内鉄形非線形零相回路を持つ磁気形周波数 変換器の動作特性

Operating Characteristics of Magnetic Frequency Multiplier with Core Type Zero-Phase-Sequence Circuit

鈴木宏和・羽根吉寿正*・田所睦雄*

東京電力株式会社 技術開発本部, 東京都千代田区内幸町 1-1-3 (〒100)

*東京電機大学, 東京都千代田区神田錦町 2-2 (〒101)

H. Suzuki, T. Haneyoshi*, and M. Tadokoro*

The Tokyo Electric Power Co. Inc.,

1-3, Uchisaiwai-cho 1 chome, Chiyoda-ku, Tokyo, 100

*Tokyo Denki Univ.,

2-2, Kandanishiki-cho, Chiyoda-ku, Tokyo, 101

A new type of magnetic frequency multiplier is proposed for improved performance. This device has core type output windings installed collectively by combining the cores into a T. The length of output winding of this type device can be reduced to about 56% of the conventional type. The core advantages of the type magnetic frequency multiplier are as follows:
(1) High efficiency equivalent to a large scale device can be obtained easily.
(2) Regulation of output voltage can be reduced.

In this paper, operation of core type frequency multiplier is analysed by the harmonic balance method the considering the unbalance of the circuit. Mechanism of the two step jumps which occur in the nonlinear zero-phase-sequence circuit is clarified by results of the analysis.

1. ま え が き

磁気形周波数変換器は、非線形リアクトルの特性を利用して、三相電源から3倍周波電力を得る電力変換装置である。出力1 MW以上の大型器では、効率約91%の装置が製作され誘導加熱用電源に使用されている。出力100 kW以上1 MW未満の中型器では、効率約87%の装置が高速モータ用電源などに用いられている。また、出力100 kW未満の小型器では、効率80%程度の装置がX線発生装置用電源などに利用されている。^{1)~3)}

これら実用器のほとんどは、単相の非線形リアクトル3台の1次巻線を星形に2次巻線を開デルタに結線した構造であり、3台のリアクトルの各々に出巻線が施されている(以下、従来形と呼ぶことにする)。

本論文では、主として小型器の特性改善を図るため、出力巻線を一括化した構造を持つ周波数変換器(以下、内鉄形と呼ぶことにする)を提案し実験と解析を行っている。その結果、内鉄形周波数変換器の動作を明らかにするとともに、従来形に比べ優れた電力変換特性を持つことを示している。

2. 内鉄形零相回路

磁気形周波数変換器の基本回路を Fig. 1 に示す。U-V-W が三相入力、A-B が非線形零相回路(出力回路)である。Fig. 2(a) に従来形、同図(b) に内鉄形の機器構成を示す。従来形が各相ごとに零相巻線を持っているのに対し、内鉄形は磁心をT字形に組み合わせることにより零相巻線を一括化している。これにより、内鉄形の零相巻線長は従来形の巻線長の約56%となっている。し

Fig. 1 Fundamental circuit of magnetic frequency multiplier

たがって、内鉄形は従来形に比べて出力インピーダンスを低減することが可能で、これによる変換効率の向上、出力電圧変動の減少などの特性改善が期待し得る。

しかし、磁心をT字形に組み合わせた構造のため、V脚の特性が他の2脚とわずかに異なるという不平衡性を有する。

Fig. 2 Circuit configuration of magnetic frequency multiplier

3. 解 析

内鉄形周波数変換器の動作を明らかにするため調和平衡法による解析法について検討する。電源は平衡三相電源とし、回路各部の電流電圧を Fig. 1 のように定める。非線形リアクトルの磁化特性を次式のごとく連続多項式で近似する。

$$\sum Ni_j = \alpha_j \varphi_j + \beta_j \varphi_j^5 \quad (j=U, V, W) \quad (1)$$

ここで、 φ_j は非線形リアクトル中の磁束、 α_j, β_j は磁化係数、 $\sum Ni_j$ はアンペアータンの総和であり、Fig. 1 より次式となる。

$$\sum Ni_j = ni_j - mi_2 \quad (j=U, V, W) \quad (2)$$

(1), (2) 式および1次回路の三相交流条件より次式を得る。

$$\begin{aligned} -3mi_2 &= \alpha_U \varphi_U + \alpha_V \varphi_V + \alpha_W \varphi_W \\ &+ \beta_U \varphi_U^5 + \beta_V \varphi_V^5 + \beta_W \varphi_W^5 \end{aligned} \quad (3)$$

また、零相回路では、次式が成立する。

$$\begin{aligned} i_2 &= mC_2 \frac{d^2}{dt^2} (\varphi_U + \varphi_V + \varphi_W) \\ &+ \frac{m}{R_2} \frac{d}{dt} (\varphi_U + \varphi_V + \varphi_W) \end{aligned} \quad (4)$$

(3), (4) 式より次式を得る。

$$\begin{aligned} 3m^2 C_2 \frac{d^2}{dt^2} (\varphi_U + \varphi_V + \varphi_W) &+ \frac{m^2}{R_2} \frac{d}{dt} (\varphi_U + \varphi_V + \varphi_W) \\ &+ \alpha_U \varphi_U + \alpha_V \varphi_V + \alpha_W \varphi_W + \beta_U \varphi_U^5 + \beta_V \varphi_V^5 \\ &+ \beta_W \varphi_W^5 = 0 \end{aligned} \quad (5)$$

ところで、内鉄形はV相の特性が他の2相とわずかに異なるため(1)式の磁化係数は次式のように表すことがで

きる。

$$\left. \begin{aligned} \alpha_U &= \alpha_W = \alpha, \quad \alpha_V = \alpha + \delta\alpha \\ \beta_U &= \beta_W = \beta, \quad \beta_V = \beta + \delta\beta \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

(5), (6) 式より次式を得る。

$$\begin{aligned} 3m^2 C_2 \frac{d^2}{dt^2} (\varphi_U + \varphi_V + \varphi_W) &+ \frac{3m^2}{R_2} \frac{d}{dt} (\varphi_U + \varphi_V + \varphi_W) \\ &+ \alpha (\varphi_U + \varphi_V + \varphi_W) + \delta\alpha \varphi_V \\ &+ \beta (\varphi_U^5 + \varphi_V^5 + \varphi_W^5) + \delta\beta \varphi_V^5 = 0 \end{aligned} \quad (7)$$

非線形リアクトル中の磁束 φ_j は、入力電圧による磁束 φ_{j1} と零相磁束 φ_{j0} から成り立っているとものと考えられる。⁵⁾ φ_{j1} は基本波から成り、 φ_{j0} は主に第3調波により構成される。そこで、本論文では次式により近似する。

$$\left. \begin{aligned} \varphi_U &= \Phi_{U1C} \cos \theta + \Phi_{U1S} \sin \theta \\ &+ \Phi_{U0C} \cos 3\theta + \Phi_{U0S} \sin 3\theta \\ \varphi_V &= \Phi_{V1C} \cos \left(\theta + \frac{2}{3}\pi \right) + \Phi_{V1S} \sin \left(\theta + \frac{2}{3}\pi \right) \\ &+ \Phi_{V0C} \cos 3\theta + \Phi_{V0S} \sin 3\theta \\ \varphi_W &= \Phi_{W1C} \cos \left(\theta - \frac{2}{3}\pi \right) + \Phi_{W1S} \sin \left(\theta - \frac{2}{3}\pi \right) \\ &+ \Phi_{W0C} \cos 3\theta + \Phi_{W0S} \sin 3\theta \\ \Phi_{UkC} &= \Phi_{WkC} = \Phi_{kC}, \quad \Phi_{VkS} = \Phi_{kC} + \delta\Phi_{kC} \\ \Phi_{UkS} &= \Phi_{WkS} = \Phi_{kS}, \quad \Phi_{VkS} = \Phi_{kS} + \delta\Phi_{kS} \\ (\theta &= \omega t, \quad k=0, 1) \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

(8) 式を(7)式に代入し、不平衡性は小さいものとして δ 項の2乗以上の項を無視して調和平衡法を適用すると8個の未知数 $\Phi_{1C}, \delta\Phi_{1C}, \Phi_{1S}, \delta\Phi_{1S}, \Phi_{0C}, \delta\Phi_{0C}, \Phi_{0S}, \delta\Phi_{0S}$ を含む連立代数方程式が誘導される。同式をニュートン・ラフソン法で解くことにより装置の動作を知ることができる。本論文では、併せて偏分法により解の安定性を検討した。

Fig. 3 Prototype of core type magnetic frequency multiplier

4. 解析結果および検討

Fig. 3 に試験装置を示す。同図に示すように、非線形リアクトル用磁心として、カットコア CS-63 を使用し、1 次・2 次巻数を各々 $n=450$ 回、 $m=300$ 回とすると定格出力 0.2 kW の装置を構成できる。励磁試験より、 $\alpha=9.54 \times 10^3$ 、 $\beta=3.80 \times 10^{20}$ 、 $\frac{\partial \alpha}{\alpha}=2.12 \times 10^{-2}$ 、 $\frac{\partial \beta}{\beta}=1.06 \times 10^{-2}$ を得る。

Fig. 4 に軽負荷時 ($R_2=400 \Omega$, $C_2=8 \mu\text{F}$) の入力電圧対出力電圧特性を示す。同図中で解析値の破線部分は不安定領域である。同図から明らかなように、入力電圧の増加に伴い動作領域に至るまでに 2 段階の跳躍現象が発生している（以下、2 重跳躍現象と呼ぶことにする）。回路の対称性を仮定する (δ 項をすべて無視する) と、同図中の楕円状の解曲線は現れない。また、同じ回路条件で構成した従来形装置による試験によっても 2 重跳躍現象は観測されない。

Fig. 4 Operating characteristics

Fig. 5 は、同条件において出力電圧に含まれる基本波成分の計算値 $\delta V_1 (= m\omega V (\delta \phi_{1C}^2 + \delta \phi_{1S}^2)/2)$ を示す。 δV_1 の解曲線の安定・不安定の境界点を与える入力電圧値は、出力電圧の 2 重跳躍現象が発生する入力電圧値とほぼ一致している。

以上より、非線形零相回路に生ずる 2 重跳躍現象に対

して回路の不均衡性が大きな影響を及ぼしていることが理解し得る。

Fig. 5 Fundamental component of output voltage

Fig. 6 は、入力電圧 200 V, $C_2=4 \mu\text{F}$ とした場合の負荷電流 I_{R2} に対する出力電圧の実測値である。内鉄形は従来形に比較して、負荷に対する電圧変動が小さく抑えられている。また、同図より、内鉄形は従来形と同様に過負荷に対して出力電圧が垂下する過負荷保護機能を有していることがわかる。

Fig. 7 は、入力電圧 180 V, $C_2=4 \mu\text{F}$ とした場合の負荷 R_2 に対する効率の実測値である。同図より、内鉄形は従来形と比べ高い変換効率を保っていることが理解できる。

Fig. 6 Load characteristics

5. むすび

内鉄形周波数変換装置は、従来形と比較して優れた電

Fig. 7 Efficiency

力変換特性を有しており、小型器であっても大型器に匹敵する変換効率が実現し得ることを示した。

また、不平衡性を考慮した調和平衡法により、内鉄形零相回路に生ずる2重跳躍現象の発生機構を明らかにした。

本装置の特性改善に際しては、軽負荷時に発生する2重跳躍現象を抑制することが望まれるが、本論文で示した解析結果は、その指針になるものと考えられる。

2重跳躍現象の効果的な抑制法については、今後検討の予定である。

文 献

- 1) J. D. Lavers, P. P. Bringer: *IEEE Trans. Magn. MAG-14*, No. 5, (1969).
- 2) T. Janowski, 他: 電気学会マグネティックス研究会資料, MAG-82-124, (1982).
- 3) 原口工業(株): 製品仕様書, ES-001, (1976).
- 4) 田所: 電気学会雑誌, Vol. 86-9, 936, (1966).
- 5) 鈴木, 羽根吉, 田所, 新保: 電気学会論文誌B, Vol. 103-B, No. 1, (1983).

1985年12月23日受理, 1986年1月28日採録