

Copyright ©2025 by the Magnetics Society of Japan. This article is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY 4.0) http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/

T. Magn. Soc. Jpn. (Special Issues)., 9, 60-65 (2025)

<Paper>

RNA による永久磁石を有する直交磁心型可変インダクタの鉄損算定 Iron Loss Calculation of Orthogonal-Core-Type Variable Inductor with Permanent Magnets by RNA

畠山駿斗^{a)†}・中村健二^{a)}・大日向敬^{b)}・有松健司^{b)} ^{a)}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) ^{b)}東北電力㈱,仙台市青葉区中山 7-2-1 (〒981-0952)

H. Hatakeyama ^{a)†}, K. Nakamura ^{a)}, T. Ohinata ^{b)}, and K. Arimatsu ^{b)} ^{a)} Tohoku University, Graduate School of Engineering, *6-6-11 Aoba Aramaki Aoba-ku, Sendai 980-8579, Japan* ^{b)} Tohoku Electric Power Co., Inc., *7-2-1 Nakayama Aoba-ku, Sendai 981-0952, Japan*

Variable inductors, consisting of magnetic cores, primary dc windings, and secondary ac windings, can control the effective inductance of the secondary ac windings by applying a primary dc current due to the magnetic saturation effect. Therefore, they are applicable as reactive power compensators in electric power systems. In a previous study, a novel orthogonal-core-type variable inductor with permanent magnets was proposed. The proposed variable inductor can regulate the effective reactive power from leading to lagging by controlling the primary dc current from positive to negative. Consequently, line voltage can be increased or decreased without using power capacitors. In this paper, first, the iron loss characteristics of prototype orthogonal-core-type variable inductors with permanent magnets are measured. Next, the RNA model is applied to calculate both the iron loss in silicon steel sheets and the eddy current loss caused by the flux penetrating through the sheets. As a result, it is revealed that the proposed RNA model can calculate iron loss accurately.

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

1. はじめに

自然エネルギーを活用した分散型電源の普及に伴い、電力系統の電圧が不規則かつ急峻に変動する問題が顕著になっている.従来、電力系統の電圧調整には、負荷時タップ切換変圧器や SVR

(Step Voltage Regulator) などの機械接点を有する機器が用いら れてきた.しかしながら,これらの機器は接点の切り換えに時間を 要し,かつ制御もステップ状になることから,不規則かつ急峻な電 圧変動への対応は難しい.

近年では、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) が実用化されて いる^{1)・3)}. しかし、これらの機器は高価である.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、特に電力品質や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、安価で高品質・高信頼の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⁴⁰⁻⁶.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.しか しながら一方で、可変インダクタと併用される電力用コンデンサ には、高調波電流による異常過熱や異常音の問題があるため、最近 では電力用コンデンサを省いた装置構成も増えている.ただし、こ の場合は基準電圧時にも、ある一定の制御電流を流し続ける必要が生じるため、制御損失の増大につながる.

先に筆者らは、カットコアと積層コアの2種類のコアから なる直交磁心型可変インダクタを提案した [¬]. 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. さらに、上述の可変インダクタの直流制御磁束 の磁路に永久磁石を挿入した新しい可変インダクタも提案した[®]. これにより、無制御時にもある一定の大きさの無効電力の供給を 可能にするとともに、直流制御電流を正負に変化させることで、コ ンデンサレスで無効電力を実効的に遅れから進みまで線形かつ連 続的に制御可能となる. 今後は、実系統でのフィールド試験を見据 えた大容量器の試作試験が望まれるが、本可変インダクタの鉄損 の発生要因の分析や算定手法については未検討である.

そこで本論文では、先行研究⁹⁰で試作した永久磁石を有する直交 磁心型可変インダクタを考察対象として、リラクタンスネットワ ーク解析 (RNA) に基づき、鉄損の算定を行うとともに、その発 生要因について分析したので報告する.

永久磁石を有する直交磁心型可変インダクタの基本構成と動作原理

Fig.1に、先行研究¹⁰で提案された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の基本構成を示す.本可変インダク タはU形のカットコアと積層コアを 90度回転して接合した構造 を有し、カットコア側に直流制御巻線、積層コア側に交流主巻線を 配置する.そのため、制御巻線と主巻線の結合係数は理論上ゼロと なるが、両巻線からの磁束の磁路が接合面周辺で共有されるため、 制御巻線から直流励磁を加えると共通磁路が飽和し、交流主巻線 から見た磁気抵抗が増加して、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.

Corresponding author: H. Hatakeyama (e-mail: hatakeyama.hayato.r4@dc.tohoku.ac.jp)



Fig. 1 Basic configuration of orthogonal-core-type variable inductor consisting of cut core and laminated core.



Fig. 2 Basic configuration of proposed orthogonal-coretype variable inductor with permanent magnets and conceptual diagram of reactive power characteristics.

Fig. 2 に、永久磁石を有する直交磁心型可変インダクタの基本 構成と無効電力制御特性の概念図を示す. 直交磁心型可変インダ クタのカットコア側から生じる直流制御磁束 *O*_{dc} の磁路に対して 直列に永久磁石を挿入することで、制御電流がゼロの状態でも、あ る一定の大きさの磁石磁束が流れるため、それに相当する大きさ の無効電力を発生させることができる. この状態から磁石磁束を 強める方向(正方向)に制御電流を流すと、無効電力を増加させる ことができる. 一方、弱める方向(負方向)に制御電流を流すと、 無効電力を減少させることができる. 無効電力の増減は、電圧調整 装置の観点から見ると、電圧の昇降に相当するため、制御電流がゼ ロの点を系統連系点の基準電圧に合わせておけば、コンデンサレ スで電圧を上げたり、下げたりすることができる. すなわち、系統 連系点の電圧を一定に保つことができる.

3. 永久磁石を有する直交磁心型可変インダクタの試作試 験結果

Fig.3に,先行研究⁹で試作した永久磁石を有する直交磁心型可 変インダクタの諸元を示す.容量は3kVA,定格電圧は200V_a, 直流制御電流の範囲は-18~18A_dである.磁心材料は厚さ0.35 mm の無方向性ケイ素鋼板(35A290),磁石材料は Nd-Fe-B 焼結磁石 (N-42SH)である.また,永久磁石の動作温度は20°Cとした.先 行研究では,永久磁石の厚さが1mm,3mm,5mmの合計3台の 試作器を製作した.Fig.4に,本可変インダクタの試作器の外観を 示す.

Fig. 5 に,試作器の無効電力特性の実測値を示す.この図から,本可変インダクタは直流制御電流がゼロの場合でも無効電力を発生させることができ,かつ磁石の厚みによってその大きさを調整できることがわかる.

Fig.6に、鉄損特性の実測値を示す.この図を見ると、鉄損の増減は、Fig.5に示した無効電力の増減の傾向と一致していることがわかる.一方で、Fig.6の横軸は直流制御電流であることから、その増減によって変化するのは直流制御磁束であり、鉄損の増減に対して直接的な影響は無いと考えられる.

そこで次章では、RNAに基づき、永久磁石を有する直交磁心型 可変インダクタの鉄損算定を行うことで、直流制御電流の増減に よって鉄損が増減する要因を明らかにする.



Fig. 3 Specifications of 3 kVA prototype orthogonal-coretype variable inductors with permanent magnets.



Fig. 4 Photograph of prototype variable inductor.



Fig. 5 Measured reactive power characteristics for various magnet thicknesses.



Fig. 6 Measured iron loss characteristics for various magnet thicknesses.

4. RNA に基づく永久磁石を有する直交磁心型可変インダ クタの鉄損算定

4.1 3次元 RNA モデルの導出

RNAは、解析対象を一つの磁気抵抗回路網で表すことで、可変 インダクタやトランス、モータなどの電気機器の諸特性を算定す る手法である^{10,11}.解析モデルが簡素で計算が速く、算定精度も 比較的高いという特長を有する.計算には汎用の電気回路シミュ レータが使用可能であり、本論文では日本ケイデンス・デザイン・ システムズ社の OrCAD PSpice 16.6 を用いた.以下では、まず3 次元 RNA(3D-RNA)モデルの導出方法について述べる.



Fig. 7 Three-dimensional RNA model of proposed orthogonal-core-type variable inductor.

Fig. 7 に、本可変インダクタの 3D-RNA モデルを示す. 黒色の抵抗は、磁心外空間や磁心積層方向の線形磁気抵抗 を表している.赤色の抵抗は、寸法と磁心材料の B-H曲線 によって決まる非線形磁気抵抗を表している.紫色の電源 と抵抗は、永久磁石の起磁力と内部磁気抵抗を表している. 緑色と青色の電源は、それぞれ直流制御電流と交流主巻線 電流によって生じる起磁力を表している.また、漏れ磁束 を正確に表現するために、仮定磁路法により求められた磁 気抵抗と RNA モデルの接続を、円弧状の点線で表してい る¹².

磁心部の鋼板面内の磁気抵抗については、磁心材料の非 線形磁気特性を考慮して決める必要がある.通常は、材料 メーカから提供されている B-H 曲線のデータを、適当な非 線形関数で近似することで磁気抵抗を求めるが、本可変イン ダクタの試作器の磁心材料(35A290)についてはデータが無かっ たため、先行研究13)で実測した35A300のB-H 曲線を代わりに 用いた.

本論文では、上記の B-H曲線を次式で近似した.

$$H = 9B + 50B^3 + 100B^5 - 8B^{11} + 1.7B^{15}$$
(1)

磁気特性の非線形性に由来する電流歪みを精度良く算定す るため,(1)式のように複数の非線形項を用いて近似した.

Fig. 8 に, *B-H*曲線の実測値と(1)式の近似値の比較を示 す.磁界強度の小さい領域から大きい領域まで精度良く近 似できていることが了解される.

Fig. 9 に,磁石厚 5 mm の場合の交流主巻線電流の歪み 率を示す. RNA により高精度に歪み率が算定されている.



Fig. 8 *B*-*H* curve of core material.



Fig. 9 Distortion factor of secondary ac current in prototype variable inductor with magnet thickness of 5 mm.

4.2 鉄損を考慮した RNA モデル

RNA モデルにおいて, 鋼板内で発生する鉄損を考慮する ためには, Fig. 10 に示すように,磁気抵抗と直列に磁気イ ンダクタンスを挿入する¹⁰⁾.このとき,鋼板内の磁気特性 は以下に示す式で表される.

$$H = 9B + 50B^{3} + 100B^{5} - 8B^{11} + 1.7B^{15} + \beta_{1}\frac{dB}{dt}$$
(2)

ここで, β₁は磁心材料の鉄損曲線から決まる係数であり, この係数を用いて磁気インダクタンスの値を求めることが できる.本論文では,加工・組み立ての影響を考慮するた め,試作器を用いて鉄損曲線を測定し,係数β₁を決定した.

Fig. 11 に,鉄損曲線の測定に用いた試作器の巻線構成と 実験条件を示す.磁石 3 mm 厚の試作器の交流主巻線上に サーチコイルを 24 回巻き,磁束密度 B と磁界強度 H を測 定することで得られるヒステリシスループの面積から鉄損 を測定する.このとき,磁石から発生する直流磁束の影響 を極力小さくするため,磁石磁束を打ち消すように制御電 流 $I_{dc} = -8.1 \text{ A を流す. このような条件の下で,交流主巻線$ 電圧を 20 V~200 V まで変化させたときの鉄損を測定した.

Fig. 12 に、上述のごとく実測した鉄損曲線を示す.また 同図中には、RNA モデルによる計算値を示す.この時の β_1 の値は 0.18 である.この図を見ると、実測値と計算値が良 好に一致していることがわかる.

Fig. 13 に、上述の RNA モデルを用いて、可変インダク タとして動作させた場合の鉄損の計算値を示す.また比較 のため、実測値も同図中に示す.この図を見ると、制御電 流が-9 A の点では両者は一致しているが、それ以外の点で は制御電流が正負に大きくなるほど、誤差も拡大していく ことがわかる.ここで-9 A の点は、Fig. 5 からわかるとお り、無効電力が最小の点、すなわち動作磁束密度が最も低 い点である.したがって、動作磁束密度が高くなるほど、 誤差が大きくなると推察される.ここで、可変インダクタ は直流制御電流によって共通磁路を飽和させることで、交流主 巻線の実効的なインダクタンスを制御するが、これに伴い、磁心外 空間への漏れ磁束が増大し、これが積層鋼板を貫くことで、鋼板に 渦電流が生じることが知られている¹⁰⁰.したがって、本可変イン ダクタについても、この渦電流による損失を考慮する必要がある.

また上記に加えて、Fig.14に磁石厚5mm、制御電流0Aのときの磁石表面の磁束波形を示す.Fig.2に示した磁石配置からわかる



Fig. 10 Three-dimensional unit magnetic circuit considering iron loss.



Fig. 11 Winding configuration for measuring iron loss curve and experimental conditions.



Fig. 12 Comparison of measured and calculated core curves.



Fig. 13 Comparison of measured and calculated iron losses of prototype variable inductor with magnet thickness of 3 mm.



Fig. 14 Flux waveform on surface of permanent magnet calculated by RNA.

ように、交流主巻線は永久磁石と直交しているため、磁石表面の磁 束に直接影響を与えることは無いが、磁束が周期的に変動してい ることがわかる.これは、交流主巻線からの磁束によって共通磁路 が飽和と未飽和を周期的に繰り返すことで、磁石から見た磁気抵 抗が周期的に変動するためである.Fig.2からわかるとおり、本可 変インダクタにおいては、直流制御磁束が積層コア側で鋼板を貫 いているため、この磁束の変動による渦電流も模擬する必要があ る.

Fig. 15 に、ある分割要素において積層を貫く磁束¢: と それによって生じる渦電流 iedの関係の模式図と、これに対応した単位磁気回路を示す.同図の回路において、積層を 貫く磁束¢: が流れると、その時間微分で決まる電圧 e:が渦 電流回路に誘起され、電流 ied が流れる.よって、この渦電 流による起磁力を単位磁気回路に挿入すれば、磁気回路と 渦電流回路の連成が可能になる.ただし、実際の渦電流は 隣接する要素間で強めあったり、弱めあったりすることか ら、渦電流回路はすべて接続して回路網として扱う必要が ある.



Fig. 15 Unit magnetic circuit coupled with eddy current circuit.



Fig. 16 Eddy current circuit models.



Fig. 17 Resistances of eddy current circuit.

Fig. 16 に、上述の説明に基づき作成した渦電流回路網モ デルを示す. A, A'面の渦電流回路網は、磁気飽和に伴う磁 心外空間への漏れ磁束によって生じる渦電流を模擬するためのも のである. B, B'面の渦電流回路網は、変動する直流制御磁束が積 層コア側で鋼板を貫くことによって生じる渦電流を模擬するため のものである. 最後にC 面は, 同様に変動する直流制御磁束が Nd-Fe-B 焼結磁石を貫くことで生じる渦電流を模擬するためのもので ある.

Fig. 17 に, 渦電流回路網の電気抵抗を示す.表皮効果などの 影響により,厳密には渦電流に分布が生じると考えれるが,ここで は簡単のため,分割要素内では電流は一様に流れると仮定する.同 図中のx 方向とy 方向の電流路の抵抗は,それぞれ電流路の長さ がX, Y,断面積 S_x が $Y/2 \times Z, S_y$ が $X/2 \times Z$ となるため,積み厚Z,導 電率 σ を用いて

$$R_{x1} = \frac{2X}{\sigma YZ}, R_y = \frac{2Y}{\sigma XZ}$$
(3)

で与えられる. R₂のように、隣接する要素間の抵抗については、 2つの電気抵抗の並列接続と考え、1つの合成抵抗として扱う.



Fig. 18 Comparison of measured and calculated iron losses for various magnet thicknesses.



Fig. 19 Details on eddy current losses (5 mm).



Fig. 20 Comparison of measured and calculated total losses, including copper loss, for various magnet thicknesses.

Fig. 18に、上述の渦電流回路網モデルを取り入れた RNA モデルによる鉄損算定結果を示す.鋼板を貫く磁束による 渦電流を考慮することで、どの磁石厚でも実測値との誤差 が小さくなり、計算精度が向上した.

Fig. 19 に、磁石厚 5 mm の直交磁心型可変インダクタに おいて、直流制御電流が 0A と 18 A のときの渦電流損の内 訳を示す. この図を見ると、磁心外空間への漏れ磁束に起 因する渦電流損よりも、直流制御磁束の変動に起因する渦 電流損の方がはるかに大きいことがわかる. 例えば、直流 制御電流 18 A 時の B, B'面で発生する渦電流損は 54.3 W であ り、全渦電流損 68.5 W の約8 割を占める. また、鉄損全体で見て も、Fig.18 (c)の 83.2 W に対して、約 65%であることから、 支配的であることがわかる. この損失は、直流制御磁束が 鋼板を貫く向きに流れることが原因で生じるため、今後は 磁心形状の変更などの対策が考えられる. 一方、磁石に発 生する渦電流損はあまり大きくない. これは、直流制御磁 束は磁石も貫くが、鋼板よりも体積が小さく、電気抵抗率 も高いことが理由である.

Fig. 20 に, 直流制御巻線と交流主巻線で発生する銅損も 含めた全損失を示す.本論文における検討の結果, すべて の磁石厚について RNA で損失を精度よく算定可能となっ た.

なお,本論文の解析では,CPU: Intel core i7-13700, RAM: 32 GBの PC を使用し,算定時間は,1 ケースあた り平均 5 分 30 秒程度であった.今後は,本 RNA モデルを 用いて,損失低減に取り組む予定である.

5. まとめ

本論文では、先行研究で試作した永久磁石を有する直交磁心型 可変インダクタを考察対象として、リラクタンスネットワーク解 析 (RNA) に基づき、鉄損の算定を行うとともに、その発生要因 について分析した.

まず始めに, 直交磁心可変インダクタの鋼板面内の鉄損 を考慮可能な RNA モデルを導出し, 実測値と比較検討を 行った. その結果, 磁束密度の低い動作点ではおおよそ実 測値と一致した一方で, 動作磁束密度が高くなるほど誤差 が大きくなることが明らかとなった.

次いで、磁心外空間への漏れ磁束が鋼板を貫くことで生 じる渦電流、並びに時間的に変動する直流制御磁束が積層 コア側で鋼板を貫くことで生じる渦電流を考慮するため、 渦電流回路網モデルを導出し、RNAモデルと連成した.そ の結果、すべての磁石厚において鉄損を精度良く算定可能 になった.また、鉄損増加の主要因が直流制御磁束の変動 に起因する渦電流損であることを明らかにした.

今後は、本 RNA モデルを用いて損失低減の検討を行う とともに、容量 300 kVA 以上の大型無効電力補償装置を設計す る予定である.

謝辞 本研究の一部は東北大学人工知能エレクトロニク ス卓越大学院プログラムの支援を得て行われたものであ る.ここに感謝の意を表する.

References

- T. Hayashi and T. Sakurai: Trans. *IEE Jpn.*, **117-B**, 901 (1997) (in Japanese).
- S. Irokawa: Trans. *IEE Jpn.*, **115-B**, 1019 (1995) (in Japanese).
- 3) F. Ichikawa: Trans. *IEE Jpn.*, **112-B**, 461 (1992) (in Japanese).
- O. Ichinokura, T. Jinzenji, and K. Tajima: *IEEE Trans.* Magn., 29, 3225 (1993).
- M. Maeda, S. Akatsuka, T. Ito, and O. Ichinokura: J. Magn. Soc. Jpn., 23, 1787 (1999) (in Japanese).
- K. Nakamura, O. Ichinokura, M. Kawakami, M. Maeda, S. Akatsuka, K. Takasugi, and H. Sato: *IEEE Trans. Magn.*, 36, 3565 (2000).
- T. Sato, K. Nakamura, T. Ohinata, K. Arimatsu: Trans. Magn. Soc. Jpn. (Special Issues), 6, 53 (2022) (in Japanese).
- S. Aizu, K. Nakamura, T. Ohinata, and K. Arimatsu: Trans. Magn. Soc. Jpn. (Special Issues), 7, 67 (2023) (in Japanese).
- H. Hatakeyama, S. Aizu, K. Nakamura, T. Ohinata, and K. Arimatsu: 2024 INTERMAG Short papers, 1-2, (2024).
- 10) K. Nakamura, T. Tomonaga, S. Akatsuka, T. Ohinata, K. Minazawa, and O. Ichinokura: J. Magn. Soc. Jpn., 30, 273 (2006) (in Japanese).
- 11) K. Nakamura and O. Ichinokura: *IEEJ Trans. Fundamentals and Materials*, **128**, 506 (2008) (in Japanese).
- 12) H. Hatakeyama, K. Nakamura, T. Ohinata, and K. Arimatsu: *The Papers of Technical Meeting on Magnetics*, *IEE Jpn.*, MAG-24-034 (2024) (in Japanese).
- 13) M. Kawaguchi, Y. Hane, and K. Nakamura: Trans. Magn. Soc. Jpn., 7, 49 (2023) (in Japanese).

2024年10月17日受理, 2024年11月10日再受理, 2024年11月15日採録