

織機用インバータの速度センサレス制御を適用した場合の効果検討

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)

Evaluation of Speed Sensorless Control of Inverter for a Weaving Machine

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

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

This paper demonstrates high efficiency control based on speed sensorless vector control for a weaving machine. The high efficiency control is achieved by the average torque of the weaving machine instead of the instantaneous torque. The effect of speed sensorless control is compared among direct power grid connection and a conventional vector control in simulation and experimental results. The maximum efficiency driving the weaving machine was improved by 4.4% in comparison to direct power grid connection.

キーワード：織機, ベクトル制御, 速度センサレス制御, 運転効率

Keywords : Weaving machine, Vector control, Speed sensorless control, Driving efficiency

1. はじめに

従来の織機に使用されている多くの誘導機は直入れにより駆動しており, 近年高速起動と高効率であることが要求されている。直入れ運転は, 高速起動は可能だが, 制御を行っていないため, 突入電流が大きいことや織機を最大効率で運転できないなどの問題がある。これらの要求に応えるためにインバータの導入が進められている。誘導機の制御方法として, V/f制御, ベクトル制御が代表的である。

V/f制御は速度センサなしで誘導機を可変速で, 簡単であるが, 直入れ並みの起動特性を求められると実現は困難である。一方, ベクトル制御は, 速度制御を用いるため, 外乱が生じて, モータ速度を一定に制御することが可能であり, 起動トルクの確保の観点も, 利点が多い。さらに, 負荷トルクに応じて磁束を制御することで, 高効率運転が可能となる。

高効率制御は, 負荷トルクに応じて磁束を調節し, 銅損と鉄損を低減する⁽¹⁾。織機のモータは接続されているカムにより負荷が急激に変化する。従って, モータの回転数に合わせて負荷変動は短い周期で発生する。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, 結果的に銅損がかえって増加することになる。そこで, 著者らは, 織機の負荷特性が周期的なことに着目し, 磁束を平均的に制御することで高効率化する平均高効率制御⁽²⁾を提案した。そして, 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により制御することで, 負荷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た。

一方, 織機を構成するうえで速度センサは, 負荷側に取り付けられるため, 検出速度はモータの速度に, プーリとベルトによるすべりを含んだ速度をフィードバックすることになる。そのため, 誘導機のすべりを所望の値に制御できず, 制御性能が悪化し, 運転効率が悪化する。

そこで本論文では, 織機に用いているベクトル制御に速度センサレス制御を導入する。速度センサレス制御は誘導機の誘起電圧を推定する方式を用いる⁽³⁾⁽⁴⁾。ここでは, まず, 織機システムの概要と導入したセンサレスベクトル制御について説明する。つぎに, 高効率を得るために導入した平均高効率制御について述べる。最後に直入れ, センサ有りのベクトル制御と, 速度センサレス制御運転での起動時間や, インバータ効率, 織機の運転効率などの諸特性を比較し, 効果を検証する。

2. 織機の特性

<2.1>動力伝達

図1にインバータ運転における織機の接続図を示す。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。速度センサは負荷側に取り付けられているため, モータの速度に, プーリとベルトによるすべりを含んだ速度をフィードバックすることになる。特に織機の場合, 負荷トルクが早い周期で変動するため, 常時すべった状態になり, 過渡的な角度誤差だけでなく, モータと負荷の間で定常的に速度が異なる。この結果, 負荷速度を用いてベクトル制御を行っても, 磁束ベクトルとトルクベクトルを分離して制御できず, 運転効率が悪化する。したがって, 織機をベクトル制御運転する場合, プー

リとベルトによるすべりを考慮した設計をする必要がある。

本論文で設計したプーリ比は、誘導機：織機=81：186の比率になっている。使用している誘導機の定格速度は1415r/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653r/minとなる。

<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、回生トルクも50%程度印加される。また、プーリ1回転に2回カムを操作するためおよそ92ms周期で負荷が変動する。

3. 制御方式

<3.1>速度センサレス制御

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、逆起電力から速度を推定する方式である。図4に逆起電力 e 、磁束 ϕ のベクトル図を示す。ベクトル制御は2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1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 の加算により、 ω_1 を演算すれば ω_r が推定できるため、モータ速度を推定することができる。(1)式に ω_1 の理論式を示す。

$$\omega_1 = \frac{e}{\phi_2} \dots\dots\dots(1)$$

図5に速度推定の演算ブロックを示す。逆起電力 e とd軸磁束 ϕ_{2d} から1次角周波数 ω_1 を導出する。1次角周波数 ω_1 の理論式は(1)式に示した式となるが、モータ軸とコントローラ軸にずれが生じる。そのため、 ω_1 を演算する場合、モータ軸と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検出する必要がある。図4で、コントローラ軸の方がモータ軸より進んでいる場合、モータ軸から見て e_d は正の値なため、 θ から e_d 分を引くことによって軸ずれを補償する。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、モータ軸から見て e_d は負の値なため、 e_d 分を加えることによって軸ずれを補償する。(2),(3)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示し、(4)式に軸ずれを補償した式を示す。なお K_{pem} は軸ずれ補償ゲイン、 ϕ_{2n} は定格2次磁束である。

$$e_d = v_d - \left(R_1 + L_\sigma \frac{d}{dt} \right) i_d + \omega_1 L_\sigma i_q \dots\dots\dots(2)$$

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

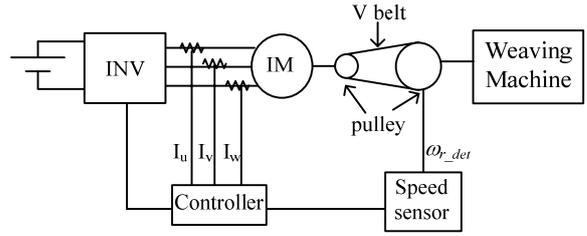


Fig. 1. Weaving machine connection in driving inverter.

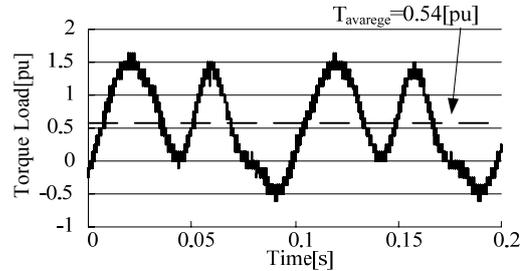


Fig. 2. Load characteristic of a weaving machine.

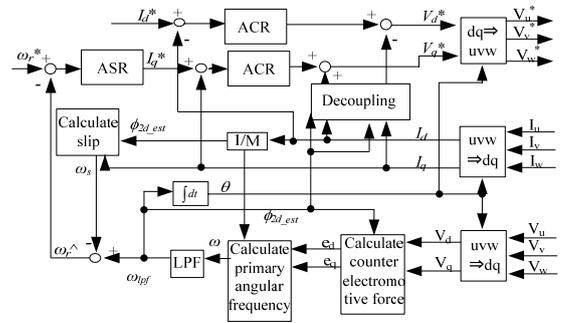


Fig. 3. Block diagram of speed sensorless vector control.

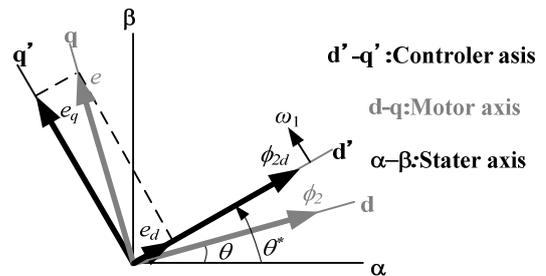


Fig. 4. Principle of the sensorless vector control.

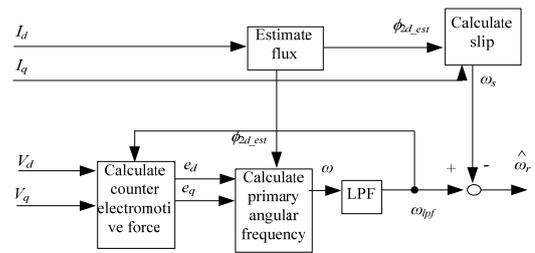


Fig. 5. Speed estimation block diagram.

$$\omega_1 = \text{sgn}(e_q) \left[\frac{|e_q|}{\phi_{2d}} - K_{pem} \frac{\phi_{2d}^*}{\phi_{2n}} - e_d \right] \dots\dots\dots(4)$$

<3.2>高効率制御

図6に誘導機のT-1型等価回路を示す。一般に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を低減することにより、銅損を減少させる。すなわち、負荷変動に応じて磁束指令を制御する。(5)式に、図6の全損失 P_{Loss} を示す。

$$P_{Loss} = 3(R_1 + R_2)I_q^2 + \left(R_1 \frac{\omega_1^2 L_m^2}{R_c} \right) I_d^2 \dots\dots\dots (5)$$

ここで、 L_m は励磁インダクタンス、 R_c は鉄損抵抗、 T はトルクである。このとき、トルク電流 I_q は(6)式となる。

$$I_q = \frac{T}{\phi_{2d}} = \frac{T}{L_m I_d} \dots\dots\dots (6)$$

全損失 P_{loss} に(6)式を代入し、損失の極値、すなわち、励磁電流 I_d の微分値がゼロ点を求めると、損失最小を実現する I_{d_min} が得られる。 I_{d_min} は(7)式となる。

$$R_m = \frac{\omega_1^2 L_m^2}{R_c}$$

$$\frac{dP_{loss}}{dI_d} = -6(R_1 + R_2) \left(\frac{T}{L_m} \right)^2 \frac{1}{I_d^3} + 6(R_1 + R_2) I_d = 0$$

$$I_{d_min} = \sqrt[4]{\frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_m} \sqrt{\frac{T}{L_m}}} \dots\dots\dots (7)$$

(7)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し、銅損を減らし、同時に電圧を下げることにより鉄損を減らす。

図7に高効率制御ブロック図を示す。図7より、高効率制御は、ベクトル制御に励磁電流指令を演算する(7)式のブロックを導入するだけである。そのため、容易に実現することができる。

図8にシミュレーションによる高効率制御の波形を示し、図9にシミュレーションによるベクトル制御と高効率制御のモータ銅損の結果を示す。表1にこのときのモータパラメータを示す。図8より、高効率制御を用いると、負荷に応じて磁束と励磁電流が変化することを確認できる。しかし、図9より、モータ銅損は、ベクトル制御より1.1%損失が増加している。これは、誘導機の2次時定数は遅いため、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加し、その結果、銅損が増加して、最高効率を得られないからである。

<3.3>平均高効率制御

高効率制御は、高速に磁束を変化させると励磁電流が過渡的に増加し、銅損が増加してしまう問題がある。そこで平均高効率制御は、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実現する。平均化した磁束をベクトル制御の磁束指令として採用する。(7)式より、損失が最小になる磁束は、(8)式にて求められる。

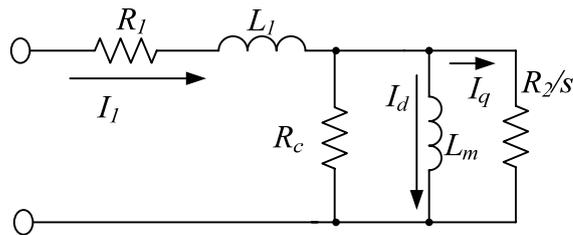


Fig. 6. Equivalent circuit of an induction motor.

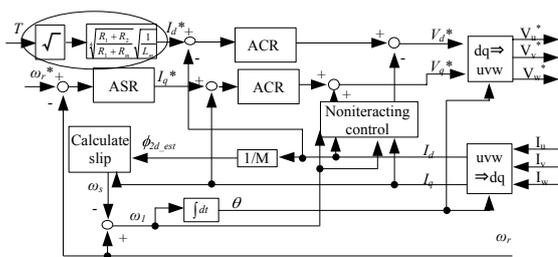


Fig. 7. Block diagram of the high efficiency control.

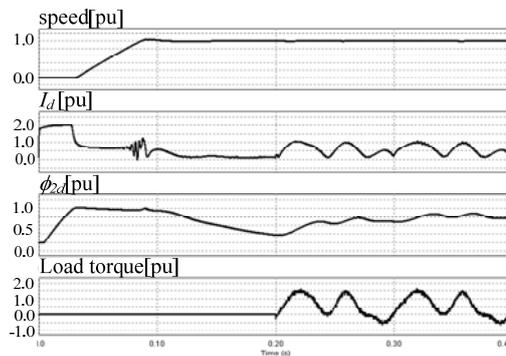


Fig. 8. Simulation results using high efficiency control.

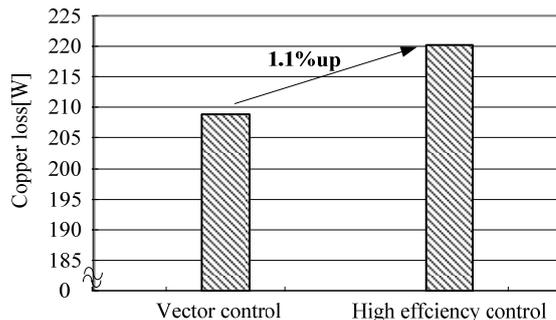


Fig. 9. Estimated copper loss of the motor on vector control and high efficiency control.

$$\phi = \sqrt[4]{\frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_m} \sqrt{\langle T \rangle} L_2} \dots\dots\dots (8)$$

ただし、 L_2 :二次側漏れインダクタンス、 $\langle T \rangle$:平均トルクである。平均トルク $\langle T \rangle$ は図2の織機の負荷特性から導出する。図2より、平均トルクは $\langle T \rangle = 0.54 \text{ pu}$ である。このとき、磁束は定格磁束の約90%に相当する。この結果、磁束と励磁電流の変動を最小限にできる。

図10に(8)式の負荷の平均トルク $\langle T \rangle$ を0.1puずつ変えて

励磁電流指令を与えて、モータ銅損をシミュレーションにより求めた結果を示す。シミュレーションで用いたモータパラメータは表 1 と同様であり、定格励磁電流は $I_{dn}=3.5A$ である。図 10 より、 $T=0.54pu$ の点で損失は最小になることが分かる。このときの磁束は、定格磁束の約 90%である。よって、磁束は励磁電流に比例するので、励磁電流も定格値の 90%に制御したとき、損失最小となり、最高効率が得られる。この結果から、損失を最小化にし、トルク応答が負荷に追従する点から、励磁電流を定格値の 90%にすれば良い。

4. 速度推定部の LPF 設計

本論文で用いた速度センサレス制御は、 ω_1 の再帰演算防止のためLPFを導入する必要がある。特に織機のように比較的早い周期、大きな変動幅で負荷が変化する場合、LPFの設計によって制御特性が大きく変化する。しかし、このLPFの設計指針は明確にされていないと思われる。そこで本論文では、速度推定LPFのカットオフ周波数 ω_c に応じた速度応答について、位相余裕と固有角周波数からの評価を基に、最適なLPFのカットオフ周波数を設計する。

LPFの時定数を設計するにあたり、ASRの固有角周波数 ω_{sn} を 300rad/sにて、LPFのカットオフ周波数 ω_c を 300~1000rad/sに変化させ、モータ速度応答波形から、位相余裕 ϕ_m と固有角周波数 ω_n を導出する。導出した位相余裕 ϕ_m と固有角周波数 ω_n から、LPFのカットオフ周波数 ω_c が安定性と応答について与える影響について評価した。図 11 にACRの固有角周波数を $\omega_n=6000rad/s$ 、ASRの固有角周波数 $\omega_{sn}=300rad/s$ における位相余裕と固有角周波数の評価結果を示す。図 11 より、LPFのカットオフ周波数に関わらず、位相余裕が十分に大きく安定度が高い。また、LPFのカットオフ周波数 ω_c が、ASRの固有角周波数 ω_{sn} の 1.6 倍において、実速度の応答が最大となることがわかる。また、カットオフ周波数 $\omega_c=300rad/s$ 以下において、固有角周波数 ω_n は大きく減少するため不適切である。

よって、LPFの時定数はASRの固有角周波数の 1.5 倍から 2 倍程度に設定すれば良い。

5. 実験結果

速度センサレス制御運転での運転効率を検証するため、実際の織機JW-832Cを用いて実験を行った。実験条件は、DC電圧 560V、速度指令は 1500r/minである。使用したモータパラメータは表 1 と同様である。なお、定格励磁電流は $I_{dn}=3.5A$ である。

<5.1>実験波形

図 12 に速度起動時の実験結果を示す。図 12(a)に直入れ運転における速度起動時の実験結果を示し、図 12(b)に速度センサレスベクトル制御での速度起動の実験結果を示す。さらに、図 13(a),(b)に直入れと速度センサレス制御での起動時における電流波形を示す。図 12(a)と図 12(b)より、定格速度 1500r/min に達するまでの加速時間を比較すると、直入れは

Table 1. Motor parameters.

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

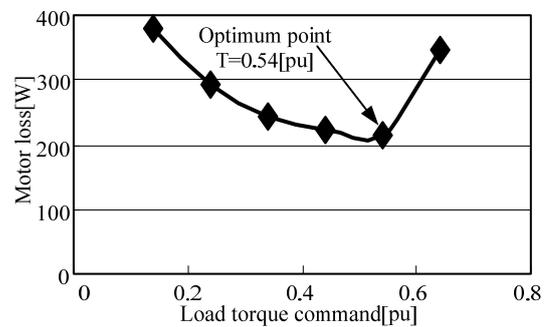


Fig. 10. Estimated copper loss of the motor for average torque command.

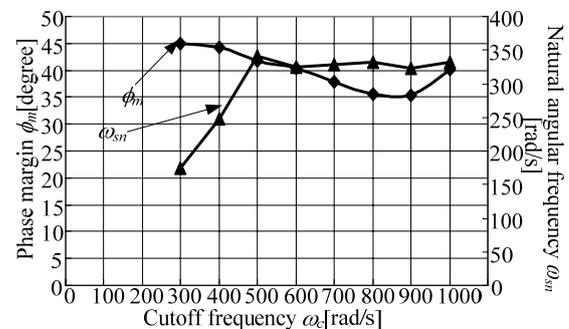


Fig. 11. Phase margin and natural angular frequency.

約 0.15s であり、速度センサレス制御は約 0.20s である。この結果より、定格速度までに掛かる加速時間は直入れが約 0.05s 早いことがわかる。そして、図 13(a), (b)より速度センサレス制御は、モータトルクとモータ速度に応じてインバータの電流を制御するが、直入れは突入電流が大きい。これらより、直入れは速度起動を早くすることができるが、突入電流が大きいので、起動時の損失を悪化させる。また突入電流のため大きな電源容量が必要となる。

また、図 12(b), 図 13(b)より、0.17s で、モータ速度に立下りが生じている。この原因については現在調査中ではあるが、一因として次のことが挙げられる。織機は、加速中も負荷が印加されるため、負荷変動を伴いながら加速している。この結果、加速トルクと負荷トルクが過大にかかりストールしていることが予想できる。この点については今

後改善する。この問題を解決することで起動時間はさらに短くできる。

図 14(a)にベクトル制御運転した場合の実験結果を示す。なお、織機速度 1pu はモータが定格回転(1500r/min)にて回転したときの速度である。速度指令 1pu に対して、織機速度は速度指令の約 80%までしか加速していない。この理由は次のように説明できる。速度指令と速度が一致していないので、速度制御器(PI 制御器)は最大トルク指令を出力する。しかし、モータから織機へ動力伝達に用いているプーリとベルトのすべりが発生し、適切なすべりを誘導機に与えられないため、所望のトルクが得られない。その結果、負荷トルクと発生したトルクがバランスする点で誘導機の速度が安定する。

図 14(b)にすべり補正に補正值として、織機速度に 50r/min (モータ速度換算値) 加えて速度をフィードバックした場合の実験結果を示す。補正量の 50r/min は、無負荷時のベクトル制御運転における、織機速度と速度指令に生じた定常偏差をプーリ比を用いてモータ速度に換算したところ、50r/min であったことから、決定した。すべり補正無しの結果と比較すると、織機速度は指令値に近づいているが、1pu には達していない。

図 14(c)に速度センサレス制御を導入して運転した場合の実験結果を示す。ベクトル制御の実験結果と比較すると、速度指令 1pu に織機速度が達している。図 15 に指令値と織機速度の誤差率を示す。ベクトル制御はすべりの影響が大きいため、誤差率が 16%と大きい。また、すべり補正+50r/min を加えたベクトル制御の誤差率は 3.4%であった。一方、速度センサレス制御は、誤差率が 1.0%未満となった。これは、モータ速度の推定値をフィードバックして速度制御している効果が現れているためである。

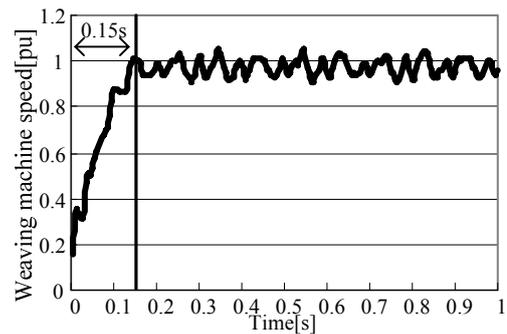
<5.2>インバータ効率

図 16 に速度センサレス制御とすべり補正+50r/minのベクトル制御において、励磁電流 I_d を 80%, 90%, 100%に変化させて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 16 より、速度センサレス制御とすべり補正+50r/min加えたベクトル制御ともに $I_d=90%$ のとき、インバータ効率が最大になることが確認できる。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、励磁電流 $I_d=90%$ のとき、電流が最小になり、最大効率となることがわかる。

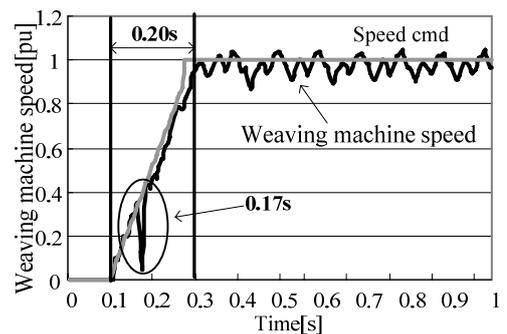
<5.3>運転効率

図 17 に速度センサレス制御とすべり補正+50r/minのベクトル制御において、励磁電流 I_d を 80%, 90%, 100%に変化させて使用電力量当たりの横糸本数から求めた織機の運転効率を示す。織機の運転効率とは、1kWhを消費して織った横糸の本数を示す。

図 17 より、 $I_d=90%$ において速度センサレス制御とすべり補正+50r/minのベクトル制御ともに、最高効率を得られている。速度センサレス制御とすべり補正+50r/minのベクトル制

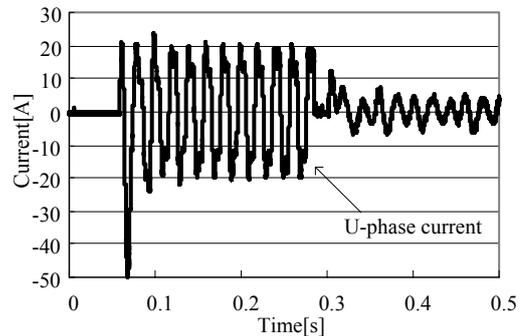


(a) Direct power grid connection

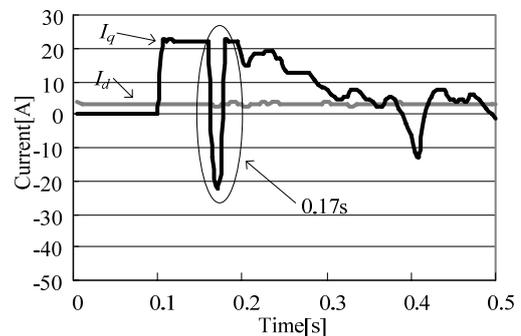


(b) Speed sensorless control

Fig. 12. Acceleration characteristics (experimental results)



(a) Direct power grid connection

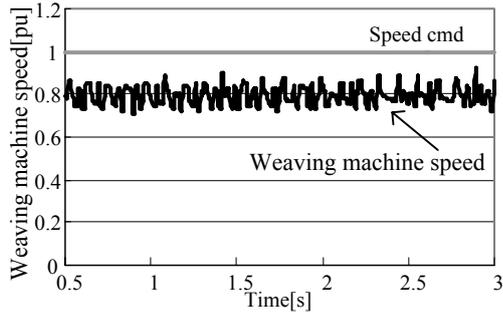


(b) Speed sensorless control

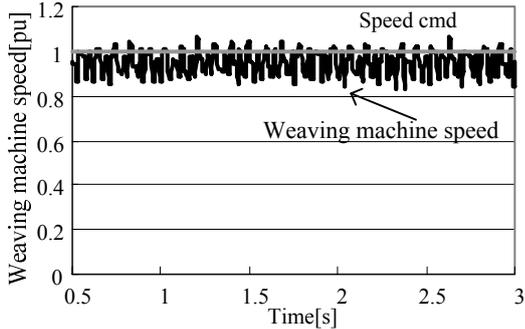
Fig. 13. Current characteristics (acceleration).

御の最高効率を比較すると、速度センサレス制御がすべり補正+50r/minのベクトル制御より約 0.6%高い。

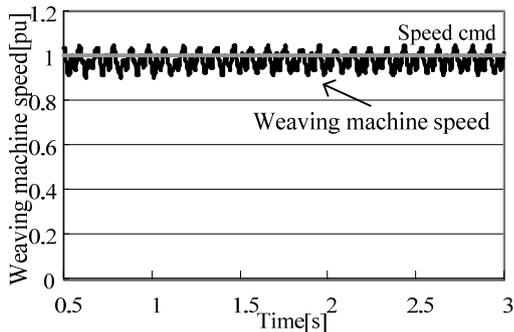
図 18 に直入れと速度センサレス制御の運転効率を比較した結果を示す。図 18 より、速度センサレス制御は直入れと



(a) Vector control(+0r/min)



(b) Vector control(+50r/min)



(c) Speed sensorless control

Fig. 14. Weaving machine speed.

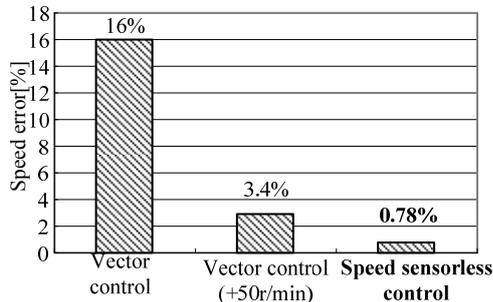


Fig. 15. Comparison of speed error.

比較して 4.4% 運転効率が改善している。

これらの結果から、速度センサレス制御を導入することにより、運転効率が改善できることを確認した。

6. まとめ

本論文では、織機に用いているベクトル制御に速度セン

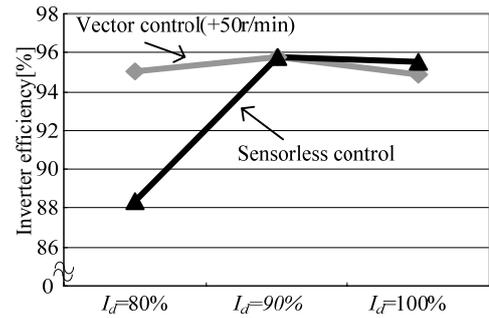


Fig. 16. Inverter efficiency depending on exiting current.

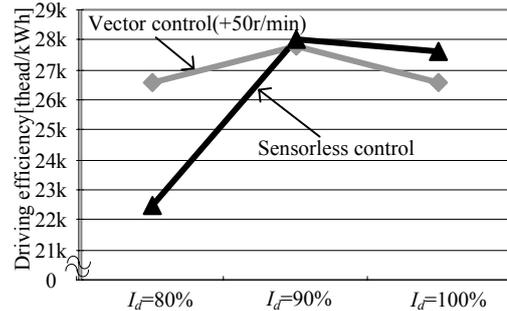


Fig. 17. Driving efficiency of weaving machine.

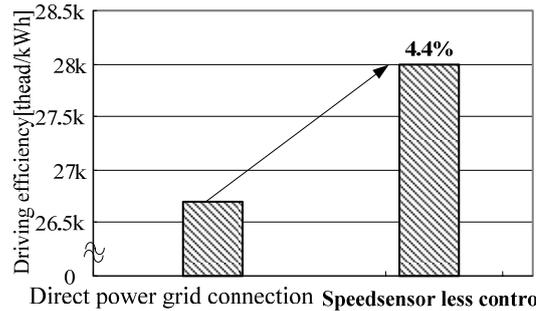


Fig. 18. Comparison driving efficiency between direct power grid connection and speed sensorless control.

サレス制御を導入し、センサ有りのベクトル制御運転における織機の運転効率と、速度センサレス制御運転での織機の運転効率を比較し、速度センサレス制御導入の効果検討をした。速度センサレス制御を導入することによって、モータの速度を推定するため、運転効率が改善することが明らかになった。ベクトル制御では、プーリのすべりに応じて、速度を補正する必要があったが、センサレス制御を導入することで、すべり量の調整なしに最適値を得られる。今後は、起動時の高速起動方法を検討する。

文 献

- (1) 伊東・田島・大沢：「三相 V 結線交流チョップ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) 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.I-11 2009
- (3) H.Tajima,Y.Matsumoto,H.Umida : "Speed Sensorless Vector Control Method for an Industrial Drive System" Trans.IEEJ,Vol.116-D,No.11,'96
- (4) 海田：「誘導機のベクトル制御の基礎と制御システムの実際構成」Ⅲ.速度センサレスベクトル制御システムの実際構成 電学論 D, 117 巻第 5 号, 平成 9 年