

第5章 超高周波で顕在化する複素誘電率や誘電損失の異方性、導電率の周波数依存性とその測定法

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

小林 禎夫
Yoshio Kobayashi

1 なぜ材料測定の高精度化が必要か

1-1 ミリ波やギガビット回路が要求する基板材料とは？

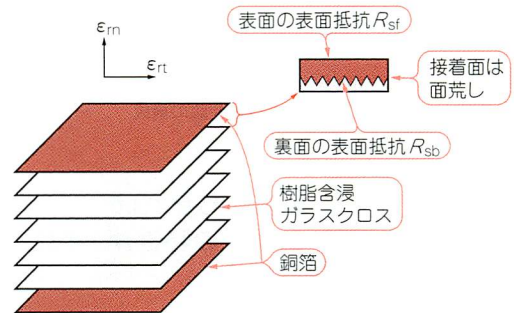
最近、無線通信はマイクロ波からミリ波へと高周波化が進み、パソコンもメガビットからギガビットへと超高速化が進み、扱う電子回路の高周波・超高速化設計が要求される時代になりました。しかし、従来の回路設計技術では、高周波設計に対応できない状況が生じています。まずその事情からお話ししましょう。

従来から、パソコンなどに使われる回路プリント基板としては、紙フェノールやコンポジット材、ガラス・エポキシ基板が多く使われ、複素比誘電率は1 MHzにおける測定値を使って回路設計されています。しかしギガビットへと超高速化が進むにつれて、これらの基板の誘電体損失が上昇し、正確な動作が困難になってきました。一方、マイクロ波帯における回路構成には、低損失なセラミック基板がよく使われていますが、高誘電率のため信号速度が遅くなることや高価なことが難点でした。従いまして、マイクロ波やミリ波帯において、低価格でかつ低損失・低誘電率の有機材料基板が求められています。

1-2 ミリ波やギガビット回路で問題になる基板特性とは？

● 複素誘電率や誘電損失の異方性

これまでマイクロ波平面回路の構成には、種々の銅張り誘電体積層基板が使われてきました。その構造を図1に示します。誘電体積層基板の線膨張係数を銅箔の線膨張係数18 ppm/°Cになじませるために、有機樹脂($\epsilon_r = 2 \sim 4$)を含浸したガラス($\epsilon_r = 6.3$)のクロスを適当な厚さに積層して、その両面を電界銅箔ではさみ、熱圧着により硬化させて構成されます。したがって、本稿のAppendix(p.68)の1に示したように面方向の複素比誘電率(ϵ_{rt} , $\tan\delta_t$)は垂直方向の複素比誘電率(ϵ_{rn} , $\tan\delta_n$)と値が異なり、異方性を持ちます。



〈図1〉銅張り誘電体積層基板の構造

樹脂含有率が低いほど、比誘電率は高くなり、機械的強度は増します。

● 導電率の周波数依存性

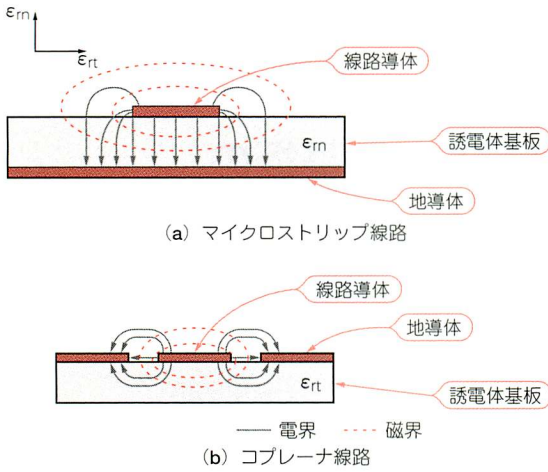
ガラスクロスと接する銅箔裏面は接着強度を強める(アンカー効果)ために、厚さ2~5 μm で面粗しされています。

マイクロ波帯では、表皮効果によって電流は导体表面しか流れないので(例えば電流の表皮深さは4 GHzで1 μm)、基板と接する面(マツト面)の界面比導電率 σ_{rb} は、銅箔おもて面(シャイニー面)の表面比導電率 σ_{rf} よりも実効的に低い値となり、周波数依存性を持ちます⁽¹⁾。

● コプレーナ構造では、マイクロストリップ構造と誘電率が異なる

一方、マイクロ波平面回路の構成には、従来図2(a)に示すマイクロストリップ線路構造が使われています。ミリ波帯になると、ネットワーク・アナライザの同軸線とマイクロストリップ線間の変換が困難になるために、マイクロプローバによる変換が容易な図2(b)に示すコプレーナ線路構造がよく使われるようになりました。誘電率は電界に作用しますから、マイクロストリップ構造では ϵ_{rn} が支配的となり、コプレーナ構造では ϵ_{rt} が支配的となります。

同様に、平行線路間の結合量やディファレンシャル・ラインの設計にも ϵ_{rt} の役割が重要となります。



〈図2〉マイクロ波配線の構成

1-3 正確な特性値がわかればシミュレーションと現実の特性が一致し、試作検証回数を減らせる

しかるに、従来のマイクロ波/ミリ波平面回路の設計の多くは、基板メーカーから提供される比誘電率と誘電正接の公称値(多くは1 MHzにおける ϵ_{rn} , $\tan\delta_n$ の測定値)および純銅の導電率を使って設計されていました。その設計結果をもとに試作を行います。当然、その測定結果が設計値と合わない事例が多々生じます。このため、現状では経験による回路パターンの調整と試作による検証を繰り返して、設計値に合わせ込むプロセスが取られています。

一方で最近の電磁界または回路解析シミュレータによる計算精度の向上には目を見張るものがあります。したがって、材料定数の正確な値を使い、これらのシミュレータを駆使して回路設計すれば、従来の試作・調整プロセスを最小に抑えることが可能となり、設計時間の短縮化が実現されます。さらには基板の特性均一化による製品の歩留まりの向上にもつながるものと期待しています。

本稿では、これまでに開発された低損失材料の各種測定法を概説し、種々の銅張りプリント配線基板に関する測定結果を提供します。

2 測定原理および測定方法

2-1 測定法の概略

$\tan\delta > 0.01$ の高損失材料の測定には、Sパラメータ法が有効です。導波管や空気同軸線路の内部に試料を挿入して、その反射係数(S_{11})や透過係数(S_{21})の測定値から ϵ_r や $\tan\delta$ を求めます。また $\tan\delta < 0.01$ の低・

中損失材料の測定には共振法が有効です⁽²⁾。

本稿では種々の共振器を使って、特定の共振モードの共振周波数 f_0 と無負荷 Q の値(Q_{un})の測定値から ϵ_{rt} , $\tan\delta_t$ および ϵ_{rn} , $\tan\delta_n$ を求めます。とくに σ_{rt} および σ_{rb} の測定には誘電体共振器を利用します。

2-2 垂直方向の複素誘電率測定

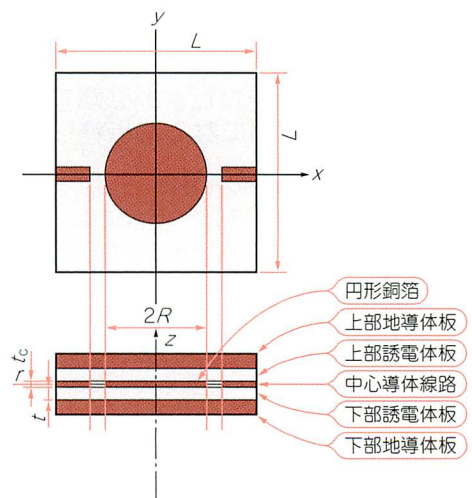
● 容量法の問題点

1 GHzまでの ϵ_{rn} や $\tan\delta_n$ の測定には容量法が使われます。この測定法では、電気力線が導体面に垂直に入射するので、Appendixの2に示すように、試料と導体間の空隙が測定精度に悪影響を与えます。したがって、空隙が生じないように測定試料および装置を工夫する必要があります。一般には、加圧して破損するようなセラミックスなどの硬い平板試料の複素誘電率の測定には、基板両面に金属箔を蒸着してコンデンサを形成して行われておりました。

1 GHz以上の ϵ_{rn} や $\tan\delta_n$ の測定には、従来マイクロストリップ構造の半波長共振器やリング共振器が使われてきました。しかし、これらの構造では細い線路に流れる電流が線路の両端に集中するために、導体損がエッチング技術の影響を受ける弱点があり、結局 $\tan\delta_n$ の測定精度は上がりません。また線路両端の外側に広がる面方向の電界成分による ϵ_{rt} の影響を受けますので、 ϵ_{rn} の測定値は線路幅に依存することになります。

● ストリップ励振平衡形円板共振器法

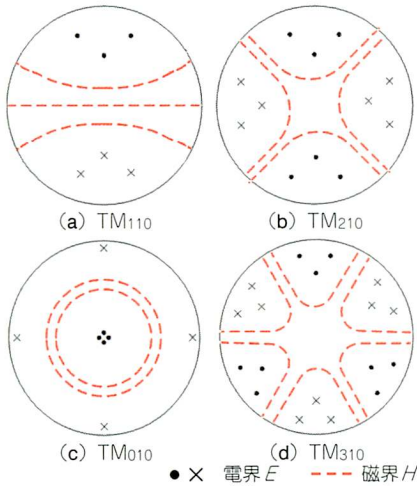
これらの難点を克服するために、図3に示すストリップ励振平衡形円板共振器の TM_{010} モードを使う測定法が開発されました。この共振器には、共振周波数の低い順に図4に示すような電磁界分布をもつ TM_{nm0} モードが存在します。 TM_{010} モードは、製作円板が正



〈図3〉ストリップ励振平衡形円板共振器の構造

円だけでなく、また面内異方性があってもモード分離を起こさないで、面内の複素比誘電率の平均値を測定できます。電界エネルギーは広い面積の円板内に蓄えられますので、 ϵ_{rm} 測定に及ぼす ϵ_{r1} の影響は線路構造の場合に比べて、はるかに小さくなります。さらに円板周辺部にはみ出す電界による縁端効果は、モード整合法により正確に計算できます。以上の結果、 ϵ_{rm} の高精度測定が実現されました。

また、円板上を流れる電流は半径方向成分だけなので、円板円周部のエッチング精度の影響を受けず、導



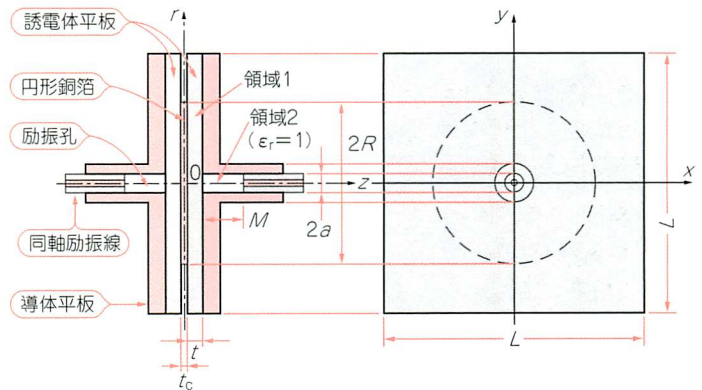
〈図4〉 TM_{nm0} モードの低次の電磁界分布

体損の評価を正確にできるため、誘電体損失の高精度測定が実現されました。

● ストリップ励振法の欠点と対策

しかし、この励振法にはいくつかの欠点があります。まず誘電体試料が薄い場合には、ストリップ励振から同軸コネクタへの変換が困難になります。また誘電体損が大きい試料の場合にはQ値が低くなるので、隣接モードの影響が無視できなくなります。

このストリップ励振法の欠点は、図5に示す同軸励振平衡形円板共振器を使うことにより克服されました。この励振構造では、図4から明らかなように、円板中心部に電界成分が集中する TM_{010} モードだけが励振さ



〈図5〉 同軸励振平衡形円板共振器の構造

■ 電磁界のモード名

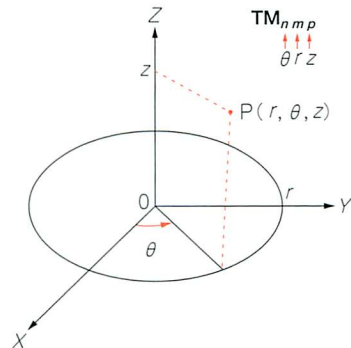
本文中に登場する“ TE_{nm0} ”や“ TM_{0m0} ”などは、電磁界分布のモード(姿態)名です。図Aに示す円筒座標系で、軸方向(z方向)に電界成分をもたないモードを「TEモード」^{Transverse Electric}、軸方向に磁界成分をもたないモードを「TMモード」^{Transverse Magnetic}と呼びます。

図4を例にとると、図5に示す基板の厚さtが半波長以下に薄いと、TMモードしか存在しません。すなわち軸方向に電界成分、面内に磁界成分をそれぞれもちます。また図7の場合、磁界成分は軸方向と半径方向成分をもちますが、電界成分は面内にしか存在しません。

共振器の場合、添え字のn, m, pはそれぞれ円周方向、半径方向、軸方向の電磁界の大きさの山の数を示します。特に数字0は、その方向に電磁界変化がなく一定値であることを表します。さらに誘電体共振器の共振モードの軸方向の δ は0~1の間の数値で、軸方向に電磁界変化の山が1に満たないこ

とを示します。詳しくは下記の文献を参照してください。

小林裕夫, 古神義則, 鈴木康夫:「マイクロ波誘電体フィルタ」, 電子情報通信学会, 2007年3月。



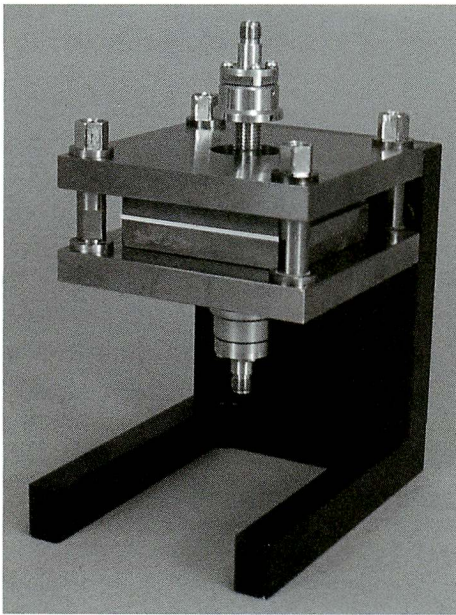
〈図A〉 直角座標系(X, Y, Z)と円柱座標系(r, θ, z)の関係

れ、中心に電界成分をもたないほかのモードの励振は抑制されます。最近、一つの共振器で共振周波数が異なる多数の TM_{0m0} モード($m = 1 \sim 5$)を使って周波数依存性の測定を行うことも可能になりました⁽²⁾⁽³⁾⁽⁴⁾⁽²⁰⁾。

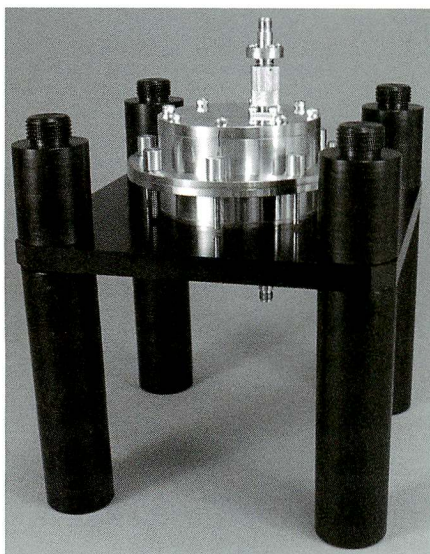
ϵ_{rn} , $\tan\delta_n$ は TM_{0m0} モードの共振周波数 f_{0m0} と無負荷 Q の値 Q_u の測定値から、励振孔の影響および試料挿入部の縁端効果を考慮に入れた厳密な解析結果によって正確な値が求められます。

● 実際の装置

装置の外観を写真1に示します。この共振器は図5



〈写真1〉同軸励振平衡形円板共振器の外観



〈写真2〉円筒空洞共振器の外観

に示すように直径 $D = 2R$ の円形銅箔を厚さ t の2枚の誘電体基板で挟み、さらにそれを2枚の純銅平板で挟んで構成します。この共振器をさらに2枚の鉄板で挟んで、その四隅をボルトで締め、空隙が生じないようにトルク・レンチを使って加圧します。

励振は、円形銅箔の中心軸上に設けた励振孔を介して同軸励振線によって電界結合で行います。なお、 $\tan\delta_n$ 測定に必要な銅箔の比導電率 σ_{r1} および純銅板の比導電率 σ_{r2} は後述の2誘電体共振器法により、あらかじめ測定しておきます。

■ 2-3 平面方向の複素誘電率測定

● マイクロ波測定用空洞共振器法

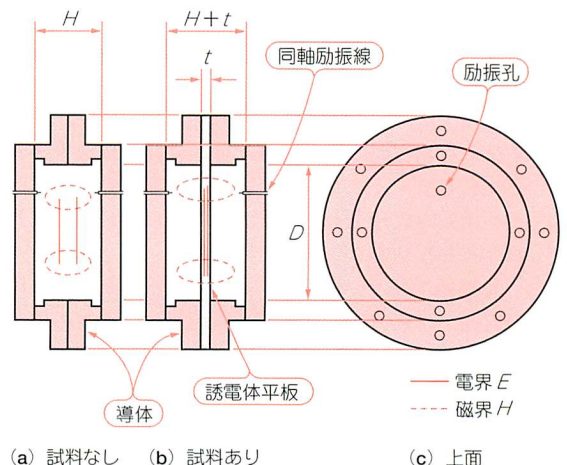
測定に使う円筒空洞共振器の構造を図6に、また装置外観を写真2に示します。これは、直径 D 、高さ H 、比導電率 σ_r の導体円筒空洞を中心で二つに分割して構成します。なお、励振および検波には、先端に微小ループを持つ同軸励振線を使い、磁界結合で行います。

この空洞共振器の TE_{011} モードは円周方向の電界成分しかもちませんので、誘電体平板の面方向の比誘電率 ϵ_{rt} を測定します。

まず、図6(a)に示す試料なしの空洞共振器を使って、 TE_{011} モードおよび TE_{012} モードの共振周波数 f_{011} および f_{012} の測定値から D と H を求め、 TE_{011} モードの無負荷 Q の値(Q_u)の測定値から比導電率 σ_r を求めます。

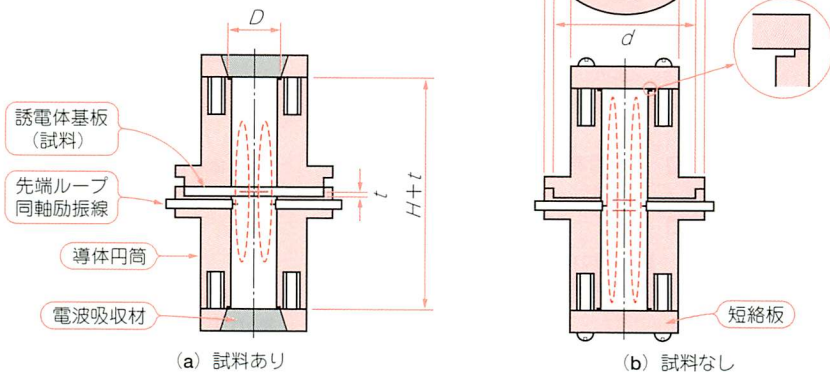
次に図6(b)に示すように平板試料を円筒空洞の間に挟み、 TE_{011} モードの共振周波数 f_0 と無負荷 Q (Q_u)の測定値から、空洞周囲の縁端効果を考慮に入れた厳密な電磁界解析に基づいて正確な ϵ_{rt} と $\tan\delta_t$ を求めることができます⁽⁵⁾⁽⁶⁾⁽⁷⁾。

その周波数依存性の測定には、寸法の異なる複数個



〈図6〉円筒空洞共振器の構造と TE_{011} モードの界分布

— 電界 E
 --- 磁界 H



〈図7〉
 遮断円筒導波管の構造と
 TE_{011} モードの界分布

の共振器を使います。

● ミリ波測定用遮断円筒導波管法

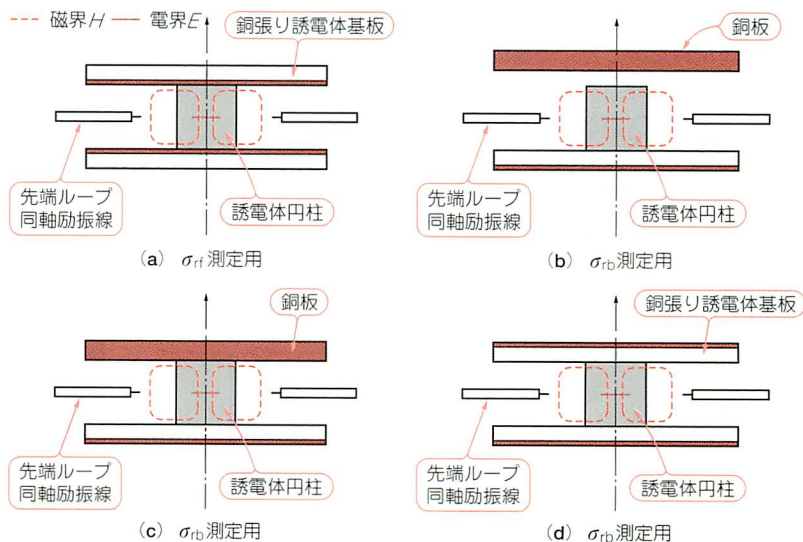
この方法は、前節の円筒空洞共振器の製作がミリ波帯で困難になるために開発した測定法です。図7にその構造および測定に使う TE_{011} モードの電界および磁界を示します。

誘電体平板試料を二つに分割した直径 D の導体円筒の間に挟みます。導体円筒部分は TE_{01} モード遮断円筒導波管を構成します。電磁界は試料から離れるにしたがって急激に減少するので、共振器長 H は測定に影響のない長さに計算で決定します。また、導波管モードなどの不要モードの影響を抑制するために、円筒の両端に電波吸収体を配置します。

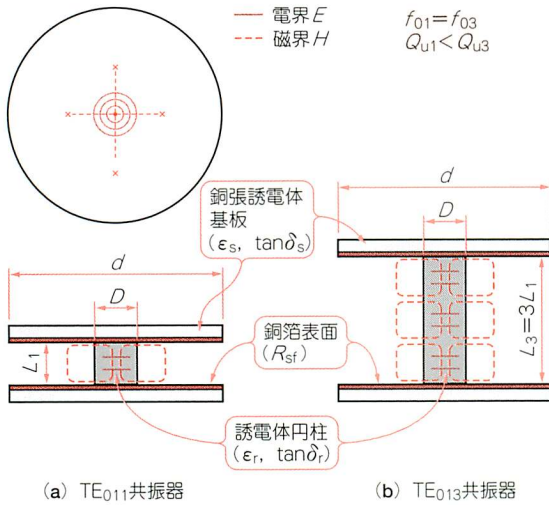
写真3は80 GHz共振器の外観写真です。この共振器の励振および検波には、直径0.9 mmの先端ループ



〈写真3〉80 GHz共振器の外観



〈図8〉
 σ_{rf} 、 σ_{rb} 測定用誘電体共振器の構造と
 TE_{011} および $TE_{01\delta}$ モードの界分布



〈図9〉2誘電体共振器法(2~40 GHz)

同軸励振線を使いました。誘電体平板の比誘電率 ϵ_{rt} は TE_{0m1} モードの f_0 の測定値から、また誘電正接 $\tan\delta_t$ は Q_u の測定値から、厳密解法に基づいて高精度に求められます。測定周波数範囲は30~100 GHzです。

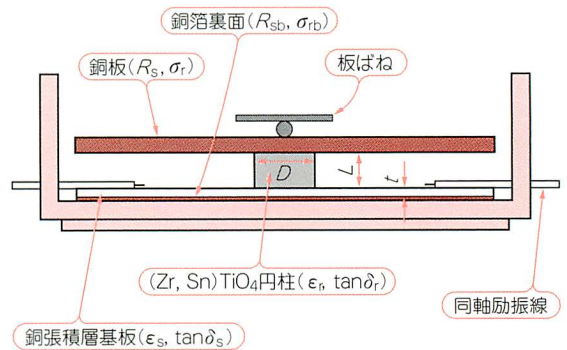
さらに50~300 GHzの周波数帯における測定にはWhispering Galleryモード共振器法が開発されています(17)。

■ 2-4 銅箔の σ_{rf} 、 σ_{rb} の測定

銅箔の σ_{rf} 、 σ_{rb} を測定するために、図8に示すような種々の誘電体円柱共振器構造が開発されました(18)。図8(a)は σ_{rf} 測定用です。図8(b)~(d)は σ_{rb} 測定用です。

● σ_{rf} の測定

σ_{rf} は図9に示す2誘電体共振器法により測定します。この共振器は同一試料から製作する、直径が等しく長さが3倍異なる2本の誘電体円柱をそれぞれ2枚の片面銅張誘電体基板で挟んで構成します。すなわち同一の共振周波数 f_0 をもつ TE_{011} 共振器と TE_{013} 共振器を構成します。 TE_{01q} ($q = 1, 3$)モードの f_{0q} と無負荷 Q



〈図10〉MIC形誘電体円柱共振器の構造

の値 Q_u の測定値から誘電体円柱の ϵ_r 、 $\tan\delta_r$ および銅箔の表面抵抗 R_s が求められます(8)(9)。Appendixの3に示す式(A-7)を用いて、 σ_{rf} は R_{sf} の測定値から次式によって求めます。

$$\sigma_r = \frac{\pi f_0 \mu}{\sigma_0 R_s^2} \dots\dots\dots (1)$$

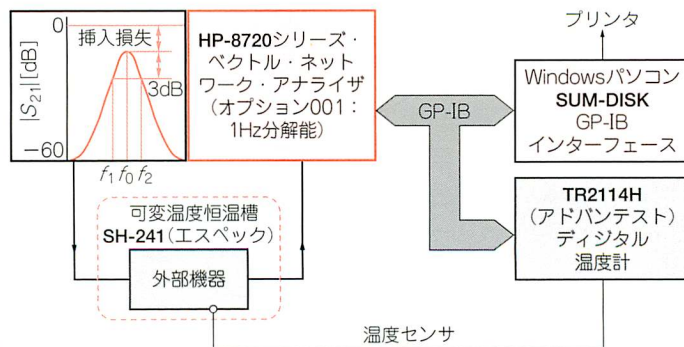
● σ_{rb} の測定

一例として、図8(c)に示すMIC形誘電体共振器構造を使って σ_{rb} を測定する方法を述べます。図10がその装置です。

この共振器は、銅板(表面抵抗 R_s 、導電率 σ_r)と銅張積層基板(基板厚さ t 、面方向比誘電率 ϵ_s 、誘電正接 $\tan\delta_s$)の間に誘電体円柱(比誘電率 ϵ_r 、誘電正接 $\tan\delta_r$)を配置して構成されます。この共振器の $TE_{01\delta}$ モードの共振周波数 f_0 と無負荷 Q の値 Q_u の測定値から、銅箔の界面抵抗 R_{sb} を求め、さらに式(1)から σ_{rb} を求めます。本測定法では、あらかじめ2誘電体共振器法により ϵ_r 、 $\tan\delta_r$ および R_s 、 σ_r を、また空洞共振器法により ϵ_s および $\tan\delta_s$ を測定しておく必要があります(10)(11)(12)。

■ 2-5 自動測定システム

低損失誘電体基板測定用プログラム・ソフトウェア(SUM-PLATE, SUM-CYLINDER, SUM-DISK)および誘電体円柱および導体平板測定用プログラム・



〈図11〉自動測定システムのブロック図

〈表1〉各種共振法の標準化および測定精度

測定法	ソフトウェア名 [サムテック㈱]	測定対象	測定範囲や測定精度			
			f_0 [GHz]	ϵ_r $\Delta \epsilon_r$ [%]	$\tan\delta$ $\Delta \tan\delta$ [%]	σ_r $\Delta \sigma_r$ [%]
平衡形円板共振器 JPCA-FCL01 (2006) JFIA-FP001 (2006)	SUM-DISK	誘電体平板の ϵ_{rn} , $\tan\delta_n$	2~65	1.1~10 $\pm 0.2 \sim 1.0$	$10^{-2} \sim 10^{-4}$ $\pm 5 \sim 20$	- -
空洞共振器法 JIS R 1641 (2007) IEC 62562 (2009)	SUM-PLATE	誘電体平板の ϵ_{rt} , $\tan\delta_t$	2~40	1.1~50 $\pm 0.2 \sim 0.5$	$10^{-3} \sim 10^{-6}$ $\pm 2 \sim 10$	- -
遮断円筒導波管法 JIS R 1660-1 (2004) IEC 61338-1-4 (2005)	SUM-CYLINDER	誘電体平板の ϵ_{rt} , $\tan\delta_t$	30~100	1.1~50 $\pm 0.2 \sim 1.0$	$10^{-3} \sim 10^{-6}$ $\pm 2 \sim 10$	- -
2誘電体共振器法 JIS R 1627 (1996) IEC 61338-1-3 (1999)	SUM-ROD	誘電体円柱の ϵ_r , $\tan\delta_r$ 導体の R_{sf} , σ_{rf}	2~30	2~1000 $\pm 0.2 \sim 0.5$	$10^{-3} \sim 10^{-7}$ $\pm 5 \sim 20$	10~100 $\pm 2 \sim 10$
MIC形誘電体共振器法	SUM-MIC	導体の R_{sb} , σ_{rb}	2~30	- -	- -	10~100 $\pm 5 \sim 15$
TM ₀₁₀ 空洞共振器	SUM-TM _{0m0}	誘電体丸棒の ϵ_r , $\tan\delta_r$	1~30	1.1~50 $\pm 1.0 \sim 7.0$	$10^{-2} \sim 10^{-4}$ $\pm 10 \sim 30$	- -

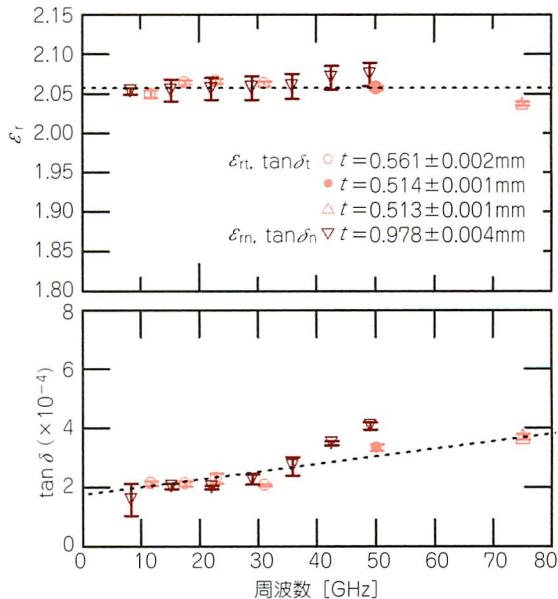


〈写真4〉温度特性自動測定システムの外観

ソフト(SUM-ROD)が、モード整合法およびリッツ・ガレルキン法による厳密な電磁界解析に基づいて開発されました。これにより測定試料の温度依存性の自動測定を実現しました。

図11にSUMシリーズのプログラムを搭載したWindowsパソコン、測定機器などから構成した自動測定システムの構成を示します。写真4に自動測定システムの外観写真を示します。プログラムにより、温度とともに変化する共振波形をネットワーク・アナライザ上で自動追尾しながら、 Q_u 測定最適状態に制御し続けます。

こうして温度変化1℃ごとに f_0 と Q_u を自動測定します。この測定結果からSUMシリーズのプログラムを使って、試料の ϵ_r , $\tan\delta$, σ_r が計算されます。



〈図12〉PTFE平板の測定結果

2-6 各種共振法の測定精度および標準化

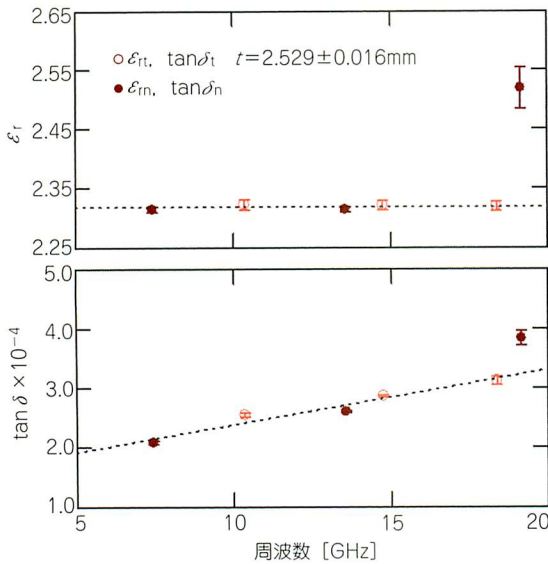
以上に述べた測定法の測定精度および測定法の標準化の現状をまとめて表1に示します。

3 測定結果

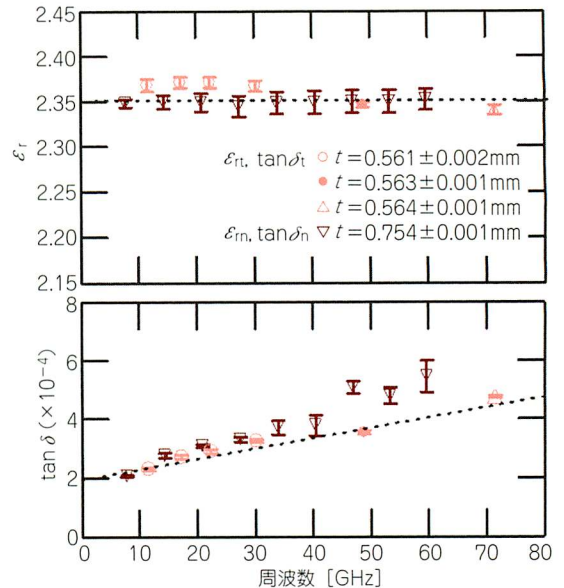
3-1 複素誘電率の異方性の測定結果

● PTFE平板(テフロン平板)

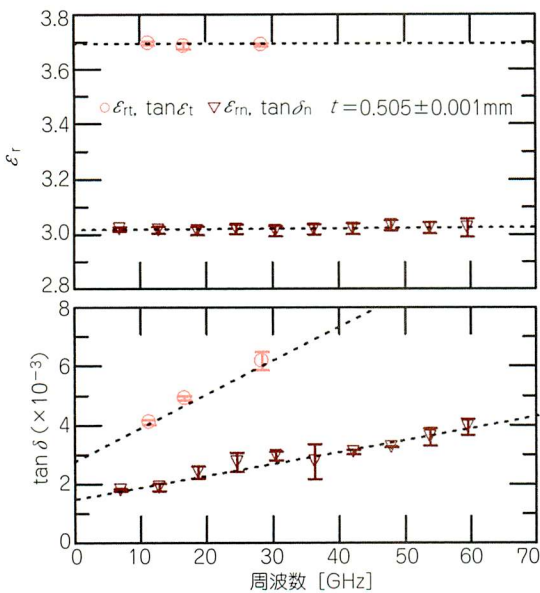
図12にその測定結果を示します。 ϵ_{rn} は同軸励振平



〈図13〉シクロオレフィン・ポリマー平板RS420(日本ゼオン)の測定結果



〈図14〉シクロオレフィン・ポリマー ZF-16基板(日本ゼオン)の測定結果



〈図15〉ガラスクロスPTFE積層基板CGA500(中興化成工業)の測定結果

衡形円板共振器の TM_{0m0} ($m = 1 \sim 7$)モードにより測定し、 ϵ_{rt} は12, 18, 24 GHz用円筒空洞共振器を使って測定しました。PTFE平板の ϵ_{rn} には異方性および周波数依存性が認められませんでした。

● シクロオレフィン系平板

日本ゼオン社製RS420の測定結果を図13に示します。 ϵ_{rn} は写真1に示す共振器の TM_{0m0} ($m = 1 \sim 3$)モードで測定しました。 TM_{030} モードによる結果がほかと異なりますが、19.5 GHz以上になると半径方向へ電磁界が

放射を始める条件に近いことが原因とわかりました。さらに高周波側まで測定するには試料厚さを薄くする必要があります。また、 ϵ_{rt} は図6に示す12, 18, 24 GHz用空洞共振器を使って測定しました。比誘電率および誘電体損には異方性が認められません⁽¹³⁾⁽¹⁴⁾。

最近、RS420よりも高いガラス遷移温度 $T_g = 160$ °CをもつZF-16が開発されました。

ϵ_{rn} は写真1に示す共振器の TM_{0m0} ($m = 1 \sim 9$)モードで測定しました。この場合、半径方向への放射条件は65 GHzであり、47, 54, 59 GHzにおける $\tan \delta_t$ の測定値が、その影響を受けて上がっているようです⁽²⁰⁾。また、 ϵ_{rt} は写真2に示す12, 24, 33 GHz空洞共振器および写真3に示す50, 80 GHz遮断円筒導波管を使って測定しました。比較のためにその結果を図14に示します。

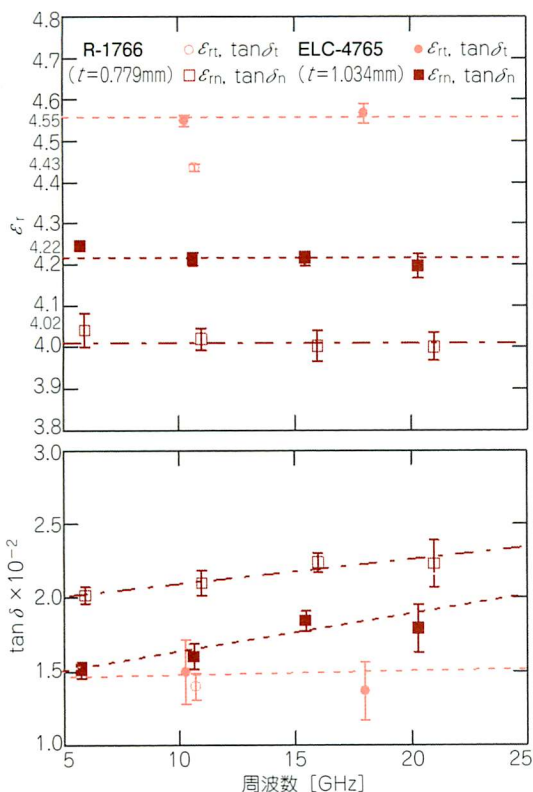
これらの材料は異方性がなく、ミリ波帯においても低損失であることがわかりました。

● ガラスクロスPTFE積層基板

中興化成工業社製CGA500の測定結果を図15に示します。 ϵ_{rn} は写真1に示す共振器の TM_{0m0} ($m = 1 \sim 10$)モードで測定し、 ϵ_{rt} は図6に示す12, 18, 24 GHz用空洞共振器で測定しました。比誘電率および誘電体損はともに異方性があることがわかりました⁽²⁰⁾。

● ガラスクロス・エポキシ樹脂積層基板

2種類のガラスクロス・エポキシ樹脂積層基板(FR-4)を測定しました。松下電工社製R-1766と住友ベークライト社製ELC-4765の測定結果を図16に示します。 ϵ_{rn} は写真1に示す共振器の TM_{0m0} ($m = 1 \sim 4$)



〈図16〉2種類ガラスクロス・エポキシ樹脂積層基板 (FR-4) の測定結果 (R-1766: 松下電工, ELC-4765: 住友ベークライト)

モードで測定し、 ϵ_{rt} は 12, 24 GHz 用空洞共振器で測定しました。2種類のFR-4基板はともに異方性があり、製造メーカーにより値も異なることがわかりました。

● ガラスクロス・セラミック PTFE 積層基板

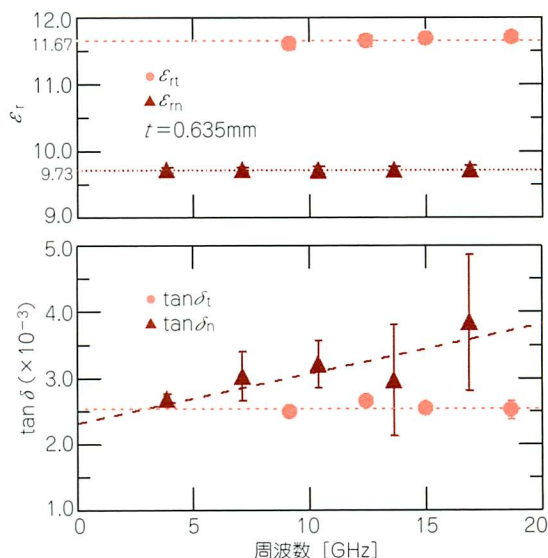
Arlon社製AR-1000の測定結果を図17に示します。 ϵ_{rn} は同軸励振平衡形円板共振器の TM_{0m0} ($m=1\sim 5$)で測定し、 ϵ_{rt} は12, 18, 24, 33 GHz用空洞共振器で測定しました。比誘電率および誘電体損はともに異方性があります。

● 80 GHz共振器によるフォルステライト基板の測定

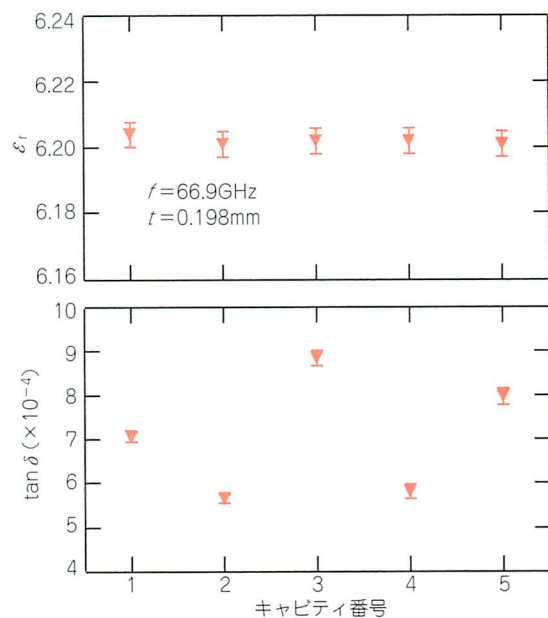
写真3に示す80 GHz共振器を同一寸法で5個製作し、厚さ0.198 mmのフォルステライト基板を測定して、共振器による測定結果のばらつきを試験しました。その結果を図18に示します。 ϵ_{rt} 測定に関して、共振器5個の測定値はすべて誤差0.2%以内に収まっています。しかし、試料厚さのあいまいさ1 μm により ϵ_{rt} 測定値のあいまいさは1%になります。tan δ 測定値のばらつきは、導体の比誘電率の測定結果のばらつきの影響と考えています。

■ 3-2 銅箔の σ_{rf} と σ_{rb} の測定結果

まず、表面粗さの異なる厚さ30 μm 銅箔を2枚用意



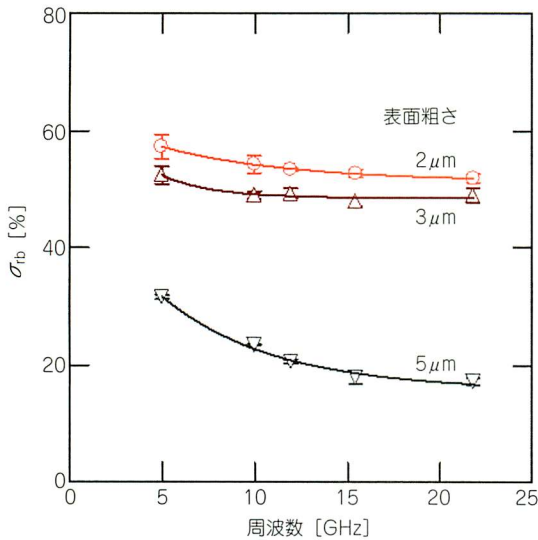
〈図17〉ガラスクロス・セラミック PTFE 積層基板 AR-1000 (Arlon社) の測定結果



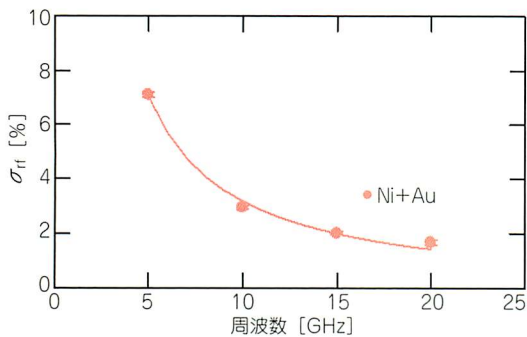
〈図18〉5個の同一寸法共振器 (80 GHz) によるフォルステライト基板の測定結果

して、銅箔裏面の σ_{rb} を図10に示すMIC形2誘電体共振器法によって測定しました。その結果を図19に示します。面粗しが大きいほど実効的な導電率は低くなり、周波数依存性も大きいことがわかります。

次に、前節で述べた基板 (RS420, NPC-F260A, AR-1000) について、両面銅張り基板の片面をエッチングでなく、 σ_{rf} と σ_{rb} を測定しました。それらの結果を図20に示します。表面比誘電率はすべての試料



〔図19〕銅箔の表面粗さに対する σ_{sb} の測定結果



〔図21〕金めっき膜の比導電率測定結果

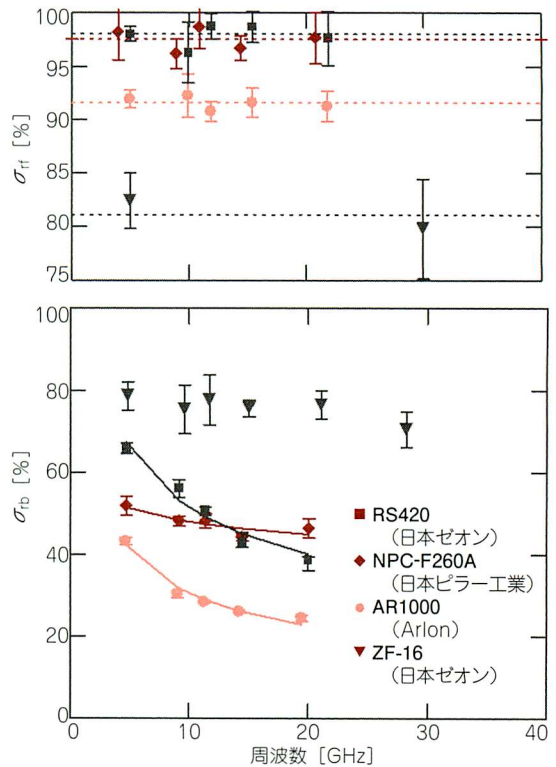
で90%以上であり、周波数依存性は認められませんでした。一方、界面比導電率は、面粗しの影響が試料ごとに異なり、また周波数依存性も異なることがわかりました⁽¹⁵⁾⁽¹⁹⁾。

1 GHz以下の周波数帯では、その基板表面を保護するために、金めっきとして厚さ $3\mu\text{m}$ のNiめっき膜上に数Å(数十nm)程度の金薄膜をフラッシュ処理することが多いです。この σ_{st} の測定結果を図21に示します。この金めっき膜は3 GHz以上で10%以下であり、Niの25%より低いことがわかりました。

3-3 温度依存性の測定結果

第2-5節で述べた自動測定システムを使って、同軸励振平衡形円板共振器によるPTFE平板($t = 0.984 \pm 0.003$ mm, 線膨張係数 $\tau_\ell = 100$ ppm/°C)に関する ϵ_{rm} 、 $\tan\delta_n$ の温度依存性を測定した結果を図22に示します。

測定にはTM₀₁₀モードを使いました。20°C付近に存在するPTFE構造の相転位による比誘電率の変曲点が現れています。本法は温度依存性の高精度測定に有



〔図20〕各種銅張り積層基板の比導電率測定結果

用であることを実証しました⁽¹⁶⁾。

4 まとめ

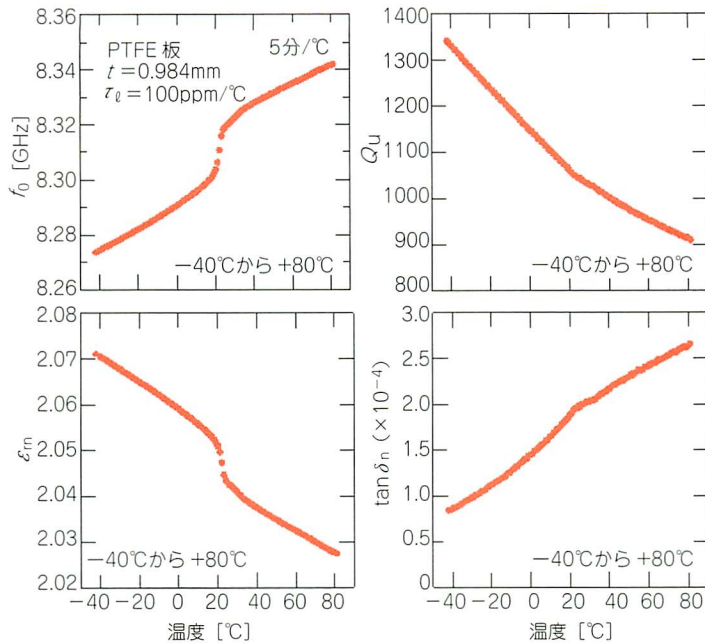
各種共振器法により測定された銅張り誘電体積層基板について、面方向・垂直方向複素誘電率および銅箔表面・界面導電率のマイクロ波帯における測定結果について述べました。これらの測定値を使えば平面回路の高精度設計が可能となり、試作による検証過程を相当省略できるものと期待します。

最近、これらの測定結果を使えば、2.5次元電磁界シミュレータSonnet emおよび3次元電磁界シミュレータHFSSにより帯域通過フィルタの高精度設計が可能なることを示し、材料定数の測定結果の有効性を実証しました⁽⁷⁾⁽⁸⁾。

これらの測定法は、新材料の開発や製造基板の均質化の研究にも有用であると確信しています。

参考文献

- (1) Y. Kobayashi; "Microwave characterization of copper-clad dielectric laminate substrates", IEICE Trans. Electron. Vol. E90-C, No.12, pp. 2178~2184, Dec. 2007.
- (2) 小林禱夫:「銅張り誘電体積層基板のマイクロ波評価技術」, 信学論(C), Vol. J89-C, No.5, 2006年5月.
- (3) 蓮池健一, 川端広一, 小林禱夫:「マイクロ波帯における誘



(図22) PTFE 平板の垂直方向における複素比誘電率の温度依存性の測定結果

電体基板の一軸異方性複素誘電率の周波数依存性測定」, 信学論(C), Vol. J89-C, No.12, pp.1039~1046, 2006年12月.

- (4) 小林禧夫, 蓮池健一:「実装回路用誘電体基板のマイクロ波・ミリ波評価」, 社団法人エレクトロニクス実装学会, 超高速高周波エレクトロニクス実装研究会, 平成18年度第3回公開研究会論文集, Vol.6, No.3, pp.23~28, 2006年11月.
- (5) 相羽英, 小林禧夫, 馬哲旺:「銅張り誘電体基板における界面導電率の周波数依存性の測定」, 第21回エレクトロニクス実装学会講演大会講演論文集, pp.41~42, 2007年3月.
- (6) 相羽英, 小林禧夫, 馬哲旺:「銅張り誘電体基板の界面比導電率の周波数依存性測定」, 2007年 電子情報通信学会ソサエティ大会, c-2-76, 2007年9月.
- (7) 相羽英, 小林禧夫, 馬哲旺:「誘電体積層基板の一軸異方性を考慮したマイクロ波フィルタ設計に関する検討」, 信学論(C), Vol. J91-C, No.12, pp.728~735, 2008年12月.
- (8) 小林禧夫, 相羽英, 馬哲旺:「誘電体積層基板の異方性複素誘電率のマイクロ波測定とフィルタ設計への応用」, 第22回エレクトロニクス実装学会講演大会17A-04, 2008年3月17日.
- (9) 吉富了平, 小林禧夫, 馬哲旺:「FR-4誘電体基板の異方性複素誘電率のマイクロ波測定」, 信学総大, C-2-144, 2008年3月.
- (10) 高市亮, 青木俊之, 小林禧夫:「誘電体共振器を使った銅張誘電体基板の銅箔裏面の表面抵抗測定」, 信学技報, MW2003-141, 2003年9月.
- (11) 高市亮, 青木俊之, 小林禧夫:「3種類の銅張誘電体基板の銅箔裏面の比導電率測定」, 2004信学総大, C-2-125, 2004年3月.
- (12) 高市亮, 小林禧夫:「銅箔裏面の導電率の周波数依存性測定」, 信学ソ大, C-2-67, 2004年9月.
- (13) T. Shimizu, Y. Kobayashi: "Cut - off circular waveguide method for dielectric substrate measurements in millimeter

wave range", IEICE Trans., Electron., vol. E87 - C, No.5, pp.672~680, May 2004.

- (14) 清水隆志, 小林禧夫:「ミリ波誘電体平板誘電率測定における遮断円筒導波管法の測定精度」, 信学論(C), vol. J87-C, pp.1131~1137, 2004年12月.
- (15) 吉川博道, 中山明, 小林禧夫:「導体と誘電体の界面における導電率の周波数依存性の測定」, 信学論(C), Vol. J89-C, No. 11, pp.761~768, 2006年11月.
- (16) 清水隆志, 小林禧夫, 馬哲旺:「同軸励振円板共振器法による誘電体基板の複素誘電率温度依存性測定」, 信学ソ大, C-2-79, 2007年9月.
- (17) H. Tamura, Y. Kogami, and K. Matsumura: "Improvement of the relative permittivity evaluation with a Whispering Gallery mode dielectric resonator method", IEICE Trans. Electron., vol. E86-C, No. 8, pp.1665~1671, Aug. 2003.
- (18) A. Nakayama, Y. Terashi, H. Uchimura and A. Fukura, "Conductivity measurements at the interface between the sintered conductor and dielectric substrate at microwave frequencies", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. 50, No. 7, pp.1665~1674, July 2002.
- (19) 和田山修平, 小林禧夫, 馬哲旺:「シクロオレフィンポリマ基板のマイクロ波・ミリ波特性測定」, 第24回エレクトロニクス実装学会春季講演大会, No.11B-16, 2010年3月.
- (20) 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」, 信学技法, MW2010-79, 2010年9月.

こばやし・よしお

サムテック(有) 代表取締役 埼玉大学 名誉教授

<http://www.sumtec.biz/>



マイクロ波/ミリ波用プリント配線基板の特性測定にまつわる補足

小林 禧夫
Yoshio Kobayashi

1 複素比誘電率の異方性について

積層基板は、電気的に複素誘電率の異なる薄板を交互に積層したものと考えることができます⁽³⁾。

図A-1に積層基板垂直方向および平面方向の等価回路を示します。図A-1(a)において C_1 と C_2 の直列容量と等しくなるように求めた等価容量 C_n から、垂直方向の実効比誘電率 ϵ_{rn} および実効誘電正接 $\tan \delta_n$ は次式により求められます。

$$\epsilon_n = \frac{1}{\frac{x}{\epsilon_1} + \frac{1-x}{\epsilon_2}} \quad \dots\dots\dots (A-1)$$

$$\tan \delta_n = \frac{\epsilon_2 x \tan \delta_1}{\epsilon_2 x + \epsilon_1 (1-x)} + \frac{\epsilon_1 (1-x) \tan \delta_2}{\epsilon_1 (1-x) + \epsilon_2 x} \quad \dots\dots\dots (A-2)$$

同様に図A-1(b)により平面方向の実効比誘電率 ϵ_{rt} および実効誘電正接 $\tan \delta_t$ は次式から求められます。

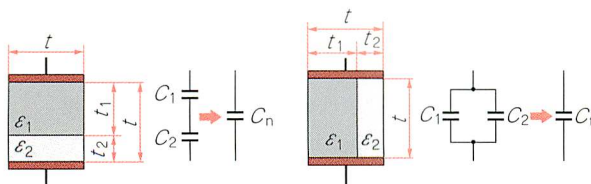
$$\epsilon_t = x \epsilon_1 + (1-x) \epsilon_2 \quad \dots\dots\dots (A-3)$$

$$\tan \delta_t = \frac{\epsilon_1 x \tan \delta_1 + \epsilon_2 (1-x) \tan \delta_2}{\epsilon_1 x + \epsilon_2 (1-x)} \quad \dots\dots\dots (A-4)$$

ここで、 $x = t_1/t$ は試料の厚さ比。

次に一例としてガラスクロスPTFE積層基板($\epsilon_t = 3.068$, $\epsilon_{rn} = 2.590$, $\tan \delta_t = 3.5 \times 10^{-3}$, $\tan \delta_n = 1.5 \times 10^{-3}$ @12 GHz)について、材質混合比による実効的な複素比誘電率への影響について考えましょう。ふっ素樹脂PTFE($\epsilon_1 = 2.04$, $\tan \delta_1 = 1.9 \times 10^{-4}$, @12 GHz)とガラスクロス($\epsilon_2 = 6.8$, $\tan \delta_2 = 6.6 \times 10^{-3}$ @12 GHz)から構成される積層基板について、式(A-1)~(A-4)を使って計算した ϵ_t , ϵ_n , $\tan \delta_t$, $\tan \delta_n$ の結果を図A-2に示します。

横軸 x は試料厚さ比であり、ガラスクロスに浸含するPTFE樹脂の割合を表します。これらから $\epsilon_{rt} > \epsilon_{rn}$, $\tan \delta_t > \tan \delta_n$ となることがわかります。12 GHzにおける ϵ_{rt} , ϵ_{rn} および $\tan \delta_t$, $\tan \delta_n$ の測定結果を図A-2と比較すると、 x が75%付近で計算値とほぼ同じ



(a) 垂直方向電界のときの等価回路 (b) 面方向電界のときの等価回路

〈図A-1〉積層基板の等価回路

値が得られ、材料の成分割合を推定できました⁽³⁾。

2 平行板コンデンサの空隙の影響

第2-2節で述べた容量法では、誘電体板を電極で挟んで平行板コンデンサを構成し、その静電容量 C_{eff} の測定値から ϵ_{rn} を求めます。その際、試料と電極間に空隙があると、かなりの誤差を生じます。図A-3に示す簡単なモデルから空隙効果を評価すると、 $\epsilon_r = 10$, $t = 0.6$ mmの誘電体板の場合、 $a = 0.01$ mmの空隙のために ϵ_{eff} は15%も低く測定されます。

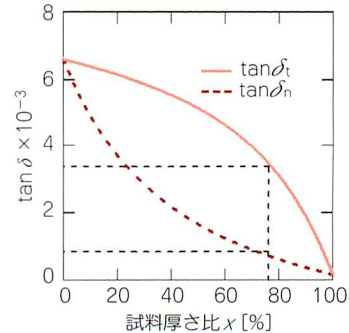
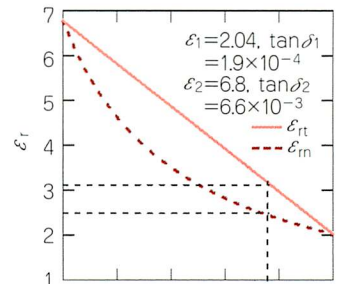
3 導体の表面インピーダンス、比導電率、表皮深さの定義

図A-4に示すように、導体面に入射した電波の大部分は反射しますが、ごく一部は透過して導体内に侵入します。その透過波は次式で表されます。

$$E_t = E_0 \exp(j\omega t - \gamma z) \quad \dots\dots\dots (A-5)$$

$$H_t = \frac{E_0}{Z_s} \exp(j\omega t - \gamma z) \quad \dots\dots\dots (A-6)$$

ただし、 $Z_s = \frac{E_t}{H_t} = \frac{j\omega\mu}{\gamma} = \sqrt{\frac{\omega\mu}{2\sigma}} + j\sqrt{\frac{\omega\mu}{2\sigma}}$



〈図A-2〉面方向の複素比誘電率(ϵ_{rt} , $\tan \delta_t$), 垂直方向の複素比誘電率(ϵ_{rn} , $\tan \delta_n$)の試料厚さ比(x)依存性

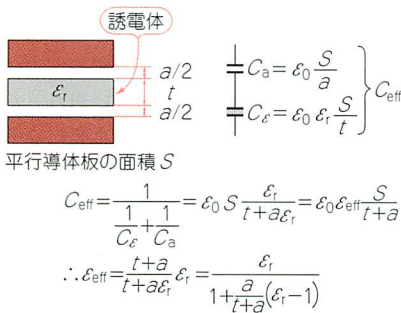
$$= R_s + jX_s \dots\dots\dots (A-7)$$

ここに、 Z_s ：表面インピーダンス、 R_s ：表面抵抗、 X_s ：表面リアクタンス、 μ ：透磁率($\mu = \mu_0 \mu_r$)、 μ_0 ：真空の透磁率(1.257×10^{-6} [H/m])、 σ ：導電率($\sigma = \sigma_0 \sigma_r$)、 σ_0 ：万国標準軟銅の導電率(58×10^6 [S/m])、 σ_r ： σ_0 に対する比導電率
また、導体内の伝搬定数 γ は表皮深さ δ と次式で関係付けられます。

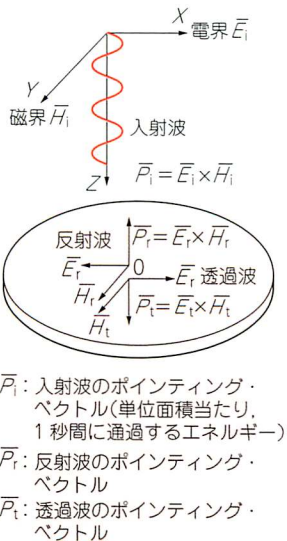
$$\gamma = \sqrt{j\omega\mu\sigma} = \frac{1}{\delta} + j\frac{1}{\delta} \dots\dots\dots (A-8)$$

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} = \frac{2.09}{\sqrt{\sigma_r f}} \dots\dots\dots (A-9)$$

ただし、 δ ：表皮深さ [μm]、 f ：周波数 [GHz]
ここで δ は、この減衰波が $1/e$ に減衰する距離を表します。目安として δ の値は、1 GHz で 2 μm、4 GHz で 1 μm、16 GHz で 0.5 μm、64 GHz では、なんと 0.125 μm となります。したがって、傷や酸化などの導体表面の状態は、周波数が高くなるほど実効的な比導電率の値に影響を与えます。



〈図A-3〉平行板コンデンサの空隙による影響



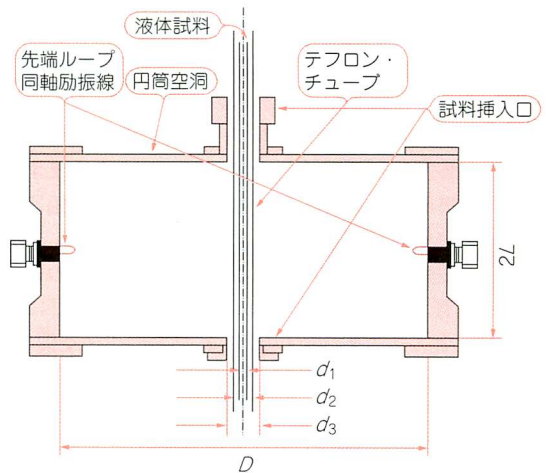
〈図A-4〉導体面に入射する電磁波

〈図A-6〉 ϵ_r 、 $\tan \delta_r$ の純水に対するエタノール濃度の依存性測定

4 エタノール溶液の複素比誘電率の測定

図A-5に示すような円筒空洞共振器の TM_{010} モードを使う摂動法は、棒状誘電体試料の簡便な測定法として広く普及しています。最近、試料挿入口の影響も考慮に入れた厳密解法により、測定の高精度化が達成されました。一例として、この共振器を使って液体の複素比誘電率を測定した結果を紹介します。

まず、空洞共振器の中心にテフロン・チューブを挿入し、そのチューブ内を液体試料で満たします。液体試料は無水エタノールに純水を加え、重量比でエタノール濃度を表示します。その共振周波数の測定値から比誘電率 ϵ_r を、また無負荷 Q の測定値から誘電正接 $\tan \delta$ を厳密解に基づいて求めます。その結果を図A-6に示します。2回の繰り返し測定の結果はよく一致しました。



〈図A-5〉 TM_{010} モード円筒空洞共振器の構造

