Basic Characteristics of 18-leg Three-Phase Laminated-Core Variable Inductor

Mariko Nagao, Kenji Nakamura, Takashi Ohinata*,
Kenji Arimatsu*, Kunio Sakamoto*, and Osamu 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

Variable inductors, which are composed of only a magnetic core and primary dc and secondary ac windings, can control the effective inductance of the secondary ac winding linearly and continuously by the primary dc current due to the effect of magnetic saturation. Variable inductors have advantageous features such as having a simple, and robust structure, and high reliability. Therefore, they can be applied as var compensators in electric power systems. A 6-leg three-phase laminated-core variable inductor was proposed in a previous paper. It had only one laminated-core in which three-phase secondary ac windings were installed, to reduce its size and weight in comparison with conventional single-phase variable inductors. A 18-leg three-phase-laminated-core variable inductor is proposed in this paper to further reduce size and weight. The basic characteristics of the proposed variable inductor were calculated based on reluctance network analysis (RNA).

Key words: three-phase laminated-core variable inductor, reactive power compensation, reluctance network analysis (RNA), SPICE

18 脚形三相一体構造可変インダクタの基礎特性

長尾真理子, 中村健二, 大日向敬*,
有松健司*, 坂本邦夫*, 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

負荷の増大, ならびに太陽光や風力などの分散型電源の導入拡大により, 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変変圧器や SVR (Step Voltage Regulator) など, 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, タップ切り換えに時間を要する. 従って, 不規則かつ急峻な電圧変動を抑制するためには, 従来機器だけでは対応は困難であり, 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装置の開発が望まれる.

最近では, 電力用半導体素子の大容量化により, SVC (Static Var Compensator) や SVG (Static Var Generator) などの, 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る.

これに対して, 制御巻線からの直流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装置として応用できる. 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する.

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⁾⁻⁷⁾. 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, ギャップレスであるが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⁸⁾. また, 応答速度も 60~80 ms 以内と実用上十分な速さを実現している. しかしながら一方で, 上述の可変インダクタはすべて単相構造であるため, 電力系統への適用を考えた場合, 同一構成の可変インダクタが最低 3 台必要になる. そのため, サイズや質量の増大が懸念される.

上記の問題に対して, 先に筆者らは, 電力系統用に特化した 6 脚形の三相一体構造の可変インダクタを開発し, 良好な制御特性と低電流歪み特性を有することを明らかにした^{9), 10)}. しかしながら, 6 脚形の可変インダクタは円環状の継鉄に制御巻線を施す必要があること, 1 つの磁心窓に対して, 1 つの制御巻線と 2 つの交流主巻線が取り合う構造になることから, 「全巻線の銅断面積/窓面積」で定義される巻線占積率が, 他の可変インダクタと比較して, 半分程度まで低くなってしまう問題があった.

本稿では, 三相一体構造可変インダクタの巻線占積率の向上と, それによる軽量化を目的として, 新たに制御巻線

および交流主巻線を、すべて磁心脚部に配置可能な 18 脚形の三相一体構造可変インダクタを提案し、基礎特性について検討を行ったので報告する。可変インダクタの特性算定には、リラクタンスネットワーク解析 (Reluctance Network Analysis : RNA) と有限要素法 (Finite Element Method: FEM) を用いた。加えて、従来の田形磁心や 6 脚形の三相一体構造可変インダクタとの比較により、どの程度の軽量化が可能であるかについても評価を行った。

2. 18 脚形三相一体構造可変インダクタの基本構成

Fig. 1 に、本稿で提案する 18 脚形三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、18 の脚とリング状の継鉄、ならびに 12 の直流制御巻線と 6 つの交流主巻線で構成される。同図に示すように、6 つの交流主巻線 N_u , N_v , N_w は、周方向に 60 度間隔で周期的に、図の矢印の向きに磁束が流れるように脚に施され、3 相デルタ結線される。残りの 12 の脚には、直流制御巻線が隣接する交流主巻線が施された脚を、取り囲むように磁束が流れるように施され、交流磁束による誘起電圧を打ち消すように接続される。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、本稿での考察に用いた 18 脚形三相一体構造磁心の形状を示す。Table 1 は磁心の諸元である。磁心の形状・寸法は、以下に述べるような考えに基づいて決定した。

まず、定格容量は実験室で扱える程度の 4.0 kVA とした。交流主巻線の定格電圧は 200 V であるので、定格電流は約 11.5 A となる。定格時の巻線の電流密度は約 3 A/mm² 程度であることから、主巻線の巻線直径が決まる。

次いで、主巻線が施された脚の動作磁束密度を 1.2 T と定めると、定格電圧から磁路の断面積と巻数が決まる。最後に巻線の直径、巻数、占積率から磁心窓の大きさを決めることができる。なお、巻線の占積率は既存の田形磁心とほぼ等しい 42.6% とした。

一方、直流制御電流の最大値は、後述の田形磁心および 6 脚形三相一体構造可変インダクタと条件を合わせるため、1 相当り 10 A、3 相合計で 30 A とした。

Fig. 1 Basic configuration for novel 18-leg three-phase laminated-core variable inductor.

Fig. 2 Schematic diagram for the 18-leg three-phase laminated-core.

Table 1 Specifications for 18-legs type three-phase laminated-core variable inductor.

Rated capacity	4.0 kVA
Rated line voltage (Working flux density)	200 V (1.2 T)
Frequency	50 Hz
N_1 (Diameter, turns, resistance)	$\phi 2.2$ mm, 114 turns, 0.127 Ω
N_2 (Diameter, turns, resistance)	$\phi 1.9$ mm, 208 turns, 0.453 Ω
Winding space factor	42.6 %
Core material	35A210 Mass density: 7.60 kg/dm ³
Primary dc current	0 – 30 A
Total mass	44.0 kg

3. 18 脚形三相一体構造可変インダクタの特性算定

3.1 18 脚形三相一体構造磁心の解析モデル

RNA は、解析対象を複数の要素に分割し、これらを形状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 1 つの磁気抵抗回路網として計算する手法である。すでに、田形磁心などの可変インダクタ、永久磁石モータやスイッチトリラクタンスモータなどの回転機の特算定に、RNA が適用されている^{11), 12)}。以下では、18 脚形三相一体構造磁心の 2 次元 RNA モデルの導出方法について概要を述べる。

まず、18 脚形三相一体構造磁心を形状および磁束の流れを勘案し、Fig. 3(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、磁心外空間も要素 1 層分を解析領域に含めて分割する。分割した要素は、それぞれ同図(b)に示すような 2 次元方向の 4 つの磁気抵抗に置き換える。これらの磁気抵抗をつなぎ合わせることで、18 脚形三相一体構造磁心の 2 次元 RNA モデルが導出される。

なお、同図(b)の磁気抵抗 R_{mr} , $R_{m\theta}$ は、磁心部においては非線形磁気特性を考慮して決める必要があるが、本稿では材質の B - H 曲線を次式のように表すことで、磁気抵抗を求めている。

$$H = \alpha_1 B + \alpha_m B^m \quad (1)$$

式中の α_1 , α_m は係数であり、次数 m は B - H 曲線の非線形性の強さで決まる。本稿では $m=13$, $\alpha_1=65$, $\alpha_{13}=5.1$ である。

(a) Division of 18-leg three-phase laminated-core.

(b) Two-dimensional unit magnetic circuit.

Fig. 3 Two-dimensional RNA model of 18-leg three-phase laminated-core.

Fig. 4 Two-dimensional FEM model of 18-leg three-phase laminated-core.

一方, Fig. 4 は, 18 脚形三相一体構造磁心の 2 次元 FEM モデルである. 18 脚形三相一体構造可変インダクタは, 新規の可変インダクタであり, 実機はまだ存在しないことから, 2 つの異なる数値解析手法を用いて解析することで, その解の信頼度をより高めるようにした.

3.2 特性算定結果

Fig. 5 に, 直流制御電流を 30 A, 主巻線電流を 0 A とした場合の磁束密度コンター図を示す. この図を見ると, 制御電流を流すことで, 制御巻線が施されている脚と継鉄が磁気飽和していることがわかる. これにより, 主巻線から見た磁気抵抗は大きくなり, 実効的なインダクタンスは減少, すなわち可変インダクタとして動作することが了解される. また, 主巻線が施されている脚の磁束密度は, ほぼ 0 であることから, 直流偏磁が無いことも了解される.

Fig. 6 に主巻線電流とインダクタンスの変化を示す. この図より, 直流制御電流に対して, 交流主巻線電流は比例, インダクタンスは反比例していることがわかる.

Fig. 7 に, 無効電力制御特性の算定値を示す. この図を見ると, 提案する可変インダクタにより, 無効電力が線形かつ連続的に制御されていることがわかる. これは Fig. 6 に示したように, 直流制御電流 I_{DC} に対して交流主巻線電流 I_2 は比例, インダクタンス L_2 は反比例しているためであり, 無効電力が $Q_2 = \omega L_2 I_2^2$ より, 比例係数 K を用いて, $Q_2 = K I_{DC}$ で表されることから了解される.

Fig. 5 Contour diagram of the flux density when a primary dc and secondary ac currents are 30 A and 0 A, respectively.

Fig. 6 Calculated effective inductance of the secondary ac winding and the secondary ac current.

Fig. 7 Controlled reactive power characteristics of 18-leg three-phase laminated-core variable inductor calculated by 2-D RNA and FEM.

Fig. 8 Relative harmonic contents of output current.

Fig. 8 に、出力電流の高調波含有率を示す。同図は、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を示している。なお、3 の倍数の高調波成分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。この図を見ると、高調波含有率は幅広い範囲で低く抑えられていることがわかる。

以上、シミュレーションの結果ではあるが、18 脚形三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。

4. 田形磁心および 6 脚形三相一体構造磁心との比較

本章では、提案する 18 脚形三相一体構造可変インダクタの優位性を示すため、先行研究で試作・試験を行った田形磁心を用いた可変インダクタ、および 6 脚形三相一体構造可変インダクタと無効電力制御特性の比較を行う。

Fig. 9 に、田形磁心の形状と寸法を示す¹¹⁾。Table 2 は磁心の諸元である。また、Fig. 10 に 6 脚形三相一体構造磁心の形状と寸法を示す。Table 3 は磁心の諸元である。Table 1～3 を比較すると、3 種類すべての可変インダクタの動作磁束密度は 1.2 T であり、直流制御電流の最大値も 30 A と等しいことがわかる。

一方、容量は田形磁心が 3.6 kVA と小さい、また巻線直径は、6 脚形三相一体構造可変インダクタは巻線占積率が低いため、他の 2 つの可変インダクタよりも細い。そのため、3 種類の可変インダクタの無効電力制御特性を単純に比較することはできないことから、これを質量で割ることで、単位質量当たりの無効電力を比較することにする。同様に、巻線電流についても巻線断面積で割り、電流密度で評価することとした。

Fig. 11 に、6 脚形および 18 脚形三相一体構造磁心と田形磁心の単位質量当たりの無効電力制御特性を示す。この図を見ると、同じ主巻線電流密度における無効電力は、6 脚形の実機と比べて 18 脚形の方が 30%以上優れていることがわかる。また、田形磁心と同等以上の制御特性を有することがわかる。従って、同一容量の可変インダクタを試作した場合、18 脚形三相一体構造可変インダクタが最も軽量になることが示された。

Fig. 9 Schematic of EIE-core.

Table 2 Specifications for EIE-core type three-phase variable inductor.

Rated capacity	3.6 kVA
Rated line voltage (Working flux density)	150 V (1.2 T)
Frequency	50 Hz
N_1 (Diameter, turns, resistance)	$\phi 2.2$ mm, 100 turns, 0.1105 Ω
N_2 (Diameter, turns, resistance)	$\phi 1.9$ mm, 156 turns, 0.34 Ω
Winding space factor	40.6%
Core material	35A210 Mass density: 7.60 kg/dm ³
Primary dc current	0 – 30 A
Total mass	13.1 $\times$ 3 kg

Fig. 10 Schematic of 6-leg three-phase laminated-core.

Table 3 Specifications for 6-leg three-phase laminated-core variable inductor..

Rated capacity	4.0 kVA
Rated line voltage (Working flux density)	200 V (1.2 T)
Frequency	50 Hz
N_1 (Diameter, turns, resistance)	$\phi 1.4$ mm, 114 turns, 0.405 Ω
N_2 (Diameter, turns, resistance)	$\phi 1.2$ mm, 208 turns, 0.979 Ω
Winding space factor	18.0%
Core material	35A210 Mass density: 7.60 kg/dm ³
Primary dc current	0 – 30 A
Total mass	25.5 kg

5. まとめ

以上、本稿では制御巻線および交流主巻線を、すべて磁心脚部に配置可能な 18 脚形の三相一体構造可変インダクタを提案し、RNA および FEM を用いて基礎特性の算定を行った。

提案した 18 脚形三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、6 脚形と比較して単位質量当たりの無効電力制御特性が優れ、田形磁心と同等以上の特性を有することが示された。

今後は、3 次元 RNA によるさらに詳細な 18 脚形三相一体構造可変インダクタの解析と、磁心の小型・軽量化に関する検討を行う予定である。

Fig. 11 Comparison of controlled reactive power per weight for 6-leg, 18-leg 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, K. Tajima, M. Kawakami, M. Maeda, T. Ito, and O. Ichinokura, *J. Magn. Soc. Jpn.*, **23**, 1497 (1999) (in Japanese).
- 6) K. Nakamura, S. Akatsuka, T. Ohinata, M. Kawakami, M. Maeda, H. Sato, and O. Ichinokura, *T. IEE Jpn.*, **122-B**, 295 (2002) (in Japanese).
- 7) O. Ichinokura, K. Nakamura, S. Akatsuka, T. Ohinata, and K. Minazawa, *Trans. Magn. Soc. Japan*, **5**, 49 (2005).
- 8) M. Maeda, T. Ohinata, T. Aoki, S. Akatsuka, M. Kawakami, H. Sato, and O. Ichinokura, *T. IEE Jpn.*, **122-B**, 561 (2002) (in Japanese).
- 9) K. Nakamura, S. Hisada, T. Ohinata, K. Arimatsu, Y. Sato, and O. Ichinokura, *J. Magn. Soc. Jpn.*, **32**, 415 (2008) (in Japanese).
- 10) K. Nakamura, S. Hisada, K. Arimatsu, T. Ohinata, K. Sakamoto, and O. Ichinokura, *IEEE Trans. Magn.*, **44**, 4107 (2008).
- 11) 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).
- 12) K. Nakamura and O. Ichinokura, *T. IEE Japan*, **126-B**, 150 (2006) (in Japanese).

2011 年 10 月 27 日受理, 2012 年 2 月 21 日再受理, 2012 年 3 月 16 日採録