

## EMTP を用いた直交磁心形 SVC の解析

## Analysis of Orthogonal Core SVC Using EMTP

藤田 慎也, 中村 健二, 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)

S. Fujita, K. Nakamura, M. Maeda\*, H. Sato\*, and O. Ichinokura

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

\*Tohoku Electric Power Company, 7-2-1, Nakayama, Aoba-ku, Sendai, 981-0952, Japan

We proposed a three-phase variable inductor for control equipment in an electric power system. The three-phase variable inductor is constructed with three orthogonal cores that have wedge gaps for reduction of harmonics. When the three-phase variable inductor is connected to a power line in parallel, a simple and reliable var compensator results. A trial three-phase, 100-kVA variable inductor was demonstrated in a 6.6-kV ac distribution system. In order to expand the application of the variable inductor, it is necessary to clear the operation of the variable inductor under various conditions in the electric power system. It is generally difficult, however in general to carry out field tests on an actual electric power system. Numerical simulation is an effective method for analysis of an electric power system. In particular, EMTP is one of the most widely used programs in the analysis of electric power systems. In this paper, we present an EMTP model of the orthogonal core variable inductor and apply the model to the analysis of an orthogonal core SVC.

**Key words:** orthogonal core, variable inductor, static var compensation, EMTP

## 1. はじめに

近年, 電力系統においてパワーエレクトロニクス機器の普及や, 風力発電などの分散型電源の導入が負荷の増大と多様化を招き, 電力系統の電圧変動を拡大させる傾向にある。

電力系統の電圧制御は, 従来負荷時タップ切換変圧器などの機械式接点により行われてきたが, 接点部の磨耗などにより保守が容易ではないこと, タップ切換に時間を要すること, 電圧制御がステップ状に限られることなどから, 最近では電力用半導体素子を用いることで高速かつ連続的に電圧変動を抑制する, SVC (Static Var Compensator) や, SVG (Static Var Generator) などの調相設備に関する検討が進められている<sup>1)~3)</sup>。

しかしながら, 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, 原理的に高調波が発生する。従って, 高調波除去フィルタの併用が必要であり, 装置が大型化する傾向にある。SVG は自動式正弦波インバータを利用して無効電力を発生するため高調波の問題はないが, 制御が複雑で高価になる傾向を有する。また, 高周波スイッチングに伴う電磁ノイズの問題も指摘される。

これらの問題を解決する手段として, 高調波の少ない線形可変インダクタの開発が望まれる。すなわち, サイリスタ制御リアクトルの代わりに, 線形可変インダクタを用いることによって高調波の発生のない無効電力補償装置の開発が可能になる。

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<sup>4) 5)</sup>。また, 楔形ギャップ付き直交磁心を用いた無効電力補償装置 (直交磁心形 SVC) を開発し, 実証試験により高压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<sup>6) 7)</sup>。今後は機器の実用化に向けた検討が必要であるが, 電力系統はシステム自体が大規模かつ複雑であることから, 本機器を適用した際に生じる電力システムの挙動などを詳細に検討する必要がある。

EMTP (Electro-Magnetic Transients Program) は, 電力系統用解析ソフトウェアの一つであり, 電力系統における電圧, 電流, 電力潮流などの定常, 過渡現象解析が可能であること, 回転機, 変圧器, 送電線などがモデルとして利用できること, 制御系の組み込みが容易であることなどの特徴を有しており, 大規模電力系統の解析に適しているものと考えられる。

本論文では, 直交磁心形 SVC を適用した際の電力システム全体の特性評価を目的とし, 直交磁心の EMTP モデルを導出し, 直交磁心形 SVC の特性算定を行った。

2. 直交磁心の EMTP モデルの導出

Fig. 1 に考察に用いた直交磁心の形状、寸法および巻線配置を示す。磁心材質は厚さ 0.23 mm 方向性ケイ素鋼板であり、1 次巻線数および 2 次巻線数はそれぞれ 106, 250 である。また、磁心接合面には高調波電流を抑制するため楔形のギャップが施してある<sup>4), 5)</sup>。

EMTP により直交磁心およびその応用回路の解析を行うためには、直交磁心の電気的等価回路モデルの導出が必要になる。以下では、直交磁心の磁化特性の非線形性に着目した電気回路モデルの導出方法について述べる<sup>8)</sup>。

Fig. 2 に直交磁心の基本磁気回路を示す。図中の  $N_1i_1$ ,  $N_2i_2$  は 1 次及び 2 次巻線電流による起磁力である。また  $R_s$  は直交磁心の非線形磁気特性を考慮するための非線形磁気抵抗である。いま、簡単のため  $R_s$  における起磁力  $f$  を磁束  $\phi$  の 3 次式で近似すると、次式で与えられる。

$$f(\phi) = a_1\phi + a_3\phi^3 \quad (\text{但し, } a_1, a_3 \text{ は定数}) \quad (1)$$

従って、Fig. 2 に示す回路において巻線起磁力と磁束の間には、以下で示される関係式が成り立つ。

$$N_1i_1 = a_1\phi_1 + \frac{3a_3}{4}\phi_2^2\phi_1 + \frac{a_3}{4}\phi_1^3 \quad (2a)$$

$$N_2i_2 = a_1\phi_2 + \frac{3a_3}{4}\phi_1^2\phi_2 + \frac{a_3}{4}\phi_2^3 \quad (2b)$$

ここで、1 次、2 次巻線電流を(2a)式、(2b)式の右辺第一項の磁束に比例する線形成分  $i_{10}$ ,  $i_{20}$  と、第二、第三項の非線形成分  $i_{1n}$ ,  $i_{2n}$  に分け、線形のインダクタンスを、

$$L_{10} = N_1^2 / a_1, \quad L_{20} = N_2^2 / a_1 \quad (3)$$

と定義すると、 $i_{10}$ ,  $i_{20}$  は次式のように表される。

$$i_{10} = N_1\phi_1 / L_{10}, \quad i_{20} = N_2\phi_2 / L_{20} \quad (4)$$

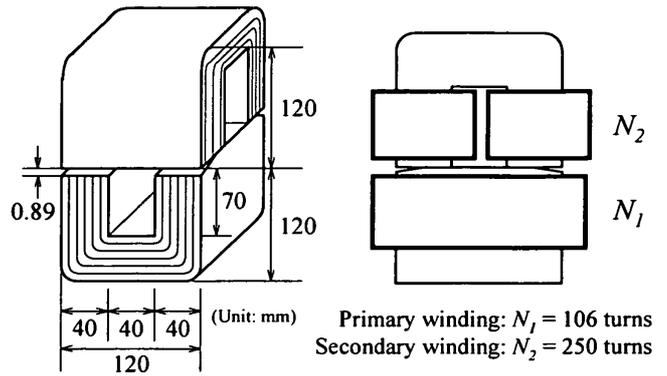
また、 $i_{1n}$ ,  $i_{2n}$  は  $i_{10}$ ,  $i_{20}$  を用いて

$$\left. \begin{aligned} i_{1n} &= \frac{3a_3L_{10}L_{20}^2}{4N_1^2N_2^2}i_{20}^2i_{10} + \frac{a_3L_{10}^3}{4N_1^4}i_{10}^3 \\ i_{2n} &= \frac{3a_3L_{20}L_{10}^2}{4N_1^2N_2^2}i_{10}^2i_{20} + \frac{a_3L_{20}^3}{4N_2^4}i_{20}^3 \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

と表される。(5)式より  $i_{1n}$  及び  $i_{2n}$  を電流の線形成分  $i_{10}$ ,  $i_{20}$  により制御される非線形従属電流源で表せば、Fig. 3 に示す直交磁心の電気回路モデルが導出される。

Fig. 4 に EMTP のための直交磁心の電気回路モデルを示す。本モデルにおいては、図中の Current sensor によりインダクタンスに流れる巻線電流の線形成分を取得し、

TACS Fortran statement を用いて非線形成分を計算する。計算された値は TACS Source を用いて電流として出力される。ここで、TACS Fortran statement は Fortran 形式の算術式を用いて定義される素子であり、任意の素子のモデル化が可能である。TACS Source は TACS Fortran statement で計算された値を、電圧あるいは電流として出力する素子である。すなわち、これらの素子を用いることで非線形の従属電流電源が実現される。



(a) Core structure. (b) Winding arrangement.  
 Fig. 1 Schematic diagram of orthogonal core.

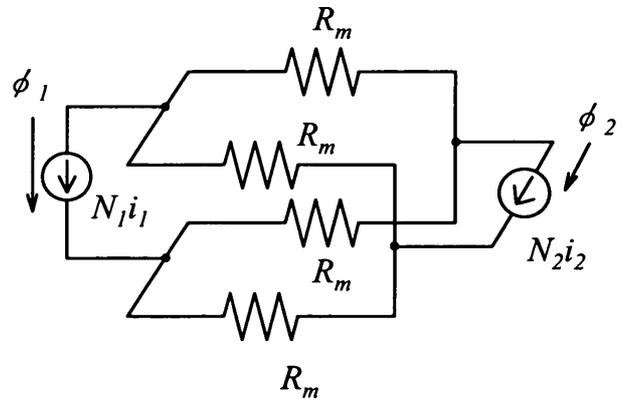


Fig. 2 Basic magnetic circuit of orthogonal core.

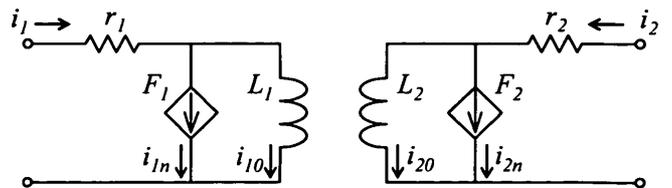


Fig. 3 Electric equivalent circuit model of orthogonal core.

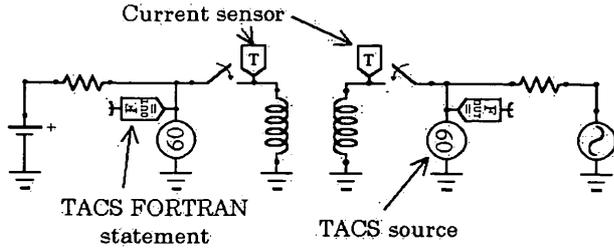


Fig. 4 EMTP model of orthogonal core.

3. 可変インダクタの算定結果

前節までの考察に基づき導出された直交磁心の EMTP モデルを用いて、Fig. 5 に示す直交磁心形可変インダクタのシミュレーションを行った。なお、実際の計算では(1)式において磁束の 11 次の項まで考慮して、モデルの導出を行った。Fig. 6 に直交磁心形可変インダクタの制御特性の計算値と実測値を示す。この結果から、計算値と実測値は良好な一致を示しており、本モデルの妥当性が了解される。Fig. 7 には 2 次電流高調波含有率の計算値と実測値を示す。これを見ると、計算値と実測値は定量的には誤差が認められるが、高調波の定性的な評価には適用できるものと考えられる。

次いで、Fig. 8 に示すように直交磁心 3 台を用いて 3 相可変インダクタを構成し、電流波形の算出を行った。Fig. 9 に制御電流  $i_c = 10$  A における 2 次電流波形の計算値と実測値を示す。この結果から、直交磁心の出力電流がほぼ正弦波となることが了解される。

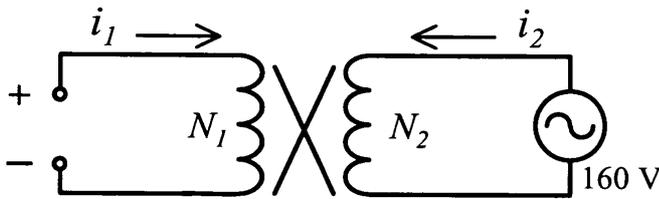


Fig. 5 Orthogonal core variable inductor.

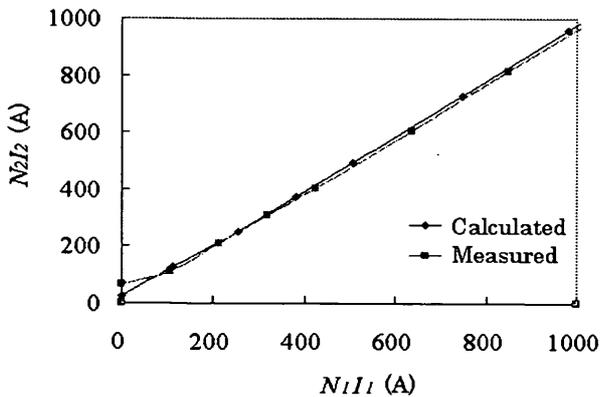
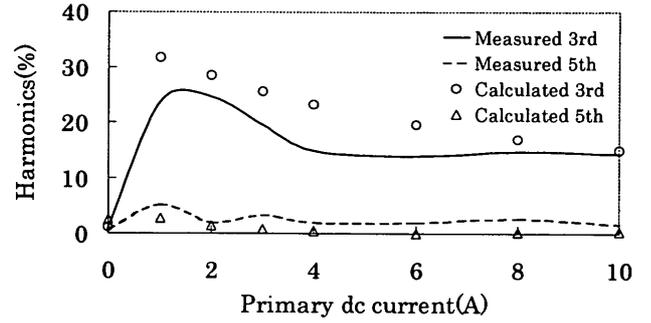
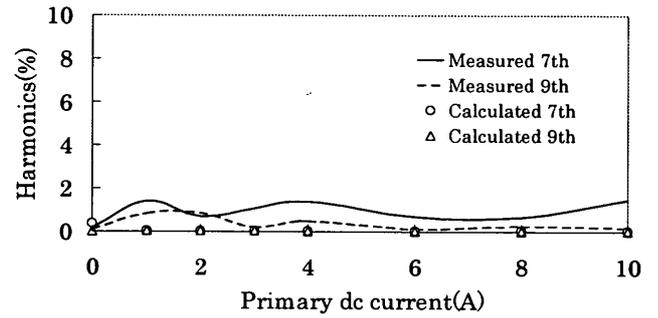


Fig. 6 Control characteristics of variable inductor.



(a) 3rd, 5th harmonics



(b) 7th, 9th harmonics

Fig. 7 Relative harmonic contents of secondary current.

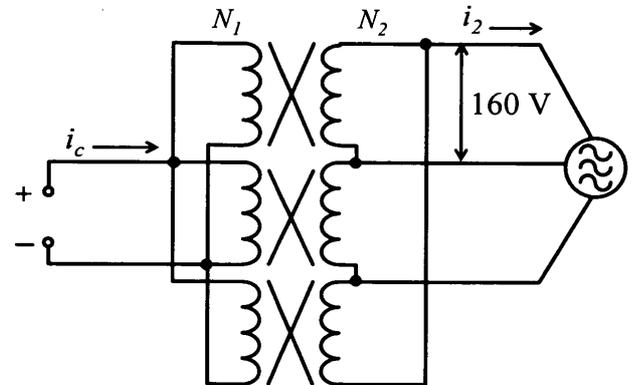
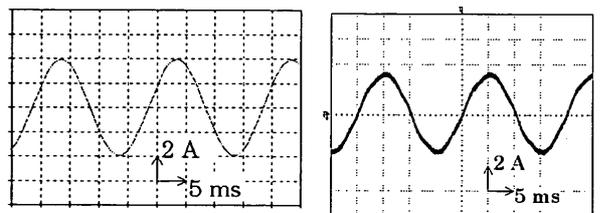


Fig. 8 Three-phase variable inductor.



(a) Calculated waveforms. (b) Measured waveforms.

Fig. 9 Calculated and measured waveforms of secondary current.

#### 4. 直交磁心形 SVC の特性算定結果

Fig. 10 に示すように 3 相可変インダクタを用いて直交磁心形 SVC を構成し、シミュレーションにより制御特性ならびに出力電流波形の算出を行った。

Fig. 11 に SVC の電圧制御特性の計算値と実測値を示す。この結果から、計算値と実測値は良好な一致を示していることがわかる。また、系統電圧は制御電流によって良好に制御されていることが了解できる。

Fig. 12(a)に制御電流  $i_c = 10$  A の場合における線路電流波形の計算値を示す。同図(b)は同条件における実測波形である。これらの図を見ると、電流歪みは極めて小さくほぼ正弦波となっていることが了解される。なお、CPU 400MHz, メモリ 192 MB の PC を用いて、直交磁心形 SVC の 10 秒間の過渡解析を行うのに要する計算時間は 20 秒程度であり、今後大規模な電力システムへの適用を想定した解析にも対応可能と考えられる。

#### 5. まとめ

以上、直交磁心形可変インダクタの EMTP モデルの導出および直交磁心形 SVC の解析結果について報告した。

提案した直交磁心の EMTP モデルによる計算値と実測値には、定量的な誤差が認められたが、定性的な動作特性を説明するには十分と考えられる。さらに、計算時間も比較的高速であることから、直交磁心を大規模電力システムに適用した場合のシミュレーションに有用なモデルと考えられる。今後は実規模のモデルを導出し、電力システムに与える影響など詳細な検討を行っていく予定である。

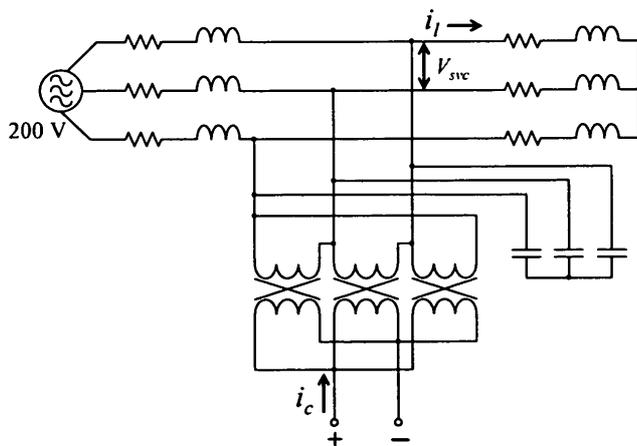


Fig. 10 Basic circuit of orthogonal core SVC.

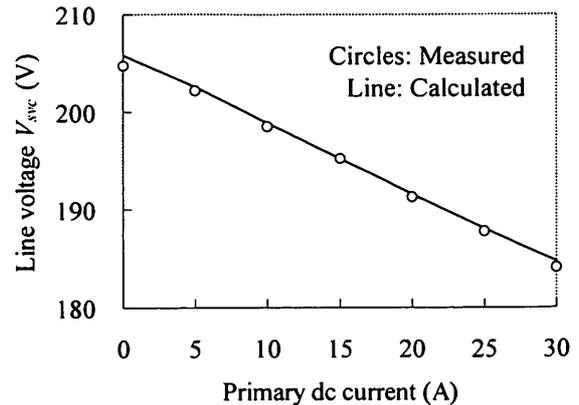
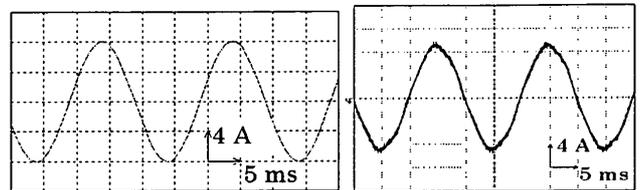


Fig. 11 Voltage control characteristics of orthogonal core SVC.



(a) Calculated waveform. (b) Measured waveform.

Fig. 12 Measured and calculated waveforms for line current.

#### 文献

- 1) T. Hayashi, T. Sakurai : *Trans. IEE Jpn. B*, **117**, pp. 901-904 (1997).
- 2) S. Irokawa : *Trans. IEE Jpn. B*, **115**, pp. 1019-1022 (1995).
- 3) F. Ichikawa : *Trans. IEE Jpn. B*, **112**, pp. 461-464 (1992).
- 4) M. Maeda, M. Sakamoto, K. Mitamura, O. Ichinokura : *J. Magn. Soc. Jpn.*, **22**, pp. 733-736 (1998).
- 5) O. Ichinokura, M. Maeda, M. Sakamoto, K. Mitamura, T. Ito, T. Saito : *IEEE Trans. Magn.*, **34**, pp. 2066-2068 (1998).
- 6) 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).
- 7) 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).
- 8) O. Ichinokura, K. Sato, T. Jinzenji, K. Tajima : *J. Appl. Phys.*, **69**, pp. 4928-4930 (1991).

(2001年10月5日受理, 2002年1月17日採録)