

高周波インピーダンス標準の発展

伊藤 諒*

(2025年1月31日 受理)

Development of the high frequency impedance

ITO Ryo

Abstract

Measuring the response of high-frequency components to electromagnetic waves is typically performed using a vector network analyzer and serves as an essential tool for maintaining and advancing telecommunication technology. The accuracy of these measurements is ensured through a calibration process utilizing a calibration kit, whose accuracy is traceable to air-lines maintained by national metrology institutes, including National Metrology Institute of Japan. This paper summarizes the fundamentals of vector network measurements and the role of air-lines. Furthermore, it discusses the development of high-frequency measurement techniques at cryogenic temperatures for applications in ultra-low noise measurement and also quantum computing.

1 序論

電荷を持った物体が空間を有限の加速度を持って運動する時、空間にはその速度変化に伴った波が放射される。電磁波は大元を辿ればこのような極めて単純な物理法則に従って生成されるものであるが、先人たちの絶え間ない技術研鑽によりその制御技術は日々進歩し続け、現在では電磁波の活用は現代社会を構成する上でなくてはならないものとなっている。

本稿では 100 MHz 以上から数 10 GHz の周波数帯の電磁波を主なターゲットとして想定しているが、そのような周波数帯では電磁波は、例えば携帯電話や無線 LAN、衛星放送や各種レーダーとして主に通信の分野で利用されている。この周波数帯にはそのほかにも ISM(Industrial, Scientific and Medical) バンドと呼ばれる産業科学医療用のバンドが整備されており電子レンジなどの高周波加熱器やマイクロ波治療器が使用する周波数帯としても利用されている。電磁波の利用はこのように多岐に渡り利用される重要度が高い技術であるが、その利

用需要の高さのため同時に有限な資源であるという側面にも目を向ける必要がある。電磁波はそもそも単純な電場と磁場の波である為、複数の別々の用途で無秩序に使用された時それらの電磁波は一般的にその周波数によってのみしか区別され得ない。その結果、同じ周波数で複数の機器が稼働した場合、電磁波の干渉が生じ機器の機能が毀損される可能性がある。この問題を回避するため、日本国内においては各業者が使用できる周波数の利用割り当てや使用できる電磁波強度の上限が総務省¹⁾により厳格に管理されている。そのため現状のところ上記のような干渉問題が起こることは極力回避されているが、電磁波の産業利用の今後の発展に大きな制約があるという事実には変わりはない。

この制約のもと、電磁波の産業利用は主に二つの指針の元で物理的に拡張されつつある。一つは使用する周波数領域の拡張である。国内においても特に高周波の帯域には使用割り当てがされていない未利用の領域があり、これらを有効活用する法的・技術的整備が進められている。またもう一つの指針は、電磁波の利用の効率化である。つまり放射する電磁波に指向性を持たせることなどにより、特定のターゲットへ集中的に電磁波を飛ば

* 物理標準計測研究部門 電磁気計測研究グループ

すことで他の機器への悪影響を最小化し電磁波を利用しようという取り組みがある。実際、通信の分野²⁾においてはこれらの方針のもとで高速大容量で高い信頼性を持ち低遅延で同時多数接続を提唱する第5世代の移動体通信システムの本格運用が始まっており、また更なる発展のため Beyond5G と呼ばれる第6世代の通信規格の枠組みが議論され出している^{3),4)}。

さて、ここまでは主に通信の文脈において電磁波の高精度制御の重要性を説明した。このようなケースではデバイスが室温・空气中で利用されることが想定されている。ここで視点を少し変え特殊環境下における高周波コンポーネントの評価の需要について見てみる。特に近年、絶対零度に近い極低温環境における高周波コンポーネント評価と同温度帯での高周波材料評価の需要が急速に高まっている。このような需要の高まりの一因として、極低温環境が微小信号の高精度な検出を可能にすることが挙げられる。ほとんどの測定において熱雑音による電圧や電流の揺らぎは装置の検出精度を劣化させる最も基礎的な要因となる。測定装置を極低温環境下に置くことにより熱雑音は抑制され、また超伝導体のような低温のみで発現する物質の状態を利用できるようになる。そのため例えば極めて高い検出感度を要求される宇宙望遠鏡やあるいは各種イメージング技術に極低温環境での高周波技術は用いられている。極低温における電磁波のもう一つの利用用途は量子計算機の開発である。量子計算機の主要な物理候補としては中性原子を光ピンセット技術によって空間上に配列する方式^{5),6)}や光による連続量量子ビットを用いる方式^{7),8)}も近年注目を集めつつあるが、最も先行して量子超越性を実証した超伝導トランズモン量子ビット^{9),10)}は依然として量子計算機を現実に産業利用するための中心的な存在であり続けている。超伝導トランズモン量子ビットはその名前が示す通り超伝導体を用いるため極低温環境下で利用される。量子状態の制御・検出には高周波ラインから導入した電磁波が用いられ、極低温環境を実現するための希釈冷凍機内部には電磁波制御用の多様な高周波コンポーネントが用いられている。極低温における高周波技術を利用する量子計算機の候補にはそのほかにも、半導体スピン量子ビット系^{11),12)}やトポロジカル量子ビット系¹³⁾などがある。

極低温環境における高周波コンポーネント利用の問題点は多くのメーカーがその温度領域におけるコンポーネントの使用を想定していないという点である。極低温環境における高周波コンポーネント評価の需要はますます高まりを見せているものの、メーカーは極低温におけるコンポーネントの性能の情報を保有しておらず、利用者

は各々でそのコンポーネントがそもそも極低温で動作するのかといった水準で検証・評価を行わなければならない現状がある。そのような状況に対応すべく、世界各国で極低温環境におけるコンポーネントの電磁波応答測定の取り組みが進められるようになってきている。

本稿では第2章においてまず基礎となるベクトルネットワークアナライザ (Vector Network Analyzer, VNA) による高周波コンポーネントの S パラメータの測定手法について解説する。その後第3章において VNA による測定の標準器となるエアラインについて詳細を解説する。4章においては近年の研究動向として、極低温でどのような高周波コンポーネントが使用されているのかという点と極低温での高周波コンポーネントの測定の現状について解説する。そして最後に5章において本調査研究の総括を行う。

2 高周波コンポーネントの電磁波応答特性測定

高周波コンポーネントにはパッシブなものからアクティブなものまで様々存在するが、高周波コンポーネントの評価の基礎は一般的に電磁波の線形応答係数である S パラメータ (Scattering パラメータ) の測定にある。この S パラメータを測定するための代表的な測定装置として広く使われているのが VNA である。そこで本章では VNA による測定原理と、測定結果から接続用のケーブルなどの影響を取り除くためにユーザーの側で行う必要がある校正の作業について、1ポートデバイス及び2ポートデバイスの場合に対してその内部処理を俯瞰する。

2.1 S パラメータ

通常高周波コンポーネントは一つの電磁波モードしか導波できない様な条件下でのみ用いられる。例えば同軸ケーブルや導波管はそのコンポーネントのサイズにより使用可能な周波数領域が制限されており、その周波数外では伝導可能な周波数が複数あるか、そもそも存在しな

表 1: 同軸コネクタの定格周波数例

名称	外径サイズ /mm	定格周波数 /GHz
Type-N (50 Ω) 精密	7	18
3.5 mm	3.5	26.5
2.92 mm (K)	2.92	40
1.85 mm (V)	1.85	67
1 mm	1	110

い、表1に代表的なコネクタ規格の利用可能な周波数領域を示す。

ここではこのような単一モードの電磁波伝導を仮定した場合に、高周波コンポーネントの電磁波の入力に対する応答を記述する最も基礎的な量となるSパラメータについて解説する。単一モードの仮定が成立するとき、電磁波の空間的な伝導経路、つまりポートの数ごとに入力・出力の二つの電磁波の伝導モードが存在する。高周波コンポーネントとして線形デバイスを想定するとき電磁波の応答出力は入力に比例し以下のように書ける

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix}$$

ここで a_1, a_2 は電磁波の入力の複素振幅の大きさ、 b_1, b_2 は電磁波の出力の複素振幅の大きさ、下付きの添え字は各ポートの番号である。図1にこの関係の模式図を示した。電磁波の入出力の複素振幅の単位が何であるかは文献により異なるが、本稿では基準インピーダンスを $Z_R = R_R + jX_R$ として電流 (I) 電圧 (V) との関係を示す。

$$a = \frac{V + Z_R I}{2\sqrt{R_R}},$$

$$b = \frac{V - Z_R^* I}{2\sqrt{R_R}}$$

2ポートデバイスの場合

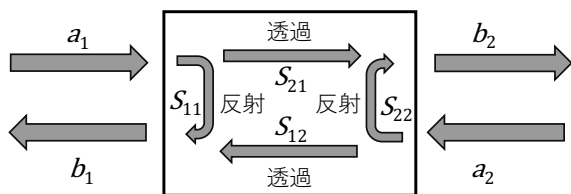


図1: Sパラメータによる電磁波伝播の模式図

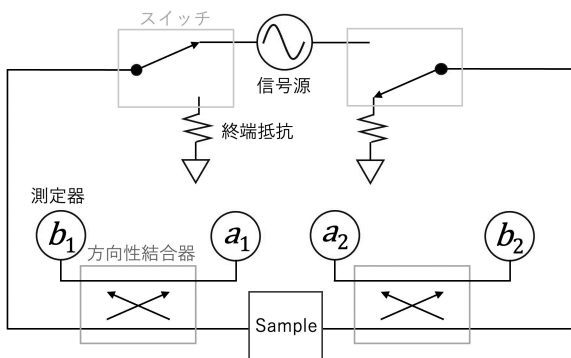


図2: VNA 内部回路模式図

とする電力波の関係式を用いる。ここで a, b のポート番号は省略した。

2.2 VNA の仕組み

Sパラメータの値を求めるための測定装置として一般的に用いられるのがVNAである。図2はVNAの回路の内部構成の模式図である。図では信号源が左側のポートにスイッチによって繋がっており、 S_{11} 及び S_{21} を測定する際のスイッチの接続状況が示されている。この構成において信号源から出力された電磁波は左側の経路を伝播し、方向性結合器を経由して測定対象となるサンプルに導入される。サンプルにより導入された電磁波は試料を透過してポート2側を伝導あるいは反射されてポート1側に戻っていく。この伝導の際に、伝導する電磁波の一部を方向性結合器により抽出することにより入射・反射それぞれの電磁波の複素振幅が測定される。サンプルが持っているSパラメータの大きさはこの時の入射と反射の比により求められる。

図2では高周波の測定器は模式的に描かれているが、図3にその一般的な仕組みを記した。測定器に入射してくる高周波信号 (RF 信号) はミキサにより局部発振器の信号 (LO 信号) と乗ぜられることにより、より低い周波数で時間分解測定が容易な中間周波数となる。デジタイザーで微小時間毎の電圧値を測定することによりその位相や振幅が測定される。この周波数変換では直流に近い低周波ではなく中間周波数を用いることによりフリッカー雑音による影響を低減する工夫がなされている。現実の機器では測定の雑音を低減したりダイナミックレンジを高めるために信号の導波路中にアンプやフィルター、減衰器などの要素が含まれるが図3ではこれらの要素は省略した。

2.3 1ポート校正

電磁波は高周波コンポーネントの中でおおよそ光の速さ (利用する媒体の誘電率による) で進むため、無線周波数 (Radio Frequency, RF) の周波数帯においては電磁波の波長が接続に使うケーブルの長さと同等、あるいは

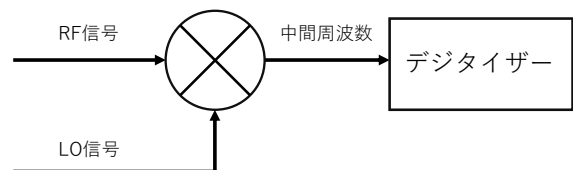


図3: RF 信号測定器の模式図

より短くなる。(1 GHzで30 cm程度)この時ケーブルを伝わる電磁波の位相の変化や減衰、反射の影響は無視できないほど大きくなる。そのため実際の高周波コンポーネントをRFの領域において測定するためにはケーブルを含むVNA周りのコンポーネントの影響を排除し、正確なコンポーネントの評価を行うための校正の作業が必要になる。この小節では最も簡単な例である1ポートのデバイスに対する校正の手法について紹介する。

図4は図2のポートの片側(ポート1側)を取り出したものである。ここでVNA内の信号源、測定器及び試料(Sample)近傍での電磁波の入出力の複素振幅として c 及び d を定義した。

まず着目しなければならない点はサンプルにおける電磁波の入射である c_1, d_1 と、測定値である a_1 及び b_1 は異なるという点である。電磁波の応答が全て線形であるという仮定のもとで入力電磁波 c と出力電磁波 d の関係式を散乱行列の形式で書き下すと

$$\begin{pmatrix} d_0 \\ d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S'_{00} & S'_{01} & S'_{02} & S'_{03} \\ S'_{10} & S'_{11} & S'_{12} & S'_{13} \\ S'_{20} & S'_{21} & S'_{22} & S'_{23} \\ S'_{30} & S'_{31} & S'_{32} & S'_{33} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} c_0 \\ c_1 \\ c_2 \\ c_3 \end{pmatrix} \quad (1)$$

のようになる。この関係式に測定器における電磁波の反射の関係式

$$\begin{aligned} c_2 &= \Gamma_a d_2, \\ c_3 &= \Gamma_b d_3, \end{aligned}$$

及び計測器へ入射する電磁波と測定器での読み値の補正の関係式

$$\begin{aligned} a_1 &= \alpha_2 d_2, \\ b_1 &= \alpha_3 d_3 \end{aligned}$$

を代入することにより方程式の形状を変更することができる。詳細な計算は割愛するが(1)を適切に並び替える

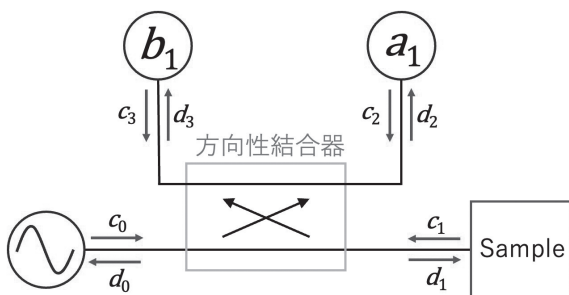


図4: 方向性結合器周りの電磁波の入射

ことにより,

$$\begin{pmatrix} c_0 \\ d_0 \\ c_1 \\ d_1 \end{pmatrix} = M \begin{pmatrix} a_1 \\ b_1 \end{pmatrix}$$

と整理することができる。ここで M は計算の結果得られる 4×2 の比例係数の行列である。この行列計算の下2行を見ることにより、 c_1, d_1 と a_1, b_1 の間の関係を得ることができる。着目すべき点は c_0 と d_0 が a_1, b_1, c_1, d_1 の関係式から排除される点である。 c_0 と d_0 の値は a_1, b_1, c_1, d_1 全てに影響を与えるが、それらの間の関係式は変化しない¹⁴⁾。

この行列計算の下2行では、サンプルへ入射する電磁波と測定値の電磁波の間の関係が転送行列の形式で書かれているが、パラメータを並べ替えより一般的な散乱行列の形式で書くと

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ d_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} E_{11} & E_{12} \\ E_{21} & E_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ c_1 \end{pmatrix}$$

となる。このように測定値と実際のサンプルに入射する電磁波の間の関係を整理することができる。図5にその関係を図示した。1ポート校正はここで使われている未知のパラメータ行列 E の値を求めていく作業となる。

実際の1ポート校正の際にはSOL (Short-Open-Load)校正と呼ばれる校正手法が一般的に用いられる。この校正手法ではShort, Open, Loadと呼ばれる3種類の反射率が既知の1ポートの校正器物をそれぞれ測定することによってエラー量である E を求める。校正器が持つ反射率を Γ とするとVNAでの測定値である Γ' との間には

$$\Gamma' = E_{11} + \frac{\Gamma E_{21} E_{12}}{1 - \Gamma E_{22}}$$

という関係式が成り立つ。この関係式の導出には図5のようなモデルを想定している。

SOL校正ではこれらの3つの校正器それぞれを測定することにより、その測定値とエラー量との関係式を

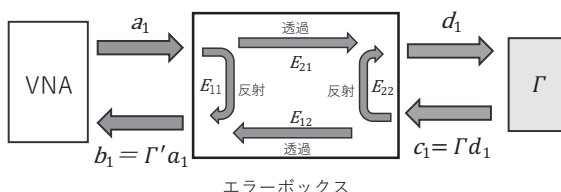


図5: 1ポートエラーモデル

求めていく。VNA の測定量は入出力電磁波の量ではなくその比であるので、エラーの自由度は3つである (E_{11} , E_{22} , そして $E_{12}E_{21}$ の3種)。そのため校正器は3種類で良い。校正用の測定の結果、表2に示されるように3種類の関係式が求められる。これらを連立して解くことによりエラーモデルで使われているエラー量の値を求めることができる。

2.4 2ポート校正

次に2ポートの場合の校正について考える¹⁵⁾。ベクトルネットワークアナライザの内部回路はその装置により一般的には異なるが、図2に示されるような構造であるとき8タームエラーモデルと呼ばれるエラーモデルで通常は評価される。このモデルにおいては図6のようにポート1側とポート2側にエラーボックスが配置され合計で8個のエラー変数がある。ただし実質的には1ポートの場合と同様にVNA測定では測定値の比を測定するので自由度は一つ落ちる。また測定時に図2のように信号源につながっていない側を終端抵抗に繋げることになるので、ポート1とポート2それぞれの終端抵抗での反射率がエラーとして2自由度入ってくる。その結果合計でエラー変数は9個となる。

2ポートのエラー校正の主要な手法は大別すると二つに分類される。一つはSOLT (Short-Open-Load-Thru) 校正と呼ばれる手法でこれは1ポートと同様に Short, Open, Load の3種類の校正器物でポート1側とポート2側をそれぞれ校正し、その他に Thru と呼ばれるポート1とポート2を繋げる器物を用いて残りのエラー量を求めるという手法である。この手法は簡便であるため広

く使われているものであるが、精密な測定には不向きである。それは、この測定の精度は Short, Open, Load が持つ反射率の決定精度に強く依存するものの、高周波においてそれらを精密に測定することが難しいことに由来する。

もう一つはTRL (Thru-Reflect-Line) 校正と呼ばれる校正手法である。この校正手法では Thru, Reflect, Line と呼ばれる3種の校正器が用いられる。TRL 校正の一つの大きな特徴は各校正器物が持っているSパラメータの大きさが厳密に決定されている必要がないことである。測定により得られるエラー量と測定値間の関係式の数は一時的にエラー量の数より多く、全ての関係式をエラー決定に使う必要はない。つまり校正器のSパラメータに不定の量を持つことが許容されており、高周波領域での精密測定の手法が確立していない要素を排除して精密計測可能な情報を取捨選択して校正を完遂することができる。このためTRL校正が最上位の標準を維持する国家計量標準機関などにおけるSパラメータ校正の標準的な校正手法となっている。以下に各校正器物の詳細とTRL校正における構成器に対する仮定を記述する。

Thru はSOLT校正と同様に2つのポート間を繋ぐ校正器物である。校正器物とは呼ぶものの実物の校正器物を使用するとは限らず、測定に使用するポート1側とポート2側のケーブルを直接繋ぐだけでも良い。その場合は特にFlash-Thruとも呼ばれる。ただしポート1と2でコネクタの雌雄が同じ場合などは直接接続できないので間に変換を挟む必要がある。実物の器物を用いるケースではThruではなくLineと呼ばれることもある。多くのケースで、Thruの要件としてはそのSパラメータが厳密に求まっていることが必要である。例えばFlash-Thruの場合には接続のSパラメータは $S_{11} = S_{22} = 0$, $S_{21} = S_{12} = 1$ が仮定される。これは接続部分での電磁波の反射が全く存在せず透過するという仮定である。

Reflect は入射する電磁波を高い効率で反射する1ポートの校正器物である。SOLT校正ではそのような校正器物として Open と Short の2種類があったが、現実的によ

表2: OSL 校正器物

器物名	反射率理想値 (Γ)	関係式
Short	-1	$\Gamma'_{\text{Short}} = E_{11} - \frac{E_{21}E_{12}}{1+E_{22}}$
Open	1	$\Gamma'_{\text{Open}} = E_{11} + \frac{E_{21}E_{12}}{1-E_{22}}$
Load	0	$\Gamma'_{\text{Load}} = E_{11}$

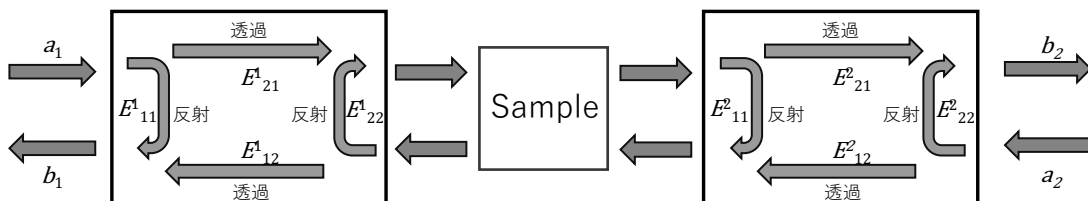


図6: 8タームエラーモデル

り精密な校正器を作成できるのは Short であるため Reflect としては Short と同様の校正器物が用いられる。Reflect に対する TRL 校正での仮定は、Reflect をポート 1 に繋いだ場合とポート 2 に繋いだ場合で同じ反射率を持つことである。つまり Reflect において厳密な反射率の決定は要求されていない。ポート 1 とポート 2 のコネクタの雌雄が別である場合にはそれぞれで別の校正器を用いる必要があるのでこの仮定は厳密には満たされていないが、これらの差異は通常測定の不確かさの範囲内にあり、不確かさに主要な寄与をしないので雌雄の二つの器物は同等として扱われる。

Line は入射する電磁波の電磁波伝導経路を延長し、入力電磁波のほとんどを透過する 2 ポートの校正器物である。Thru を用いた校正と区別が付けられるように Line では Thru とは長さが異なった電磁波伝送路が用いられ、Thru との長さの差が位相差に換算して丁度 $\pi/2$ や $3\pi/2$ の時に TRL 校正が最も良く機能し、校正による不確かさが小さくなる。逆に位相差が 0 や π の時には Thru に対する測定と区別できないので校正にならない。そのため Line には一般的に周波数の適用範囲があり特に低周波側では必要となる位相差を生み出すための伝送路の距離が現実的に実装できる距離を超えるので TRL 校正は RF 領域の周波数にのみ適用可能な校正手法となる。また、一つの Line 校正器を用いたのでは一定の周波数間隔で適用不可な領域が存在するので、周波数領域を拡張する目的でそれぞれ異なる周波数用に複数の Line 校正器を用いることもある。TRL 校正における Line に対する仮定は、Line での反射に関わる物理量である特性インピーダンスが厳密に求まっていることである。TRL 校正の測定は過剰決定なので導波途中の位相変化や減衰の情報は直接は使用されない。

ここで特性インピーダンスと反射率の関係について記述しておく。伝送線路理論によれば二つの異なる特性インピーダンス Z_A , Z_B を持つ線路の境界における Z_A 側から入り Z_A 側に帰る電磁波の反射率は

$$\Gamma = \frac{Z_B - Z_A^*}{Z_B + Z_A}$$

となる。TRL 校正において反射率を厳密に決めるためには接続先コネクタの持つ特性インピーダンスも求める必要があるが、この値は通常測定することができないのでコネクタ自体の理想値の値を持つとして仮定される。

3 高周波インピーダンス標準

ここまで特に測定の対象となるデバイス形状、例えば同軸ケーブルや導波管、オンウェハーのデバイスなどに絞られることなく、概念的に各校正手法について述べた。この節では対象を同軸ケーブルに接続されるデバイスに絞り、具体的な校正器として何が用いられているのか概説する。

前節の最後に Line の校正器のみが計量標準レベルの校正で使われる TRL 校正において精密評価が必要なものであることを見た。同軸ケーブルにおいて Line の役割を果たす校正器はエアラインと呼ばれる器物となる。この節ではエアラインとはそもそも何かという点、エアラインの特性インピーダンスの導出方、産業技術総合研究所におけるエアライン評価の手法について解説する。

3.1 エアライン

エアラインとは Line が要求するような電磁波伝導路を延長する器物である。実際の器物の写真例は図 7 となる。細い棒状のものが中心導体で、大きな筒が外部導体である。エアラインは同軸ケーブルとの接続であるため、同軸ケーブル内の中心導体と外部導体のそれぞれと接続するように上記二つの器物を持つ。

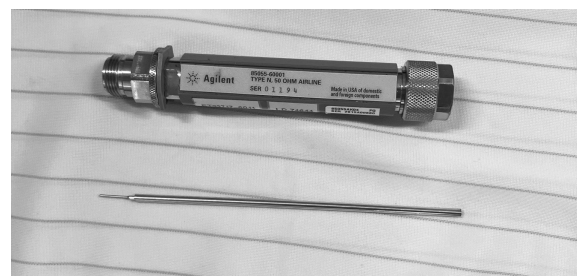


図 7: PC7 コネクタ用エアラインの例

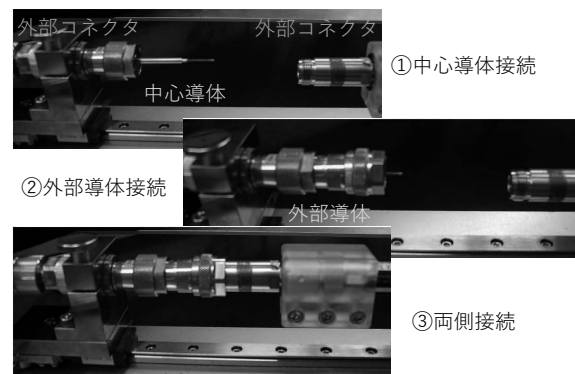


図 8: エアラインの構築の様子

エアラインの構築は図8のように外部コネクタに対して中心導体と外部導体を別個に取り付けることにより行われる。このように取り付けられた時、中心導体と外部導体の間は空気となっており両者の間に支持材はなく、直接の接触はない。エアラインはこのように支持材を排することにより、長さ形状の精密測定を可能にし、かつ誘電材料などの材料パラメータによる影響を極力排除している。

3.2 エアラインの特性インピーダンス及びSパラメータ

ここでは同軸ケーブルのエアラインを導波する電磁波の形状を導出する¹⁶⁾。簡単のためここでは誘電損失や導体損失は考えない。電磁波の導波モードは根源的にはマクスウェル方程式の解を求めることにより実現される。電磁波の伝搬領域には電荷や電流はないのでこのマクスウェル方程式は一般的にヘルムホルツ方程式

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2}{\partial t^2}\right) S = 0 \tag{2}$$

に帰着する。x, y, zは空間座標でtは時間座標、cは光速度である。同軸ケーブルを導波する電磁波モードはTEMモードつまり電磁波の進行方向(z方向)に対して電場と磁場成分を持たないモードであることを前提にするとSは電場・磁場のいずれかのxまたはy成分であり、 $S(x, y, z, t) = S(x, y) e^{i(\omega t \pm kz)}$ の様に波数と角振動数を用いて書き下すことができる。ただし $\omega = ck_z$ である。この時、(2)のz微分項とt微分項は打ち消しあうので、電場と磁場の満たすべき方程式は静電磁場と同様にスカラーポテンシャルΦを用いることで記述できるようになる。このスカラーポテンシャルが満たすべき方程式は空間に電荷がない条件($\nabla \cdot E = 0$)から、

$$\nabla_{xy}^2 \Phi(x, y) = 0 \tag{3}$$

と書ける。ただしここで $\nabla_{xy} = x\partial_x + y\partial_y$ で電磁波進行方向面直のみに関する微分であり、電場と磁場は

$$\mathbf{E} = -\nabla_{xy} \Phi, \tag{4}$$

$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \mathbf{z} \times \mathbf{E} \tag{5}$$

で表される。ここでμ, εはそれぞれ空気の透磁率と誘電率である。なお(5)の導出には $\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}$ の関係を用了。ここで直交座標系(x,y)である(3)を円筒座標系(ρ, φ)で書き直すと

$$\frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} \left(\rho \frac{\partial \Phi(\rho, \phi)}{\partial \rho} \right) + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2 \Phi(\rho, \phi)}{\partial \phi^2} = 0 \tag{6}$$

となる。この数式を境界条件

$$\Phi(a, \phi) = V_0, \tag{7}$$

$$\Phi(b, \phi) = 0 \tag{8}$$

のもとで解く。ここで、a, bは図9のようにエアライン中心導体外径と外部導体内径である。

変数分離法を用いて

$$\Phi(\rho, \phi) = R(\rho)P(\phi) \tag{9}$$

とすると、(6)は

$$\frac{\rho}{R} \frac{d}{d\rho} \left(\rho \frac{dR}{d\rho} \right) + \frac{1}{P} \frac{d^2 P}{d\phi^2} = 0$$

となる。RとPに関する一般解はそれぞれ

$$P = A \cos(n\phi) + B \sin(n\phi),$$

$$R = C \ln(\rho) + D.$$

ただしA, B, C, Dはそれぞれ任意定数であり、nは整数である。このとき境界条件(7), (8)を用い、(9)に代入すると

$$\Phi(\rho, \phi) = \frac{V_0 \ln(b/\rho)}{\ln(b/a)}$$

となる。(4)と(5)を用いるとエアライン内の電磁場形状が求まり、

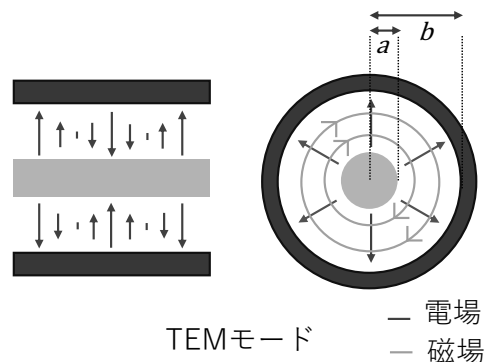


図9: エアライン内の電磁波形状

$$E_\rho = \frac{V_0}{\ln(b/a)\rho}, E_\phi = 0,$$

$$H_\rho = 0, H_\phi = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{V_0}{\ln(b/a)\rho}$$

となる。なお、下つきの添え字 ρ, ϕ はそれぞれの方向成分を示している。

この電磁場の値を伝送線路理論に用いられる直列インダクタンスや並列キャパシタンスを用いた形式に読み替える。

表3を用いてこれまでの電磁気理論を用いて導出した数式から伝送線路理論で使われるパラメータを求めると

$$L = \frac{\mu}{2\pi} \ln(b/a),$$

$$C = \frac{2\pi\epsilon}{\ln(b/a)},$$

$$I_0 = \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} \frac{2\pi}{\ln(b/a)} V_0$$

となる。また、エアラインを特徴づける特性インピーダンスを書き下すと

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{V_0}{I_0} = \sqrt{\frac{\mu \ln(b/a)}{\epsilon}} \frac{1}{2\pi}$$

と求められる。

ここまでの導出では電磁波の減衰を無視し、電磁波の導体への侵入はないものとしてきた。より一般的な場合については先行研究で計算されており¹⁷⁾、以下にその解を記す。

$$|Z_0| = \left(\frac{L^2}{C^2} + \frac{R^2}{\omega^2 C^2} \right)^{\frac{1}{4}}, \tag{10}$$

$$\arg(Z_0) = \frac{1}{2} \tan^{-1} \left(-\frac{R}{\omega L} \right),$$

$$\beta = \left\{ \frac{1}{2} [(R^2 + \omega^2 L^2)(G^2 + \omega^2 C^2)]^{1/2} - RG + \omega^2 LC \right\}^{1/2},$$

$$\alpha = \left\{ \frac{1}{2} [(R^2 + \omega^2 L^2)(G^2 + \omega^2 C^2)]^{1/2} + RG - \omega^2 LC \right\}^{1/2},$$

表3: 電磁気理論と伝送線路理論の対比

対象	電磁気理論	伝送線路理論
磁気エネルギー	$\frac{\mu}{4} \int_V \mathbf{H} ^2 dV$	$\frac{L I_0^2}{4}$
電気エネルギー	$\frac{\epsilon}{4} \int_V \mathbf{E} ^2 dV$	$\frac{C V_0^2}{4}$
伝送エネルギー	$\frac{1}{2} \int_S \mathbf{E} \times \mathbf{H}^* \cdot d\mathbf{s}$	$\frac{1}{2} V_0 I_0^*$

$$R = \sqrt{\frac{\rho_0 \mu \omega}{2\pi^2}} \left(\frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right),$$

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

$$C = \frac{2\pi\epsilon}{\ln(b/a)}.$$

ここで ω は電磁波の角周波数、 ρ_0 は導体の抵抗率であり、 β は電磁波伝送中の位相の変化量、 α は減衰量である。このことからエアラインのSパラメータは $\gamma = \alpha + j\beta$ として

$$S_{11(22)} = \frac{\left(\frac{|Z_0|}{Z_{\text{sys}}} - \frac{Z_{\text{sys}}}{|Z_0|} \right) \sinh(\gamma l)}{2 \cosh(\gamma l) + \left(\frac{|Z_0|}{Z_{\text{sys}}} - \frac{Z_{\text{sys}}}{|Z_0|} \right) \sinh(\gamma l)},$$

$$S_{21(12)} = \frac{2(\cosh^2(\gamma l) - \sinh^2(\gamma l))}{2 \cosh(\gamma l) + \left(\frac{|Z_0|}{Z_{\text{sys}}} - \frac{Z_{\text{sys}}}{|Z_0|} \right) \sinh(\gamma l)}$$

となる。ここで l はエアラインの長さであり Z_{sys} は接続に使用されている同軸ケーブルの特性インピーダンスの理想値である。一般的には 50Ω や 75Ω の値が使われる。ただしエアラインは図10のように接続されているものとした。

ここではエアラインのSパラメータの導出を行ったが、実際にTRL校正で用いられるのはTRL校正が過剰決定系であるため特性インピーダンスのみである点を重ねて述べておく。

3.3 エアラインの精密評価

式(10)から分かるようにエアラインの特性インピーダンスは中心導体外径 (a)、外部動体内径 (b)、エアラインの長さ (l) そしてエアラインに使用される導体の抵抗率 (ρ_0) を評価することにより精密に求めることが可能となる。産業技術総合研究所ではそれらの長さ測定や伝導損失を評価するための測定システムを整備している。

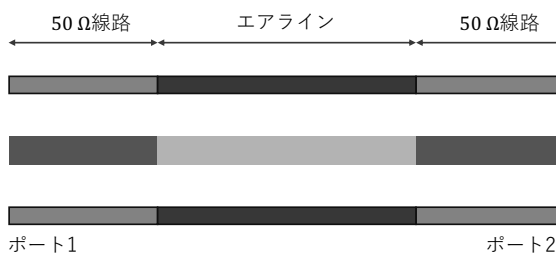


図10: エアラインの接続の想定

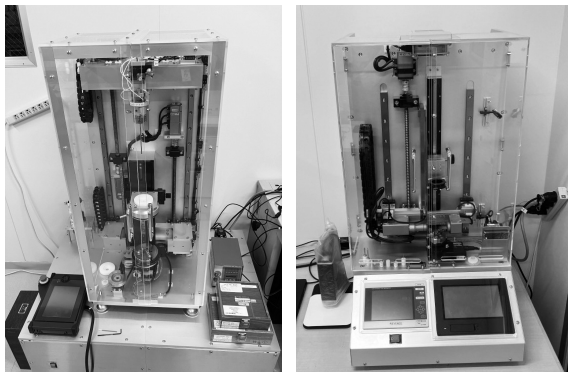


図 11: 左) 外部導体内径測定装置, 右) 中心導体外径測定装置

中心導体外径の測定にはレーザーを利用した寸法測定器, 外部導体内径の測定にはガス流量を利用した円筒管幅測定器が用いられている。エアライン長さの測定には接触式の3次元長さ測定器が用いられている。各種長さの測定にはそれに対応した長さゲージが標準器として用いられている。中心導体外径測定にはピンゲージが, 外部導体測定装置にはリングゲージが, 長さ測定にはブロックゲージが用いられる。

減衰量, ひいては抵抗率の測定には独自にセットアップしたパワーメータを用いた減衰量測定器が用いられている。

図 12 に長さ測定におけるトレーサビリティの体系図をまとめた。本系においてはトレーサビリティのトップに長さ標準があり, そこからエアラインの S パラメータや特性インピーダンスが導出される。このエアラインを用いて TRL 校正を施した VNA を用いて測定することにより, 産業技術総合研究所では S パラメータの標準供給を行っている。

3.4 VNA 測定精度向上への課題と発展方向性・重要性のまとめ

ここまで VNA による電磁波応答の測定の高精度化を図る取り組みとして, TRL 校正と呼ばれる計量標準レベルの校正手法とそれに使われるエアラインについて説明した。ここで紹介した測定や評価の手法には, 明記したものも含め多くの不確かさ要因が含まれている。例えば長さ測定の測定不確かさなどはあえて言及する必要もないと思われるが, 上記の評価法では中心導体が外部導体の中心にあることや, これらの導体が完全な円柱状であること, またその径の位置に対する依存性がないことが暗に仮定されていた。それらの影響は VNA 測定にお

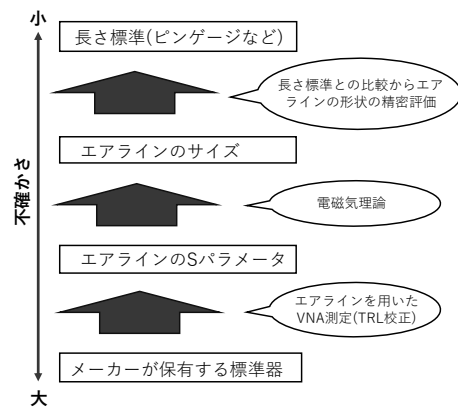


図 12: トレーサビリティ体系図

ける主要な不確かさ要因として寄与しないため, 不確かさの範囲内で影響は無視されている。

VNA 測定において主要な不確かさ要因となっているものの一つは, コネクタ種や周波数帯にもよるが, コネクタの接続再現性やコネクタの雌雄に起因する非対称性から来る不確かさである。このことは同軸コネクタに対する規格を定めている IEEE Std 287^{18), 19)} にも指摘されている。コネクタは産業界で使用されているものとして規格が定まっているため, 不確かさを低減させるためにそれらと異なる形状で標準開発及び供給することは現実的ではない。産業技術総合研究所では訓練された要員がトルクレンチによる締め付け力の制御をしてコネクタの接続を行うことにより, 既存のコネクタにおける不確かさの低減が図られている。しかしながら最終的なコネクタの接続はコネクタ加工の機械精度などに依存している。

不確かさに対するそのほかの主要因はケーブルの再現性・安定性である²⁰⁾。特に汎用的な長さの器物を計ることが可能なシステムでは測定の際にケーブルの曲げを変化させる必要がある。この曲げの変化により, ケーブル内の応力分布が変化し, 電磁波の伝導にも影響を与える。このようなケーブルの影響を排除するため, 産業技術総合研究所ではレール上にケーブルを固定することにより, 一軸方向への短距離の移動を除いて可動域を制限する工夫を行っている。ケーブルの影響を排除するための将来的な方策としては, 周波数エクステンダなどに代表されるような周波数の変換機構を試料の直前に用意し, ケーブルを導波する電磁波を低周波に変換することによりケーブルの影響を抑えることが考えられる。

不確かさの要因として他に考えられるものとしては, VNA 装置自体が持つ位相ノイズなどの雑音がある。し

かしこれらは現状のところ主要な不確かさ要因ではない。

ここで最後に、VNA 測定に関連してどのような方向性での VNA 測定の、あるいは VNA を利用した研究・技術開発があるのかということについてまとめていく。ひとつは導波管²¹⁾やオンウェハなど、より多様な形状のデバイスに対しての測定を行えるようにするという方向性がある。また、VNA による直接測定は線形のデバイスのみをターゲットとしているが非線形応答を示すデバイスに対する評価も VNA を用いた重要な応用である。非線形応答に関わる測定手法としてロードプルと呼ばれる VNA を用いたアンプなどの最適化の手法がある。VNA を用いた重要技術としては例えば材料の高周波での誘電率評価^{22), 23)}やアンテナ測定²⁴⁾などが挙げられる。VNA は高周波を用いた測定の基幹技術であるので例えば高周波電力²⁵⁾の測定を評価する際にも用いられている。

VNA を用いた TRL 校正は世界においても標準的な S パラメータの精密測定手法となっている。S パラメータの測定には他にも 6 ポート法^{26), 27)}と呼ばれる VNA を使わない電力測定のみによる測定手法が計量標準レベルの計測手法として米国国立標準技術研究所 (NIST) で用いられている。しかしその場合も測定の標準となるのはエアラインであるためエアラインが標準供給に必要である点には変わりはない。この手法の利点は電力測定のみにより校正されるため、高周波化が難しいミキサを用いた周波数変換機構の問題を回避できる点にある。前述のように S パラメータ測定の不確かさ要因はコネクタやケーブルに強く依存しているため、校正の精度という観点では現状どちらも同等と言える。

4 低温高周波

最後に近年、新たに需要が見込まれるようになった VNA 測定の新領域である極低温での高周波コンポーネントの測定についてまとめる²⁸⁾⁻³³⁾。序論でも述べたように、量子計算や高精度測定の主要な研究舞台である極低温の世界において利用可能な高周波コンポーネントの評価技術の開発が世界的に求められている。一般的に、ある高周波コンポーネントが室温で使えるからと言って低温でも同等の性能が発揮されるとは限らない。性能の変化は多少のパラメータの変化で記述することが可能であるケースもあれば、コンポーネントの導通、非導通が変わってしまうようなケースもありうる。また、量子計算という観点から言えば高周波ライン上での電磁波の反射などは量子ビットの制御忠実度を劣化させる原因にも

なっており³⁴⁾、測定系の挙動を把握^{35), 36)}することは計算性能の向上にも寄与する。これらの問題を解決するためには信頼性のある極低温でのコンポーネント評価技術の開発と産業界への測定技術提供が求められている。そのため、産総技術総合研究所も含め世界各国で近年低温高周波デバイスの測定技術の開発が進められている。

4.1 低温高周波コンポーネント

まず最初に、どのような高周波コンポーネントが極低温の世界で求められているかについて俯瞰する。極低温の世界において基礎的な重要事項は極低温を維持することである。一般に、極低温環境での測定では、極低温に置かれた対象物を室温部からケーブルなどを介して電気的に接続し、測定を行う。しかし、このような接続によって、低温部はケーブルを介した熱伝導や電磁ノイズの影響を受けることになる。このうち熱伝導による影響はケーブルなどを適切に冷凍機に密接させることにより測定対象物に至る前に十分に低減することができる。しかし、電磁ノイズはそのような方法では低減されない。電磁ノイズは温度による効果と同じく、対象物に対する外乱として作用するのでこの影響を取り除く必要がある。つまり、高周波コンポーネントとは言いつつも不要な高周波電磁波の侵入を防ぐフィルタが一つの主要な高周波コンポーネントとなる。特に直流付近の周波数での運用が想定されているケーブルでは低周波以外の周波数帯は全てフィルタされることになる。

フィルタは周波数ごとに異なったものが用いられるのが一般的である。100 MHz 程度以下の周波数帯では極低温においても抵抗やキャパシタを用いたフィルタが機能する。極低温領域で使用される抵抗としては金属薄膜抵抗が、キャパシタとしてはセラミックコンデンサが用いられることが多い。しかし、これらのコンポーネントの温度変化や、低温における使用に耐えられるものであるかは別途調査する必要がある。GHz 以上の領域において被覆導線を金属粉で覆うことにより金属の表皮効果によって電磁波を熱化するもの³⁷⁾、誘電損失や導体損失率が高い樹脂で導線を覆ったもの³⁸⁾、高抵抗極細同軸ケーブル³⁹⁾などがフィルタとして用いられる⁴⁰⁾。これらのフィルタは販売業者が少なく、冷凍機への取り付け可否やコネクタ種の都合から使用者が自作することが多い。市販される汎用フィルターは低温における性能が不明であるケースが多く極低温での評価が望まれている。

高周波信号が必要なラインにおいては通常減衰器が挿入される。高周波の発生装置は一般的に出力インピーダ

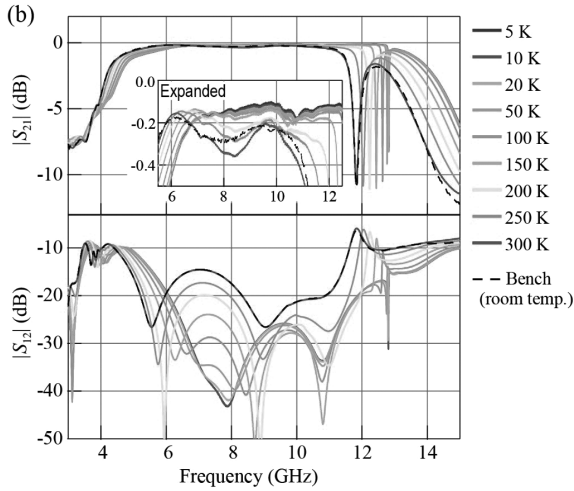


図 13: サーキュレータの温度依存性例. 図は文献³¹⁾より引用

ンスが 50 Ω に取られているが、室温の 50 Ω が作り出す熱雑音は低温環境を破壊するのに十分な外乱であるため、特に 100 mK 以下の低温環境が必要であり、必要な入力信号が微小である場合には多重に減衰器を入れるのが一般的である。電磁波の検出ラインのように減衰器の挿入が望ましくない場合では、透過される周波数域を制限するためのバンドパスフィルタが用いられる。またサーキュレータを入れることで、低温部から室温部に抜ける信号は通すが室温部から入ってくる信号は低温部に入らないような工夫も一般的に行われている。また低温で高移動度半導体を用いた信号増幅器^{41), 42)}により、外部ノイズを防ぎつつ出力信号の増幅が行われることも多い。

減衰器やバンドパスフィルタに対する低温利用の課題も低温における評価が行われていないケースが多いことであるが、温度変化による性能の変化は大きくはない。一方図 13 のようにサーキュレータのような磁性体を用いる高周波コンポーネントは温度による変化が急峻であり、室温との違いは顕著である。増幅器もまた半導体であるため、低温性能と室温性能は一般的に異なる。

図 14 にトランズモン型の量子計算機に使われている高周波回路セットアップの例を示した。

さて、上記は比較的良好に用いられる高周波コンポーネントであったが、室温で使われるコンポーネントは低温でも需要があると考えて良い。高周波コンポーネントの多くはプリント基板上に作成した回路により実現されるが、基板の性質は低温で変化する。基板自体の低温材料評価⁴⁴⁾も低温高周波測定技術が追求するターゲットの

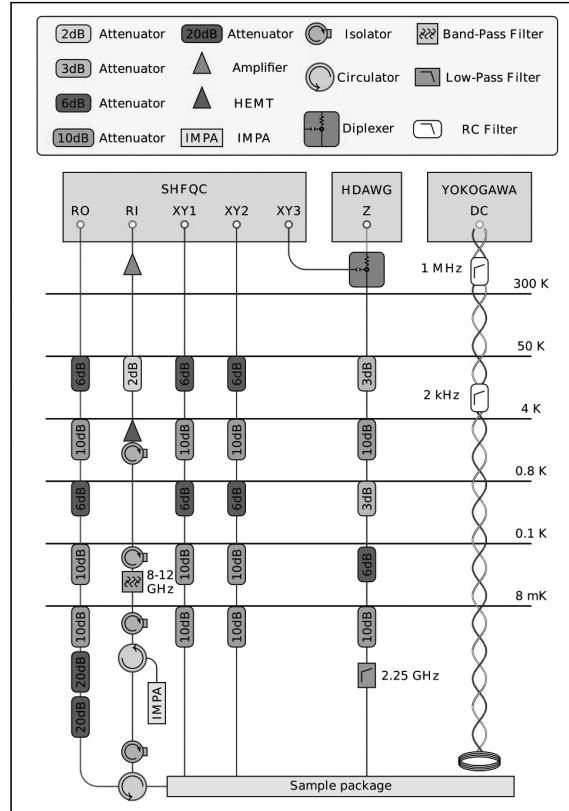


図 14: 低温測定系の例. 図は文献⁴³⁾より引用

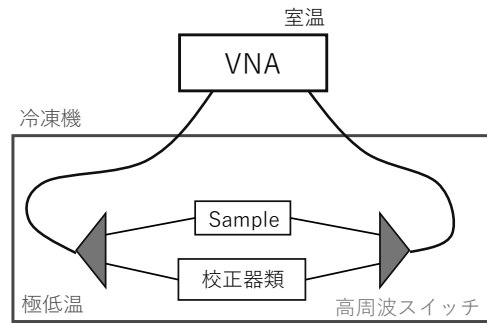


図 15: 低温 VNA 模式図

一つである。

4.2 低温 VNA

低温という特殊な環境をターゲットとしているものの低温 VNA の測定と室温 VNA の測定はほぼ同等である。唯一の違いは測定対象物と校正に使う校正器物が極低温に用意されることである。図 15 は低温 VNA 測定の模式図である。VNA 自体は室温部に用意され、ケーブルを通して極低温部にあるサンプルなどへと繋がっている。

VNA 測定という観点において室温と極低温の違いは温度の違いを別にして校正器の接続の変換法と見ることができ、室温環境で校正を行う際には、精密校正を行う場合には一般的には手作業でコネクタの付け外しを行う。しかしながら、極低温を作り出す冷凍機内部は外部との断熱をするために内部を真空引きした筐体で覆われている。そのため手作業での校正器の取り替えは難しく、高周波スイッチによる接続先の切り替えが校正を実現するための手法として用いられている。

低温 VNA 測定においてはこのようなスイッチの切り替え構造が一つの大きなエラーの要因となっている^{28), 33)}。これはスイッチの実際の分岐の先の長さの不確かさが大きいことに起因している。100 mK 以下の低温 VNA を実現するためには VNA の入力に減衰器の挿入と出力への増幅器の挿入が行われることもある。この際には増幅器が持つ非線形性も適切に評価されなければならない³²⁾。現行の低温 VNA の測定にはこのような問題は存在するものの、低温 VNA の一義的な意味はこれまで全く評価されないことすらあった高周波コンポーネントの評価を行うことができるようにすることであるのでその目的は十分に果たしている。

世界的に見ても低温 VNA の校正手法として何が最も適しているかといったことについてはまだまだ探究が進められている段階である。エアラインを用いた TRL 校正は室温では最も良い校正手法であったが低温でもそうであるかは明らかでない。エアラインは室温での長さがわかっているので低温に持っていく場合には単純に温度に依存した収縮率などを計算すれば良いだけなのかもしれない。しかし、TRL 校正における複数の異なる長さの校正器を使うという制約が、高周波スイッチを用いた測定では不確かさの増大を招くことが懸念される。世界中での研究開発の中でこれらに対する知見が集積されていくことを願ってやまない。

低温 VNA においては低温での精密測定だけではなく機能性の拡張の面からの検討も進められている。産業技術総合研究所においては温度差をつけた系に対する VNA 測定系の構築が進められている。このような温度差環境は冷凍機から低温部へ繋ぐケーブル等において常に存在し、それらを精密に評価することはこれからの極低温系の発展につながると期待される。

5 まとめ

本稿では高周波コンポーネントの電磁波応答評価を舞台に、その評価装置であるベクトルネットワークアナ

ライザの仕組みやその校正手法を俯瞰した。この校正には複数の校正器物が用いられるが、最も不確かさが小さな校正手法として知られている TRL 校正においては、Line, 同軸コネクタにおいてはエアラインの持つ特性インピーダンスのみが精密な評価を必要とするものになる。産業技術総合研究所ではこのエアラインの持つ特性インピーダンスを評価するために、各種長さ測定装置や減衰量測定装置を整備している。長さ測定装置はより高位の長さ標準にトレーサブルとなっており、標準供給の体系が整備されている。

本稿ではそれらに追加して、極低温における高周波コンポーネント評価の需要とその評価手法の近年の発展を見た。極低温を利用した技術は需要がますます高まっている領域であり高周波利用においても今後の更なる発展が見込まれる。

謝辞

本調査研究報告書の作成にあたっては物理計測標準研究部門電磁気研究グループの岸川諒子主任研究員及び昆盛太郎研究グループ長、高周波標準研究グループの木下基研究グループ長、及び両研究グループの皆様から多大なるご指導、ご助言をいただきました。ここに感謝申し上げます。

参考文献

- 1) 総務省. 我が国の電波の使用状況. <https://www.tele.soumu.go.jp/resource/search/myuse/usecondition/wagakuni.pdf> (2024).
- 2) 岡嶋裕史. 5G 大容量・低遅延・多接続の仕組み. 講談社 (2020).
- 3) 総務省. Beyond 5g(6g) の実現に向けて. <https://www.soumu.go.jp/johotsusintokei/whitepaper/ja/r05/html/nd25760f.html>. Online; accessed 20 Jan 2025.
- 4) ITU. Imt towards 2030 and beyond (imt-2030). <https://www.itu.int/en/ITU-R/study-groups/rsg5/rwp5d/imt-2030/Pages/default.aspx>. Online; accessed 20 Jan 2025.
- 5) D. Bluvstein, H. Levine, G. Semeghini, T. T. Wang, S. Ebadi, M. Kalinowski, A. Keesling, N. Maskara, M. Greiner, M. Vuletić, and M. D. Lukin. *Nature*, 604, 451 (2022).
- 6) Y. Chew, T. Tomita, S. Sugawa, S. d. Léséleuc, and K. Ohmiri. *Nature Photonics*, 16, 724 (2022).
- 7) W. Asavanant, Y. Shiozawa, S. Yokoyama, B.

- Charoensombutamon, H. Emura, R. N. Alexander, S. Takeda, J. Yoshikawa, N. C. Menicucci, H. Yonezawa, and A. Furusawa. *Science*, 366, 373 (2019).
- 8) L. S. Madsen, F. Laudenbach, M. F. Askarani, F. Rotais, T. Vincent, J. F. F. Bulmer, F. M. Miatto, L. Neuhaus, M. J. Collins, A. E. Lita, T. Gerrits, S. W. Nam, V. D. Vaidya, M. Menotti, I. Dhand, Z. Vernon, N. Quesada, and L. J. *Nature*, 606, 75 (2022).
- 9) F. Arute, K. Arya, R. Babbush, D. Bacon, J. C. Bardin, B. R. B. S. F. G. S. Brandao, D. A. Buell, B. Burkett, U. Chen, Z. Chen, B. Chiaro, R. Collins, W. Courtney, A. Dunsworth, E. Farhi, B. Foxen, A. Fowler, C. Gidney, M. Giustina, R. Graff, K. Guerin, S. Habegger, M. P. Harrigan, M. J. Hartmann, A. Ho, M. Hoffmann, T. Huang, T. S. Humble, S. V. Isakov, E. Jeffery, Z. Jiang, D. Kafri, K. K. P. V. Klimov, S. Knysh, A. Korotkov, F. Kostrista, D. Landhuis, M. Lindmark, E. Lucero, D. Lyakh, S. Mandrá, M. McClean, J. M. and McEwen, A. Megrant, X. Mi, K. Michielsen, M. Mohseni, J. Mutus, O. Naeem, M. Neeley, C. Neill, M. Y. Niu, E. Ostby, D. Sank, K. J. Satzinger, V. Smelyansky, K. J. Sung, M. D. Trevithick, V. B. Vainsencher, A. and, T. White, Z. J. Yao, P. Yeh, A. Zalcman, H. Neven, and J. M. Martinis. *Nature*, 574, 505 (2019).
- 10) Y. Kim, A. Eddins, S. Anand, K. X. Wei, E. V. D. Berg, S. Rosenblatt, H. Nayfeh, Y. Wu, M. Zaletel, K. Memme, and A. Kandala. *Nature*, 618, 500 (2023).
- 11) A. Noiri, K. Takeda, T. Nakajima, T. Kobayashi, A. Sammak, G. Scappucci, and S. Tarucha. *Nature*, 601, 338 (2022).
- 12) K. Takeda, A. Noiri, T. Nakajima, T. Kobayashi, and S. Tarucha. *Nature*, 608, 682 (2022).
- 13) A. Stern and N. H. Lindner. *Science*, 339, 1179 (2013).
- 14) V. Teppati, A. Ferrero, and M. Sayed. *Modern RF and Microwave Measurement Techniques*. Cambridge University Press (2013).
- 15) J. P. Dunsmore. *Handbook of Microwave Component Measurements with Advanced VNA Techniques*. John Wiley & Sons Ltd (2020).
- 16) D. M. Pozar. *Microwave Engineering*. John Wiley & Sons Ltd (2011).
- 17) R. E. Nelson and M. R. Coryell. *National Bureau of Standards Monograph*, 96 (1966).
- 18) *IEEE Std 287.3-2021*, 1-70 (2022).
- 19) M. Zeier, J. Hoffmann, P. Hürlimann, J. Rüfenacht, D. Stalder, and M. Wollensack. *Metrologia*, 55, S23 (2018).
- 20) EURAMET. Guidelines on the evaluation of vector network analysers (vna). https://www.euramet.org/Media/news/I-CAL-GUI-012_Calibration_Guide_No._12.web.pdf (2018).
- 21) 岸川諒子. 産総研計量標準報告, 8, 333 (2011).
- 22) 加藤悠人. 産総研計量標準報告, 9, 99 (2014).
- 23) 荒川智紀. 産総研計量標準報告, 11, 53 (2022).
- 24) 松川沙弥果. 産総研計量標準報告, 10, 207 (2023).
- 25) 東島侑矢. 産総研計量標準報告, 10, 129 (2020).
- 26) G. F. Engen and C. A. Hoer. *IEEE Transactions Microwave Theory and Techniques*, 27, 987 (1979).
- 27) K. Fujiwara, T. Kouichi, and T. Yakabe. *IE-ICE Electronics Express*, 18, 1 (2021).
- 28) L. Ranzani, L. Spietz, Z. Popovic, and J. Aumentado. *Review of Scientific Instruments*, 84, 034704 (2013).
- 29) B. Patra, M. Mehrpoo, A. Ruffino, F. Sebastian, E. Charbon, and M. Babaie. *Journal of the electron devices society*, 8, 448 (2020).
- 30) M. Stanley, R. Parker-Jervis, S. D. Graaf, T. Lindström, J. E. Cunningham, and N. M. Ridler. *Electronic Letters*, 58, 614 (2022).
- 31) T. Arakawa and S. Kon. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 72, 1009608 (2023).
- 32) J. Martens. *Anritsu Technical Bulletin*, 98, 40 (2023).
- 33) S.-H. Shin, M. Stanley, J. Skinner, S. E. D. Graaf, and N. M. Ridler. *IEEE Transactions on Microwave theory and Techniques*, 72, 2193 (2024).
- 34) S. Simbierowicz, V. Y. Monarkha, S. Singh, N. Messaoudi, P. Krantz, and R. E. Lake. *Applied Physics letters*, 120 (2022).
- 35) H. Wang, S. Singh, C. R. H. McRae, J. C. Bardin, S. Lin, N. Messaoudi, A. R. Castelli, Y. J. Rosen, H. E. T, and D. P. Pappas. *Quantum Science and Technology*, 6, 035015 (2021).
- 36) A. S. Boaventura, J. A. Brevik, D. F. Williams, N. E. Flowers-Jacobs, M. A. Castellanos-Beltran, and A. E. Fox. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 31, 1700409 (2021).
- 37) M. Thalmann, H. F. Pernau, C. Strunk, E. Scheer, and T. Pietsch. *Review of Scientific Instruments*, 88, 114703.
- 38) A. Paquette, J. Griesmar, G. Lavoie, F. Blanchet, A. Grimm, U. Martel, and M. Hofheinz. *Applied Physics Letters*, 121, 124001 (2022).
- 39) A. B. Zorin. *Review of Scientific Instruments*, 66, 4296 (1995).

- 40) S. H. Lee and S. G. Lee. *Journal of the Korean Physical Society*, 72, 966 (2018).
- 41) A. Korolev, V. Shulga, and S. Tarapov. Extra-low power consumption amplifier based on hemt in unsaturated mode for use at subkelvin ambient temperatures (2014).
- 42) S. Lee, M. Hasisaka, T. Akiho, K. Kobayashi, and K. Muraki. *Review of Scientific Instruments*, 92, 023910 (2021).
- 43) R. Li, K. Kubo, Y. Ho, Z. Yan, Y. Nakamura, and H. Goto. *Physical Review X*, 14, 041050 (2024).
- 44) T. Arakawa, Y. Kato, and S. Kon. *Applied Physics Letters*, 126, 024001 (2025).