

# 誘導電動機の直接形ベクトル制御における簡易鉄損補償法

平石 大地      野口 季彦  
(長岡技術科学大学)

## 1. はじめに

近年、誘導電動機のベクトル制御では電動機パラメータの変動に対するロバスト化やそれらのオンライン同定によりトルク制御精度が飛躍的に向上してきた。一方で精度の向上に伴い、今まで影響が少ないとされてきた鉄損による制御特性の劣化について検討する必要性が高まっている。鉄損を考慮しない通常のベクトル制御では運転条件に応じてトルクの誤差が変化するため高精度なトルク制御特性を必要とする用途では重大な支障をきたす。鉄損を考慮した間接形ベクトル制御による非干渉制御法<sup>(1)</sup>はすでに報告されているものの、鉄損を考慮することで制御系は甚だ複雑となり、他のパラメータミスマッチの補償までを考慮に入れると実装上の問題が大きくなる。本稿では直接形ベクトル制御に基づいて簡易的な鉄損補償法を提案し、シミュレーションによりその妥当性を確認したので報告する。

## 2. 簡易鉄損補償法

Fig.1に鉄損を考慮した誘導電動機の等価回路を示す。通常、鉄損抵抗は漏れインダクタンスと励磁インダクタンスに対して並列であると考えられる。しかし、漏れインダクタンスが励磁インダクタンスの1/10程度である場合、鉄損抵抗は励磁インダクタンスと並列であると考えることができる。さらに提案する手法では鉄損抵抗を運転周波数の一次関数として近似する。これはFig.2の実測

TABLE I PARAMETERS OF TESTED MOTOR

Stator resistance	$R_1 = 0.326 [\Omega]$	Rotor resistance	$R_2 = 0.25 [\Omega]$
Stator inductance	$L_{11} = 40 [\text{mH}]$	Rotor inductance	$L_{22} = 37 [\text{mH}]$
Leakage inductance	$\ell = 3 [\text{mH}]$	Magnetizing inductance	$M = 37 [\text{mH}]$

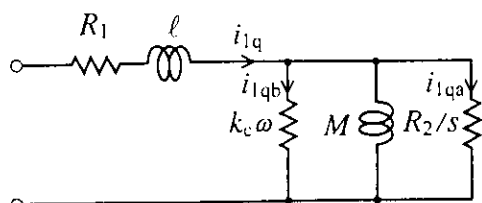


Fig.1 Equivalent circuit of induction motor.

結果<sup>(2)</sup>に示したように通常の運転範囲においては、鉄損抵抗の値が運転周波数に対して約0.8乗で増加するが、ほぼ直線とみなせることに論拠を置いている。角周波数に対する鉄損抵抗の傾きを  $k_c [\Omega/\text{rad}]$  とすると、実際のトルク分電流は鉄損抵抗の影響を受けて次のようになる。

$$i_{1qa} = \frac{k_c \omega}{R_2/s + k_c \omega} i_{1q} \quad (1)$$

したがって、トルク分電流指令を次のように補償すればよい。

$$i_{1q}^* = \frac{L_{22}}{M} \left( \frac{|\Psi_2^*|}{k_c} + \frac{T^*}{|\Psi_2^*|} \right) \quad (2)$$

ただし、

$\Psi_2$  : 回転子磁束鎖交数

$T$  : トルク

$s$  : すべり

である。さらに磁束推定フィードバックを行うシュミレータについても同様に考えると、鉄損抵抗の補償は次のように行えばよい。

$$\hat{\Psi}_{2\alpha\beta} = \frac{M}{1 + \{p - j(1-s)\omega\} \frac{L_{22}}{R_2} \left( 1 + \frac{|\Psi_2|^2}{k_c T^*} \right)} i_{1\alpha\beta} \quad (3)$$

## 3. シミュレーションによる補償特性の検証

TABLE IIにシミュレーションで使用した電動機

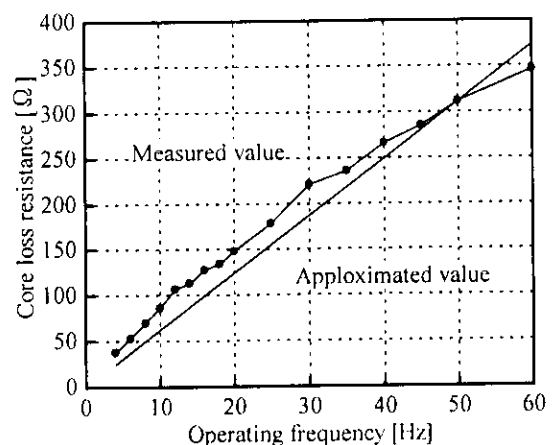


Fig.2 Measured and approximated core loss resistance.

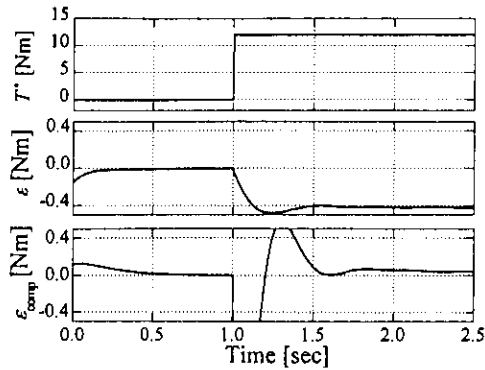


Fig.3(a) Characteristic of torque errors at 50 [Hz].

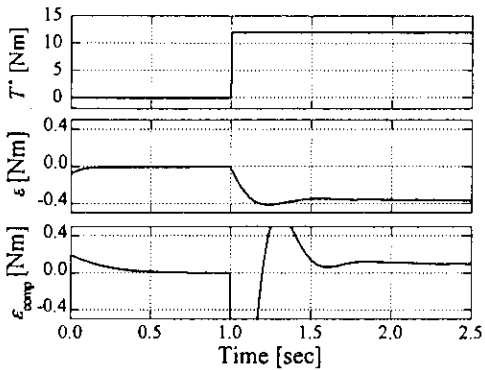


Fig.3(b) Characteristic of torque errors at 25 [Hz].

$T^*$  : Torque command

$\varepsilon$  : Torque error without core loss compensation

$\varepsilon_{\text{comp}}$  : Torque error with core loss compensation

パラメータ（ノミナル値）を示す。これらの値は別の論文<sup>(2)</sup>で報告した手法により算定されたものである。鉄損抵抗を一次関数で近似した傾き  $k_c$  は基底周波数 50 [Hz] で交差する値 (0.99 [ $\Omega\text{s}/\text{rad}$ ]) を用いた。シミュレーションにおける実機モデルは鉄損が固定子側の等価渦電流回路で生じるとするモデル<sup>(1)</sup>を使い、直接形ベクトル制御下において鉄損補償を行った場合と行わない場合の比較を行った。12 [Nm] の定格トルクステップ指令に対して運転周波数 50 [Hz] のときの応答を Fig.3(a), 25 [Hz] の応答を Fig.3(b) に示す。これらの結果より、本稿で提案する鉄損補償法は Fig.2 に示したように実際の鉄損抵抗より小さな値をもって補償するため若干過補償となるが、定常的なトルク誤差は無補償の場合に比べて約 1/4 に改善される。次に Fig.4(a) に無補償の場合、Fig.4(b) に鉄損補償を施した場合の運転周波数とトルク指令に対するトルク制御誤差特性を示す。補償を行わないと周波数が高くなり負荷が重くなるにつれてトルク制御誤差が悪化するが、提案する手法を適用することで劣化を大幅に軽減することができる。

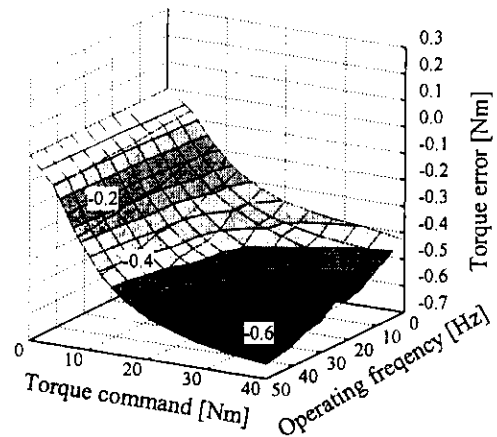


Fig.4 (a) Steady state torque error without core loss compensation.

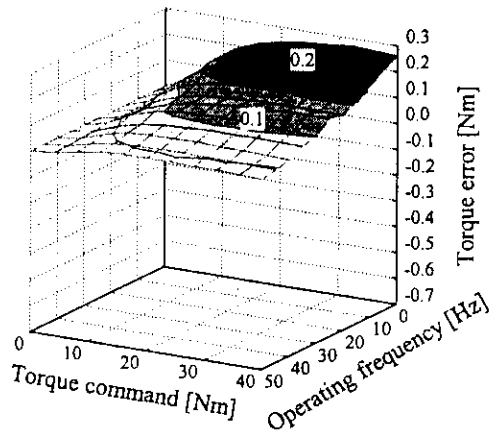


Fig.4(b) Steady state torque error with core loss compensation.

#### 4. まとめ

本稿では誘導電動機の直接形ベクトル制御において定常的なトルク制御誤差を低減する簡易鉄損補償法を示した。シミュレーション結果より若干の過補償が見られるものの補償を行わない場合に比ベトルク制御誤差を 1/4 以下に改善できることを確認した。本手法では  $k_c$  を適当に定めることで補償特性を変えることも可能であり、極めて簡単なアルゴリズムで十分な補償効果を期待できる。

#### 参考文献

- (1) 水野, 高山, 市岡, 寺嶋: 「固定子鉄損を考慮した誘導電動機の非干渉制御法」 電学論 D, 109, 841-848 (平 1-11)
- (2) 平石, 野口: 「誘導電動機のパラメータ算定に関する実験的検証」 電気学会新潟支所大会 (平10-11)