

変位電流を考慮したMHz帯DC-DCコンバータの特性解析法

Performance Analysis of MHz Band DC-DC Converters by Considering Displacement Current

光武 義雄* · 平田 勝弘**

Yoshio Mitsutake Katsuhiko Hirata

MHz帯域で駆動するトランスを用いたDC-DCコンバータの特性解析において、数十kHz程度までの比較的low周波では無視できた変位電流を考慮する3次元有限要素法を用いることで、高精度に予測できる方法を開発した。この解析法を用いてトランスの等価回路を導出し、コンバータの入出力特性と効率を算出するとともに実機による測定結果との比較検証を行い、実機における電流・電圧波形が良好に再現できていることから、高精度な解析が可能であることを確認している。

In the performance analysis of a DC-DC converter using a transformer driven in the MHz band, a high-accuracy performance prediction method has been developed using the three-dimensional Finite Element method that takes into consideration the displacement current, which tends to be neglected in the relatively low frequency range of up to several tens of kHz. While deriving an equivalent circuit of a transformer with this analysis method, the input/output characteristics and efficiency of the converter is calculated and compares with the measured result of an actual converter. Good reproduction of the current and voltage waveform of the actual converter ensures highly accurate analysis using our developed method.

1. ま え が き

パワーエレクトロニクス機器において、小型・高効率化設計は非常に重要な課題であり、そのための効率や力率の評価には入出力の電圧・電流波形の正確な把握が必要である。そのためには、数値解析法を用いた動的特性予測は有用である。筆者らも、これまでに外部回路を考慮した3次元有限要素法を用い、数十kHz程度までの比較的low周波域で駆動するトランスの動的特性解析法について検討を行ってきた^{1), 2)}。しかしこの解析法では、kHz帯域で駆動するトランスでは無視できる変位電流の影響も、本稿で用いるような金属板を使った巻線（バスバー）のトランスをMHz帯域で使用した場合、実測値と数%の差異が生じるため無視できない³⁾。また、トランスの入力電圧波形が矩形波になる場合などでは過渡解析を行う必要があるが、3次元有限要素法では莫大な計算時間を要するという問題もある。

今回、MHz帯域で駆動するトランスを使用したDC-DCコンバータの動的特性予測法において、変位電流を考慮した有限要素法による解析結果と回路シミュレーションとを組み合わせることにより、実用的な計算時間でコンバータ

の過渡解析を行う方法を開発したので報告する。

最初にトランス単体において、負荷を50Ωとして、入力波形を正弦波で駆動周波数を0.1～10MHzまで変化させた場合の入出力電力およびその比率から算出される効率を数値解析で算出し、実測値との比較検証を行う。次に、この解析結果からトランス単体での等価回路モデルを導出し、DC-DCコンバータの回路解析に適用することによりコンバータ全体の入出力特性予測を行い、さらに実測結果との比較検証の結果からこの解析法の有効性を確認する。

2. トランス単体での有限要素解析

2.1 基礎方程式

Maxwellの方程式による電磁界の基礎方程式は以下のよう表される。

$$\text{rotH} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \quad (1)$$

$$\text{rotE} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (2)$$

$$\text{divB} = 0 \quad (3)$$

$$\text{divD} = \rho \quad (4)$$

* 先行技術開発研究所 Advanced Technologies Development Laboratory

** 大阪大学大学院 工学研究科 Graduate School of Engineering, Osaka University

ここで、 H は磁界強度、 J は電流密度、 D は電束密度、 E は電界強度、 B は磁束密度、 ρ は電荷密度であり、これらには以下の関係がある。

$$B = \mu H \quad (5)$$

$$D = \epsilon E \quad (6)$$

$$J = \sigma E \quad (7)$$

ここで、 μ は透磁率、 ϵ は誘電率、 σ は導電率である。

また、 B はベクトルポテンシャル A を用いて以下のように表される。

$$B = \text{rot}A \quad (8)$$

式 (5) と式 (8) を式 (1) に代入し、次式が得られる。

$$\text{rot} \left(\frac{1}{\mu} \text{rot}A \right) = \text{rot}(\nu \text{rot}A) = J + \frac{\partial D}{\partial t} \quad (9)$$

ここで、 ν は磁気抵抗率である。また、式 (8) を式 (2) に代入し、次式が得られる。

$$E = - \left(\frac{\partial A}{\partial t} + \text{grad} \phi \right) \quad (10)$$

ここで、 ϕ は電気スカラーポテンシャルである。

時間領域における磁界の基礎方程式は式 (7)、式 (9)、式 (10) を用いて以下のように表される^{4), 5)}。

$$\text{rot}(\nu \text{rot}A) = J_0 + J_e + \frac{\partial D}{\partial t} \quad (11)$$

$$J_e = -\sigma \left(\frac{\partial A}{\partial t} + \text{grad} \phi \right) \quad (12)$$

ここで、 J_0 は強制電流密度、 J_e は渦電流密度である。

式 (11)、式 (12) において、磁性材料の非線形特性を考慮しなくてもよい場合、周波数領域の磁界の基礎方程式は以下のように表される。

$$\text{rot}(\nu \text{rot}A) = J_0 + J_e + j\omega D \quad (13)$$

$$J_e = -\sigma(j\omega A + \text{grad} \phi) \quad (14)$$

式 (13)、式 (14) において、 ν 、 J_0 、 J_e 、 D 、 σ 、 A は複素数および複素ベクトルであり、 ω は角周波数である。本解析では、変位電流 $j\omega D$ は式 (13) において考慮され

ている。

2.2 解析モデル

図1に解析を行う MHz 帯で駆動するトランスのプロトタイプタイプの概観を示す。二つの角柱形フェライトをコアとし、その中心をコイル配線ブロックで結合する形となっている。図2にトランスの基本構造を示す。二つのフェライトコアは角柱形で、中心部に配線を貫通させるための空隙が設けられている。コアの材質は Mn-Zn フェライトで、導電率は 5 S/m 、比誘電率は 12 である。また、コアの比透磁率の周波数特性を図3に示す。

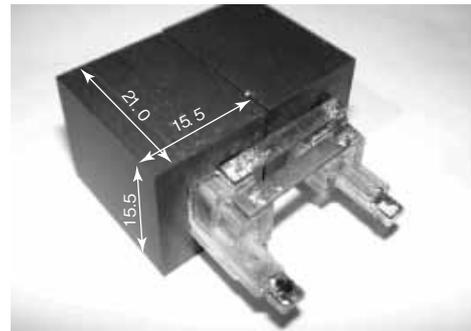
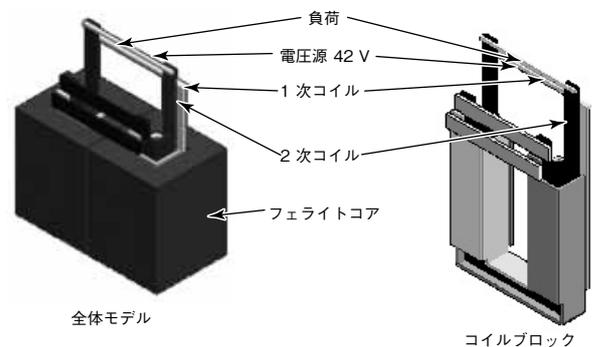
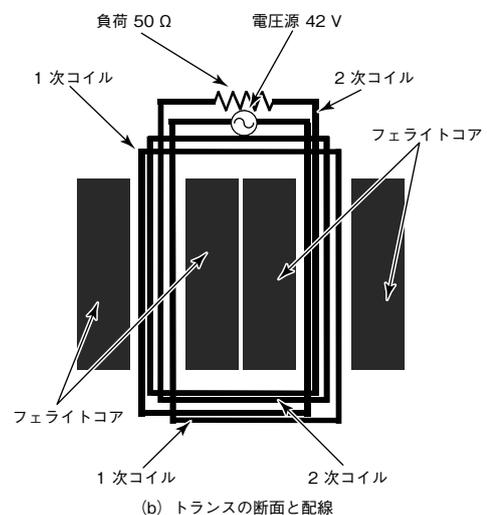


図1 使用するトランスのプロトタイプ



(a) トランスの形状モデル



(b) トランスの断面と配線

図2 解析モデル

コイル配線ブロックは2ターンの1次コイルおよび2次コイルで構成されており、導電率が $5.8 \times 10^7 \text{ S/m}$ の銅製のバスバーを用いてフェライトコアの中心に挿入されている。1次コイルには42 Vの正弦波電圧を印加し、2次コイルには負荷として50 Ωの抵抗を接続している。これは通常のトランスの巻線と異なり、バスバー配線ブロックを用いることで組立工程を簡素化できる特徴があるが、コイルの巻数が少なくなるため高周波で駆動することを前提とした構造となっている。この条件での駆動においてはコアの磁束密度が1 mT以下となり未飽和領域であるため、図3に示す複素透磁率を用いて線形解析を行う。

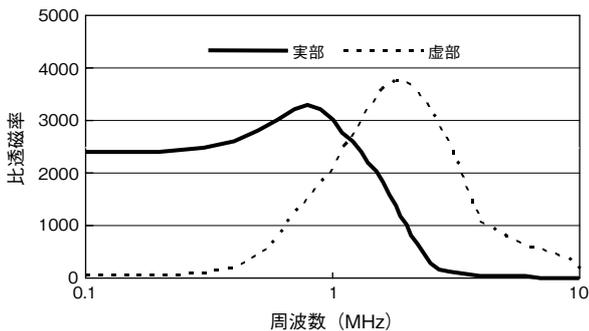


図3 Mn-Znフェライトの複素透磁率特性

2.3 MHz帯でのトランスの入出力特性

このモデルおよび条件において、入力電圧を42 Vで駆動周波数を0.1 ~ 10 MHzまで変化させた場合のトランス単体での入出力特性を算出し、実測値との比較を図4に示す。

この結果から、トランス単体での入出力特性に関しては、解析の妥当性が確認できる。また、本トランスは0.5 MHz以下での効率が急激に悪化しているが、これは巻数が少なくインダクタンスが小さいため、低周波域では1次電流が増大することが原因である。なお、解析周波数ごとにモデルの要素数が異なるために一概に比較することはできないが、周波数10 MHz、要素数約70万要素における解析時間は約220分 (Pentium4, 2.8 GHz) である。

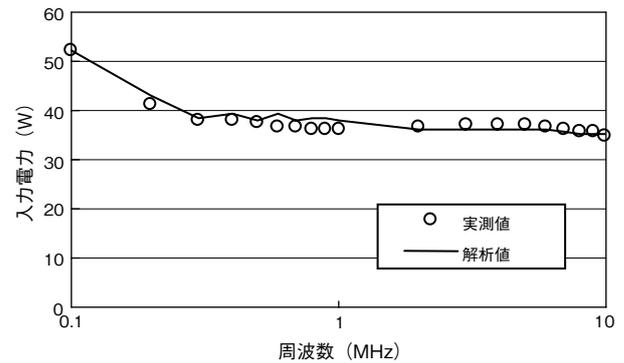
3. 回路シミュレーションによる特性解析

3.1 トランスの等価回路パラメータの導出

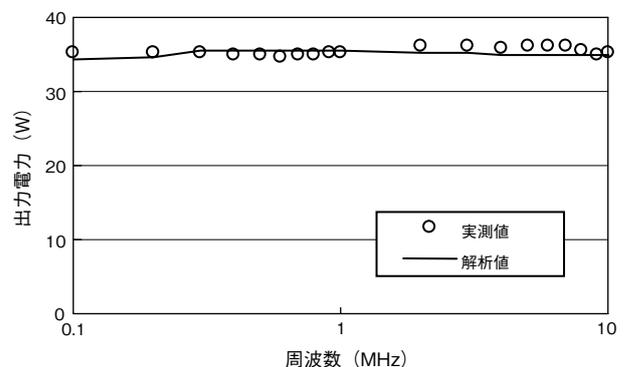
本トランスをDC-DCコンバータに適用するとき、ほとんどの場合で入力電圧波形は矩形波となる。したがって、周波数領域での有限要素解析をそのまま適用することは難しくなる。また、時間領域での有限要素解析では過渡状態から定常状態までの解析となり、同じメッシュモデルを用いて1周期を100分割、定常状態に至るのに10周期程度必要となる場合、解析時間は周波数領域での解析と比較して500倍程度の約1800時間となる。

そこで筆者らは、前節で解析を行った結果からトランス

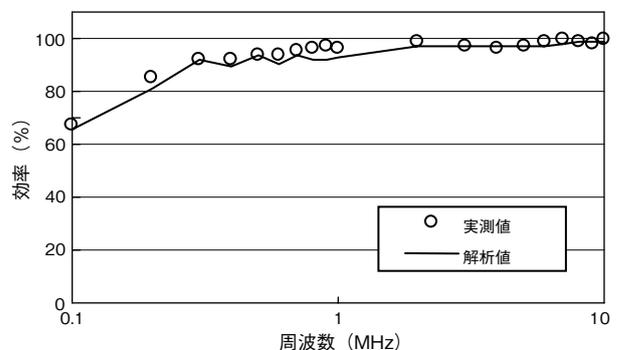
の等価回路定数を導出して回路シミュレーションを行い、実用可能な時間での特性予測法を開発する。



(a) 入力電力



(b) 出力電力



(c) 効率

図4 トランス単体の入出力特性

通常のトランスの等価回路では1次コイルと2次コイルの巻数が多く、密着して巻かれているため各コイルの線間容量を考慮する必要があるが、このトランスでは1次コイルと2次コイルの巻数が2ターンと少ないため無視できる。一方、1次コイルと2次コイルは幅広なバスバー配線を平行に配線しており、両コイル間の容量結合を考慮する必要がある。インダクタンスと抵抗は、実機で回路パラメータを導出する際の試験（短絡試験、開放試験）と同様の条件で導出される。すなわち、負荷抵抗をバスバーで短絡させて0 Ωとした場合（短絡モデル）と、負荷を除去して抵抗を無限大とした場合（開放モデル）の解析結果からこれらを算出する。コイル間の容量Cについては以下の式から導

出する。

$$C = \epsilon_0 S / d \quad (15)$$

ここで、 S は 1 次および 2 次のバスバー配線の対向面積、 d は配線間距離である。

このように導出したトランスの等価回路モデルを図 5 に示す。

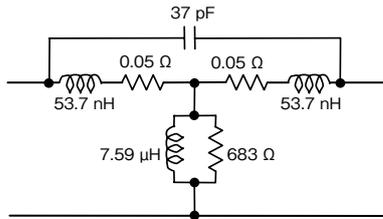


図5 トランスの等価回路

3.2 トランスの等価回路における妥当性確認

図 5 に示した等価回路の妥当性を確認するため、トランス単体での負荷特性について等価回路から算出した結果と実測値の比較を行う。駆動周波数 1 MHz、正弦波電圧 42 V を印加し、負荷抵抗を 10 ~ 255 Ω まで変化させた場合のトランスの入出力電力と効率について、回路シミュレーションを用いて算出した値と実測値を図 6 に示す。この図から、重負荷から軽負荷まで本トランスの等価回路は実際をよく再現できており、その妥当性が確認できる。

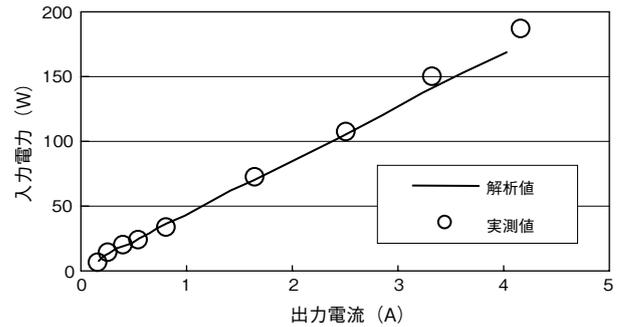
3.3 DC-DCコンバータの入出力特性解析

これまでの検討結果を用い、図 7 に示す DC-DC コンバータの入出力特性解析を行う。

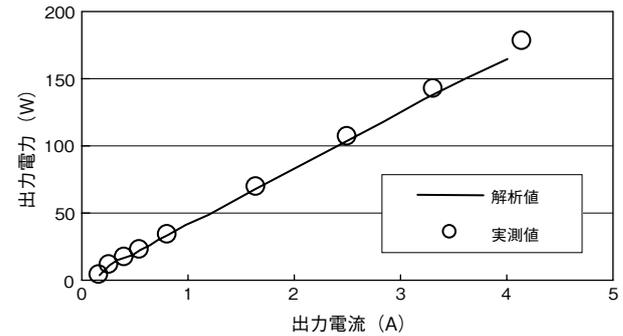
この回路においてはコアの偏磁を防ぐため、1 次側にリセット回路が付加されており、コンバータの駆動周波数は FET のスイッチング周期と同期する。トランスの印加電圧は矩形波である。ダイオード D1 ~ D3 に関して、オン抵抗 (R_{on}) は 250 mΩ、オフ抵抗 (R_{off}) は 2 MΩ、スレッシュホールド電圧 (V_{th}) は 0.3 V である。また、FET は図 8 に示す等価回路で置き換えられ、 R_{on} は 1 Ω、 R_{off} は 1.6 MΩ、 V_{th} は 3.47 V であり、ダイオード D4 の R_{on} は 290 mΩ、 R_{off} は 1.6 MΩ、 V_{th} は 0.6 V である。

図 9 に負荷抵抗 50 Ω 時の入力電圧と入力電流の波形、出力電圧波形の解析結果と実測値の比較を示す。解析結果と実測値の波形はよく一致しているが、入力電圧波形の実測値が ON 期間の後半において徐々に減少しているのは FET の発熱による R_{on} の増大の影響であると考えられる。

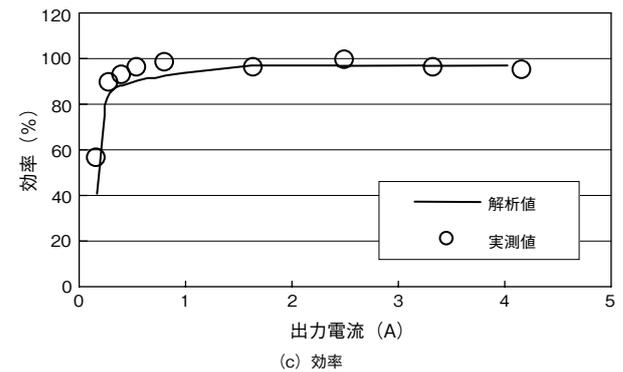
また、この条件において負荷を 50 ~ 1000 Ω まで変化させた場合の出力電流と出力電圧の関係について解析結果と実測値の比較を図 10 に示す。この図から DC-DC コンバータの負荷特性においても妥当性が確認できる。



(a) 入力電力



(b) 出力電力



(c) 効率

図6 トランス単体の負荷特性

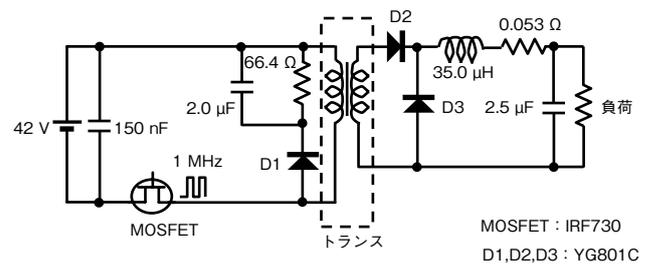


図7 DC-DCコンバータ

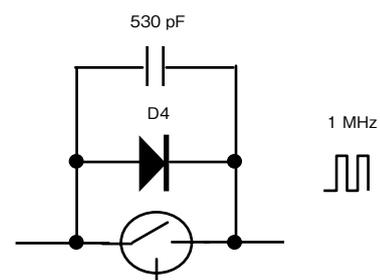
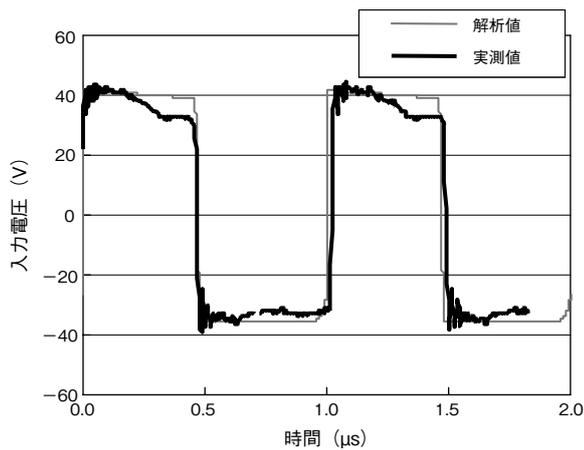
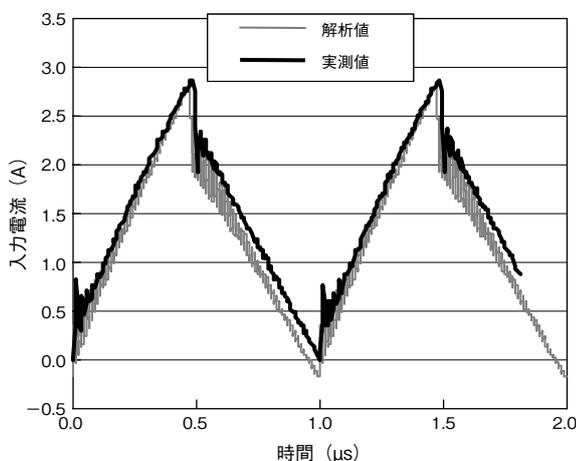


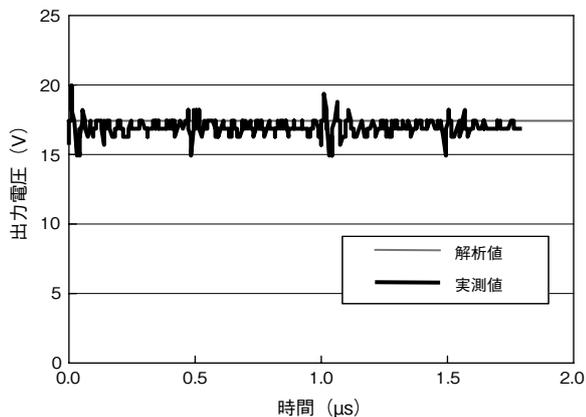
図8 MOSFETの等価回路



(a) トランスの入力電圧波形



(b) トランスの入力電流波形



(c) 出力電圧波形

図9 1 MHz 駆動時のDC-DCコンバータの各部波形

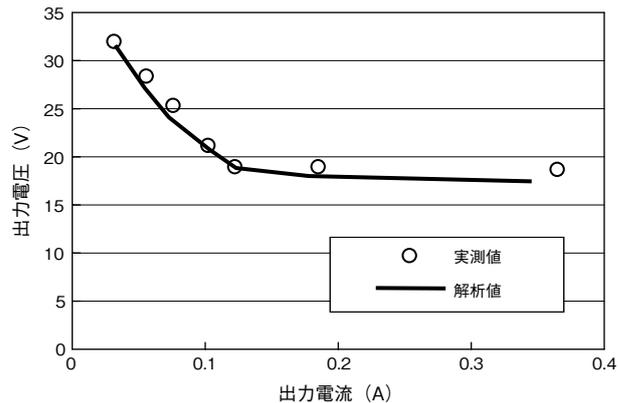


図10 DC-DCコンバータの負荷特性

4. あとがき

MHz帯域で駆動するトランスを用いたDC-DCコンバータの特性解析において、数十kHz程度までの比較的low周波では無視できた変位電流を考慮する3次元有限要素法を用いることで、高精度に予測できる方法を開発した。この解析法を用いてトランスの等価回路を導出し、コンバータの入出力特性と効率を算出するとともに実機による測定結果との比較検証を行い、実機における電流・電圧波形が良好に再現できていることから、高精度な解析が可能であることを確認した。

今後は課題となるMHz帯域での非線形材料の取扱いや、それに伴う計算時間の増大に対する検討などに取り組んでいく。

本研究の推進にあたり、指導いただいた同志社大学 理工学部 石原 好之 教授に感謝の意を表します。

*参考文献

- 1) K. Hirata, Y. Mitsutake, and Y. Tamai : Dynamic Performance Analysis of Rapid-start Ballast using 3-D Finite Element Method, T. IEE Japan, Vol. 122-D, No. 3, p. 241-246 (2002)
- 2) K. Hirata, Y. Mitsutake, Y. Ishihara and T. Todaka : Numerical Method for the Performance of a Separate-Type Transformer Connected to Battery Charger, IEEE TRANS. MAG., Vol. 31, No. 3, p. 2123-2126 (1995)
- 3) Y. Mitsutake, K. Hirata, K. Niwa and Y. Ishihara : Performance Analysis of MHz Band Transformer Taking Account of Displacement Current, IEEJ TRANS. IA, Vol. 126, No. 2, p. 131-136 (2006)
- 4) Y. Kawase, T. Mori, K. Hirata and Y. Mitsutake : Performance Analysis of Electromagnetic ID Transmission System Using 3-D Finite Element Method, IEEE TRANS. MAG., Vol. 34, No. 5, p. 3206-3209 (1998)
- 5) T. Ota, K. Hirata, Y. Mitsutake and Y. Kawase : Impedance Characteristics Analysis of Magnetic Type Angle Sensor in High Frequency Region, IEEJ Trans. IA, Vol. 125, No. 5, p. 426-431 (2005)

◆執筆者紹介



光武 義雄
先行技術開発研究所



平田 勝弘
大阪大学大学院
博士 (工学)