます。

$E_{LF}$  は、ハードウェア・インタフェース・シャーシの入力整合、すなわちシステム・テスト・ポート2の整合、 $S11_{A_H}^A$  です。 $S11_{A_H}^A$  は、IF周波数範囲における標準的な1ポート誤差補正されたベクトル・ネットワーク・アナライザで、このシステム・テスト・ポート2のリターン・ロス測定することによって直接求められます。

$S11_{A_{MXR}}^A$  および  $S22_{A_{MXR}}^A$  は、それぞれ校正ミキサの実際の入力整合および出力整合です。これらは、それぞれRFおよびIF周波数範囲で測定されます。この情報は、校正ミキサのデータ・ファイルにストアされています。もしなければ測定します。

測定システムの誤差タームおよび校正ミキサの特性データ・ファイルを使うと、順方向トラッキング誤差ターム、 $E_{TF}$ が得られます。

$$E_{TF} = \frac{S21_{MXR}^M}{S21_{MXR}^A} \times \left[ 1 - S11_{MXR}^A \times E_{SF} \right] \times \left[ 1 - S22_{MXR}^A \times E_{LF} \right]$$

この修正された誤差ターム、 $E_{TF}$ は後でベクトル・ネットワーク・アナライザの持っている誤差タームと置き換えられ、実際のDUT-FTDの測定に備えます。この式から判るように、 $E_{TF}$ は測定システムの順方向不整合の影響を補正します。もし、ソース不整合およびレシーバ不整合が十分に低いとき、等式の中の全ての誤差タームの補正は必要ないかも知れません。これは、この後の“**テスト・システム校正のための試験手順**”の中で考察されています。

さて、測定システムの順方向誤差タームがすべて得られると、DUT-FTDの測定が行えるようになります。DUT-FTDの測定も校正ミキサタームをDUT-FTDに置き換えた同じような等式で表されます。

$$S21_{DUT}^M = \left[ \frac{1}{1 - S11_{DUT}^A \times E_{SF}} \right] \times S21_{DUT}^A \times \left[ \frac{1}{1 - S22_{DUT}^A \times E_{LF}} \right] \times E_{TF}$$

DUT-FTDの実際の整合、すなわち $S11_{DUT}^A$ および $S22_{DUT}^A$ は、それぞれRFおよびIF周波数範囲における標準的な1ポート誤差補正によって測定されます。その誤差タームおよびDUT-FTD測定データを使うと、DUT-FTDの真の $S21$ が計算できます。前にも述べたように、十分に正確なDUT-FTDのレスポンス、 $S21_{DUT}^M$ を求めるとしても、全ての誤差タームは必要ないかも知れません。たとえば、もし、測定システムとDUT-FTDの不整合が小さければ、ソース整合およびロード整合の補正は無視でき、必要無くなります。下式は、ソース整合およびロード整合の補正を含んだ $S21_{DUT}^M$ の計算式です。

$$S21_{DUT}^A = \frac{S21_{DUT}^M}{E_{TF}} \left[ 1 - S11_{DUT}^A \times E_{SF} \right] \times \left[ 1 - S22_{DUT}^A \times E_{LF} \right]$$

さて、これからこれらの等式を測定システムの校正および測定に適用します。以下に、さまざまな誤差補正レベルを使った測定システムの校正手順を示します。誤差補正レベルは、前述のよう誤差タームを増やすことによって上がり、システム校正確度を高めます。測定システムが校正されると、そのテクニックは実際のDUT-FTDの測定に同じように活用します。

## テスト・システム校正のための 試験手順

測定システム校正の基本概念について述べます。ポート1およびポート2の間の経路に校正ミキサが挿入されます。一連の測定が実行され、その測定に基づいて校正用誤差タームが計算されます。実際にDUT-FTDを測定するときは校正ミキサを取り除きますので、測定システムの校正用誤差タームから校正ミキサの影響が除外されます。校正ミキサの本質的な役割は、校正過程の中で必要とされる周波数変換機能を提供することです。

測定システムの校正を実行するとき、いくつかの誤差補正レベルがあります。最も単純な誤差補正テクニックは、測定システムの周波数レスポンスのみ把握し、ソース整合およびレシーバ整合の影響を一切考慮しない方法です。ここで、校正ミキサが挿入され、測定システムと校正ミキサが合わさったS21測定が実行されます。そして、校正ミキサの影響が除去され、残った誤差補正タームがその後実際にDUT-FTDを測定するときの測定システムのノーマライゼーションに使われます。このテクニックでは、ソースと校正ミキサの入力ポート間の不整合を補正しませんし、同じように、校正ミキサとレシーバ・ポート間の不整合も補正されません。測定システムと校正ミキサ間の不整合の度合いによって、校正タームに影響を与える誤差またはリップルが生じたり生じなかったりします。問題になるようなリップルがあると、それは実際にDUT-FTDを測定したとき、直接トレース上に現れるので判ります。もし、これが問題であると判断されたら、さらなる誤差補正が必要であることを意味します。

他の誤差補正レベルでは、校正の過程でソースおよびレシーバ整合の影響を把握します。このような不整合を勘定に入れることによって、実際にDUT-FTDを測定するときのリップルを減らすことができます。これらの不整合による影響を把握し取り除くために、校正標準が新たに必要になります。ソースおよびレシーバ・ポートからの影響を正確に把握するために、それぞれRFおよびIF周波数範囲での測定が必要になります。

以下に利用できる3つのタイプの誤差補正を行うための校正手順を示します。それぞれの手順とも、校正精度を高めるために誤差タームを追加します。

#### 測定システム校正における一次誤差補正：周波数レスポンス

誤差補正の最初のレベルとして、測定システム・コンポーネント（ネットワーク・アナライザ、ハードウェア・インタフェース・シャーシ、ケーブル、など）の順方向トラッキング誤差ターム、 $E_{TF}$ は直接測定されます。この誤差タームは、校正ミキサの影響を取り除く修正をかけ、実際にDUT-FTDを測定するときにシステムをノーマライズするために使われます。このレベルの誤差補正では、誤差ターム、 $E_{TF}$ の中で問題になる大きさのリップルを引き起こす原因となりうるソースおよびレシーバ不整合の影響を考慮しません。

- ・測定システムのシステム・テスト・ポート1および2の間に校正ミキサを設置し、校正ミキサとハードウェア・インタフェース・シャーシにLOを供給します。“Thru”校正を実行し、ネットワーク・アナライザから誤差ターム、 $E_{TF}$ を抽出します。校正ミキサに付いているデータを使い、その中の群遅延およびS21の大きさのデータを呼び出します。校正ミキサのS21の位相は群遅延データから下式によって再構築されます。

$$\theta = \text{mod } 360 (-GD \times 360 \times \text{Frequency})$$

- ・測定システムのスルー・レスポンスから校正ミキサの影響を取り除くことによって  $E_{TF}$  を修正します。LO周波数設定が変わるときは、各設定ごとに校正ミキサのデータ・ファイルの中から該当するデータを使って  $E_{TF}$  を修正します。校正ミキサの特性に基づいて、新たな順方向トラッキング誤差ターム、 $E_{TF}^{NEW}$  が下式を使って求められます。

$$E_{TF}^{NEW} = \frac{E_{TF}}{S21_{A}^{MXR}}$$

- ・新しいトラッキング・タームをネットワーク・アナライザのメモリに入力します。これは、レスポンス校正タームに校正ミキサの分の修正が施されています。言い換えると、校正ミキサの実際の  $S21$  が順方向トラッキング誤差タームから取り除かれます。これで、ネットワーク・アナライザは適切な誤差補正をした測定を実行します。

さて、測定システムはDUT-FTDの測定ができます。絶対群遅延およびコンバージョン・ロスがネットワーク・アナライザに表示されます。前にも触れたように、このレベルの誤差補正では、ソース整合誤差およびレシーバ整合誤差を考慮していません。適切な校正がなされたかどうかを確認するシステム・ベリフィケーションのために、校正ミキサを測定してみます。測定された群遅延および  $S21$  の大きさと校正ミキサのデータ・ファイルにストアされているデータを比較します。双方のデータ・セットは十分に一致しているべきです。また、表示されたトレース上に問題となるようなリップルが無いことを確かめます。この時点で、周波数レスポンス上のリップルを低減するために、さらなる誤差補正が必要かどうかの判断をします。

#### システム校正における二次誤差補正：周波数レスポンスおよび入力マッチ

測定システムの校正をするとき、順方向トラッキング誤差タームに加えて測定システムのソース・ポートと校正ミキサのRF入力ポート間の不整合誤差を含めて校正することができます。この不整合の影響は、DUT-FTD測定をノーマライズする順方向トラッキング誤差ターム、 $E_{TF}$  の中に誤差あるいはリップルとして現れます。ネットワーク・アナライザのソース整合を特性付け、そして校正ミキサの入力整合を測定することによって、入力不整合誤差も修正できます。入力整合タームの特性付けに1ポート校正が、そして順方向トラッキング誤差タームを特性付けるためにスルー・レスポンス校正が使われます。1ポート校正は、さらに3つの誤差ターム、すなわち順方向の方向性、 $E_{DF}$ 、ソース整合、 $E_{SF}$ 、反射トラッキング、 $E_{RF}$  を創出します。これに取って代わるフル2ポート校正が考えられますが、この場合も上記の誤差タームのみが使われ、その他の誤差タームは除去されます。これにより、ネットワーク・アナライザは所定の誤差補正ができるようになります。そして、DUT-FTDの誤差補正された  $S21$  および  $S11$  を表示します。以下の手順を実行することにより、二次レベルの誤差補正に必要な全ての校正情報を得ることができます。

- ・修正された誤差タームをストアするために、フル2ポート校正データがストアできるフォルダを作ります。これは、所望のRF周波数範囲をカバーした既存のフル2ポート校正を使って作ると簡単です。もし、既存のものが無いときは、所望のRF周波数範囲においてフル2ポート校正をエミュレートします。校正をエミュレートするには、あたかも本当にフル2ポート校正を実行しているかのようにキー操作をします。このとき、校正標準は必要ありませんし、接続しません。そのインストルメント・ステートをメモリまたはディスクにストアします。
- ・校正コンフィギュレーションが図42に示されています。システム・テスト・ポート1にて希望のRF周波数範囲でS11 1ポート校正を実行します。**Agilent VEE**または同じようなソフトウェアを使ってシステム・テスト・ポート1に関連する3つの誤差ターム、 $E_{DF}$ 、 $E_{SF}$ 、 $E_{RF}$ を抽出します。
- ・1ポート校正を使い、校正ミキサのRFポートを校正するために入力整合、 $S11_{MXR}^A$ を測定します。このデータは、校正ミキサを特性付ける過程で既にストアされているかも知れません。
- ・校正ミキサをテスト・ポート1および2の間に接続し、スルー・レスポンス校正を実行します。ネットワーク・アナライザから伝送トラッキング・ターム、 $E_{TF}$ を抽出します。
- ・下式を使い、校正ミキサのデータ・ファイルの中の校正ミキサのS21および入力整合によって $E_{TF}$ 修正します。

$$E_{TF}^{NEW} = \frac{E_{TF}}{S21_{MXR}^A} \left[ 1 - S11_{MXR}^A \times E_{SF} \right]$$

- ・前にストアされた2ポート校正を呼び出します。そして、以下のタームをこの2ポート校正の誤差タームに挿入します。

$$E_{DF}, E_{SF}, E_{RF}, E_{TF}^{NEW}$$

$$E_{LF} = 0$$

これで、ネットワーク・アナライザはDUT-FTDを測定することができます。絶対群遅延およびコンバージョン・ロスがアナライザに表示されます。この誤差補正を使い、誤差補正された入力整合、 $S11_{DUT}^A$ を表示することもできます。実施された二次レベルの誤差補正では、測定システムの周波数レスポンスおよびソース整合の中のシステムティック誤差を補正します。もし、異なるLO設定が必要になったら、各LO設定周波数セットごとに一連の誤差ターム・セットを新たに用意しなければなりません。適切な校正がなされたかどうかを確認するシステム・ベリフィケーションのために、校正ミキサを測定してみます。測定された群遅延およびS21の大きさと校正ミキサのデータ・ファイルにストアされているデータを比較します。双方のデータ・セットは十分に一致しているべきです。また、表示されたトレース上に問題となるようなリップルが無いことを確かめます。この時点で、周波数レスポンス上のリップルを低減するために、さらなる誤差補正が必要かどうかの判断をします。

### システム校正における三次誤差補正：周波数レスポンスおよび入出力マッチ

このレベルの誤差補正は、今までの伝送周波数レスポンスおよびソース整合の誤差タームに加えて測定システムのレシーバ整合も補正します。順方向の誤差タームのみが使われます。すなわち、使われる誤差タームは、周波数レスポンス誤差ターム、 $E_{TF}$ 、システム・テスト・ポート1の3つの誤差ターム、 $E_{DF}$ 、 $E_{SF}$ 、 $E_{RF}$ 、そしてシステム・テスト・ポート2の誤差ターム、 $S11_{CH}^A$ です。測定システムの校正にこの誤差補正を行うには、校正ミキサの入力整合、出力整合および伝送特性のデータも必要になります。

- ・修正された誤差タームをストアするために、フル2ポート校正データがストアできるフォルダを作ります。これは、所望のRF周波数範囲をカバーした既存のフル2ポート校正を使って作ると簡単です。もし、既存のものが無いときは、所望のRF周波数範囲においてフル2ポート校正をエミュレートします。校正をエミュレートするには、あたかも本当にフル2ポート校正を実行しているかのようにキー操作をします。このとき、校正標準は必要ありませんし、接続しません。そのインスツルメント・ステートをメモリまたはディスクにストアします。
- ・校正コンフィギュレーションが図42に示されています。テスト・ポート1にて希望のIF周波数範囲で $S11$  1ポート校正を実行します。ハードウェア・インタフェース・シャーシの整合、 $S11_{CH}^A$ 、および校正ミキサのIFポートの整合、 $S22_{MXR}^A$ を測定します。校正ミキサ・データ・ファイルには、校正ミキサを特性付ける過程でそのIFポート整合データが既にストアされているかも知れません。このデータをコンピュータにストアします。
- ・システム・テスト・ポート1において、希望のRF周波数範囲で $S11$  1ポート校正を実行します。VEEまたは同じようなソフトウェアを使ってシステム・テスト・ポート1に関連する3つの誤差ターム、 $E_{DF}$ 、 $E_{SF}$ 、 $E_{RF}$ を抽出します。
- ・校正ミキサをテスト・ポート1および2の間に接続し、スルー・レスポンス校正を実行します。ネットワーク・アナライザから伝送トラッキング・ターム、 $E_{TF}$ を抽出します。
- ・1ポート校正を使い、校正ミキサのRFポートを校正するために入力整合、 $S11_{MXR}^A$ を測定します。このデータは、校正ミキサを特性付ける過程で既にストアされているかも知れません。
- ・校正ミキサをテスト・ポート1および2の間に接続し、希望のRF周波数範囲においてスルー・レスポンス校正を実行します。ネットワーク・アナライザから伝送トラッキング・ターム、 $E_{TF}$ を抽出します。校正ミキサの伝送特性を使って順方向の誤差タームを修正することによって、校正データから校正ミキサの影響を取り除きます。このとき、RF周波数範囲における入力整合タームおよびIF周波数範囲における出力整合タームも修正します。それは、下式で表されます。

$$E_{TF}^{NEW} = \frac{E_{TF}}{S21_{MXR}^A} \times \left[ 1 - S11_{MXR}^A \times E_{SF} \right] \times \left[ 1 - S22_{MXR}^A \times S11_{CH}^A \right]$$

- ・前にストアされた2ポート校正を呼び出します。そして、以下のタームをこの2ポート校正の誤差タームに挿入します。このとき、補正が各LO設定ごとになされることを確かめます。

$$E_{DF}, E_{SF}, E_{RF}, E_{TF}^{NEW}$$

$$E_{LF} = 0$$

これで、ネットワーク・アナライザはDUT-FTDを測定することができます。絶対群遅延およびコンバージョン・ロスがアナライザに表示されます。この誤差補正を使い、誤差補正された入力整合、 $S11_{DUT}^A$ を表示することもできます。実施された三次レベルの誤差補正では、校正および測定時の測定システムの周波数レスポンスおよびソース整合による  $S21$  の中のシステムティック誤差を補正します。また、測定システム校正時のレシーバ整合誤差も補正します。測定時のレシーバ整合誤差を補正できるようにするためには、DUT-FTDの出力整合特性データが必要です。IF周波数範囲における1ポート校正により、DUT-FTDの出力整合、 $S22_{DUT}^A$ を測定することができます。DUT-FTDの実際の  $S21$  からレシーバ整合誤差の影響を除去するには、そのための新たな計算が必要になります。また、IF周波数範囲におけるハードウェア・インタフェース・シャーシの整合ターム、 $S11_{CH}^A$  も必要です。レシーバ整合誤差を含めて補正されたDUT-FTDの  $S21$  は、次式で与えられます。

$$S21_{DUT}^{NEW} = S21_{DUT}^A \times \left[ 1 - S22_{DUT}^A \times S11_{CH}^A \right]$$

この計算はコンピュータにより簡単にできます。このデータでフル2ポート校正データを修正すると、それを反映した測定システムの全ての誤差タームを補正した測定ができるようになります。

前に触れたことと同じように、適切な校正がなされたかどうかを確かめるシステム・ベリフィケーションのために、校正ミキサの  $S11$  および  $S22$  を測定してみます。校正が実行されると校正ミキサの影響が除去されます。この時点で校正ミキサをDUT-FTDのように測定することができます。測定されたS-parameterは校正ミキサの特性データ・ファイルの中のデータと比較します。もし、測定システムが適正に校正されていれば、この2つのデータ・セットは良く一致すべきです。測定システム校正および測定に適用された誤差補正のレベルに応じて、その測定されたデータとストアされているデータの間に僅かな食い違いが生じます。

測定システムの測定性能を確かめたいとき、いつでも校正ミキサを接続しそのS-parameterを測定すると、測定システムをチェックすることができます。校正ミキサ測定データとそのストアされたデータとの間に良い一致が保たれている限り、測定システムの誤差補正は正常に機能しています。

## 付録 A : 校正ミキサの属性

校正ミキサを製作するときに鍵となる校正ミキサ測定の品質は、そのミキサ自身の固有の特性にいくぶん依存します。その特性の属性について説明します。

- **周波数レスポンス**： まず、校正ミキサは全ての3ポート、すなわちRF、IF、LOポートにおいてできる限り広い周波数帯域を持っていることが望まれます。ミキサのコンバージョン・ロスが低いことは重要ではありません。つぎに、校正ミキサにとって、急激な不連続点や変動が見られないことが極めて重要です。これらは、好ましくない整合状況を作り出し、校正時の誤差が大きくなります。最後に、校正ミキサは十分なLO信号レベルが与えられているとき、その特性がLO信号レベルの変動に敏感でないことが望まれます。校正には低LOレベル・ミキサが好ましいです。それは、LOポートにアッテネータ・パッドを入れてポート整合の改善が図れるようになるからです。
- **リターン・ロス（反射損失）**： 校正ミキサは、好ましいポート整合（リターン・ロス）特性、とくにRFおよびIFポート整合特性を具備しているべきです。校正ミキサ特性測定の中での主要な誤差要因はそれらのポートと測定器の間の不整合です。校正ミキサは、通常アッテネータ・パッドを付けて適切なRFおよびIFポート整合を実現します。LOポートの整合はそれほど重要ではありませんが、LOポートの不整合はLO信号レベルの周波数変動を生み、これがミキサ特性に影響を及ぼします。
- **アイソレーション**： 校正ミキサは、優れたアイソレーション特性を有していることが望まれます。これは、校正された測定システムのレスポンスの中に、LO-to-IFあるいはRF-to-IFリーケージによるスプリアスが存在しないことが望ましいからです。測定システムの中に適切なフィルタを挿入すると、そのスプリアスの影響を軽減することができますが、リーケージ信号はLOポートあるいは出力ポートから反射されてミキサに戻り、再混合され、校正されたレスポンスにリップルを生む要因になります。
- **スプリアスの発生**： 校正ミキサによるスプリアス発生は低くなければなりません。比較的低いドライブ・レベルおよびミキサの入力に適切なアッテネータ・パッドを付けることにより、スプリアス発生を低く押さえることができます。校正ミキサが発生するスプリアスは、ネットワーク・アナライザによる校正ミキサ測定レスポンスの中にスプリアスを生む要因になります。
- **サイズ**： 驚かれるかもしれませんが、校正ミキサの物理的なサイズは小さいほど好ましいと言えます。サイズが小さくなると、位相レスポンスが少なくなり、ひいては群遅延も小さくなります。すると、ミキサを通して生じるリップルが小さくなり、ピークが生じてもその周波数間隔は広がりスムーズなレスポンスが得られます。これは、ゲインが小さいときや狭いアパーチャで位相のピーク変動を測定するときに支障をきたすことがあります。

## 付録 B : 校正ミキサの製作と 測定上のヒント

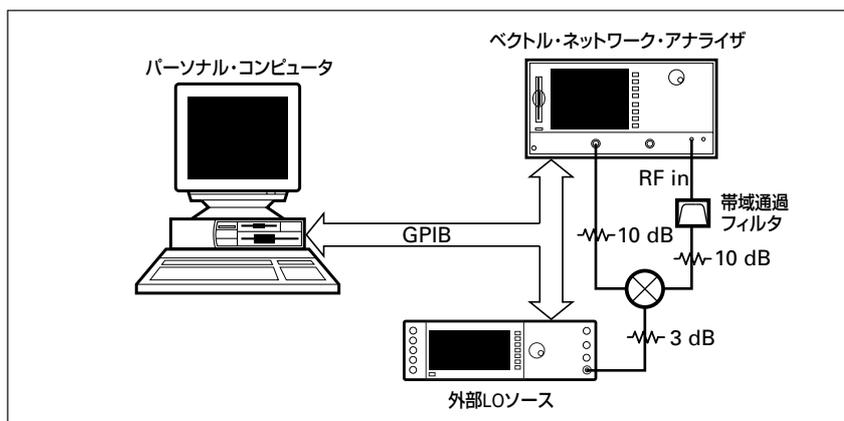
実用上、校正ミキサはDUT-FTDより広い周波数帯域を有していなければなりません。それは、不整合やコンバージョン・ロスにおけるロール・オフの影響が実際の測定の帯域外になり、正確な校正測定が達成されるようになるからです。一般に、広帯域はスムーズな周波数レスポンスが得られることを意味します。校正ミキサは、少なくともダブル・バランスド・ミキサ、できればトリプル・バランスド・ミキサがリーケージおよびイメージ・レスポンスを下げるために望まれます。校正ミキサには、LO、IF、RFおよびその混合積すべての周波数範囲にわたってリターン・ロスの大きい高性能アッテネータを適合させます。最終的な校正ミキサは、これらのアッテネータ・パッドを収縮チューブなどを使って恒久的に接続し、校正ミキサの一部にします。参考までに、校正ミキサのロスの大きさはそれほど問題ではありません。入出力アッテネータ・パッドは少なくとも6dBは必要です。このとき、測定器は低い信号レベルに対しても十分なダイナミック・レンジを持っています。

中間ステージに使われる段間フィルタには、不整合および再混合の影響を軽減するために、アイソレータやアッテネータ、もしくはその両方を付けます。このフィルタ、アイソレータ、アッテネータ・パッドは、同じように単一コンポーネントのように構成し、その状態でIF周波数範囲にわたって特性を測定します。このフィルタ・アセンブリはフル2ポート校正をして測定します。

ネットワーク・アナライザの入出力ポート、すなわちテスト・ケーブルの終端にもアッテネータ・パッドを付けます。テスト・ケーブルの長さ、すなわちテスト・ポート・パッドと校正ミキサとの距離はできる限り短く保ちます。このような配慮により、不整合リップルが発生する度合いを少なくし、狭帯域微分利得や微分位相測定における不整合に起因する測定誤差の可能性を押さええます。最後に、RF帯域通過あるいは高域通過フィルタをアナライザのテスト・ポート、できればサンプル入力となるカップルド・ポートとDUT-FTDとの間に挿入し、帯域外信号を減らします。この帯域外信号は、サンプルされ、ネットワーク・アナライザの中のIF信号に混入する可能性があります。適当なフィルタを挿入することにより、帯域外信号によって起こされる測定レスポンス上のスパイクの数と大きさを減らすことができます。

## 付録 C : 外部 LO による固定 IF 測定 のためのプログラム

外部コンピュータ  
使用の固定 IF 測定  
接続図



### 単一外部 LO ソースを使用した固定 IF 測定用のサンプル・プログラム・リスト

```

1   ! *** Fixed IF Downconverter Measurements using the HP8753E Network Analyzer and ESG-
D3000A      Signal Generator ****10   ! RE-SAVE "FIXED_IF"
20  PRINTER IS CRT
30  DIM Marker(51)      ! Create an array to hold the conversion loss values
40  ASSIGN @Ana TO 708  ! 8753E Vector Network Analyzer Address is 708
50  ASSIGN @Lo TO 719  ! ESG-D3000A Signal Generator Address is 719
60  OUTPUT @Ana;"Pres" ! Instrument Preset
70  OUTPUT @Lo;"*RST"  ! Instrument Preset using the SCPI command
80  OUTPUT @Ana;"FORM4" ! 8753E Data Transfer Format, ASCII with no header
90  !
100 ! Enter Frequencies and Power Levels for Mixer under Test
110 !
120 INPUT "Enter the Fixed IF Frequency (MHz)",If_freq
130 INPUT "Enter the LO Start Frequency (MHZ)",Lo_start_freq
140 INPUT "Enter the LO Stop Frequency (MHZ)",Lo_stop_freq
150 INPUT "Enter the Number of Frequency Point to
Measure(3,11,21,26,51)",Pts ! Can be increased
160 IF Pts<>3 AND Pts<>11 AND Pts<>21 AND Pts<>26 AND Pts<>51 THEN GOTO 150
170 INPUT "Is the RF>LO (1) or RF<LO (2) ? (1/2)",Rflo
180 IF Rflo<1 AND Rflo>2 THEN GOTO 170
190 Lo_increment=(Lo_stop_freq-Lo_start_freq)/(Pts-1)
200 INPUT "Enter the RF Power to the Mixer Under Test (dBm) (RF>-30 and RF<0)",Rf_power
210 IF Rf_power<-30 OR Rf_power>0 THEN GOTO 200 ! maintain adequate level for R-Channel
220 INPUT "Enter the LO Power to the Mixer Under Test (dBm)",Lo_power
230 !
240 PRINT "FIXED IF DOWNCONVERTER MEASUREMENTS"
250 PRINT "IF Frequency      = ";If_freq;" MHz"
260 PRINT "LO Frequency       = ";Lo_start_freq;" MHz to ";Lo_stop_freq;" MHz"
270 PRINT "LO Frequency Spacing = ";Lo_increment;" MHz"
280 PRINT "RF Port Power        = ";Rf_power;" dBm"
290 PRINT "LO Port Power        = ";Lo_power;" dBm"
300 PRINT
310 OUTPUT @Ana;"POIN";Pts          ! Set the Number of Points          on the 8753E
320 ! *** Set the 8753E RF Attenuator for the proper range ***
330 IF Rf_power<=0 AND Rf_power>=-15 THEN Range$="00"
340 IF Rf_power<-15 AND Rf_power>=-25 THEN Range$="01"
350 IF Rf_power<-25 THEN Range$="02"
360 OUTPUT @Ana;"PWRR PMAN"          ! Set Test Port Power Range Setting to Manual
370 Power_range$="POWR"&Range$
380 OUTPUT @Ana;Power_range$         ! Set Test Port Power Range
390 OUTPUT @Ana;"POWE ";Rf_power     ! Set Test Port Power Value

```

```

400 OUTPUT @Lo;"POW ";Lo_power      ! Set LO Power on the ESG-D3000
410 ! *** Set the 8753E to measure absolute power at the R channel for the Fixed IF
420 OUTPUT @Ana;"MEASR"      ! Measure and Display the R channel for absolute power
measurements
430 OUTPUT @Ana;"CWFREQ ";lf_freq;"MHZ"  ! Set the 8753E to CW at the fixed IF Freq.
440 OUTPUT @Ana;"LOFREQ 0HZ"      ! Temporarily set the 8753E for an LO of 0 HZ
450 OUTPUT @Ana;"FREQOFFS ON"      ! Set the 8753E to Freq Offset Mode
460 OUTPUT @Ana;"VIEM ON"      ! Show the measured data (CW Freq) on the 8753E
470 ! *** Perform a Receiver Calibration on the 8753E at the Fixed IF Frequency ***
480 INPUT "Disconnect the R-CHANNEL jumper from the front panel, Press ENTER",A$
490 INPUT "Connect any IF Components (filter, pad) placed after the mixer to the R-CHANNEL IN,
Press ENTER",A$
500 INPUT "Connect a cable from the TEST PORT 1 to the IF components on the R-CHANNEL IN,
Press ENTER",A$
510 OUTPUT @Ana;"REIC";Rf_power      ! Set the 8753E Power Level Reference for Rcvr Cal
520 OUTPUT @Ana;"TAKRS"      ! Calibrate the 8753E's Receiver for absolute power
530 ! *** Connect the Mixer to the 8753E and set initial Freq Offset conditions
540 INPUT "Insert the Mixer into the setup and Connect the LO, Press ENTER",A$
550 OUTPUT @Ana;"LOFREQ ";Lo_start_freq;"MHZ"  ! Set LO Freq setting on the 8753E
560 OUTPUT @Lo;"FREQ: CW ";Lo_start_freq;"MHZ"  ! Set the LO Freq on the ESG-D3000A
570 OUTPUT @Ana;"LOPOWER ";Lo_power      ! Set LO Power setting on the 8753E(reference only)
580 OUTPUT @Lo;"OUTP:STAT ON"      ! Turn ON the LO Power on the ESG-D3000A
590 OUTPUT @Ana;"DCONV"      ! Set the 8753E to measure a downconverter
600 IF Rflo=1 THEN
610 OUTPUT @Ana;"RFGTLO"      ! Set the 8753E RF>LO
620 ELSE
630 OUTPUT @Ana;"RFLTLO"      ! Set the 8753E RF>LO
640 END IF
650 OUTPUT @Ana;"MARK1 0"  ! Turn Marker ON for reading data, can be placed anywhere for CW
meas
660 OUTPUT @Ana;"VIEM OFF"  ! Turn on Freq Offset Block Diagram for Connection Verification
670 INPUT "Examine the 8753E/ESG Screens and Verify the Connections, Frequencies & Power for
the Measurement",A$
680 OUTPUT @Ana;"VIEM ON"  ! Turn on the measurement display
690 PRINT
700 PRINT "LO Freq (MHz)  LOSS (dB)"
710 FOR I=1 TO Pts
720 Lo_freq=Lo_start_freq+(I-1)*Lo_increment
730 OUTPUT @Ana;"LOFREQ ";Lo_freq;"MHZ"  ! Set LO Freq setting on the 8753E
740 OUTPUT @Lo;"FREQ: CW ";Lo_freq;"MHZ"  ! Set LO Freq on the ESG-D3000A
750 WAIT 2      ! Wait to allow 8753E to phase lock, this setting should be optimized
760 OUTPUT @Ana;"OUTPMARK"      ! Command to output marker value
770 ENTER @Ana;Mark1,Mark2,Stim1      ! Enter the marker value
780 Marker(Pts)=Mark1-Rf_power  ! Calculation for conversion loss (dB): Meas-Input levels(dBm)
790 PRINT USING 800;Lo_freq,Marker(Pts)
800 IMAGE 1X,4D.DD,10X,4D.D
810 NEXT I
820 PRINT
830 PRINT "Measurement Complete"
840 END

```

### 出力の例 (DUT-FTD: Avantek TFX-180751)

#### FIXED IF DOWNCONVERTER MEASUREMENTS

IF Frequency = 170 MHz  
LO Frequency = 2400 MHz to 2600 MHz  
LO Frequency Spacing = 20 MHz  
RF Port Power = -20 dBm  
LO Port Power = 10 dBm

LO Freq (MHz)	LOSS (dB)
2400	-8.5
2420	-6.9
2440	-7.6
2460	-8.5
2480	-7.3
2500	-7.2
2520	-8.5
2540	-7.1
2560	-7.5
2580	-8.6
2600	-6.9

## 付録 D : アプリケーション・ノート およびプロダクト・ノート

### ベクトル・ネットワーク解析の基礎

アプリケーション・ノート 1287-1 (カタログ番号: 5965-7707J)

### ネットワーク・アナライザのアーキテクチャ

アプリケーション・ノート 1287-2 (カタログ番号: 5965-7708J)

### ネットワーク・アナライザ測定に対する誤差補正の適用

アプリケーション・ノート 1287-3 (カタログ番号: 5965-7709J)

### ネットワーク・アナライザ測定: フィルタとアンブ

アプリケーション・ノート 1287-4 (カタログ番号: 5965-7710J)

### 8 Hints ネットワーク・アナライザ測定を成功させる 8 つのヒント

アプリケーション・ノート 1291-1J (カタログ番号: 5965-8166J)

### *In-fixtured Microstrip Device Measurements Using TRL\**

*Calibration*, Agilent Technologies Product Note 8720-2, 5091-1943E

### *Specifying Calibration Standards for the 8510 Network*

*Analyzer*, Agilent Technologies Product Note 8510-5A, 5965-4352E

### *Applying the 8510 TRL Calibration for Non-Coaxial*

*Measurements*, Agilent Technologies Product Note 8510-8A, 5091-3645E

### *Measuring Noninsertable Devices*, Agilent Technologies Product Note

8510-13, 5956-4373E

### ネットワーク・アナライザのアプリケーションにおけるスループットの改善

アプリケーション・ノート 1287-5 (カタログ番号: 5966-3317J)

### ネットワーク・アナライザによるハイ・パワー・デバイスの評価

アプリケーション・ノート 1287-6J (カタログ番号: 5966-3319J)

## その他の参考技術資料

“Design of an Enhanced Vector Network Analyzer”, Frank David et al., Agilent Technologies Journal, April 1997

“Calibration for PC Board Fixtures and Probes”, Joel Dunsmore, 45th ARFTG Conference Digest, Spring 1995

“Techniques Optimize Calibration of PCB Fixtures and Probes”, Joel Dunsmore, Microwave & RF, October 1995, pp. 96-108, November 1995, pp. 93-98

“Improving TRL\* Calibration of Vector Network Analyzers”, Don Metzger, Microwave Journal, May 1995, pp. 56-68

“The Effect of Adapters on Vector Network Analyzer Calibrations”, Doug Olney, Microwave Journal, November 1994

## 関連協力会社

### テスト・フィクスチャ

Inter-Continental Microwave  
1515 Wyatt drive  
Santa Clara, California 95054-1524, USA  
E-mail: icmfixture@aol.com  
Phone: (408) 727-1596, Fax: (408) 727-0105  
World Wide Web Home Page: <http://www.icmicrowave.com>

#### <問い合わせ>

(有) 日本アイ・シー・エム  
〒192-0034 東京都八王子市大谷町 41-1  
E-mail: icmjka@blue.ocn.ne.jp  
電話：0426-45-3391, Fax: 0426-45-3391

### マルチポート・テストセット

ATN Microwave, Inc.  
85 Rangeway Road  
No. Billerica, Massachusetts 01862-2105, USA  
E-mail: info@atn-microwave.com  
Phone: (978) 667-4200, Fax: (978) 667-8548  
World Wide Web Home Page: <http://www.atn-microwave.com>

#### <問い合わせ>

(株) エーティエヌジャパン  
〒224-0003 神奈川県横浜市都筑区中川中央 1-35-16  
E-mail: qv6y-mur@asahi-net.or.jp  
電話：045-910-4471, Fax: 045-910-4615

### ウェハー・プローブおよびプローバ・ステーション

Cascade Microtech  
14255 SW Brigadoon Court  
Beaverton, Oregon 97005, USA  
E-mail: sales@cmicro.com  
Phone: (503) 626-8245, Fax: (503) 626-6023

#### <問い合わせ>

カスケード・マイクロテック(株)  
〒153-0042 東京都目黒区青葉台 4-7-7  
E-mail: sales@cmj.co.jp  
電話：03-5478-6100, Fax: 03-5478-6105





アジレント・テクノロジー株式会社

本社 〒192-8510 東京都八王子市高倉町9-1



TEL ☎ 0120-421-345  
(0426-56-7832)

FAX ☎ 0120-421-678  
(0426-56-7840)

E-mail: [contact\\_japan@agilent.com](mailto: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

October 10, 2001

5966-3318J  
0000-00L/H