

■4群 (通信工学) -2編 (アンテナ・伝搬)

---

9章 アンテナの測定

■4群 - 2編 - 9章

9-1 アンテナの回路定数の測定

(執筆著：阪口 啓) [2011年2月 受領]

アンテナの測定とは回路特性と放射特性という異なる性質をもつ二つの測定から構成される。アンテナの回路定数としては、アンテナのインピーダンス (Impedance)  $Z$ 、電圧定在波比 (Voltage Standing Wave Ratio : VSWR)  $S$ 、反射係数 (Reflection Coefficient)  $\Gamma$  があげられるが、それらの間には以下の関係式が成り立つ。

$$\Gamma = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} \tag{9 \cdot 1}$$

$$S = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \tag{9 \cdot 2}$$

$$Z = Z_0 \frac{S + j(1 - S^2) \sin \beta l \cos \beta l}{S^2 \cos^2 \beta l + \sin^2 \beta l} \tag{9 \cdot 3}$$

ここで、 $Z_0$  は接続されている給電線の特性インピーダンスであり、 $\beta l$  はアンテナ端子から定在波の電圧最小点までの電気長である。

アンテナの回路定数の測定では、アンテナの周囲物からの反射の影響をできるだけ受けない測定環境を用意する必要がある。インピーダンス測定装置にはブリッジ、スロット線路、ネットワークアナライザ (Network Analyzer) などがある。近年、インピーダンスなどの測定に最もよく使用されるのは図9・1に示すネットワークアナライザである。特にベクトルネットワークアナライザ (VNA : Vector Network Analyzer) には、方向性結合器を用いて反射波の振幅・位相 (すなわち複素反射係数 $\Gamma$ ) を検出する機能が具備されている。このベクトルネットワークアナライザ (VNA) は、タイムドメイン機能 (Time Domain Measurement) という便利な機能があり、不要反射を除去した反射係数やインピーダンスの測定ができる。この測定はまず、連続波を十分に広い周波数範囲にわたって掃引して周波数ドメインデータを取得し、それを高速フーリエ変換することでタイムドメイン応答を得る。次いで、タイムゲートをかけて不要反射パルスを取り除き、逆フーリエ変換することで不要反射のない周波数ドメインデータを得るものである。

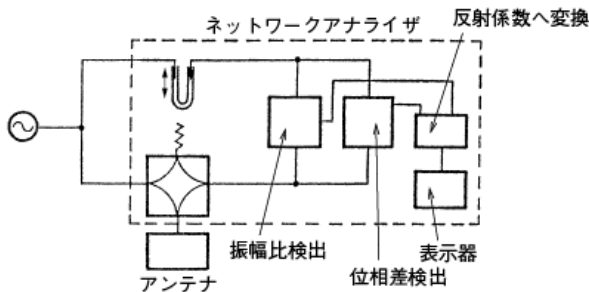


図9・1 ネットワークアナライザ<sup>1)</sup>

アレーアンテナの場合は、相互インピーダンス (Mutual Impedance) の測定が重要となる。相互インピーダンス  $Z_{nm}$  は、 $m$  番目のアンテナ端子に電源を接続し、ほかのアンテナ端子をすべて開放したとき、 $n$  番目のアンテナ端子に発生する電圧  $V_n$  と  $m$  番目のアンテナ端子に流れる電流  $I_m$  との比で表される。

$$Z_{nm} = \frac{V_n}{I_m} \quad (9 \cdot 4)$$

周波数が低く、直接電圧と電流が測定できるときには上式より相互インピーダンスを求めることができる。電圧・電流が直接測定できない場合には次のようにする。まず  $m$  番目以外の端子をすべて開放したときの自己インピーダンス ( $m$  番目の端子の入力インピーダンス) を  $Z_{mm}$  とする。同様に  $n$  番目の端子の自己インピーダンスを測定し  $Z_{nn}$  とする。次に  $n$  番目のみ短絡して  $m$  番目の端子の入力インピーダンスを測定し  $Z_m$  とする。これらを用いて相互インピーダンスは次式で求められる。

$$Z_{nm} = Z_{nm} = \sqrt{Z_{nn}(Z_{mm} - Z_m)} \quad (9 \cdot 5)$$

## ■4群 - 2編 - 9章

### 9-2 放射特性の測定

(執筆者：阪口 啓) [2011年2月 受領]

#### 9-2-1 放射パターン

電力放射パターンの測定は、試験アンテナを回転させ、遠方の固定した送信アンテナからの電波の受信電力を測定する方法が最もよく用いられるが、試験アンテナを固定し、送信アンテナを試験アンテナを中心にして周囲を移動させることにより測定する方法もある。なお、通常アンテナは可逆性をもつため送受は逆でもよい。

試験アンテナは平面波とみなせる電磁界中で測定しなければならない。アンテナの周囲に反射物がある場合や、送受信アンテナ間の距離が短すぎると測定値に誤差を生ずる。よって測定は試験アンテナに比べて十分に大きい電波暗室内で行われる場合が多い。電力指向性の測定には、発信器、送信アンテナ、受信装置、アンテナ回転台、記録計が必要である。

アンテナ回転台を用いて測定するときの標準的測定器接続を図9・2に示す。送受アンテナの偏波面は測定したい偏波に合わせて配置する。送信アンテナの主ビームは試験アンテナを照射するように配置し、また参照信号検出用のアンテナや受信機、記録計などは指向性測定に支障のない位置に配置する。試験アンテナの指向性が広い場合には、アンテナ回転台やアンテナ支持物からの反射を防ぐために、それらを電波吸収体で覆う対策や、誘電体棒で回転台から遠ざけるなどの工夫が必要である。

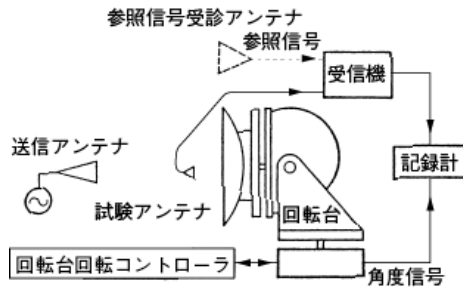


図9・2 放射指向性測定系の一例<sup>1)</sup>

送信アンテナには、垂直偏波のホーンアンテナやダイポールアンテナ、八木・宇田アレーアンテナなどが用いられる。円偏波アンテナの測定をするときには送信アンテナを同じ偏波の円偏波アンテナとしてもよい。一方、直交偏波成分の測定には、送信アンテナも直交成分の十分小さいものを選ぶ必要がある。

受信装置は指向性の必要ダイナミックレンジ (40 dB 程度) に適合した通常の受信機があればよい。試験アンテナの指向性のナルの前後においても安定に受信するために、発信器から分配した参照信号で位相同期 (Phase Lock) をかける方式の受信機が望ましい。

アンテナ回転台は、方位角・仰角方向に回転するものや、それらを組み合わせたものが市販されており、記録計用に回転角の信号を取り出せるようになっている。

記録計は、回転台からの回転角信号と受信機の出力信号を記録するもので、一般には、横

軸に角度・縦軸に受信機出力を記録するか、円形グラフの周囲方向に角度・半径方向に受信機出力を記録する。出力は出力電圧または電力の相対値を直線または dB で表示する。

### 9-2-2 利得

利得 (Gain) は、あらかじめ利得の分かっている標準アンテナ (Standard Antenna) と試験アンテナとを同じ平面波内で置換して求めるのが一般的である。利得の測定は、9-2-1 項の放射パターンとの測定と同じ環境で行う。利得測定には、送信アンテナ、標準アンテナ、受信装置、校正された可変減衰器が必要である。標準アンテナはあらかじめ利得の分かっているアンテナで、通常 UHF 帯より上の周波数では図 9・3 に示すホーンアンテナ、UHF 帯以下ではダイポールや 3 素子八木・宇田アレーアンテナが用いられる。受信装置は通常の受信機でよく、校正された可変減衰器があれば直線性、ダイナミックレンジは必要としない。

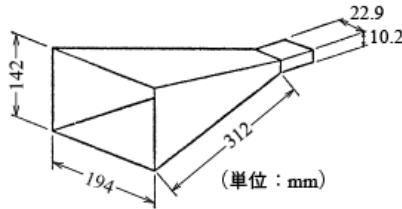


図 9・3 標準ホーンアンテナの例<sup>1)</sup>

図 9・4 に標準的な測定法を示す。標準アンテナと試験アンテナとは送信アンテナから等距離の点でできるだけ同一の地点に設置する。まず、標準アンテナに受信機を接続し、その出力電力  $P_R$  を測定する。次に試験アンテナに受信機を接続し、出力電力  $P_T$  を記録する。また、試験アンテナと標準アンテナの測定時の可変減衰器の減衰量の比  $L_{eq}$  を記録する。このときアンテナの利得  $G_A$  は次式で計算される。

$$G_A = \frac{P_T}{P_R} \cdot \frac{L_R}{L_T} \cdot \frac{1}{L_{eq}} \cdot \frac{1}{1 - |\Gamma_T|^2} \quad (9 \cdot 6)$$

ここで、 $\Gamma_T$  は受信機を接続したときの試験アンテナの反射係数、 $L_R$  及び  $L_T$  は標準アンテナ及び試験アンテナを受信機に接続する回路の電力利得を表している。

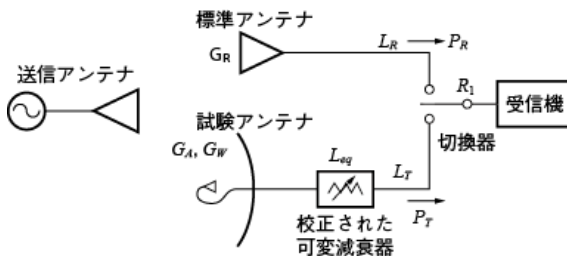


図 9・4 利得測定系<sup>1)</sup>

### 9-2-3 偏波

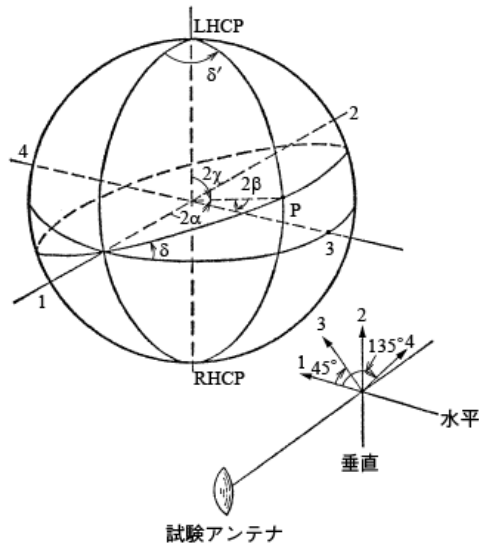
偏波(Polarization)は一般的にはだ円偏波で表され、**図 9・5** のポアンカレ球(Poincare Sphere)上の一点で示される。この点は、以下の4組の内の一つを測定すれば求めることができる。ここでは①の測定法を紹介する。

- ① 直交する二つの直線偏波の振幅比と位相差
- ② 右旋円偏波と左旋円偏波の振幅比と位相差、または長軸の傾き
- ③ 直交する二つの直線偏波の振幅比と、これと 45° 傾く二つの直交する直線偏波の振幅比と、直交する二つの円偏波の振幅比
- ④ 軸比と長軸の傾き、及び左右円偏波の識別

偏波特性の測定は、9-2-1 項の放射パターンの測定と同じ環境で行う。送信アンテナをピーム軸周りに 90° 回転させ、水平偏波と垂直偏波時で得られる出力の複素振幅をそれぞれ、 $E_1 \exp(j\phi_1)$ 、 $E_2 \exp(j\phi_2)$  とすると

$$\delta = \phi_2 - \phi_1, \quad \tan \alpha = \frac{E_2}{E_1} \quad (9 \cdot 7)$$

より、**図 9・5** のポアンカレ球上の点  $P$  が定まる。



**図 9・5** ポアンカレ球と座標系<sup>1)</sup>

■4群 - 2編 - 9章

9-3 アンテナの近傍界測定

(執筆者：阪口 啓) [2011年2月 受領]

アンテナの遠方界測定は、周囲環境や天候の影響、電波無反射室設備のコストなど様々な制約のため理想的な測定をするのが難しいことが多い。アンテナの近傍界測定 (Near Field Measurement) は、アンテナ近傍の狭い空間で放射を測定し、何らかの手段を用いて遠方界放射特性を決定する手段である。通常近傍界測定といえば、アンテナ近傍をプローブで走査して電界 (または磁界) の振幅と位相を収集し、計算処理によって遠方界特性を決定する、いわゆる「近傍界/遠方界変換法」を指すことが多い。この測定法ではプローブと供試アンテナが接近し両者の結合が強いため、供試アンテナ固有の特性を求めるにはプローブの影響を取り除く「プローブ補正 (Probe Calibration)」が重要になる。また、この近傍界測定法ではアンテナの開口分布を知ることができるので、意図したアンテナが得られているか否かを確認したり、励振分布の欠陥を見つける、いわゆる「アンテナの診断」ができるのも大きな特徴である。

9-3-1 平面走査近傍界測定

近傍界測定のうち、最も基本的でよく用いられるのは、図9・6に示すプローブを供試アンテナ開口面上の直交2軸に沿って走査する直角平面走査近傍界測定法である。ペンシルビームのような指向性を供試アンテナの測定には直角平面走査が適しており、指向性の前方半球が測定範囲となる。そのため部分的電波無反射室での測定が可能となり、また後述するようにデータ処理 (プローブ補正) が容易という特徴もある。

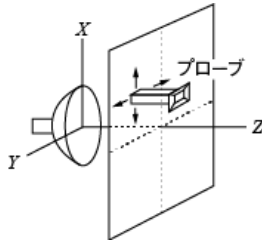


図9・6 直角平面走査近傍界測定法<sup>1)</sup>

図9・7は、供試アンテナとプローブの結合を示した図である。 $\alpha$  は入射波、 $\beta$  は反射波を、 $\bar{K}$  は  $x$ - $y$  面内に投影した波数ベクトルを表す。この図は、供試アンテナから  $\bar{K}$  方向に放射された平面波ベクトル  $\bar{b}(\bar{K})$  がプローブの指向性によって  $\bar{a}'(\bar{K})$  で受信されることを示している。 $\bar{b}(\bar{K})$  は供試アンテナの入力振幅  $a_0$  に比例するので、その係数を  $\bar{s}_{01}(\bar{K})$  と表示する。これは供試アンテナから  $\bar{K}$  方向に放射されるベクトル送信関数である。同様に、 $\bar{s}_{01}'(\bar{K})$  を  $\bar{K}$  方向から入射する平面波に対するプローブのベクトル受信関数とすると、点  $(\bar{P}, d)$  にあるプローブで受信される波は次のように表現される。

$$b_0'(\bar{P}) = \frac{a_0}{1 - \Gamma_L' S_{00}'} \iint \bar{s}_{10}(\bar{K}) \bar{s}_{01}'(\bar{K}) \exp[-j(k \cos \theta d + \bar{K} \cdot \bar{P})] d\bar{K} \quad (9 \cdot 8)$$

ここで、 $\Gamma_L'$  はプローブ受信端における反射係数、 $k$  は自由空間中の波数である。アンテナのベクトル送信関数  $\bar{s}_{01}(\bar{K})$  プローブのベクトル受信関数  $\bar{s}_{01}'(\bar{K})$  内積は結合積と呼ばれている。プローブの受信出力は結合積のフーリエ変換になっているので、各位置でのプローブ受信出力を測定し、それを逆フーリエ変換すれば結合積を求めることができる。更に、 $\bar{s}_{01}'(\bar{K})$  はプローブの指向性から求まるので、結合積をこれで除すれば供試アンテナの  $\bar{s}_{01}(\bar{K})$  を決定することができる。これを用いると遠方界放射は次のように計算できる。

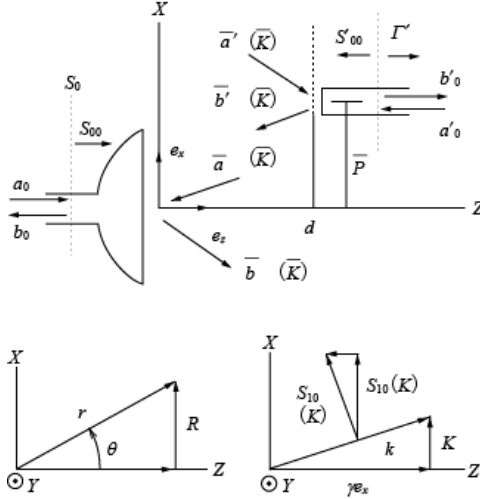


図 9・7 供試アンテナとプローブの結合<sup>1)</sup>

$$\bar{E}(\bar{r}) = jka_0 \frac{\exp(-jkr)}{r} \cos \theta \bar{s}_{10}(\bar{K}) \quad (9 \cdot 9)$$

実際の近傍界測定では開口上の電界をサンプリングして振幅と位相のデータを収集する。放射波のみを問題にするときには、 $|\bar{K}|$  は  $-k$  から  $k$  の範囲で帯域制限されていると考えてよいので、サンプリング定理から、 $x, y$  方向のサンプリング間隔は  $\delta_x = \delta_y \leq \lambda/2$  に選ばよよいことが分かる。通常、サンプリング間隔は  $0.45 \lambda$  程度に選ぶ。



■4群 - 2編 - 9章

9-4 小形アンテナの測定法

(執筆著者：阪口 啓) [2011年2月 受領]

9-4-1 アンテナ一体型無線機の放射電力測定

近年、携帯電話やPHSなどの携帯端末機器の小形化・軽量化は目覚ましいものがある。これら端末機器は市場からのデザイン性や利便性の要求に応じて、そのほとんどがアンテナ一体型になっている。このような測定端子をもたないアンテナ一体型無線機の放射電力の測定方法としては、アンテナから空間に放出された単位立体角当たりの電力を全立体角にわたって積分する方法(放射パターン積分法)と、最大方向の等価方放射電力(EIRP: Equivalent Isotropically Radiated Power)を測定する方法がある。

(1) 全立体角積分による測定方法

放射パターン積分法により全放射電力(TRP: Total Radiated Power)を測定する方法を説明する。TRPはアンテナに入力される電力から不整合損失やアンテナ素子の導体損失など様々な損失を差し引かれた後に、アンテナから空間中に放射される電力の総和である。TRPは、単位立体角当たりの放射電力を全立体角にわたって積分することにより求めることができる。

$$P_{TRP} \frac{\Delta_\theta \Delta_\phi}{4\pi} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} [P_{rx} G_\theta(\theta_n, \phi_m) + P_{rx} G_\phi(\theta_n, \phi_m)] \sin \theta_n \quad (9 \cdot 10)$$

ここで、 $G_\theta$ 及び $G_\phi$ は、端末アンテナの電力利得指向性の $\theta$ 及び $\phi$ 偏波成分である。 $P_{rx}$ はアンテナ端子に印加される入力電力である。 $\Delta_\theta = \pi/N$ 、 $\Delta_\phi = 2\pi/M$ は、それぞれ $\theta$ 及び $\phi$ 偏波方向における離散化されたサンプル値の間隔を表す。ここで、 $EIRP_\theta = P_{rx} G_\theta$ 、 $EIRP_\phi = P_{rx} G_\phi$ とすると、アンテナの入力電力や電力利得指向性が未知であっても、各座標点におけるEIRPのサンプル値を測定することによってTRPを求めることができる。

図9・8にTRPの測定方法を示す。図9・8(a)は $\theta$ 方向と $\phi$ 方向に対して独立に回転可能な2軸回転台を用いる方法、図9・8(b)はアーチ形移動架台によって測定アンテナを $\theta$ 方向に移動させながら $\phi$ 方向に対して回転させる方法である。アーチ形移動架台では複数のプローブアンテナを架台に配置して $\phi$ 方向の回転のみによって測定する方法も提案されている。

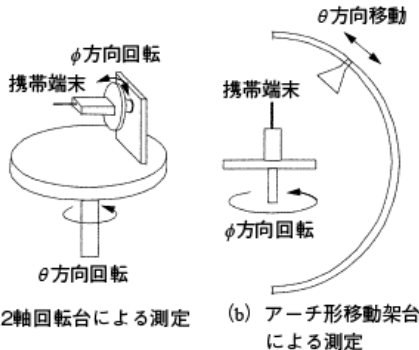


図9・8 放射効率及び全放射電力 (TRP) の測定方法<sup>1)</sup>

TRP の測定精度は離散角度間隔が小さいほど良くなるが、測定時間が長くなる。角度間隔は  $\Delta\theta = \Delta\phi = 15^\circ$  ( $N = 12, M = 24$ ) とすれば十分な精度が得られることが報告されている。

## (2) 等価等方放射電力による測定方法

一方、等価等方放射電力による測定方法は、EIRP の最大値のみから放射電力を推定する簡便な方法である。EIRP の最大値のみから推定するためには、厳密には指向性の正確な測定を必要とするが、評価対象である端末アンテナの指向性をダイポールアンテナと同様に水平面は無指向性で垂直面は 8 の字形と仮定することで、極めて簡便に推定することができる。

EIRP の測定方法としては、電波暗室でのスフェリカルポジショナによる三次元放射パターン測定装置、小形電波暗箱、GTEM セルの三つの測定方法が開発されている。スフェリカルポジショナによる EIRP の測定手順は、まず置換用アンテナ（半波長スリーブダイポールアンテナ）を回転テーブルの中心に垂直に設置して、全球面の放射パターンを測定し、その最大値  $P_1$  を記録する。その際、置換用アンテナには  $P_0$  の電力が入力されているものとする。次に、置換用アンテナを供試機（端末アンテナ）に置き換えて放射パターンの最大値  $P_2$  を測定し、アンテナ置換法により置換用アンテナにおける放射パターンの最大値と比較する。供試機の指向性が半波長スリーブダイポールアンテナと同様に単純な 8 の字形の指向性を有していると仮定すると、EIRP の最大値  $P_m$  は次式によって推定することができる。

$$P_m = \frac{P_2 P_0 G_d}{P_1} \quad (9 \cdot 11)$$

ここで  $G_d$  は半波長ダイポールアンテナの絶対利得 (1.64 dB) である。

### 9-4-2 放射効率の測定

アンテナから空間に放射される全電力を  $P_r$ 、アンテナでの損失電力を  $P_l$  とすると、放射効率 (Radiation Efficiency) は次のように定義されている。

$$\eta = \frac{P_r}{P_r + P_l} \quad (9 \cdot 12)$$

アンテナの放射効率を測定するためには、被測定アンテナから放射される全電力を直接測定するものと、入力特性などから間接的に測定する 2 通りの手法がある。前者では、放射効率  $\eta$  の分母を送信機の終端に接続した電力計により測定し、分子  $P_r$  を TRP と同様に測定する方法である。

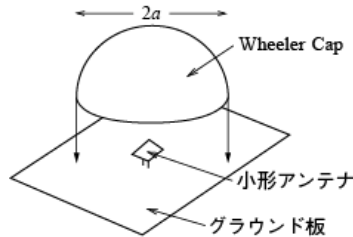


図 9・9 Wheeler Cap 法<sup>1)</sup>

一方、間接的な測定手法の代表的なものとして Wheeler Cap 法 (Wheeler Cap Method) がある。Wheeler Cap 法では、小形アンテナを図 9・9 に示すような放射シールドで覆ったときと覆わないときの給電点での反射係数  $\Gamma_s$ ,  $\Gamma_0$  を測定することで、次式により放射効率  $\eta$  を求める。

$$\eta = \frac{|\Gamma_0|^2 - |\Gamma_s|^2}{1 - |\Gamma_0|^2} \quad (9 \cdot 13)$$

この測定法は、半径  $\lambda_0/2\pi$  ( $\lambda_0$ : 自由空間波長) 程度のラジアン球の金属シールドによってアンテナからの放射を抑制できるという考えに基づいている。このためには、放射シールドの最低次共振モード周波数より低い周波数での測定が必要となるが、実際には共振モード周波数より高い周波数での測定が行われている。このとき、高次モードの共振周波数近傍における効率落ち込みを除けばある程度の精度で放射効率を求められる。

## ■4群 - 2編 - 9章

### 9-5 材料測定法

(執筆者：阪口 啓) [2011年2月 受領]

材料定数を測定する方法は、大別して3種類に分類できる。具体的には、①同軸管や方形導波管のように伝送線路の一部に試料を挿入し、そのときの反射波や透過波を測定する導波管法 (Waveguide Method) (図9・10(a))、②共振器内に試料を挿入し、そのときの共振周波数や $Q$ 値を測定する共振器法 (Resonator Method) (図9・10(b))、③自由空間中に試料を配置し、その試料からの反射波や透過波を測定する自由空間法 (Free Space Method) (図9・10(c)) などがある。

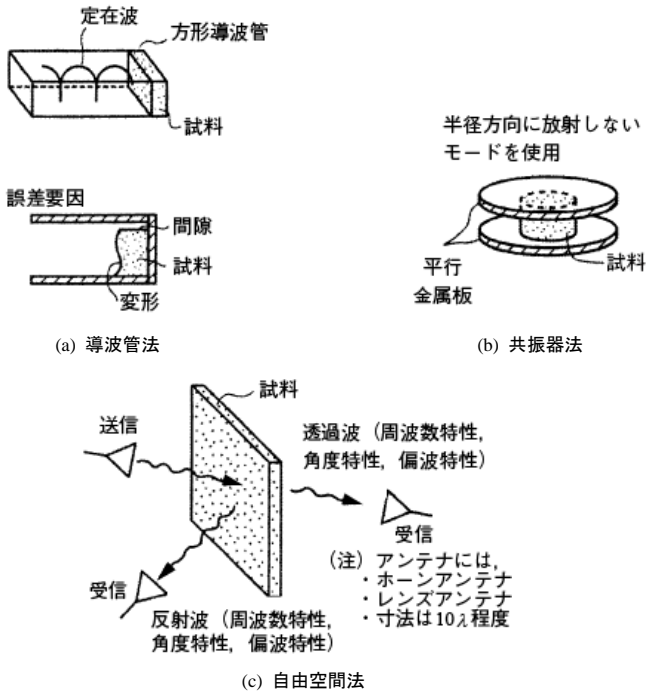


図9・10 材料測定法<sup>1)</sup>

#### 9-5-1 誘電体の定数測定

銅張り誘電体積層基板はマイクロ波平面アンテナ及び平面回路構成用基板としてよく用いられる。例えば、銅張りフッ素樹脂ガラスクロス積層基板の構造は図9・11に示すように、テフロン ( $\epsilon_r = 2.05$ ) 樹脂を含浸させたガラス ( $\epsilon_r = 6.3$ ) クロスを適当な厚さに積層して、その両面を電界銅箔で挟み、熱圧着により硬化させたものである。したがって、この基板は多層構造であるため、複素誘電率 (Complex Electric Permittivity) は一軸異方性を持ち、誘電体基板の垂直方向 (Normal Direction) と平面方向 (Tangential Direction) で異なる値をもつ、更

に、誘電体基板と接する銅箔裏面は接着強度を強めるために厚さ  $0.2\sim 0.5\ \mu\text{m}$  面荒しされている。マイクロ波帯では、表皮効果のため電流は厚さ  $1\ \mu\text{m}$  以下の導体表面にしか流れないため、銅箔裏面の実効比導電率  $\sigma_{rb}$  (界面比誘電率) は、表面の比導電率  $\sigma_{rf}$  よりも低くなる。以上述べたように、垂直方向の複素誘電率 (比誘電率  $\epsilon_{rm}$ , 誘電正接  $\tan \delta_n$ )、平面方向の複素誘電率 (比誘電率  $\epsilon_{rr}$ , 誘電正接  $\tan \delta_r$ ) 及び、銅箔の表面の  $\sigma_{rf}$  と界面の  $\sigma_{rb}$  は平面回路設計の際に必要な不可欠なパラメータである。

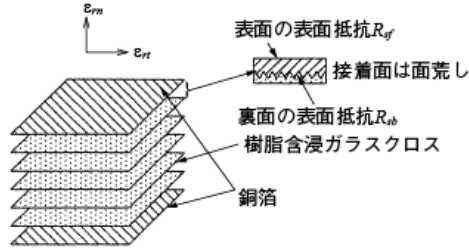


図 9・11 銅張りフッ素樹脂ガラスクロス積層基板の構造<sup>1)</sup>

マイクロ波・ミリ波帯においてこれらのパラメータは共振器法を用いて測定することができる。比誘電率及び誘電正接は、共振モードの共振周波数と無負荷  $Q$  の測定値より求められる。一方、比導電率 (Relative Electric Conductivity) は表面抵抗の測定値から求められる。具体的な測定方法としては次の手法が知られている。垂直方向の複素誘電率である  $\epsilon_m$ ,  $\tan \delta_n$

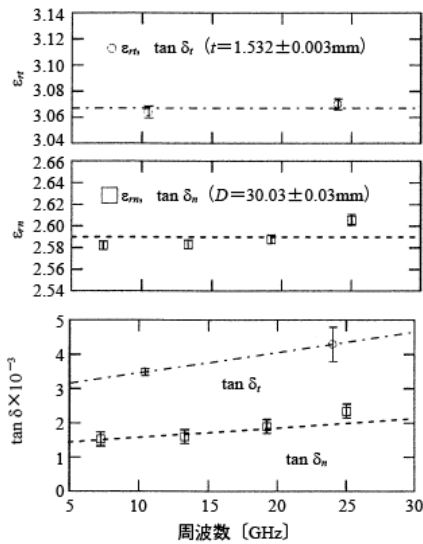


図 9・12 フッ素樹脂ガラスクロス積層基板の測定結果<sup>1)</sup>

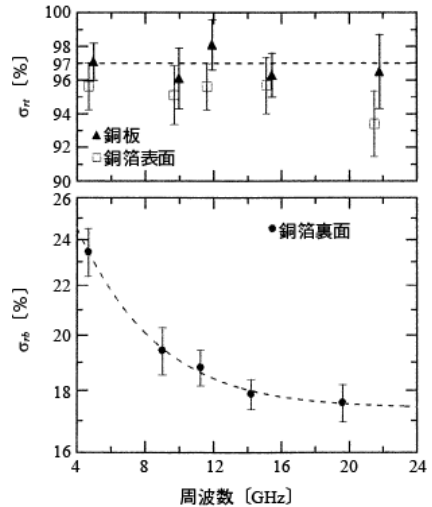


図 9・13 銅張りフッ素樹脂積層基板に関する銅箔表面の比誘電率の測定結果<sup>1)</sup>

の測定には、容量法やストリップライン法、また面積の広い基板では平衡形円盤共振器法がよく用いられる。平面方向の複素誘電率である $\epsilon_m$ 、 $\tan \delta_t$ の測定には、空洞共振器法や、またミリ波帯では遮断円筒導波管法がよく用いられる。銅箔表面の比導電率 $\sigma_{rf}$ の測定には二誘電体共振器法が、銅箔界面の比導電率 $\sigma_{rb}$ の測定には、MIC形誘電体円柱共振器法がよく用いられる。

これらの測定法を用いてフッ素樹脂ガラスクロス積層基板の $\epsilon_m$ 、 $\tan \delta_t$ 、 $\epsilon_m$ 、 $\tan \delta_n$ の周波数依存性の測定結果を図9・12に示す。これより $\epsilon_m$ 、 $\epsilon_m$ の測定平均値はそれぞれ3.60、2.59となり、比誘電率に異方性をもつことが明らかである。また、 $\tan \delta_t$ 及び $\tan \delta_n$ は異なる周波数依存性をもつことが分かる。次に、同じ基板の片面に張られる銅箔の $\sigma_{rf}$ 、 $\sigma_{rb}$ の周波数依存性の測定結果を図9・13に示す。図中に比較のため無酸素銅板の測定結果も示している。これより表面の比導電率は4~20 GHzで周波数依存性がほとんど認められないが、銅箔裏面については周波数上昇とともに比導電率が低下する傾向があることが分かる。

#### ■参考文献

- 1) 電子情報通信学会(編)，“アンテナ工学ハンドブック(第2版),” オーム社, 2008.
- 2) H. Jasik, “Antenna engineering handbook,” McGraw-Hill, p.34-1, 1961.
- 3) “IEEE test procedure for antennas,” IEEE Trans. Antennas & Propag., vol.AP-13, no.3, May 1965.
- 4) “Special issue on antenna measurements,” IEEE Trans. Antennas & Propag., vol.AP-21, no.4, Jul. 1973.
- 5) 橋本 修, “高周波領域における材料定数測定法,” 森北出版, 2003.