

# 高周波回路計測技術

ーベクトルネットワークアナライザ等の測定原理と測定の信頼性ー

## High Frequency Measurement techniques

ーPrincipal Theory and Confidence of Measurements in Vector Network Analyzers etc.ー

矢加部 利幸<sup>†</sup> 堀部 雅弘<sup>‡</sup>

Toshiyuki YAKABE<sup>†</sup> and Masahiro HORIBE<sup>‡</sup>

<sup>†</sup> 電気通信大学大学院 情報理工学研究科 〒182-8585 東京都調布市調布ヶ丘 1-5-1

<sup>†</sup> Department of Communication Engineering and Informatics, The Univ. of Electro-Communications,  
1-5-1 Chofugaoka, Chofu-shi, Tokyo 182-8585, Japan

<sup>‡</sup> (独)産業技術総合研究所 計測標準研究部門 〒305-8563 茨城県つくば市梅園 1-1-1

<sup>‡</sup> National Metrology Institute of Japan (NMIJ), National Institute of Advanced Industrial Science and  
Technology (AIST), 1-1-1 Umezono, Tsukuba, Ibaraki 305-8563, Japan

E-mail: <sup>†</sup> yakabe@ice.uec.ac.jp, <sup>‡</sup> masahiro-horibe@ieee.org

### Abstract

Vector network analyzers (VNAs) and Spectrum analyzers (SA) are widely used in the measurements for circuits, components and antennas. In recent years, operation frequency range of device measurements is changing from microwave to millimeter wave and sub-millimeter wave lengths by the development of leading edge communication technologies. In this session, basic theory of operation of VNA and SA is explained, then, a six-port type VNA is also introduced as a effective solution for the device measurements at the millimeter wave and the sub-millimeter wave range.

### 1. はじめに

高周波回路測定技術は、製品の研究開発のみならず、科学的な物理現象の評価や製品の安全性認証など、さまざまな分野・シーンで必要とされている。そして、正しい測定により、製品の性能や、実験データの信頼性が担保され、その結果として、市場や学術分野での優位性を初めて発揮できる[1]。

高周波回路測定と直流・低周波測定との大きな相違点は、回路サイズが測定電磁波の波長に比べて小さいことである。そのため、測定の対象が、直流・低周波での電流・電圧とは異なり、エネルギーの流れ「電力」を基本としている。回路測定の場合、同軸線路や導波管などの回路を想定し、高周波測定器はそれら伝送線路における電力測定を基本としている。この際、伝送線路の特性インピーダンスが規定されていることから、高周波測定器の測定量は、特定の特性インピーダンスの伝送線路中の電力となる。よって、規格の違う伝送線路を接続すると、そこで特性インピーダンスの不連続が起こり、エネルギーの流れに乱れが生じる。これが電力の反射である。

よって、高周波回路測定では、測定系の特性インピーダンスが大前提であり、また、伝送線路は、そのサイズによって、伝送できる周波数帯が変わるため、測定周波数帯に応じた伝送線路と測定器の選択が不可欠である。帯域以上の周波数の電磁波を伝送させた場合には、基本モードのほかに、高次モードを発生することとなる。その上で、高周波回路測定の測定量やレンジの決定が初めて意味を持つことになる。

高周波回路測定器として、対比されるものがスペクトラムアナライザ(SA)とベクトルネットワークアナライザ(VNA)である。この2つの測定器は、外観は非常に似ており、部品もミキサやIFフィルタなど非常に似た高周波部品で校正されている。大きな違いは、受動素子(Passive component)の測定において、一般的な使い方では、VNAは内部発信器によりそれ自身で電磁波信号を生成して被測定回路に入射させてその特性を測定する。これに対し、SAは外部の発信器からの被測定回路への電磁波信号の入射が必要となるところにある。その他、(リニア)VNAは1周波数信号毎の測定であるが、SAは複数の周波数の信

号(スプリアス)を同時に測定することができる。よって、これら2つの測定器は用途によって使い分けられることが多い。

そこで本稿では、高周波分野における代表的な計測器であるSAとVNAの測定原理と測定の注意事項を解説する。続いて、VNAについて、測定結果の信頼性を担保するための国家計量標準、計量トレーサビリティと計測管理について解説する。最後に、高周波化する測定に対しても有効な6ポート型VNAについてその原理と測定結果について解説する。

## 2. スペクトラムアナライザ

### 2.1 測定原理

前章では、SAが複数の周波数の信号を測定するために利用されると述べた。実際のアプリケーションでは、アナログアクティブ素子の場合、入出力の関係が重要であり、パワーアンプ等では、非線形性(ノンリニア特性)による波形の変化、高次高調波の発生が問題となる。オシロスコープで出力波形を観察した場合、図1の黒実線の波形のみが得られる。実際にはこの波形は基本はその2次、3次などの高調波の合成はであるが、時間と振幅の関係であるため、周波数分離はできず、合成波の波形観測からは高調波の大きさ分らない。SAの場合、周波数と振幅の関係で測定結果を得ることができるため(図2)、高調波成分が観測できる。

周波数挿引ヘテロダインSAの基本構成ブロック図を図3に示す。実際のSAは性能向上のために、さらに複雑な校正となっている[1]。

同図における動作原理を説明する。まず、RF入力ポートに信号が入射し、入力段の減衰器とローパスフィルタを介して、ミキサの入力ポートに入力される。減衰器では、入射信号をミキサの適切な入力レベルにするために用いられる。そして、ローパスフィルタは、入射信号に含まれるIF周波数帯の信号除去を行っている。

ミキサでは、入力信号を決まった周波数のIF帯の信号に変換する。アンプで信号増幅したのち、ガウス帯域通過フィルタあるいはデジタルフィルタを通過して、ログアンプにより増幅する。ディスプレイ上の信号強度表示はdBとなる。そして、ディテクタで信号検出ののちにビデオフィルタを通してから、ディスプレイの縦軸の表示値が決定される。

横軸(周波数軸)については、ランプジェネレータで挿引すると同時に、ミキサ入力するローカルオシレータの制御をしている。これにより、周波数と振幅の関係を観測することができる。

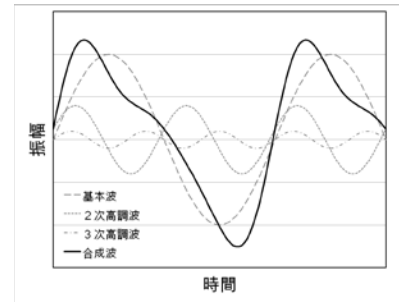


図1 オシロスコープでの観測結果例(黒実線のみが観測)

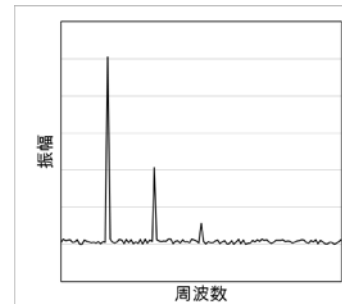


図2 スペクトラムアナライザでの観測結果例

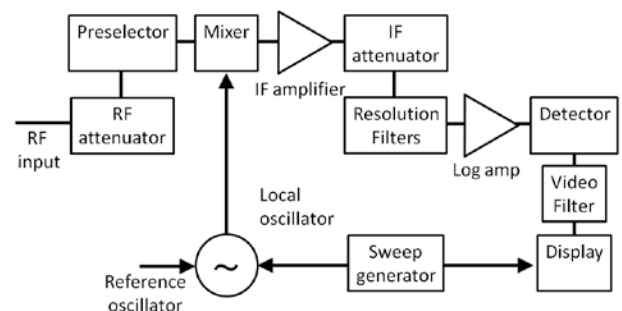


図3 スペクトラムアナライザの基本構成ブロック図

### 2.2 測定条件と測定確度・精度

SAを用いた測定では測定条件設定が非常に重要である。測定条件が適切でない場合には、誤った測定結果を得ることとなる。最近のSAは自動設定機能があるものも多いが、それでも測定者が意図しない設定である場合があり、意図しない結果が観測されることがある。そのため、測定者がSAの設定機能を十分理解し、自身の測定に相応しい測定条件設定をする必要がある。SAを用いた測定では、図3のブロック図から、以下の4つの主要機能の設定が基本となる。

- (1) RF 減衰器または IF ゲイン
- (2) 周波数挿引速度
- (3) 解像度フィルタ(IF フィルタ)のバンド幅
- (4) ビデオフィルタのバンド幅

このほか、周波数範囲や振幅のレンジなどの設定も重要であるが、先の4つの設定機能に比べて比較的容易に設定を決めることができる。

RF 減衰器と IF ゲインの設定は、測定の感度を上げるために重要な設定である。感度を上げたい場合、RF 減衰器の設定値を小さくするか、IF ゲインの設定値を上げることで対応できる。しかし、RF 減衰器の設定値を小さくしすぎると、次段のミキサ入力へ過大入力となり、ミキサ出力がひずむこととなる。この代わりに IF ゲインを大きくしすぎると、ノイズレベルも同時に増幅されることとなる。さらに、両設定が適切でない場合には、ひずみや内部変調(inter-modulation)を生じる。

周波数挿引速度(時間)の設定は、解像度フィルタのバンド幅設定と深く関係する。バンド幅が狭い場合、周波数挿引速度(時間)が速い場合には、適切なスペクトル測定結果が表示されない。一般に、挿引速度は、バンド幅の2乗に逆比例して遅くする必要がある。

解像度フィルタ(IF フィルタ)のバンド幅は、観測したいスペクトルとその近傍のスペクトルを分離するために重要である。このバンド幅が狭いほど、スペクトル間の分離ができるが、先の周波数挿引速度を遅くする必要がある。逆にバンド幅を広げすぎると、スペクトル間の分離ができず、複数のスペクトルは、裾野が広がった1つのスペクトルとして観測される場合がある。

### 3. ベクトルネットワークアナライザ

#### 3.1 測定原理

VNA は、RF 帯からマイクロ波、ミリ波領域、サブミリ波帯(テラヘルツ帯)までの幅広い周波数範囲で、S パラメータの測定に用いられる。被測定物の S パラメータの測定は、伝送線路特性インピーダンスを基準として、デバイスへの入射信号と反射信号、伝送信号の関係から評価され、VNA で測定されるパラメータは、振幅と位相(複素数)である。

VNA は基本的に2台のリフレクトメータ[2]で構成されるため、測定原理の理解にはリフレクトメータを理解する必要がある。リフレクトメータは図4に示すように、信号源、信号分配器、方向性結合器(あるいは2つの方向性結合器)および入力波と反射波を検出するベクトル検出器からなる。実際にはヘテロダイン検波を行うため、局部発信機、ミキサや IF フィルタを用いており、AD 変換器を搭載している。リフレクトメータの信号源から被測定物に電磁波を入力するが、その際、一部の信号を分配器により信号分配して、検出器 A で信号の実部成分およ

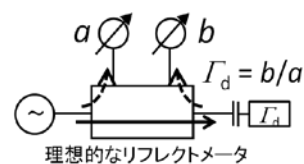


図4 オシロスコープでの観測結果例(黒実線のみが観測)

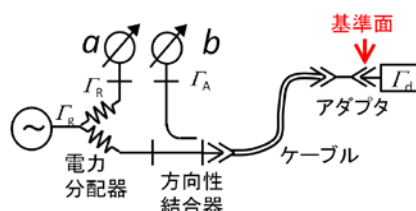


図5 スペクトラムアナライザでの観測結果例

び虚部成分を検出し、入力信号の大きさを決定する。そして、信号が方向性結合器を通過して、被測定物へ入射し、被測定物からの反射波を方向性結合器を介して、検出器 B で検出する。入力信号(実部成分と虚部成分)と被測定物からの反射信号(実部成分と虚部成分)の比( $b/a$ )をとることで、反射係数を測定により取得することができる。

実際の VNA では、内部に用いている各 부품の“不完全さ”により、被測定物を接続しただけでは、十分な測定確度を得ることができない。この“不完全さ”から来る VNA の系統的な測定偏差には、3つの種類がある。その一つの要素は方向性偏差がある。図6に方向性偏差の内容を示す。主信号線路から方向性結合器で信号を分配して、検出器 b で反射信号の検出が行っている。しかし、実際の方向性結合器では、信号源から直接検出器 b に流入する信号がある。ここで、両信号の比(dB 表記では差)が方向性結合器の方向性を表す。このほかに、被測定物からの信号には、検出器と被測定物の間に用いられている部品等からの反射信号も含まれており、これらも方向性偏差の要因である。

次に、ソースマッチ偏差がある(図7)。図7に示すように、被測定物からの反射信号は方向性結合器で分配され一部は検出器 b に入力される。しかし、被測定物から見た VNA 側の反射係数がゼロではないため、被測定物から反射信号のうち、一部がテストポートで反射され、被測定物に戻る。さらに被測定物で反射した信号が、検出器 b へと伝搬し、検出される。また、被測定物から反射した一部の信号は主信号線路を通り、信号源に戻ることとなる。戻った信号は、信号源のインピーダンス不整合により被

測定物への入射を引き起こすこととなる。以上のような信号は VNA と被測定物の間での多重反射信号であり、この多重反射信号も方向性結合器を通り、検出器 b に入力されることとなる。よって、検出された反射信号にはリフレクトメータ内部の多重反射による信号も含まれることとなる。

そして、図 8 に示すリフレクトメータ内部の周波数特性に伴う反射トラッキング偏差がある。リフレクトメータ内部に用いられる多くの高周波部品の反射・伝送特性には周波数特性がある。それら部品の特性を合成した特性が、信号経路の周波数特性となる。図 8 において、信号源から検出器 a 側と検出器 b 側の信号経路では、周波数特性が異なる。よって、検出された信号 a, b の周波数特性も異なるため、その比から求められる反射特性には、被測定物の周波数特性とリフレクトメータの周波数特性が反映されることになる。

これらの偏差をエラーボックスとして集約し、理想的なリフレクトメータに従属接続したモデルとして、実際のリフレクトメータを図 9 左上のように表現する。エラーボックスの各偏差要素は複素数であり、同図に示す方向性偏差(D), ソースマッチ偏差( $M_s$ ), 反射トラッキング偏差( $T_r$ )として表現できる。被測定物の反射係数測定値 $\Gamma_m$ と実際の反射特性 $\Gamma_d$ の関係は(1)式で与えられる。

$$\Gamma_d = \frac{\Gamma_m - D}{T_r + M_s(\Gamma_m - D)} \quad (1)$$

(1)式より、エラーボックスの各偏差要素が分かれば、被測定物の測定結果から VNA の偏差を数学的に補正し、被測定物の反射特性を求めることができる。片側のリフレクトメータのエラーボックスの要素を求めるためには、値のわかった 3 つの素子(基準器, 標準器)を測定して、3 つの連立方程式を解くことで各誤差要素を求めることができる。これをキャリブレーション(目盛合せ、プレキャリブレーション)という(図 9)。この場合、基準器(標準器)の特性が厳密に分かっている必要があるが、実際のキャリブレーション(プレキャリブレーション)では、Load 終端標準器の特性は反射係数ゼロとして“定義”している場合が多い。しかし、RF 帯からミリ波帯に至る広帯域で反射係数がゼロとなる Load 終端器の実現はほぼ不可能であるため、実際の特性は“定義”とは異なる。この基準器の定義値と実際の特性の違いが後に示す、残留不確かさに関係することとなる。フル 2 ポート VNA の場合には、もう片側のリフレクトメータも同様にプレキャリブレーションを行い、最後にスルーの測定を行うことで、両ポート間の関係(以後の式中の伝送トラッキングやロードマッチ)を求め

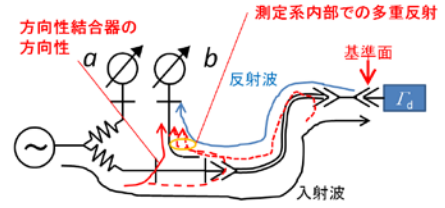


図 6 VNA における方向性偏差の内容

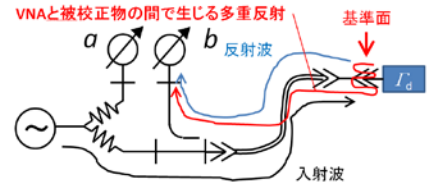


図 7 VNA におけるソースマッチ偏差の内容

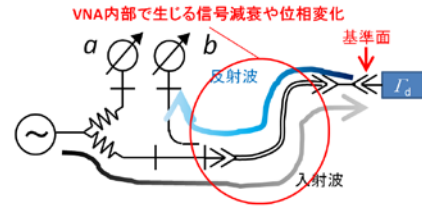


図 8 VNA における反射トラッキング偏差の内容

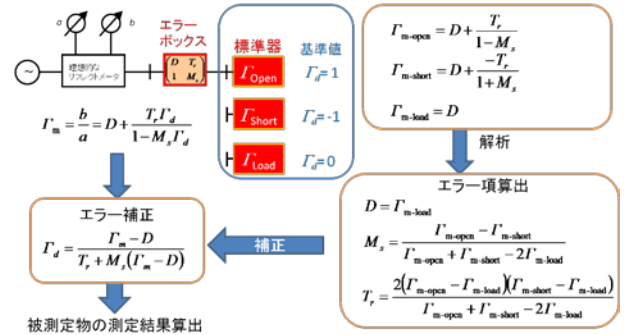


図 9 実際の VNA のモデル化とキャリブレーション(目盛り定め)の説明

ている。

フル 2 ポート測定の場合には、被測定物の S パラメータと測定値の関係は以下のとおりとなる。

$$S_{11d} = \frac{\left( \frac{S_{11m} - D_1}{T_{r1}} \right) \left( 1 + \frac{S_{22m} - D_2}{T_{r2}} \right) - M_{12} \left( \frac{S_{21m} - Iso_1}{T_{t1}} \right) \left( \frac{S_{12m} - Iso_2}{T_{t2}} \right)}{V} \quad (2)$$

$$S_{21d} = \frac{\left( \frac{S_{21m} - Iso_1}{T_{t1}} \right) \left[ 1 + (M_{s2} - M_{12}) \frac{S_{22m} - D_2}{T_{r2}} \right]}{V} \quad (3)$$

$$S_{12d} = \frac{\left( \frac{S_{12m} - Iso_2}{T_{t2}} \right) \left[ 1 + (M_{s1} - M_{11}) \frac{S_{11m} - D_1}{T_{r1}} \right]}{V} \quad (4)$$

表 1 VNA 不確かさ評価方法

| No. | 方法           | 標準器の形態 | 標準器の校正量       | 適用可能周波数範囲              | 参考文献   |
|-----|--------------|--------|---------------|------------------------|--------|
| 1   | リップル法        | エアライン  | 特性インピーダンス     | 1 GHz 以上(エアライン長さによる)   | [3]    |
| 2   | エアラインによる複素解析 | エアライン  | S パラメータ[8, 9] | 100 MHz 以上(エアライン長さによる) | [4, 5] |
| 3   | 終端器群による複素解析  | 終端器群   | 反射係数          | 制限なし(基準となる校正値が必要)      | [6, 7] |

$$S_{22d} = \frac{\left( \frac{S_{22m} - D_2}{T_{r2}} \right) \left( 1 + \frac{S_{11m} - D_1}{T_{r1}} \right) - M_{11} \left( \frac{S_{21m} - Iso_1}{T_{t1}} \right) \left( \frac{S_{12m} - Iso_2}{T_{t2}} \right)}{V} \quad (5)$$

ここで

$$V = \left( 1 + M_{s1} \frac{S_{11m} - D_1}{T_{r1}} \right) \left( 1 + M_{s2} \frac{S_{22m} - D_2}{T_{r2}} \right) - M_{11} M_{12} \left( \frac{S_{21m} - Iso_1}{T_{t1}} \right) \left( \frac{S_{12m} - Iso_2}{T_{t2}} \right) \quad (6)$$

$$D_1 = \begin{vmatrix} \Gamma_{1-m} & \Gamma_1 \Gamma_{1-m} & \Gamma_1 \\ \Gamma_{2-m} & \Gamma_2 \Gamma_{2-m} & \Gamma_2 \\ \Gamma_{3-m} & \Gamma_3 \Gamma_{3-m} & \Gamma_3 \end{vmatrix} \bigg/ \begin{vmatrix} 1 & \Gamma_1 \Gamma_{1-m} & \Gamma_1 \\ 1 & \Gamma_2 \Gamma_{2-m} & \Gamma_2 \\ 1 & \Gamma_3 \Gamma_{3-m} & \Gamma_3 \end{vmatrix} \quad (7)$$

$$M_{s1} = \begin{vmatrix} 1 & \Gamma_{1-m} & \Gamma_1 \\ 1 & \Gamma_{2-m} & \Gamma_2 \\ 1 & \Gamma_{3-m} & \Gamma_3 \end{vmatrix} \bigg/ \begin{vmatrix} 1 & \Gamma_1 \Gamma_{1-m} & \Gamma_1 \\ 1 & \Gamma_2 \Gamma_{2-m} & \Gamma_2 \\ 1 & \Gamma_3 \Gamma_{3-m} & \Gamma_3 \end{vmatrix} \quad (8)$$

$$T_{r1} = \begin{vmatrix} 1 & \Gamma_1 \Gamma_{1-m} & \Gamma_{1-m} \\ 1 & \Gamma_2 \Gamma_{2-m} & \Gamma_{2-m} \\ 1 & \Gamma_3 \Gamma_{3-m} & \Gamma_{3-m} \end{vmatrix} \bigg/ \begin{vmatrix} 1 & \Gamma_1 \Gamma_{1-m} & \Gamma_1 \\ 1 & \Gamma_2 \Gamma_{2-m} & \Gamma_2 \\ 1 & \Gamma_3 \Gamma_{3-m} & \Gamma_3 \end{vmatrix} + D_1 M_{s1} \quad (9)$$

$$D_2 = \begin{vmatrix} \Gamma_{4-m} & \Gamma_4 \Gamma_{4-m} & \Gamma_4 \\ \Gamma_{5-m} & \Gamma_5 \Gamma_{5-m} & \Gamma_5 \\ \Gamma_{6-m} & \Gamma_6 \Gamma_{6-m} & \Gamma_6 \end{vmatrix} \bigg/ \begin{vmatrix} 1 & \Gamma_4 \Gamma_{4-m} & \Gamma_4 \\ 1 & \Gamma_5 \Gamma_{5-m} & \Gamma_5 \\ 1 & \Gamma_6 \Gamma_{6-m} & \Gamma_6 \end{vmatrix} \quad (10)$$

$$M_{s2} = \begin{vmatrix} 1 & \Gamma_{4-m} & \Gamma_4 \\ 1 & \Gamma_{5-m} & \Gamma_5 \\ 1 & \Gamma_{6-m} & \Gamma_6 \end{vmatrix} \bigg/ \begin{vmatrix} 1 & \Gamma_4 \Gamma_{4-m} & \Gamma_4 \\ 1 & \Gamma_5 \Gamma_{5-m} & \Gamma_5 \\ 1 & \Gamma_6 \Gamma_{6-m} & \Gamma_6 \end{vmatrix} \quad (11)$$

$$T_{r2} = \begin{vmatrix} 1 & \Gamma_4 \Gamma_{4-m} & \Gamma_{4-m} \\ 1 & \Gamma_5 \Gamma_{5-m} & \Gamma_{5-m} \\ 1 & \Gamma_6 \Gamma_{6-m} & \Gamma_{6-m} \end{vmatrix} \bigg/ \begin{vmatrix} 1 & \Gamma_4 \Gamma_{4-m} & \Gamma_4 \\ 1 & \Gamma_5 \Gamma_{5-m} & \Gamma_5 \\ 1 & \Gamma_6 \Gamma_{6-m} & \Gamma_6 \end{vmatrix} + D_2 M_{s2} \quad (12)$$

さらに、ポート 1 とポート 2 を直結(Thru)して測定結果を取得することで、式(19)~(22)によりさらに 4 つの残留要素を求めることができる。そして、アイソレーション測定を行うことで、式(8)~(11)に含まれる残留要素をすべて求めることができ、VNA 測定結果から残留要素を補正することができる。

$$M_{11} = \frac{S_{22\text{thru-m}} - D_2}{T_{r2} + M_{s2}(S_{22\text{thru-m}} - D_2)} \quad (13)$$

$$T_{t1} = (S_{21\text{thru-m}} - Iso_1)(1 - M_{s1}M_{12}) \quad (14)$$

$$M_{12} = \frac{S_{11\text{thru-m}} - D_1}{T_{r1} + M_{s1}(S_{11\text{thru-m}} - D_1)} \quad (15)$$

$$T_{t2} = (S_{12\text{thru-m}} - Iso_2)(1 - M_{s2}M_{11}) \quad (16)$$

ここで、式(2)~(16)で用いられるパラメータは以下のとおりである。

$D_1$  : ポート 1 側の残留方向性要素

$M_{s1}$  : ポート 1 側の残留ソースマッチング要素

$T_{r1}$  : ポート 1 側の残留反射トラッキング要素

$D_2$  : ポート 2 側の残留方向性要素

$M_{s2}$  : ポート 2 側の残留ソースマッチング要素

$T_{r2}$  : ポート 2 側の残留反射トラッキング要素

$M_{11}$  : ポート 1 側の残留ロードマッチング要素

$T_{t1}$  : ポート 1 側の残留伝送トラッキング要素

$M_{12}$  : ポート 2 側の残留ロードマッチング要素

$T_{t2}$  : ポート 2 側の残留伝送トラッキング要素

$\Gamma_{1,2,3}$  : ポート 1 の校正に用いる標準器の校正値

$\Gamma_{1,2,3-m}$  : ポート 1 の校正に用いる標準器の測定値

$\Gamma_{4,5,6}$  : ポート 2 の校正に用いる標準器の校正値

$\Gamma_{4,5,6-m}$  : ポート 2 の校正に用いる標準器の測定値

$S_{11,21,12, 22\text{thru-m}}$  : スルー接続の S パラメータ測定値

$S_{11,21,12, 22-d}$  : 被測定物の S パラメータ特性値

$S_{11,21,12, 22-m}$  : 被測定物の S パラメータ測定値

$Iso_1$  : ポート 1 から 2 へのアイソレーション測定値

$Iso_2$  : ポート 2 から 1 へのアイソレーション測定値  
上記のパラメータはすべて複素数である。

これまでに示した 2 ポート VNA の偏差要素を求めるためのキャリブレーションは主に、SOLT(短絡終端器, 開放終端器, 整合終端器, スルー)キャリブレーションに相当するが、2 ポート VNA の場合には、反射特性が非常に小さい標準伝送線路(エアライン)を用いた、TRL(スルー, 短絡器, ライン)キャリブレーション[3]などもある。

### 3.2 残留不確かさ評価

現在、VNA の測定確度を示す指標として、不確かさが重要視されている。不確かさの評価は、これら測定確度を必要とする研究開発などの場面で必要であるが、産業活動の上での各種規制・規格への対応のために、国家標準にトレーサビリティのとれた VNA の測定結果とその不確かさが必要とされている。国家計量標準にトレーサビリティが確保された不確かさ評価方法にはいくつかあるが、代表的な 3

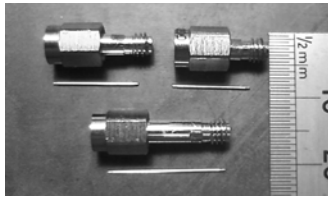
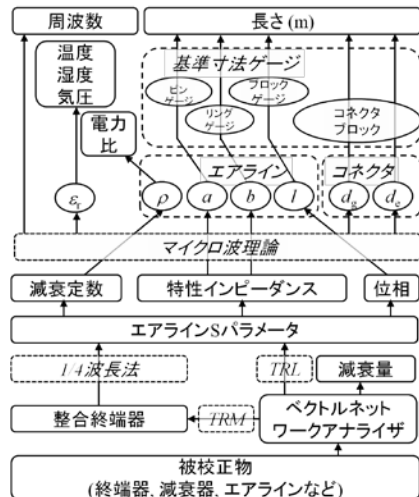


図 10 高周波 S パラメータ国家計量標準器(1.0 mm コネクタのエアライン, 帯域 : DC~110 GHz)



$\rho$ : 導体抵抗率,  $a$ : 内部導体外径,  $b$ : 外部導体内径,  $l$ : 外部導体長さ,  $d_g$ : コネクタ部内部導体ギャップ,  $d_e$ : 内部導体偏芯,  $\epsilon_r$ : 比誘電率

図 11 同軸高周波 S パラメータ国家計量標準のトレーサビリティ体系図

つについて、表 1 に示す。

1 つの方法として、エアラインを用いたリップル法がある[3]。この方法は、エアラインを用いて、VNA の測定周波数を挿引することにより位相を回転させることでリップルを発生させ、その振幅から残留要素の大きさを評価することができる。ベクトル量を測定する VNA において、振幅(スカラー量)のみでの評価できる点では容易であり、また、不確かさ要素の大きさを視覚的に観察できる点で、非常に便利である。この場合、エアラインの特性インピーダンスあるいは S パラメータを国家計量標準に基づき校正することで、VNA の残留要素の評価結果、最終的には VNA での測定結果が国家計量標準にトレーサブルとなる。位相を回転させる(リップルを発生させる)ためには、エアラインの長さが測定周波数の波長に比べて十分長い必要があり、比較的波長の短いマイクロ波・ミリ波領域では数 cm ~ 十数 cm の長さのエアラインを用いることで実現できるが、1 GHz 以下

ではその長さが数十 cm となり、電磁環境試験等で評価が必要とされる 10 kHz 付近の周波数においては、エアラインの長さが十数 km 以上となり、この方法は適用できない。また、エアラインの S パラメータ校正値を用いることで、残留要素を複素数で評価することができるが[4,5]、エアラインの長さと測定周波数の波長の半分(位相が  $180^\circ$ )となる周波数では評価ができず、また、その周波数近傍では評価の不確かさが悪化する。以上の 2 つの方法では、エアラインを用いるため、エアラインの機械加工精度(エアラインの反射特性)やコネクタ構造による反射特性が、残留要素の評価結果に偏差を生じることとなる[8 - 10]。

一方で、エアラインを用いない方法もある[6, 7]。あらかじめ校正された終端器群(1 ポートで 3 個以上の終端器)を用いた残留要素の評価を実施する方法がある。この方法では、特性が既知の終端器群を用いるため、周波数に関係なく残留要素を評価することができる。そして、終端器群をあらかじめ国家計量標準に基づき校正することで、VNA の測定結果は国家計量標準にトレーサブルとすることができる。また、求めた残留要素はベクトル量であるため、被測定物の VNA 測定結果からこの残留要素を補正することができる。このとき、特性が既知の終端器群で求めた残留要素の不確かさは、終端器群の不確かさから決定されることとなる。

### 3.3 VNA 測定のための計量標準と SI トレーサビリティ

トレーサビリティ(Traceability)とは、日本語では「追跡可能性」であり、測定における計量トレーサビリティとは、ユーザーにおける測定結果が、国家計量標準あるいは SI 単位にまで繋がっていることを意味する。ユーザーの測定結果は、測定器の目盛りにより取得され、その測定器の目盛りは標準器により校正され、その標準は、校正事業者(用語)にて、事業者の標準と比較測定して校正される。そして、事業者の標準は国家計量機関の標準あるいは国際標準と比較測定することで校正され、これらの国家計量標準はすべて国際単位系(SI 単位系)より組み立てられている。これらにより計量トレーサビリティは完結する。

VNA 測定の基準となる S パラメータ標準は、同軸線路の場合では、内外導体が空気で絶縁された同軸標準線路(エアライン)であり(図 10)、方形導波管では電磁波伝搬部分が精密に作製された標準線路である[11]。同軸構造の S パラメータ標準では、エアラ



インの内外導体の直径比( $a, b$ ), 導体の長さ( $l$ )および導体抵抗率( $\rho$ )より, 伝送線路理論により求められる. そのため,  $S$  パラメータ標準のトレーサビリティ源は SI 単位の「長さ」である. 高周波計測では, 利用周波数に応じて異なるサイズの同軸線路(コネクタ)を用いており, (独)産業技術総合研究所では周波数帯域毎に応じた同軸線路サイズの  $S$  パラメータ国家計量標準の開発、維持、供給を行っている.

エアライン標準器の  $S$  パラメータは, 上記のパラメータを測定のもの、以下の式で求められる[11].

$$|Z_0| = \left( \frac{L^2}{C^2} + \frac{R^2}{\omega^2 C^2} \right)^{1/4} \quad (17)$$

$$\theta = \frac{1}{2} \tan^{-1} \left( \frac{-R}{\omega L} \right) \quad (18)$$

$$\alpha = \sqrt{\frac{1}{2} \left( \sqrt{(R^2 + \omega^2 L^2)(G^2 + \omega^2 C^2)} + RG - \omega^2 LC \right)} \quad (19)$$

$$\beta = \sqrt{\frac{1}{2} \left( \sqrt{(R^2 + \omega^2 L^2)(G^2 + \omega^2 C^2)} - RG + \omega^2 LC \right)} \quad (20)$$

$$R = \sqrt{\frac{\rho l f}{\pi}} \left( \frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right) \quad (21)$$

$$L = \frac{\mu}{2\pi} \ln \left( \frac{b}{a} \right) + \frac{R}{\omega} \quad (22)$$

$$C = \frac{2\pi\epsilon}{\ln \left( \frac{b}{a} \right)} \quad (23)$$

$$G \approx 0 \quad (24)$$

$$S_{21} = \frac{2(\cosh^2 \gamma l - \sinh^2 \gamma l)}{2 \cosh \gamma l + \left( \frac{Z_0}{Z_a} + \frac{Z_a}{Z_0} \right) \sinh \gamma l} \quad (25)$$

$$S_{11} = \frac{\left( \frac{Z_a}{Z_0} - \frac{Z_0}{Z_a} \right) \sinh \gamma l}{2 \cosh \gamma l + \left( \frac{Z_a}{Z_0} + \frac{Z_0}{Z_a} \right) \sinh \gamma l} \quad (26)$$

$Z_0$ : エアラインの特性インピーダンス( $\Omega$ )  $\theta$ : 位相

$\alpha$ : 減衰定数(Np/m)  $\beta$ : 位相定数(rad/m)

$L$ : 単位長さあたりのインダクタンス(H/m)

$C$ : 単位長さあたりのキャパシタンス(F/m)

$R$ : 単位長さあたりの抵抗( $\Omega$ /m)

$G$ : 単位長さあたりのコンダクタンス(S/m)

$a$ : 内部導体外径(m),  $b$ : 外部導体内径(m)

$\mu$ : 透磁率(H/m),  $\epsilon$ : 空気の誘電率(F/m)

$\rho$ : 抵抗率( $\Omega$ m)  $f$ : 周波数(Hz),  $\omega = 2\pi f$ (rad/s)

エアラインは長さ方向に直径が均一ではないため、空らの構造をモデルに組み込み、上記の式によりエ

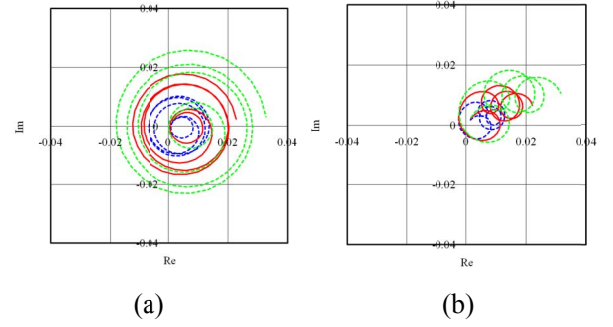


図 12 1.0 mm 同軸エアライン標準器の  $S$  パラメータ (a)  $S_{11}$ , (b)  $S_{22}$  (長さ 11 mm, 100 MHz ~ 110 GHz)

ライン求めた  $S_{11}$  と  $S_{22}$  を図 12 に示す. この標準エアラインの  $S$  パラメータは TRL 校正[6]、1/4 波長校正[8]やネットワークアナライザの残留不確かさ評価などの解析で用いる. そのため、 $S$  パラメータの不確かさが被校正物の校正不確かさに影響を及ぼすこととなる.

### 3.3 測定条件と測定確度・精度

VNA の測定結果を確かなものとするために、測定の原理、キャリブレーションおよび残留不確かさについて解説した. VNA の測定では、VNA 本体だけでなく、キャリブレーションのための標準器、ケーブルやアダプタのすべてが、VNA 測定システムの一部であり、測定のために、ユーザーがキャリブレーションを実施する必要がある[12]. 代表的な VNA の測定確度・不確かさに影響する要因としては以下とおりである.

- (1) 標準の状態と校正値の不確かさ
- (2) 測定装置の安定性(本体, ケーブル, アダプタなど)
- (3) 測定条件・環境(周辺環境, 測定・設定条件)
- (4) オペレータの知識・経験・技量
- (5) 被測定物の特性の安定性

要因(1)については、国家計量標準へのトレーサビリティが深く関係し、前節までに開設した. 要因(2)については、特に、コネクタの摩耗・破損・劣化などである. コネクタには接続回数寿命があり、正しく使用していたとしても、劣化が進む可能性がある. また、コネクタの加工精度(グレード)やケーブルの種類によって、測定の安定性が異なり、VNA 自体でも雑音特性・直線性などの違いがある. このため、自身の測定確度に必要な VNA 仕様の選定、ケーブル・アダプタの選定に加え、要因(3)である、測定環境(測定環境温度の安定性など)の整備や VNA の様々なパ

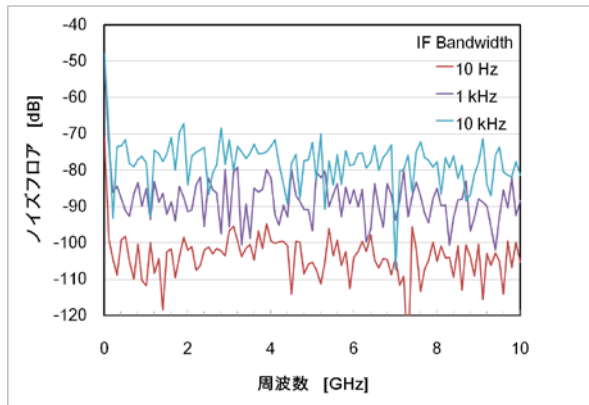


図 13 VNA 設定条件とノイズフロアの影響の例 (IF バンド幅の設定とノイズフロアの関係、機種や他の環境・設定条件により結果は異なる)

ラメータの設定の検討が不可欠である。そして、要素(4)の作業者の経験も高精度な VNA 測定では不可欠である。経験不足により、接続の不良を生じることが多い。これにより、被測定物の特性ではない反射や伝送特性が観測されることがある。このため、コネクタの取り扱い知識や専用のトルクレンチを使用するなど、測定の精度を保つ上では必要である。

## 4.6 ポート型ベクトルネットワークアナライザ

### 4.1. 6ポート型高周波測定

前章で述べたように従来の VNA は、高精度・高確度の局部発振器とミキサを内蔵するヘテロダイン方式に基づいている。そのため、さらなる高周波化に伴い設計・製作の困難さが懸念される。

一方、米国標準局 NBS(現 NIST)の研究者 G. F. Engen らは図 14 に示すように直接高周波電力測定から 1 ポート被測定物(DUT)の複素反射係数を測定するホモダイン方式の 6 ポートリフレクトメータが提案[13]され、次世代の(超)高周波測定法として注目されている。

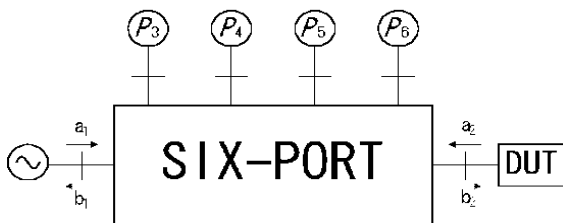


図 14 6 ポートリフレクトメータ

その後、このリフレクトメータをより一般化した、二つの入射波の振幅比と位相差を測定できる 6 ポートコリレータ(図 15)が提案[14]され、昨年、これに基づいた VNA の提案[15]された。また、現代社会での

応用事例に関しても紹介されている[16]。

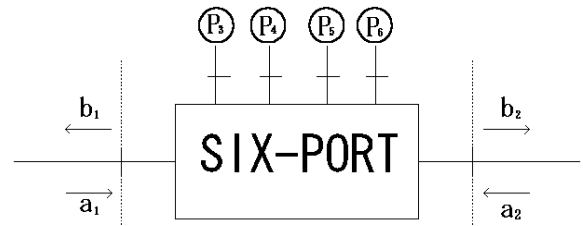


図 15 6 ポートコリレータ

本章では、6 ポートリフレクトメータとコリレータの基本理論と VNA への応用に関し述べる。

### 4.2. 6ポートリフレクトメータとコリレータ理論

図 13 において、6 ポート回路のポート 1 と 2 にそれぞれ高周波電源と 1 ポート DUT を、残り四つのポートに電力計を接続する。各ポートへの入射波  $a$  および反射波  $b$  にポート番号を添え字に用いると、DUT の複素反射係数  $\Gamma$  は

$$\Gamma = \frac{a_2}{b_2} \quad (27)$$

となり、以下の測定理論から求めることができる。

6 ポート回路が線形で、かつ単一モードのみ伝搬する条件下、四つの電力計への入射波  $b_h$  は DUT ポートへの入射波  $b_2$  反射波  $a_2$  の線形結合として

$$b_h = A_h a_2 + B_h b_2 \quad (h=3,4,5,6) \quad (28)$$

と表すことができる。ここで  $A_h$ 、 $B_h$  は周波数に依存する 6 ポート回路固有の複素定数である。さらに、 $b_h$  の絶対値の二乗が、各電力計の電力値  $P_h$  に比例するので、比例定数を  $\alpha_h$  とすると

$$P_h = \alpha_h |b_h|^2 = \alpha_h |A_h a_2 + B_h b_2|^2 \quad (29)$$

となる。さらに Engen に従い測定電力ポート 4 で他の三つの電力値を正規化すると電力比  ${}_4P_i$  は次式となる。

$${}_4P_i \equiv \frac{P_i}{P_4} = {}_4K_i \left| \frac{1+k_i\Gamma}{1+k_4\Gamma} \right|^2 \quad (i=3,5,6) \quad (30)$$

ここで三つの実数値と四つの複素数値は 6 ポート回路固有のシステムパラメータと呼ばれ

$${}_4K_i = \frac{\alpha_i}{\alpha_4} \left| \frac{B_i}{B_4} \right|^2, \quad k_h = \frac{A_h}{B_h} \quad (31)$$

である。

これらシステムパラメータの同定は測定精度に大きく異存し、各種提案[17]されている。また DUT の  $\Gamma$



を測定する前に決定しておく必要がある。

一方、図 15 に示す、6 ポートリフレクトメータはリフレクトメータ理論をより一般化し、拡張したもので、四つの電力計への入射波を二つの入射波の線形結合とした点が異なっている。これにより、二つの入射波の振幅比と位相差を求めることができ、各種応用が期待される。

6 ポート回路が線形で、かつ単一モードのみ伝搬する条件下、四つの電力計への入射波  $b_h$  は二つの入射波  $a_1$ 、 $a_2$  の線形結合として次式で表すことができる。

$$b_h = C_h a_1 + D_h a_2 \quad (32)$$

ここで  $C_h$ 、 $D_h$  は周波数に依存する 6 ポート回路固有の複素定数である。以後リフレクトメータと同様の式の展開を行うと

$${}_4P_i \equiv \frac{P_i}{P_4} = {}_4T_i \left| \frac{1+t_i W}{1+t_4 W} \right|^2 \quad (33)$$

となる。ここで三つの実数値と四つの複素数値は 6 ポート回路固有のシステムパラメータと呼ばれ

$${}_4T_i = \frac{\alpha_i}{\alpha_4} \left| \frac{D_i}{D_4} \right|^2, \quad t_h = \frac{C_h}{D_h} \quad (34)$$

である。 $W$  は二つの波の複素振幅(振幅比と位相差)

$$W = \frac{a_2}{a_1} \quad (35)$$

であり測定対象で以下のようにして求められる。

式は複素平面上で  $W$  を変数とする三つの円を表し、この三つの円は理論的に 1 点で交わる(図 16)。この点が求める  $W$  である。実際の測定では誤差等により一般に 1 点で交わらないが、根心を初期値とした最急降下法[18]等で決定することができる。

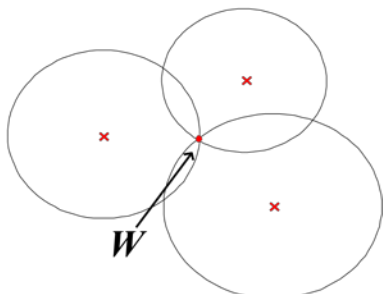


図 16 複素平面上の三つの円と  $W$

#### 4.3. MMIC6ポートコリレータ型 VNA

ここでは 6 ポートコリレータの VNA への応用に関して最新の動向を紹介する[19]。図17はMMIC 6

トコリレータ型X帯VNA試作機の写真と回路構成図である。寸法は約横400, 奥250, 高55 mmである。また、図18に示すMMICモジュールはアバゴ(株)の技術者と共同設計したものであり(図18)これを中核に VNA システムを構築している。

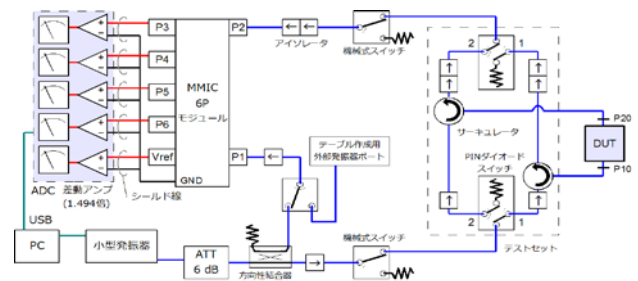
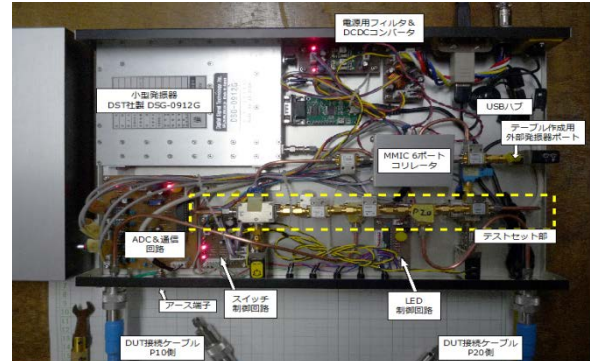


図 17 試作 6 ポートコリレータ型 VNA の写真(上)と構成図(下)

先に述べたコリレータの同定法により、まず、本システムのシステムパラメータを無反射終端器、それぞれ三つの長さの異なる短絡器およびラインを用いて決定する。すなわち、構成図のスイッチを適宜切り替えることにより、2 ポート DUT の各  $S$  パラメータ測定用システムパラメータが周波数ごとに決定される。次に、2 ポート DUT を取付け、所望の  $S$  パラメータを測定する。図 19 に示す UWB フィルタの透過係数( $S_{21}$ )測定例を図 20 に示す。比較の為、図に市販 VNA(AgilentN5030C)の測定結果も示している。

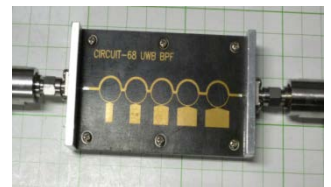
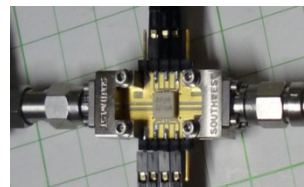


図 18 MMIC 6 ポートコリレータ 図 19 DUT (UWBF)

紙面の関係上、振幅特性のみ示しているが、振幅特性および位相特性ともに良好な一致が見られている。市販 VNA に対し測定精度、ダイナミックレンジ等まだまだ改善すべき点はあるが、一桁低い価格で実現できるため、今後特に重要となる高周波学生実

験等への展開が期待される。

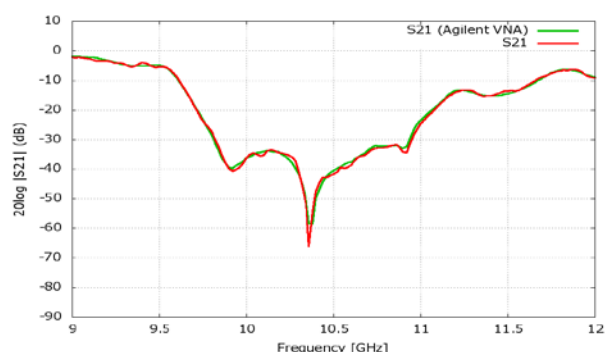


図 20 UWBF の透過係数(S21)振幅特性

6 ポートコリレータの VNA への応用について述べたが、電波到来方向測定、微小変位測定、ソフトウェア無線等々、様々な応用と実用化が期待される。

## 5. まとめ

本稿では、スペクトラムアナライザとベクトルネットワークアナライザの違い、測定原理および測定上の注意点について、解説した。さらに、VNA の特徴である、(プレ)キャリブレーションについて解説し、キャリブレーション後の残留不確かさについて説明した。また、S パラメータ測定のための国家計量標準とその国際単位系(SI 単位系)へのトレーサビリティ体系の説明、それを用いた VNA 残留不確かさの評価を説明した。そして、VNA の測定精度を左右する測定環境・設定条件や、メンテナンスの重要性を示した。さらに、高周波化する測定に対しても将来有望と思われるホモダイン方式 6 ポート型 VNA についてその原理と最新の測定結果について報告すると共に、その中核をなす 6 ポートコリレータの応用と可能性について解説した。

## 謝辞

本原稿の掲載情報の一部は、2009 年度(独)新エネルギー・総合研究開発機構 産業技術研究助成事業「ミリ波・サブミリ波における S パラメータ測定の国際標準化に関する研究開発」で得られたものである。

## 文 献

- [1] Richard Colier and Doug Skinner, Microwave Measurements 3<sup>rd</sup> edition, The Institution of Engineering and Technology, UK, 2007.
- [2] 堀部 雅弘, “ベクトルネットワークアナライザの測定トレーサビリティ: 国際品質規格からの要求と実験データの信頼性,” 電子情報通信学会誌 94(4), 329-334,

2011-04-01.

- [3] "Guidelines on the evaluation of Vector Network Analysers (VNA)", EURAMET/cg-12/v.01 (previously EA-10/12), July 2007. (Available from [www.euromet.org](http://www.euromet.org).)
- [4] 堀部雅弘, 信太正明, 小見山耕司, “高周波インピーダンス標準の供給とベクトルネットワークアナライザの残留誤差評価”, 信学技報, Vol.105, No.366(2005100), pp.25-30, EMCJ2005-84, 2005.
- [5] 工藤賢一, 堀部雅弘, 信太正明”ベクトルネットワークアナライザ残留方向性評価方法の検証ーリップル法とベクトル法ー”, 信学技報, 本号, 2009.
- [6] R. A. Speciale, “A Generalization of the TSD Network-Analyzer Calibration Procedure, Covering n-Port Scattering Parameter Measurements, Affected by Leakage Errors,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 25, No. 12 (1977), 1100-1115.
- [7] M. Horibe, M. Shida, Koi Komiyama, “VNA Traceability Tool,” the 73rd ARFTG conference Digests, pp. 103-110, June 2009.
- [8] M. Horibe, M. Shida, and K. Komiyama, “S-parameters of Standard Airlines Whose Connector Is Tightened with Specified Torque,” *IEEE Trans. on Instrum. Meas.* Vol. 56, no. 2, pp. 401 – 405, Apr. 2007.
- [9] M. Horibe, M. Shida and K. Komiyama, “Quantitative Understanding of the Mated Interface Characteristics of Precision Coaxial Connectors at Microwave and Millimeter-Wave Frequencies,” *71st ARFTG Conference Digest*, pp. 120-130, June. 2008.
- [10] M. Horibe, M. Shida and K. Komiyama, “Time-domain and mechanical assessments of 1.0 mm coaxial air lines,” *72nd ARFTG Conference Digest*, pp. 26-36, Dec. 2008.
- [11] M. Horibe, M. Shida, and K. Komiyama, “Development of Evaluation Techniques for Air Lines in 3.5 mm and 1.0 mm Line Sizes,” to be published in *IEEE Trans. on Instrum. Meas.*
- [12] 堀部 雅弘, “ネットワークアナライザによる高精度測定法”, MWE2008 workshop digests, WS14-02
- [13] G. F. Engen, “The six-port reflectometer: An alternative network analyzer,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-25, pp. 1075-1080, Dec. 1977.
- [14] T. Yakabe, F. Xiao, K. Iwamoto, F. M. Ghannouchi, K. Fujii and H. Yabe, “Six-port based wave correlator with application to beam direction finding,” *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 50, no. 2, pp. 377-380, April 2001.
- [15] T. Yakabe, K. Hirose, H. Matsuura, K. Fujii and F. Xiao, “Evaluation of prototype MMIC six-port wave correlator based VNA,” *2010 Asia-Pacific Radio Science Conference*, p. AB-3, Sep. 2010.
- [16] A. Loelplin, G. Vinci, B. Laemmel, D. Kissinger and R. Weigl, “The Six-Port in Modern Society,” *IEEE Microwave Magazine*, vol. 11, no. 7, pp. S35-S43, Dec. 2010.
- [17] T. Yakabe, M. Kinoshita and H. Yabe, “Complete calibration of a six-port reflectometer with one sliding load and one short,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 42, pp. 2035-2039, Nov. 1994.
- [18] 松浦弘樹, 廣瀬健二, 佐々田圭介, 矢加部利幸, “5 ポート型VNA 同定法の改良,” 信学ソサイエティ大会, C-2-92, pp. 117, Sep. 2008.
- [19] T. Yakabe, K. Hirose, H. Matsuura, K. Fujii and F. Xiao, “An X-band MMIC six-port correlator based vector network analyzer,” *2010 Conference on Precision Electromagnetic Measurements*, pp. 714-715, June 2010.