三次元非線形磁気回路に基づく高周波用フェライト直交磁心の解析

正員 一ノ倉 理 (東北大学) 学生員 吉田 洋 (東北大学)

正員 田島 克文 (秋田大学)

Analysis of Ferrite Orthogonal-Core for High Frequency Region Based on Three-Dimensional Nonlinear Magnetic Circuit

Osamu Ichinokura, Member, Hiroshi Yoshida, Student Member (Tohoku University), and
Katsubumi Tajima, Member (Akita University)

This paper presents an operating analysis of ferrite orthogonal-core for high frequency power control and power conversion. The analysis is based on the three-dimensional magnetic circuit of the orthogonal-core, and is called reluctance network analysis. The magnetization characteristics of the ferrite orthogonal-core are calculated accurately by using the reluctance network analysis. On the basis of the obtained magnetization curves, we can analyze the operating characteristics of the various application circuits of the orthogonal-core. For an example, the control characteristics of high frequency variable inductor using the ferrite orthogonal-core are calculated in this paper.

キーワード：フェライト直交磁心，高周波可変インダクタ，Reluctance Network Analysis，SPICE

1. まえがき

2個のU形磁心を空間的に90度転移接続した直交磁心は、磁気特性の非線形性を積極的に利用した磁気デバイスであり、可変インダクタ、パラメトリック変圧器、周波数通倍器、波形変換器など多岐の応用を有する⁽¹⁾⁻⁽⁶⁾。

例えば、パラメトリック変圧器は、直交磁心の2次巻線に同調用コンデンサを接続し、1次側から交流励磁を加えたときに生じるパラメトリック発振現象を利用するもので、定電圧、過負荷保護、ノイズフィルタの機能を具備するため、高信頼度の要求される電源への応用が期待される。

また、直交磁心の2次巻線に交流電圧を印加し、1次側を方形波インバータで励磁すれば、任意の直流電源から2次側に容易に電力が供給されることに着目し、太陽電池と既存の交流系統を簡単かつ安全に結ぶためのdc-ac連系用変換器が考案された⁽⁶⁾。住宅用太陽光発電システムへの適用を目的として4.5kVAのdc-ac連系用変換器が試作され、実太陽光試験の結果良好な特性が得られている⁽⁷⁾。

一方、直交磁心の1次側を直流で励磁する回路は可変インダクタと呼ばれ、磁気式発振器の周波数制御や⁽⁸⁾、電力系統の無効電力制御への応用が試みられてきた⁽⁹⁾⁻⁽¹⁰⁾。1997年には、直交磁心形可変インダクタを用いて三相100kVAの無効電力補償方式の配電系統電圧調整器が開発され、6.6kVの高圧配電系統でフィールド試験が行われ、所期の成果が得

られている⁽¹¹⁾⁻⁽¹³⁾。

さらに近年、スイッチング電源において、半導体の高速スイッチングに伴って発生するスイッチング損失と電磁ノイズの低減を目的として、LC共振を利用したいわゆるソフトスイッチング方式の共振形dc-dcコンバータが提唱されている。その共振周波数制御に可変インダクタを利用する方式が提案され、高効率かつ低ノイズの民生用電源として実用されている⁽¹⁴⁾。

以上のように、直交磁心は商用周波数から高周波領域にわたり種々の応用を有するが、立体的かつ複雑な磁束分布を有する非線形磁気デバイスであるため、定量的な動作解析は必ずしも容易ではなかった。

先に筆者らは、直交磁心をいくつかの直方体要素に分割し、それぞれを三次元非線形磁気抵抗で表現することにより直交磁心の磁化特性を算定する、いわゆるReluctance Network Analysis (以下RNA法と略記)を提案した。方向性ケイ素鋼板を使用した直交磁心に適用したところ、磁化特性の定量的な計算が可能であることが明らかになった^{(15),(16)}。

さらに、この磁化特性曲線に基づく直交磁心の応用回路の解析手法を考案し、商用周波数で動作するパラメトリック変圧器やdc-ac変換器の解析に適用した結果、電力変換特性などの動作特性が精度良く算定されることが明らかになった^{(17),(18)}。

しかしながら、高周波領域における直交磁心の解析・設

計に関する検討は未だ十分になされていない。筆者らは、高周波領域における直交磁心とその応用回路の解析を目的として、先に提案した RNA 法に基づき、高周波用小形フェライト直交磁心の磁化特性算定を行うとともに、200kHz で動作する直交磁心形可変インダクタの解析を行った。その結果、本手法が高周波領域における直交磁心の動作解析と設計に有用であることが明らかになった。

本論文はこれらの成果について述べるものである。

2. RNA 法による磁化特性の算定

〈2・1〉 直交磁心の基本動作 図 1 に本論文で使した直交磁心の形状と寸法を示す。磁心材質は Mn-Zn フェライト(BH2)であり、重量は 3.4g である。図 2 に直交磁心の巻線配置を示す。 N_1 、 N_2 はそれぞれ 1 次および 2 次巻線、 i_1 、 i_2 は 1 次および 2 次巻線電流を示す。破線で表される ϕ_1 、 ϕ_2 は 1 次および 2 次磁心磁束の流れを概略的に示したものである。

直交磁心は、1 次巻線と 2 次巻線間の相互誘導結合が極めて小さく通常の変圧器としては動作しない。しかしながら、1 次と 2 次の磁路が一部共有されていること、および磁心が非線形磁気特性を有するため、1 次側から励磁を加えると接合部を中心として共通磁路が磁気飽和を生じ、磁気抵抗が増大する結果、2 次側巻線のインダクタンスが減少する。

単位 [mm]

図 1 直交磁心の形状と寸法

Fig. 1 Structure and dimensions of orthogonal-core.

図 2 直交磁心の巻線配置と磁束の概略の流れ

Fig. 2 Windings arrangement and schematic diagram of the fluxes of the orthogonal-core.

図 3 フェライト直交磁心で測定された磁化特性

Fig. 3 Magnetization characteristics measured in the ferrite orthogonal-core.

図 3 に、供試フェライト直交磁心において、1 次磁束をパラメータとしたときの 2 次側磁化特性の実測値を示す。ここで磁気特性のヒステリシスは無視している。これを見ると、直交磁心の 1 次側から励磁を加えると 2 次側の磁化特性が見かけ上変化して 2 次巻線の実効的インダクタンスが減少することがわかる。この磁化曲線は直交磁心の応用回路の動作解析の基礎特性であり、最適設計のためには磁化特性の算定が必要になる。

〈2・2〉 磁化特性の算定 直交磁心は立体的な磁路を有するため、磁化特性の算定には磁心材質の非線形磁気特性と磁束分布を考慮する必要がある。有限要素法による解析も可能であるが、直交磁心のように非線形性が強く、磁束密度分布の大きい磁気デバイスの計算では、計算時間の増大や計算機容量による制約などの問題が指摘される。ここでは、筆者らの提案による三次元非線形磁気回路に基づく RNA 法を適用して直交磁心の磁化特性の算定を行った。

RNA 法では、図 4 のごとく直交磁心をいくつかの直方体要素に分割し、それぞれの要素を三次元方向の 6 個の非線形磁気抵抗で表現する。図 5 は磁心部の磁気回路モデルである。計算においては漏れ磁束を考慮するために、磁心外空間も要素一層分を解析対象に入れている。このときの全要素数は 200 となる。

巻線による起磁力については、図 6 のように、磁心脚部を 2 分してその間に集中して配置した。図において V_{1a} 、 V_{1b} 、 V_{1c} は 1 次巻線電流による起磁力であり、1 次巻線が並列結線され、1 脚あたりの巻数を N_1 とすれば、1 次電流 i_1 を用いて

$$V_{1a}=V_{1b}=V_{1c}=(1/2)N_1i_1 \quad (1)$$

さらに、それぞれの起磁力による磁束を ϕ_{1a} 、 ϕ_{1b} 、 ϕ_{1c} とすれば、1 次磁束は次式で与えられる。

$$\phi_1=\phi_{1a}+\phi_{1b}+\phi_{1c} \quad (2)$$

図4 直交磁心の分割図と単位磁気回路

Fig. 4 Division of orthogonal-core and expression by magnetic circuit.

図5 直交磁心の三次元磁気回路モデル

Fig. 5 Three dimensional magnetic circuit model of orthogonal-core.

図6 巻線電流による起磁力の配置

Fig. 6 Arrangements of MMF due to winding currents.

V_{2a}, V_{2b}, V_{2c} は2次巻線電流による起磁力であり、2次磁束の計算も1次側と同様である。

三次元非線形磁気回路モデルに基づき、1次及び2次起磁力を指定して1次及び2次磁束を計算すれば、直交磁心の磁化特性が算定される。計算において磁心部の磁気抵抗の

図7 60°Cにおける Mn-Zn フェライトの B-H 特性

Fig. 7 B-H characteristic of Mn-Zn ferrite at 60°C.

特性はフェライトの B-H 曲線と要素寸法から決定され、磁心外空間は真空中の透磁率と要素寸法から与えられる⁽¹⁵⁾。フェライトの磁化特性は温度によって大きく変化するが、一般の電子機器の使用温度は 60°C 程度であるため、ここでは 60°C における B-H 曲線のカタログ値を使用した。

図7に Mn-Zn フェライト(BH2)の 60°C における磁化曲線のカタログ値とその近似曲線を示す。ここで近似曲線は次式に基づいて計算した。

$$H = \alpha_1 B + \alpha_m B^m \quad (3)$$

式(3)において、次数 m は3以上の奇数であり、飽和が急峻な磁化曲線ほど次数は高くなる。 α_1 、 α_m は材質により決まる磁化係数である。図7の近似曲線においては $m=17$ 、 $\alpha_1=151.54[\text{Am}^{-1}/\text{T}]$ 、 $\alpha_{17}=1.133 \times 10^8 [\text{Am}^{-1}/\text{T}^{17}]$ である。

以上より計算したフェライト直交磁心の磁化特性を図8に示す。同図は種々の1次磁束値に対する2次側の磁化特性であり、実線が計算値を示している。これを見ると、

図8 フェライト直交磁心の磁化特性算定結果

Fig. 8 Calculation results of the magnetization curves of the ferrite orthogonal-core.

磁化曲線の立ち上がり部分で計算値と実測値に差異が認められる点を除けば両者は比較的良好な一致を示しており、RNA法の妥当性が了解される。

3. 可変インダクタの解析

前章で述べたように、RNA法では直交磁心を非線形磁気回路網で表現して起磁力と磁束の関係を求めている。磁気回路と電気回路の双対性より、起磁力を電圧、磁束を電流とみなせば、磁化特性の計算にSPICEなどの汎用の電気電子回路シミュレータが利用できる。これに対して、直交磁心の応用回路の解析では、外部電気回路と直交磁心の磁気回路を同時に計算する必要があるため、そのままSPICEを適用することはできない。

著者らはこのような解析として、(1)電気回路と磁気回路を適切な回路で結合する方法と、(2)直交磁心を等価的な電気回路モデルに変換する方法を提案した⁽¹⁷⁾⁽¹⁸⁾。以下、これらの手法を高周波可変インダクタの解析に適用してみる。

<3・1>連成モデルによる解析 図9に直交磁心形可変インダクタの基本回路を示す。同図において×が直交磁心を表す。2次巻線 N_2 には交流電源を接続し、1次巻線 N_1 に直流電流 i_1 を流せば、2次巻線のインダクタンスが減少するため、2次電流 i_2 を制御することが可能である。 R_c は実験の便宜上挿入した抵抗である。

いま、直交磁心の1次及び2次巻線抵抗を r_1 、 r_2 とすれば次式が成り立つ。

$$V_{dc} = (R_c + r_1)i_1 + N_1(d\phi_1/dt) \quad (4)$$

$$v_2 = r_2i_2 + N_2(d\phi_2/dt) \quad (5)$$

図9 直交磁心形可変インダクタの基本回路

Fig. 9 Fundamental circuit of orthogonal-core type variable inductor.

直交磁心の巻線電流が与えられれば三次元磁気回路から1次および2次磁束が求められる。したがって電気回路と磁気回路の間に磁束を電圧に変換する回路を付加すれば、電気回路と三次元磁気回路を同時に解析する、いわゆる回路-磁場連成解析が可能になる⁽¹⁸⁾。

図10に直交磁心を用いた可変インダクタの連成解析モデルを示す。同図において破線内が磁束-電圧変換回路である。 N_1i_1 、 N_2i_2 はそれぞれ1次及び2次電流で制御される従属電圧源であり、このときの1次及び2次磁束が三次元磁気回路によって計算される。磁束-電圧変換回路の ϕ_1 、 ϕ_2 はこれらの磁束で制御される従属電流源であり、インダクタンス L_1 及び L_2 をそれぞれ1次及び2次巻数 N_1 、 N_2 に選べば $e_1 = N_1(d\phi_1/dt)$ 、 $e_2 = N_2(d\phi_2/dt)$ となり、それぞれ(4)、(5)式中の1次及び2次巻線の誘導起電力に等しくなる。したがって、これらの電圧で制御される従属電圧源 e_1 、 e_2 を1次および2次回路に配置すればSPICEが適用できる。

図11に直流制御時の2次巻線電流波形の計算結果と実測結果を示す。2次側交流電源の周波数は200[kHz]とし、1次および2次巻線の巻数はともに20[turns]とした。波形を見ると、実測波形と計算波形には多少差異が認められるが、振幅などは比較的良好な一致を示していることがわかる。誤差の原因は電源や配線のインピーダンスの影響と考えられる。

(a)計算結果

(b)実測波形

図11 2次巻線電流波形

Fig. 11 Waveforms of the secondary winding current at $f=200\text{kHz}$, $E_2=30\text{V}$, $I_1=500\text{mA}$.

図10 可変インダクタの回路-磁場連成解析モデル

Fig. 10 Electric and magnetic coupling model of the orthogonal-core.

図 12 可変インダクタの制御特性

Fig. 12 Control characteristic of the variable inductor.

図 12 に 1 次電流平均値 I_1 に対する 2 次電流実効値 I_2 の変化を示す。同図より、1 次直流電流の大きい領域で誤差が増大する傾向が認められるが、広い範囲にわたって計算値と実測値はほぼ一致していること、200 kHz の高周波領域でも比較的良好な制御特性が得られていることがわかる。

<3.2>電気回路モデルによる解析 前節では直交磁心の三次元磁気回路と外部電気回路を適当な中間回路によって結合させ、SPICE シミュレーションを行った。この手法は直交磁心の動的磁束分布を考慮した解析が可能という特徴を有する。さらに、磁気抵抗に直列にインダクタンスを挿入すれば、鉄損もある程度計算できる⁽¹⁶⁾。しかしながら、一般に鉄損と磁束密度の関係は非線形なため、インダクタンスも非線形になり、計算時間は増大する。また三相応用など、直交磁心を複数台使用する場合、三次元磁気回路を用いた回路シミュレーションは大規模になり、計算時間も長大となる。

これに対して文献(17)で提案した直交磁心の電気回路モデルでは、インダクタンスと 2 種類の非線形従属電流源で直交磁心の磁化特性と鉄損特性を表現できるため、三次元磁気回路を使用する場合と比較して計算時間は短縮される。

図 13 に、直交磁心の電気回路モデルによる SPICE シミュレーション回路を示す。この電気回路モデルでは、直交磁心の磁化特性は線形のインダクタンス L_1 , L_2 と電流制御形

図 13 電気回路モデルによる可変インダクタの SPICE シミュレーション回路

Fig. 13 SPICE implementation of the variable inductor using electric circuit model of the orthogonal-core.

(a)計算結果

(b)実測波形

図 14 電気回路モデルによる 2 次電流計算結果

Fig. 14 Waveforms of the secondary winding current calculated by the electrical circuit model of the orthogonal-core.

の非線形従属電流源 F_1 , F_2 で表現される。 G_1 , G_2 は鉄損電流を与える電圧制御形非線形従属電流源である。 r_1 , r_2 は 1 次および 2 次巻線抵抗である。計算において、 L_1 , L_2 および F_1 , F_2 は直交磁心の磁化特性から決定され、 G_1 , G_2 は鉄損特性から定められる⁽¹⁷⁾。

図 14 に 2 次巻線電流の計算結果を示す。ここで計算条件は前節の連成解析と同じ $f=200\text{kHz}$, $E_2=30\text{V}$, $I_1=500\text{mA}$ である。これを見ると電気回路モデルによる計算値も実測値と比較的良好な一致を示していること、計算精度は連成解析と同程度であることがわかる。なお、同一のコンピュータで計算させた場合、電気回路モデルによる計算時間は、三次元磁気回路を使った計算の約 1/100 に短縮された。

図 15 は直交磁心の電気回路モデルに基づいて計算した制御特性である。同図より、計算値と実測値は大略一致しており、本手法が高周波領域の応用回路の定量的解析や設計に適用可能であることが了解される。

図 15 電気回路モデルによる可変インダクタの制御特性の計算結果

Fig. 15 Control characteristics of variable inductors calculated by the electric circuit model.

4. まとめ

以上、高周波用フェライト直交磁心の解析について述べた。RNA法によるフェライト直交磁心の磁化特性の算定結果は実測値と良好な一致を示し、本手法がフェライト直交磁心の設計に十分適用できることが明らかになった。

さらに、フェライト直交磁心を用いた高周波可変インダクタの回路解析を目的として、直交磁心の三次元磁気回路と外部電気回路を中間回路で結合させて解析を行った。その結果、200kHzの周波数においても可変インダクタの出力電流および制御特性が十分な精度で算定できることが明らかになった。

また、計算時間の短縮を目的として直交磁心を線形インダクタンスと2種類の非線形従属電流現で表す電気回路モデルを導き、三次元磁気回路モデルと同程度の精度で可変インダクタの特性算定が可能であることを示した。

本論文で述べた解析手法は、直交磁心を対象として著者が考案したものであるが、非線形磁気デバイスとその応用装置の解析に広く適用できるものと考えている。

最後に、本研究に協力いただいた東北大学大学院修士課程修了生佐藤良幸氏（現東北電力株式会社）に感謝する。

（平成11年12月17日受付、平成12年03月22日再受付）

文 献

- (1) S. D. Wanlass, "The paraformer", *IEEE Wescon Tech. Papers*, vol.12, Part 2, 1968.
- (2) W. Z. Fam and G. K. Bahl, "Two related type of parametric transformers", *IEEE Trans. Magn.*, vol. MAG-10, pp. 690-693, 1974.
- (3) Z. H. Meiksin, "Comparison of orthogonal- and parallel-flux variable inductors", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-10, pp. 417-423, 1974.
- (4) K. Murakami and K. Ohno, "A new frequency multiple made of magnetic core with multiple holes", *IEEE Trans. Magn.*, vol. MAG-12, pp. 832-834, 1976.
- (5) O. Ichinokura, S. Kikuchi and K. Murakami, "A new ac power stabilizer using two-orthogonal-core type parametric transformer and variable inductor", *IEEE Trans. Magn.*, vol. MAG-18, pp. 1761-1763, 1982.
- (6) O. Ichinokura, S. Kikuchi and K. Murakami, "Operating characteristics of coupling-decoupling transformer", *IEEE Trans. Magn.*, vol. MAG-19, pp. 2103-2105, 1983.
- (7) 一ノ倉, 前田, 三田村, 高橋, 村上, "プッシュプル方式の直交磁心形 DC-AC 変換器の太陽光発電システムへの適用について", *電気学会論文誌*, vol. 108-D, pp.151-15, 1988
- (8) H. Oka and J. Iwata, "A new frequency modulator using ferrite orthogonal core", *IEEE Trans. Magn.*, vol. MAG-17, pp. 1174-1177, 1981
- (9) O. Ichinokura, T. Tajima and T. Jinzenji, "A new variable inductor for VAR compensation", *IEEE Trans. Magn.*, vol. 29, pp. 3225-3227, 1993.
- (10) O. Ichinokura, T. Kagami, M. Maeda, Y. Wakiya and T. Jinzenji, "High speed variable inductor controlled with dc-dc converter", *IEEE Trans., Magn.*, vol. 31, pp. 4247-4249, 1995.
- (11) 前田, 坂本, 三田村, 一ノ倉, "直交磁心形電力用可変リアクトルの開発", *日本応用磁気学会誌*, Vol. 22, pp. 733-736, 1998
- (12) O. Ichinokura, M. Maeda, M. Sakamoto, K. Mitamura, T. Ito and T. Saito, "Development of 3-Phase 100kVA Orthogonal-Core Type Variable Inductor with Sinusoidal Output", *IEEE Trans. On Magnetics*, Vol. 34, No. 4, pp. 2066-2068, 1998
- (13) 赤塚, 川上, 前田, 高木, 矢萩, 伊藤, 斉藤, 一ノ倉, "直交磁心による 6.6kV 100kVA 級無効電力制御形 AVR の実証試験", 平成 10 年電気学会電力・エネルギー部門大会講演論文集, 569, 1998
- (14) 安村, "直交形トランスを用いた自励発振方式共振形コンバータによるソフトスイッチング電源の実用化", *電気学会論文誌*, Vol.117-D, pp.204-212, 1997
- (15) 田島, 一ノ倉, 加賀, 穴澤, "漏れ磁束を考慮した直交磁心の磁化特性の算定", *日本応用磁気学会誌*, Vol. 16, pp. 407-410, 1992.
- (16) 田島, 一ノ倉, 加賀, 穴澤, "非線形性を考慮した直交磁心の鉄損特性の一算定法", *日本応用磁気学会誌*, Vol. 19, pp. 553-556, 1995.
- (17) O. Ichinokura, K. Sato, K. Tajima and T. Jinzenji: "A SPICE model of orthogonal-core transformer", *J. Appl. Phys.*, vol. 69, pp. 4928-4930, 1991.
- (18) 田島, 加賀, 一ノ倉, "3次元磁気回路と電気回路の直接結合による直交磁心形電力変換器の動作解析", *電気学会論文誌*, Vol. 117-A, pp. 155-160, 1997

一ノ倉 理

(正員) 1951年8月28日生。80年3月東北大学大学院工学研究科電気及通信工学専攻博士後期課程修了,工学博士。同年4月東北大学工学部助手,88年1月同助教授,95年10月同教授,97年4月より同大学大学院工学研究科教授,現在に至る。主としてパワーマグネティクス及びパワーエレクトロニクスの研究に従事。日本応用磁気学会,計測自動制御学会,電気設備学会,IEEE会員

吉田 洋

(学生員) 1975年6月25日生。1999年3月東北大学工学部電気工学科卒業。同年4月同大学大学院工学研究科電気・通信工学専攻博士前期課程に入学,現在に至る。パワーマグネティクスの研究に従事。

田島 克文

(正員) 1965年1月6日生。89年3月東北大学大学院工学研究科電気及通信工学専攻博士前期課程修了。同年4月秋田大学鉱山学部助手,98年3月同講師,現在同大学工学資源学部講師。博士(工学)。主として非線形磁気応用に関する研究に従事。日本応用磁気学会,日本シミュレーション学会,IEEE会員。