

磁気飽和を考慮したインバータ 誘導電動機系の制御特性

Control Performance of Inverter-Fed Induction Motors with
Magnetic Saturation

原 島 文 雄*・羽根吉 寿 正*・松 田 敏 彦*

Fumio HARASHIMA, Toshimasa HANEYOSHI and Toshihiko MATUDA

1. ま え が き

インバータ駆動誘導電動機系は、電動機が小型堅牢で経済性に優れていること、また最近サイリスタインバータの信頼性が著しく向上したことにより、交流可変速電動機として各種産業分野へ広く用いられつつある。従来、インバータ誘導電動機系の特性は、電動機の磁気非線形性を無視した解析結果が多数報告¹⁾²⁾されている。しかし、磁気飽和はインバータ誘導電動機系の動作特性に影響を与えており、また瞬時波形によって特性が決定されることが多いために、磁気飽和の影響を時間領域で解析しておくことが必要である。本研究は電動機の磁気非線形性を考慮に入れたインバータ誘導電動機系の特性解析を時間領域で詳細に行ない、この磁気飽和が各種特性に与える影響について述べている。

2. 回路方程式及び解析手法

電動機磁気回路の飽和を考慮した誘導電動機の非線形数学モデルを導くにあたり、(1)漏れインダクタンスは一定、(2)ギャップ周辺の空間的鎖交磁束分布は基本調波を考える。従って、空間に静止した直交2軸(α' - β' 座標系)を使って回路方程式を記述すると次式となる。

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha's} \\ v_{\alpha'r} \\ v_{\beta'r} \\ v_{\beta's} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + l_s P & & & \\ & R_r + l_r P & \dot{\theta} l_r & \\ & -\dot{\theta} l_r & R_r + l_r P & \\ & & & R_s + l_s P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha's} \\ i_{\alpha'r} \\ i_{\beta'r} \\ i_{\beta's} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} P & 0 \\ NP & N\dot{\theta} \\ -N\dot{\theta} & NP \\ 0 & P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{\alpha'} \\ \psi_{\beta'} \end{bmatrix} \quad (1)$$

ただし、 R_s, R_r は固定子、回転子巻線1相分の抵抗、 l_s, l_r は固定子、回転子巻線の漏れインダクタンス、 N

は固定子と回転子の巻数比、 θ は回転子速度、 P は微分演算子(d/dt)、 v, i, ψ は電圧、電流、磁束鎖交数の瞬時値で、この添字の s は固定子、 r は回転子、 α' は α' 軸、 β' は β' 軸に所属した値であることを示す。

また、起磁力と鎖交磁束の関係式を次のように近似する。

$$\begin{cases} i_{\alpha's} + N i_{\alpha'r} = \alpha \psi_{\alpha'} + \beta (\psi_{\alpha'}^2 + \psi_{\beta'}^2) \psi_{\alpha'} \\ i_{\beta's} + N i_{\beta'r} = \alpha \psi_{\beta'} + \beta (\psi_{\alpha'}^2 + \psi_{\beta'}^2) \psi_{\beta'} \end{cases} \quad (2)$$

ただし、 α は磁気飽和しないときの定数、 β は磁気飽和による非線形性の程度を表す定数。

次に、インバータは理想的な電圧形インバータを考え、(1)(2)式よりインバータ誘導電動機系の回路方程式³⁾を記述すると次式のようにになる。

$$P\mathbf{x} = \mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}\mathbf{x} + \mathbf{A}^{-1}\mathbf{v}^* \quad (3)$$

ここで、 \mathbf{x} は状態ベクトル $col(\psi_{\alpha'}, i_{\alpha'r}, i_{\beta'r}, \psi_{\beta'})$ 、 \mathbf{v}^* は入力ベクトル $col(v_{\alpha's}, 0, 0, v_{\beta's})$ 、 \mathbf{A}, \mathbf{B} は状態変数 $\psi_{\alpha'}, \psi_{\beta'}$ を含む行列で、(3)式は非線形状態微分方程式である。計算手法は、まず(3)式中の β を $\beta=0$ と近似して、状態推移法により定常解⁴⁾を求め、次に(3)式の厳密解は近似解の初期値を基に、ルンゲ・クッタ・ジル法により十分定常解に近づくまで繰り返し計算をして求める⁵⁾。

3. 実験と計算結果の比較及び動作 特性に与える磁気飽和の影響⁶⁾

供試電動機は0.75(kW)、2極、3相、200(V)(線間)、 $R_s = 2.78(\Omega), R_r = 1.71(\Omega), N = 1$ で $l_s = l_r = 7.4$ (mH)、 $\alpha = 1.19, \beta = 10.05$ のかご形誘導電動機で、図1はこの電動機が電圧形インバータで駆動されたときのインバータ出力電流波形の実測値と計算値の比較を示している。ここに、図中の V_{as} は $v_{\alpha's}$ の最大値、Freqはインバータ周波数を示す。図1のように計算値は実測値と比較的良好一致していることから本計算結果の妥当性が示されたことになる。次に、転流時点での最大電流値 i_{cm} (図1参照)は、電圧形インバータの転流回路設計の一つの要素であるが、この i_{cm} は図2のように、磁気

* 東京大学生産技術研究所 第3部

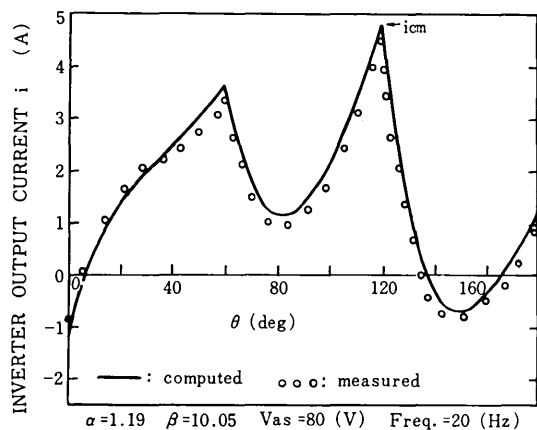


図1 インバータ出力電流波形の実測値と計算値の比較

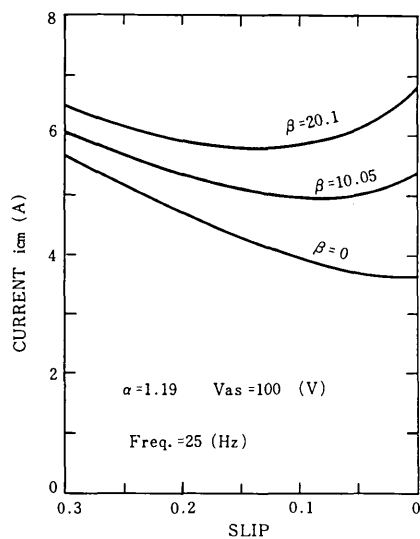


図2 最大転流電流-すべり特性

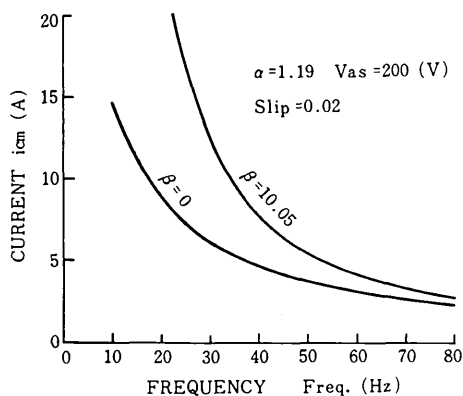


図3 最大転流電流-インバータ周波数特性

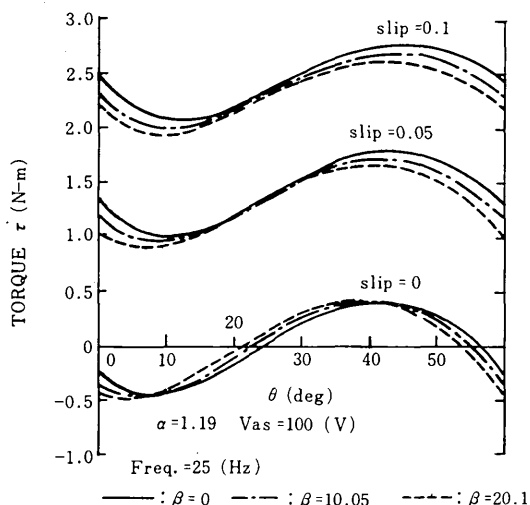


図4 瞬時トルク波形

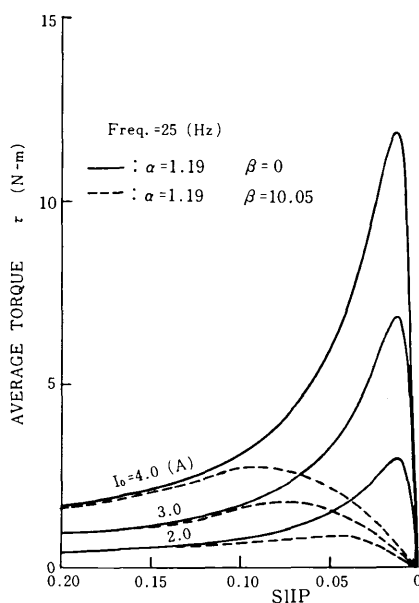


図5 平均トルク-すべり特性

飽和の影響により増加することがわかる。また、図3は V_{as} を一定として、インバータ周波数を変えた場合の i_{cm} に与える影響を示しており、周波数を低くしてゆくと磁気飽和の影響が顕著に表われてくることがわかる。瞬時トルク波形に与える磁気飽和の影響は、図4のように平均トルクをわずかに減少させるが、トルク波形の脈動にはほとんど影響を与えていない。上記の結果は電圧形インバータ駆動の場合で、電流形インバータ駆動の場合には図5のように、磁気飽和の影響により平均トルクが

大幅に減少し、最大平均トルクを生ずるすべり (Slip) は、磁気飽和しない場合に比べて大きなところに表われる。従って、同一入力直流電流 I_0 に対して最大平均トルクを与えるすべり周波数パターン制御は広範囲の負荷変動、速度変動に対して良好な効率を保つことができる⁷⁾。

4. 結 び

電動機の磁気飽和が与えるインバータ駆動誘導電動機系の動作特性について要約すれば次のようになる。(1)電圧形インバータ駆動の場合は、主として磁気飽和が変換器側に影響を与える。(2)電流形インバータ駆動の場合は、磁気飽和が電動機の動作特性に大きく影響を与えること

が定量的に明らかにすることができた。

(1976年11月19日受理)

参 考 文 献

- 1) 原島, 内田: 電学誌89-12 No 975 (1969)
- 2) 原島: 生産技術研究所報告, 24-1 (1974-10)
- 3) 原島, 羽根吉: 電学誌96-5 p 66~71 (1976)
- 4) 原島: 電学誌95-6 p 28~35 (1975)
- 5) 原島, 羽根吉: シミュレーション技術研究会 Ⅲ-7 (1975-12)
- 6) 原島, 羽根吉, 松田: 第19回自動制御連合講演会 p 321~322 (1976-11)
- 7) 難波江ほか: 東芝レビュー, 31-7 (1976-7)

