日本応用磁気学会誌 26, 572-575 (2002)

磁束制御型変圧器の特性算定

Calculation of Characteristics of Magnetic-Flux-Control Transformer

中村 健二・赤塚 重昭*・大日向 敬*・葵木 智之*・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, S. Akatsuka*, T. Ohinata*, T. Aoki*, M. Maeda*, H. Sato*, and O. Ichinokura

Graduate School of Engineering, Tohoku University, Aoba05, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, 980-8579, Japan *Tohoku Electric Power Company, 7-2-1, Nakayama, Aoba-ku, Sendai, 981-0952, Japan

We previously proposed a Magnetic-Flux-Control transformer (MFC transformer). The MFC transformer has simple construction and high reliability because it consists of only a core and its windings. The MFC transformer can control output voltage and net inductance easily and continuously.

For wide application and practical use, it is necessary to establish a design method for the MFC transformer. In this paper, we present an analytical method for the MFC transformer using Reluctance Network Analysis (RNA) and examine the characteristics of an MFC transformer.

Key words: magnetic flux control transformer, variable inductor, voltage regulator, Reluctance Network Analysis (RNA)

1. はじめに

近年,負荷の多様化や太陽光発電,風力発電などの分散 型電源の導入に伴い,電力系統においては電圧変動が拡大 する傾向にあり,従来から行われてきた電圧制御法では対 応が困難な状況になりつつある.

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、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、最近では半導体スイッチング素子を用いることで高 速かつ連続的に電圧の制御を可能にする、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 ^{1)~3)}.

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 は自励式正弦波 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,大電力を高周波でスイッチングすることによる電磁ノ イズの問題も指摘される.

筆者らは,これまで直交磁心型可変インダクタなど磁束 制御技術を用いた電力制御用磁気デバイスの開発を進め るとともに,無効電力補償装置や直列補償器などの電力制 御機器への適用に関する検討,ならびに配電系統用自動電 圧調整器の開発を行ってきた 4^{0~60}.

今回新たに開発した磁束制御型変圧器は,通常の変圧器の機能に加えて,高速かつ連続的に出力電圧および無効電力の制御を行う機器である⁷⁾.本機器は構成が簡単で堅牢,保守が容易,スイッチングノイズの問題が無い,鉄心と鋼線のみのため大容量化も容易などの特長を有する.現在, 6.6 kV - 350 kVA 級実証器を試作し,実系統においてフィールド試験を行っている.今後は,実用化に向けた更なる性能の向上,および最適設計法の確立が重要である.

本論文では、磁束制御型変圧器の最適設計法の確立を 目的とし、3次元非線形磁気回路網解析に基づく算定手法 である Reluctance Network Analysis (以下では, RNA と略す.)を用い、磁束制御型変圧器の基本特性について 検討を行った。

2. 磁束制御型変圧器の構成および動作原理

Fig. 1 に磁束制御型変圧器の基本構成を示す.磁束制 御型変圧器は,通常の変圧器と同様に鉄心ならびに 1 次巻 線 N₁, 2 次巻線 N₂で構成した磁路の一部を二分割し, そ れぞれの分割磁路に制御巻線 N_cを施して構成される.制 御巻線 N_c は交流磁束 Ø による誘起電圧が打ち消される ように直列に接続されており,制御を行わない場合,制御 回路側に電圧は誘起しない.制御巻線に直流制御電流 *i*c

日本応用磁気学会誌 Vol. 26, No. 4, 2002

を流すと、制御磁束 ϕ_c は二分割した磁路を還流し、分割 磁路が磁気的に飽和するため、交流側からみた磁気抵抗が 増大する.従って、磁束制御型変圧器においては分割磁路 で磁束密度が最も高くなることから、その基本動作を分割 磁路の磁気飽和に着目した磁気回路モデルを用いて、定性 的に説明することができる.Fig. 2 に磁束制御型変圧器 の磁気回路モデルを示す.但し、簡単のため 2 次巻線電流 による起磁力 N_{2i2} は省略した.図中の R_s は分割磁路の磁 気飽和特性を有する非線形磁気抵抗である. R_s における 起磁力 Fと磁束 ϕ の関係は、磁気特性の非線形性を考慮 して次式に示す磁束の 3 次式で近似する.

$$F(\phi) = a_1 \phi + a_3 \phi^3 \tag{1}$$

但し, a₁および a₃は係数である. 同図の磁気回路におい て制御巻線電流および 1 次巻線電流による起磁力 N_{cic}, N₁₁₁と磁気抵抗 R_sにおける起磁力 Fの間には,以下の関 係式が成り立つ.

$$N_c i_c = F\left(\frac{\phi}{2} + \phi_c\right) - F\left(\frac{\phi}{2} - \phi_c\right)$$
(2a)



Fig. 1 Structure of magnetic-flux-control transformer.



Fig. 2 Basic magnetic circuit of MFC transformer.

$$N_{i}i_{1} = \frac{1}{2} \left\{ F\left(\frac{\phi}{2} + \phi_{c}\right) + F\left(\frac{\phi}{2} - \phi_{c}\right) \right\}$$
(2b)

従って,巻線電流による起磁力と磁束の関係は次式で表 される。

$$N_{c}i_{c} = \left(2a_{1} + \frac{3a_{3}}{2}\phi^{2} + 2a_{3}\phi_{c}^{2}\right)\phi_{c}$$
(3a)

$$N_{1}i_{1} = \frac{1}{2} \left(a_{1} + 3a_{3}\phi_{c}^{2} + \frac{a_{3}}{4}\phi^{2} \right) \phi$$
(3b)

また、1次側の磁気抵抗 Rmは(3b)式より、

$$R_{m} = \frac{1}{2} \left(a_{1} + 3a_{3}\phi_{c}^{2} + \frac{a_{3}}{4}\phi^{2} \right)$$
(4)

上式より,磁気抵抗 R_m は制御磁束 ϕ_c と交流磁束 ϕ の関数であることがわかる.一般に磁気抵抗 R_m とインダクタンス Lの間には $L = N^p / R_m$ の関係が成り立つことから,磁束制御型変圧器は,制御磁束によって実効的なインダクタンスが変化する,いわゆる可変インダクタとして動作することが了解される.

また,制御磁束によって分割磁路が飽和すれば,漏れ磁 束が増加するため,1次巻線と2次巻線の磁気的な結合が 弱まり,2次側に誘起される電圧は減少する.

以上のように,磁束制御型変圧器は出力電圧およびイン ダクタンスを制御する機能を具備した変圧器として動作 する.

3. 磁束制御型変圧器の解析手法および結果

3.1 解析手法

Fig. 3 に考察に使用した磁束制御型三相変圧器の磁心 形状および巻線配置を示す.材質は厚さ 0.35 mm の無方 向性電磁鋼板であり、制御巻線数、1 次巻線数および 2 次 巻線数はそれぞれ $N_c = 100$, $N_I = 125$, および $N_2 = 125$ である.

磁束制御型変圧器の解析には、3次元非線形磁気回路モ デルに基づく算定手法である RNA を用いた. RNA は有 限要素法などに比べ,簡便な計算で比較的精度が高いこと, 汎用の電気回路シミュレータが利用できること等の特長 を有しており,既に直交磁心の解析において比較的良好な 算定結果が得られている^{8).9)}.以下, RNA による磁束制 御型変圧器の解析方法について簡単に説明する.なお,本 変圧器内部の磁束の流れはほぼ2次元的になるため,ここ では2次元非線形解析を行った.

まず,磁束制御型変圧器を磁心形状や,磁束分布を考慮

し, Fig. 4(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2次元単位磁気回路で表す.ここで単位磁気回 路中の磁気抵抗として,磁心内部においては材質の B·H 特性を最小自乗法により定式化して求められる非線形磁 気抵抗を用いる.磁心外部においては真空の透磁率,αοと 各要素の寸法から算出される線形磁気抵抗を用いる.

以上により,磁束制御型変圧器の2次元非線形磁気回路



Fig. 3 Schematic diagram of MFC transformer.



(a) Core-dividing view.(b) Unit magnetic circuit.Fig. 4 Nonlinear magnetic circuit model of MFC

transformer.

モデルが導出される. なお, 磁心部の要素分割数は 117, 磁心外空間は 104 である. また, 外部電気回路との連成 解析に際しては,上述のごとく導出した磁気回路モデルと, 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¹⁰⁰. Fig. 5 に制御回路,交流電源回路および負荷回路から構成された 磁束制御型変圧器の回路-磁場連成回路を示す.

3.2 算定結果

前節までの考察により導出された磁束制御型変圧器の 非線形磁気回路モデルを用いて,基礎特性の算定を行った.

まず, Fig. 6 に示すような回路を構成し,可変インダ クタとしての特性の評価を行った.このとき,各相の 1 次巻線と 2 次巻線は直列に接続し,これらを 3 相交流電 源に接続している.Fig. 7 に制御特性を示す.この結果 から,制御電流に対して出力電流が線形かつ連続的に制御 されており,磁束制御型変圧器が可変インダクタとして良 好な制御特性を有していることが了解される.Fig. 8 に 出力電流中の基本調波成分と高調波成分,ならびに高調波 歪み率を示す.ここで,高調波電流は第 3 調波から第 9 調波までの電流の実効値であり,高調波歪み率は高調波電 流の基本調波電流に対する比率である.



Fig. 6 Circuit configuration of variable inductor.



Fig. 5 Electric and magnetic coupling circuit of MFC transformer.

Fig. 7 Control characteristics of MFC transformer.

Fig. 8 Harmonic current and harmonic distortion factor.

この結果から,高調波歪み率は全制御範囲において約5 ~6%程度であることが分かる.また,制御電流が小さい 領域で高調波歪み率が高くなっているが,制御電流が小さ い領域では出力電流も小さいため高調波電流の影響は比 較的小さいものと考えられる.

次いで, Fig. 9 に示す回路のように 1 次側に交流電源 を接続し、2 次側には負荷として 10 Ω の純抵抗負荷を接 続した際の電圧制御特性を Fig. 10 に示す. この結果を 見ると,制御電流を調整することにより,出力電圧が連続 的に制御されていることが了解される.

Fig. 9 Circuit configuration of MFC transformer.

Fig. 10 Voltage control characteristics.

4. まとめ

以上,磁束制御型変圧器の特性算定手法および結果について述べた.これらの算定結果は,既に報告されている磁 束制御型変圧器の動作を良く説明するものであり,磁束制 御型変圧器の定量的な動作解析や最適設計に有用と考え られる.

なお,本研究の一部は文部科学省科学研究費補助金奨励 研究(A)の交付を得て行った.

文 献

- T. Hayashi, T. Sakurai: Trans. IEE Jpn. B, 117, 901 (1997).
- 2) S. Irokawa: Trans. IEE Jpn. B, 115, 1019 (1995).
- 3) F. Ichikawa: Trans. IEE Jpn. B, 112, 461 (1992).
- M. Maeda, M. Sakamoto, K. Mitamura, O. Ichinokura: J. Magn. Soc. Jpn., 22, 733 (1998).
- O. Ichinokura, M. Maeda, M. Sakamoto, K. Mitamura, T. Ito, T. Saito: *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 34, pp. 2066-2068 (1998).
- 6) 中村、川上、赤塚、前田、佐藤、一ノ倉: 電気学会マグネ ティックス研究会資料、MAG-00-107 (2000).
- T. Ohinata, S. Akatsuka, M. Kawakami, M. Maeda, H. Sato, A. Sasaki, N. Seki, O. Ichinokura: J. Magn. Soc. Jpn., 25, 1019 (2001).
- 8) 田島,加賀,一ノ倉,秦泉寺:電気学会マグネティックス 研究会資料, MAG-94-30 (1994).
- K. Nakamura, K. Tajima, M. Kawakami, M. Maeda, T. Ito,
 O. Ichinokura: *J. Magn. Soc. Jpn.*, 23, 1497 (1999).
- K. Tajima, O. Ichinokura, A. Kaga, Y. Anazawa: J. Magn. Soc. Jpn., 16, 407 (1992).

(2001年10月05日受理, 2002年01月17日採録)