Measurement Method for Ferrite Core Permeability Dispersion Using a Microstrip Line

Hiroaki Kato Non-member (Mie University)
 Tomohiko Kanie Non-member (Mie University)
 Masato Adachi Non-member (Mie University)
 Yuichi Noro Non-member (Mie University)
 Takashi Takeo Member (Mie University)

Keywords : ferrite, permeability dispersion, RF

Because of recent developments in information technologies, RF devices are required to operate in an extremely wide frequency range. For example, RF splitters, which consist of transformers using a ferrite core, need an operation frequency range of 10MHz to 2,600MHz in CATV systems. Therefore, in order to investigate a device performance, it is important to know or measure the permeability dispersion of ferrite cores in this frequency range. This paper describes a relatively simplified method for measuring magnetic permeability of ferrite cores.

The present method uses three kinds of microstrip line circuits, i.e. one having a test sample (ferrite core) mounted on it, one with a non-magnetic core instead of the ferrite, and with an impedance-matching resistor only, as shown in Fig. 1. As a first step, from the three reflection coefficients measured for the above mentioned circuits, the impedance Z_{Mf} of the ferrite core coil is determined as below.

$$Z_{Mf} = \frac{(\cos kL + j \frac{Z_L}{Z_0} \sin kL)Z_M - (Z_L \cos kL + jZ_0 \sin kL)}{\cos kL + j \frac{Z_L}{Z_0} \sin kL},$$

where $k = 2\pi / \lambda_g$, $\lambda_g = \lambda / \sqrt{\epsilon_{eff}}$, λ : the wavelength in a vacuum, ϵ_{eff} : the effective permittivity of the substrate, L : the length of the microstrip line between the ferrite core and the resistor, Z_0 : the characteristic impedance of the microstrip line, Z_M : the impedance of the microstrip line circuit with the ferrite core (Fig. 1), Z_L : the impedance of the resistor. Then, the real and imaginary parts of the complex permeability are determined using

$$\mu' = \frac{X_M}{2\pi f L_0}, \quad \mu'' = \frac{R_M}{2\pi f L_0},$$

where R_M and X_M are the real and imaginary parts of Z_{Mf} , respectively, f is the frequency, and L_0 is the inductance of the

non-magnetic core coil.

In order to investigate the measurement accuracy of the present method, we have run an electromagnetic simulation in a frequency range of 1MHz to 1GHz. Permeability dispersion data obtained with the simulation were compared to those published by a ferrite core manufacturer, revealing that although there is certain differences in absolute values between the two, their frequency profiles are in good agreement.

Experiments corresponding to the computer simulation were also done. The experimental results are shown in Fig. 2 together with the published data. As can be seen from the figure, the experimental data corrected on the basis of the simulation and the published data agree well for the real part of the complex permeability. On the contrary, a mismatch between the imaginary parts for the two becomes relatively large in lower frequencies. This is probably because the resistance component of the ferrite core coil is fairly small in this region, possibly leading to large measurement errors.

The method proposed in this study is advantageous in that the measurement setup is relatively small sized and less expensive to implement, and constraint with regard to the sample size is less stringent. The reduction of the measurement errors as well as compensation for obtaining the absolute permeability dispersion are subjects for future study.

Fig. 1. Microstrip circuits used in this study

Fig. 2. Experimental results of permeability in the case of $n = 2t$

マイクロストリップ線路を利用したフェライトコア透磁率分散測定法

非会員 加藤 弘晃* 非会員 蟹江 知彦*
 非会員 安達 雅人* 非会員 野呂 雄一*
 正 員 竹尾 隆*

Measurement Method for Ferrite Core Permeability Dispersion Using a Microstrip Line

Hiroaki Kato*, Non-member, Tomohiko Kanie*, Non-member, Masato Adachi*, Non-member,
 Yuichi Noro*, Non-member, Takashi Takeo*, Member

This paper describes a method for measuring magnetic permeability dispersion of ferrite cores widely used in RF devices such as splitters in CATV systems. The present method has a step of measuring reflection coefficients for three kinds of microstrip line circuits, one having a test sample (ferrite core) mounted on it, one with a non-magnetic core instead of the ferrite, and one with an impedance matching resistor only. From the three reflection coefficients derived, the impedances of the coils with the ferrite and non-magnetic cores, respectively, are calculated and the complex permeability is determined by dividing the impedance of the ferrite core coil by the reactance component of the non-magnetic core coil. In this paper, the accuracy of the proposed method is discussed through an electromagnetic simulation and then the calculated results are compared with the experiments, indicating the validity of the method.

キーワード : フェライト, 透磁率分散, 高周波

Keywords : ferrite, permeability dispersion, RF

1. まえがき

フェライトは、例えば CATV 用分配器を構成する高周波トランスのコア部材などとして広く利用されているが、こうした CATV 用分配器などの高周波デバイスは、最近のブロードバンド化に伴って、きわめて広範囲の周波数帯域での動作が求められるようになってきている。フェライトを利用した高周波デバイスの特性は、当然ながらフェライトの材料特性、すなわち透磁率に大きく左右されることから、デバイスの広帯域化を検討するためには、フェライト透磁率の分散性、すなわち周波数依存性を把握することが非常に重要である。

上述した CATV の分野では、加入者側から局への伝送である上りの帯域 10MHz~50MHz と、逆の局側から加入者への伝送である下りの帯域 90MHz~770MHz に、集合住宅などにおける共聴システムの使用帯域を合わせると、10MHz~2.6GHz といった超広帯域での動作が要求されることにな

る。従って、そこに使われる高周波トランスのフェライトコアに対してはその帯域での材料特性、なかでも特に透磁率分散特性の把握と、それに基づくデバイス特性評価が不可欠となる。透磁率分散特性を含めた、フェライトコアの諸パラメータと高周波トランスの伝送特性との関係についてはこれまでいくつかの報告がある⁽¹⁾⁽²⁾。しかし、これらの研究では、フェライトの透磁率分散特性として、代表的なパラメータ値に基づく近似式を用いている。実際のデバイス製造においては、磁性材料の透磁率分散特性が必ずしもわかっていない場合も多く、詳細なデバイス設計を行うには透磁率分散の測定が重要となる。

従来、高周波材料透磁率測定法としては導波管法や共振器法、自由空間法があり⁽³⁾⁽⁴⁾、これらの方法はそれぞれ一長一短があるため周波数帯域など用途に応じて使い分けがなされている。CATV 用分配器の高周波トランスに用いられるフェライトコアに対しては、前述したような動作帯域が要求されることを考慮すると、従来法のなかでは導波管（同軸管）法が適しているものと考えられる。ところが、この方法では測定サンプルを導波管の中に隙間なく収めるように寸法を加工する必要があるとか、治具が高価であると

* 三重大学大学院工学研究科物理工学専攻
 〒514-8507 三重県津市栗真町屋町 1577
 Mie University,
 1577 Kurimamachiya-cho, Tsu, Mie 514-8507

いった課題もある。

筆者らは、フェライトコアの透磁率分散を測定しようとする際のこうした従来法におけるサンプル加工性などの問題点を回避すべく、マイクロストリップ線路 (MSL) を利用した簡便な測定法を検討している^{(5)~(7)}。この論文では、本測定法の概要について述べるとともに、電磁界シミュレーションおよび実験によって本測定法の妥当性について検討した結果を報告する。

2. MSL を利用した透磁率分散測定法

〈2・1〉 測定配置 本研究で提案しているマイクロストリップ線路を用いた透磁率測定法で用いる回路を図 1 に示す。本測定法では 3 種類のマイクロストリップ回路を用いる。つまり、図 1(a)に示すように、線路長 L' で特性インピーダンス 50Ω のマイクロストリップ線路 MSL1 のあとに、被測定サンプルである数ターンの巻き線を巻いたフェライトコア材 (トランス) を実装し、そのあとさらに線路長 L でやはり特性インピーダンス 50Ω の MSL2 を介して抵抗値 50Ω のチップ抵抗で終端した回路 A と、この回路 A と同様の構成ではあるがフェライトコアの代わりに非磁性材料から形成されたコア材を実装した回路 B と、線路長 L' の MSL1 のあとに終端抵抗のみを接続した回路 C の 3 種類である。回路 A および B を 50Ω の抵抗で終端している理由は、以下で説明する測定をインピーダンス整合に近い状態で行うことによって測定精度を向上させるためである。

〈2・2〉 測定原理 このように準備した 3 種類の回路基板それぞれに対してまず反射係数 Γ_M' , Γ_N' , Γ_R' を求める。次に、例えばフェライトコアが実装された回路 A における長さ L' の MSL1 の終端での反射係数 Γ_M を、マイクロストリップ線路部分に相当する位相を補正することによって、

Fig. 1. Microstrip circuits used in this study.

Fig. 2. Equivalent circuits at the end of MSL1 in Fig. 1.

$$\Gamma_M = \Gamma_M' \cdot \exp(j2kL') \quad (1)$$

として求める。ここで、 $k = 2\pi/\lambda_g$, $\lambda_g = \lambda/\sqrt{\epsilon_{eff}}$, λ : 真空中の波長, ϵ_{eff} : 基板の実効比誘電率, である。また、マイクロストリップ線路は無損失と仮定している。同様に、回路 B および C の MSL1 終端における反射係数 Γ_N, Γ_R が求まる。

ここで MSL1 終端から右側を見た等価回路を図 2 に示す。ここで、回路 A, B, C において MSL1 の終端から右側を見たインピーダンスをそれぞれ Z_M, Z_N, Z_R とする。まず回路 C については終端抵抗のみとなり (図 2(b)), 抵抗のインピーダンスを Z_L とすると $Z_R = Z_L$ である。低周波領域においては Z_L は純抵抗 (50Ω) と見なせるが、周波数が高くなるとリアクタンス成分が生じてくる。よって、 $Z_L = R_C + jX_C$ と表記することにする。一方、回路 A および回路 B の等価回路は図 2(a) のように表すことができる。図中の Z_{Mf}, Z_{Nf} はそれぞれフェライトコアおよび非磁性体コア部分のインピーダンスである。以下、回路 A を例に、反射係数 Γ_M からインピーダンス Z_{Mf} を求める手順について説明する。

フェライトコア部分の F 行列は、

$$\begin{pmatrix} 1 & Z_{Mf} \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (2)$$

また、線路長が L である MSL2 の F 行列は、

$$\begin{pmatrix} \cos kL & jZ_0 \sin kL \\ j\frac{1}{Z_0} \sin kL & \cos kL \end{pmatrix} \quad (3)$$

で与えられる。ここで、 Z_0 はマイクロストリップ線路の特性インピーダンスである。以上から、フェライトコアと MSL2 を縦続接続した回路全体の F 行列は、

$$\begin{pmatrix} \cos kL + j\frac{Z_{Mf}}{Z_0} \sin kL & Z_f \cos kL + jZ_0 \sin kL \\ j\frac{1}{Z_0} \sin kL & \cos kL \end{pmatrix} \quad (4)$$

となる。このことから、MSL1 の終端部である端子 a-b から見たインピーダンス Z_M は、

$$Z_M = \frac{(\cos kL + j\frac{Z_{Mf}}{Z_0} \sin kL)Z_L + (Z_{Mf} \cos kL + jZ_0 \sin kL)}{\cos kL + j\frac{Z_L}{Z_0} \sin kL} \quad (5)$$

と表される。この式を、 Z_{Mf} に関して解くと、

$$Z_{Mf} = \frac{(\cos kL + j\frac{Z_L}{Z_0} \sin kL)Z_M - (Z_L \cos kL + jZ_0 \sin kL)}{\cos kL + j\frac{Z_L}{Z_0} \sin kL} \quad (6)$$

が得られる。フェライトコアを非磁性材料に置き換えた場合に対しても同様の計算を行い、空芯コアのインピーダン

ス Z_{Nf} を求める。

本研究の透磁率測定法は、周囲媒体全体が非磁性体と磁性媒体（測定サンプル）である場合それぞれのトランス部分のインピーダンスの比から透磁率を測定しようとするものである。従って、以上の手順で求めた磁性体および非磁性体のコア部分のインピーダンス Z_{Mf} 、 Z_{Nf} をもとに（ $Z_{Mf} = R_M + jX_M$ とおき、 Z_{Nf} の抵抗成分は小さいのでこれを無視して純リアクタンス $Z_{Nf} \cong jX_N$ と見なして）、複素透磁率を

$$\mu' - j\mu'' = Z_{Mf} / Z_{Nf} \cong (R_M + jX_M) / jX_N \quad (7)$$

から求める。すなわち、磁性体コアの複素透磁率 $\mu = \mu' - j\mu''$ の実部および虚部を、

$$\mu' = \frac{X_M}{2\pi f L_0}, \quad \mu'' = \frac{R_M}{2\pi f L_0} \quad (8)$$

として算出する。ここで、 f ：周波数、また L_0 は

$$L_0 = \frac{X_N}{(2\pi f)} \quad (9)$$

で与えられる空芯インダクタンスである。

3. 電磁界シミュレーションによる評価

〈3・1〉 モデリング 2 章で示した透磁率測定手順からなる本測定法の妥当性を評価するために、まず電磁界シミュレーションを行った。計算には有限要素法に基づく電磁界解析ソフトウェア JMAG-Studio Version 8.0（（株）日本総研ソリューションズ）を利用した。シミュレーションにおいてはまず、図 1 に示した測定回路基板に相当するモデルを作成する。図 3 にはフェライトコアを基板実装した回路 A に対するモデルを一例として示す。また、モデリングで仮定した諸元を表 1 に掲げる。マイクロストリップ線路 MSL1、MSL2 の特性インピーダンス Z_0 は 50Ω とし、それぞれの長さは $L' = 4.5 \text{ mm}$ および $L = 2.5 \text{ mm}$ とした。基板のコア実装領域には切り欠き部が設けてあり、コア材はその切り欠き部内において中心軸が基板上面と同じ高さになるように設置されている。コア巻線の巻き数 n は、図 4 に示すような $n = 1t$ と $n = 2t$ を検討した。 $n = 1t$ は導線がコアをまっすぐに貫く構造、 $n = 2t$ は導線がコアに 1 回巻かれた構造（図 3 も参照）を指している。また、計算においては、透磁率分散特性及び誘電率として、あとで示す実験に用いたフ

Fig. 3. Mesh model for the electromagnetic simulation.

ェライトコアに対してメーカーが公表している値⁽⁸⁾（表 1）を使用した。

以下、計算で仮定した透磁率分散と、2 章で説明した測定原理で求められた値とを比較することによって、本測定法の妥当性を評価した。

〈3・2〉 シミュレーション結果 以上の回路基板に対して、2 章の測定手順で説明したようにして、周波数範囲 1MHz～1GHz にわたって各回路基板に対する反射係数 Γ' を求め、(1)式に従って MSL1 の長さ $L' = 4.5 \text{ mm}$ に対する位相補正を行って MSL1 終端部における反射係数 Γ を求め

Table 1. Parameters of a test circuit board

Ferrite core length	3.0mm
Ferrite core outer diameter	3.5mm
Ferrite core inner diameter	1.0mm
Ferrite core initial permeability	100
Ferrite core permittivity	14
Microstrip line width	2.0mm
Length of MSL1	4.5mm
Length of MSL2	2.5mm
Substrate thickness	1.2mm
Substrate permittivity	4.4

Fig. 4. Configuration of core windings (a) $n = 1t$ and (b) $n = 2t$.

Fig. 5. Smith charts obtained with the simulation.

た。

次に、こうして求められた反射係数 Γ から、

$$Z = Z_0 \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \dots\dots\dots (10)$$

によって、磁性体コア、空芯コア、チップ抵抗という 3 種類の基板に対するインピーダンス $Z_M, Z_N, Z_R (= Z_L)$ を求め

る。

求めた各インピーダンスの周波数依存性をスミスチャートで表すと図 5 のようになる。図 5(a) からわかるようにフェライトコアが実装された回路 A のインピーダンス Z_M は周波数が増大するにつれて抵抗成分とリアクタンス成分の両方が増える。一方、空芯（非磁性体）コアが実装された回路 B の場合には、インピーダンス Z_N の抵抗成分はほぼ 50Ω で一定のままであり、周波数の増大につれてリアクタンス成分のみが増大する（図 5(b)）。また、(6) 式にならって求めた空芯コアのインピーダンス Z_N は全周波数範囲にわたってほぼ誘導性であり、抵抗成分が無視できる、すなわち $Z_N \cong jX_N$ と表すことができることがわかる（図 5(d)）。

これらのインピーダンス値をもとに、(8) 式に従って透磁率を計算した結果を図 6 および図 7 に示す。図 6 は巻き数 $n = 1t$ に対する結果、図 7 は $n = 2t$ に対する結果である。図中にはシミュレーションで仮定した透磁率分散値（メーカー公表値）も併記されている。これらの図からわかるように、メーカー公表値と本測定法による推定値との間には絶対値的には差が見られるものの、透磁率の分散特性、すなわち周波数特性の形状は両者で非常によく一致している。〈2・1〉節で述べたように本測定法は、周囲媒体全体が非磁性体である場合と測定磁性媒体（測定サンプル）である場合それぞれのときに巻線に流れる電流によって発生する磁束の比、すなわちトランス部分のインピーダンスの比から透磁率を測定しようとするものである。従って、磁性体サンプルを測定するときには巻線の周囲は測定対象である磁性体ですべて占められているのが理想的である。言い換えると、巻線の周囲、特に巻線の近傍に測定対象でない媒体（今の場合は空気）が存在することは誤差要因になると思われる。このように、同軸管法などで測定されたメーカー公表値との間に絶対的なずれが生じる原因の一つは、本測定法がコアからの漏れ磁束の影響を受けるためと考えられる。この真値とのずれの補正に関しては、補正係数を設定するなどの手段が考えられる。例えば一つの補正方法として、本測定法で測定された透磁率の値とコアの寸法をもとに、シミュレーションから得られる補正係数テーブルから補正値を求める手法が考えられる。後述の実験ではこうした補正方法を用いた測定結果を示す。しかし一方で、見方を変えたと、本手法で測定される複素透磁率は、基板にフェライトコアを実装した状態における実効的な透磁率ということもできる。

また、巻き数による違いを比較した場合、複素透磁率の実部と虚部の両方とも $n = 1t$ と $n = 2t$ の間にはほとんど差は見られないことがわかる。

4. 実験

〈4・1〉 測定治具 3 章において電磁界シミュレーションによって検討した本測定法の妥当性を実験によっても確認するために、図 1 に相当する測定治具を試作して測定を行った。図 8 には試作した回路基板の一例を示す。図 8(a)

Fig. 6. Calculated results of permeability in the case of $n = 1t$.

Fig. 7. Calculated results of permeability in the case of $n = 2t$.

Fig. 8. Fabricated test circuit boards.

は測定サンプルであるフェライトコアが実装された回路基板、図 8(b)はチップ抵抗のみ実装した基板である。コネクタには SMA (50Ω) を使用している。基板材料としては厚み 1.2mm の CEM-3 基板 (誘電率 $\epsilon=4.4$) を用いた。マイクロストリップ線路の特性インピーダンスは 50Ω に設計されている。フェライトコアとしては、表 1 に掲げたシミュレーションで使ったものと同じ寸法及び材料特性のものを用いた。また、非磁性体コアとしてはセラミック材料の“ホットベール (住金セラミックス (株), 誘電率 $\epsilon=7.0+j0.028$)”を用いた。シミュレーション結果でも触れたように、終端抵抗に使用しているチップ抵抗の値は厳密には個体差があるため、測定においては同じ抵抗を 3 種類の回路において付け替えて繰り返し使用するようにした。

〈4・2〉 測定方法 測定ではまず、2 章で説明した手順に従って各基板に対する反射係数をネットワークアナライザ (アドバンテスト製: R3767CG) を用いて測定した。このとき、専用の校正治具を作製して、校正点がマイクロストリップ線路 MSL1 の終端部分に設定されるようにした。このようにして、電磁界シミュレーションで説明した MSL1 終端での反射係数を測定した。

測定した回路インピーダンスの一例をスミスチャートの形で図 9 に示す。図の結果は、フェライトおよびホットベールのコアを実装した回路 A および B に対して測定された Z_M , Z_N である。測定周波数は 300KHz $\sim$ 3GHz である。低周波領域においてはほぼ 50Ω の純抵抗とみなせるが、周波数の増大とともに抵抗、リアクタンスともに増大していることがわかる。一方、コア材として“ホットベール”を用いた回路 B のインピーダンスは高周波領域でも抵抗成分はほとんど変わらず、リアクタンス成分のみが増大することがわかる。

これらの測定値を用い、2 章で説明した手順で複素透磁率を求めた結果を、メーカ公表値とともに図 10 および図 11 に示す。図 6, 7 と比較するとわかるように、まず透磁率の実部に関しては、シミュレーション結果と周波数プロファイルはほぼ一致している。しかし、メーカ公表値とは一定のずれが生じている。一方、虚数部分に関しては、低周波領域において誤差が大きい。図 10, 11 には前節のシミュレーションで説明した補正方法で補正した結果も記載した。この補正の結果、真値とのずれは、複素透磁率の実部につ

Fig. 9. Smith charts obtained with the experiments.

Fig. 10. Experimental results of permeability in the case of $n = 1t$.

Fig. 11. Experimental results of permeability in the case of $n = 2t$.

いては平均でおよそ 20%以内に収まるようになる一方で、虚数部の低周波領域では依然として大きなずれ（特に $n=2t$ の場合）がみられる。その理由としては、以下のことが考えられる。すなわち、空芯のコイル（非磁性体コア使用時）のインダクタンスを L_0 とすると、フェライトコア使用時のトランス部分のインピーダンスは $Z_{Mf} = R_M + jX_M = j(\mu' - j\mu'')\omega L_0$ (ω : 角周波数) で与えられるが、(8)式で述べたように複素透磁率の虚数部 μ'' はこのインピーダンスの実部 $R_M = \omega\mu''L_0$ から求められる。ところが、低周波領域 (ω が小さいところ) では μ'' も小さく (図 6, 7 の(b)を参照), その結果, Z_{Mf} の抵抗成分 R_M が非常に小さくなり, その分, 測定誤差が相対的に大きくなると考えられる。さらに, 巻き数によるこの測定誤差への影響を比較すると, インダクタンス L_0 は基本的には巻き数 n が減る (巻線が短くなる) につれて減少するため, 巻き数の少ない $n=1t$ の方がさらにインピーダンスは小さくなり, 測定誤差がより大きくなるものと考えられる。このことが, 図 10, 図 11 において $n=2t$ の方が低周波側で透磁率の虚数部分の測定誤差が大きい理由と推察される。その改善策としては, コアを複数個縦列に配置してインピーダンスを大きくして測定するなどの方法が考えられるが, 今後の検討課題にしたい。

5. あとがき

以上, 高周波トランスに利用されるフェライトコアの透磁率分散特性を測定するための方法を提案し, 電磁界シミュレーションと実験の両面から本手法の有効性について検討した。本測定法の特長は, 測定治具が小型でかつ比較的安価であること, 測定サンプルの寸法に対する制約に柔軟性があること, 等である。後者に関して, 例えば GHz 帯域の測定で一般的な同軸管法の場合では, 中心導体と外導体との間に隙間ができないようにサンプル (高周波トランスでは数 mm の寸法のものがほとんどである) を加工する必要があるが, 本手法ではそのような厳密な試料加工は不要である。まず透磁率の真値と測定値との間には絶対的な差が存在するものの, 周波数特性の形状は非常によく一致することがわかった。測定誤差はシミュレーションを利用した補正によってかなり改善されることもわかったが, 詳細な補正方法については今後の課題としたい。複素透磁率の虚数部分に対して特に低周波領域において誤差が大きい点の改善策については, 測定時の校正方法や回路定数の見直しを行うことの他, コアを複数個縦列に配置してインピーダンスを大きくして測定するなどの方法が考えられるが, 上述したようにこの点についても詳細は今後の検討課題としたい。

(平成 19 年 3 月 14 日受付, 平成 19 年 8 月 10 日再受付)

文 献

- (1) T. Kanie, T. Takeo, H. Ito, R. Hashimoto, and T. Azakami : "Frequency-Range Widening of Three-Transformer CATV Divider Using a

Bead Type Ferrite Core", *The Transactions of IEICE*, Vol.J83-C, No.4, pp.276-284 (2000) (in Japanese)

蟹江知彦・竹尾 隆・伊藤治彦・橋本礼治・阿座上孝 : 「ビーズ型フェライトコアを用いた 3 トランス方式 CATV 分配器の広帯域化」, 信学論, J83-C, 4, pp.276-284, 清水康敬 (2000)

- (2) T. Kanie, H. Kato, Y. Noro, T. Takeo, K. Oda, and H. Ito : "Study on Transmission Characteristics of Transformers of RF Splitter", *IEICE Transactions on Electronics*, Vol.E90-C, No.6, pp.1329-1335 (2007)

- (3) 杉浦 行 : 「電磁波妨害波の基本と対策」, (社) 電子情報通信学会, pp.101-110 (1995)

- (4) 橋本 修 : 「高周波領域における材料定数測定法」, 森北出版, pp.1-10 (2003)

- (5) T. Kanie, H. Kato, Y. Noro, T. Takeo, K. Oda, and H. Ito : "Measurement of Permeability Dispersion of RF Transformer Ferrite Cores", 2006 Tokai-Section Joint Conference of the 8 Institutes of Electrical and Related Engineers, O-184 (in Japanese)

蟹江知彦・加藤弘晃・野呂雄一・竹尾 隆・小田 究・伊藤治彦 : 「高周波トランス用フェライトコアの透磁率分散特性の測定」, 平成 18 年度電気関係学会東海支部連合大会, O-184 (2006)

- (6) H. Kato, T. Kanie, Y. Noro, T. Takeo, K. Oda, and H. Ito : "Electromagnetic Simulation for Permeability Dispersion Measurement Circuit of Ferrite Cores", 2006 Tokai-Section Joint Conference of the 8 Institutes of Electrical and Related Engineers, O-183 (in Japanese)

加藤弘晃・蟹江知彦・野呂雄一・竹尾 隆・小田 究・伊藤治彦 : 「フェライトコア透磁率分散測定回路の電磁界シミュレーション」, 平成 18 年度電気関係学会東海支部連合大会, O-183 (2006)

- (7) T. Kanie, H. Kato, Y. Noro, T. Takeo, K. Oda, and H. Ito : "Simplified Method for Measuring Magnetic Permeability Dispersion of RF Ferrite Cores", Vol.J90-C, No.4, pp.394-395 (2007) (in press) (in Japanese)

蟹江知彦・加藤弘晃・野呂雄一・竹尾 隆・小田 究・伊藤治彦 : 「高周波用フェライトコア透磁率分散特性の簡易測定法」, 信学論, J90-C, 4, pp. 394-395 (2007)

- (8) 「Ni 系 CORE(材料特性) テクニカルデータ」, HL-F11, 日立金属株式会社, 1995-11 (s) HT3

加 藤 弘 晃

(非会員) 1981 年生。2006 年三重大学工学部物理工学科卒業。現在, 三重大学大学院工学研究科博士前期課程在籍。高周波デバイスの電磁界シミュレーション解析に関する研究に従事。

蟹 江 知 彦

(非会員) 1962 年生。1985 年名城大学理工学部電気工学科卒業。1995 年北陸先端大学院博士前期課程修了。同年, 川内職業能力開発短期大学校電子科講師, 1999 年近畿職業能力開発大学校助教授, 2001 年(有) 青山テクノロジー代表取締役(兼, 近畿職業能力開発大学校客員教授)。現在, 三重大学大学院工学研究科博士後期課程在籍。高周波受動回路, 光 CATV システムの研究および情報通信関連の職業訓練業務に従事。技術士(電気電子)。電子情報通信学会会員。

安 達 雅 人

(非会員) 1984 年生。2007 年三重大学工学部物理工学科卒業。現在, 三重大学大学院工学研究科博士前期課程在籍。高周波デバイスの電磁界シミュレーション解析に関する研究に従事。電子情報通信学会会員。

野 呂 雄 一

(非会員) 1962 年生。1984 年三重大学工学部電気工学科卒業。1986 年同大学院修士課程修了。同年同大助手。1994 年同講師, 1996 年同助教授。現在に至る。騒音データの解析, 音響信号のデジタル処理に関する研究に従事。工博。電子情報通信学会, 音響学会各会員。

竹 尾 隆

(正員) 1953 年生。1976 年名古屋大学工学部電気工学科卒業。1978 年 3 月名古屋大学大学院博士前期課程修了。同年, 名古屋市工業研究所入所。2005 年三重大学工学部物理工学科教授。2006 年 8 月三重大学大学院工学研究科物理工学専攻教授。現在に至る。この間, 光ファイバセンサの開発や光 CATV システムの伝送特性評価をはじめとした光・高周波応用技術に関する研究に従事。工博。電子情報通信学会, 応用物理学会, レーザー学会, 計測自動制御学会各会員。