Basic Characteristics of Three-phase Variable Inductor

K. Nakamura, S. Hisada, T. Ohinata*, K. Arimatsu*, Y. Sato*, and O. Ichinokura

Graduate School of Engineering, Tohoku University, 6-6-05 Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai 980-8579, Japan

*Tohoku Electric Power Co., Inc., 7-2-1 Nakayama, Aoba-ku, Sendai 981-0952, Japan

A variable inductor consists of magnetic cores and primary and secondary windings. It can regulate the effective inductance of the secondary winding by dc excitation from the primary winding. Variable inductors are expected to be applied to reactive power compensation in electric power systems, because they have a simple robust structure that is extremely reliable. This paper proposes a novel three-phase variable inductor to reduce size and weight. First, the operating principles of the proposed variable inductor are explained. Next, basic characteristics of the proposed variable inductor we calculated by reluctance network analysis (RNA) and the finite element method (FEM) are presented, which we compare with those of a conventional EIE-core variable inductor.

Key words: three-phase variable inductor, reluctance network analysis (RNA), finite element method (FEM)

3 相一体構造可変インダクタの基礎特性

中村健二, 久田周平, 大日向敬*, 有松健司*, 佐藤佳彦*, 一ノ倉理

東北大学 大学院工学研究科, 仙台市青葉区荒巻字青葉 6-6-05 (〒980-8579)

*東北電力㈱ 研究開発センター, 仙台市青葉区中山 7-2-1 (〒981-0952)

1. はじめに

近年, 負荷の増大と多様化, ならびに太陽光や風力などの分散型電源の導入により, 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. 従来, 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, これらの機器では制御がステップ状になり, またタップ切り換えに時間遅れが生じる. 従って, 不規則かつ急峻な電圧変動を抑制するためには, 従来機器だけの対応は困難であり, 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機器の開発が望まれる.

最近では, 電力用半導体素子を用いた SVC (Static Var Compensator) や SVG (Static Var Generator) など, いわゆる FACTS (Flexible AC Transmission System) 機器も提案されている^{1)~3)}. しかしながら, これらの機器では, 主回路に半導体素子が用いられるため, 信頼性が特に重要視される我が国の電力系統には, 必ずしも適さないと考えられる. また, 大電力を高速にスイッチングした際に生じる, 電磁ノイズの問題も指摘されている.

これに対し, 制御側からの直流励磁によって交流主巻線の実効的なインダクタンスを任意に調整できる可変インダクタは, これを電力用コンデンサと組み合わせて線路に並列に接続することで, 無効電力補償型の電圧調整機器として応用できる. 可変インダクタは, 変圧器などと同じ銅鉄機器であるため, 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, 信頼性が特に重要視される我が国の電力系統に適した特長を有している.

筆者らは, これまで直交磁心や積層平行磁心など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)~6)}. この中で田形磁心は, 積み鉄心で構成可能であるため大容量化が容易であること, ギャップレスで出力電流歪みが小さいことなど, 電力用可変インダクタとして望ましい特長を有している⁷⁾. また, 応答速度も 60~80 ms 以内と実用上十分な速さを達成している.

一方, 可変インダクタは銅鉄機器であることから, 一般に大容量化に伴い重量が増大する傾向にある. 特に電力系統への応用を考えた場合, 可変インダクタは 3 相構成とする必要があるため, 小型・軽量化は実用化に向けた重要な課題である. ここで, 系統用変圧器については小型・軽量化のため, 3 脚鉄心を用いた 3 相一体構造が広く一般に知られているが, 可変インダクタについては, これまで単相構造しか考案されておらず, 3 相一体構造の可変インダクタの開発が強く望まれる.

本稿では, 新しい 3 相一体構造可変インダクタを提案するとともに, リラクタンスネットワーク解析 (RNA) と有限要素法 (FEM) を用いて基礎特性の算定を行った. また, 従来の田形磁心を用いた可変インダクタとの比較により, どの程度の軽量化が実現できるか評価したので報告する.

2. 3 相一体構造可変インダクタの基本構成と動作原理

Fig. 1 に, 本稿で提案する 3 相一体構造可変インダクタの基本構成を示す. 本可変インダクタは, 6 つの脚と継鉄, ならびに 6 つの直流制御巻線と交流主巻線で構成される. 同一線上の 2 つの脚には, それぞれ同一相の交流主巻線 N_u , N_v , N_w が図の矢印の方向

Fig. 1 Basic configuration of proposed three-phase variable inductor.

に主磁束が流れるように施され、3相デルタ結線される。向かい合う2つの継鉄には、それぞれ直流制御巻線 N_l が施され、交流磁束による誘起電圧を打ち消すように直列接続される。さらに、これら3組の制御巻線は並列に結線され、直流電源 V_{DC} に接続される。

Fig. 2 に示す簡易磁気回路を用いて、3相一体構造可変インダクタの動作を考察する。図中の R_m と R'_m は各磁路の磁気抵抗である。いま、磁気抵抗 R_m における起磁力 F と磁束 ϕ の関係を、磁気飽和を考慮して、次のような磁束のべき級数で表す。

$$F(\phi) = a_1\phi + a_3\phi^3 + a_5\phi^5 + \dots \quad (1)$$

ここで、 $a_1, a_3, a_5, \dots$ は係数である。一方、磁気抵抗 R'_m における起磁力 F' と磁束 ϕ の関係は、Fig. 1 に示した主巻線と制御巻線が施されている磁路の比が $1 : \pi/3$ であることから、

$$\begin{aligned} F'(\phi) &= \frac{\pi}{3} (a_1\phi + a_3\phi^3 + a_5\phi^5 + \dots) \\ &= \frac{\pi}{3} F(\phi) \end{aligned} \quad (2)$$

で表すことができる。以下、本稿では簡単のため、(1)、(2)式の次数は3次まで考慮する。

(1)、(2)式を用いて、Fig. 2 の簡易磁気回路から巻線電流による起磁力 $N_l i_l$ 、 $N_u i_u$ と磁束の関係を求めると、次式が得られる。

$$\begin{aligned} N_l i_l &= \left[\frac{2}{3} \pi a_1 + \frac{\pi}{6} a_3 \{ 3(\phi_u^2 + \phi_v^2 + \phi_w^2) \right. \\ &\quad \left. - 2(\phi_u \phi_v + \phi_v \phi_w + \phi_w \phi_u) \} + \frac{2}{3} \pi a_3 \phi_l^2 \right] \phi_l \end{aligned} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} N_u i_u &= \left\{ 2a_1 \left(1 + \frac{\pi}{3} \right) + 2\pi a_3 \phi_l^2 + \left(2 + \frac{\pi}{4} \right) a_3 \phi_u^2 \right. \\ &\quad \left. + \frac{\pi}{12} a_3 (5\phi_v^2 - 2\phi_v \phi_w + 5\phi_w^2) \right\} \phi_u \end{aligned} \quad (4)$$

(4)式において $Ni = R_m \cdot \phi$ より、2次巻線から見た磁気抵抗 R_{mu} は、次式で表される。

$$\begin{aligned} R_{mu} &= 2a_1 \left(1 + \frac{\pi}{3} \right) + 2\pi a_3 \phi_l^2 + \left(2 + \frac{\pi}{4} \right) a_3 \phi_u^2 \\ &\quad + \frac{\pi}{12} a_3 (5\phi_v^2 - 2\phi_v \phi_w + 5\phi_w^2) \end{aligned} \quad (5)$$

Fig. 2 Simple magnetic circuit of three-phase core.

ここで、主巻線のインダクタンスは $L_u = N_u^2 / R_{mu}$ であることから、制御磁束と主磁束の双方の関数になっていることがわかる。すなわち、主巻線の実効的なインダクタンスが制御電流によって制御される、可変インダクタとして動作することが了解される。

3. RNA および FEM による基礎特性の算定

3.1 3相一体構造磁心の RNA モデルおよび FEM モデル

Fig. 3 に、本稿での考察に用いた3相一体構造磁心の形状と寸法を示す。Table 1 は諸元である。本可変インダクタの解析には、RNA および FEM を用いた。

RNA は解析対象を複数の要素に分割し、これらを磁気抵抗に置き換えることで、対象全体を1つの磁気抵抗回路網として計算する手法である。磁心形状や非線形磁気特性の考慮が可能、解析モデルが簡便で計算が速く算定精度が高い、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、RNA は電気機器の解析・設計に適した特長を多数有している^{8,9)}。以下では、3相一体構造磁心の3次元RNAモデルの導出方法について述べる¹⁰⁾。なお、導出するモデルは磁界の対称性に基づき、積層方向に対して1/2モデルとする。

まず、3相一体構造磁心を形状および磁束の流れを勘案して、Fig. 4(a)に示すように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。分割した各々の要素は、同図(b)に示すような3次元方向の6つの磁気抵抗に置き換える。これらの磁気抵抗は、磁心部のものであれば、要素の寸法と材料の $B-H$ 曲線で決まる非線形磁気抵抗とし、空間部のものであれば、要素の寸法と真空の透磁率で決まる線形の磁気抵抗とする。

本稿では、Fig. 5(a)に示すように、解析領域を磁心外空間1層までとしたモデルと、同図(b)のように2層まで広げたモデルを導出した。

Fig. 3 Schematic of three-phase core.

Table 1 Specifications for three-phase core.

N_l	114 turns×6 0.762 Ω
N_u, N_v, N_w	208 turns×2 0.906 Ω
Voltage	200 V
Rated capacity	4 kVA
Control current	DC 0 to 10 A
Core material	Non-oriented silicon steel

(a) Division of three-phase core based on RNA.

(b) Three-dimensional unit magnetic circuit.

Fig. 4 Three-dimensional RNA model of three-phase core.

(a) One layer

(b) Two layers

Fig. 5 Analytical domains of RNA model of three-phase core.

Fig. 6には、3相一体構造磁心の3次元FEMモデルを示す。FEMモデルにおいてもRNAモデルと同様に、磁界の対称性を考慮して、積層方向に対して1/2モデルを作成した。また、磁心寸法の5倍に当たる磁心外空間までを解析領域に含めた。要素数は134,232である。

3.2 特性算定結果

Fig. 7に、3相一体構造可変インダクタの無効電力制御特性を示す。図の破線はRNAにおいて磁心外空間を1層とした場合の計算値であり、実線は2層とした場合の計算値である。また、シンボルはFEMによる計算値である。この図を見ると、提案する可変インダクタは、無効電力を連続かつ線形に制御可能であることがわかる。

Fig. 8に、定格換算した出力電流の歪み率を示す。ここで歪み率とは、可変インダクタにおいて高調波の主成分となる第5調波、第7調波の基本波に対する割合である。なお、3の倍数の高調波は主巻線をデルタ結線して還流させているため、出力電流には現れない。この図より、解析領域を磁心外空間1層としたRNAの計算値とFEMの計算値には差異が認められるが、2層まで広げるとRNAとFEMの結果はほぼ一致することがわかる。また、歪み率は全制御範囲で4%以下であることがわかる。Fig. 9は直流制御電流を10Aとした場合の交流側の出力電流波形である。この図を見ると、電流波形はほぼ正弦波であることがわかる。

以上の結果より、提案する3相一体構造可変インダクタが良好な制御性と低電流歪み特性を有することが示された。

Fig. 6 3D FEM model of three-phase core.

Fig. 7 Control characteristics of reactive power.

Fig. 8 Distortion factor of output current.

Fig. 9 Waveforms of output current when dc control current is 10A.

4. 田形磁心による可変インダクタとの比較および検討

Fig. 10 に、比較に用いた田形磁心の形状と寸法を示す⁸⁾。Table 2 は磁心の諸元である。磁心材質は、3 相一体構造磁心と同じ無方向性ケイ素鋼板である。また、巻線の占積率ならびに動作磁束密度も 3 相一体構造磁心と等しい。田形磁心の鉄心と巻線を合わせた重量は概算で 13.1 kg であるが、単相器であるため、3 相の可変インダクタとして用いる場合の重量は 39.3 kg になる。一方、Fig. 3 に示した 3 相一体構造磁心の鉄心と巻線を合わせた重量は 33.4 kg である。

Fig. 11 に、RNA で求めた 3 相一体構造磁心と田形磁心の単位重量当りの無効電力制御特性を示す。この図を見ると、同一主巻線電流密度における無効電力は、3 相一体構造磁心の方が 30 % 以上優れていることがわかる。すなわち、同一制御量であれば 3 相一体構造磁心の方が、30 % 以上軽量化できることを意味する。

5. まとめ

以上、本稿では新しい 3 相一体構造可変インダクタを提案し、動作原理について考察するとともに、RNA および FEM を用いて諸特性の算定を行った。

その結果、提案した 3 相一体構造可変インダクタは、良好な制御特性と低電流歪み特性を有することが示された。また、田形磁心との比較により、30 % 以上の軽量化が実現できる可能性が示された。今後は実機の製作と検証実験を行う予定である。

なお、本研究の一部は科学研究費補助金若手研究(B)(19760188)、ならびに(財)カシオ科学振興財団の交付を得て行った。

Fig. 10 Schematic of EIE-core.

Table 2 Specifications for EIE-core.

N_1	100 turns×4 0.442 Ω
N_2	156 turns×2 0.68 Ω
Voltage	150 V
Rated capacity	1.2 kVA
Control current	DC 0 to 10 A
Core material	Non-oriented silicon steel

Fig. 11 Comparison of controlled reactive power per weight for three-phase and EIE-core variable inductors.

References

- 1) T. Hayashi and T. Sakurai, *T. IEE Jpn.*, **117-B**, 901 (1997) (in Japanese).
- 2) S. Irokawa, *T. IEE Jpn.*, **115-B**, 1019 (1995) (in Japanese).
- 3) F. Ichikawa, *T. IEE Jpn.*, **112-B**, 461 (1992) (in Japanese).
- 4) M. Maeda, S. Akatsuka, T. Ito, and O. Ichinokura, *J. Magn. Soc. Jpn.*, **23**, 1787 (1999) (in Japanese).
- 5) K. Nakamura, S. Akatsuka, T. Ohinata, M. Kawakami, M. Maeda, H. Sato, and O. Ichinokura, *T. IEE Jpn.*, **122-B**, 295 (2002) (in Japanese).
- 6) O. Ichinokura, K. Nakamura, S. Akatsuka, T. Ohinata, and K. Minazawa, *Trans. Magn. Soc. Jpn.*, **5**, 49 (2005).
- 7) M. Maeda, T. Ohinata, T. Aoki, S. Akatsuka, M. Kawakami, H. Sato, and O. Ichinokura, *T. IEE Jpn.*, **122-B**, 561 (2002) (in Japanese).
- 8) S. Hayakawa, K. Nakamura, S. Akatsuka, T. Aoki, M. Kawakami, T. Ohinata, K. Minazawa, and O. Ichinokura, *J. Magn. Soc. Jpn.*, **28**, 425 (2004) (in Japanese).
- 9) K. Nakamura and O. Ichinokura, *T. IEE Jpn.*, **126-B**, 150 (2006) (in Japanese).
- 10) K. Nakamura, S. Hisada, K. Arimatsu, T. Ohinata, Y. Sato, and O. Ichinokura, *The paper of technical meeting on Magnetics, IEE Jpn.*, MAG-07-22 (2007) (in Japanese).

2007年09月26日受理, 2008年02月14日採録