

次世代デバイス開発に資する計測技術の高周波化と高精度化の研究

荒川智紀*

(2022年1月31日受理)

Research on high-frequency and high-precision measurement techniques for the development of future devices

ARAKAWA Tomonori

Abstract

Sixth generation (6G) communication is already being discussed in the research field of communication. In order to achieve 6G, high frequency and low power consumption devices and highly sensitive sensors are indispensable. Here, the high-frequency and high-accuracy measurement technologies that are the basis for these research and development activities are discussed. In particular, this report focusses on the current status and future direction of the development of measurement technology for material measurement.

1. はじめに

現代社会において、インターネット、クラウドサービスなどの情報通信技術は欠かせないものとなっている。中でも、近年の移動通信システムの進化は目覚ましい。1979年に運用を開始した第一世代（1G）の移動通信システムから、約10年周期で移動通信システムは世代交代し、その都度、通信品質の向上やサービスの多機能化などを経て、人々の生活に浸透してきた。特に、第3世代（3G）から第4世代（4G）への過程では、スマートフォンの登場がモバイル端末の使用用途と市場構造を大きく変えた。それまで、通信インフラとしての利用が主であったモバイル端末は、様々なコンテンツ（ゲーム、動画、SNS（Social Networking Service）、アプリ）の登場によって、生活基盤として欠かせないものへと進化した。2020年に第5世代（5G）の移動通信システム¹⁾が商用開始され、現在、次の世代となるBeyond 5G/6G^{2),3)}への関心が世界的に高まっている。5Gを含めた今後の移動通信システムは、身の回りのあらゆるものがネットワークにつながるIoT（Internet of Things）時代の情報

通信基盤として、これまで以上の革新を社会にもたらすと期待されている。

一方、世界的に様々な社会問題が顕在化してきており、世界の人口が増加⁴⁾する中で、気候変動などの問題と向き合いながら持続可能な発展を遂げることが世界的に重要視されている。特に日本は、課題先進国と称され、生産年齢人口の減少やインフラの老朽化などの社会課題と直面している。そこで、日本は2030年にサイバー空間とフィジカル空間を高度に融合させ、経済発展と社会課題の解決を両立していく未来社会（Society 5.0）⁵⁾の実現を目指している。そのためには強力な情報通信技術が必要となる。また、2019年から広まった新型コロナウイルス（COVID-19）により、テレワークやウェブ会議が急増し、情報通信技術の重要性が再認識された。以上の様な背景から、移動通信システムは、今後急速に進化していくことが求められている。

本調査研究では、Society 5.0の実現に資する次世代の移動通信システムであるBeyond 5G/6Gの要素技術開発に焦点を絞り、その動向について調査を行う。また、高周波計測技術の高周波化と高精度化という観点に立ち、材料計測の立場から基盤構築に貢献する方法を検討す

* 物理計測標準研究部門 電磁気計測研究グループ

る。まず2章では、移動通信システムに要求される機能について述べ、技術開発の方向性を明確にする。次に3章では、高周波計測技術に求められる役割と著者が所属する産業技術総合研究所（AIST）計量標準総合センター（NMIJ）物理計測標準研究部門電磁気計測研究グループ（以下産総研と称する）における取り組みについて主に紹介する。続いて4章と5章では、高周波帯における誘電率・透磁率・導電率などの材料定数の測定に焦点を絞り、4章で測定原理の詳細を説明した後に、5章で現状と課題について議論を行う。最後に6章で本調査研究をまとめる。

2. 今後の移動通信システム

5Gの主要なコンセプトは国際電気通信連合（ITU）において2015年に策定された⁶⁾。その中で重要視されたのが、「超高速通信（eMBB）」、「超低遅延通信（URLLC）」、「多数同時接続（mMTC）」の3つの機能である。これらは、高精細映像や3Dなどのコンテンツの大容量化、自動運転や遠隔でのロボット操作、IoTデバイスなどの端末増加を見越したものである。また、4Gまでと大きく違う点は、以上の要求条件を必要に応じて使い分けるネットワークシステムの最適化を意識している点である。つまり、5Gだけでなく、既存の4GやWi-Fiなどの通信システムを合わせて利用することで、それぞれの長所を生かした運用を目指している。

総務省が示した統計データ（Informa 調べ⁷⁾によると、端末市場において最大の割合を占めるスマートフォン・タブレットは飽和の兆しを示している。これに対し、ロボットやドローン、AIスピーカー、AR/VR（拡張現実／仮想現実）の市場は成長を続けている。また、産業・医療・交通など様々な分野におけるIoTデバイスの数も増加を続けており、ネットワーク端末は多様化する傾向にある。このように、移動通信システムに求められる機能・技術も根本的に変化しようとしている。

一方で、2018年以降、国際団体・企業がBeyond 5G/6Gの要求条件に関してコンセプトを発表^{2),3),8),9)}するなど、2030年の運用開始を目指して研究開発は既に始まっている。団体によってコンセプトに差はあるものの、5Gで重視していた、3つの機能の高度化は共通しており、それぞれ10倍以上改善する計画である。加えて、数多くのコンセプトが追加で検討されている。以下では、これらのコンセプトで要求される要素技術を高周波技術の観点で整理する。

2.1 周波数帯とネットワークの拡大

5Gでは移動通信システムとしては初めて10 GHz以上のミリ波帯を利用する。これは、高速・大容量通信に必要な広い帯域幅を確保するためであり、日本では28 GHz帯の運用を開始し、2024年には基地局を全国的に整備する計画である¹⁰⁾。原理的には、マイクロ波帯でも高速・大容量通信は可能である。しかし、ほとんどの周波数帯が既に他の規格で埋まっているため、今後も高周波化が進んでいくことが想定される（図1（a））。そのため、Beyond 5G/6Gでは、100 GHz以上の新たな周波数帯¹¹⁾の利用が計画されている。

周波数が高くなるにつれ、電磁波の直進性が増すため障害物を回り込めなくなり（回折できない）、さらに届く距離も短くなる（減衰が強まる）。これは、既存の基地局を定期的に配置してエリアをカバーしている方式では、膨大な数の基地局が必要になることを意味している。そのため、ネットワーク形態が大きく変わろうとしている。例えば、図1（b）に示すように、コネクテッドカーやドローンなどを含めた分散型ネットワークが計画されている。このシステムでは、情報を最短で伝える最適な経路を割り出し、効率化を図るように設計されている。

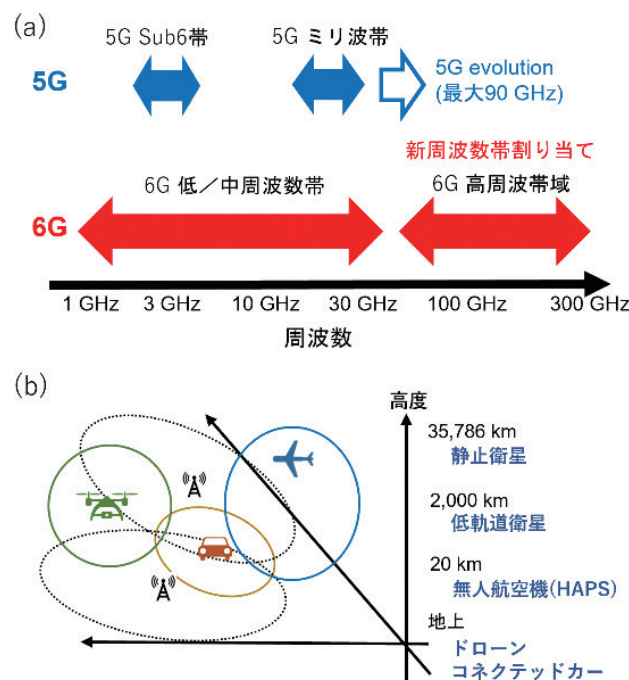


図1 (a) 移動通信で利用する周波数帯の変化。(b) 分散型ネットワークのイメージ図。

2.2 要素技術開発の方向性

新たな周波数帯、特に 100 GHz 以上のミリ波を使用するためには、様々なことを見直す必要がある。まず、ハードウェアの面では、アンプやアンテナといった素子はもちろん、それらを繋ぐ導波路の開発も重要になってくる。さらに、基地局や中継器が増加するため、低消費電力化がこれまで以上に重要になってくる。一方、分散型ネットワークを機能させるためには高度な電磁波制御技術が必要となる。つまり、消費電力の発散を抑えるためには、電磁波の指向性を制御して狙った経路にだけエネルギーを集中させる必要がある。そのため、マッシュ MIMO (multiple-input and multiple-output) 技術¹²⁾やメタサーフェス反射板^{13),14)}など、電磁波の制御技術の開発も重要となる。

3. 高周波計測技術

新たな周波数での次世代デバイス開発において高周波計測技術の担う役割は大きい。また、社会実装されている技術の維持に関しても高周波計測技術は重要である。本章では、マイクロ波帯・ミリ波帯における計測技術と産総研の取り組みについて解説する。

低周波では電子回路を構成する各要素の長さや形状を考慮する必要がない(集中定数回路)。これに対し、高周波回路では、反射や干渉といった波としての性質が顕著に表れ、伝送線路や各素子の長さを考慮する必要がある(分布定数回路)。この領域では、高周波信号は金属などによって閉じ込められた電磁波であり、そのエネルギーは媒質中の電磁場に蓄えられている。そのため、高周波の信号を伝達するためには、伝送線路や各素子の高周波インピーダンス(屈折率に相当)や位相も重要になる。産総研では計量法などの関連法案に基づいて高周波インピーダンスも含め様々な物理量の計量標準の供給を行っている^{15),16)}。

3.1 導波路の規格と高周波インピーダンス

高周波信号を伝送するための同軸線路や導波管などは接続して使用する場合、高周波インピーダンスを揃える必要がある。ただし、たとえ高周波インピーダンスが同じ導波路でも断面の電磁界分布が異なると反射が生じる。そのため、高周波の導波路や接続部の構造や取り扱い方法は米国電気電子学会(IEEE)や国際電気標準会議(IEC)などによって規格化されている^{17),18)}。Beyond 5G/6G で利用する周波数をカバーするために必要な同軸コネクタや導波管は既に規格に沿ったものを購入できる

状況にあるが、100 GHz を超えるミリ波に対応した製品は一部の事業者しか製造しておらず、値段も高額である。

図 2 には、10 GHz から 330 GHz までをカバーする同軸コネクタと導波管の種類、寸法を示している。周波数が高くなると電磁波の波長が短くなり、それに応じて寸法が小さくなっていく。例えば、同軸線路の場合には高次のモードの存在によって上限周波数が決まっている。そのため、100 GHz の信号(波長が 3 mm 程度)に同軸コネクタで対応するには外部導体の内径を 1 mm 程度にする必要がある。このように、高周波化に伴って加工の難易度が上がると同時に、機械的に強度が下がることで破損のリスクが上がる。今後、100 GHz 以上を扱える導波路の需要は高まると予想され、その安定した供給は Beyond 5G/6G の要素技術開発において重要である。

3.2 計測ソリューションの必要性

6G の要素技術開発においては、様々な測定ソリューションが必要となる。例えば、シリコン基板などの上に作製された素子に対しては、高周波プローブによる特性評価が必要になる(図 3 (a))。しかし、100 GHz を超えるミリ波帯では測定条件の変動による測定結果への影響が大きく、その後のプロセスを律速する。そこで、産総研ではプローブの位置を自動で最適化する手法の開発など、計測技術の高精度化に力をいれている¹⁹⁾。その他、

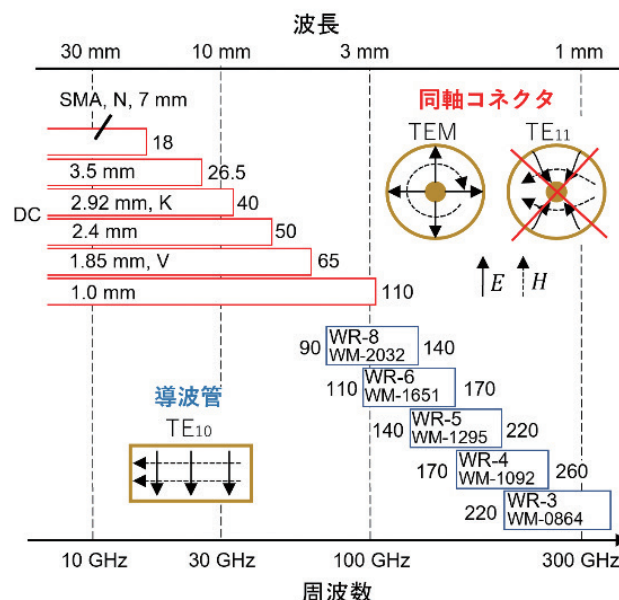


図 2 同軸コネクタおよび導波管規格の名称と使用周波数帯域。同軸コネクタの 7 mm などは外部導体の内径を表している。導波管の WM-0864 などは開口長辺の長さが 864 μm であることを示している。

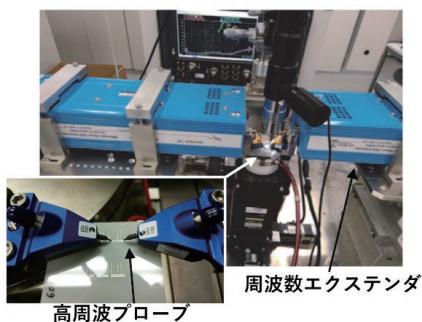
アンテナから空間輻射された電磁波の指向性測定（図3 (b)）など、産業の現場で必要となる様々なシチュエーションを想定し、100 GHz以上の周波数における計測ソリューションの開発を行っている。

また、以上のようなデバイスを設計する段階で、最初に必要になるのは誘電率などの材料特性である。そのため、デバイスの動作周波数での正確な材料定数を知っていることは開発・製造のプロセスの効率化において重要である。しかし、100 GHzを超えるミリ波帯での材料特性に関してはこれまでの知見が乏しい。また、新材料の開発では頻繁に材料特性を測定することになる。そこで、次節では高周波での材料計測に焦点をあてる。

4. 材料計測の基本

電磁波は物質中の電荷や磁気モーメントと相互作用することで変調される。本章では、材料の電磁気的な性質と、それを計測するための基本的な測定手法をまとめる。

(a) ウエハデバイス測定



(b) 空間の電磁界測定

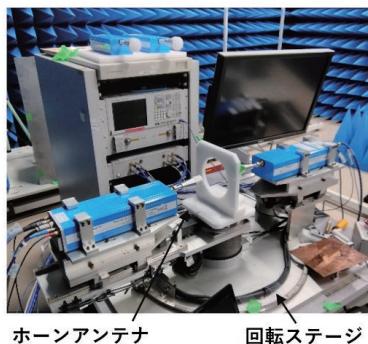


図3 (a) 高周波プローブと精密ステージからなる測定系。プローブの先端はグラウンドと信号線が100 μm程度の間隔で並んでいる。(b) ホーンアンテナを用いた電磁波の空間伝搬の測定系。

4.1 伝搬する電磁波と物質の相互作用^{20),21)}

電場 \vec{E} と磁場 \vec{H} からなる電磁波はマクスウェル方程式から導かれる波動方程式に従って伝搬する。まず、角振動数 ω で正弦振動する電磁波が材料によって受ける変調を考える。電磁波は $\exp(j\omega t)$ (j は虚数単位, ω は角振動数, t は時間) という因子を持つため、波動方程式は以下のヘルムホルツ方程式に変形できる。

$$(\nabla^2 + k^2)\vec{E} = 0, \tag{1}$$

$$(\nabla^2 + k^2)\vec{H} = 0, \tag{2}$$

$$k^2 = \omega^2 \mu^* \left(\epsilon^* - j \frac{\sigma^*}{\omega} \right). \tag{3}$$

ここでは、複素誘電率 ϵ^* 、複素透磁率 μ^* 、複素導電率 σ^* の3つの材料特性を反映する変数が含まれている。まず、 ϵ^* は交流電場 \vec{E} に対する電束密度 \vec{D} の応答係数、 μ^* は交流磁場 \vec{H} に対する磁束密度 \vec{B} の応答係数として次のように定義されている。

$$\vec{D} = \epsilon^* \vec{E} = \epsilon_0 (\epsilon' - j\epsilon'') \vec{E}, \tag{4}$$

$$\vec{B} = \mu^* \vec{H} = \mu_0 (\mu' - j\mu'') \vec{H}. \tag{5}$$

ϵ_0 と μ_0 はそれぞれ真空の誘電率と透磁率である。 ϵ^* と μ^* の実部は非損失項であり、虚部は損失項である。ここで言う損失とは電磁場のエネルギーが材料を通して熱エネルギーに変換されることを言う。 σ^* は交流電場 \vec{E} に対する電流密度 \vec{i} の応答係数として次のように定義されている。

$$\vec{i} = \sigma^* \vec{E} = (\sigma' + j\sigma'') \vec{E}. \tag{6}$$

複素誘電率や複素透磁率と異なり、 ϵ^* は実部が損失項、虚部が非損失項に対応している。複素導電率を繰り込み、実効複素誘電率 ϵ_{eff}^* を次のように定義する。

$$\epsilon_{\text{eff}}^* \equiv \epsilon^* - j \frac{\sigma^*}{\omega} = \epsilon_0 (\epsilon'_{\text{eff}} - j\epsilon''_{\text{eff}}), \tag{7}$$

$$\epsilon'_{\text{eff}} = \epsilon' + \frac{\sigma''}{\epsilon_0 \omega}, \tag{8}$$

$$\epsilon''_{\text{eff}} = \epsilon'' + \frac{\sigma'}{\epsilon_0 \omega}. \tag{9}$$

電流の寄与を一種の分極（空間電荷分極）とみなし、複素誘電率に含めて定義 ($\epsilon_{\text{eff}}^* = \epsilon^*$) する場合もある。結果は一緒だが、ここでは分けて考えることにする。

次に、 z 軸方向に伝搬する TEM (transverse electromagnetic) 波を仮定する。つまり、 $\exp(\lambda^*z)$ の因子を持ち、 z 軸方向の電磁場成分はないとする。このとき、電磁波の空間伝搬を特徴付ける伝搬定数 γ^* は以下で定義される。

$$\lambda^* = \pm \gamma^*, \quad (10)$$

$$\gamma^* = j\omega\sqrt{\mu^*\epsilon_{\text{eff}}^*} = \alpha + j\beta. \quad (11)$$

ここで、実部 α は電磁波の減衰を表す減衰定数、虚部 β は位相変化を表す位相定数と呼ばれる。また、各点における電場と磁場の比を表す波動インピーダンス Z_w は次のようになる。

$$Z_w = \sqrt{\frac{\mu^*}{\epsilon_{\text{eff}}^*}}. \quad (12)$$

Z_w は光で言うと屈折率に相当するもので、後に境界での散乱を記述する際に重要となる。ここで、同軸線路で使用される TEM 波を仮定したが、導波管で使用される TE (transverse electric) 波や TM (transverse magnetic) 波を考える場合は、減衰解とならない閾値である遮断角振動数 ω_c を含む以下の定数 η を用いて補正すればよい ($\omega > \omega_c$)。

$$\eta = \sqrt{1 - \left(\frac{\omega_c}{\omega}\right)^2}. \quad (13)$$

伝搬定数は TE 波、TM 波共に γ^*/η となる。一方、波動インピーダンスは TE 波では Z_w/η 、TM 波では $Z_w \eta$ となる。特性インピーダンスを計算するためには、導波路の幾何的な性質を考慮する必要があり、媒質が一樣であれば波動インピーダンスに形状を考慮した係数を掛ければよい。ただし、この係数はマイクロストリップ線路のように媒質を 2 種類以上含むような場合には、補正する必要がある²²⁾。以上のように、媒質となる材料の性質は、 γ^* を通して電磁波の減衰と位相、 Z_w を通して電磁波の散乱に影響を与える。

損失の大きさを表す方法として、以下で定義される損失正接 $\tan \delta$ を使うのが便利である²³⁾。

$$\tan \delta = \frac{\delta''}{\delta'}, \quad (14)$$

$$\delta' = \mu' \epsilon_{\text{eff}}' - \mu'' \epsilon_{\text{eff}}'', \quad (15)$$

$$\delta'' = \mu' \epsilon_{\text{eff}}'' + \mu'' \epsilon_{\text{eff}}'. \quad (16)$$

このように定義すると、次のように位相定数には損失正接を含まない形に変換できる。

$$\alpha = \omega \frac{\sqrt{\delta'}}{2c_0} \left\{ \sqrt{1 + \tan^2 \delta} - 1 \right\}^{1/2}, \quad \beta = \omega \frac{\sqrt{\delta'}}{c_0}. \quad (17)$$

ここで、 $c_0 = 1/\sqrt{\mu_0\epsilon_0}$ は真空中の光の速度である。より直感的な理解を得るために、 μ^* と ϵ_{eff}^* の虚数成分が非常に小さい場合の近似解を計算してみる。つまり、 $\epsilon_{\text{eff}}' \gg \epsilon_{\text{eff}}''$ かつ $\mu' \gg \mu''$ を仮定すると、減衰定数、位相定数、波動インピーダンスは以下のようになる。

$$\tan \delta_d = \frac{\epsilon_{\text{eff}}''}{\epsilon_{\text{eff}}'}, \quad \tan \delta_m = \frac{\mu''}{\mu'}, \quad (18)$$

$$\alpha \approx \omega \frac{\sqrt{\mu' \epsilon_{\text{eff}}'}}{2c_0} (\tan \delta_d + \tan \delta_m), \quad \beta \approx \omega \frac{\sqrt{\mu' \epsilon_{\text{eff}}'}}{c_0}, \quad (19)$$

$$Z_w \approx Z_0 \sqrt{\frac{\mu'}{\epsilon_{\text{eff}}'}} + j \frac{Z_0}{2} \sqrt{\frac{\mu'}{\epsilon_{\text{eff}}'}} (\tan \delta_d - \tan \delta_m). \quad (20)$$

ここで、 $Z_0 = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0}$ は真空中の波動インピーダンスである。低損失な材料では、位相定数は材料定数の実部だけを含んでおり、各損失正接は減衰を表すことが分かる。特に $\tan \delta_d$ は誘電正接と呼ばれ、損失の小さい誘電材料の指標としてよく利用されている。

現実の材料には電磁波応答に影響を与える様々な起源が存在しており、その起源を理解して次の材料開発に繋げることができれば理想的である。以下では、実効複素誘電率 ϵ_{eff}^* と複素透磁率 μ^* に分類して典型的な材料の特性を説明する。また、 μ^* や ϵ^* に比べて σ^* の寄与が圧倒的に大きい状況について説明する。

4.1.1 誘電材料の応答と損失

誘電材料は導電性に比べて誘電性が支配的な材料と定義する。移動通信システムという観点で考えると、プリント基板などに利用される低損失な誘電材料の性質は重要である。一方、Beyond 5G/6G のコンセプトではセンシングも含まれている。電磁波を利用した食品の水分量計測²⁴⁾や物質の非破壊検査²⁵⁾などは、産業の自動化につながる技術である。

代表的な分極メカニズムの周波数依存性を図4に示す。それぞれの分極メカニズムは特徴的な周波数をもっており、その低周波側では電場に完全に追従して分極するのに対し、高周波側では追従できなくなり分極が消失する。また、それらの遷移領域では、応答が遅れが生じて損失が増大するが、この領域の複素誘電率は分極現象を物理的に解明する上で重要な情報となる²⁶⁾。

まず、極性分子の配向に起因する配向分極は、マイク

ロ波領域で回転運動に伴う摩擦などによって損失が増大するが、より高い周波数では電場に追従できなくなる。また、並進運動が可能な気体や液体では多くの場合、温度の逆数に対して線形な温度依存性を示す。次に、イオン性を持つ原子の間隔変化に起因するイオン分極は、赤外線領域に入ると電場に追従できなくなる。これは、復元力を伴う過程なので、共鳴型（ローレンツ型）となる。具体的な例としてはイオン結合した結晶、極性共有結合をもつ分子や結晶などがある。また、微視的には共鳴点付近で光学的フォノンを励起して損失を起こす。最後に、原子核に対する局在電子分布の変位に起因する電子分極は紫外線領域まで電場に追従できる。微視的な誘電率の計算ではバンド間の遷移が摂動的に考慮され、また、共鳴点付近での損失はバンド間遷移が引き金となる。以上のように、特徴的な周波数は変位する粒子の質量と関係があり、軽いほど高い周波数まで追従できることが分かる。永久双極子をもたない材料はミリ波帯では周波数依存性が無いと予想されるが、現実には周波数に対して増加する例も報告されている²⁷⁾。

半導体²⁸⁾やイオンを含んだ液体など、導電性が無視できない物質も存在する。図4の点線はイオン伝導の寄与がある場合の有効複素誘電率である。空間電荷分極とみなして考えるなら、周波数が低いほど分極間の距離が長くなり、この周波数依存性を示すと説明できる。ただし、実部が負の寄与を示す理由は後に説明する。

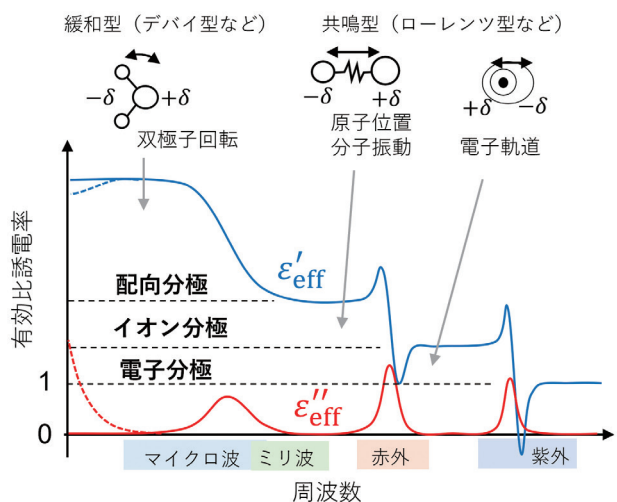


図4 誘電材料の比誘電率の周波数依存性。伝導性の寄与がある場合には点線のような振る舞いになる。

4.1.2 磁性材料の応答と損失

外部磁場によって磁気モーメントが誘起されたり変調されたりする性質を磁性という。磁性の起源は多岐にわたっており、物性物理的には磁性を示す物質を常磁性体、反磁性体、フェリ磁性体、強磁性体、反強磁性体などに分類する。応用的には、金属間化合物（鉄、ニッケル、コバルトなどを含む）の強磁性体や酸化物のフェリ磁性体（フェライトやイットリウム鉄ガーネットなど）が利用され、その保持力の大きさによって、硬磁性材料と軟磁性材料に分類される。高周波領域での応用としては、軟磁性材料は高損失な材料として電波吸収材²⁹⁾に、低損失な材料はアイソレータなどの非相反素子に利用される。

図5は軟磁性材料における複素透磁率の典型的な周波数依存性を示している³⁰⁾。誘電体と同様に磁気ダイナミクスの起源に応じて特徴的な周波数が異なっている。直流磁場（静磁場、定常磁場）のない状態では、軟磁性材料は漏れ磁場による静磁エネルギーの増大を避けるために磁区を形成しており、それらの境界は磁壁と呼ばれている。交流磁場があると磁壁の移動によって正味の磁気モーメントを生じる。この際、欠陥などによって磁壁がピンニングされていれば復元力が生じる。また、磁気異方性によって磁気モーメントは特定の方向に向くが、交流の横磁場によって安定な方向から傾き歳差運動すると、磁気モーメントを生じる。よって、これらは共鳴型になり、それぞれの共鳴現象は磁壁共鳴、自然共鳴とよばれている。

磁性材料の応答は、物質や透磁率の大きさに依存し、以上の傾向では説明できないことも珍しくない。磁場の

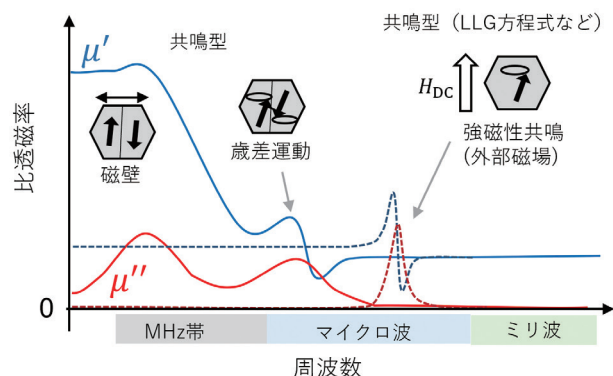


図5 軟磁性材料の比透磁率の周波数依存性。直流磁場を印加した場合は点線で示す。

磁束密度に対するプロット (B - H カーブ) が一周する際に囲む面積は、その過程において損失したエネルギーに相当し、ヒステリシス損失と定義されている。その中には、ピンングポテンシャル間の移動、磁気モーメントの変化による誘導起電力に起因する渦電流、磁歪効果による格子系への散逸など様々な効果が含まれている。

一方、直流磁場を加えて磁気モーメントを揃えると、ほとんどの磁気応答は消え、自然共鳴が強磁性共鳴と呼ばれる現象に連続的に変化する (図 5)。強磁性共鳴は直流磁場の大きさによって磁気モーメントが傾いたときに感じる復元力が変わるため、その共鳴周波数は直流磁場に比例する。そのため、アイソレータや可変バンドパスフィルタなどに応用されている。強磁性共鳴は個々の微視的スピンが位相を揃えて回転する集団励起であるが、位相が空間的に変化する波としても存在できる。これは静磁波やスピン波と呼ばれ、次世代デバイスの候補としてスピントロニクス分野で盛んに研究されている³¹⁾。また、非常に損失の小さいイットリウム鉄ガーネットを極低温まで冷やすことで量子的な振る舞いなども観測されている³²⁾。

4.1.3 導電材料の応答と界面の影響

導電性が支配的な導電材料の用途は誘電材料や磁性材料とは大きく異なる。銅や金などの極めて導電率が高い材料は、伝送線路や電磁波シールドとして利用される。

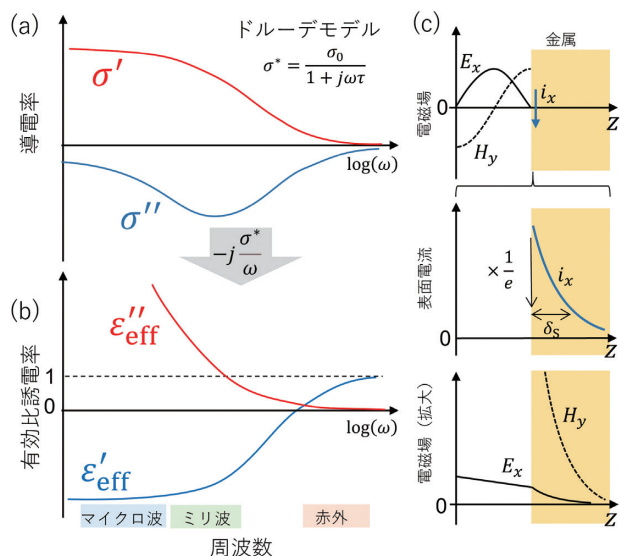


図 6 (a) ドルーデモデルを仮定した導電率の周波数依存性。 (b) ドルーデモデルを仮定した有効複素誘電率の周波数依存性。 (c) 表皮効果の概念図。

異種材料の接合や微細加工によって様々な機能を付与できる半導体材料は増幅器やセンサなどに利用される。一方、メタマテリアル分野における微小金属共振器を用いた人工材料、THz 帯の偏光子などの特殊な例もある。

複素導電率の周波数依存性は、ドルーデモデルでよく表される。銅の場合、緩和時間が $\tau \approx 0.024$ ps であるため、電子は THz 程度まで追従できる (図 6 (a))。自由電子と電磁波の相互作用は特殊で、以下の表皮効果を考える必要がある。金属に交流電場を印加した場合、発生した電流が磁場を生み出し、次にこの磁場は逆向きの誘導電流を生じて電流を打ち消す。このような自己無頓着な効果によって電磁場は表皮厚さ δ_s 程度しか金属に侵入できない³³⁾ (図 6 (b))。複素導電率の寄与を空間電荷分極と考える場合には、逆向きの誘導電流の代わりに分極による反電場を考えればよい。

最後に、 $\epsilon_r^* = \epsilon_0$ かつ $\mu^* = \mu_0$ を仮定して複素伝導度を有効複素誘電率に換算すると図 6 (b) のようになる。有効複素誘電率の実部は負の値をとっている。図 4 において、有効複素誘電率の実部における導電性の寄与が負だったのはこのためである。最後に、GaAs/AlGaAs 半導体 2 次元電子系のように、緩和時間が非常に長い系 ($\tau \approx 100$ ps) では、図 6 のような周波数依存性がマイクロ波帯で観測される^{34),35)}。そのため、高移動度な 2 次元電子材料を高周波帯で利用するには注意が必要である。

4.1.4 表面電流による損失

同軸線路や導波管などの伝送線路は表皮効果を利用して電磁波を閉じ込め、伝搬を制御しているとも言える。このような伝送線路では表皮効果によるジュール損失が支配的な減衰の原因となる。

金属中を伝搬する電磁波の伝搬定数は、 $|\sigma^*| \gg |\omega\epsilon^*|$ を仮定すると、 $\gamma^* \approx \sqrt{j\omega\mu_0\sigma^*}$ となる。さらに、磁気損失は小さく、また $\sigma' \gg \sigma''$ とすると、位相定数と減衰定数は、 $\alpha = \beta = \sqrt{\omega\mu\sigma'/2}$ となる。よって、振幅が $1/e$ 倍に減衰する距離である表皮厚さは次のようになる。

$$\delta_s = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu'\sigma'}} \quad (21)$$

銅の場合、10 GHz で $\delta_s = 0.66 \mu\text{m}$ であり、非常に薄いことが分かる。また、導電損失の大きさ表す指標として、単位長さ当たりの抵抗を表す表皮抵抗 R_s が定義されている。

$$R_s = \frac{1}{\sigma'\delta_s} = \sqrt{\frac{\omega\mu'}{2\sigma'}} \quad (22)$$

ここで、周波数が上がると損失が増加するが、これは表皮厚さが薄くなり、電流密度が上がったことに起因している。これに加えて、表皮厚さが薄くなると、表面の粗さに起因して R_s は増大する²⁰⁾。6G 無線通信では、100 GHz 以上の高い周波数の利用が想定されており、導電材料の質や表面処理の方法を見直す必要がある。一方、計測の観点で言えば、 R_s を評価することで我々は金属の導電率を知ることができる²⁷⁾。

最後に、表面電流が作る誘導磁場と電磁場の磁場成分は金属の表面で等しくなっている。そのため、共振器や導波路の設計においては、電磁場モードの分布から表面電流の向きや大きさを意識することは重要である。例えば、表面電流の向きと垂直に導電材料の接合面があると接触抵抗によって損失が増大する。

4.2 材料定数の計測手法³⁶⁾

材料定数を測定する方法の一つとして、集中定数回路の素子を作製し、インピーダンスを測定するものがある。この方法は電磁波の波長に対して素子が小さい必要があるため、高周波化には向いていない。そこで、ここでは高周波化が可能ないくつかの方法について説明する。

4.2.1 反射伝送法

電磁波の伝搬が一次元的とみなせる状況において、反射特性 (S_{11}, S_{22}) や伝送特性 (S_{21}, S_{12}) から材料定数を算出する方法を反射伝送法と定義する。この手法の原型は、1970年に Nicholson と Ross によって開発され³⁷⁾、その4年後に Weir が VNA (vector network analyzer) を用いた測定手法に改良した³⁸⁾。その後、セットアップのバリエーション、周波数帯域、算出方法などが進化し^{39), 40)}、今では幅広い材料に対して応用される重要な測定手法となっている。

この手法は周波数の関数として連続的かつ広帯域な材料評価が行える。治具の種類によって、同軸、導波管、フリースペースがあり (図 7 (b))、それら全てを合わせると 0.5 GHz から 330 GHz をカバーする⁴¹⁾。後述する共振法と比べると感度は低いが、高損失な誘電材料や磁性材料に対して有効な手法である。以下では、数ある算出方法の中でも、 S_{11} と S_{21} の測定から μ^* と ϵ_{eff}^* の両方を算出する Nicholson-Ross-Weir(NRW)法³⁷⁾について詳しく説明する。この方法は、反射伝送法の原型だが、今でも使用されている。

セットアップは VNA と治具が伝送線路で繋がれているだけのシンプルなものだが、基準面 (試料の表面) まで校正されていることが大前提である (図 7 (a) (c))。

また、治具の断面形状が一様なことは重要である。これにより、特性インピーダンスと波動インピーダンスの比が一定となるため、反射係数 Γ は簡単な形で表せる。

$$\Gamma = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} = \frac{Z_w - 1}{Z_w + 1} \quad (23)$$

以上の理由から、試料の断面形状を治具に揃え、表面を平坦に加工する必要がある。しかし、周波数が高くなるにつれて寸法が小さくなり、測定精度を制限する。フリースペースの場合には、断面形状の制限はないが、電磁波の断面分布が治具で厳密に定義されていないなどの問題点があり、特に反射係数の測定に難がある。

試料を 1 回通過する際の透過係数は試料の厚み d を用いて、 $\tilde{z} = \exp(-j\omega\sqrt{\mu^*\epsilon_{\text{eff}}^*}d)$ となる。さらに、干渉の効果を取り入れて多重反射を足し合わせると (図 7 (c))、Sパラメータの各項は以下ようになる。

$$S_{11} = \frac{\Gamma(1 - \tilde{z}^2)}{1 - \Gamma^2\tilde{z}^2}, \quad S_{21} = \frac{(1 - \Gamma^2)\tilde{z}}{1 - \Gamma^2\tilde{z}^2} \quad (24)$$

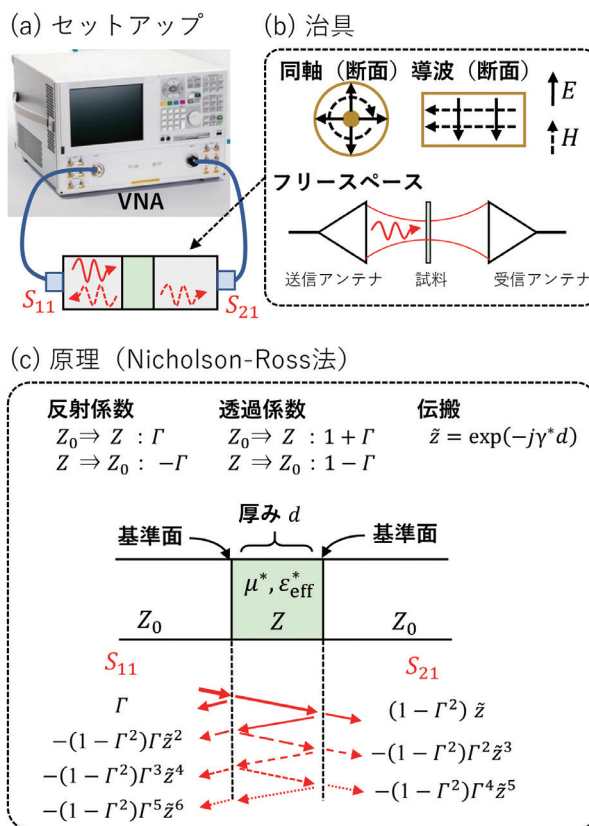


図 7 (a) 測定系のセットアップの概念図。 (b) 治具部分に使用する伝送線路の概念図。 (c) Nicholson-Ross-Weir(NRW)法の測定原理の概念図。

この計算には無限級数が出てくるが、 $\Gamma^2 z^2$ を全体にかけて計算している。以上のように、 μ^* と ϵ_{eff}^* の算出に必要な2自由度の複素数が揃うことが分かる。

この手法で低損失材料を測定すると、電磁波の1/2波長の整数倍が試料の厚さ d に相当する周波数で共振による異常が発生する。また、 S_{22} と S_{12} の自由度を有効に利用できていない。これらの点を改善したアルゴリズムも提案されており³⁹⁾、Keysight社はこれらのアルゴリズムをまとめてソフトウェアとして販売している⁴²⁾。また、片側のポートを終端して反射だけを測定することで、温度依存性や液体試料⁴³⁾の測定に特化した方法もある。いろいろな治具が市販^{41),44)}されているが、同軸や導波管タイプであれば自作することも可能である。これら一連の反射伝送法は、今後も需要が高いと予想され、産総研でも0.5 GHzから330 GHzまでのセットアップを配備してノウハウの蓄積に努めている。

4.2.2 電磁波共振法

金属や誘電率の差を利用して電磁波を閉じ込めると、電場と磁場がエネルギーを交換しながら固有振動する定在波になる。この共振現象を利用した材料計測の手法(共振法)は、非常に高感度であり、低損失な材料や微小試料の評価に用いられている。また、電磁波共振器の技術は、量子電磁力学(QED)に用いられ量子コンピュータの重要な要素であるなど、汎用性が高いものである。ただ、共振現象のため周波数依存性を離散的にしか測定できないという制限は付きまとう。

図8(a)に示すように、VNAと共振器を弱く結合させて伝送特性(S_{21}, S_{12})を測定すると、固有の共振ピークを検出できる。摂動を利用した共振法では、試料による共振周波数のシフト($\Delta f_r = f_{r2} - f_{r1}$)から非損失項(ϵ' と μ')、Q値の変化($\Delta(1/Q) = 1/Q_2 - 1/Q_1$)から損失項(ϵ'' と μ'')が算出される²⁰⁾。ただし、 Δf_r と($\Delta(1/Q)$)は実数であるため、 μ^* と ϵ_{eff}^* の寄与を分離して評価するには、試料の位置などを工夫する必要がある(図8(b))。共振法では、Sパラメータの絶対値や位相はほとんど測定に影響を与えない。そのため、Sパラメータの校正が不要な場合も多い。また、材料定数の算出に用いるのは周波数と共振器の形状である。これらの値はSI基本単位の時間と長さに関連しており、トレーサビリティの観点で反射伝送法と大きく異なっている。一般的に、Q値が高いほど感度が高いが、電磁波と試料の相互作用の大きさにも依存する。

電磁波共振器は主に、TEM波共振器、空洞共振器、誘電体共振器などに分類できる。また、それぞれにバリ

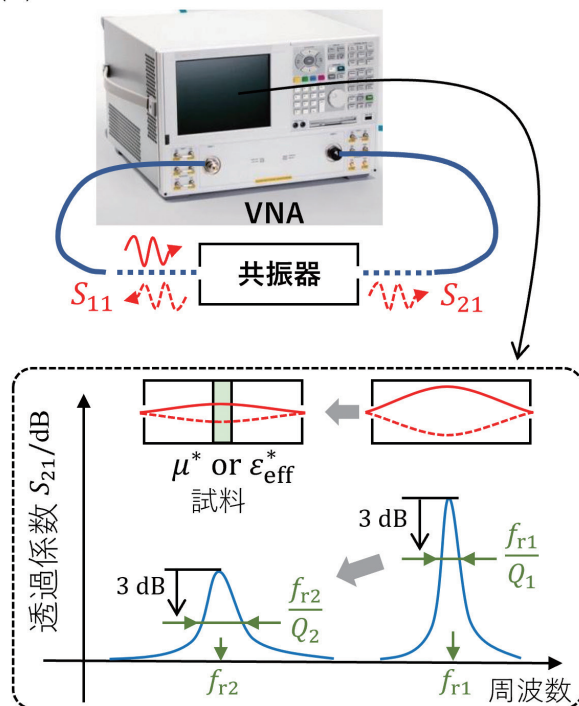
エーションがあるが、ここでは幾つかを例にとって紹介する。

(1) TEM波共振器

同軸線路やマイクロストリップ線路などのTEM波の導波路は開放、終端、ループなどの境界条件を課すことで共振器にできる(図9(a))。この手法は、他の2つと比べて表皮抵抗などによる損失が大きく、Q値は比較的低い。しかし、最終製品となる導波路と同じ条件で共振器に加工すれば、性能を直接的に確認できるというメリットがある。

特殊な工夫により、微小試料の誘電率測定器として市

(a) セットアップ



(b) 両端短絡同軸共振器

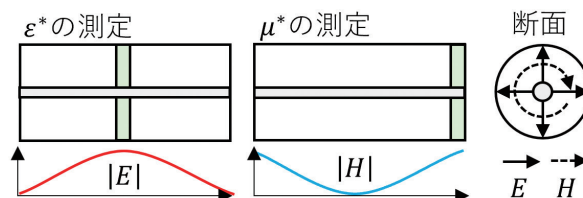


図8 (a) 測定系のセットアップと透過係数の周波数依存性。試料がある場合の共振ピークの変化を概念的に示している。(b) 両端が短絡された1/2波長同軸共振器を用いて透磁率と誘電率を測定する際の概念図。

販されている例もある⁴⁵⁾。ここでは、同軸共振器の片側を狭窄し、漏れ出たエバネッセント波を利用して感度を上げている⁴⁶⁾。試料は共振器の上に置くだけでいいので、汎用性の高い装置となっている(図9(a)の右上)。

図9(a)の下に示すファブリペロー共振器は、製品化^{41),44)}および規格化(表1)されている。これは光の共振器に似ており、左右に配置した金属の反射板によって電磁波を閉じ込めている。電磁場はガウシアンビームの定在波(TEM_{00q})となっており、分類上TEM波である。Q値は10万を超え、低損失なシート状の誘電材料の評価に利用できる。さらに、一つの共振器で20個以上の高次モードを利用でき、いくつかの共振器を組み合わせると60 GHzから330 GHzをカバーできる。

(2) 空洞共振器

基本的な空洞共振器は、導波管の両端を短絡させたものである。TEM波共振器に比べ、寸法精度も出しやすく、

Q値も高い。加工のし易さや電磁場モードの対称性を考慮してか、精密な材料測定には円筒型の空洞共振器が主に利用されている。図9(b)に示すように、円筒の長さ方向に対して電場成分が垂直なモードをTE_{nmq}と呼び、磁場成分が垂直なモードをTM_{nmq}と呼ぶ。ゼロ以上の整数である(n,m,q)は電磁場モードの対称性を表しており、長さ方向に垂直な成分に関して、円筒座標の(θ,r,z)方向の腹の数を表している。高次まで含めればモードは無数に存在し、離散的な周波数依存性を測定可能である。また、試料の配置によってμ*とε_{eff}*を分離して測定できる。しかし、産業レベルで求められる高精度な測定手法となると、規格化・実用化まで至っている例は限られている。

スプリットシリンダ共振器と呼ばれるTE_{01q}モードを用いた手法は低損失な誘電材料の測定に利用できる(図9(b)の左)。このモードの表面電流は円周方向なので、共振器を上下に分離でき、そこにシート状の試料を挟んで使用する。日本でも数社が販売しており、10 GHzから80 GHzまでのものが揃っている^{41),45),47)}。また、規格化もされている(表1)。典型的なQ値は1万を超え、tan δ_d=0.0001程度まで測定可能である。

TM_{0m0}モードを用いた手法も低損失な誘電材料用に利用されている(図9(b)の右)。この共振器は上下の中心に穴が空いており、棒状の試料を差し込んで使用する。また、中心部をパイプで仕切り、粉末状の試料を測定することも可能である。周波数は1 GHzから30 GHzまでが販売されている^{41),45),47)}。典型的なQ値は1万程度であり、こちらもtan δ_d=0.0001程度まで測定可能である。

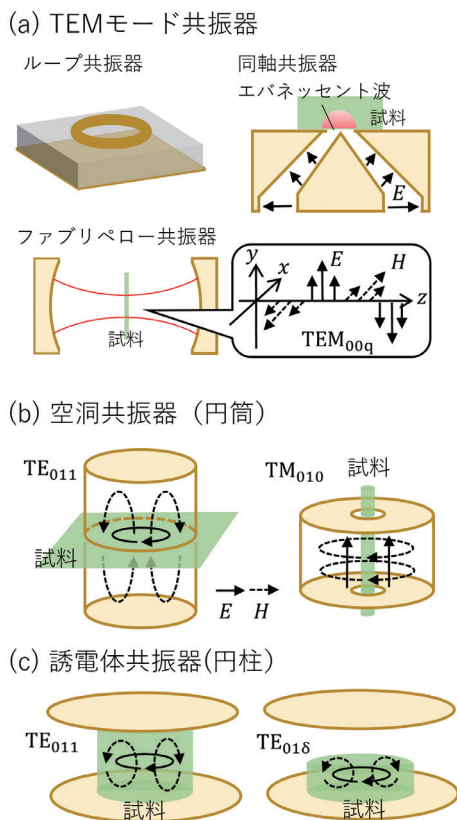


図9 (a) TEMモード共振器の概念図。マイクロストリップ線路のループ共振器(左上)、同軸の端を狭窄した場合のエバネッセント波の染み出し(右上)、ファブリペロー共振器(下)を示している。(b)円筒空洞共振器の電磁場分布の概念図。(c)誘電体共振器の電磁場分布の概念図。

表1 低損失誘電材料(ファインセラミック)の複素誘電率測定に関するJIS規格

規格番号	測定周波数 ε _{eff} tan δ _d	測定方法
R1641	2 GHz to 40 GHz 1.1 to 100 10 ⁻⁶ to 10 ⁻²	TE ₀₁₁ モード 円筒空洞共振器(スプリットシリンダ共振器) ※図9(b)の左を参照
R1660-1	30 GHz to 100GHz 2 to 50 10 ⁻⁶ to 10 ⁻³	TE ₀₁₁ モード 遮断円筒導波管法 ※図9(a)の左の上下を開放して電波吸収材
R1660-2	50 GHz to 300GHz 2 to 40 10 ⁻⁵ to 10 ⁻²	TEM _{00q} モード 開放形共振器方法(ファブリペロー共振器) ※図9(a)の下を参照
R1660-3	30 GHz to 100GHz 2 to 50 10 ⁻⁶ to 10 ⁻²	TE _{0m1} モード NRDガイド励振誘電体共振器方法 ※TE _{0m5} モードで表皮抵抗を補正 ※図9(c)の左を参照
R1627	2 GHz to 20 GHz 5 to 500 10 ⁻⁵ to 10 ⁻²	TE ₀₁₁ モード 誘電体共振器 ※図9(c)の左を参照

(3) 誘電体共振器

誘電体共振器は、電磁場を誘電体に閉じ込めたものである。誘電体に依存するが、低損失なものを用いると10万をこえるQ値が得られる。空洞共振器と同様に、主に円柱状の誘電材料が用いられ、電磁場モードの定義も同様である(図9(c))。ただし、 $TE_{01\delta}$ モードのように円柱の縦方向が空気と接する場合、純粋な横電場にならず、 δ を使って表している。

主な使用用途は、共振器となっている誘電体自身の誘電率の測定である。2 GHz から 30 GHz 程度まで測定可能な治具が市販されており⁴⁷⁾、規格化もされている(表1)。もう一つの仕様用途では、特性が既知の誘電体の近傍に試料を配置し、その特性を測定する。例えば、誘電体の接している金属を変えることで、表面インピーダンスの評価が可能である。基礎研究の場合には微小な試料の測定に最適であり、円筒型の誘電体共振器の中央に微小な金属や超伝導体を配置して表面インピーダンスを測定した例もある⁴⁸⁾。

5. 材料計測の課題と今後の展開

以上のことを踏まえて高周波の材料測定技術の課題を洗い出し、Society 5.0 や Beyond 5G/6G の実現に向けた今後の展開について述べる。

5.1 低損失な誘電材料と導電材料

誘電材料と導電材料は、アンテナ・平面導波路・メタサーフェスなどに幅広い需要が見込まれる。そのため、動作周波数での特性を高精度に測定できる技術が重要になるが、以下ではその具体的な内容について説明する。

誘電材料は、低損失($\tan \delta_d$ が小さい)はもちろんのこと低誘電率(ϵ'_{eff} が小さい)であることが重要になる⁴⁹⁾。式(19)から分かるように、電磁波の単位長さあたりの減衰は $\sqrt{\epsilon'_{eff}}$ 、伝搬の速度は $1/\sqrt{\epsilon'_{eff}}$ と比例関係にある。つまり、 ϵ'_{eff} を小さくすることは、低消費電力・低遅延の双方にとって重要である。4.2.2で述べたように、低損失かつ低誘電率を評価する技術は、既に300 GHz程度まで確立しつつある。今後測定技術に求められることとして、さらなる高周波化も考えられるが、以下のように測定の質を高めることが重要であると考えられる。

プリント基板などに利用されるシート状の誘電材料は異方性を持っていることが多い。例えば、ガラスエポキシ基板(FR-4)はガラス繊維を積層したものを樹脂で固めているため、基板面に並行な方向と基板面に垂直な方向では誘電率が異なる。また、高分子の異方性は圧延な

どの成形プロセスに依存する。以上のような異方性は、平面導波路の設計において問題となる。具体例としては、マイクロストリップ線路とコプレーナ線路では電場が生じる向きが異なるため、異方性を考慮して設計する必要がある(図10(a))。そのため、試料の性質を変えるような加工を加えず、異方性を考慮した材料特性の評価が求められる。さらに、Beyond 5G/6Gの陸・海・空・宇宙を含むカバレッジ拡張、アクティブ素子の発熱などを考慮すると、温度依存性が今後重要になる。

低損失な誘電材料の評価には共振法を用いるが、以上のような要件を一つの共振法で満たすのは難しい。そこで、産総研では、平衡型円板共振器(BCDR)⁵⁰⁾とファブリペロー共振器(FPR)に力を入れている。シート状の誘電材料に対して、BCDRはz方向(図10(b))、FPRはx及びy方向の複素誘電率を測定できる(図9(a))。BCDRは TM_{0m0} モードを高次まで利用し、10 GHz から 170 GHz の帯域において10点程度の測定が可能である。さらに、室温から100度までの温度依存性の測定を実現している²⁷⁾。今後は330 GHzまでの高周波化を検討している。一方、FPRは既に60 GHzから330 GHzの帯域をカバーしており、今後は温度調節機能などを追加していく予定である。

伝送線路の損失で最も大きいのは、表皮電流による損失である。そのため、導電材料の低損失化が重要になる。ただし、動作周波数における実際の表皮電流分布を想定した測定でないと意味がない。例えば、マイクロストリップ線路では表皮電流は信号ラインの下に集中する。そのため産総研では、誘電材料と張り合わせた銅箔の導電率

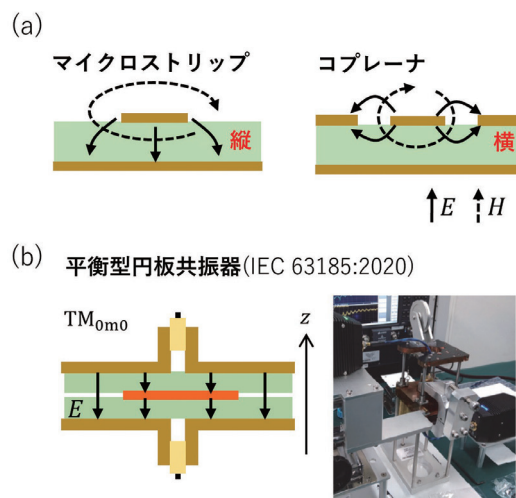


図10 (a) マイクロストリップ線路とコプレーナ線路の電磁場分布。(b) 平衡型円盤共振器の電場分布と実際の写真。

評価 (BCDR を応用)²⁷⁾, コプレーナ線路に加工した状態での導電率評価 (高周波プローブを応用)^{51),52)}などの技術を開発している。

今後は, 以上のような技術を複合的に用いて, 生産プロセスの各段階での特性評価を行っていくことが重要になると考える。

5.2 高損失な材料の評価

高損失な材料は, 電波吸収材やノイズ抑制シート (NSS) などに利用されている^{29),53)}。これらは軟強磁性材料 (フェライト, パーマロイなど) や導電材料 (グラファイトなど) の損失を利用して電磁波を熱に変換する。電波吸収材の用途はレーダ偽像防止・無線障害防止・電波暗室などであるが, ここでは, 電磁波の吸収を目的として, 損失材料を発砲ウレタンなどに混ぜ, 式 (20) の波動インピーダンスをある程度大気マッチングさせる。さらに, 形状を加工して反射を防ぐ工夫がなされている⁵³⁾ (図 11 (a))。規格としては, フリースペースの反射法を用いた 30 GHz から 300 GHz までの JIS 規格 (JISR1679) が存在する。ただ, 原理的には低周波化の方が難しく, 高信頼通信を重視した低周波帯での応用が今後重要になると予想する。

一方, NSS の主な用途は電子通信機器の中に配置して電磁障害 (EMI) を防ぐことである。具体的には, 短距離無線通信のアンテナと内部の電子回路を分離し, 回路で発生する電磁波を吸収して誤作動を防ぐなどである (図 11 (b))。そのため, 今後のネットワーク端末の増加や高度な電磁波制御 (マッシュ MIMO など) の必要

性を考えると, NSS は今以上に重要になると予想される。国内では, 多くの企業が NSS を製造しており, 磁性粉末⁵⁴⁾⁻⁵⁶⁾, 導電性繊維⁵⁷⁾などを用いた製品が販売されている。ただし, 全てマイクロ波帯用の製品であるため, 今後高周波化が盛んになると予想される。NSS は応用上薄くする必要があるので, その条件の下でいかに反射させずに吸収させるかが重要となる。そのため, 精密な複合材料の物性制御と適切な測定手法が必要である^{58),59)}。

通常, 材料定数 (μ^* と ϵ_{eff}^*) の測定では, 反射伝送法が主に利用されるが⁵³⁾, 試料が薄すぎると感度がとれない。また, 磁性材料を含む場合には不確かさが増大するなどの問題がある。一方, 磁性薄膜専用の透磁率測定装置も販売されているが⁶⁰⁾, ループコイルを用いていることもあり上限周波数は 9 GHz にとどまっている⁶¹⁾。また, NSS 評価基準として国際規格 (IEC 62333-2) があるが, これも上限周波数は 10 GHz 程度となっている⁶²⁾。以上のように, 複素透磁率の測定技術と NSS 評価基準の高周波化が重要になると予想され, 産総研では現在検討を行っている。

5.3 新規測定手法の開発 (円偏波分解測定)

最後に円偏波分解測定技術を紹介する。電磁波の円偏波自由度は, 衛星放送や一部の基礎研究では利用されて

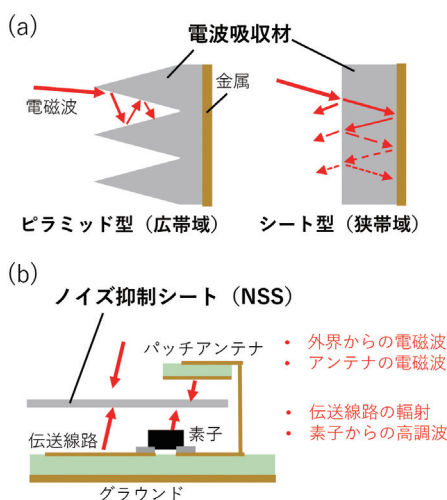


図 11 (a) 電波吸収材の概念図, (b) ノイズ抑制シートの使用用途の概念図。

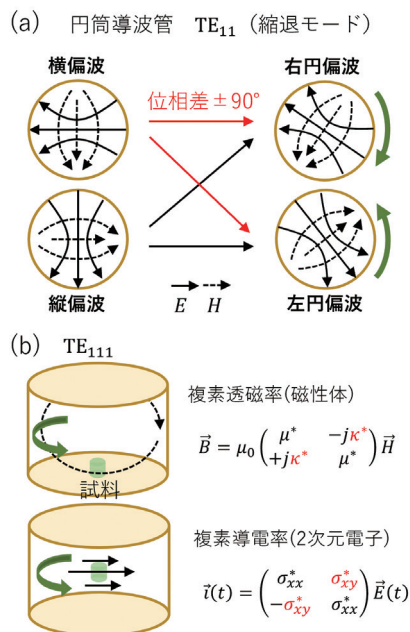


図 12 (a) 円偏波モードの励振方法の概念図, (b) 磁性体の複素透磁率テンソル測定 (上) と 2 次元電子材料の導電率テンソル測定 (下) の試料配置。

いるものの、計測技術としては一般的でない。そこで近年、円偏波自由度を独立に測定可能な円偏波空洞共振器法⁶³⁾、円偏波交差マイクロストリップ法⁶⁴⁾を開発した。精度と周波数帯域に関して改良の必要はあるが、これらの技術が Beyond 5G/6G の要素技術開発にどのように生かせるかについて考察する。

通常の共振法が非縮退のモードを用いるのに対し、円偏波空洞共振器法では縮退した TE_{11q} モードを用いる。縮退した2つのモードを同時かつ位相差 ± 90 度で励振すると円偏波モードを独立に制御することができる (図 12 (a))。この手法では、右・左回りの共振周波数変化と Q 値を測定するため、通常の共振法の2倍の情報が得られる。具体的には、磁性体であれば複素透磁率テンソル⁶³⁾、二次元電子材料であれば複素導電率テンソル⁶⁵⁾が測定可能である (図 12 (b))。

NSSの主な材料として、マイクロ波帯に選択的な吸収をもつ強磁性体が広く用いられている。今後、その延長で高周波化が行われる一方で、THz帯に共鳴をもつ反強磁性体を利用するアプローチも考えられる。また、メタサーフェスやセンサへの応用といった観点で、マルチフェロイック材料やグラフェン2次元電子材料などの研究も盛んになると予想される。このような新材料に対して、応答テンソルを測定できる円偏波分解測定は有効な手段になりえると考えており、高精度化と100 GHz以上への高周波化を計画している。

6. まとめ

未来社会 (Society 5.0) の実現に資する第6世代 (6G) 無線通信では、超高周波・低消費電力デバイスや高感度センサが不可欠であり、現在、必要となる要素技術の研究開発が盛んになっている。本調査研究では、それら研究開発の基盤となる計測技術の高周波化と高精度化について調査した。特に、材料計測に焦点を絞り、材料測定技術の現状と今後の方向性を検討した。

現在、材料測定技術に関しては高周波化が進んでおり、既に300 GHzまで対応できる測定法が規格化され、販売もされている状況にある。ただし、注意深く検討していくと、産業レベルでの要求に応えるには不十分な点もある。伝送線路として重要になる低損失な誘電材料に関しては、異方性や温度依存性といった情報が不足しており、導電率計測の重要性も見えてきた。一方、電磁障害を防ぐために需要が高まると予想されるノイズ吸収シートに関しては、測定手法と評価規格の高周波化が必要であることが明らかとなった。100 GHz以上の高周波を利用す

る6Gの実現には、高精度な加工と計測が要求され、材料開発と計測技術が連携して課題をクリアしていくことが重要である。最後に、高周波計測技術に携わる研究者として、次世代デバイスや新たな価値の創出につながる技術を提案していきたい。

謝辞

本調査研究に関して、産総研新原理コンピューティング研究センターの田丸様、久保田様、東北大学の吉田先生、岡本先生、大沼先生、トーキンの五十嵐様、物質・材料研究機構のAMIN様、大久保様をはじめとする研究プロジェクト関係者の皆様には、磁性材料の測定と性質に関して勉強させて頂きました。また、テクノプローブの大井様、EMラボの柳本様には高周波計測技術に関して教えて頂きました。また、産総研物理計測標準研究部門 (現経済産業省) の堀部様には、高周波について教えて頂くとともに様々な勉強の機会を用意頂きました。また、同部門の金子様には、有益な議論をさせて頂きました。同部門電磁気計測研究グループの昆様、平野様、渡部様、岸川様、坂巻様、加藤様には日ごろから勉強させて頂いております。ありがとうございます。

参考文献

- 1) H. Holma, A. Toskala, and T. Nakamura, "5G technology: 3GPP new radio", Wiley, Dec. (2019)
- 2) 総務省, 「Beyond 5G 推進戦略 - 6G へのロードマップ」, (2020)
- 3) NTT ドコモ, 「ドコモ 6G ホワイトペーパー」, (2020)
- 4) 国際連合, 「世界人口推計」, (2019), https://www.unic.or.jp/news_press/features-backgrounders/33798/.
- 5) 内閣府, 「Society 5.0」, https://www8.cao.go.jp/cstp/society5_0/.
- 6) Recommendation ITU-R M.2083, "IMT Vision - Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2020 and beyond".
- 7) 総務省, 「令和2年度版情報通信白書」, (2020)
- 8) "Key Drivers and Research Challenges for 6G Ubiquitous Wireless Intelligence", The first 6G Wireless Summit, (2019)
- 9) "6G: The Next Horizon", Peiyang Zhu, Huawei, The 2nd 6G Wireless Summit.
- 10) 世界情報通信事情, <https://www.soumu.go.jp/g-ict/>

- 11) T. S. Rappaport et al., "Wireless Communications and Applications Above 100 GHz: Opportunities and Challenges for 6G and Beyond," *IEEE Access* 7, 78729 (2019)
- 12) 西森健太郎, 「マッシブ MIMO の基礎と実際」, *RFワールド* 34, (2016)
- 13) A. Díaz-Rubio, V. S. Asadchy, A. Elsakka and S. A. Tretyakov, "From the generalized reflection law to the realization of perfect anomalous reflectors", *Sci. Adv.* 3, (2017)
- 14) Y. Kato, K. Omori and A. Sanada, "D-Band Perfect Anomalous Reflectors for 6G Applications," in *IEEE Access* 9, 157512, (2021)
- 15) 岸川諒子, 「高周波インピーダンスの標準と計測方法に関する調査研究」, *産総研計量標準報告* 8, 333 (2013)
- 16) 堀部雅弘, 「高周波インピーダンス標準に関する調査研究」, *産総研計量標準報告* 3, 625 (2005)
- 17) IEEE P287, Standard for Precision Coaxial Connectors (DC-110 GHz)
- 18) IEC TC46, R.F. and microwave passive components.
- 19) R. Sakamaki and M. Horibe, "Realization of Accurate On-Wafer Measurement Using Precision Probing Technique at Millimeter-Wave Frequency", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 67, 1940-1945 (2018)
- 20) 小西良弘, 「実用マイクロ波技術講座 理論と実際 第1巻から第5巻」, ケイラボ出版, (2001)
- 21) 中島将光, 「マイクロ波工学—基礎と原理」, 森北出版, (1975)
- 22) I. Bahl, M. Bozzi, R. Garg, "Microstrip Lines and Slotlines, Third Edition", Artech (2013)
- 23) A. R. Von Hippel, "Dielectric and Waves.", New York: Wiley, (1954)
- 24) S. Kon, Y. Kato, and M. Horibe, "Dynamic measurement of moisture content using microwaves for moisture evaluation of agricultural products", *IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering* 15, 166-171 (2020)
- 25) C. Pichot, L. Jofre, G. Peronnet, and J. Bolomey, "Active Microwave Imaging of Inhomogeneous Bodies", *IEEE Trans. on AP* 33, No.4 (1985)
- 26) 武藤俊之助 等編, 「磁気共鳴吸収・物質の電氣的性質」, 共立出版 (1958)
- 27) Y. Kato and M. Horibe, "Broadband complex permittivity and conductivity measurements in the millimeter-wave bands over variable temperatures using a balanced-type circular disk resonator", *Applied Physics Letters* 119, 092902 (2021)
- 28) 時田幸一, 太田 優一, 「テラヘルツ連続波を用いた誘電体・半導体の電気特性評価」, 東京都立産業技術研究センター研究報告, 10 (2015)
- 29) 室賀翔, 田中元, 遠藤恭, 「磁性材料と電磁波 (第4回) GHz帯における電磁ノイズ抑制体の遮蔽・吸収機構」, まぐね/Magnetics Japan 16, 252-259 (2021)
- 30) 近角聡信, 「強磁性体の物理 (上) (下)」, 裳華房 (1978)
- 31) Y. Shiota, T. Taniguchi, M. Ishibashi, T. Moriyama and T. Ono, "Tunable Magnon-Magnon Coupling Mediated by Dynamic Dipolar Interaction in Synthetic Antiferromagnets", *Phys Rev Lett* 125, 017203 (2020)
- 32) Y. Tabuchi, S. Ishino, A. Noguchi, T. Ishikawa, R. Yamazaki, K. Usami and Y. Nakamura, "Coherent coupling between a ferromagnetic magnon and a superconducting qubit", *Science* 349, 405-408 (2015)
- 33) 砂川重信, 「理論電磁気学」, 紀伊国屋書店, (1999)
- 34) P. J. Burke, I. B. Spielman, J. P. Eisenstein, L. N. Pfeiffer and K. W. West, "High frequency conductivity of the high-mobility two-dimensional electron gas", *Applied Physics Letters* 76, 745-747 (2000)
- 35) V. Krasovitsky, D. Terasawa, K. Nakada, S. Kozumi, A. Sawada and N. Sato, "Microwave cavity perturbation technique for measurements of the quantum Hall effect", *Cryogenics* 44, 183-186 (2004)
- 36) 加藤悠人, 「誘電率等材料定数の測定技術と標準供給に関する調査研究」, *産総研計量標準報告* 9, 99 (2014)
- 37) A. M. Nicolson and G. F. Ross, "Measurement of the Intrinsic Properties of Materials by Time-Domain Techniques", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 19, 377-382 (1970)
- 38) W. B. Weir, "Automatic measurement of complex dielectric constant and permeability at microwave frequencies", *Proceedings of the IEEE* 62, 33-36 (1974)
- 39) J. Baker-Jarvis, E. J. Vanzura and W. A. Kissick, "Improved technique for determining complex permittivity with the transmission/reflection method", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 38, 1096-1103 (1990)
- 40) P. G. Bartley and S. B. Begley, "A new technique for the determination of the complex permittivity

- and permeability of materials", IEEE Instrumentation & Measurement Technology Conference Proceedings, 54-57 (2010)
- 41) (株) EM ラボ, ホームページ :<https://emlabs.jp/1-1-product.php>.
- 42) Keysight Technologies, 「N1500A 材料測定スイート」, Technical Overview.
- 43) K. Shibata, "Measurement of complex permittivity for liquid materials using the open-ended cut-off waveguide reflection method", China-Japan Joint Microwave Conference, 1-4 (2011)
- 44) (株) キーコム, ホームページ :<http://www.keycom.co.jp/jproducts/dps/mokuji.htm>.
- 45) (株) エーイーティー, ホームページ : https://www.aetjapan.com/hardware.php?dielectromete_system.
- 46) R. Inoue, Y. Odate, E. Tanabe, H. Kitano and A. Maeda, "Data analysis of the extraction of dielectric properties from insulating substrates utilizing the evanescent perturbation method", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques 54, 522-532, (2006)
- 47) (有) サムテック, ホームページ :<http://sumtec.biz/measurement.html>.
- 48) W. A. Huttema, B. Morgan, P. J. Turner, W. N. Hardy, Xiaoqing Zhou, D. A. Bonn, Ruixing Liang, and D. M. Broun, "Apparatus for high-resolution microwave spectroscopy in strong magnetic fields", Review of Scientific Instruments 77, 023901 (2006)
- 49) 小林禱夫, 「銅張りプリント配線基板のマイクロ波／ミリ波特性と実測例」, RF ワールド 12, (2011)
- 50) H. Kawabata, K.-i. Hasuike, Y. Kobayashi, and Z. Ma, "Multi-frequency measurements of complex permittivity of dielectric plates using higher-order modes of a balanced-type circular disk resonator," European Microwave Conference IEEE, 388-391 (2006)
- 51) R. Sakamaki, M. Horibe, M. Yoshida and T. Tsurumi, "Demonstration of dielectric measurement using a probe-backside reflection method up to 300GHz", Japanese Journal of Applied Physics 58, SLLE02 (2019)
- 52) R. Sakamaki, I. Hirano and M. Horibe, "Evaluation of the temperature dependence of dielectric properties using probe-backside reflection method at millimeter-wave frequencies", Japanese Journal of Applied Physics 60, SFFC01 (2021)
- 53) 橋本修, 「電波吸収体入門」, 森北出版 (2006)
- 54) (株) トーキン, ホームページ :<https://www.tokin.com/products/emc-inductor/busteraid/>.
- 55) (株) TDK, ホームページ :https://product.tdk.com/ja/products/noise_magnet-sheet/index.html.
- 56) (株) MURAWA, ホームページ :<https://www.maruwa-g.com/products/electronic-parts/antenna-cat3.html>.
- 57) (株) 旭化成, ホームページ :<https://www.asahikasei.co.jp/fibers/nonwoven/search/product/spunbond/pulshut/>.
- 58) S. Yoshida, S. Ando, Y. Shimada, K. Suzuki, K. Nomura, K. Fukamichi, "Crystal structure and microwave permeability of very thin Fe-Si-Al flakes produced by microforging", Journal of Applied Physics 93, 6659-6661 (2003)
- 59) T. Igarashi, K. Kondo, S. Yoshida, "Design and evaluation of noise suppression sheet for GHz band utilizing magneto-elastic effect", Journal of Magnetism and Magnetic Materials 444, 390-393 (2017)
- 60) (株) 凌和電子, ホームページ :<http://www.ryowa-electronics.co.jp/products/>.
- 61) M. Yamaguchi, Y. Miyazawa, K. Kaminishi and K. Arai, "A New 1 MHz-9 GHz Thin-Film Permeameter Using a Side-Open TEM Cell and a Planar Shielded-Loop Coil", Trans. Magn. Soc. Japan 3, 137 (2003)
- 62) S. Yoshida et al., "High-frequency noise suppression in downsized circuits using magnetic granular films", IEEE Transactions on Magnetics 37, 2401-2403 (2001)
- 63) T. Arakawa, S. Norimoto, S. Iwakiri, T. Asano and Y. Niimi, "Cavity resonator for circularly polarized microwave irradiation mounted on a cryostat", The Review of scientific instruments 90, 084707 (2019)
- 64) T. Arakawa, Y. Shiota, K. Yamada, T. Ono and S. Kon, "Magnetic polarization selective spectroscopy of magnetic thin films probed by wideband crossed microstrip circuit in GHz regime", Review of Scientific Instruments 93, 013901 (2022)
- 65) T. Arakawa, T. Oka, S. Kon, and Y. Niimi, "Microwave Dynamical Conductivity in the Quantum Hall Regime", Physical Review Letters 129, 046801 (2022)

