

織機用インバータにおけるオンライン高効率制御法の実機検証

学生員 舘野 亮, 正員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学),

非会員 齊藤 登(株式会社北越電研)

Experimental Verification of On-line High Efficiency Control for a Weaving Machine with an Inverter

Ryo Tateno, Student Member, Jun-ichi Itoh, Member (Nagaoka University of Technology),

Noboru Saitoh, Non-member (HOKUETSU DENKEN Co.,Ltd.)

This paper demonstrates on-line high efficiency control based on speed sensor less vector control for a weaving machine. The optimum excitation current to obtain the highest efficiency is estimated from load torque fluctuation. The proposed on-line control is investigated by simulation and experimental results. The maximum driving efficiency is increased by 0.5% in comparison to speed sensor less vector control.

キーワード：織機, オンライン制御, 励磁電流, 運転効率

Keywords : Weaving machine, On-line control, Excitation current, Driving efficiency

1. はじめに

従来、織機に使用されている誘導機は直入れにより駆動しているものが多い。直入れ運転は、高速起動が可能だが、始動時の突入電流が大きい。また必ずしも織機を最大効率で運転できるわけではないという問題がある。そこで、高効率化の要求に応えるため、インバータを導入し、ベクトル制御やトルクに応じて磁束を最小に制御する高効率制御^{(1)~(2)}を適用することが考えられる。

しかし、織機に使用されている誘導機は、カムに接続されているため、負荷が誘導機の回転に合わせて短い周期で急激に変動する。この短い周期の負荷変動に応じて、磁束を制御すると、過渡的に励磁電流が増減するため、結果として銅損が増加する⁽³⁾。そこで、著者らは、織機の負荷特性が周期的であることに着目し、磁束を平均的に制御することで高効率化を達成する平均高効率制御を提案した。その効果をシミュレーションと実験により検証し、平均化した負荷トルクを用いて高効率制御を行うことで、負荷に対して最適な磁束が得られ、織機の運転効率を改善できることを確認している⁽⁴⁾。

しかし、平均化した負荷トルクを用いて磁束を制御するには、誘導機の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平均トルクを導出し、最適な励磁電流を計算する必要がある。実際の織機運転では、織る製品の種類により負荷トルクの変動パターンが異なるため1つ1つ調整することは非常に煩雑である。

本論文では、最大効率が得られる最適な励磁電流をオン

ラインで導出する方式を提案する。ここでは、(1)負荷変動の周期ごとに連続で励磁電流を導出する「連続方式」、(2)一定の時間内にオンラインで励磁電流を導出し、損失比較を行って最適な励磁電流を決める「損失比較方式」以下の2つの方式を提案する。連続方式では、常に負荷変動に応じて励磁電流に制御することができる。そして、損失比較方式では、誘導機の銅損を最小にする励磁電流を決めることができる。シミュレーションと織機を実際に運転した場合の運転効率から、各制御方式の効果について検証したので報告する。

2. 織機の特性

<2.1> システム構成

図1にインバータ運転による織機のシステム図を示す。誘導機と織機にプーリを接続し、Vベルトを介して誘導機からの動力を織機へ伝達する。プーリ比は誘導機：織機=81：186の比率である。使用している誘導機の定格速度は1500 r/minであり、プーリ比と誘導機の定格速度から、織機の定格速度は653 r/minとなる。

織機の構成上、速度センサは織機側に取り付けられているため、プーリとベルトによるすべりを含んだ速度を誘導機にフィードバックすることになる。特に織機の場合、負荷トルクが短い周期で変動するため、常時すべった状態になり、過渡的な角度の誤差だけではなく、誘導機と負荷の間で定期的に速度が異なる。そのため、誘導機のすべりを所望の値に制御できず、制御性能、運転効率が悪化する。そこで、織機に用いている誘導機のベクトル制御に速度センサレス制御を導入する。

<2.2> 織機の負荷特性

図 2 に織機を運転した時の負荷特性を示す。織機の負荷トルクは短い周期で変動し、最大負荷トルクは定格トルクの約 1.5 倍、回生トルクも 50%程度印加されていることが確認できる。また、プーリ 1 回転につき 2 回カムを動作するため、約 10Hz で負荷が変動する。

3. 制御方式

<3.1> 平均高効率制御

高効率制御はトルクに応じて磁束を減少させる。それにより、励磁電流を減少させて銅損を低減し、電圧を下げることで鉄損を低減する。そのため、負荷特性に応じて磁束と励磁電流が変動する。しかし、誘導機の二次時定数に対して負荷の応答が速い場合、負荷トルクに合わせて高速に磁束を変化させると励磁電流が過渡的に増減する。特に二次磁束は時定数が長い為、素早く変動させるために励磁電流を大きく変動させると、励磁電流の実効値が増加し、銅損が増加する。そこで、織機の負荷特性が周期的であることに着目し、磁束を平均的に制御することで磁束と励磁電流の変動を小さくし、高効率化を実現する。誘導機の鉄損抵抗を R_m 、一次抵抗を R_1 、二次抵抗を R_2 、二次側漏れインダクタンスを L_2 、励磁インダクタンスを L_m とすれば、最高効率を得られる磁束は(1)式にて表される。なお、平均トルク T は負荷特性から導出する。また、このときの励磁電流は(2)式から求められる。

$$\phi = \sqrt[4]{\frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_m} \sqrt{TL_2}} \dots\dots\dots (1)$$

$$I_{d_min} = \sqrt[4]{\frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_m} \sqrt{\frac{T}{L_m}}} \dots\dots\dots (2)$$

ここで、平均トルク T は図 2 より $T=0.54pu$ である。これを使って、(2)式により励磁電流を求めると、定格値の約 90%となる。

<3.2> センサレスベクトル制御

図 3 に本論文で用いた速度センサレス制御のブロック図を示す。この方式は、誘導機の逆起電力から速度を推定する方式である⁽⁵⁾⁽⁶⁾。図 4 にセンサレスベクトル制御のベクトル図を示す。なお、 e は誘導機の逆起電力、 ϕ_2 は二次磁束である。ベクトル制御は、二次磁束を d 軸に一致させ、逆起電力を q 軸に一致させる。ここで、 d 軸の逆起電力をゼロに制御することにより、間接的に逆起電力を q 軸に一致させる。つまり、コントローラ軸をモータ軸に一致させる。モータ軸の回転角を θ としたとき、モータ軸と一致させるためにコントローラ軸を回転させたときの回転角を θ^* とする。 ω_1 は θ^* の角周波数であり、ベクトル制御の一次角周波数である。また、 ω_1 はモータの回転角速度 ω_r とすべり角周波数 ω_s の加算であるため、 ω_1 を演算すれば ω_r が推定できる。しかし、モータ座標軸(d - q)とコントローラ座標軸(d' - q')にはずれが生じる。そのため、 ω_1 を演算する場合、モータ軸と

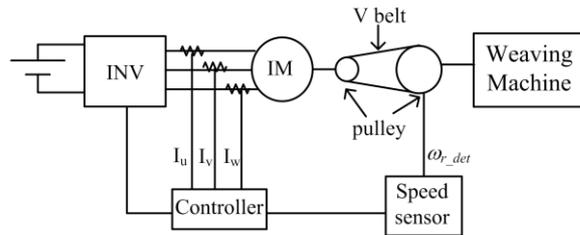


Fig. 1. System diagram of the weaving machine using the inverter.

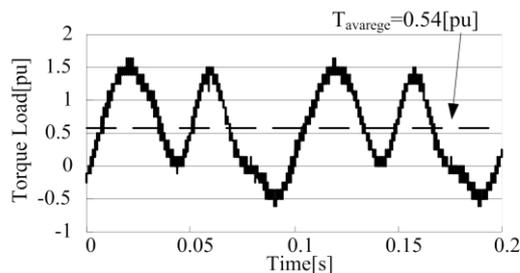


Fig. 2. Load characteristic of a weaving machine.

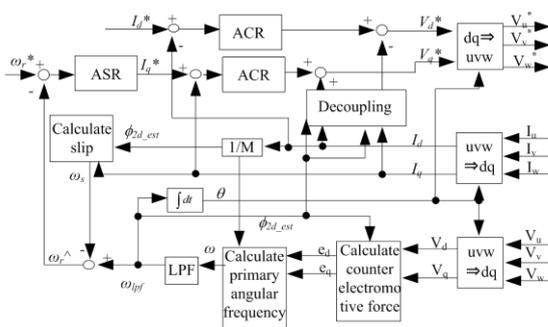
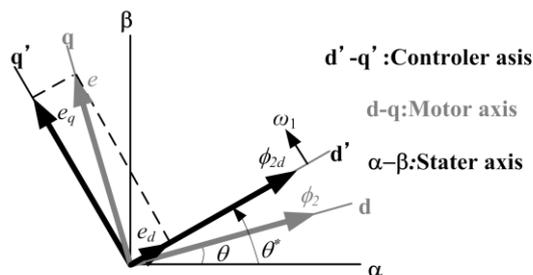


Fig. 3. Block diagram of speed sensor less vector control.



コントローラ軸の軸ずれを補償する必要がある。軸ずれを補償するには、コントローラ軸がモータ軸に対して、進んでいるか遅れているかを検出する必要がある。図 4 で、コントローラ軸がモータ軸より進んでいる場合、モータ軸からみて e_d は正の値であるため、 θ から e_d 分を減算することで軸ずれを補償する。また、コントローラ軸の方がモータ軸より遅れている場合、モータ軸からみて e_d は負の値なため、 e_d 分を加算することで軸ずれを補償する。(3)、(4)式にベクトル制御された誘導機の d 、 q 軸の逆起電力の式を、(5)式に軸ずれを補償した ω_1 の式を示す。なお K_{pem} は軸ずれ補償ゲイン、 ϕ_{2n} は定格二次磁束である。

$$e_d = v_d - \left(R_1 + L_\sigma \frac{d}{dt} \right) i_d + \omega_1 L_\sigma i_q \dots\dots\dots(3)$$

$$e_q = v_q - \left(R_1 + L_\sigma \frac{d}{dt} \right) i_q - \omega_1 L_\sigma i_d \dots\dots\dots(4)$$

$$\omega_1 = \text{sgn}(e_q) \left[\frac{|e_q|}{\phi_{2d}} - K_{pem} \frac{\phi_{2d}^*}{\phi_{2n}} e_d \right] \dots\dots\dots(5)$$

<3.3> オンライン高効率制御方式

(7)式にオンライン制御における負荷平均トルクの推定式を示す。まず、モータのすべり周波数 ω_s からトルクを推定する。このとき、定格すべり周波数 ω_{sn} は誘導機のパラメータより求めることができる。そして、推定したトルクを積算し、負荷変動の1周期での平均トルクを導出する。

図5に連続方式のブロック図を示す。この方式は(6)式より推定した平均トルクと(2)式を用いて、負荷変動の周期ごとにオンラインで励磁電流を制御する。平均高効率制御は図2の負荷特性より計算した励磁電流で制御しているため、負荷パターンが変化した場合や、モータの温度により R_1 および R_2 が変化した場合、最高効率が得られる励磁電流にずれが生じる。そこで連続方式では、負荷の周期ごとに連続的に励磁電流を調整するため、運転条件が異なっても、常に負荷変動に応じた最適な励磁電流に制御することが可能である。

一方、図6に損失比較方式のブロック図を示す。損失比較方式は、一定の時間 t_{limit} 内では、連続方式と同様に負荷変動の周期ごとに平均トルクを用いて励磁電流を制御する。このとき、励磁電流を導出すると同時に、検出した電流からモータの銅損 P_{loss} を推定し、推定した銅損から最小損失 P_{loss_min} を見つける。(7)式に銅損の計算式を示す。そして、 t_{limit} の中で、最も銅損が最小となったときの励磁電流を最終的に決める。そのため、連続方式とは異なり、最も銅損が小さくなる励磁電流で制御することが可能である。なお、厳密な意味で損失最小を考えると、鉄損も影響するが、銅損に比べ影響が小さいので、ここでは簡単のため無視する。

$$T_{all} = \int_{t_1}^{t_2} \frac{\omega_s}{\omega_{sn}} dt$$

$$T_{average} = \frac{T_{all}}{(t_2 - t_1)} \dots\dots\dots(6)$$

$$P_{loss} = (I_d^2 + I_q^2) \times R_1 + I_q^2 \times R_2 \dots\dots\dots(7)$$

ただし、トルクの瞬時値を積算した値を T_{all} 、モータのすべり周波数を ω_s 、定格すべり周波数を ω_{sn} 、平均トルク値を $T_{average}$ 、銅損を P_{loss} とする。

4. シミュレーション結果

提案方式の有用性を確認するため、シミュレーションを行った。シミュレーション条件はDC電圧560V、速度センサレス制御を適用し、速度指令は1500r/minである。表1にモータパラメータを示す。

<4.1> シミュレーション動作

図7に、負荷変動の1周期ごとに励磁電流を導出する連続方式のシミュレーション動作を示す。図7より、負荷の変動周期約10Hzごとに励磁電流 I_d が変化していることが確認できる。

図8に、損失比較方式でのシミュレーション動作を示す。このとき、2.55s以内で銅損を比較している。図8より、2.55s以内で銅損を比較した場合、銅損が最小となる励磁電流が $I_d=0.62pu$ であることが確認できる。このときの I_d は定格励磁電流の約95%である。 I_d が90%以上の値となった理由は、1周期だけでなく、約20周期分の負荷変動に応じて励磁電流を変動させているため、1周期分の平均値 $I_d=90\%$ とずれが生じたと考えられる。

<4.2> 銅損計算

図9に励磁電流を $I_d=90\%$ 一定にした場合と励磁電流をオンラインで導出した場合の損失計算の結果を示す。図9より、励磁電流をオンラインで導出した場合、 $I_d=90\%$ 一定にしたときよりも銅損が約0.5%低減できていることを確認し

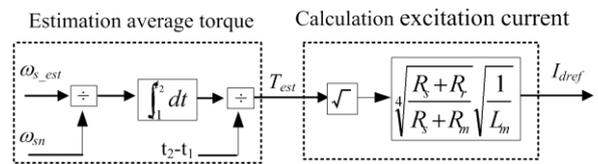


Fig. 5. Continuation method block diagram.

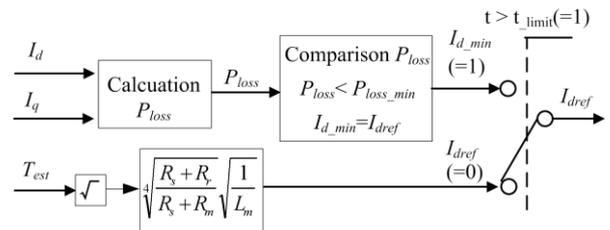


Fig. 6. Copper loss comparison method.

Table 1. Motor parameters.

Poles	4	Secondary resistance R_2	2.98 Ω
Rated power	2.2kW	Primary leakage inductance L_1	6.1mH
Rated voltage	380V	Secondary leakage inductance L_2	5.4mH
Rated current	5.4A	Mutual inductance M	190mH
Rated frequency	50Hz	Excitation current I_0	3.5A
Rated speed	1500r/min	Inertia moment J_m	0.0163kgm ²
Primary resistance R_1	2.74 Ω		

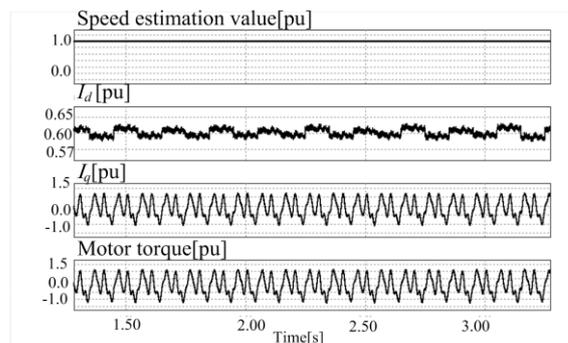


Fig. 7. Simulation results using continuation method.

た。オンラインで励磁電流を導出することによって、銅損が低減したのは、リアルタイムで負荷変動にあった最適な励磁電流に制御することが可能なため、モータ銅損が低減したからである。

5. 実験結果

提案方式の効果を検証するため、実際に織機 JW-832C を用いて実験を行った。実験条件は、DC 電圧 560V、速度センサレスベクトル制御を適用して 30 分間の運転を行った。また、速度指令は 1500r/min である。使用したモータパラメータはシミュレーションと同様である。

<5.1> インバータ効率

図 10 に励磁電流 I_d を 90% 一定、連続方式、損失比較方式それぞれで運転したときの、インバータの交流入力側電力と出力電力から求めたインバータ効率を示す。図 10 より、連続方式のときインバータ効率が 96.3% となり、一定方式に比べて損失を約 10% 低減できている。

インバータの効率が変化する理由は、モータ効率によって、一次電流が変動し、変換器内の電流が変化するためである。つまり、連続方式で制御するとき、常に負荷に応じて励磁電流を最適に制御することにより、モータ効率は最大効率となることがわかる。

<5.2> 運転効率

図 11 に励磁電流 I_d を 90% 一定、連続方式、損失比較方式それぞれで実際に織機を運転したときの、使用電力当たりの横糸本数から求めた織機運転効率を示す。図 11 より、連続方式のとき運転効率が最も高いことを確認できる。 $I_d=90%$ 一定のときの運転効率と比較すると、約 0.5% 改善されている。さらに、損失比較方式における運転効率と比較すると、約 0.3% 改善された。連続方式において織機の運転効率が最大であるのは、常に織機の負荷変動に応じた励磁電流で制御することが可能だからである。

6. まとめ

本論文では、最適な励磁電流をオンラインで導出する方式の効果についてシミュレーションと、実験により検証した。負荷変動の周期に応じて連続で励磁電流を導出することにより、常に負荷変動に応じた励磁電流に制御できるため、運転効率が改善されることを明らかにした。今後は、最小損失探索方法として山登り方法を導入すると共に、速度センサレス制御での高速起動方法について検討する。

文 献

- (1) 伊東・田島・大沢：「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, 123 巻 3 号, 2003
- (2) ジャンルイジ・ソーラ他：「織機の運転制御装置」公開特許公報(A), 特許公開平 1995-189085
- (3) 館野・星野・伊東：「織機用インバータの高効率制御の検討」平成 21 年電気学会東京支部新潟支所研究発表会, pp.1-11 2009
- (4) 館野・伊東・齊藤「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
- (5) H.Tajima, Y.Matsumoto, H.Umida : "Speed Sensorless Vector Control

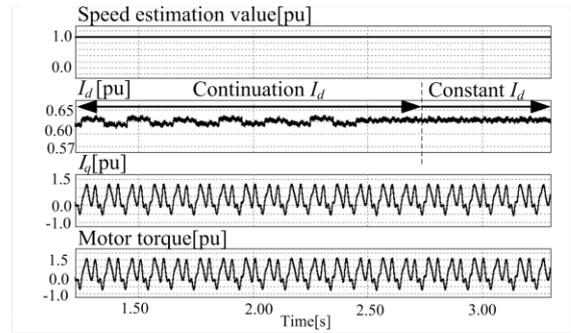


Fig. 8. Simulation results using copper loss comparison method.

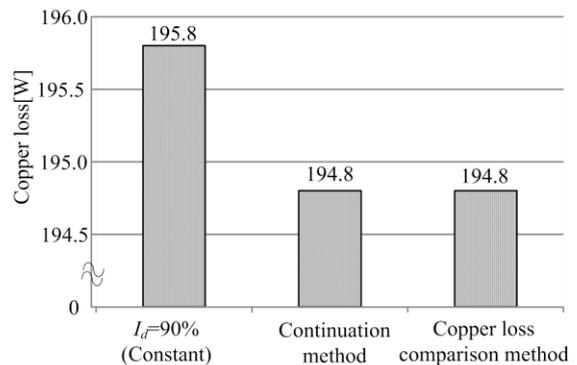


Fig. 9 Simulation results using copper loss comparison method.

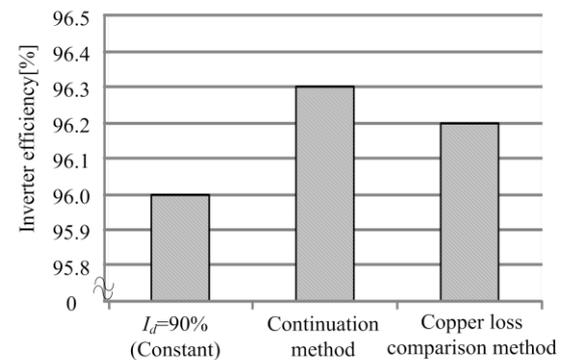


Fig. 10. Inverter efficiency for excitation current command.

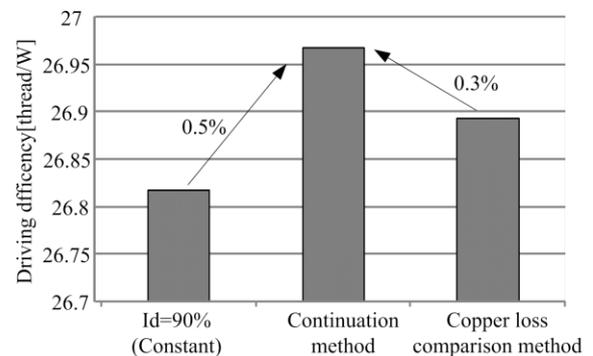


Fig. 11. Driving efficiency of weaving machine.

- Method for an Industrial Drive System"Trans.IEEE, Vol.116-D, No.11, '96
- (6) 海田：「誘導機のベクトル制御の基礎と制御システムの実験構成」III.速度センサレスベクトル制御システムの実験構成, 電学論 D, 117 巻第 5 号, 平成 9 年