

永久磁石を有する直交磁心型可変インダクタ

Orthogonal-Core-Type Variable Inductor with Permanent Magnets

会津翔太^{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)

S. Aizu^{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 consist of a magnetic core, a primary DC winding, and a secondary AC winding. Due to the magnetic saturation effect, they can control the effective inductance of the secondary AC winding with the primary DC current. Therefore, they can be used as reactive power compensators in electric power systems. This paper presents a novel orthogonal-core-type variable inductor in which permanent magnets are inserted in the magnetic path of the primary DC flux. The proposed variable inductor can generate a certain reactive power when the primary DC current is zero, and it can control the reactive power from lead to lag by changing the primary DC current from positive to negative.

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^{1)~3)}。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^{4)~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り、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、新しい直交磁心型可変インダクタを提案した⁷⁾。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。また、直流制御磁束と交流主磁束が交わるのは接合面周辺のみであるため、互いの磁路はほぼ独立している。

本論文では、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することで、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、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な新しい可変インダクタを提案する。最適な磁石材料、磁石配置、磁石厚について、リラクタンスネットワーク解析 (RNA) を用いて検討したので報告する。

2. 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⁷⁾。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 次磁束の磁路が接合面周辺で共有されるため、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。

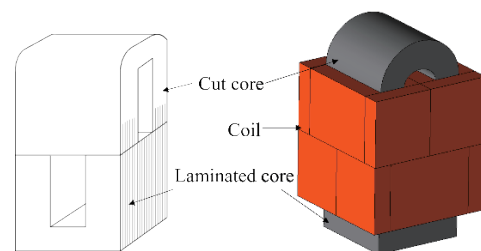


Fig. 1 Basic configuration of orthogonal-core variable inductor consisting of cut core and laminated core.

Corresponding author: K. Nakamura (e-mail: kenji.nakamura@tohoku.ac.jp)

Fig. 2に、永久磁石を有する直交磁心型可変インダクタの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）に制御電流を大きくすると、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）に制御電流を大きくすると、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。

Fig. 3に、本論文で比較検討を行った直交磁心型可変インダクタの磁石配置を示す。直流制御磁束の磁路に対して、直列に永久磁石を挿入することを考えると、同図(a)~(c)に示す3カ所の配置が候補に挙がる。本論文では、(a)を積層コア内配置、(b)をカットコア上部配置、(c)をカットコア側部配置と呼称する。また加えて本論文では、磁石材料についても併せて検討を行う。Table 1に、比較検討に用いた磁石材料の仕様を示す。ネオジム焼結磁石、ネオジムボンド磁石、フェライト磁石の3種類の材料を検討対象とした。

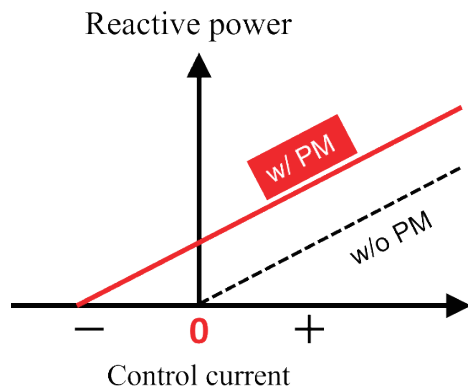


Fig. 2 Conceptual diagram of reactive power characteristic of orthogonal-core-type variable inductor with permanent magnets.

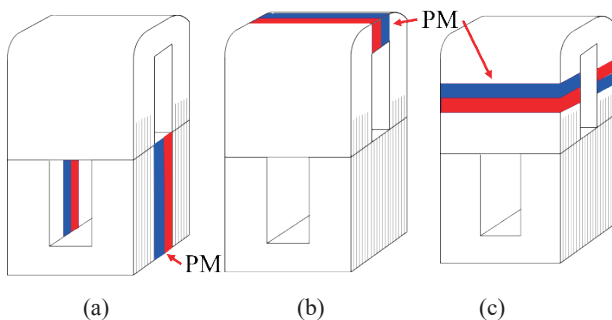


Fig. 3 Three variable inductors with different magnet arrangements.

Table 1 Specifications of permanent magnets.

Neodymium sintered magnet (N42H) Coercivity: $H_c = 950$ kA/m Residual flux density: $B_r = 1.31$ T
Neodymium bonded magnet (NEOBM-9) Coercivity: $H_c = 420$ kA/m Residual flux density: $B_r = 0.675$ T
Ferrite magnet (Y30BH) Coercivity: $H_c = 229$ kA/m Residual flux density: $B_r = 0.385$ T

3. 永久磁石を有する直交磁心型可変インダクタの特性

本章ではRNAを用いて、磁石配置、磁石材料、そして磁石厚について検討を行う。

Fig. 4に、考察に用いた直交磁心型可変インダクタの諸元を示す。カットコア側に直流制御巻線を配置し、積層コア側に交流主巻線を配置する。定格容量は1.67 kVA、定格電圧は200 Vである。磁心材質は無方向性ケイ素鋼板である。

本稿で用いた解析手法である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^{8),9)}。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。以下では、RNAモデルの導出方法について述べる。

まず、Fig. 5に示すように、磁心を形状および磁束の流れを勘案して複数の要素に分割する。このとき磁心からの漏れ磁束も考慮できるように、磁心外空間も解析領域に含める。次いで、分割した各々の要素をFig. 6に示すような3次元の単位磁気回路に置き換える。ここで、磁心部の鋼板面内方向(x,y軸方向)の磁気抵抗については、非線形磁気特性を考慮して決める必要がある。本論文では、磁心材質のB-H曲線を次式のように表す。

$$H = \alpha_1 B + \alpha_n B^n \quad (1)$$

式中の α_1 、 α_n は磁心材質のB-H曲線から求まる係数であり、本論文では $n = 15$ 、 $\alpha_1 = 51.0$ 、 $\alpha_n = 2.5$ である。Fig. 7に、磁心材質(35A300)のB-H曲線とその近似曲線を示す。ここで(1)式より、起磁力 f と磁束 ϕ の関係は、要素の断面積 S と磁路長 l を用いて、次式で表すことができる。

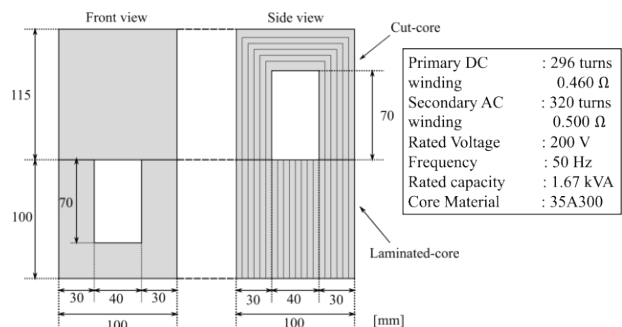


Fig. 4 Specifications of orthogonal-core-type variable inductor.

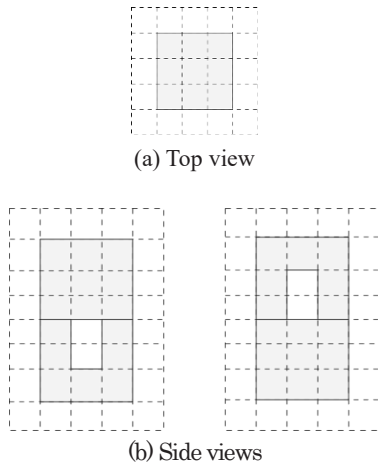


Fig. 5 Element dividing based on RNA

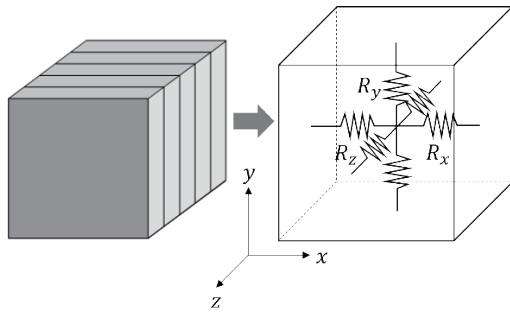


Fig. 6 Three-dimensional unit magnetic circuit of magnetic core.

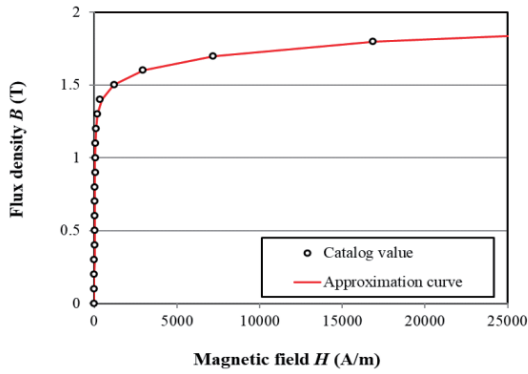


Fig. 7 B-H curve of core material.

$$f_m = R_m \phi = \left(\frac{\alpha_1 l}{S} + \frac{\alpha_n l}{S^n} \phi^{n-1} \right) \phi \quad (2)$$

(2)式の R_m が非線形磁気抵抗に相当する。

一方、磁心積層方向 (z 軸方向) の磁気抵抗は、磁束が鋼板間の非磁性層を貫通することから、これを考慮して決める。ここで、一般に磁気抵抗 R_m は透磁率 μ を用いて、次式で与えられる。

$$R_m = \frac{l}{\mu S} \quad (3)$$

積層鉄心は、透磁率 μ_s の鋼板と透磁率 μ_0 の非磁性層が d_f : $(1-d_f)$ の比で積層されている。なお、 d_f は磁心の占積率である。したがって、積層方向の実効的な透磁率 μ' は、次式で与えられる。

$$\frac{1}{\mu'} = \frac{d_f}{\mu_s} + \frac{1-d_f}{\mu_0} \quad (4)$$

ここで、積層方向の磁束は主に漏れ磁束であり、磁気飽和は生じないと仮定すると、鋼板の積層方向の透磁率 μ_s は真空の透磁率 μ_0 に比べて十分大きい。したがって、(4)式は次式のように近似することができる。

$$\frac{1}{\mu'} \cong \frac{1-d_f}{\mu_0} \quad (5)$$

よって、磁心積層方向の磁気抵抗 R_{mz} は、次式で与えられる。

$$R_{mz} = \frac{(1-d_f)l}{\mu_0 S} \quad (6)$$

一方、磁心外空間における磁気抵抗は、要素寸法と真空の透磁率 μ_0 を用いて、以下の式で与える。

$$R_{ma} = \frac{l}{\mu_0 S} \quad (7)$$

次に、永久磁石の表現方法について述べる。Fig. 8 に、永久磁石を表す3次元の単位磁気回路を示す。同図における f_c は永久磁石の起磁力であり、以下の式で与えられる。

$$f_c = H_c l_m \quad (8)$$

上式の H_c は永久磁石の保磁力、 l_m は永久磁石の厚みである。また同図中の R_p は永久磁石の磁気抵抗を示しており、以下の式で表現される。

$$R_p = \frac{l_m}{\mu_r \mu_0 S_m} \quad (9)$$

上式の μ_r は永久磁石のリコイル比透磁率であり、 S_m は永久磁石の分割要素の断面積である。

Fig. 9 に上述のようにして導出した直交磁心型可変インダクタのRNAモデルを示す。以下では、このモデルを用いた算出した各モデルの無効電力制御特性について述べる。

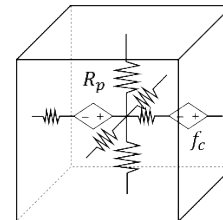


Fig. 8 Three-dimensional unit magnetic circuit of permanent magnet.

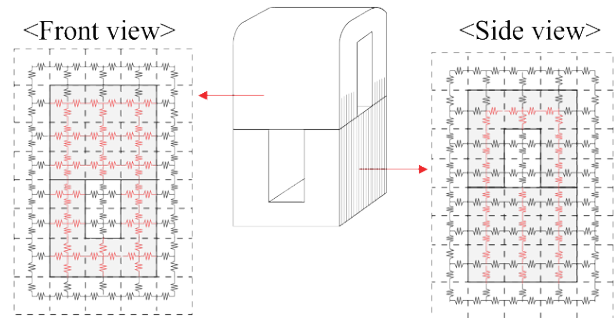
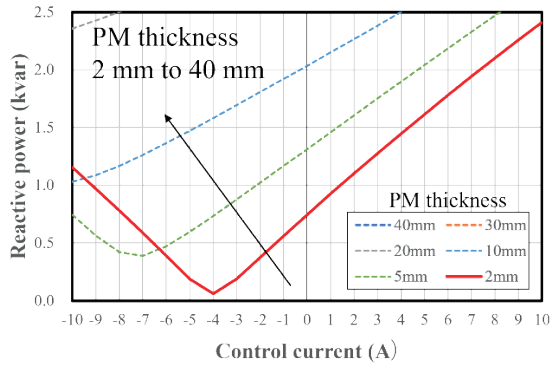


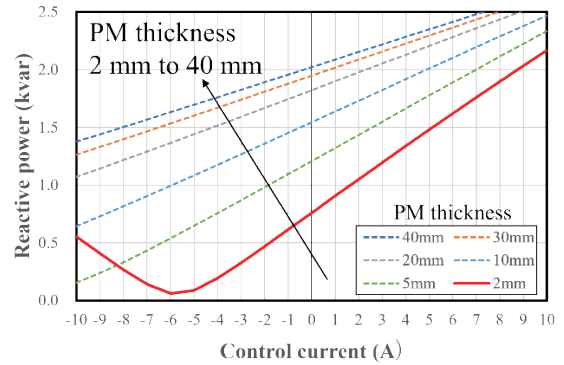
Fig. 9 Three-dimensional RNA model of orthogonal-core-type variable inductor.

Fig. 10 に、RNA により算定した積層コア内配置における各磁石の磁石厚と無効電力特性の関係を示す。これらの図より、磁石が厚くなると無効電力特性の傾きが小さくなり、かつ最小値が大きくなるのがわかる。

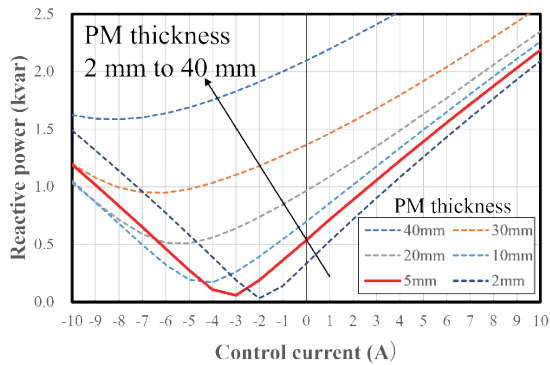
傾きが小さくなる理由は、磁石が厚くなることは、直流制御巻線から見た磁気回路のギャップが大きくなることと同義であり、磁気抵抗が大きくなることで、同一制御電流に対する発生磁束が減るためである。また、最小値が大きくなる理由は、磁石が厚くなると、交流主磁束の磁路断面積が小さくなるため、同一主巻線電圧に対して動作磁束密度が高くなって磁気飽和が生じるためである。



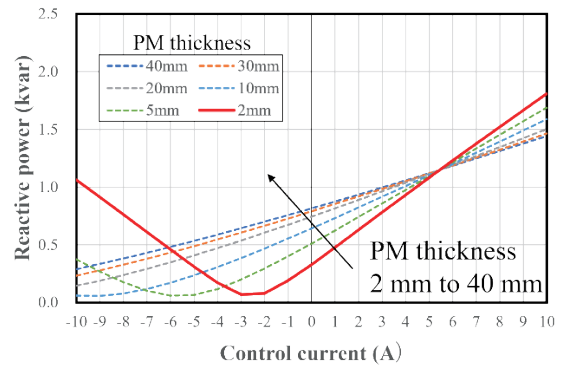
(a) Neodymium sintered magnet



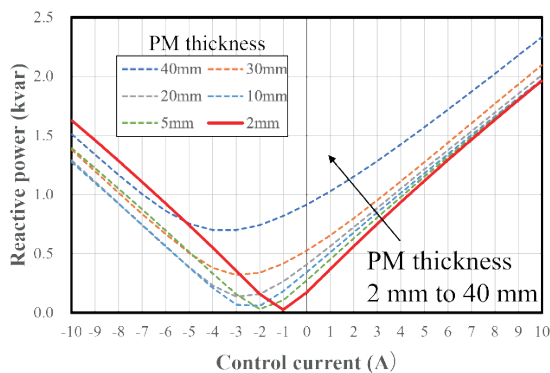
(a) Neodymium sintered magnet



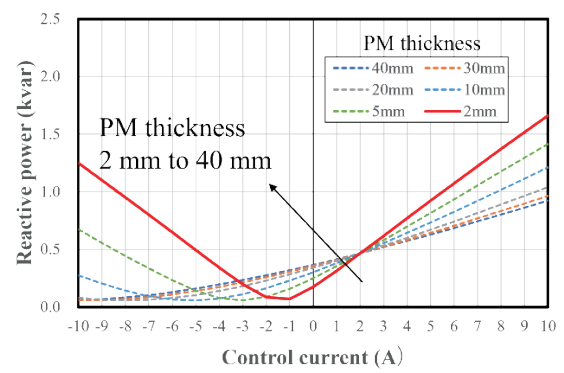
(b) Neodymium bonded magnet



(b) Neodymium bonded magnet



(c) Ferrite magnet



(c) Ferrite magnet

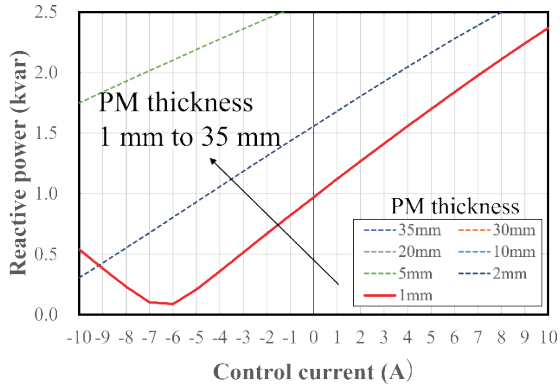
Fig. 10 Relationship between magnet thickness and reactive power characteristic of variable inductor with magnets placed inside laminated core.

以降では、無効電力の最大値と最小値の差を制御幅と定義し、最も制御幅の広い磁石材料と磁石厚の組み合わせを最適とする。積層コア内配置では2 mm 厚のネオジウム焼結磁石の特性が最も良い。

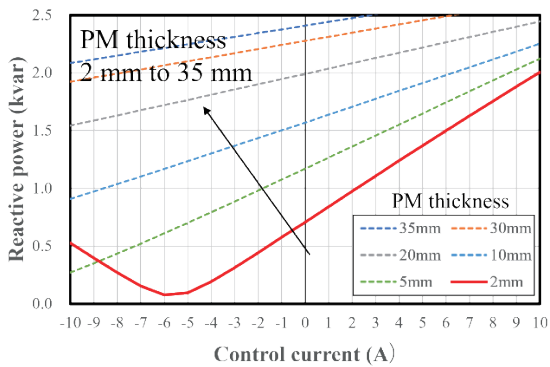
次いで、Fig. 11 に RNA により算定したカットコア上部配置における各磁石の磁石厚と無効電力特性の関係を示す。同図においても、Fig. 10 と同様の傾向が見られる。積層コア内配置と同じ指標で見ると、カットコア上部配置では2 mm 厚のネオジウム焼結磁石の特性が最も良い。

最後に、Fig. 12 に RNA により算定したカットコア側部配置における各磁石の磁石厚と無効電力特性の関係を示す。

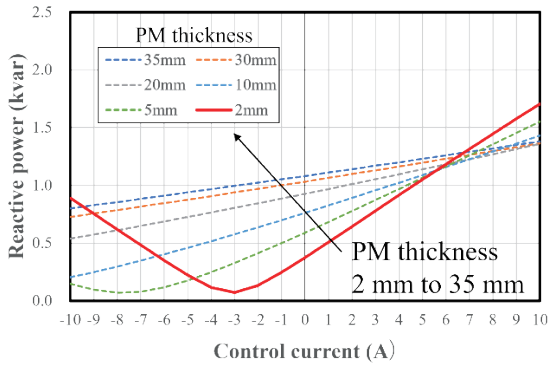
Fig. 11 Relationship between magnet thickness and reactive power characteristic of variable inductor with magnets placed on top of cut core.



(a) Neodymium sintered magnet



(b) Neodymium bonded magnet



(c) Ferrite magnet

Fig. 12 Relationship between magnet thickness and reactive power characteristic of variable inductor with magnets placed on side of cut core.

これらの図においても、その他の配置と同様の傾向が見られた。カットコア側部配置では 1 mm 厚のネオジウム焼結磁石の特性が最も良い。

Table 2 に、Fig. 10~12 に示した結果の中で、最も制御幅の広がった磁石配置、磁石材料、磁石厚の組み合わせを示す。この表より、無効電力制御特性の観点から見ると、積層コア内配置、またはカットコア側部配置のいずれかが良いと結論付けることができる。

Table 2 Comparison of optimum combinations of magnet arrangement, magnet material, and magnet thickness.

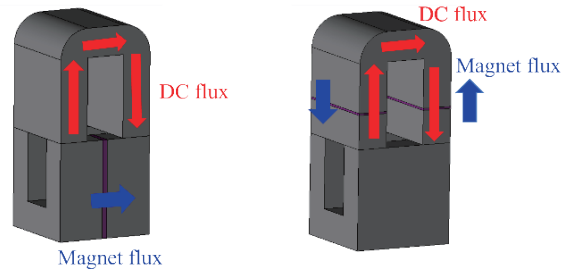
Place of magnets	Magnet	Magnet thickness	Max (kvar)	Min (kvar)	Max-Min
Inside laminated core	Neodymium sintered	2 mm	0.06	2.41	2.35
Top of cut core	Neodymium sintered	2 mm	0.06	2.16	2.10
Side of cut core	Neodymium sintered	1 mm	0.09	2.37	2.28

4. 永久磁石を有する直交磁心型可変インダクタの減磁解析

Fig. 13 に、積層コア内配置およびカットコア側部配置における磁束の流れを示す。同図に示すように負の直流制御電流を流すと、磁石には逆磁界がかかるため、不可逆減磁を起こす可能性がある。そこで本章では、積層コア内配置およびカットコア側部配置の 2 つのケースについて減磁解析を行った。

Fig. 14 に減磁解析の結果を示す。ここでは磁石に最も大きな逆磁界がかかる条件として、無効電力が最小となる制御電流を流した場合の結果を示す。具体的には、積層コア内配置では -4 A、カットコア側部配置では -6 A である。同図を見ると、積層コア内配置カットコア側部配置ともに不可逆減磁は生じていないことがわかる。

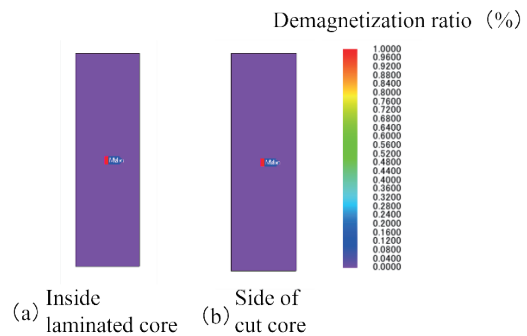
以上より、制御幅と不可逆減磁の 2 つの観点から見ると、積層コア内に 2 mm 厚のネオジウム焼結磁石を配置したものか、またはカットコア側部に 1 mm 厚のネオジウム焼結磁石を配置したものが、最適な組み合わせであることが明らかとなった。



(a) Inside laminated core

(b) Side of cut core

Fig. 13 Flux flow diagram of each magnet arrangement.



(a) Inside laminated core

(b) Side of cut core

Fig. 14 Comparison of demagnetization ratio of each magnet arrangement.

5. まとめ

本論文では、直交磁心型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することで、無制御時にも永久磁石の種類と配置・寸法に応じた大きさの無効電力を供給可能にするとともに、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な新しい可変インダクタを提案した。また、3カ所の磁石配置、3種類の磁石材料、および磁石厚について、無効電力の制御幅と減磁の2つの観点から最適な組み合わせを明らかにした。

まず始めに、3カ所の磁石配置について、制御幅の観点から最適な磁石材料と磁石厚の組み合わせを探索した結果、積層コア内に2 mm厚のネオジウム磁石を配置するか、またはカットコア側部に1 mm厚のネオジウム焼結を配置するかのいずれかが良いことが明らかとなった。

次いで、上記の2つの組み合わせについて減磁解析を行った結果、いずれの場合も不可逆減磁は生じなかった。したがって、制御幅と不可逆減磁の2つの観点から見て、積層コア内に2 mm厚のネオジウム焼結磁石を配置したものか、またはカットコア側部に1 mm厚のネオジウム焼結磁石を配置したものが、最適な組み合わせであることが明らかとなった。

今後は、さらに磁石渦電流損の観点を加えた検討を行うとともに、実器検証を行う予定である。

References

- 1) T. Hayashi and T. Sakurai: *T. IEE Japan*, **117-B**, 901 (1997) (in Japanese).
- 2) S. Irokawa: *T. IEE Japan*, **115-B**, 1019 (1995) (in Japanese).
- 3) F. Ichikawa: *T. IEE Japan*, **112-B**, 461 (1992) (in Japanese).
- 4) O. Ichinokura, T. Jinzenji, and K. Tajima: *IEEE Trans. Magn.*, **29**, 3225 (1993).
- 5) M. Maeda, S. Akatsuka, T. Ito, and O. Ichinokura: *J. Magn. Soc. Jpn.*, **23**, 1787 (1999) (in Japanese).
- 6) K. Nakamura, O. Ichinokura, M. Kawakami, M. Maeda, S. Akatsuka, K. Takasugi, and H. Sato: *IEEE Trans. Magn.*, **36**, 3565 (2000).
- 7) T. Sato, K. Nakamura, T. Ohinata, K. Arimatsu: *T. Magn. Soc. Jpn. (Special Issues)*, **6**, 53 (2022) (in Japanese).
- 8) K. Nakamura and O. Ichinokura, *IEEJ Trans. FM*, **128**, 506 (2008).
- 9) K. Nakamura and O. Ichinokura: *IEEJ Trans. on Fundamentals and Materials*, **128**, 506 (2008).

2022年10月29日受理, 2022年11月27日再受理, 2022年12月04日採録