

解説

周波数領域の信号計測技術 ネットワークアナライザ編

藤井勝巳 Katsumi Fujii 独立行政法人情報通信研究機構 EMC グループ

1. まえがき

「ネットワーク」と聞くと、コンピュータを接続するネットワーク技術を思い浮かべる人が多いと思うが、本解説で取り扱うネットワークアナライザの「ネットワーク」とは、電子回路の「回路網」を意味している。ネットワークアナライザは、その回路網に信号を入力したときに生じる反射や透過の周波数応答（*S*パラメータ）を測定することができる装置である。*S*パラメータの振幅だけを測定できるネットワークアナライザを「スカラーネットワークアナライザ」、振幅だけでなく位相も測定できるネットワークアナライザを「ベクトルネットワークアナライザ」と呼ぶが、現在、単に「ネットワークアナライザ」といえば、位相も測定することが可能な「ベクトルネットワークアナライザ」を指すことが多い。測定周波数範囲は、数Hzからミリ波帯まで、ダイナミックレンジ^{*1}は100dBを超える製品が販売されており、高周波回路の特性測定をはじめとして、送受信アンテナ間の電波伝搬特性の測定や、誘電体や磁性体の材料定数の測定等、様々な測定に利用されている。

本解説では、ベクトルネットワークアナライザの測定量である*S*パラメータと、ベクトルネットワークアナライザの基本動作について述べる。

2. *S*パラメータ

ベクトルネットワークアナライザ（以下、VNAと記す）で測定する測定量は「*S*パラメータ（Scattering parameter）」

である[1]～[9]。被測定量を知らずして測定を行うわけにはいかないので、VNAについて述べる前に、まず*S*パラメータについて簡単に述べる。

2.1 *S*パラメータの定義

電気回路の問題を解くには、被測定回路の中身をブラックボックス化し、入出力端子（ポート）における測定量だけに注目することで、回路の特性を表現する方法が常套手段である。これによって、問題解決の見通しが明るくなったり、行列問題として解けるようになったりする等の恩恵を受けることができる[10]。回路パラメータとしてよく知られたものとしては、Zパラメータや、トランジスタの特性を表すときに利用するhパラメータ等があるが、*S*パラメータも回路の特性を表現するパラメータの一つである。ただし、Zパラメータやhパラメータは入出力ポートの電流・電圧によって定義されるパラメータであるのに対し、*S*パラメータは、入出力ポートに入射・出射する電力の波で定義されたパラメータである。*S*パラメータは、以下の理由により高周波回路を表現するのに有利といわれている。（1）分布定数回路を考えるには、各ポートに入射・出射する波による表現が適している。（2）実際の測定において、高周波回路の電圧・電流を測定することは難しい。また、導波管等では定義そのものが困難であるが、入射・出射する伝送電力であれば、定義可能であるし、実測も比較的容易に行える。（3）*S*パラメータは、各ポートを、後で述べる「整合」と呼ばれる状態にしたときの値として定義している。「整合」の状態は、Zパラメータやhパラメータを決定するために用いる「開放」や「短絡」の状態と比べると、高周波回路であっても実現しやすい。

図1のような2ポート回路（2開口回路、2端子対回

*1 所望の特性を示すことが可能な動作範囲。ここでは測定信号レベルの差を意味しており、上限はネットワークアナライザ内部の受信機が飽和する信号レベル、下限は同じく受信機の雑音レベルによって制限される。

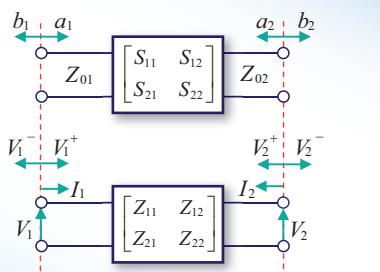


図1 2ポート回路

路、4端子回路とも呼ばれる)がある場合、 S パラメータを用いて、次のように S 行列(Scattering matrix)が与えられる。

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (1)$$

ここで、 a, b は、電力の平方根に比例する大きさを持つ波(本解説では、以下「電力波」と呼ぶ^{*2})であり、各ポートの線路の特性インピーダンス^{*3}が Z_{0i} で定まっている場合には、入出力端子で測定される電流や電圧と関連付けることができる量である。特に、線路の特性インピーダンスが実数で表される場合、電力波 a, b が持つ位相は、各入出力ポートにおける電圧を回路に入り出す波として分けて表現した電圧波と同位相となる。すなわち、

$$V_i = V_i^+ + V_i^- = \sqrt{Z_{0i}} (a_i + b_i) \quad (i=1, 2) \quad (2)$$

と表せる。そのため、 S パラメータは電圧波に関するパラメータとして用いられることもある。ただし、線路の特性インピーダンスが各ポートで異なる場合には、 S パラメータの値は完全には一致しないので注意が必要である[2]。

S 行列の各要素(S パラメータ)を詳しく見ると、式(1)から、

$$S_{11} = \left[\frac{b_1}{a_1} \right]_{a_2=0} \quad (3-1)$$

$$S_{21} = \left[\frac{b_2}{a_1} \right]_{a_2=0} \quad (3-2)$$

$$S_{22} = \left[\frac{b_2}{a_2} \right]_{a_1=0} \quad (3-3)$$

$$S_{12} = \left[\frac{b_1}{a_2} \right]_{a_1=0} \quad (3-4)$$

と意味付けられる。 S_{11} と S_{21} は、それぞれ $a_2=0$ のとき

*2 日本語による正式な呼称がない、「波振幅」、単に「波」等。

*3 伝送線路を一方向に伝搬(前進または後進)する交流信号の電界と磁界の比。一般的には複素数となるが、無損失線路の場合には実数となる。同軸ケーブルでは、導体の寸法と充てんされた絶縁物の誘電率によって、特性インピーダンスの値が決まる。50Ωや75Ωの同軸ケーブルが広く用いられている。

の b_1 と a_1 の比、 b_2 と a_2 の比である。 $a_2=0$ とは、ポート2から回路に入る電力波がないことを意味しており、ポート2につながれた回路が信号源を持っておらず、また、反射が生じずポート2から出ていった b_2 の電力波が一切戻ってこない「整合」と呼ばれる状態で、 S_{11} と S_{21} は定義されている。

したがって、 S_{11} を測定しようとする場合には、ポート2に整合負荷(特性インピーダンス Z_{02} と等しいインピーダンスを持った素子)を接続した状態で、ポート1から電力波 a_1 を入力したときに戻ってくる電力波 b_1 を測定し、式(3-1)から求める必要がある。ポート2が何もつながない状態になっていたり、受信機(通常は、わずかながら反射が存在しており完全な整合状態とはいえない)などが接続されていたりする状態では $a_2=0$ にならないので、 S_{11} は正しく測定できない。

また、 S_{21} を求めようとする場合にも、ポート2には整合した受信機を接続した状態で、ポート1から電力波 a_1 を入力し、回路を通過してポート2に出てきた電力波 b_2 を測定しなければならない。 S_{11} の場合と同様に、反射を持った受信機が接続された状態では $a_2=0$ にならない(整合状態とはいえない)ので、 S_{21} は正しく測定できたことにはならない。

なお、 S パラメータは複素数であり、振幅と位相、あるいは実部と虚部で表記される。また、 S パラメータは、回路に入射した電力波に対して、出射した電力波の振幅がいくら増減して、位相がいくら回転するかという相対量を示しており、振幅は「デシベル(dB)」、位相は「度(degree, °)」で表示することが多い。

2.2 Z行列との関係

ところで、図1に示す2ポート回路の Z 行列は次式で与えられる。

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (4)$$

S 行列と Z 行列は、各ポートの線路の特性インピーダンスが明らかであれば、以下の行列計算によって変換することが可能であり、先に述べたように、 S パラメータも回路を表現するパラメータの一つに過ぎないことが分かる。

$$[\hat{z}] = ([1] + [S])([1] - [S])^{-1} \quad (5-1)$$

$$[S] = ([\hat{z}] - [1])([\hat{z}] + [1])^{-1} \quad (5-2)$$

ただし、

$$[\zeta] = [\zeta_0]^{-1} [Z] [\zeta_0]^{-1} \quad (5-3)$$

$$[\zeta_0] = \begin{bmatrix} \sqrt{Z_{01}} & 0 \\ 0 & \sqrt{Z_{02}} \end{bmatrix} \quad (5-4)$$

$$[1] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5-5)$$

S 行列と Z 行列の特徴を比較した結果を表 1 に示す [5]。 S パラメータで示した 2 ポート回路を縦続接続した場合の表現・解析には T パラメータ (Transmission parameter) が用いられる [2]。 S パラメータの解析には、行列を用いて計算する方法のほかに、シグナルフローラフ [4] を用いる方法や、鳳・テブナンの定理やノートンの定理の概念を電力波に適用した等価電源法 [11] がある。シグナルフローラフは電力波の流れを視覚的に追いながら解析ができる。等価電源法は多ポート回路や複数の信号源を有する回路の解析に大変有用である。

表 1 S 行列と Z 行列との比較 (2 ポート回路)

	S 行列	Z 行列
定義	進行波・後進波(電力波)で定義	電圧・電流で定義
ポートの状態	整合した状態で定義	開放した状態で定義
単位	なし	Ω
縦続接続	T 行列	F 行列
相反性	$S_{21} = S_{12}$ $T_{11} T_{22} - T_{21} T_{12} = 1$	$Z_{21} = Z_{12}$ $AD - BC = 1$

3. VNA の基本

3.1 特徴

式 (3-1)～式 (3-4) で明らかなように、 S パラメータを測定するためには、整合がとれた信号源や受信機が必要となる。しかしながら、周波帯が高くなると、信号源や受信機が完全に整合した状態を実現することは困難になる。通常は、信号源や受信機の負荷インピーダンスを整合状態にすることができる整合器(チューナ)等を用いて整合状態を実現するが、測定する周波数ごとに調整する必要があり、手間と時間がかかるという問題があった。

この問題を解決するために、VNA は S パラメータの定義に従った理想的な整合状態を実現することなく、信号源や受信機といった測定システムの不完全性を許した状態で測定を行ってしまい、別途、測定システムの不完全性を示す定数(システム定数)を求めて補正すること

によって、あたかも整合された完全な測定システムを接続したかのように S パラメータを測定する。

VNA が、従来の「測定システムを理想的な整合状態に近づける測定法」と決定的に異なるのは、この「測定システムが不完全なままで測定を行い、別途、システム定数を求めて補正する測定法」を採用している点である。このような測定法が可能になったのは、ヘテロダイン受信機^{*4}とコンピュータの発展によるところが大きい。

3.2 動作原理

VNA の前面パネルの様子を図 2 に、基本構成を図 3 に示す。VNA は、信号源、方向性結合器^{*5}、並びに方向性結合器に接続された受信機によって構成されるリフレクトメータ(反射係数を測定する装置)が、各ポートに備えられており、受信機で取得した測定値は、本体に内蔵されたコンピュータによって演算(データ処理)される。ただし、受信機はそれぞれのポートに用意されているのに対し、信号源は各ポート共通で、図 3 はポート 1 から電力波が出て、 S_{11} 及び S_{21} を測定する状態を表しており、スイッチが切り換わると、ポート 2 から電力波が出て、 S_{22} 及び S_{12} を測定する状態になる。

いま、この測定系が理想的で、方向性結合器が理想的に動作し、 $a_2 = 0$ である場合を考える。信号源から出た電力波は方向性結合器 1 に入り、その一部が R_1 で受信され、大部分の電力波が a_1 として被測定回路に入射する。被測

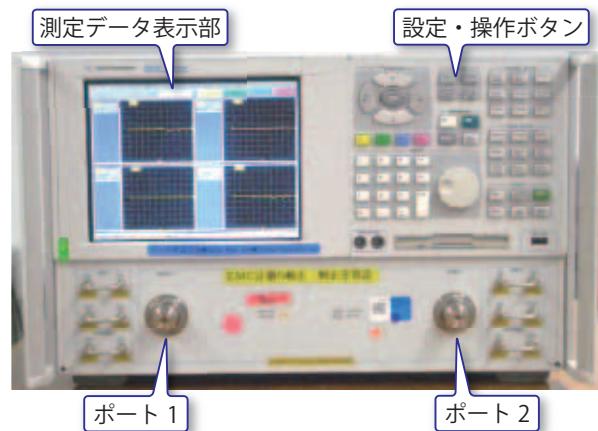


図 2 VNA 前面パネルの様子

*4 受信信号と本体に内蔵した局部発振器の信号をミックスし、両方の信号の周波数差を中間周波数に変換し復調する方式の受信機。本誌前号の計測技術講座〔第2回〕の解説にある掃引同調型スペクトラムアナライザ (no.13, p.41) を参照。

*5 線路を通過する信号の一部を取り出すことが可能な受動素子。順方向に流れる信号は、ある「結合度」を持って取り出しが、逆方向に流れる信号は取り出せないという「方向性」を有する。

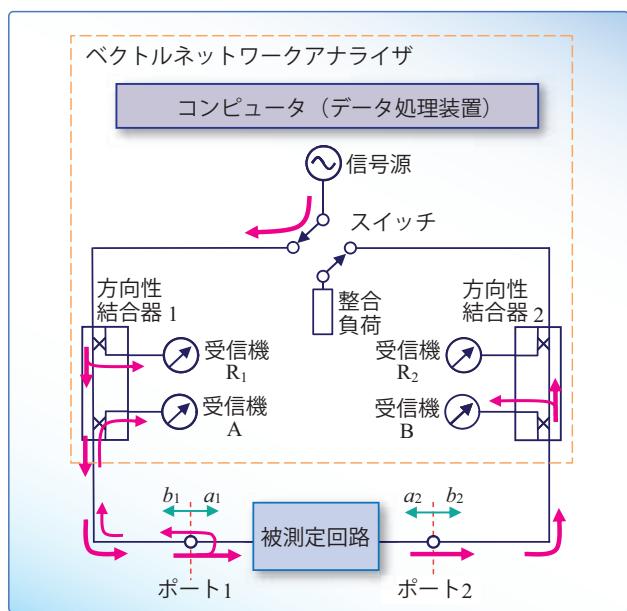


図3 VNAの基本構成

定回路で反射した電力波 b_1 は、方向性結合器 1 に戻り、その一部が A で受信される。一方、被測定回路を通過した電力波 b_2 は方向性結合器 2 に入り、その一部が B で受信される。このとき、受信機 R_1 , A, B の出力が、それぞれ a_1 , b_1 , b_2 に比例しており、その比例定数が等しいならば、

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{\text{Aの出力}}{\text{R}_1\text{の出力}} \quad (6-1)$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} = \frac{\text{Bの出力}}{\text{R}_1\text{の出力}} \quad (6-2)$$

より、直ちに S_{11} , S_{21} が測定できる。スイッチが切り換えたときも同様に、

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} = \frac{\text{Bの出力}}{\text{R}_2\text{の出力}} \quad (6-3)$$

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} = \frac{\text{Aの出力}}{\text{R}_2\text{の出力}} \quad (6-4)$$

より、 S_{22} , S_{12} が測定できる。

受信された電力波は、それぞれヘテロダインにより中間周波数に変換され、検波される。最終的には、VNA 本体に内蔵されているコンピュータによって式(6-1)～式(6-4)が計算され、S パラメータが出力される。

3.3 誤差回路を用いた不完全性の表現

VNA は、被測定回路の一つのポートに電力波を入射したときに、入射したポート自身を含む、別のポートから出射する電力波の周波数応答を測定して、S パラメータを得る測定器であるが、実際には、図3に示したような理想的な測定システムを作ることは困難であり回路の不完全性が存在する。また、VNA を使用するときは、本体だけで使用することは少なく、前面パネルのポートに同軸ケーブルやアダプタを取り付けて使用するため、それらの反射や損失、位相変化が測定結果に影響を及ぼす。

これら測定システムの不完全性を考えるには、同軸ケーブルやアダプタを含むリフレクトメータ部を4ポート回路として S パラメータで表現し、解析してやればよい。その結果、不完全性は、図4に示すように、ポート0 やポート3 を通過する電力波を正確に測ることができる理想的なリフレクトメータと、それぞれのポートに誤差回路を接続した状態で表現できることが証明されている[2], [6]。ただし、ポート0 とポート3 の間の漏えいや相互干渉といった不要な結合は無視できるとする。

ここで、図4を見ると、実際の測定の状態と比べてしまい、ポート0 及びポート3 が VNA 本体前面パネル(図2のことだと勘違いしやすいが、それは正しくない。なぜならば、図4の「誤差回路」には、図5に示すように、同軸ケーブルやアダプタといった、本体の外で測定者が後から取り付けた回路の特性だけでなく、VNA 本体内部の回路の不完全性も含まれているためである。も

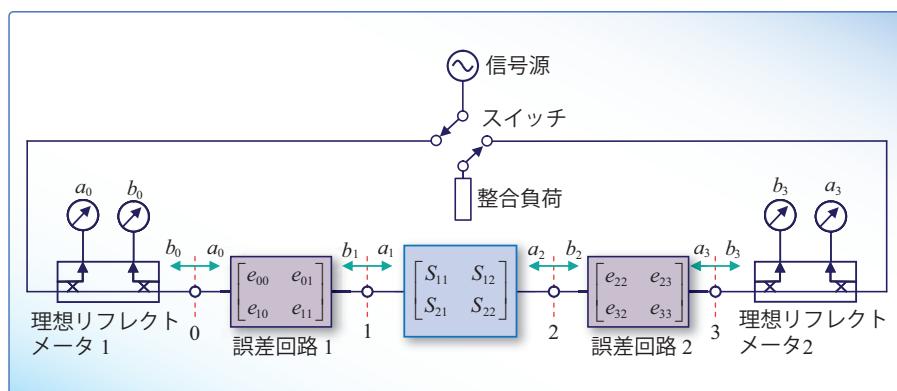


図4 VNAの等価モデル

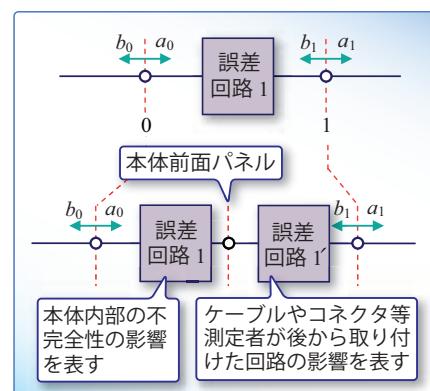


図5 誤差回路の詳細

し、本体前面パネルの位置を表現するならば、図 5 の誤差回路 1 と誤差回路 1' の間が相当する。

図 4 に示すように二つの誤差回路を S 行列で表し解析を行うと、ポート 0 から入力した電力波 a_0 とポート 3 に到達する電力波 b_3 との比 S_{m21} は、

$$S_{m21} = \frac{b_3}{a_0} = S_{21} \left[\frac{e_{32} e_{10}}{(1 - e_{11} S_{11})(1 - e_{22} S_{22}) - e_{11} e_{22} S_{21} S_{12}} \right] \quad (7)$$

となり、誤差回路の S パラメータを含んだ複雑な値が得られることが分かる [12]。もちろん、この状態では、大括弧でくくられた量だけ誤差を含んでいるため、被測定回路の S_{21} が正しく測定できたとはいえない。

そこで、被測定回路をつないで測定するのとは別に、何らかの方法によって誤差回路の S パラメータを求め補正する操作が必要となる。これを「校正 (Calibration)」と呼ぶ^{*6}。

3.4 校 正

校正は、あらかじめ特性が分かっている標準器を 3 個用意して行うのが基本である。これらの標準器のセットは「校正キット」や「キャリブレーションキット」と呼ばれている [13]。図 4 を見ると分かるように、誤差回路の S 行列の要素（未知数）は合計八つあるため、通常は、8 個の標準器を接続したときの応答を測定して得られる八つの方程式を使って、八つの未知数を決定することを思いつくが、実際には、一部のパラメータ ($e_{01} e_{10}$, $e_{23} e_{32}$, $e_{32} e_{10}$, $e_{01} e_{23}$) は積の形で現れる。そのため、3 個の標準器を、それぞれの基準面に接続したときの六つの応答と直結したときの応答を測定すれば必要十分であり、被測定回路のすべての S パラメータは決定できる。例えば、式 (7) では、 e_{11} , e_{22} のほかに ($e_{32} e_{10}$) が積の形で登場するが、 e_{32} 及び e_{10} を単独の値として知る必要はない [14]。

校正は「基準面」を決めて行う。基準面は通常、同軸コネクタや導波管の接続面（フランジ面）に設定するが、その名のとおり、測定の基準となる位置であるから、測定が終了するまで測定者の都合で勝手に移動させてはならない。特に初心者は、測定の途中で変換コネクタを付け足した場合に、基準面を移動させて考えてしまいがち

なので注意が必要である。

また、校正是、誤差回路の S パラメータを決定するために行う測定作業であるから、同軸ケーブルを曲げたり、コネクタを緩めたり取り外したりして、誤差回路の S パラメータに変化を与えてしまった場合や、校正してから時間が経過してしまった場合には、校正をやり直さなければならない。なお、同軸ケーブルの特性の変化を避けるためには、同軸ケーブルの曲げ延ばしを極力避けこと、曲率半径を大きく、ゆっくり曲げられるように、長さに余裕がある同軸ケーブルを使うこと、また、曲げ延ばしに対して特性変化が少ない同軸ケーブルを使用することが考えられる。

校正法としては、以下の方法が広く用いられている。

(1) SOLT 校正法

最も一般的に利用されているのは、図 6 に示すように、開放 (Open), 短絡 (Short), 整合負荷 (Matched Load) の標準器を用いた校正法であり、基準面 1 と基準面 2 を直結 (Thru) して測定する手順と合わせて、「SOLT 校正」、「TOSM 校正」、「Full 2-port 校正」などと呼ばれている。図 6 (a) に示す反射応答の測定では、反射係数の大きさが最も大きくなる二つの状態、すなわち、開放 +1 ($1 \angle 0^\circ$) 及び短絡 -1 ($1 \angle 180^\circ$) と、反射係数が 0 になる整合負荷を接続した状態の応答を測定している。また、図 6 (b) は基準面 1 と基準面 2 を直結したときの応答の測定、図 6 (c) は図 4 において省略したポート 0 とポート 3 の間の不要な結合（漏れ）による応答の測定で

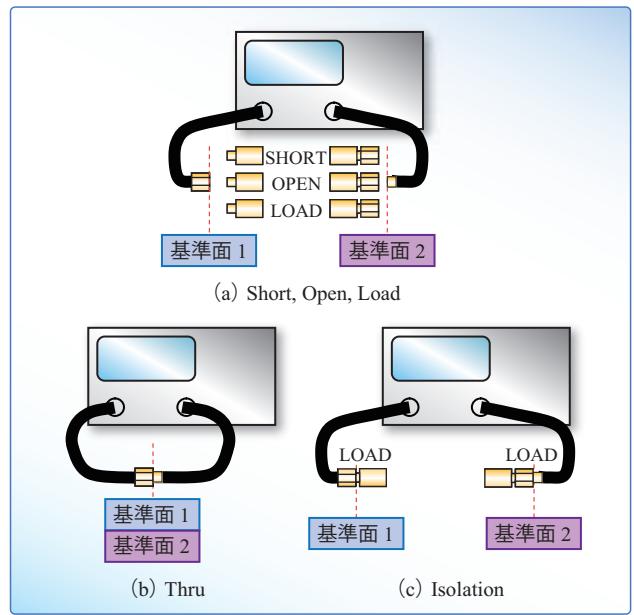


図 6 SOLT 校正法

*6 製造メーカや校正機関に定期的に依頼する校正とは異なる。しかし、「基準となるものに合わせる」という意味では、同じ校正である。

ある。ポート0とポート3の間のわずかな漏れが問題となるような小さな信号の測定をする場合等、必要に応じて測定する。

以上の場合における応答を測定した結果を計算処理すれば誤差回路のSパラメータを得ることができ、VNAは被測定回路のSパラメータが測定できる状態になる。これらの計算処理は、本体内のコンピュータが行う。

当然のことであるが、SOLT校正法では、標準器の質が問題となる。本体内のコンピュータには校正キットが持っているキャパシタ分やインダクタンス分等の不完全性を補正するための情報が記憶されている。例えば、校正を行った後にOPENをつないで測定すると、OPENが持っているキャパシタンス分が無視できる低い周波数では、測定結果が振幅1、位相 0° となるが、周波数が高くなるにつれて、位相が遅れていく様子が確認できる。この変化量（移相量）が、校正キットごとに補正のための情報としてVNA本体内のコンピュータに記憶されている。SHORTの場合も同様である。

したがって、図7に示すようなN型やPC-3.5といったコネクタの型式[15]や、ねじを締め付けるナットが付いているコネクタ（いわゆるプラグやオス（male）と呼ばれるコネクタ）、付いていないコネクタ（いわゆるジャックやメス（female）と呼ばれるコネクタ）の違いだけでなく、校正キットの製品番号を正しく選んで校正を行わないと、Sパラメータの測定は正しく行えない。

Thruは、基準面1と基準面2が直接接続できるコネクタならばコネクタ同士を直結する。どちらのポートもナットが付いているコネクタ同士だったり、付いていないコネクタ同士だったり、あるいはコネクタの型式が異なる場合には、変換アダプタを接続して校正する必要がある。この場合、変換アダプタの電気長（遅延時間）を

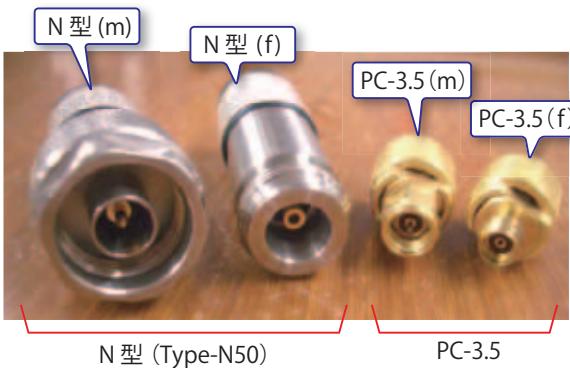


図7 同軸コネクタ

あらかじめ本体内のコンピュータに登録しておかなければならぬ。

(2) Unknown Thru 校正法

Thruで用いなければならないアダプタの電気長を知るには何らかの方法による測定が必要であり、精密に求めるのは大変であるが、この問題を解決する方法として、Unknown Thru校正法（UOSM校正法）と呼ばれる方法がある[16]。図8にUnknown Thru校正の様子を示す。図6と比べるとどちらの基準面のコネクタにもナットが付いており、コネクタを直結できないことが分かる。このような場合に、図8(b)のように、特性が明らかな線路（UNKNOWN THRU）を挿入して測定を行う。UNKNOWN THRUとして用いることが可能な線路の条件は、相反性がある（ $S_{21} = S_{12}$ ）、電気長の近似値が分かれていることである、これらの条件を満たす線路を用いて校正を行えば、誤差回路のS行列を求める際にUNKNOWN THRUの電気長だけでなく減衰量も同時に求まり、校正が完了する。したがって、SOLT校正法のように、変換アダプタの電気長をあらかじめ本体内のコンピュータに登録する必要はない。

また、UNKNOWN THRUとして利用できる線路は、変換アダプタだけに限定されないため、曲がった同軸ケーブル等も条件を満たせば、UNKNOWN THRUとして使用することが可能である。校正中に同軸ケーブルが移動して特性が変化してしまうのを嫌う場合には、有効な方法である。更に、 S_{21} の振幅だけ測定できればよいのであれば、UNKNOWN THRUとしての制約は相反性だけになるので、相反性を有する被測定回路自身をUNKNOWN THRUと考えることが可能であり、送受信アンテナ間の伝搬をUNKNOWN THRUとして、Unknown Thru校正を行う方法も提案されている[17]。

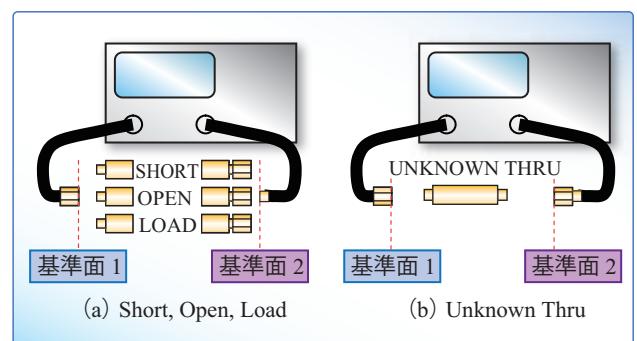


図8 Unknown Thru校正法

(3) TRL 校正法

TRL 校正法は、直結 (Thru), 反射 (Reflect), 伝送線路 (Line) の三つの状態を使って校正を行う方法である。同軸線路の以外にも、標準器を用意しづらいマイクロストリップ線路やコプレーナ線路、平衡線路等の校正が可能である [12], [18]。また、空間を伝送線路に見立てた TRL 校正法も行われている [19]。図 9 は、マイクロストリップ線路上に基準面を設定して TRL 校正法による校正をしている例である。Reflect は大きさが 1 に近ければよい、整合負荷を必要としない等、SOLT 校正法のように高精度な校正キットを必要としない特長がある。

ところで、図 9 は、TRL 校正法を用いた測定の代表的な例としてよく見かける図であるが、実際には、基板の大きさを十分大きくすることや、同軸線路とマイクロストリップ線路の変換部を、反射（不整合）が大きくならないように接続するといった注意が必要である。また、ポート 1 のマイクロストリップ線路とポート 2 のマイクロストリップ線路の間で生じる不要な結合によって、ダイナミックレンジが制限されることがある。したがって、変換部の不整合によって同軸ケーブルの外被に高周波電流が漏れてしまっていないことや、不要な結合のレベルが十分小さいことを事前に確認してから、被測定回路の S パラメータを測定するのがよい。

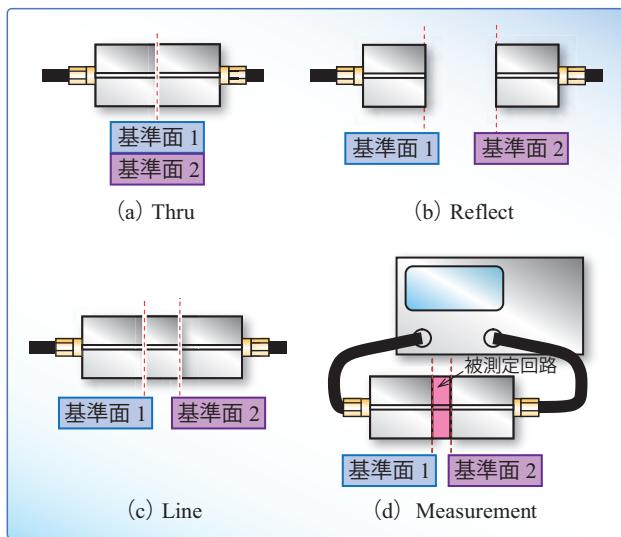


図 9 TRL 校正法

以上の校正法は、VNA の画面に表示される指示に従って標準器の着脱、測定を行えばよい。内部のコンピュータが測定結果を処理して校正是完了し、被測定回路の S パラメータが測定できる状態になる。更に、最近では、

基準面（同軸コネクタ）を 1 回接続だけで校正を完了してくれる自動校正キットも販売されており、測定者による標準器の着け間違いの低減、時間と手間の削減を実現している [20]。

3.5 校正キットの取扱い

これまで述べたように、校正キットが測定値の基準となる。したがって、校正キットの取扱いは慎重に行うべきであり、通常はコネクタや導波管の接続面に保護キャップを付けて、専用の箱に収納する等、通常の測定に使うことはせず、特別に管理し、VNA の校正にのみ使用する。

更に、VNA を校正する際に測定しているのは 3 点だけである。それ以外の点の値は、VNA 本体の性能（線形性等）に依存しているため、校正キットと本体のどちらに不具合があつても、測定器全体としての性能は発揮できない。したがって、本体のコネクタも保護キャップを付ける等して、丁寧に取り扱うことが望ましい [21]。

また、校正を行っても取り除ききれない不完全性は、測定値に不確かさを与える [22] ~ [27]。校正キットの不完全性、VNA 本体の基本性能（線形性やダイナミックレンジ）、測定者が取り付けた同軸ケーブルの曲げ延ばしによる特性変化や損失によるダイナミックレンジの減少、コネクタ接続の緩み等が、測定結果に不確かさを与える要因となる。測定者には、本体や校正キットの基本性能を改善することはできないが、コネクタに付着したほこりや汚れを落としてから接続する、トルクレンチを使用する、ケーブルの引き回しに注意する等によって、測定の不確かさを改善することは可能である。

4. VNA による測定

VNA を使った S パラメータの測定は、以下の手順で行う。

1. 被測定回路をどこから観測するのか、「基準面」を設定する。測定終了時まで変更してはならない。
2. 周波数範囲や測定点数、入力する信号のレベル、掃引時間、IF フィルタの帯域幅、アベレージング回数といった「測定条件を設定」する。設定は「校正」のときも「測定」のときも同じ設定とし、測定終了時まで変更してはならない。

3. 校正キットを使って「校正」を行う。
 4. 被測定回路をつないで S パラメータを「測定」する。
- VNA は、事前に校正を行わないと S パラメータの測定ができないので、面倒な測定器だと思われるかもしれない。場合によっては、校正に費やす時間の方が、被測定回路をつないで測定している時間よりも長いこともある。しかしながら、正確な測定を行うための手間を惜しんではならない^{*7}。測定点数、IF フィルタの帯域幅やアベレージング回数（指定した回数だけ測定し、その平均値を出力する）を必要最低限の値に設定すると測定時間は短縮できる [28], [29]。IF フィルタの帯域幅を狭くすると雑音レベルが下がりダイナミックレンジが広くなるため、小さな値の S パラメータの測定が可能となる。具体的には IF フィルタ帯域幅を 10 分の 1 倍にすると雑音レベルは 10 dB 下がる。ただし、測定時間は約 10 倍になる。また、測定量が複素数であるため、アベレージング回数を増やした場合も、雑音レベルが下がりダイナミックレンジが広くなる。具体的には、アベレージング回数を 2 倍にすると雑音レベルは 3 dB 下がるが、測定時間は 2 倍になる。

測定結果の一例として図 10 に示すのは、帯域フィル

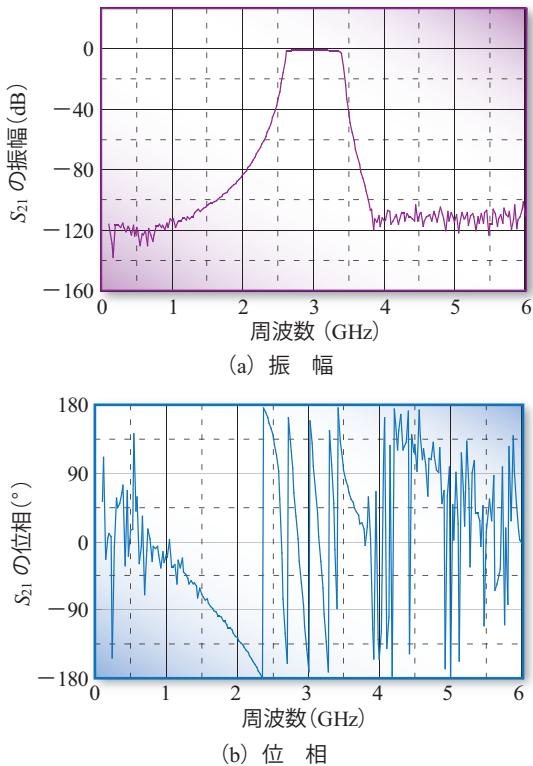


図 10 帯域フィルタの S_{21} (通過帯域 3.0 ± 0.4 GHz)

*7 被測定回路の測定はアベレージング機能をオフにして行うつもりでも、校正時はアベレージング機能をオンにして、慎重に行う場合がある。

タの S_{21} を測定した結果である。グラフの横軸は周波数であり 300 kHz から 6 GHz を測定した結果である。縦軸は、(a) 振幅 (dB), (b) 位相 (°) である。帯域フィルタの通過帯域は 3.0 ± 0.4 GHz であり、周波数 3 GHz における S_{21} の振幅は -0.7 dB、位相は 180° であった。これは、入力ポートから入った電力波がフィルタを通過して出力ポートから出たとき、振幅が 0.7 dB 減衰して、位相が 180° 変化してしまうことを意味している。一方、通過帯域外の周波数では、通過する電力波が -100 dB (0.00001 倍) 以下になっており、測定した回路が、間違なく帯域フィルタとして動作していることが確認できる。なお、フィルタの通過帯域外では、通過した電力波が著しく弱いため、位相が正しく測定できていない。

5. む す び

本解説では、 S パラメータと VNA の基本について述べた。

S パラメータは回路パラメータの一つであり、 Z パラメータや h パラメータで用いられていた電圧・電流とは異なり、電力波という量を使って回路の特性を表現するパラメータである。そのため、電圧・電流の測定が難しい高周波回路の表現に適しており、多くの場面で利用されていることを述べた。

VNA は、 S パラメータの測定が可能な測定器であり、測定の前に測定システムの不完全性を取り除くための校正を行う必要があることを述べ、幾つかの校正法について簡単に説明した。

VNA は本体内にコンピュータを内蔵しているため、被測定回路の S パラメータ（複素数）を逆フーリエ変換して被測定回路の時間応答を求めることができたり、インピーダンスへの変換や電圧定在波比（VSWR）による反射の表示ができたり等、VNA 単体で様々な後処理が可能であり、単に S パラメータが測定できる装置として以上の機能を有する^{*8}。また、最近では、今回紹介した 2 ポートの VNA だけでなく、4 ポートや 8 ポートといった多数のポート・複数の信号源を持った製品も販売されており、これらを用いることによって、多数のポー

*8 最近の VNA は、パソコン用のキーボードとマウスを使って操作ができる。

トを持った回路、例えば差動回路の特性を測定することも可能である。電子機器の高周波化、小型化に伴って今後、VNA が活躍する場は、ますます広がっていくと思われる。

最後に、VNA に限らず測定器は、電圧や電波といった見えないものを見るようにする装置である。何をどのように測定しているのかという測定器の基本原理を知つておくこと、測定器が壊れてしまうような「やってはいけないこと^{*9}」に注意すること以外は、とにかく、たくさんの測定をして慣れることが、測定器を自由に操り、被測定回路の特性を正確に把握できるようになる近道である。

文 献

- [1] K. Kurokawa, "Power waves and the scattering matrix," IEEE Trans. on MTT, vol. 13, no. 2, pp. 194-202, March 1965.
- [2] 岩崎 俊, 電磁波計測—ネットワークアナライザとアンテナー, コロナ社, 東京, 2007.
- [3] 横島一郎, S パラメータ入門 高周波測定技術の基礎, リアライズ理工センター, 東京, 1997.
- [4] 市川古都美, 市川裕一, 高周波回路設計のための S パラメータ詳解, CQ 出版社, 東京, 2008.
- [5] 藤城義和, "S パラメータによる電子部品の評価," TDK アプリケーションノート, AN-SP06 A001_ja, May 2007. http://www.tdk.co.jp/tvcl/spara/an-sp06a001_ja.pdf
- [6] 岩崎 俊, マイクロ波・光回路測定の基礎, オーム社, 東京, 1993.
- [7] 大森俊一, 横島一郎, 中根 央, 高周波・マイクロ波測定, コロナ社, 東京, 1992.
- [8] 石井 望, アンテナ基本測定技術, アンテナ・伝搬における設計・解析手法ワークショップ(第39回)講義テキスト, March 2010.
- [9] RF ワールド, no. 10, 2010.
- [10] 大平 孝, "行列ができる回路演習: アナログ回路を紙と鉛筆で考えよう [I] —アナログ回路のポートパラメーター," 信学誌, vol. 93, no. 1, pp. 67-72, Jan. 2010.
- [11] 根本俊雄, "マイクロ波インピーダンス標準に関する研究," 電気試験所研報, no. 708, March 1970.
- [12] 藤井勝巳, 石上 忍, 岩崎 俊, "モーメント法を用いた近傍界3アンテナ法による複素アンテナ係数の推定," 信学論(B), vol. J79-B-II, no. 11, pp. 754-763, Nov. 1996.
- [13] "ネットワーク・アナライザに対する誤差補正の適用," Agilent Technology, Application Note, 1287-3, 5965-7709J, Jan. 2006.
- [14] "ベクトル・ネットワーク・アナライザ用の校正標準 / キットの設定," Agilent Technology, Application Note, 1287-11, 5989-4840JAJP, June 2006.
- [15] "マイクロ波ミリ波同軸コネクタ," Agilent Technology, Application Note, 5988-8015JA, Oct. 2009.
- [16] A. Ferroero and U. Pisani, "Two-port network analyzer calibration using an unknown "Thru"," IEEE Microw. Guided Wave Lett., vol. 2, no. 12, pp. 505-508, Dec. 1992.
- [17] 廣瀬雅信, "新しいOSL法によるアンテナ測定," 電学会計測研資, IM-06-23, 2005.
- [18] J. Urabe, K. Fujii, Y. Dowaki, Y. Jito, Y. Matsumoto, and A. Sugiura, "A method for measuring the characteristics of an EMI suppression ferrite core," IEEE Trans. on EMC, vol. 48, no. 4, pp. 774-780, Nov. 2006.
- [19] 花澤理宏, 福永 香, 渡辺聰一, 山中幸雄, 橋本 修, "ミリ波帯における自由空間法を用いた液体の複素誘電率測定に関する基礎検討," 信学論(C), vol. J87-C, no. 10, pp. 774-775, Oct. 2004.
- [20] "電子校正キットとメカニカル校正キット: 校正手法と確度," Agilent Technology, White paper, 5988-9477JA, Oct. 2003
- [21] "ミリ波コネクタの手入れ," Agilent Technology, Application Note, 5989-4514JAJP, Oct. 2009.
- [22] 榎原研正, "不確かさ評価入門," (独)産業技術総合研究所, 不確かさ Web, March 2007. <http://www.nmij.jp/~mprop-stats/stats-partcl/uncertainty/docs.html>
- [23] "校正の不確かさに関する入門ガイド," (独)製品評価技術基盤機構認定センター, ASG104-04, Aug. 2007. <http://www.iajapan.nite.go.jp/jcss/docs/index.html>
- [24] 豊田 豊, 青木俊明, "その測定結果どのくらい信頼できますか(計測実践講座第1回)," 日経エレクトロニクス, 2009年4月6日号, pp. 94-101, April 2009.
- [25] 堀部雅弘, 信太正明, 小見山耕司, "ベクトルネットワークアナライザの不確かさ評価法に関する検討," 2009信学ソ大, C-2-123, Sept. 2009.
- [26] 堀部雅弘, (独)産業技術総合研究所 計量標準センター(NMIIJ), 高周波クラブ会合 配布資料, 2009. <http://www.nmij.jp/~nmijclub/koshuha/koshuha.html>
- [27] "EA Guidelines on the Evaluation of Vector Network Analyzers (VNA)," EA-10/12, European co-operation for Accreditation, May 2000.
- [28] "ネットワーク・アナライザのダイナミック・レンジ意義と改善," Agilent Technology, Application Note, 1363-1, 5980-2778J, June 2006.
- [29] "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," Agilent Technology, Application Note 1287-5, 5966-3317J, June 2002.



藤井 勝巳 (正員)

平8電通大・電気通信・電子卒. 平13同大学大学院電気通信学研究科博士後期課程了. 同年東北大電気通信研究所助手. 平18独立行政法人情報通信研究機構研究員. 平19同主任研究員. 現在に至る. EMI測定用アンテナや高周波電力計等, 無線用測定器等の校正に関する研究・校正業務に従事. 工博. 平8電気学会優秀論文発表賞受賞. 平15本会学術奨励賞受賞. IEEE会員.

*9 物理的な衝撃、静電気放電(特に、マイクロストリップ線路やモノポーラアンテナを接続した状態で中心導体が露出しているときに、中心導体へ放電してしまうのは危険)、信号の過大入力、同軸コネクタのナットの強引な締め付け、同軸ケーブルを折り曲げたり、踏み付けたり重いものを置いたりして特性を劣化させる等、最も「やってはいけないこと」は、これらの事故をだれにも報告しないで済ませてしまうことである。高価な測定器は、皆で共用していることが多いため、報告を怠ると、その後、不具合があることを知らずに測定した仲間に多大な迷惑と損害を与えることになる。