

直交磁心形可変インダクタにおける楔形ギャップの形状効果について

Shape Effect of Wedge Gaps in an Orthogonal-Core-Type Variable Inductor

中村 健二, 川上 峰夫*, 前田 満*, 佐藤 博道*, 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 05 (〒980-8579)

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

K. Nakamura, M. Kawakami*, M. Maeda*, H. Sato*, and O. Ichinokura

Graduate School of Engng., Tohoku Univ., Aoba 05, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, 980-8579, Japan

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

(2000 年 10 月 5 日受理, 2001 年 1 月 24 日採録)

By using an orthogonal-core-type variable inductor and capacitor, we will realize a simple, reliable, and high-quality voltage regulator. However, the nonlinear magnetization characteristic of the orthogonal core causes harmonics in the output current. To reduce the harmonic current of the orthogonal-core-type variable inductor, we previously proposed an orthogonal core with wedge gaps. A trial three-phase 100-kVA variable inductor demonstrates that the variable inductor can be put to practical use in a 6.6-kV ac distribution system. For wide application, it is necessary to examine the optimum size of the wedge gap and to establish a design method for the orthogonal core. In this paper, we present a method for quantitative analysis of the orthogonal core with wedge gaps, and examine the characteristics of the variable inductor for various dimensions of the wedge gap.

Key words: orthogonal core, variable inductor, wedge gap, reluctance network analysis

1. はじめに

電力系統における送電線の長距離・大容量化, ならびに負荷の増大と多様化が系統の電圧変動を拡大させる傾向にあり, 線路電圧維持のための安定化装置の必要性が高まっている. 系統の電圧変動を抑制する中間調相設備は, 送電系統に対し無効電力を供給することによって設置点の電圧を維持する装置であり, 従来は同期調相器により実現されていた. しかしながら, 近年のパワーエレクトロニクス機器の大容量・高性能化に伴い, サイリスタやインバータなどを利用することで, より高速に電圧の安定化を図る機器の研究・開発が進んでいる. その代表的な機器として SVC (Static Var Compensator) や SVG (Static Var Generator)

があげられる^{1)~4)}.

SVC はコンデンサとサイリスタで制御されるリアクトルにより構成され, 高速かつ連続的に無効電力を補償できる. しかし, SVC はサイリスタの導通位相角制御によってリアクトル電流を制御するために, 原理的に高調波が発生する. 従って, 高調波除去フィルタを併用する必要があり, 装置が大型化する傾向にある.

SVG は自励式正弦波インバータを利用して無効電力が発生するため高調波の問題はなく, 単体で進みから遅れまで無効電力を任意に補償できる特長を有する. しかし, SVG は一般的に制御が複雑で高価になり, 高周波スイッチングに伴う電磁ノイズ発生の問題も懸念される.

直交磁心の 1 次側から直流励磁を加えることにより, 2 次側の実効的なインダクタンスを変化させる, いわゆる直交磁心形可変インダクタは,

- (1) 構成が簡単で保守が容易
- (2) 無効電力の連続制御が可能
- (3) 事故に対する耐性が高い
- (4) 高周波電磁ノイズの発生が無い

などの特長を有するため, 無効電力補償装置への応用が期待される^{5), 6)}. しかし, 直交磁心形可変インダクタは材質の非線形磁気特性に起因する出力電流波形歪みの問題があり, この問題を解決する必要があった.

先に筆者らは, 直交磁心の磁心接合部に楔形のギャップを施すことにより, 高調波の低減が可能であることを報告した^{7), 8)}. また, 楔形ギャップ付き直交磁心を用いた自動電圧調整器(直交磁心形 AVR)を開発し, 実証試験より高圧配電系統において電圧変動の抑制に有効であることを示した^{9), 10)}. 今後, 機器の実用化ならびに高性能化のためには, 楔形ギャップが機器の特性に与える効果について詳細な検討を行う必要がある.

本論文では, 楔形ギャップ付き直交磁心のギャップ寸法を種々変化させたときの特性について, シミュレーションならびに実験による検討を行った.

2. 直交磁心の解析手法および計算結果

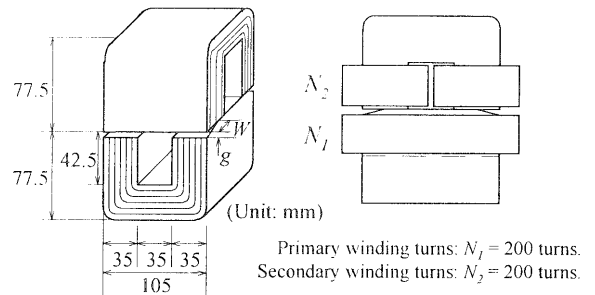
2. 1 解析手法

Fig. 1(a)に解析および実験に用いた楔形ギャップ付き直交磁心の形状と寸法を示す。材質は厚さ 0.23 mm の方向性ケイ素鋼板である。同図(b)に巻線配置を示す。

直交磁心の解析には 3 次元非線形磁気回路モデルに基づく特性算定、いわゆるリラクタンスネットワーク解析 (RNA) を用いた^{11), 12)}。本手法は有限要素法などに比べ、簡便な計算で比較的算定精度が高いこと、汎用の回路シミュレータが利用できること等の特長を有する。また、楔形ギャップ付き直交磁心の解析についても、RNA により比較的良好な算定結果が得られている¹³⁾。以下、RNA による解析について簡単に説明をする。

まず、直交磁心を磁心形状および磁心内部の磁束の流れを考慮し、Fig. 2(a)に示すような直方体要素に分割する。磁心からの漏れ磁束も考慮するため、磁心外空間についても同様に分割し、分割した直方体要素それぞれを、同図(b)に示すような単位磁気回路で表す。ここで単位磁気回路中の磁気抵抗については、直交磁心の非線形磁気特性を考慮に入れ、磁心内部では材質の B-H 特性より求められる非線形磁気抵抗を、磁心外部では真空の透磁率 μ_0 より算出される線形の磁気抵抗を用いる。また、楔形ギャップ部分については、同図(c)に示すようにさらに分割し、磁心部には非線形磁気抵抗、空隙部には線形磁気抵抗を用いることによりモデル化する。また、同図(c)中の磁心外部に接続される磁気抵抗を用いることで、ギャップ部からの漏れ磁束についても考慮した。以上より、楔形ギャップ付き直交磁心の 3 次元非線形磁気回路モデルが導出される。なお、今回はギャップ部分を除く直交磁心部の分割数を 54、磁心外空間は 146、ギャップ部においては 12 分割として解析を行った。

また、Fig. 3 に示す直交磁心形可変インダクタ回路の解析に際しては、上述のごとく導出した 3 次元磁気回路モデルと、外部電気回路を適切な中間回路により結合させて解析を行う、いわゆる回路-磁場連成解析を用いた¹⁴⁾。Fig. 4 に直交磁心形可変インダクタ回路に対応する回路-磁場連成回路を示す。



(a) Core structure. (b) Winding arrangement.

Fig. 1 Schematic diagram of the orthogonal core with wedge gaps.

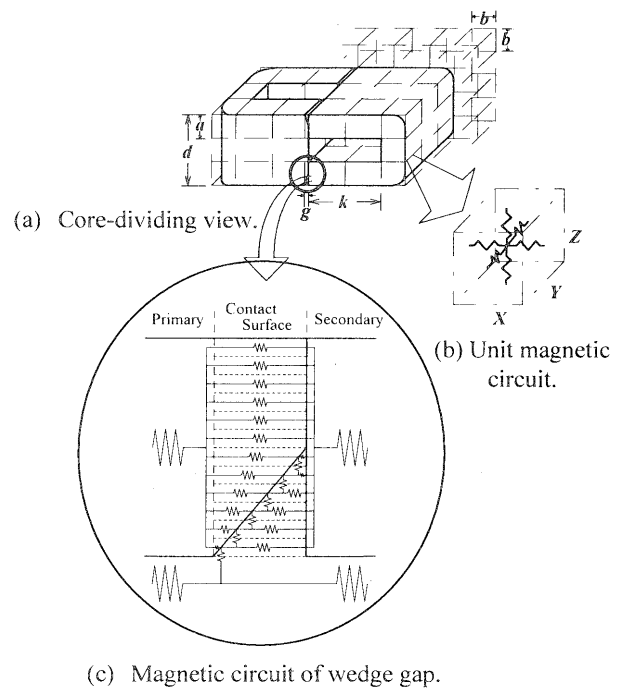


Fig. 2 3-D magnetic circuit of the orthogonal core with wedge gaps.

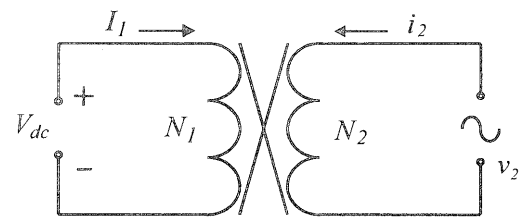


Fig. 3 Basic circuit of the orthogonal-core-type variable inductor.

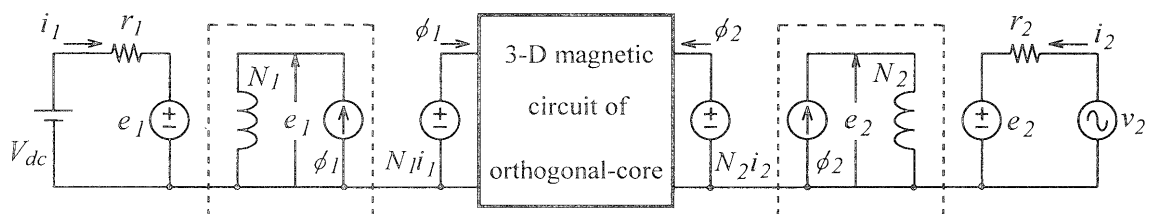


Fig. 4 Electric and magnetic coupling circuit of the orthogonal-core-type variable inductor.

2. 2 算定結果

Fig. 5 に楔形ギャップ部の拡大図を示す. g は楔形ギャップのギャップ長であり, W はギャップ幅, θ はギャップ切込み角である. ギャップ寸法は Table 1 に示すように,

条件①: ギャップ幅 W を一定とし, ギャップ長 g を変化させる (試料 A1~A3).

条件②: ギャップ切込み角 θ を一定とし, ギャップ幅 W を変化させる (試料 B1~B3).

以上の場合について, シミュレーションおよび実験により特性の検討を行った.

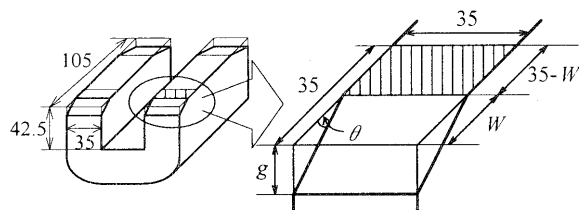
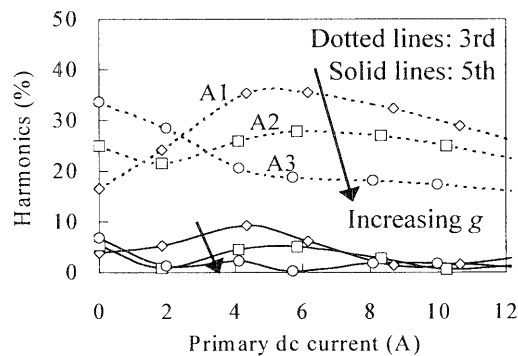


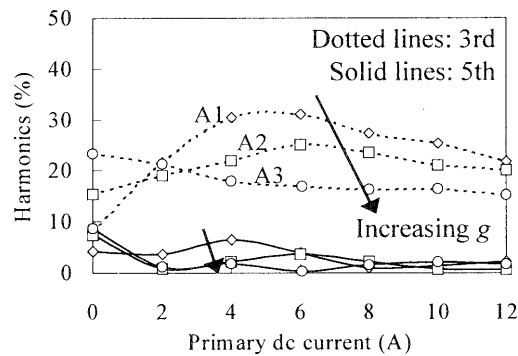
Fig. 5 Expanded view of the wedge gap.

Table 1 Size of wedge gap.

	g (mm)	W (mm)	θ (deg.)		g (mm)	W (mm)	θ (deg.)
A1	0.5	17.5	1.6	B1	0.43	7.5	3.3
A2	1.0	17.5	3.3	B2	0.66	11.5	3.3
A3	2.0	17.5	6.5	B3	0.89	15.5	3.3

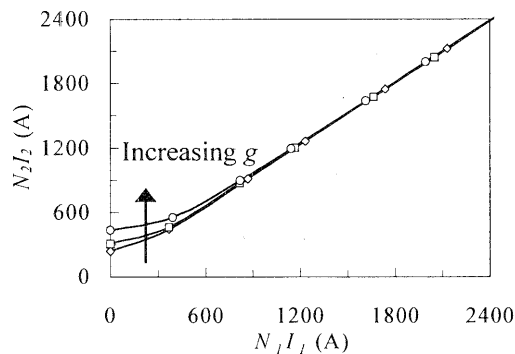


(a) Calculated values.

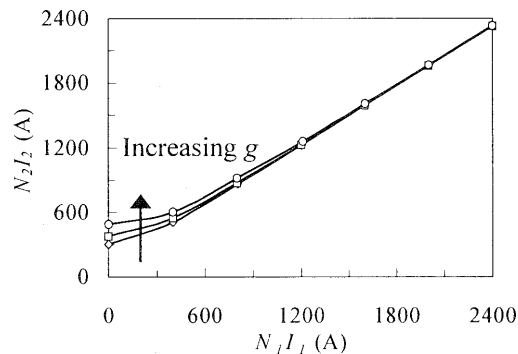


(b) Measured values.

Fig. 6 Relative harmonic contents of the output current.



(a) Calculated values.



(b) Measured values.

Fig. 7 Control characteristics of variable inductor.

Fig. 6(a)にギャップ幅 W を一定とし, ギャップ長 g を種々変化させたときの, 直交磁心形可変インダクタの出力電流高調波含有率の計算値を示す. 同図(b)は実測値である. これらの結果より, 高調波含有率はギャップ長 g が大きくなるにつれて磁化特性の非線形性が緩和されるため, 減少する傾向を示すことがわかる⁷⁾. また, ギャップ長 g の変化が僅かであるのに対し, 比較的大きく特性が変化することがわかる. 計算値と実測値は, 定量的に比較的良好な一致をしており, 本解析手法の妥当性が了解される.

Fig. 7(a), (b)には直交磁心形可変インダクタの制御特性の計算値および実測値を示す. これらを見ると, ギャップ長 g が大きくなるにつれて, 制御電流の小さい領域で線形性が多少損なわれる傾向にあるが, 全体的に線形性をよく保っており制御性能の劣化は少ない.

次いで, ギャップ切込み角 θ を一定とし, ギャップ幅 W を種々変化させたときの特性を示す. Fig. 8(a)は出力電流高調波含有率の計算値である. 同図(b)には実測値を示す. また, Fig. 9(a), (b)には制御特性の計算値および実測値を示す. これらの結果を見ると, ギャップ幅 W の増加に伴い, 高調波含有率は減少すること, 制御特性については制御電流の小さい領域で多少劣化することがわかる. また, 条件②の場合においても, 計算値と実測値の良好な一致が認められる.

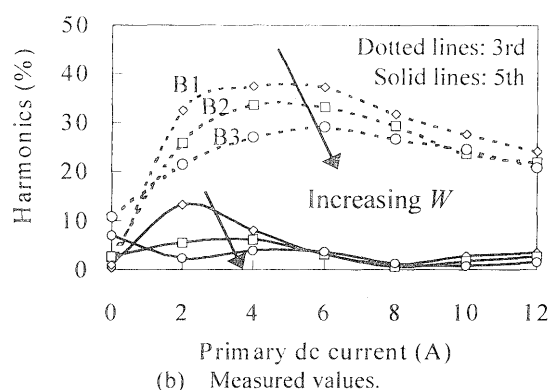
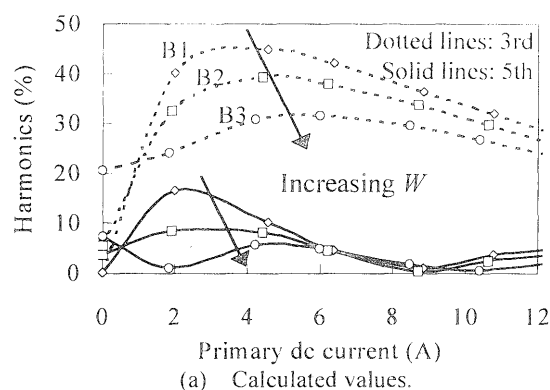


Fig. 8 Relative harmonic contents of the output current.

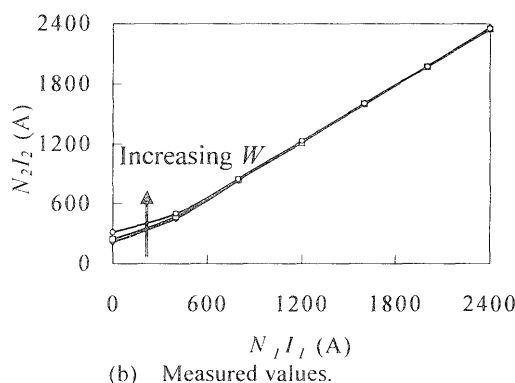
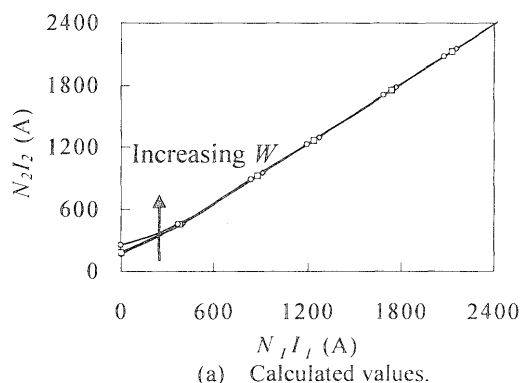


Fig. 9 Control characteristics of variable inductor.

3. まとめ

以上、楔形ギャップ付き直交磁心のギャップ寸法を種々変えたときの特性について検討を行った。高調波含有率は、ギャップ寸法が大きくなるに従って減少する傾向にあるが、ギャップ寸法の変化が僅かであるのに対して特性は比較的大きく変化する。制御特性については、ギャップが大きくなるに従い制御電流の小さい領域で線形性が多少損なわれるが、ほぼ良好な制御特性を保持する。また、ギャップ寸法の僅かな違いによって生じる特性の差異についても、本解析ではほぼ定量的に算定可能であり、楔形ギャップ付き直交磁心の最適設計に有用と考えられる。

なお本研究の一部は文部省科学研究費補助金基盤研究(C)の交付を得て行った。

文献

- 1) Laszlo Gyugyi: *IEEE Trans. Ind. Appl.*, **1A-15**, 521 (1979).
- 2) 林, 鈴木: 電気学会雑誌, **103**, 803 (1983).
- 3) 山口, 上村: 電気学会雑誌, **106**, 637 (1986).
- 4) 宮田, 村上, 渡辺: 電気学会論文集 D, **115**, 365 (1995).
- 5) O. Ichinokura, T. Tajima, T. Jinzenji: *IEEE Trans. Magn.*, **29**, 3225 (1993).
- 6) O. Ichinokura, T. Kagami, M. Maeda, Y. Wakiya, T. Jinzenji: *IEEE Trans. Magn.*, **31**, 4247 (1995).
- 7) 前田, 坂本, 三田村, 一ノ倉: 日本応用磁気学会誌, **22**, 733 (1998).
- 8) O. Ichinokura, M. Maeda, M. Sakamoto, K. Mitamura, T. Ito, T. Saito: *IEEE Trans. Magn.*, **34**, 2066 (1998).
- 9) 赤塚, 川上, 前田, 高木, 矢萩, 伊藤, 斎藤, 一ノ倉: 電気学会電力・エネルギー部門大会, 643 (1998).
- 10) 川上, 赤塚, 前田, 伊藤, 斎藤, 一ノ倉: 電気関係学会東北支部連合大会, 12 (1998).
- 11) 田島, 一ノ倉, 加賀, 穴澤: 日本応用磁気学会誌, **16**, 407 (1992).
- 12) K. Tajima, A. Kaga, Y. Anazawa, O. Ichinokura: *IEEE Trans. Magn.*, **29**, 3219 (1993).
- 13) 中村, 田島, 川上, 前田, 伊藤, 一ノ倉: 日本応用磁気学会誌, **23**, 1497 (1999).
- 14) 田島, 加賀, 一ノ倉: 電気学会論文誌, **117-A**, 155 (1997).