

周期的負荷変動をもつ誘導機の 負荷トルクに応じた励磁電流制御による高効率制御

◎加藤 尚和 伊東 淳一

長岡技術科学大学 工学研究科

katom@stn|itoh@vos}.nagaokaut.ac.jp

1. はじめに

誘導機の高効率制御法として、損失が最小となるように励磁電流を制御する制御法がある⁽¹⁾⁽²⁾。誘導機の負荷変動周期が誘導機の二次時定数以上の場合、負荷トルクの変化に合わせて高効率制御を行うと、励磁電流が過渡的に増大し銅損が増加する問題が起こる。この問題を解決するため、誘導機の負荷トルクの平均値を用いた高効率制御(平均高効率制御)が提案されている⁽³⁾。しかし、負荷変動を考慮した高効率制御と平均高効率制御との理論的な銅損の比較は行われていない。

本論文では、負荷変動を考慮した高効率制御と平均高効率制御の銅損を計算し、負荷トルクに応じて銅損を小さくできる制御法を明らかにする。

2. 誘導機高効率制御時の銅損

図1に周期的な負荷トルク変動波形を示す。本論文では、周波数成分が単一の場合を考える。

2.1 高効率制御

図2に誘導機のT-I型等価回路を示す。誘導機で高効率運転を実現するには、負荷変動に応じて励磁電流 i_d を増減することにより、損失を減少させる。損失最小を実現する i_{d_min} は(1)式から得られる⁽¹⁾。

$$i_{d_min} = \sqrt[4]{\frac{R_1 + R_2}{R_1} \frac{L_2 T}{p M^2}} \dots\dots\dots (1)$$

ここで、 R_1 は一次抵抗、 R_2 は二次抵抗、 L_2 は二次巻線自己インダクタンス、 M は相互インダクタンスである。本論文では、簡単化のため鉄損抵抗 R_c を無視している。(1)式より、負荷トルク T に応じて損失最小を実現する励磁電流は変動する。

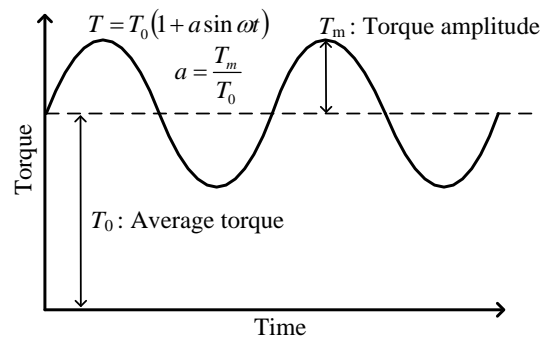


Fig. 1. Periodic fluctuation of load torque.

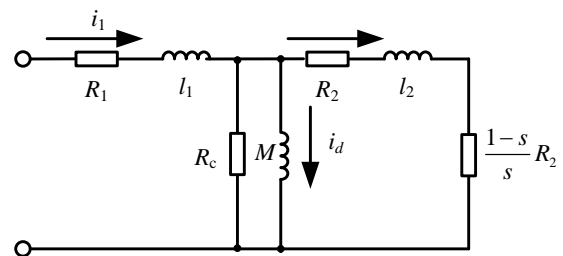


Fig.2 . T-type steady state equivalent circuit.

2.2 平均高効率制御時の銅損

負荷変動周期が誘導機の二次時定数 τ_2 以上の場合、負荷トルク瞬時値 T から i_{d_min} を求めると、かえって銅損が増加する問題が起こる。そこで、トルクの平均値 T_0 を用いた平均高効率制御が使われる。平均高効率制御時の励磁電流は(2)式で得られる。また、トルク電流は(3)式で表される。

$$i_d = \frac{1}{M} \sqrt[4]{\frac{R_1 + R_2}{R_1} \frac{L_2 T_0}{p}} \dots\dots\dots (2)$$

$$i_q = \frac{L_2}{pM} \frac{T}{\phi_{2d}} = \frac{1}{M} \sqrt[4]{\frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{T_0 L_2}{p}} (1 + a \sin \omega t) \dots (3)$$

ここで、 a は負荷トルクの振幅 T_m と平均値 T_0 の比(T_m / T_0)である。(2)式と(3)式から、平均高効率制御時の銅損は(4)式となる。

$$P_c = \sqrt{R_1(R_1 + R_2)} \frac{L_2 T_0}{p M^2} \left(2 + \frac{a^2}{2} \right) \dots\dots\dots (4)$$

2.3 負荷変動を考慮した高効率制御時の銅損

トルク瞬時値 T を用いて励磁電流を求めると、(5)式となる。

$$i_d = \frac{1}{M} \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_1}} \sqrt{\frac{L_2 T_0 (1 + a \sin \omega t)}{p}} \dots\dots\dots (5)$$

また、二次磁束 ϕ_{2d} は i_d と一次遅れの関係があり、無次元の時間関数 $k(t)$ を用いると、(6)式で表すことができる。

$$\phi_{2d} = \frac{M}{1 + s\tau_2} i_d = k(t) \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_1}} \sqrt{\frac{T_0 L_2}{p}} \dots\dots\dots (6)$$

$$k(t) + \tau_2 \frac{d}{dt} k(t) = \sqrt{1 + a \sin \omega t} \dots\dots\dots (7)$$

(7)式は右辺に平方根を含んでおり、そのままラプラス変換で解くことはできない。そこで、(7)式の右辺の平方根をフーリエ級数展開し、周波数成分ごとの振幅を計算する。次に周波数成分ごとに周波数応答を計算することで、 $k(t)$ を求める。

(6)式から、トルク電流は(8)式で表すことができる。ここで k_{iq} は(9)式で表される。

$$i_q = \frac{L_2}{pM} \frac{T}{\phi_{2d}} = \frac{k_{iq}}{M} \sqrt{\frac{R_1}{R_1 + R_2}} \sqrt{\frac{T_0 L_2}{p}} \dots\dots\dots (8)$$

$$k_{iq} = \frac{1 + a \sin \omega t}{k(t)} \dots\dots\dots (9)$$

図3に無次元の値 k_{iq} の実効値(k_{iq_rms})を、テーブル化した結果を示す。 k_{iq_rms} は、 $\omega\tau_2$ と a の関数であり、 a が小さいと $\omega\tau_2$ に対する変化が小さくなることからわかる。図3のテーブルを使うことで、負荷トルクの周波数に応じた i_q の実効値を求めることができる。(5)式と(8)式を用いて、銅損は(10)式となる。

$$P_c = \sqrt{R_1(R_1 + R_2)} \frac{L_2 T_0}{pM^2} (1 + k_{iq_rms}^2) \dots\dots\dots (10)$$

3. 銅損が最小となる境界

平均高効率制御による銅損(4)式と負荷変動を考慮した制御の銅損(10)式の交点を求めることにより、どちらの制御の方が銅損最小となるかの境界を求めることができる。(4)式と(10)式により

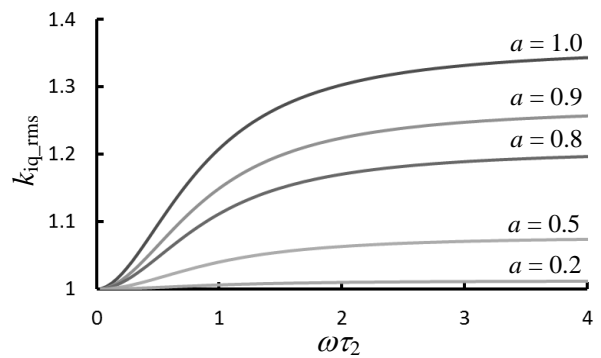


Fig. 3. The look-up table of non-dimensional parameter k_{iq_rms}

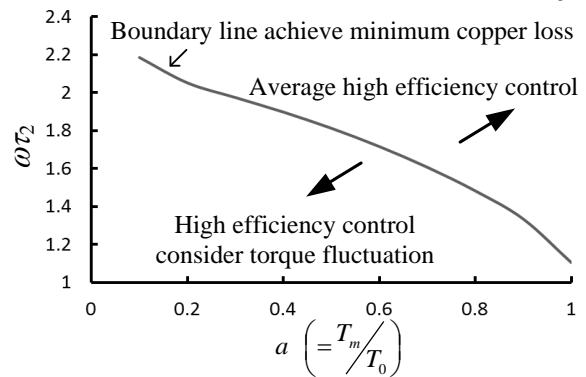


Fig. 4. Boundary line achieve minimum copper loss.

交点は(11)式で得られる。

$$k_{iq_rms} = \sqrt{1 + \frac{a^2}{2}} \dots\dots\dots (11)$$

図4に銅損最小となる境界を示す。 $\omega\tau_2 = 1$ は負荷変動周期が誘導機の二次時定数が等しいことを表し、 $\omega\tau_2 = 1$ をこえると負荷変動周期が誘導機の二次時定数以上であることを表している。図4から、 $a = 1$ の場合は $\omega\tau_2$ が 1.1 以上となると平均高効率制御の方が銅損を小さくできる。一方、 a が小さくなるにつれて負荷変動を考慮した制御の方が銅損を小さくできる範囲が増加することがわかる。図3に示すように、 a が小さくなると $\omega\tau_2$ に対する k_{iq_rms} の変化が小さくなることから、負荷変動を考慮した制御では、 a が小さくなるにつれて銅損が小さくなる $\omega\tau_2$ の範囲が増加する。

今後は、実機による検討を行い、負荷の周波数成分が2つ以上の場合について検討を行う。

文 献

- (1) 伊東, 田島, 大沢: 電学論 D, Vol. 119, No. 2, pp. 211-216 (2003)
- (2) 松瀬, 谷口, 住吉, 並木: 電学論 D, Vol. 121, No. 68, pp. 201-206 (2003)
- (3) 舘野, 伊東, 齊藤: 電気学会産業応用部門大会 2010, 1-90 (2010)