# カットコアと積層コアからなる直交磁心型可変インダクタ

# Orthogonal-Core-Type Variable Inductor Consisting of Cut Core and Laminated Core

佐藤翼空<sup>a)†</sup>・中村健二<sup>a)</sup>・大日向敬<sup>b)</sup>・有松健司<sup>b)</sup> <sup>a)</sup>東北大学大学院工学研究科,仙台市青葉区荒巻字青葉 6-6-11 (〒980-8579) <sup>b)</sup>東北電力㈱,仙台市青葉区中山 7-2-1 (〒981-0952)

T. Sato <sup>a)†</sup>, K. Nakamura <sup>a)</sup>, T. Ohinata <sup>b)</sup>, and K. Arimatsu <sup>b)</sup>

<sup>a)</sup> Graduate School of Engineering, Tohoku Univ., 6-6-05 Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai 980-8579, Japan <sup>b)</sup> Tohoku Electric Power Co., Inc., 7-2-1 Nakayama Aoba-ku, Sendai 981-0952, Japan

Variable inductors, which consist of magnetic cores and a primary dc and secondary ac winding, can control the effective inductance of the secondary ac winding continuously with the primary dc current due to the magnetic saturation effect. Therefore, they can be applied as reactive power compensators in electric power systems. Variable inductors have desirable features such as a simple and robust structure, low cost, and high reliability. This paper presents a novel orthogonal-core-type variable inductor composed of two types of cores: a cut core and a laminated core. By combining them, the lamination stacking of both cores can be aligned with each other, thereby preventing short circuits between laminations. In this paper, the basic characteristics of the proposed variable inductor are investigated by both simulation and experiment.

Keywords: Orthogonal-core-type variable inductor, Reluctance network analysis (RNA), Reactive power compensator

#### 1. はじめに

近年、太陽光や風力などの分散型電源の導入拡大により、電力系 統の電圧が不規則かつ急峻に変動する問題が顕在化している.こ れまで系統の電圧調整は負荷時タップ切換変圧器や SVR (Step Voltage Regulator) など、主として機械式接点を有する機器によ り行われてきた.しかしながら、これらの機器は制御がステップ状 になり、またタップ切り換えに時間を要することから、不規則かつ 急峻な電圧変動への対応は困難である.

最近では、パワーエレクトロニクス技術を用いて、高速かつ連続 的に電圧制御が可能な SVC (Static Var Compensator) や STATCOM (Static Synchronous Compensator) などが実用化さ れている<sup>D-3</sup>. しかしながら、これらの機器は一般に高価である. また、大電力を高速にスイッチングした際に生じる高調波や電磁 ノイズの問題も懸念され、特に電力品質と信頼性を重視する我が 国の電力系統には、必ずしも最適であるとは言えない. 以上のこと から、高速かつ連続制御が可能で、安価で信頼性の高い電圧調整装 置の開発が望まれる.

これに対して、直流制御巻線からの励磁により、交流主巻線の実 効的なインダクタンスを任意に調整可能な可変インダクタは、こ れを電力用コンデンサと組み合わせて系統に並列に接続すること で、無効電力補償型の電圧調整装置として応用できる。可変インダ クタは、変圧器と同じ銅鉄機器であることから、構造が極めて簡単 で堅牢、サージ電圧や過電流に対する耐性が高いなど、信頼性が特 に重視される我が国の電力系統に適した特長を有する。

筆者らは、これまでに田形磁心などの種々の可変インダクタの 開発を進めるとともに、高圧配電系統への適用技術に関する検討 を進めてきた 4・ID. その中で直交磁心型可変インダクタは、2 つの カットコアと各々1 つずつの直流制御巻線と交流主巻線のみで構 成されることから、極めてシンプルかつコンパクトであるため、特 に電柱への装柱に適する.しかし、直交磁心は 2 つのカットコア を 90 度回転接合した面で、両コアの積層が直交して層間短絡が生 じ、渦電流が発生するため、これを解決する必要があった.

そこで本論文では、カットコアと積層コアの2 種類のコアから なる新しい直交磁心型可変インダクタを提案する.本可変インダ クタは両コアの接合面で積層が平行に揃うため、層間短絡が生じ ない.提案する可変インダクタについて、リラクタンスネットワー ク解析 (RNA)、並びに試作試験の両面から検討を行ったので報告 する.

#### 2. 提案する直交磁心型可変インダクタの基本構成

Fig.1に、直交磁心型可変インダクタの基本構成を示す. 図中の  $i_1$ は1次側の直流制御巻線電流、 $i_2$ は2次側の交流主巻線電流で ある. また、 $\phi_1$ 、 $\phi_2$ は1次、2次磁束であり、その概略的な流れ を破線で示す. 直交磁心は、カットコア2個を90度回転して接合 した構造を有するため、1次巻線と2次巻線の相互誘導結合は小 さく、通常の変圧器としては動作しない. しかし、1次および2次



**Fig. 1** Basic configuration of conventional orthogonalcore variable inductor.

磁束の磁路が接合面付近で共有されるため、1次側から直流励磁を 加えると共通磁路が飽和し、2次側の交流主巻線の実効的なインダ クタンスが減少する.すなわち、可変インダクタとして動作する.

Fig.2に、直交磁心可変インダクタの基本回路を示す. 同図において記号×が直交磁心を表す. 1 次側の制御巻線 $N_1$ には直流電源, 2 次側の主巻線 $N_2$ には交流電源を接続する. この回路において、制御巻線 $N_1$ に流す直流電流 $i_1$ を調整すれば、主巻線 $N_2$ の実効的なインダクタンスが変化するため、2 次電流 $i_2$ を制御することができる.

このように直交磁心型可変インダクタは、各々1 つずつの制御巻線と主巻線、そして 2 つのカットコアのみで構成されるため、極めてシンプルかつコンパクトである.しかし、Fig.3 に示すように、 直交磁心は 2 つのカットコアが 90 度回転接合した面で両コアの 積層が直交して層間が短絡し、渦電流が生じる問題がある.

そこで本論文では, Fig. 4 に示すカットコアと積層コアの2種 類のコアからなる新しい直交磁心型可変インダクタを提案する. 同図に示すように,本可変インダクタは両コアの接合面で積層が 平行に揃うため,層間短絡が起きない.

次章以降では、提案する可変インダクタについて、RNA と実証 実験の両面から種々の検討を行う.



Fig. 2 Basic circuit of orthogonal-core-type variable inductor.



Fig. 3 Eddy currents caused on contact surface of cut cores.



Fig. 4 Proposed orthogonal-core consisting of cut core and laminated core.

#### 3. 提案する直交磁心型可変インダクタの巻線配置の検討

まず,提案するカットコアと積層コアで構成された直交磁心型 可変インダクタの検証器を試作した. Fig. 5 に検証器の外観を示 す. Fig. 6 は検証器の形状と寸法である. また, Table 1 は諸元で ある. 定格容量は 1.67 kVA, 定格電圧は 200 V である. 磁心材質 は厚さ 0.35 mm の無方向性ケイ素鋼板である.

本可変インダクタは、カットコアと積層コアで構成されるため、 主巻線と制御巻線の配置に2つの選択肢がある.以降の検討では、 カットコアに主巻線、積層コアに制御巻線を配置したものをパタ ーン①と称し、一方これとは逆に、カットコアに制御巻線、積層コ アに主巻線を配置したものをパターン②と称する.

試作した検証器を用いて、パターン①とパターン②のそれぞれ について実験を行った. Fig.7 に、無効電力制御特性の比較を示す. この図を見ると、パターン①では無制御時にも比較的大きな無効 電力が生じてしまっていることがわかる. ここで電力系統におい て、無効電力補償装置から供給される無効電力 *Q* と、それによっ て制御される電圧Δ*V* は、送電線のリアクタンス *X*。と系統電圧 *V* を用いて、次式で表すことができる.

$$\Delta V \approx \frac{X_s}{v} Q \tag{1}$$

上式に従い、無効電力補償装置は系統の電圧変動に応じて、適切な 無効電力を供給することで変動を抑制する.一方、電圧が規定値内 にある時には、無効電力を一切供給しないことが望ましい.すなわ ち、無制御時の無効電力は可能な限り小さい方が良い.このような 観点から、可変インダクタの性能を評価する指標として、無制御時 と全制御時の無効電力の比を用いて両パターンを比較すると、パ ターン①が 7.0、パターン②が 14.6 となり、パターン②の方が優 れていることがわかる.



Fig. 5 Appearance of prototype orthogonal-core-type variable inductor consisting of cut core and laminated core.



**Fig. 6** Shape and dimensions of prototype orthogonal-core-type variable inductor consisting of cut core and laminated core.

Primary dc winding $N_1$	$296 \text{ turns}, 0.460 \Omega$
Secondary ac winding $N_2$	$320 \text{ turns}, 0.500 \Omega$
Core material	Non-oriented Si steel Thickness: 0.35 mm
Rated capacity	1.67 kVA
Rated ac voltage	200 V
Frequency	50 Hz
Primary dc current	0–10 A

**Table 1** Specifications of prototype orthogonal-core-type variable inductor consisting of cut core and laminated core.



**Fig. 7** Comparison of reactive power characteristics according to winding arrangement.

次いで、巻線配置によって無効電力制御特性に差異が生じる原 因を明らかにするため、RNAにより同様の検討を行った.ここで RNAとは、解析対象を複数の要素に分割し、これらを形状・寸法 と材料の磁気特性で決まる磁気抵抗で表すことで、解析対象全体 を一つの磁気抵抗回路網として扱う手法である<sup>12,13</sup>. 有限要素法 (FEM)と比べて解析モデルが簡便で計算が速い、算定精度も比 較的高い、電気系、熱系、運動系との連成解析が容易、汎用の回路 シミュレータをソルバとして利用可能などの特長を有する.

Fig.8に、カットコアと積層コアで構成された直交磁心型可変イ ンダクタの3次元 RNA モデルの一部を示す. 同図中の赤色で示 した磁気抵抗は積層面内の非線形磁気抵抗であり、材料の B-H 曲 線と寸法から与える.一方、黒色の磁気抵抗は積層方向および磁心 外空間を表す線形磁気抵抗である.

上述の3次元RNAモデルを用いて、検証器の解析を行った.諸元はFig.6およびTable1に示したものと同一である.Fig.9に、パターン①とパターン②の無効電力制御特性の比較を示す.実験と同様に、無制御時と全制御時の無効電力の比を求めると、パターン①が13.1、パターン②が34.4となり、実証実験と同様に、パターン②の方が優れていることがわかる.

パターン①の制御特性が悪化する原因について、磁心占積率に 着目して、さらに詳しい検討を行った. Fig. 10 に、磁心占積率を 95%~99%の範囲で変えたときの無効電力制御特性の比較を示す. この図を見ると、磁心占積率の低下に伴い、特に無制御時の無効電 力の値が上昇し、制御特性が悪化していることがわかる.この原因 について説明をするために、Fig. 11 にカットコア側から生じる磁 束の流れの概略を示す.この図からわかるように、カットコア側か ら発生した磁束は積層コア側で積層面を貫くように流れる.これ は磁束がギャップを渡ることと等価であり、磁心占積率の低下は



Fig. 8 Three-dimensional RNA model of orthogonal-core-type variable inductor composed of cut core and laminated core.



Fig. 9 Comparison of reactive power characteristics according to winding arrangement.



Fig. 10 Comparison of reactive power control characteristics by magnetic core occupancy.



Fig. 11 Schematic diagram of magnetic flux flowing from cut core side winding.

実効的なギャップ長の増大につながることから、制御特性が悪化 したと考えられる.特にパターン①では、交流主磁束が積層面を貫 くため、制御特性が大きく劣化したと考えられる.

以上,実証実験およびRNAの結果より,本可変インダクタはカ ットコアに制御巻線,積層コアに主巻線を配置するのが適切であ ることが明らかとなった.

### 4. 10 kVA 級直交磁心型可変インダクタの解析設計・試作試験

前章までの検討に基づき、10kVA級の直交磁心型可変インダク タについて、解析設計と試作試験を行った.

Fig. 12 に, RNA を用いて解析設計した 10 kVA 級の直交磁心 型可変インダクタの形状・寸法を示す. Table 2 は諸元である. 定 格容量は 10 kVA, 定格電圧は 200 V である. 磁心材質は厚さ 0.35 mm の無方向性ケイ素鋼板であり, その占積率は 99%である.

Fig. 13 に、10 kVA 級の直交磁心型可変インダクタの試作器の 外観を示す. 前章の検討結果に基づき、カットコアに直流制御巻線 を、積層コアに交流主巻線を配置している.

Fig. 14 に, 無効電力制御特性の実測値と計算値を示す. この図を見ると, 試作器は線形かつ連続的に無効電力を制 御可能であり, 計算値と良く一致していることがわかる. また, 制御量も制御電流約 7.4 A の時に, 設計通り約 10 kVar まで制御可能であることがわかる.

Fig. 15 は、定格換算した交流主巻線電流の歪み率である. この図を見ると、歪み率の実測値は全制御範囲で4%以下と 非常に低いことがわかる.

以上より,提案する直交磁心型可変インダクタは良好な 制御性と低電流歪み特性を有し,電力系統用の無効電力補 償装置として望ましい性能を有することが明らかとなった.



Fig. 12 10-kVA orthogonal-core-type variable inductor consisting of cut core and laminated core.

Table 2Specifications of 10-kVA orthogonal-core-typevariable inductor consisting of cut core and laminatedcore.

Primary dc winding $N_1$	490 turns, $0.134 \Omega$
Secondary ac winding $N_2$	78 turns, $0.050 \ \Omega$
Core material	Non-oriented silicon steel
	Thickness: 0.35 mm
Rated capacity	10 kVA
Rated ac voltage	200  V
Frequency	$50 \mathrm{~Hz}$
Primary dc current	0–8 A



**Fig. 13** Appearance of 10-kVA prototype orthogonalcore-type variable inductor.



Fig. 14 Calculated and measured reactive power characteristics.



**Fig. 15** Calculated and measured normalized distortion factor of secondary ac current.

### 5. まとめ

本論文では、従来の直交磁心型可変インダクタで問題と なっていた接合面での層間短絡を解決するため、カットコ アと積層コアの2種類のコアで構成される新しい直交磁心 型可変インダクタを提案した.

まず始めに、小容量の検証器を用いて、提案する可変イ ンダクタの巻線配置について検討を行った結果、カットコ アに直流制御巻線、積層コアに交流主巻線を配置するのが 適切であることが明らかとなった.

次いで,10kVA 級の可変インダクタについて,解析設計 および試作試験を行った結果,提案する直交磁心型可変イ ンダクタは良好な制御性と低電流歪み特性を有し,電力系 統用の無効電力補償装置として望ましい性能を有すること が明らかとなった.

今後は,100 kVA 級の大容量器の解析設計と試作試験を 行う予定である.

#### References

- T. Hayashi and T. Sakurai: *T. IEE Japan*, **117-B**, 901-904 (1997) (in Japanese).
- S. Irokawa: *T. IEE Japan*, **115-B**, 1019-1022 (1995) (in Japanese).
- 3) F. Ichikawa: *T. IEE Japan*, **112-B**, 461-464 (1992) (in Japanese).
- O. Ichinokura, T. Jinzenji, and K. Tajima: *IEEE Trans.* Magn., 29, 3225-3227 (1993).
- M. Maeda, S. Akatsuka, T. Ito, and O. Ichinokura: J. Magn. Soc. Jpn., 23, 1787-1792 (1999) (in Japanese).
- K. Nakamura, O. Ichinokura, M. Kawakami, M. Maeda, S. Akatsuka, K. Takasugi, and H. Sato: *IEEE Trans. Magn.*, 36, 3565-3567 (2000).
- K. Nakamura, S. Akatsuka, T. Ohinata, M. Kawakami, M. Maeda, H. Sato, and O. Ichinokura: *T. IEE Japan*, **122-B**, 295-300 (2002) (in Japanese).

- K. Nakamura, S. Hisada, K. Arimatsu, T. Ohinata, K. Sakamoto, and O. Ichinokura: *IEEE Trans. Magn.*, 44, 4107-4110 (2008).
- K. Nakamura, T. Ohinata, K. Arimatsu, K. Sakamoto, and O. Ichinokura: *IEEJ Trans. on Fundamentals and Materials*, 128, 511-516 (2008).
- 10) K. Nakamura, K. Honma, T. Ohinata, K. Arimatsu, T. Kojima, M. Yamada, R. Matsumoto, M. Takiguchi, and O. Ichinokura: *IEEE Trans. Magn.*, **51**, 8402104 (2015).
- 11) K. Nakamura, Y. Yamada, R. Nono, T. Ohinata, K. Arimatsu, and O. Ichinokura: *IEEE Trans. Magn.*, **53**, 2600204 (2017).
- O. Ichinokura, K. Tajima, K. Nakamura, and Y. Yoshida: "Jikikairoho niyoru Mota no Kaiseki Gijutsu," Kagaku Gijutsu Shuppan (2016) (in Japanese)
- K. Nakamura and O. Ichinokura: *IEEJ Trans. on Fundamentals and Materials*, **128**, 506-510 (2008).

#### 2021 年 9 月 25 日受理, 2021 年 11 月 8 日採録