

広帯域ミリ波誘電率測定技術

水野孝彦 Takahiko Mizuno

〔要 旨〕

広帯域なミリ波信号を処理する回路設計においては、回路を構成する誘電体材料の分散特性を適切に管理する必要がある。材料の誘電率を簡便に、かつ、高精度に測定する技術が求められている。一般に共振に基づく誘電率測定は高精度であるが、測定に適した共振モードに限られ、広帯域にわたる測定には複数の共振器を要するなど、煩雑な場合もある。本稿では、平衡形円板共振器法に基づく、装置の繋ぎ変え無しに、およそ 10~145 GHz にわたる広帯域測定が可能な誘電率測定系について紹介する。また、本手法において共振器形状の不正確さが測定に及ぼす影響を考察する。

1 まえがき

移動体通信では周波数資源がひっ迫しており、ミリ波帯の利用促進による帯域確保が進められている。たとえば、300 GHz 付近の利用などが有望視されている。このような高周波帯で使用される回路を設計する際に、誘電率*と誘電正接で表される複素誘電率は基板材料の基本情報である。他方で、自動車向けミリ波レーダーの開発においては 60 GHz 帯が利用されており、樹脂外装材による反射特性の定量化のために、樹脂材料の複素誘電率測定が行われている。各種応用にむけて高周波、広帯域で高精度な複素誘電率測定が必要とされている。

図 1 に代表的な誘電率測定法を示す。容量法は、測定対象の誘電体を電極で挟んだ平行平板コンデンサのキャパシタンスを測定し誘電率を求める方法である^{1) 2)}。高周波になると平行平板電極間における共振が無視できなくなるため、主に低周波帯域で用いられる。伝送法は、導波管などの線路の一部に測定対象を装荷し、その散乱行列(S パラメータ)を取得して誘電率を算出する方法である^{1) 3)}。広帯域誘電率測定が可能であるが、誘電率測定の精度は線路の正確さに依存し、また線路と測定対象の間の空隙も無視できない。特に波長がミリメートル未満となるミリ波帯では、形状精度への要求が加工精度の限界に近づく。共振法は、共振器内に誘電体を装荷し、共振周波数から誘電率を算出する方法である。共振のQ値から誘電正接を求めることもできる。誘電率の測定周波数は共振周波数に限られる。したがって、広帯域にわたる誘電率測定を行う場合には、複数の共振器によって順次測定を行うか、異なる共振モードを使う必要がある。高精度な誘電率測定のためには共振器の構成に高い機械精度が必要になる。空洞共振器法は、限定された周波数において誘電体基板材料などの正確な誘電率評価のために利用されている⁴⁾。

一方、平衡形円板共振器法(BCDR 法)は十分に広い平行導体平板の間に、測定対象である 2 枚の同質の誘電体板と、その間に置かれる導体円板の 3 層を挟み込んだ対称な共振器を用いて、共振周波数の測定値から誘電率を算出する手法である。2 章で詳述するとおり、しばしば、円板の中心軸上で電界が極大となる共振モードを選択的に励振して利用される。10 次程度までの共振モードを用いることにより、離散的ではあるが、広帯域にわたって誘電率を測定できる。また、板状の誘電体に対して、多くの測定法は面に平行な方向の電界に対する誘電率を測定するが、BCDR 法は面に垂直な方向の電界に対する誘電率を測定することも特長である。この方法は 1970 年代に小林によって提案され、ミリ波帯での基板材料の誘電率測定法として広く用いられている^{5)~14)}。近年、より高周波帯への適用が進み、導波管結合を利用した 170 GHz までの誘電率測定も行われている¹⁵⁾。

本稿では BCDR 法による誘電率測定の実測例を紹介する。以降、2 章で BCDR 法の測定原理を示した後、3 章で我々が構築した測定系、4 章で測定例を示す。最後に、5 章で共振器形状の不正確さが測定値に及ぼす影響を考察する。

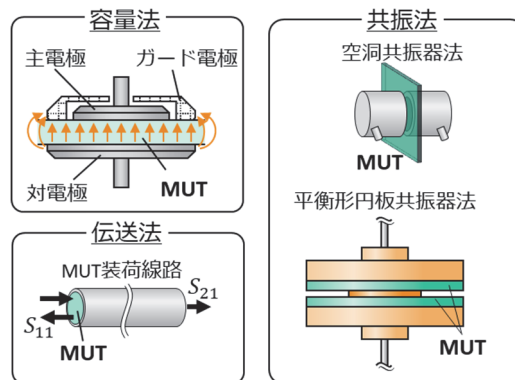


図 1 代表的な誘電率測定法

* 簡単のため、本稿では比誘電率を誘電率と記述する。

2 平衡形円板共振器法

2.1 共振器構造と共振モード

平衡形円板共振器 (BCDR: balanced circular disk resonator) 法は, 1974 年に小林らによって発表された^{5), 6)}。図 2 に BCDR の構造を示す。共振器は導体フランジ, 測定対象(MUT)の誘電体, 導体円板を積層して構成される。これは, 図 2(b)に示すように同軸線路, または側方からストリップ線路で給電される励振ポートから励振される。ここで図 2(a)の網掛け部において, 導体壁と導体円板に挟まれた領域を円筒共振器と見なすことができる。共振器の厚さ d を半波長以下に制限すれば, 厚さ方向に電界は一樣になり, 共振モードは TM モードに限られる^{5), 13)}。TM モードを各方向の節の数で識別して, 円周方向, 動径方向, 厚さ方向(節はないため, 常に 0)の順に添え字を付けると TM_{nm0} と表される。このとき, TM_{nm0} の共振周波数は,

$$f_r = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{x_{nm}}{2\pi R} \quad (1)$$

と表される。ここで, c は真空中の光速, ϵ_r は誘電率, および R は共振器半径である。また, x_{nm} は TM_{nm0} に対応した固有値を表し, 共振器の構造パラメータおよび被測定物の誘電率から定まる。したがって, 式(1)に対して共振器の寸法と共振モードを指定し, 測定した共振周波数を与えると, その周波数での被測定物の誘電率を数値的に探索できる。ここで, 共振モードの同定が必要となる。次節で述べるように, TM_{0m0} モードのみを選択的に励振することによってモード同定が容易になる。図 3 に誘電率に対する共振周波数の計算例を示す。ここでは, 導体円板直径 $2R = 12$ mm, 誘電体厚さ $d = 0.2$ mm, 励振ポート直径 $2a = 0.9$ mm, 励振ポート深さ $M = 0.3$ mm, 導体円板厚さ $t = 50$ μm とした¹⁵⁾。図中の複数の実線は, 左から TM_{0m0} モード($m = 1, 2, \dots$)を表している。例として仮に周波数に依らず誘電率が 3 である場合, 点で示した複数の周波数において共振が生じる。

前述のとおり, 式(1)の固有値 x_{nm} は共振器の各部寸法と誘電率から計算される。BCDR の最も単純なモデルは図 2(a)の斜線部のような導体円板の上または下の円筒領域であり, 固有値はベッセル関数の導関数の根で表される。しかし, 実際にはこの円筒領域の外側や励振ポートにも電磁界が広がるため, 単純な円筒とは固有値も異なる。この固有値を解析的に求めることはできないため, 2.3 節で示すモード解析法が提案されている^{5)~10), 15)}。

図 4(a)に有限要素解析による BCDR の反射・透過スペクトルの

計算例を, 図 4(b)に各共振モードの電界分布を示す。図(a)は意図的に励振ポートを導体円板から偏心した位置に設定した場合であり, $n = 0$ 以外の TM_{nm0} モードも多数存在する。このうち, TM_{0m0} モードは円筒状の共振器の中心で電界が極大となるモードであり, 共振器の中心に厚さ方向の電界を与えることで励振できる。このような選択的な励振を行うため, 次節で述べる円形導波管が用いられる^{11)~14)}。

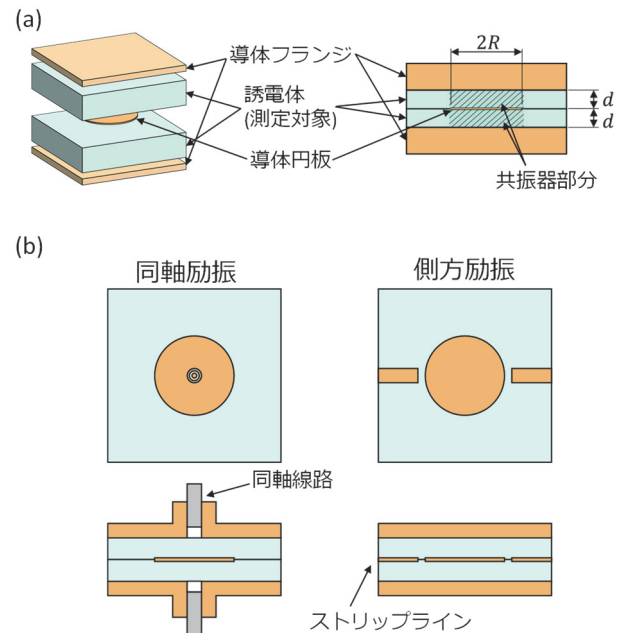


図 2 (a) 平衡形円板共振器,
(b) 励振構造が異なる 2 種の平衡形円板共振器

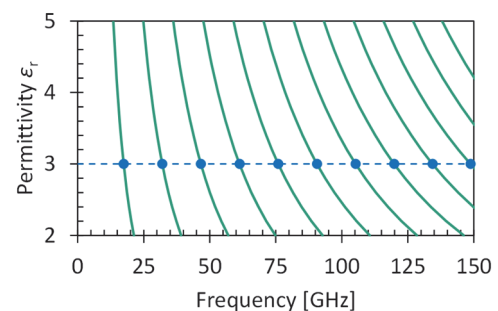


図 3 共振周波数と誘電率の関係

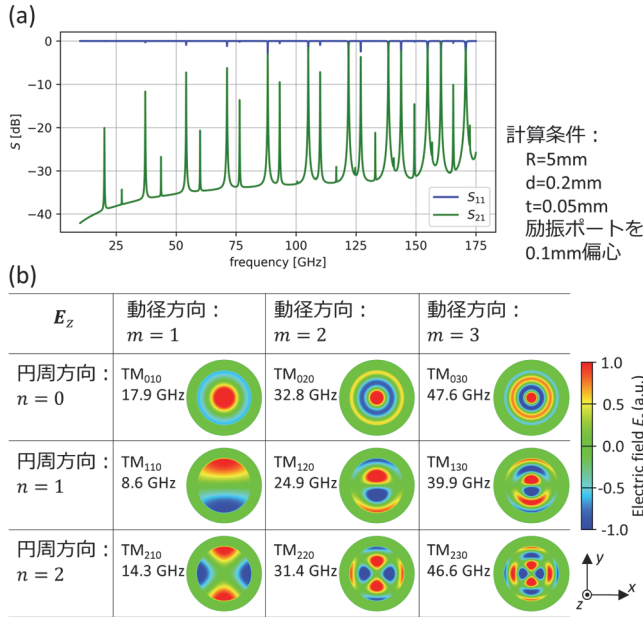


図4 (a) 共振器透過スペクトル S_{21} と反射スペクトル S_{11} ,
(b) TM_{nm0} モードの厚み方向電界分布。
ここでは測定対象の厚み方向を z 軸と定義している。

2.2 励振ポート形状

TM_{0m0} モードを選択的に励振するために、導体円板中心において誘電体厚さ方向に電界を与える必要がある。これは、測定周波数帯域よりも十分カットオフ周波数が高い、細い円形導波管で結合すれば達成できる¹³⁾。さらに図 2(b)に示した側方励振は、同軸励振より Q 値が低下するために共振の読み取りが困難になる¹⁴⁾。同軸励振構造を図 5(a)に示す。励振ポートは直径 $2a$ の円形導波管であり、最低次伝搬モードである TM_{01} モードのカットオフ周波数 $f_{c, TM_{01}}$ は、

$$f_{c, TM_{01}} = \frac{p_{01}c}{2\pi a} \gg f_{\max} \quad (2)$$

となるように細い円形導波管とする。ここで $f_{\max}$ は測定周波数帯域のうち最大周波数である。また、 p_{01} は 0 次の第 1 種ベッセル関数 $J_0(x)$ の 1 番目の根であり、 $J_0(p_{01}) = 0$ である。図 5(b)に、励振ポート形状と出口端における電界強度分布を示す。このように円筒形状の励振ポートには非伝搬の場が生じ、BCDR の TM_{0m0} モードが励振される。

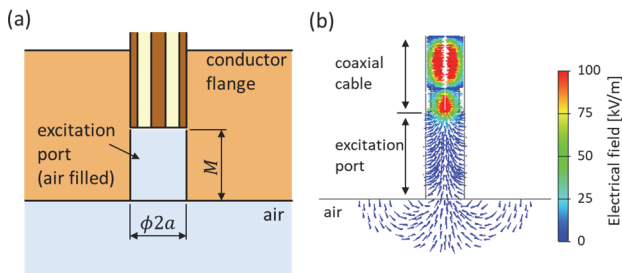


図5 励振ポート形状とその効果。
(a) 励振ポート形状, (b) 励振ポート出口端の電界強度分布

2.3 共振周波数と誘電率の関係

あらためて、図 6(a)に BCDR の構造を示す。2.1 節で述べたとおり、BCDR は最も簡単には図 6(b)のような上下面が導体で外周面が磁気壁の円筒モデルで表現できる。このとき、式(1)の固有値は $x_{nm} = p'_{nm}$ となる。ここで、 p'_{nm} は第 1 種 n 次ベッセル関数の導関数 $J'_n(x)$ の m 番目の根 ($J'_n(p'_{nm}) = 0$) である。しかし、実際には外周面の外への電磁界の拡がり、励振ポートの空間部分への電磁界の拡がりにより、固有値は単純な円筒モデルと異なる。これらの効果を取り入れるために、図 6(c), (d), および(e)のモデルを用いた固有値の計算方法が考えられてきた。これらの導出は煩雑であるため、詳細は原著論文^{5), 6), 8), 9), 15)}に譲り、ここではその考え方を簡単に述べるに留める。

広く知られるように、中心軸に対称なヘルムホルツ方程式の解は、動径方向のベッセル関数と円周方向の三角関数と軸方向の三角関数の積で表されるモードに展開できる。図 6(c)は円筒の外への電磁界の拡がりを考慮したモデルである^{5), 6)}。これを例にとると、半径 R 内の円筒領域(領域 I と呼ぶ)では上下面は電気壁であり、その外側の領域(領域 II と呼ぶ)では下面が電気壁、上面が磁気壁である。これらの境界条件を満たし、かつ、I, II で連続な電磁界が全領域での解となる。モード整合法の一般的な手順に従って、例えば、 TM_{0m0} の場合、高さ(厚さ)方向の電界を E_z とすると、領域 I のモードの線形結合で表された E_z と領域 II のモードの線形結合で表された E_z が等置される。同様に、円周方向の磁界を H_θ とすると、これについても E_z と同様にして等式が得られる。これらは線形結合の未知係数(ベクトル) $\mathbf{a}$ と係数行列 $\mathbf{M}$ に整理すると、 $\mathbf{M}\mathbf{a} = \mathbf{0}$ の形に書ける。未知係数 $\mathbf{a}$ がゼロベクトル $\mathbf{0}$ 以外の解を持つためには、

$$\det \mathbf{M}(f_{ra}; \epsilon_{ra}, R, d) = 0 \quad (3)$$

でなければならない。ここに、 f_{ra} は共振周波数、導体円板半径 R 、およびサンプル厚さ d である。 f_{ra} を測定により求め、 R および d を式(3)に与えれば、誘電率 ϵ_{ra} を数値的に探索できる。

さらに複雑になるが、図 6(d)および(e)のモデルを用いる場合でもモード整合法によって固有値を求めることができる^{8), 9), 15)}。

一方、誘電正接は測定される共振の Q 値から算出される。無負荷 Q 値 Q_u 、導体損失の Q 値 Q_c 、誘電損失の Q 値 Q_d には

$$\frac{1}{Q_u} = \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} \quad (4)$$

の関係がある。誘電正接 $\tan \delta$ と Q_d は逆数の関係にある。

$$Q_d = \frac{1}{\tan \delta} \quad (5)$$

導体損失について Q_c は電磁界分布から計算できる^{7), 15)}。一般に、

円筒外や励振ポートの空間領域の電磁界が持つエネルギーや導体損失は円筒内部のそれに比べて小さい。このことから、 TM_{nm0} モードについて図 6(b)のような円筒モデルを考えると、 Q_c は次のように近似できる¹⁶⁾。

$$Q_c \approx d \sqrt{\pi \mu_0 f_r \sigma} = \frac{d}{\delta_s} \quad (6)$$

ここで、 μ_0 は真空の透磁率($1.26 \times 10^{-6} \text{ N/A}^2$)、 σ は共振器を囲む導体の導電率、また、 δ_s は表皮深さである。最終的に、誘電正接 $\tan \delta$ は次のように求まる。

$$\tan \delta = \frac{1}{Q_u} - \frac{1}{d \sqrt{\pi \mu_0 f_r \sigma}} \quad (7)$$

実際の測定においては、共振器と励振ポートの結合を十分に疎とし、共振ピークの幅から読み取る Q 値を Q_u として用いる。

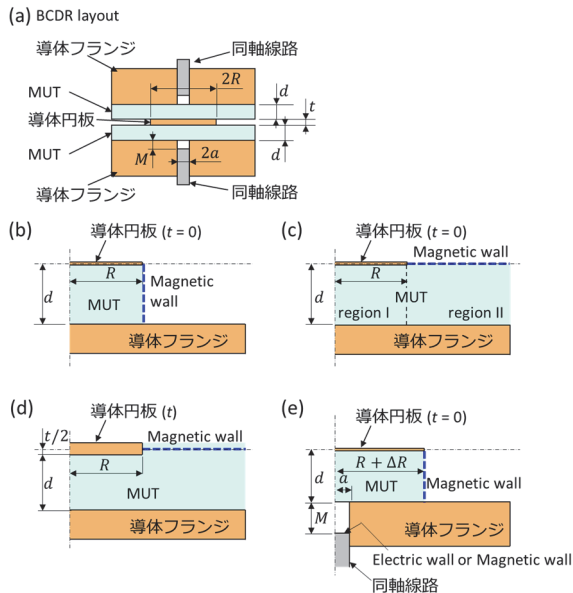


図 6 共振器の解析モデル。(a) BCDR の構造、(b) 磁気壁に囲まれた円筒モデル、(c) 縁端からの広がりを考慮したモデル、(d) 導体円板厚さを考慮したモデル、(e) 励振ポートの影響を考慮したモデル。MUT:測定対象。

3 測定装置構成

本研究では 145 GHz を上限としたミリ波帯域の一括測定を目的として、誘電率測定装置を構築した。図 7(a), (b)に測定装置の構成および外観を示す。BCDR は、0.8 mm 同軸コネクタを入出力ポートとして備え、これを最大周波数 145 GHz の広帯域ベクトルネットワークアナライザ(VNA, ME7838D)に接続する。この測定系では周波数帯ごとの装置の組み替えやつなぎ替えの必要が無く、一度に一連の共振ピークの読み取りが可能である。

共振器の構成を図 7(c)に示す。2 枚の被測定サンプル(MUT: material under test)で銅円板を挟み、これを銅フランジ間に挟み

込んで保持する。励振は、セミリジッド同軸ケーブル(最大使用周波数 155 GHz, 外径 0.89 mm)を介して行う。同軸ケーブルは銅フランジに設けた円形励振ポート(内径 0.92 mm)に挿入され、 $M = 0.3 \text{ mm}$ の空隙を設けて共振器に疎結合される。ここで、2 つの励振ポートは $\pm 5 \mu\text{m}$ の精度で中心軸を揃えている。一方、励振ポートを基準とした銅円板の中心は、銅円板を挟んでいる MUT と共に位置調整する。MUT は外部移動ステージ(共振器中心軸に垂直)によって位置を微調整する。

測定は次の手順で行う。①共振器入口の 0.8 mm 同軸コネクタ端で VNA のキャリブレーションを行う。②サンプルの厚さを測定する。③サンプルと銅円板を設置する。④導体フランジを加圧する。⑤透過スペクトル(S_{21})を取得する。⑥高次モードが出ているか確認し、出ていれば銅円板の位置を調整する。⑦スペクトルを取得し、解析する。

スペクトル測定のキャリブレーションは共振器入口の 0.8 mm 同軸コネクタ端において実施する。広帯域に正確なキャリブレーションを実施するために 2 つの周波数帯域に分けて行う。70 GHz 未満では SOLT キャリブレーションとし、一方でロード終端の整合が難しい 70 GHz 以上ではオフセットショートキャリブレーションを行い合成した。

スペクトルの解析においては、まずピーク検出を行った後にそれぞれのピークに対してローレンツ関数のフィッティングを行うことで共振周波数と Q 値を求める。得られた共振周波数から式(3)を解くことで誘電率 ϵ_r を求める。一方、 Q 値を式(4)に与えることで誘電正接 $\tan \delta$ を求める。

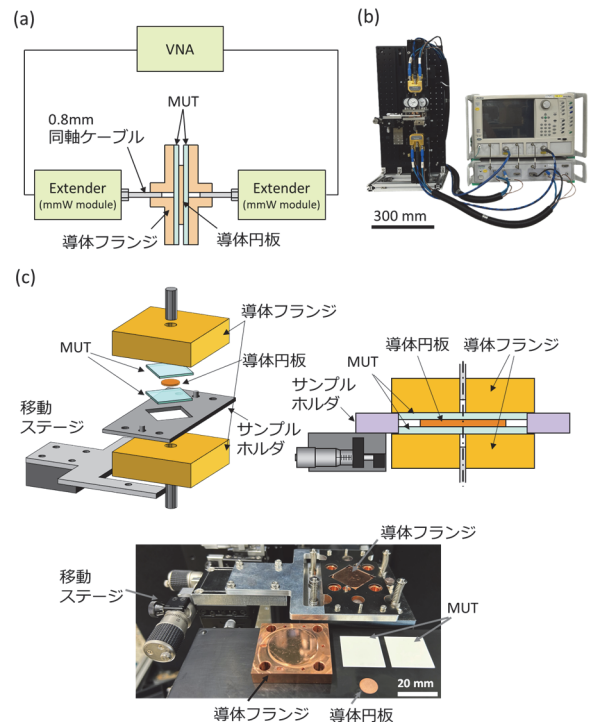


図 7 測定装置構成。(a) ブロック図、(b) 装置外観、(c) 共振器構成。

4 測定結果

4.1 代表的なサンプルの複素誘電率測定

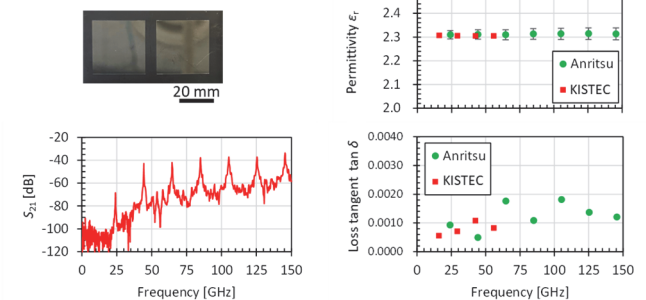
試作した測定装置の動作検証のために、代表的なサンプルの複素誘電率測定を行った。ここではシクロオレフィンポリマーシート (CoP, 日本ゼオン株式会社, ZF-14, 厚さ 0.188 mm), 合成石英板 (コバレント社, T-4000, 厚さ 0.124 mm), およびミリ波コンポジット基板 (Megtron 7, R-5775N, パナソニックインダストリー株式会社, 厚さ 0.200 mm) を測定した。導体円板としては, CoP シートと合成石英版の測定においては直径 9.902 mm, 厚さ 50 μm の銅円板 (株式会社ニラコ製の純度 99.99% 銅箔から切り抜き) を用いた。ミリ波コンポジット基板の測定においては, 基板上的ラミネート銅箔で銅円板 (11.994 mm, 厚さ 12 μm) を形成して用いた。図 8 に, 各サンプルの測定により得られた透過スペクトルと, 複素誘電率の解析結果を示す。それぞれの透過スペクトルにはほぼ周期的な TM_{0m0} モードの共振が 140 GHz 付近まで見られる。ここでは各サンプルに対して 5 回ずつの付け外しを行い, 繰り返し測定を行った。誘電率の平均値と標準偏差, および誘電正接の測定値を示している。また, 比較として神奈川県立産業技術総合研究所 (KISTEC) にて測定した結果を併せて表示している。誘電率の標準偏差は平均値に対して全帯域で $\pm 0.3\%$ に収まっており, その繰り返し精度の範囲内で神奈川県立産業技術総合研究所の測定値と一致した結果が得られた。

4.2 導体円板の直径に依存した共振ピークの変化

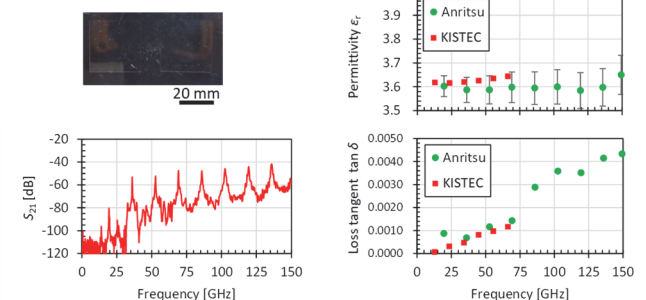
測定周波数の上限は, 共振ピーク付近の透過スペクトルの信号対雑音比で制限される¹⁴⁾。一方で, BCDR の導体円板直径を大きくすれば共振ピーク間隔を密にでき測定点を増やせるが, 高次の共振になるほど損失が大きいため, 共振ピークが低下する。したがって, 高い周波数においても十分な共振ピーク値が得られ, なおかつ全帯域で必要十分な共振モード数となるように導体円板直径を適切な大きさに設定すべきである。本測定装置において共振器直径を変化させた場合における共振ピークの変化を確認した。ここで, サンプルはミリ波コンポジット基板 (Megtron 7, R-5775N, パナソニックインダストリー株式会社, 厚さ 0.200 mm) を用い, 片側の基板上的ラミネート銅箔で銅円板 (直径 8.990 mm, 11.994 mm, 14.998 mm, 厚さ 12 μm) を形成した。図 9 に, 測定結果を示す。式(1)からも明らかにように, 導体円板の直径は共振器サイズを決め, 共振器サイズが大きくなるほど共振ピークの間隔が狭くなり, 測定結果においても同様の傾向が得られている。各ピーク周波数から

導出した誘電率と誘電正接は, 75 GHz 近傍においてそれぞれ 3.19 ± 0.02 , 0.005 ± 0.002 である。この値は 4.1 節の測定結果とも合致している。共振器直径で結果を比較すると, 直径 9 mm, モード番号 $m = 6$ までは読み取れている一方で, 直径 12 mm, 直径 15 mm においてはモード番号 $m > 6$ において透過スペクトルのピーク値が低下しており, ノイズの影響でピークの推定が正常に行えていない可能性がある。このことから, 複素誘電率が未知のサンプルを評価する場合は各共振のピーク値が下がりすぎないように適度に小さな共振器直径とする必要がある。

(a) CoPシート



(b) 合成石英板



(c) ミリ波コンポジット基板

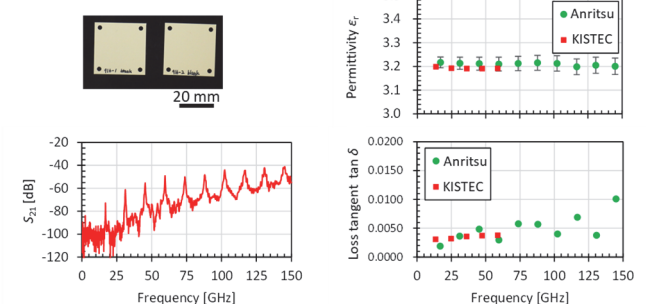


図 8 複素誘電率測定結果。(a) シクロオレフィンポリマー (CoP) シート, (b) 合成石英板, (c) ミリ波コンポジット基板。

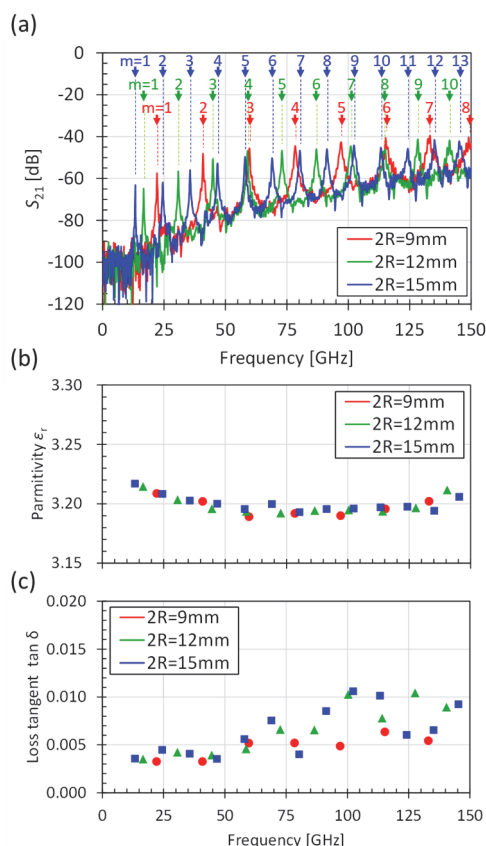


図9 同一サンプルを対象に異なる直径の導体円板を用いた場合の誘電率測定結果。(a) 共振器透過スペクトル, (b) 誘電率推定値, (c) 誘電正接推定値。

5 給電ポートの位置精度が共振モードに与える影響

BCDR 法では、厳密なモデルに基づいて共振周波数から誘電率を求めるが、モデルと実際の共振器形状が異なる場合、誘電率測定の精度を制限する。したがって、共振器の機械的寸法の正確な管理が必要である。いくつかの寸法誤差が想定されるが、本報告では励振ポートの位置精度について考察する。

2.3 節に示したように、BCDR の励振では TM_{0m0} 以外のモードを励振しないよう、導体円板中心に対して励振ポート中心位置を揃える必要がある。この位置出しは外部に機械的基準を設けた上で精度を管理しつつ注意深く行う必要がある。中心位置がずれていた場合、 TM_{nm0} モードのうち $n \neq 0$ のモード (以下、これを TM_{nm0} 高次モードと呼称する) が励振され、さらに 2.3 節で考慮した励振ポート補正の大きさが変わることが想定される。この影響を考慮するために、位置出し精度が BCDR の共振モードに与える影響を実験的に確認した。

図 10(a) は励振ポートを偏心した BCDR のモデルである。ここでは、4.2 節で利用した MUT (Megtron7, 厚さ 0.200 mm, パナ

ソニック) を再利用した。導体円板は、MUT 上に形成した直径 $2R = 11.994$ mm, 厚さ $12 \mu\text{m}$ の銅箔円形パターンを用いた。中心位置は、図 7(c) における MUT を保持する移動ステージを微調することで、導体円板中心に対して相対的に励振ポート中心位置を偏心させた。ここでは、共振器の外部寸法から割り出した機械的中心位置を基準とし、偏心量を $-250 \mu\text{m}$ から $250 \mu\text{m}$ まで $50 \mu\text{m}$ ステップで走査した。機械的中心位置は導体円板中心に対して $\pm 100 \mu\text{m}$ の公差内に収まるよう導体円板を設置した。

図 10(b) に、偏心量を変化させた場合の透過スペクトルを示す。偏心量が $100 \mu\text{m}$ 以内では、図中黒矢印で示す TM_{0m0} モードの共振が得られた。一方で $100 \mu\text{m}$ を超える場合、図中青三角で示す位置に TM_{nm0} 高次モードによる共振ピークが出現した。 TM_{nm0} 高次モードのピークが TM_{0m0} モードと見分けられない場合、モード同定が不可能になる。さらに TM_{0m0} モードに着目すると、強度が下がっていること、5 次以上において共振周波数がシフトする事が分かる。ピーク強度が低下すると Q 値が低く測定され、誘電正接が高く測定される。また共振周波数のシフトは誘電率測定にオフセットを与える。以上のスペクトルの特長から、励振ポートの中心位置出しは意図しない共振である TM_{nm0} 高次モードを励振させない他、基本振動モードである TM_{0m0} モードの共振条件を厳密なモデルと一致させるためにも重要である。

ここでは、 TM_{020} , TM_{050} , TM_{080} について実測した共振周波数を図 10(c) に示す。図 10(c) 上段は導体円板の偏心量に対する共振周波数の変化、下段は共振周波数から求めた誘電率を示している。中心位置の偏心量が $-50 \mu\text{m}$ の位置において共振周波数がピーク値をとり、その位置を中心に偏心量の絶対値が増えるにつれ共振周波数が低周波側にシフトする特性が得られた。この場合において誘電率を算出すると、図 10(c) 下段のように偏心が $-50 \mu\text{m}$ から離れるにつれて値が大きくなる。すべての共振ピークにおいて同様に $\delta = -50 \mu\text{m}$ の場合に共振周波数が最も高くなり、このとき導体円板中心が励振ポートのそれに一致すると考えられる。また、 TM_{020} , TM_{050} , および TM_{080} で比較すると、共振周波数が高くなるほど偏心増加に対して誘電率測定への影響が大きい。現在の誘電率の測定条件において $\pm 0.5\%$ の精度を要求する場合、少なくとも励振ポートは共振器中心に対して ± 0.15 mm 以内に配置する必要があることが分かった。

以上に示した観察される共振の変化から、次の手順を用いれば高分解能に励振ポートの位置決め調整が可能である。まず、 TM_{nm0} 高次モードが十分小さく、 TM_{0m0} モードのみが励振されるよ

う調整する。次いで、高い次数の TM_{0m0} モードの共振周波数をモニタし、最も共振周波数が高くなるように調整する。この手順を実施すれば、ここで用いている MUT および共振器の条件では少なくとも $\pm 50 \mu\text{m}$ の精度で位置出しができ、これによる誘電率の不確かさは $\pm 0.1\%$ 未満が望める。

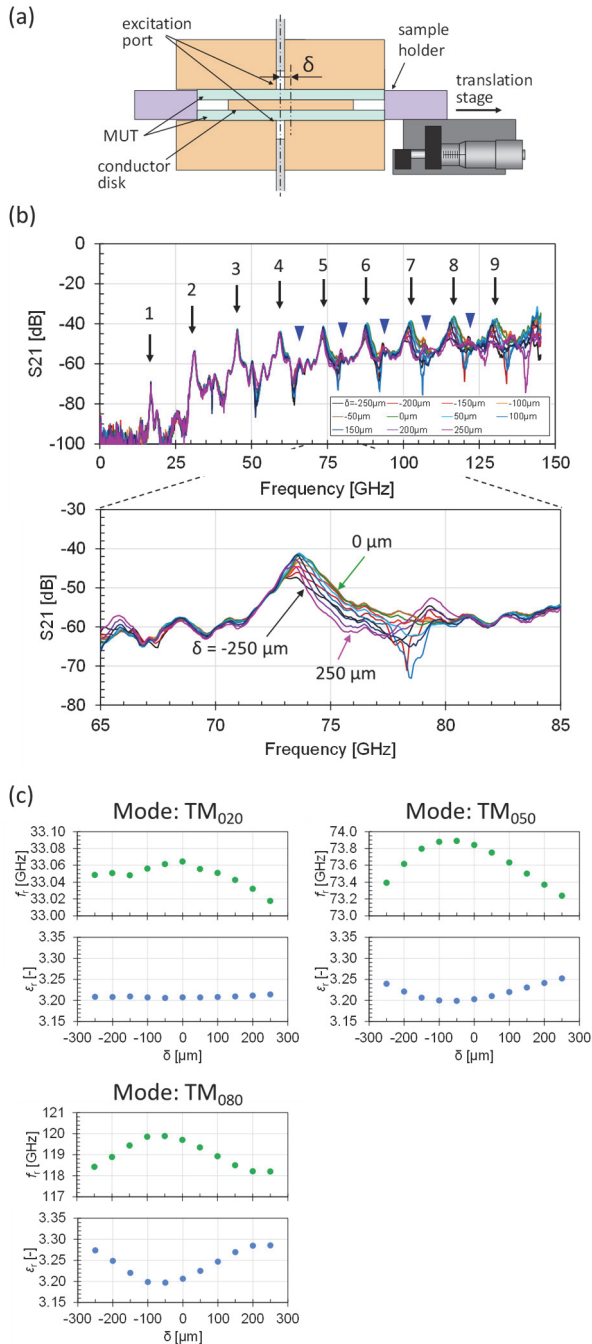


図 10 (a)励振ポート偏心による基本共振モード以外の励振, (b)基本共振モードの共振周波数の推移, 図中の青三角は TM_{nm0} 高次モードの共振ピークを示す。(c) 励振ポートに対する導体円板中心の偏心 δ による、共振周波数、誘電率推定値の変化。ここでは例として、モード TM_{020} ($f \sim 32$ GHz), TM_{050} (~ 76 GHz), TM_{080} (~ 120 GHz)を示す。

6 むすび

BCDR 法が原理的に有する広帯域性を活かした測定装置の実現を目的として、当社の広帯域 VNA を用いた複素誘電率測定系を構築した。一般に BCDR 法の測定周波数範囲は共振器サイズ、励振ポートサイズ、および VNA の測定帯域で決まり、今回は 145 GHz までの誘電率測定を実現した。これは筆者が知る限り、周波数帯ごとに装置の組み替えやつなぎ替えを要しない誘電率測定としては最も広帯域な実施例である。さらに、この測定系を用いて励振ポートの中心軸と導体円板の相対的な位置が測定精度に及ぼす影響を実験的に示し、相対位置を調整する方法を提案した。誘電率測定系に求められる一般的な要件として、広帯域性の他、正確性、測定可能な最大周波数が高いこと、簡便性が挙げられる。今後、BCDR 法についても、励振ポートのスケールダウンなどによる 300 GHz を超える高周波帯への拡張とともに、より正確で簡便な測定装置の実現が期待される。

参考文献

- 1) 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, vol.9, no.1, pp.99-116, Mar. 2014.
- 2) R. N. Clarke, A. P. Gregory, D. Cannell, M. Patrick, S. Wylie, I. Youngs, and G. Hill, "A guide to the characterization of dielectric materials at RF and microwave frequencies," The Institute of Measurement and Control and The National Physical Laboratory, London, 2003.
- 3) Keysight Technologies, "Basics of Measuring the Dielectric Properties of Materials," Application Note, literature number 5989-2589EN, March 2017.
- 4) 古神 義則, 清水 隆志, 「円筒空洞共振器を用いた薄型誘電体平板のミリ波誘電率測定に関する一検討」, 信学技報, MW2016-60, pp.129-134, Jul. 2016.
- 5) 小林 禧夫, 田辺 孝哉, 田中 周三, 「平衡形円板共振器の固有値の計算機解析」, 信学技報, MW74-57, pp.67-76, Sep. 1974.
- 6) K. Tanabe, Y. Kobayashi, and S. Tanaka, "Numerical Analysis of Eigenvalue Solution of Disk Resonator," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol.23, pp.508-511, Jun. 1975.
- 7) 小林 禧夫, 鈴木 康夫, 小林 晃, 田中 周三, 「平衡形円板共振器による複素誘電率測定法」, 信学技報, MW75-76, pp.27-36, Oct. 1975.
- 8) 川端 広一, 小林 禧夫, 「同軸励振平衡形円板共振器を用いた誘電体平板の複素誘電率測定」, 信学技報, MW2000-157, pp.43-50, Dec. 2000.

- 9) H. Kawabata and Y. Kobayashi, "The Analysis of a Balanced-type circular disk resonator excited by coaxial cable lines to measure the complex permittivity," Proc. APMC 2001, pp.1322-1325, Taipei, Taiwan, Dec. 2001.
- 10) H. Kawabata, K. 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," Proc. 36th European Microwave Conf., pp. 388-391, Manchester, U.K., Sept. 2006.
- 11) 小林 禧夫, 于 静, 「平衡形円板共振器による複素誘電率の自動測定」, 信学技報, MW91-17, pp.17-22, May 1991。
- 12) 蓮池 健一, 川端 広一, 加藤 正之, 馬 哲旺, 小林 禧夫, 「TM_{0m0}モード同軸励振平衡形円板共振器を用いる誘電体平板の複素誘電率の周波数依存性測定」, 信学技報, MW2005-69, pp.37-42, Sep. 2005。
- 13) 金子 彰吾, 小林 禧夫, 馬 哲旺, 「平衡形円板共振器法の測定限界に関する検討」, 信学技報, MW2010-79, pp.69-74, Sep. 2010。
- 14) 小林 禧夫, 「誘電体基板測定用平衡形円板共振器法の測定可能範囲に関する検討」, 信学技報, MW2012-121, pp.47-50, Nov. 2012。
- 15) Y. Kato and M. Horibe, "Broadband Permittivity Measurements up to 170-GHz Using Balanced-Type Circular-Disk Resonator Excited by 0.8mm Coaxial Line," IEEE Trans Instrum Meas., vol. 68, pp.1796-1805, June 2019.
- 16) Y. Kato and M. Horibe, "Broadband Conductivity Measurement Technique at Millimeter-Wave Bands Using a Balanced-Type Circular Disk Resonator," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 69, pp.861-873, Jan.2021.

執筆者



水野 孝彦
先端技術研究所
第2研究室