

周期的変動負荷に応じた励磁電流制御による 誘導電動機の高効率制御

加藤 尚和* 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

High Efficiency Control method of Induction Motor with Periodic Fluctuation Load by Exciting Current Control Considering Load Torque Condition

Masakazu Kato*, Jun-ichi Itoh, (Nagaoka University of Technology),

This paper discusses the efficiency of an induction motor when periodic fluctuation occurs in a load. As a high efficiency control method of the induction machines achieves minimum copper loss by adjusting the exciting current depending on the load condition. When the load torque is varying faster, the high efficiency control method increases the copper loss because the transient current flows in the exciting current. This paper clarifies the border condition of the high efficiency control. When the load fluctuation is faster than border condition, the average high efficiency control method using the average value of the load torque is used. The copper loss under load fluctuation condition is analyzed in order to derive the boundary condition that copper loss is minimized. Finally, the validity of the boundary condition is confirmed by the experimental results using 3.7-kW induction motor.

キーワード： 誘導電動機, 高効率制御, 周期的変動負荷,

Keywords : Induction motor, High efficiency control, Periodic fluctuation load

1. はじめに

誘導電動機は堅牢, 安価であることから, 産業用, 家庭用電動機として幅広く用いられている。近年, 誘導機をインバータで制御する方式が普及し, 誘導機の制御の高性能化が進んでいる⁽¹⁾。

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方法がある。高効率制御では, 負荷トルクに応じて誘導機の励磁電流を制御することで, 二次磁束制御する。これまで, 誘導機の高効率制御は負荷トルクが一定の場合や負荷トルクがステップ変化した時の出力トルクの応答について議論されてきた^(2~4)。

一方, ベルトコンベアや織機, 圧縮機といった周期的に変動する負荷を持つ誘導機に高効率制御を適用すると, かって銅損が増加する場合がある。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。この問題を解決するため, 誘導機の過渡的な励磁電流を抑制するために平均負荷トルクを用いた高効率制御が提案されている⁽⁵⁾。

このように, 周期的変動負荷をもつ誘導機を高効率に運転するためには, 負荷トルクの周期によって異なった高効率制御を用いる必要がある。しかし, 周波数や振幅といっ

た負荷トルク特性に応じて, 瞬時トルクを用いた場合と, 平均トルクを用いた場合でどちらが高効率となるのか, その境界条件について定量的な議論はこれまでされていない。

本論文では, 負荷変動周期に応じて励磁電流制御法を切り替え, 高効率を実現する制御法を提案する。まず, 瞬時トルクを用いた高効率制御と負荷トルクを用いた高効率制御の銅損をそれぞれ導出する。次に, 負荷トルクに応じて銅損を小さくできる境界を明らかにし, トルク特性に応じて励磁電流指令演算に用いるトルクを瞬時値から平均値に切り替える必要があることを示す。さらに, 負荷トルク特性に応じて高効率になるように, オンラインで励磁電流計算に用いるトルクを瞬時トルクから平均トルクに切り替える方法を提案する。従来の高効率制御では負荷トルクの変動は考慮していないが, 提案する高効率制御は, 負荷トルクの変動を考慮することで, 常に銅損が最小になるように誘導機を制御できる。提案する高効率制御について 3.7kW 誘導機にて実験を行い, 負荷トルク特性に応じた銅損最小条件の有用性を明らかにする。また, トルク特性に応じて励磁電流をオンラインで制御することにより, 負荷トルク特性に応じて銅損が最小となることを明らかにしたので報告する。

2. 周期的変動負荷の高効率制御

<2.1>周期的変動負荷

図1に織機の負荷特性を示す⁽⁵⁾。周期的変動負荷の例として織機があげられる。織機と誘導機の間にはプーリが接続され、Vベルトを介して誘導機からの動力を織機へ伝達する。織機に掛かる負荷トルクは周期的に変動し、最大負荷トルクは定格トルクの約1.5倍程度となる。また、プーリ1回転に2回カムを操作するため、およそ100ms周期で負荷が変動する。このように、誘導機に連結される負荷には電動機の回転角に関して、周期的に大きさが変化する負荷がある。

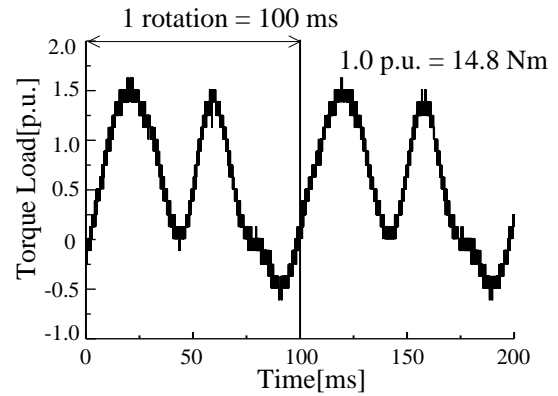


Fig. 1. Load characteristic of a weaving machine.

図2に本論文で扱う周期的変動負荷を示す。ここでは、簡単のため、高調波を含まない、周波数成分が単一の負荷について考える。ここで、 a はトルク振幅 T_m と平均トルク T_0 の比である。このような負荷変動に対して高効率を実現するには、(1)平均値に基づいて励磁電流を決定する高効率制御と、(2)瞬時トルクに応じて励磁電流を決定する高効率制御の2つが考えられる。以下、詳細に検討する。

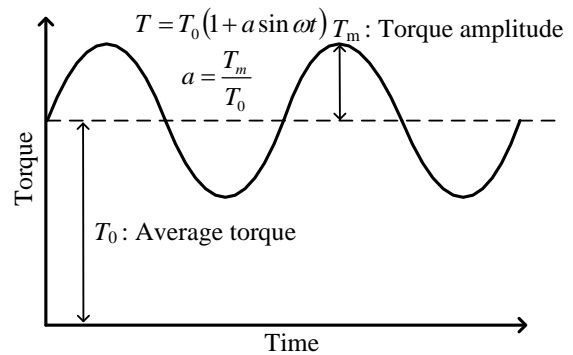


Fig. 2. Load torque that has fluctuation component by a single frequency. Note that, a is proportion of the torque amplitude T_m to the average torque T_0 .

<2.2>平均負荷にもとづく高効率制御^(2~4)

図3にベクトル制御で駆動された誘導機のブロック図を示す⁽⁶⁾。回転座標変換した直行二軸の dq 座標上で制御を行い、 d 軸を磁束ベクトルと一致させ、 d 軸より 90° 進んだ軸を q 軸とする。本論文では、速度制御系が完全に指令値に追従しているとみなした場合の高効率制御について考える。図から、トルク T とトルク電流 i_q は(1)となる。

$$i_q = \frac{L_2}{P_f M} \frac{T}{\phi_{2d}} \dots \dots \dots (1)$$

ここで、 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、 ϕ_{2d} は二次磁束の d 軸成分、 P_f は極数である。

図4に誘導機の等価回路を示す。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。本論文では、簡単化のため鉄損抵抗 R_c を無視する。誘導機の銅損は図4より(2)式で表される。

$$P_c = 3 \{ (R_1 + R_2) i_q^2 + R_1 i_d^2 \} \dots \dots \dots (2)$$

ここで、 R_1 は一次抵抗、 R_2 は二次抵抗、 i_d は励磁電流である。

一方、トルク電流は(3)式で表される。

$$i_q = \frac{L_2}{P_f M} \frac{T}{\phi_{2d}} = \frac{L_2}{P_f M^2} \frac{T}{i_d} \dots \dots \dots (3)$$

(2)式に示す銅損 P_c に(3)式を代入し、銅損の極値、すなわち、(4)式に示す銅損の微分値がゼロとなる励磁電流 i_d を求めると、銅損最小を実現する $i_{d_{min}}$ が得られる。 $i_{d_{min}}$ は(5)式となる。

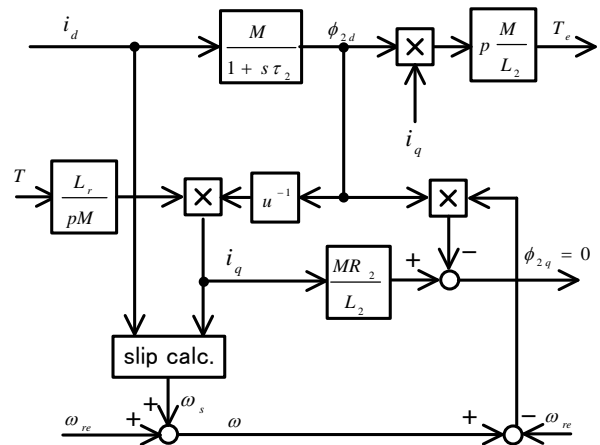


Fig. 3. Block diagram of induction motor that controlled constant speed of the motor.

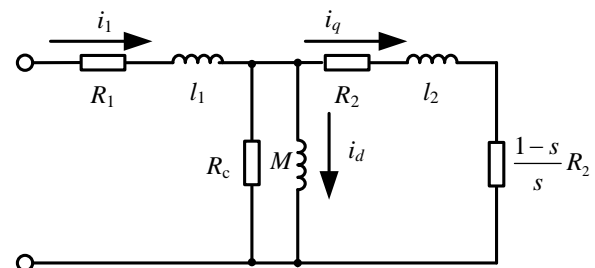


Fig. 4. Equivalent circuit of the induction motor.

$$\frac{dp_c}{di_d} = -6(R_1 + R_2) \left(\frac{L_2 T}{P_f M^2} \right)^2 \frac{1}{i_d^3} + 6R_1 i_d = 0 \dots\dots\dots (4)$$

$$i_{d_min} = \sqrt[4]{\frac{R_1 + R_2}{R_1} \frac{L_2 T}{P_f M^2}} \dots\dots\dots (5)$$

(5)式より、負荷特性に応じて磁束と損失最小を実現する励磁電流は変動する。よって、高効率制御はトルクに応じて励磁電流指令を制御することで、銅損を低減する。

一方、織機のように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、瞬時トルクを用いた高効率制御と平均トルクを用いた高効率制御の銅損について検討を行う。

<2.3>瞬時トルクを用いた高効率制御の銅損

瞬時トルク T を用いて励磁電流を求めると、(6)式となる。

$$i_d = \frac{1}{M} \sqrt[4]{\frac{R_1 + R_2}{R_1} \frac{L_2 T_0 (1 + a \sin \omega t)}{P_f}} \dots\dots\dots (6)$$

また、二次磁束 ϕ_{2d} と i_d の間には一次遅れの関係があり、(7)式で表される。ここで、無次元の時間関数 $k(t)$ を(8)式で定義すると、二次磁束 ϕ_{2d} は、ラプラス変換すると(9)式で表すことができる。

$$\phi_{2d} = \frac{M}{1 + s\tau_2} i_d \dots\dots\dots (7)$$

$$k(t) + \tau_2 \frac{d}{dt} k(t) = \sqrt{1 + a \sin \omega t} \dots\dots\dots (8)$$

$$\phi_{2d} = k(t) \sqrt[4]{\frac{R_1 + R_2}{R_1} \frac{L_2 T_0}{P_f}} \dots\dots\dots (9)$$

(8)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 $k(t)$ を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。

(9)式から、トルク電流は(10)式で表すことができる。ここで k_{iq} は(11)式で表される。

$$i_q = \frac{L_2}{P_f M} \frac{T}{\phi_{2d}} = \frac{k_{iq}}{M} \sqrt[4]{\frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{T_0 L_2}{P_f}} \dots\dots\dots (10)$$

$$k_{iq} = \frac{1 + a \sin \omega t}{k(t)} \dots\dots\dots (11)$$

図5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。図5のテーブルを使うことで、負荷トルクの周波数に応じたトルク電流の実効値 I_{iq_rms} を(12)式で求めることができる。(6)式と(12)式を用いて、銅損は(13)式となる。

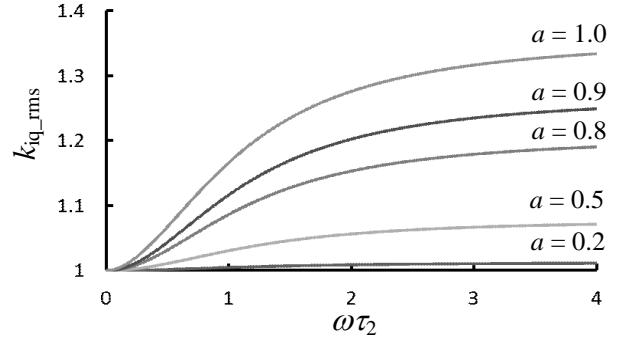


Fig. 5. The look-up table of non-dimensional parameter k_{iq_rms} .

$$I_{q_rms} = \frac{k_{iq_rms}}{Mk_{R12}} \sqrt{\frac{T_0 L_2}{P_f}} \dots\dots\dots (12)$$

$$P_{c_ins} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} R_1 i_d^2 dt + (R_1 + R_2) I_{q_rms}^2 = \sqrt{R_1(R_1 + R_2)} \frac{L_2 T_0}{P_f M^2} (1 + k_{iq_rms}^2) \dots\dots\dots (13)$$

(13)式より、瞬時トルクを用いた高効率制御は電動機パラメータと k_{iq_rms} の関数になっていることがわかる。 k_{iq_rms} は負荷トルクの変動周波数と振幅と平均値の比の関数である。よって、瞬時トルクを用いた高効率制御では負荷トルクの変動周波数が増加すると、銅損も増加する。

<2.4>平均トルクを用いた高効率制御の銅損⁽⁵⁾

平均トルクを用いた高効率制御の励磁電流は(14)式で得られる。また、トルク電流は(15)式で表される。

$$i_d = \frac{1}{M} \sqrt[4]{\frac{R_1 + R_2}{R_1} \frac{L_2 T_0}{P_f}} \dots\dots\dots (14)$$

$$i_q = \frac{L_2}{P_f M} \frac{T}{\phi_{2d}} = \frac{1}{M} \sqrt[4]{\frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{T_0 L_2}{P_f}} (1 + a \sin \omega t) \dots\dots\dots (15)$$

(14)式と(15)式を(2)式に代入することにより、平均トルクを用いた高効率制御の銅損は(16)式となる。

$$P_{c_ave} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \{ R_1 i_d^2 + (R_1 + R_2) i_q^2 \} dt = \sqrt{R_1(R_1 + R_2)} \frac{L_2 T_0}{P_f M^2} \left(2 + \frac{a^2}{2} \right) \dots\dots\dots (16)$$

(16)式より、平均トルクを用いた高効率制御は電動機パラメータと負荷トルクの振幅と平均値の比の関数となっていることがわかる。平均トルクを用いているため、銅損はトルクの変動周波数には依存しない。

3. 負荷トルクに応じた銅損最小制御

<3.1>負荷トルク変動周期と銅損最小条件の関係

瞬時値を用いた高効率制御の銅損(11)式は負荷トルクの変動周波数に依存し、平均値を用いた場合の銅損(14)式は負荷トルクの変動周波数に依存しないことから、それぞれの

銅損は負荷トルクの変動周波数に対して交点を持つことがわかる。この交点を求めることで、負荷トルクに応じて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。(13)式と(16)式により交点は(17)式で得られる。

$$k_{iq_rms} = \sqrt{1 + \frac{a^2}{2}} \dots\dots\dots(17)$$

図 6 に銅損が最小となる境界を示す。(15)式から、 a における k_{iq_rms} を求め、図 5 から、その時の $\omega\tau_2$ を求めることで、境界を求めることができる。 $\omega\tau_2 = 1$ 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。負荷トルク特性がこの境界線よりも原点方向にある場合は、瞬時トルクを用いた高効率制御の方が銅損を小さくでき、境界線よりも外側に負荷トルク特性がある場合は平均トルクを用いた高効率制御の方が銅損は小さくなる。

<3.2>オンライン励磁電流制御

図 6 に示したように、負荷トルクの周波数や振幅に応じて、励磁電流指令を演算するためのトルクを瞬時値か平均値か選択することで、銅損が最小となるように制御することができる。しかし、銅損最小化を実現するには、あらかじめ負荷特性を知る必要がある。そのため、実際に誘導機の負荷特性を測定し、得られた負荷特性からトルク振幅と平均トルクの比や変動周波数を導出し、瞬時トルクを用いるか平均トルクを用いるかを選択する必要がある。負荷によってトルクの変動パターンは異なるため、1つ1つ調整することは非常に煩雑である。そこで、トルク特性に応じて銅損が最小となるような励磁電流をオンラインで導出する方式を提案する。

図 7 に負荷変動周波数の導出方法を示す。まず、一定期間、瞬時トルクを積分し、平均トルクを計算する。次に瞬時トルクから求めた平均トルクを減算する。すると、負荷トルクの直流成分がなくなりゼロクロス点を数えることができる。 t_1 から t_2 の期間のゼロクロス数が N 個だとすると、負荷の変動周波数は(18)式で得られる。

$$f = \frac{N}{t_2 - t_1} \dots\dots\dots(18)$$

しかし、図 1 で示したように、実際の負荷は高調波成分を含むため、ゼロクロス数から周波数を正確に演算することは難しい。そこで、負荷トルクの変動が周期的であることに着目し、繰返し学習により負荷トルクの周波数や振幅、平均値を求めることで高調波の影響を低減させる⁽⁷⁾。

4. シミュレーション結果

表 1 にシミュレーションに用いた 3.7 kW 誘導機のパラメータを示す。図 8 にシミュレーションモデルを示す。誘導機の負荷には定速度負荷を接続し、供試側のトルク電流指令値に周期的変動トルク指令を与えてシミュレーションを行った。

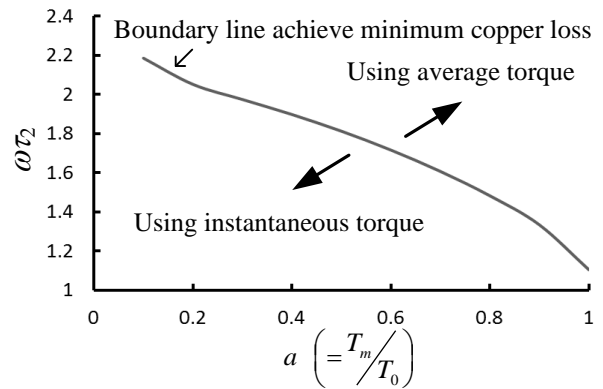


Fig. 6 Boundary condition of minimum copper loss .

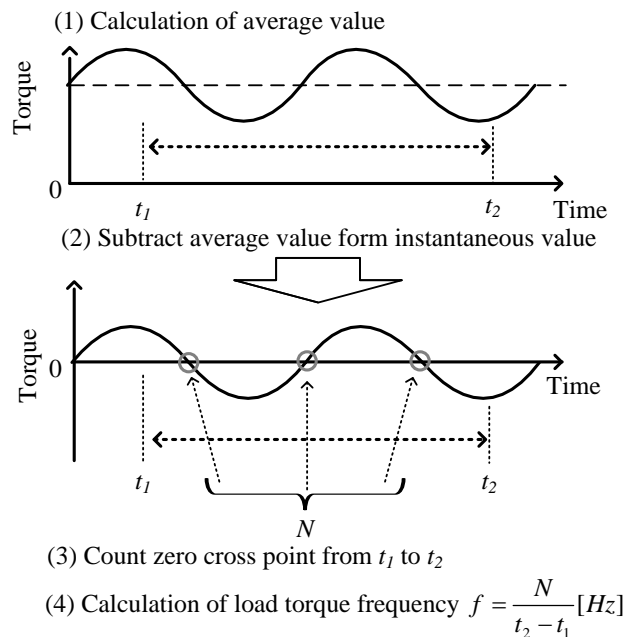


Fig. 7 Calculation method of load torque frequency.

Table. 1. Motor parameters.

Parameter	Value
Poles	4
Rated power	3.7 kW
Rated voltage	188 V
Rated current	18.0 A
Rated speed	1500 r/min
Primary resistance R_1	0.414 Ω
Secondary resistance R_2	0.423 Ω
Primary leakage inductance l_1	1.24 mH
Secondary leakage inductance l_2	1.24 mH
Mutual inductance M	34.3 mH
Time constant τ_2	0.528 sec

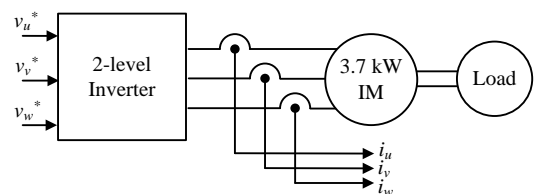


Fig.8 Simulation model.

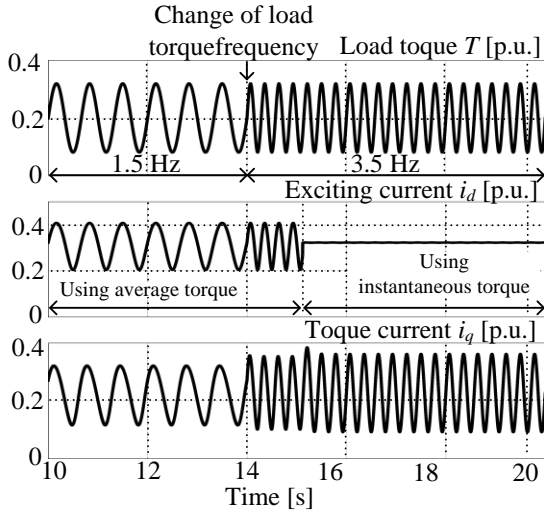


Fig. 9 Simulation result of online exciting current control.

図 9 にオンライン励磁電流制御のシミュレーション結果を示す。この時の負荷特性は、 $a = 0.6$ であり、銅損最小点が切り替わる周波数は 3.25 Hz である。負荷の周波数を 1.5 Hz から 3.5 Hz に変化させた結果、周波数を変化させた後に励磁電流が一定となっていることが確認できる。

図 10 に計算によって求めた銅損とシミュレーションにより求めた銅損を示す。瞬時トルクを用いた場合の銅損 P_{c-ins} は負荷の変動周波数に依存するため、右肩上がり波形となる。一方、平均トルクを用いた高効率制御では、負荷の変動周波数によらず銅損は一定となる。計算結果とシミュレーション結果を比較し、誤差が 0.1 % 程度であることを確認した。また、銅損が最小となる境界は計算結果とシミュレーション結果で一致した。さらに、励磁電流オンライン制御を導入することで、銅損最小となるようにトルクが切り替わることが確認できる。

5. 実験結果

図 11 に実機検証に用いたシステムの概要図を示す。誘導機は 2 レベルインバータで駆動され、インバータのスイッチング周波数は 10 kHz である。誘導機のパラメータはシミュレーションの値と同様である。また、負荷電動機によって図 2 に示したような周期的変動負荷を誘導機に加えている。

図 12 に銅損が最小となる境界の計算結果と実験結果の比較を示す。 $a = 0.2, 0.4, 0.6$ の 3 種類のトルク振幅について実験を行った。計算結果と実験結果の比較を行った結果、誤差 6.6% で一致することを確認した。

図 13 に図 12 中の A 点 ($a = 0.2, \omega\tau_2 = 1.3$) での電動機速度、励磁電流、トルク電流、U 相電流波形を示す。瞬時値を用いた場合では、励磁電流がトルクに応じて変化していることがわかる。また、この時の励磁電流はトルク電流とほぼ同位相であることがわかる。一方、平均トルクを用いた場合では、励磁電流は一定となる。

図 14 に図 12 中の B 点 ($a = 0.2, \omega\tau_2 = 2.4$) での電動機速度、励磁電流、トルク電流、U 相電流波形を示す。A 点に比べ、

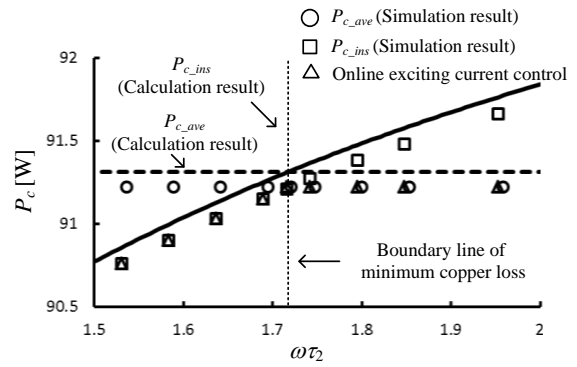


Fig. 10 Simulation result and calculation result of copper loss.

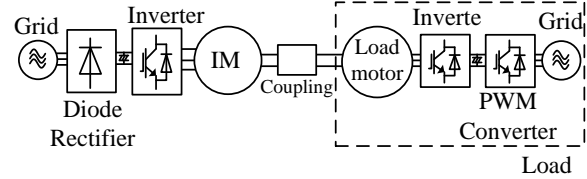


Fig. 11 Experimental system.

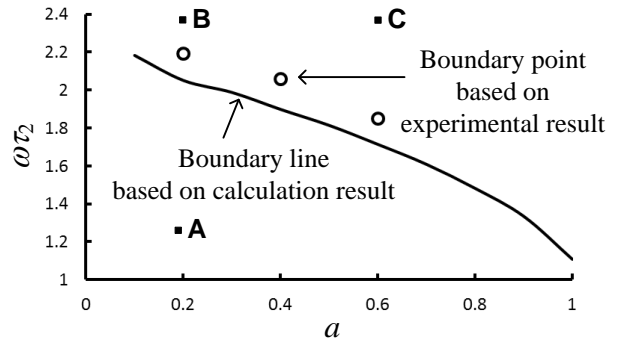
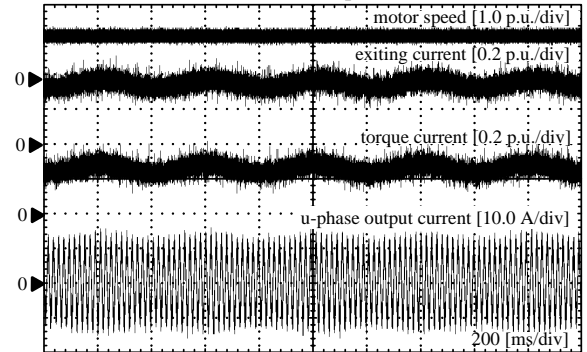
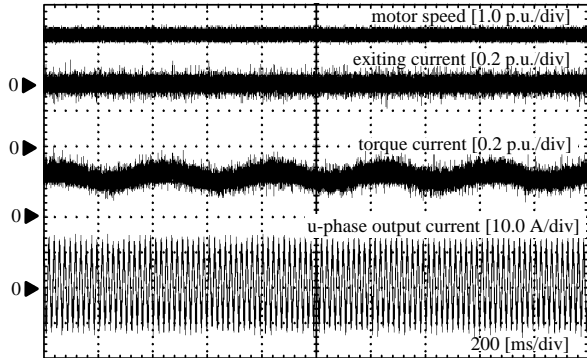


Fig. 12 Boundary condition of minimum copper loss based on the calculation result and experimental result.



(a) Using the instantaneous torque.



(b) Using the average torque.

Fig. 13 Waveforms of the each high efficiency control at A. ($a = 0.2, \omega\tau_2 = 1.3$).

瞬時トルクを用いた場合の励磁電流の位相とトルク電流の位相がずれていることがわかる。これは、トルクの変動周波数が、誘導機二次時定数の2倍以上となり磁束の変化が追い付かなくなるためである。この時、過渡的なトルク電流が流れることで銅損が増加する。

図15に図12中のC点 ($a = 0.6, \omega\tau_2 = 2.4$)での電動機速度、励磁電流、トルク電流、U相電流波形を示す。 a が増加すると、過渡的なトルク電流が増え、結果的に周波数に対する銅損が最小となる境界は狭まる。

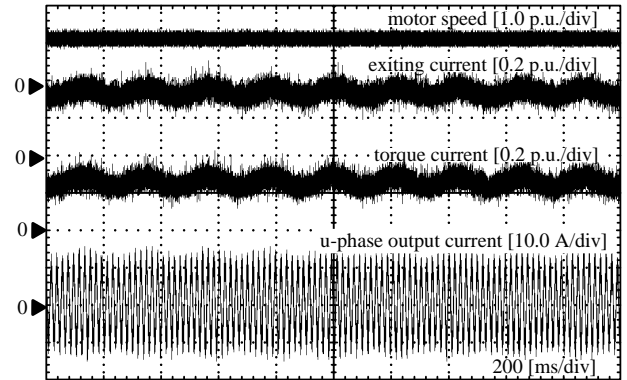
6. まとめ

本論文では瞬時値を用いた高効率制御の銅損と平均値を用いた銅損の式を導出した。計算結果と実験結果を比較し、誤差6.6%以内となることから、理論式の有用性を示した。また、銅損が最小となる境界を求め、繰り返し学習によるオンライン励磁電流制御を行うことで、負荷トルクに応じて銅損を最小にできる制御法を提案した。

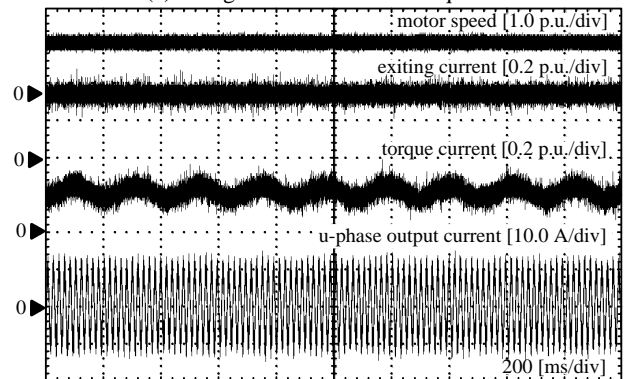
今後は、FFTを用いて負荷トルク変動周波数を求めることで、より正確な負荷トルク周波数演算を行う。また、実験にてオンライン励磁電流制御の有用性を確認する。

文 献

- (1) J. Itoh, T. Fujii, T. Hosino, A. Odaka, I. Ikuya, D. Tanaka "Analysis of Dead-Time Compensation Method using Disturbance Observer for Vector control" IEEJ Trans. D, Vol. 128, No. 8, pp.1005-1012 (2008) (in Japanese)
伊東淳一, 藤井崇史, 星野哲馬, 小高章弘, 佐藤以久也, 田中大介: 「ベクトル制御における外乱オブザーバを用いたインバータ出力電圧の誤差補償手法の解析」電学論D, Vol. 128, No. 8, pp.1005-1012 (2008)
- (2) K. Matsuse, S. Taniguchi, T. Yoshizumi and K. Namiki: "High Efficiency Control Method of Speed-Sensorless Vector Controlled Induction Motor Taking Core Loss into Consideration", IEEJ Trans. D, Vol. 121, No. 8, pp.869-878 (2001) (in Japanese)
松瀬貢規, 谷口正太郎, 吉住龍也, 並木一茂: 「鉄損を考慮した速度センサレスベクトル制御誘導電動機の高効率制御」電学論D, Vol. 121, No. 8, pp.869-878 (2001)
- (3) Y. Kinpara, M. Koyama, "High Efficiency High Response" IEEJ JIASC, No.68, pp.201-206 (1995) (in Japanese)
金原義彦, 小山正人: 「鉄損を考慮した誘導電動機の高効率・高応答ベクトル制御法」, 平成7年電学会産業応用部門全国大会, NO.68, pp.201-206 (1995)
- (4) J. Itoh, H. Tajima, S. Ishii, and H. Umida, "Restart Method for Induction Motor Drive System without Speed Sensor", IEEJ Trans. D, Vol. 119, No. 2, pp.211-216 (2003) (in Japanese)
伊東淳一, 田島宏一, 大沢博: 「三相V結線交流チョッパを用いた誘導電動機駆動システム」電学論D, Vol. 119, No. 2, pp.211-216 (2003)
- (5) R. Tateno, J. Itoh, N. Noboru, "Evaluation of Speed Sensorless Control of Inverter for a Weaving Machine", SPC-10-134/MD-10-045/IEA-10-045 (2010)
館野亮, 伊東淳一, 齋藤登: 「織機用インバータの速度センサレス制御適用した場合の効果検討」, SPC-10-134/MD-10-045/IEA-10-045, (2010)
- (6) 杉本 英彦, 小山 正人, 玉井 伸三: 「AC サーボシステムの理論と設計の実際」総合電子出版社
- (7) M. Ishida, M. Ohno, T. Hori, "Suppression Control of Speed Variation of the Induction Motor with Fluctuation Load by Repetitive Learning Control", IEEJ Trans. D, Vol. 117, No. 1, pp.12-20 (1992) (in Japanese)
石田宗秋, 大野政治, 堀孝正: 「繰り返し学習制御による脈動を持つ誘導電動機の変動抑制制御」電学論D, Vol. 117, No. 1, pp.12-20 (1992)



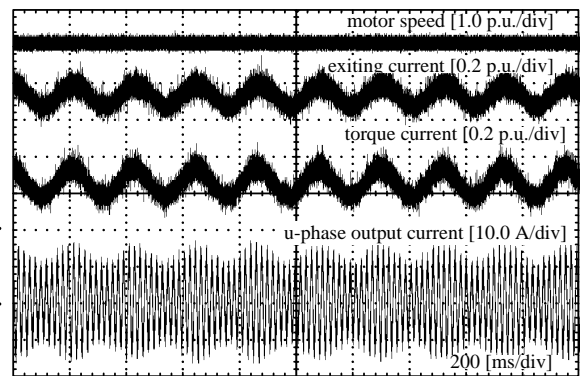
(a) Using the instantaneous torque.



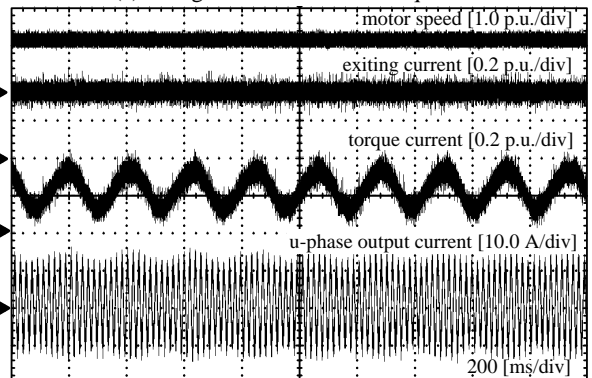
(b) Using the average torque.

Fig. 14 Waveforms of the each high efficiency control at B.

($a = 0.2, \omega\tau_2 = 2.6$).



(a) Using the instantaneous torque



(b) Using the average torque.

Fig. 15 Waveforms of the each high efficiency control at C.

($a = 0.6, \omega\tau_2 = 2.6$).