

磁気応用2

Applied Magnetics 2

荒井賢一 東北大学電気通信研究所

K. I. Arai, Research Institute of Electrical Communication, Tohoku Univ.

2. 高周波マイクロ磁気計測

電子機器の小形化,高速化,高機能化は構成部品の集積 化,ハイブリッド化,およびより高い周波数での動作と, これを支える微細加工技術ならびに表面実装技術の進歩を 基に発展してきた.今日までに,電子部品の小形・集積化 によりその使途は飛躍的に拡張され,家電製品,精密機器, 自動車などの電子化が急速に進展しつつある.さらに通信 分野における使用周波数は,新しいシステムの開発に伴い 高周波化が進み,移動体通信ならびに衛星通信などの新し い通信方式では GHz 帯へと遷移しつつある.

ところで、産業における磁性体の用途は、計測・制御な どの電子機器,情報記録やエネルギー変換などの広い分野 に及ぶ、このうち電子機器における磁性部品には、インダ クタとトランスを基本としたものが多く、他の電子部品と 比較するとバルク材料を使用し、鉄心に巻線を施す構造な どのため容積が大きく、動作周波数の上限も低かった、し かしながら LSI 作製技術によって培われた微細加工技術, また薄膜作製法の進歩と、数百 MHz を超える周波数領域 まで使用可能な磁性薄膜の出現などを背景として、1969 年以来素子を小形・平面化し、高周波で用いることを目的 としたマイクロ磁気素子に関する研究が盛んになってき た、マイクロ磁気素子は一般的には、薄膜導体コイル、薄 膜磁性体、および薄膜絶縁体で構成され、平面構造のため 熱放散が容易であることから許容電流密度が大幅に増大で き、また他の素子との複合形成による新機能デバイスへの 展開の可能性も大きい.本稿ではこれらマイクロ磁気素子 が通常使用されると考えられる高周波帯域でのインピーダ ンス計測1)と、磁性薄膜の高周波透磁率測定2)に関し述べ る.

2.1 マイクロ磁気素子の高周波インピーダンス測定

マイクロ磁気素子は小形で平面構造をもち,数十 MHz から GHz のマイクロ波帯域で動作することから,低周波 帯域とは異なるインピーダンス測定法が必要である.

一般にマイクロ波領域では、電気回路を集中定数回路と みなす取り扱いはできなくなり、回路や機器間の信号伝送 に用いる伝送線路はもちろんであるが、回路配線自体がイ ンダクタンスやキャパシタンスをもつ「分布定数回路」と して考えなければならない.通常回路内の素子間の接続な ど、短い距離の伝送にはマイクロストリップ線路が使用さ れ、主たる伝送線路としては同軸ケーブルが用いられる.

2.1.1 伝送線路におけるインピーダンス Fig. 2.1 に示 すように、伝送線路の受電端にインピーダンス Z の負荷が 接続されている場合、線路を伝播する電圧・電流は、それぞ れ受電端および送電端に向かって進む複素電圧 V_i (入射電 圧) と V_r (反射電圧) に、また複素電流 I_i (入射電流) と I_r (反射電流) に分解できる. このとき、同一方向に向かっ て進む電圧と電流の比 Z_0 を特性インピーダンスといい、 伝送線路を特徴づける特性である. 特性インピーダンスは 伝送線路の単位長当たりの抵抗を R、コンダクタンスを G、インダクタンスを L、容量を C、角周波数を ω とすると

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad [\Omega]$$
(2.1)

で表され、伝送線路を均一で無損失とすれば、特性イン ピーダンスは $Z_0 = \sqrt{L/C}$ となり純抵抗となる、一般に伝送 線路は 50 Ω 、特殊な場合は 75 Ω に設計されている.

特性インピーダンス Z_0 と負荷 Z とが整合状態, すなわち $Z_0 = Z$ のときは、負荷に入射した電圧は負荷においてすべて消費され反射は生じない、しかしながら整合がとれていないとき、すなわち $Z_0 \neq Z$ のときは、負荷に入射する電圧の一部あるいは全部が反射される. この反射電圧 V_r と入射電圧 V_i との比 Γ を電圧反射係数, あるいは単に反射係数といい、一般には複素数であり、特性インピーダンス Z_0 および負荷インピーダンス Z との間に以下の関係が



Fig. 2.1 Voltage and current in transmission line.



Fig. 2.2 Incident and reflected waves in fourport transmission line.

成り立つ.

$$\Gamma = \frac{V_r}{V_i} = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0}$$
(2.2)

マイクロ波のような高周波帯域では、負荷インピーダン ス Z を測定するにはまず (2.2)式に示す反射係数を測定 し、既知の特性インピーダンス Z₀を用いて負荷インピー ダンスを求めるのが一般的である.

マイクロ波帯域での回路特性は、一般に電力に基づいた 四端子(二端子対)回路のS行列(Sマトリックス、散乱 マトリックス)で表される.四端子回路の入出力の端子対 は開口と呼ばれ、開口の存在位置を基準面という.Fig.2.2 はS行列で表した四端子被測定回路を示したもので、a₁、 a₂はそれぞれ基準面1,2における入射波を示し、b₁,b₂は それぞれ基準面1,2における反射波を示している.入射波 は基準面を被測定回路に向かって進む電圧波と同じ位相を もち、電力の平方根に比例する振幅を有する波である.反 射波は基準面を被測定回路から出ていく方向に進む電圧波 と同じ位相をもち、電力の平方根に比例する振幅をもつ波 である.S行列はこの入射波と反射波の関係で、被測定回 路の特性を以下のように規定するものである.

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{b}_1 \\ \boldsymbol{b}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{S}_{11} & \boldsymbol{S}_{12} \\ \boldsymbol{S}_{21} & \boldsymbol{S}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{a}_1 \\ \boldsymbol{a}_2 \end{bmatrix}$$
(2.3)

ここで、 S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22} は S 行列の要素(S パラメータ) で絶対値と位相をもつ複素数である. S_{11} , S_{22} はそれぞれ 回路の基準面 1 および 2 における反射特性を表し、 S_{12} , S_{21} は回路の透過特性を表す.ここで被測定回路が対称であれ ば $S_{11}=S_{22}$, 受動的回路であれば $S_{12}=S_{21}$ である.Sパラ メータを高精度に測定する装置として、ネットワークアナ ライザが現在広く使用されている.

2.1.2 ネットワークアナライザ ネットワークアナラ イザは、高周波領域での線形回路網の透過および反射特性 を測定する装置であり、具体的には素子や伝送線路のS行 列を測定し、内蔵するコンピュータを用いて複素インピー ダンスを求めたり、スミス・チャートを描かせたりするこ とができる.しかしながらネットワークアナライザは、内 部の各回路素子における反射や方向性結合器の逆方向の漏 れなどに不完全性があり、測定精度を劣化させることがあ る.このため、被測定回路に代わって値のわかった標準器 を接続し、そのときの応答から測定系の校正を行う必要が ある.校正のための標準器としては、開放端、短絡、50Ω 負荷が用いられる.

2.1.3 インピーダンス測定 マイクロ磁気素子の高周 波インピーダンスは、ネットワークアナライザを用い、S パラメータを測定することにより求められる.マイクロ磁 気素子が簡単な回路により構成される場合、Sパラメータ のうち S₁₁ による反射特性、または S₂₁ による透過特性の いずれかを測定することにより求められる.ここではガラ ス基板上に構成されたつづら折れ形平面コイルを負荷とし た場合のインピーダンス測定を例に、反射および透過測定 法について述べる.

1) 反射測定法

ネットワークアナライザに特性インピーダンス 50 Ω の 伝送線路を接続し、その先端部に負荷 Z,を接続した. 負荷 は基板も含めた寸法が数 mm 角で小さいため、Fig. 2.3 に 示すようなシールドケースで覆われた治具を作製した. 負 荷はマイクロストリップ線路先端の地導体面上に置き、そ の端子はボンディングワイヤにより一方を地導体面に、他 方はマイクロストリップ線路の先端に接続した. マイクロ ストリップ線路は、スルーホールを介して SMA 変換コネ クタにより同軸ケーブルに変換され、ネットワークアナラ イザに接続されている. マイクロストリップ線路とボン ディングワイヤの接続点を基準面とし、 S_{11} (この場合は $S_{11}=\Gamma$)をネットワークアナライザにより求め、基準面か ら右側を見たインピーダンス Z,を下式により求めた.

$$Z'_{r} = \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} Z_{0} \tag{2.4}$$

ここで Z_0 は 50 Ω である. このインピーダンス Z'_i より, 形状から計算で求められた. ボンディングワイヤのイン ピーダンスを差し引くことにより,平面コイルのインピー ダンス Z_r を求めた. このインピーダンスを等価的に抵抗 R_m とインダクタンス L_m の直列接続であると仮定すると

 $Z_r = R_m + j\omega L_m$ となり、 R_m と L_m が求まる.

この測定で注意すべきことを以下に述べる.まずマイク ロストリップ線路の特性インピーダンスを50Ωに整合す



Fig. 2.3 Illustration of sample holder.

(2.5)

るため、線幅を精度よく作製することが必要である.マイ クロストリップ線路のインピーダンスは、線幅と絶縁層の 誘電率およびその厚さにより定まり、線幅が 10% ずれる と特性インピーダンスは 7% 程度変化してしまう.またス ルーホール部も特性インピーダンスが 50 Ω となることも 必要であり、その構造、孔径が重要である.反射特性測定 に先立って行われる基準面の校正は、開放、短絡、50 Ω 負 荷の 3 種類の標準コネクタを基準面に接続して行われる. このとき校正時の基準面位置と、負荷を接続した場合の基 準面位置を一致させることが重要である.例えば 3 mm 程 度の基準面のずれで 300 MHz で 10~15% 程度の誤差が 生じる.

このように高周波帯域でのインピーダンス測定は、回路 中に不整合部分がないように、また測定時に回路長(基準 面)に差が生じないように注意を払う必要がある。特に周 波数が高くなればなるほどそれらの精度は問題となる。

2) 透過測定法

Fig. 2.4 は、負荷としてインピーダンス Z_r の四端子回路 素子を考えた場合の、透過特性測定回路を示したものであ る. この場合、四端子回路素子の特性はS行列の S_{11}, S_{21} を測定することによって決定される.

Fig. 2.4(a) に示すように負荷 *Z*, を回路直列接続した場合, *S*パラメータと負荷インピーダンス *Z*, との関係は

$$[S] = \frac{1}{Z_s + 2} \begin{bmatrix} Z_s & 2\\ 2 & -Z_s \end{bmatrix}, \quad Z_s = \frac{Z_r}{Z_0}$$
(2.6)

で与えられ, Fig. 2.4(b) に示した並列接続の場合は以下の とおりとなる.

$$[S] = \frac{1}{Z_{p}+2} \begin{bmatrix} -Z_{p} & 2\\ 2 & Z_{s} \end{bmatrix}, \quad Z_{p} = \frac{Z_{0}}{Z_{r}}$$
(2.7)

しかしながら,負荷がつづら折れ形平面コイルなどのような場合には,地導体面に対し並列に存在する漂遊容量が



Fig. 2.4 Measurement circuit of electric device with four ports in transmission line.

測定に大きな影響を及ぼすことから,直列接続では正確に インダクタの特性を決定することが困難である.このため 一般には並列接続が採用される.この場合,負荷インピー ダンス Z_r と測定される S パラメータ S₂₁ との間には,次 式のような関係が成立している.

 $Z_r = \frac{S_{21}}{2(S_{21} - 1)} Z_0 \tag{2.8}$

実際の測定では、負荷はボンディングワイヤを用いて、 マイクロストリップ線路と地導体面に接続される. 負荷の インピーダンス測定に先立ち、負荷をマイクロストリップ 線路に装着しない状態での振幅および位相を校正し,これ を基準とし負荷のインピーダンスを測定する、ボンディン グワイヤの抵抗ならびにインダクタンスの影響は、形状か ら計算した値を実験値から差し引くことにより取り除き, 負荷そのものの抵抗およびインダクタンスを求める. Fig. 2.5 は、1例として低周波におけるインダクタンスおよび 抵抗の設計値が、 それぞれ 39 nH, 8.4 Ω である線幅 30 μm, 線間隙 50 μm, 厚さ 7.3 μm, 15 ターン, 長さ 3.5 mm のつづら折れ形平面コイルの、インダクタンスおよび抵抗 の周波数特性を、並列接続透過法によって測定した結果を 示したものである。測定値は1MHzから1GHzの範囲で 計算値とよく一致しており,精度の高い測定が行われてい ることがわかる.

並列接続した透過測定法において注意すべき点は、使用 するネットワークアナライザの測定精度を十分に考慮し、 インピーダンス測定が可能である周波数範囲を把握してお くことである.四端子素子の抵抗やリアクタンスが大きく なると電気的開放状態に近づくため、ネットワークアナラ イザの利得および位相分解能の限界が問題となり、このこ とから信頼性の高い測定を可能とする周波数範囲が決定さ れる.例えばネットワークアナライザとして HP8752A を 用いた場合、抵抗値が 10 Ω 以下、インダクタンスが 30 nH から 300 nH 程度であれば、1 MHz から 1 GHz までの 範囲の高精度インピーダンス測定が可能である.



Fig. 2.5 Frequency dependence of impedance measured by transmission method.

2.2 高周波透磁率測定

磁性薄膜の高周波透磁率は磁性薄膜の性質を表す基本的 な量であり、その計測は材料・デバイス開発の両面から必 要不可欠である.近年、磁気記録の高密度化によりヘッド 用磁性薄膜の高周波透磁率の計測が望まれ、またマイクロ 磁気デバイス研究の急速な進展に伴い、その磁性材料とし ての高電気抵抗磁性薄膜などの高周波磁気特性の評価が必 要となっている.このため1MHz~数GHz帯を包括する 広帯域な透磁率計測が重要となってきた.従来、磁性薄膜 の透磁率測定法としてはフェライトヨーク法(~10MHz), 8の字コイル法およびそれを応用した方法(100 kHz~ 100 MHz)、伝送線路を用いた方法(100 MHz~)が使用さ れてきた.

フェライトヨーク法は、磁性薄膜とフェライトヨークに より閉磁気回路を構成し、フェライトヨークの巻線のイン ピーダンスから薄膜の透磁率を求める方法である. 伝送線 路を用いた方法は、ネットワークアナライザによりSパラ メータS₂₁ およびS₁₁を測定し、これらから透磁率を算出 するもので、磁性薄膜の基板と空間電磁界との境界条件の 解析が不十分であり、高精度測定が望めない. 8の字コイ ル法は、現在1~100 MHz帯において最も一般的に使用 されている. この方法では、平行導体板励磁コイル内に8 の字形の検出コイルを挿入し、鎖交する磁束の時間微分に よる誘起電圧の磁性薄膜試料の有無による変化から透磁率 を求める. 8の字コイルは、ほぼ同寸法の2個の1ターン コイルのうちの1個に試料を挿入し、他のコイルはこれに 差動的に接続されている. 測定上限周波数は8の字コイル のLC 共振により決定される.

本稿では、近年新たに開発された平面形シールディド ループコイルを検出コイルとして用いた透磁率測定方法に ついて述べる.この方法は測定限界がコイルの波長共振に よって定まることから、コイルの設計を工夫することに よって極めて高い周波数までの測定が可能であり、数百 MHz以上の周波数で問題となる電界による誘起電圧も低 く抑えることができることから、1 MHz から3 GHz を超 える広帯域の透磁率測定が可能である.

2.2.1 励磁コイル 一般に励磁コイルは,共振周波数を 高めるために巻数を少なくし,試料が存在する範囲では磁 界を均一にすることが重要である.高周波透磁率用励磁コ イルとしては,平行平板導体による1ターンコイルが用い られるが,この励磁コイルは平行平板伝送線路として分布 定数線路理論に基づいて取り扱うことが必須である. 1 MHz~数 GHz までの超広帯域計測に用いるためには, 励磁コイルは周波数に依存せず均一で一定強度の磁界を発 生することが望ましい.したがって励磁コイル内部におい ては,電磁界の反射を極力抑制することと,単一の TEM 電磁界モードで励振することが重要である.Fig. 2.6 は励 磁コイルの1例を示したものである.励磁コイルの平行平



Fig. 2.6 Excitation coil and plane type shielded loop coil.

板導体部の幅および平板間隔は,特性インピーダンスが 50 Ω となるように設計され,励磁コイルの全長は使用上 限周波数まで TEM モードのみで励振可能な寸法となって いる.テーパ部は電磁界の伝播方向に対して特性インピー ダンスが 50 Ω となるように断面形状の寸法が決定されて いる.励磁コイルは,内部に挿入される検出コイル付近で, 磁界成分が強く電界成分がゼロであることが理想である が,この励磁コイルでは平行平板導体の終端点に短絡板を 設けることによりコイル内部に定在波をたたせ,終端点に おいて磁界最大,電界最小となり,終端点から離れるに 従って磁界が減少し電界が増加する.このことから内部に 挿入される検出コイルは短絡板にできるだけ近づける必要 がある.

2.2.2 平面形シールディドループ検出コイル Fig. 2.7 は平面形シールディドループ検出コイルの1例を示した ものである.このコイルは、シールディドループアンテナ を多層プリント配線板を用いて平面的な構成にしたもので ある.このコイルは両面銅箔のテフロン基板を2枚使用 し、1枚の基板の片面には地導体面を、他面には半ターン の内部導体をパターニングし、もう1枚の基板には片面に 地導体面をパターニングし他面の銅箔を取り除き、両基板 を張り合わせて作製した.コイルは内部導体の両面が地導 体面ではさまれた3層構造を有し、50Ωの特性インピー ダンスをもつ矩形状半ターンのストリップ線路と、その内 部導体と短絡点で接続された半ターンの地導体面から構成



Fig. 2.7 Plane type shielded loop coil.



Fig. 2.8 Frequency dependence of permeance measured by plane type shielded loop coil.

されている. コイルの終端点で地導体面は空隙を介し上下 に分離した構造になっており,地導体面を周回する渦電流 を抑えている.

励磁コイルの終端部を短絡板で短絡すると,前述のよう に終端部では磁界が最大となる.一方,逆に終端部を開放 すると終端部では電界が最大となる.検出コイルを励磁コ イルの終端部付近に置き,終端部を短絡および開放し終端 部付近の磁界および電界を最大としたときの検出コイル出 力の比較を行った.このとき,磁界による誘起電圧は周波 数に比例し,電界による誘起電圧は周波数の2乗に比例す る.その結果平面形シールディドループ検出コイルでは, 磁界による誘起電圧は2GHzまでは電界による誘起電圧 に対して約3倍以上大きいことが確認された.これはスト リップ線路で構成される内部導体が地導体面でサンド ウィッチされており,励磁コイルなどの外部に存在する導 体からの電界がシールドされることと,地導体面の終端部 に空隙があり地導体面を還流する渦電流が小さいためであ ると考えられる. 平面形シールディドループ検出コイルは, Fig. 2.6 に示 したように励磁コイル内で短絡板に接近して置かれるが, その測定可能周波限界は, 励磁コイルの定在波長と検出コ イル寸法の関係, 励磁コイルの TEM 以外の高次モードの 発生, および検出コイルの波長共振により決定される. こ れらの種々の要因のうち透磁率が測定可能な上限周波数 は,検出コイルの波長共振によって決定される. 例えば測 定試料幅が 6 mm (コイル幅 8 mm)の場合には, 周波数 限界は 3.5 GHz, 試料幅を 1 mm (コイル幅 3 mm)とすれ ば 6.5 GHz まで計測可能である.

Fig. 2.8 は、終端を短絡した平行平板励磁コイルと平面 形シールディドループ検出コイルを用い、 $Co_{85}Nb_{12}Zr_3$ 薄膜のパーミアンス(=透磁率の平均値と膜厚の積)を測定 した結果の1例を示したものである.ただしこの場合、薄 膜の磁化容易軸方向に直流磁界 H_{dc} を印加し、透磁率の値 を種々変化させている.Fig. 2.8 において(a)は実数部を (b)は虚数部を示し、図中の線は自然共鳴と渦電流を考慮 した計算値を示している.実測値と計算値はよく一致し、 1 MHz から 3.5 GHz までのパーミアンスが定量的に測定 されたことを示している.また本装置の感度限界は、ネッ トワークアナライザの利得および位相の測定限界、例えば 1 mm×0.2 mm の窓枠を有する平面形シールディドルー プ検出コイルを用いたとすると、透磁率が100、膜厚1 μ m 試料では試料幅が 12 μ m 以上であれば測定が可能で あるといえる.

参考文献

- ・ 荒川信一郎: 薄膜インダクタの研究,東北大学大学院工学 研究科修士論文,平成5年3月;石原邦彦: 薄膜磁気デバ イスに関する研究,東北大学大学院工学研究科修士論文, 平成5年3月.
- 2) 薮上 信: 多層平面コイルによる高周波電磁計測に関する 研究,東北大学大学院工学研究科博士論文,平成10年3 月.

(2000年2月22日受理)

荒井賢一 あらい けんいち

昭 46	東北大学 ス	大学院コ	L学研究科博士課程修了, 同年	同学問	
電気通	自研究所,	昭 50	同学助教授電気通信研究所,	昭 61	同
学教授	電気通信研	究所,	現在に至る.		
専門	電気通信材	料		(I	博)