

デルタ-スター切替器とインバータを直列に接続した 織機駆動システムの高速起動法

加藤 尚和* 伊東 淳一 (長岡技術科学大学) 齊藤 登(株式会社北越電研)

Investigation of a Fast Starting Method for a Weaving Machine Drive System Connected to Inverter and Delta-Star Switching Unit

Masakazu Kato*, Jun-ichi Itoh, (Nagaoka University of Technology),
Noboru Saitoh, (HOKUETSU DENKEN Co.,Ltd.)

This paper demonstrates a start-up method in order to reduce start-up time for a weaving machine based on vector control. Traditionally an induction motor that used for a weaving machine was driven by direct power grid connection. The direct power grid connection can achieve start-up during short time for weaving machine. However it is inefficient in steady-state operation. The inverter for the induction motor is applied to obtain higher efficiency than that of the direct power grid connection. However the start-up time with the inverter driven weaving machine is slower than that of the direct power grid connection. This paper proposes a fast starting method for a weaving machine drive system connected to the inverter with delta-star switching unit. The start-up time of the proposed system is the same as the direct power grid connection. In addition the inrush current of the proposed system is decreased by 37.7% comparison to the direct power grid connection.

キーワード：織機，切替器，ベクトル制御，速度センサレス制御，運転効率

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

1. はじめに

織機に要求される駆動性能として、高始動トルクと高効率率があげられる。始動時に横糸を編むために十分なトルクを出力できないと停止段と言われる織むらが生じ、織物の品質の低下を招く。また、織機は運転時間が長いことから、ランニングコストを下げるため、高効率化が重要である。そのため、一般に、織機は誘導機を直入れ運転により高速起動し、横糸を織るために十分なトルクを出力している。また、高効率化を実現させるためにはインバータの適用が効果的である。

インバータを用いた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き、簡単である。しかし、始動時に高トルクを得るという観点から考えると、ベクトル制御の方が優位である。また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る。さらに、負荷トルクに応じて磁束を制御する高効率制御を適用し、励磁電流を制御することで、高効率駆動が可能となる^{(1)~(6)}。

ベクトル制御は高始動トルクを得られるが、鉄心の磁束密度の飽和があるため、起動トルクに限界がある。特に直入れ運転の始動速度と比べると、起動時間が若干遅くなる。

さらに起動時間を高速化するには、より多くの電流をモータに流す必要がある。しかし、起動時に流せる電流はインバータの直流電圧とモータインピーダンスによって決まるため、より多くの電流を流すには、インバータの出力電圧を増加させなくてはならない。

インバータの出力電圧を増加させる方法として、直流リンク部に昇圧チョッパなどの昇圧回路を設ける方法がある⁽⁶⁾。この方法は、直流電圧を昇圧することでモータにより多くの電流を流し、起動時のトルクを確保することができる。しかし、昇圧が必要なのは起動時のみであり、定常運転時はたとえ昇圧回路を停止させていても、半導体スイッチの導通損により電力変換器の効率が悪化する。更に昇圧回路に使用する半導体スイッチは織機駆動システムのコスト増加となる。

そこで、本論文では、織機を駆動するモータにオープン巻線の誘導機を適用し、さらにインバータとデルタ-スター(Δ -Y)切替器を直列に接続した織機駆動システムを提案する。本システムでは、直流電圧を昇圧するのではなく、起動時は Δ 結線にすることにより、モータ側の端子電圧を引き下げる。そして起動後、定格速度に達した後にY結線に切り替える。提案法では Δ -Yの切り替えはマグネティックコンダクタ(MC)2個で行うため、定常運転時の損失はほぼゼロにできる。また、コストもMC2つを追加するだけであり、

安価に実現できる。本論文では、 Δ -Y切替器を用いた直入れ運転と提案法での起動時間や織機運転効率などの諸特性を比較し、提案法の有用性を検証する。

2. 織機の実験

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 ω_{r_det} 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、制御器の座標軸とモータの座標軸にずれが生じ、所望の運転性能が得られない。したがって、織機をベクトル制御運転する場合、モータの速度を直接検出するか、センサレスベクトル制御を適用する必要がある。

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1415 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。

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。このような負荷が誘導機の始動時から投入されるため、大きな始動トルクが必要となる。

3. 織機の高速度起動方式

3.1 誘導機のトルク

誘導機のトルク T と入力電圧実効値 V_1 の関係は(1)式で表すことができる⁷⁾。

$$T = \frac{3\omega_1 L_m^2 (R_2 / s) V_1^2}{\left\{ \frac{R_1 R_2}{s} - \omega_1^2 (L_1 L_2 - M^2) \right\}^2 + \left(\frac{\omega_1 L_1 R_2}{s} + \omega_1 L_2 R_1 \right)^2} \quad (1)$$

ここで、 ω_1 は一次巻線電源周波数、 R_1 は一次巻線抵抗、 R_2 は二次巻線抵抗、 L_1 は一次巻線自己インダクタンス、 L_2 は二次巻線自己インダクタンス、 M は巻線相互インダクタンス、 s はすべりである。(1)式より、トルクは端子電圧 V_1 の2乗に比例することがわかる。従って、起動トルクを増加させるには端子電圧を増加させればよい。

モータに印加される最大入力電圧はインバータの直流電圧によって制限される。インバータの直流電圧が低いと織機を始動するための十分なトルクを誘導機が出力できず、結果として起動時間が遅くなる。

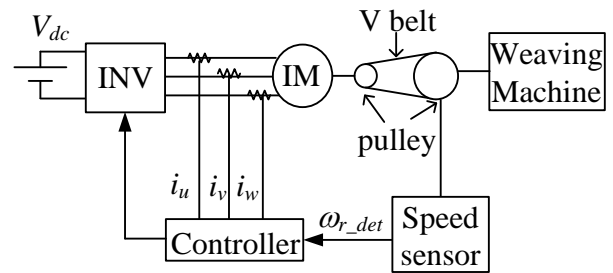


Fig. 1. System configuration of the weaving machine using the inverter.

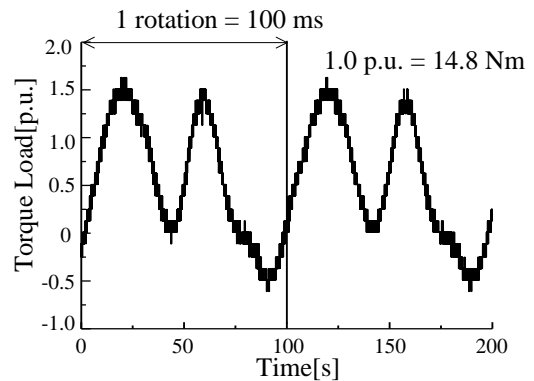


Fig. 2. Load characteristic of a weaving machine.

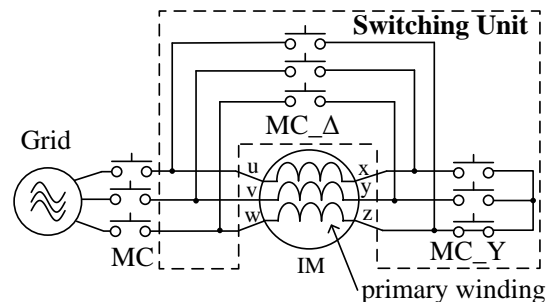


Fig. 3. Connection diagram of a switching unit.

インバータ適用時に直流電圧を昇圧するには、インバータの前段に昇圧チョップなどの昇圧回路を接続する方法がある。織機始動時に直流電圧を昇圧することで起動時間を短縮することができる。しかし、直流電圧を昇圧する必要がない定常運転時にも昇圧回路に電流が流れるため、定常運転時に昇圧回路の損失分だけ損失が増加する。また、昇圧回路には半導体スイッチやリアクトルが新たに必要となるため、システムのコストが増大する懸念がある。

3.2 Δ -Y 始動法

一般的に切替器を用いて誘導機を直入れ運転する際、突入電流を抑制する観点から、始動時にはY結線とし、定常運転時に Δ 接続するY- Δ 始動法が用いられる。しかし、織機の動力として誘導機を用いる際は、始動時にY結線よりも大きなトルクが必要となるため、 Δ -Y始動とした方が有利である⁸⁾。

図3に Δ -Y切替器の接続図を示す。オープン巻線モータを用い、始動時にはMC Δ をオン、MC Y をオフとすること

でモータの一次巻線をΔ結線に接続する。モータが定格速度まで加速した時にMC_Δをオフ、MC_Yオンし、Y結線に接続を切り替える。この方法では、端子電圧は見かけ上 $1/\sqrt{3}$ 倍となり、一次側巻線からみるとY結線に比べ $\sqrt{3}$ 倍の電圧が印加される。その結果、Δ結線時の始動トルクはY結線に比べ3倍に増加し、高速起動が可能となる。

〈3.3〉Δ-Y切替器とインバータを直列に接続したシステム

図4にインバータとΔ-Y切替器を直列に接続した織機駆動システムを示す。インバータ後段に、Δ-Y切替器を接続する。これにより、インバータで制御を行いながら、モータ一次側巻線を切り替えることができる。織機起動時はΔ結線でのベクトル制御を行うことで、織機の起動時間を短縮する。モータ速度が定格速度まで達した時、巻線をY結線に切り替え、同時に励磁電流を絞って高効率運転をすることで定常運転時の損失を低減する。このシステムでは巻線の切り替えを2つのMCで構成する。そのため、昇圧回路に比べ低コストでシステムを構成することが可能である。さらに、切替器による結線の切り替えは機械スイッチにより行うため、導通損失はほぼゼロとみなせる。

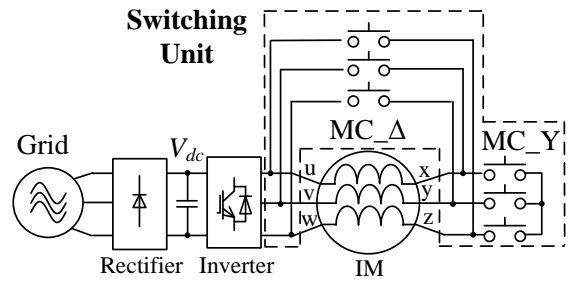


Fig. 4. The propose system configuration.

4. 制御法式

〈4.1〉センサレスベクトル制御

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、本論文ではセンサレスベクトル制御にて誘導機を制御する⁽⁹⁾。

図5に本論文で用いる速度センサレス制御のブロック図を示す。速度推定方式は、逆起電力から速度を推定する方式である⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾。

図6にモータの逆起電力 e 、磁束 ϕ_2 のベクトル図を示す。ベクトル制御は誘導機の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。ここで採用したセンサレスベクトル制御方式は、d軸の逆起電力成分を推定し、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。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。このとき、 ω_1 は(2)式に制御する。

$$\omega_1 = \frac{e}{\phi_2} \dots\dots\dots(2)$$

ここで、 e は逆起電力、 ϕ_2 は2次側の磁束である。1次角周波数 ω_1 の理論式は(2)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ため、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。ベクトル制御された誘導機のd、q軸の逆起電力の式は(3),(4)式で表すことが

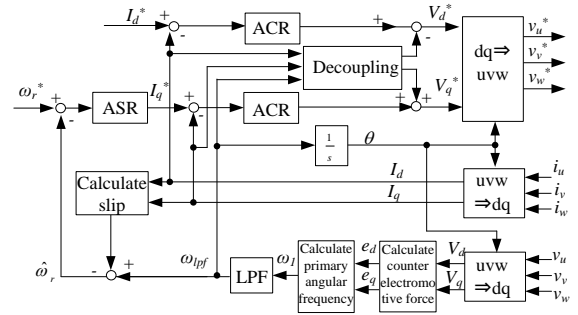


Fig. 5. Connection diagram of the sensor less vector control.

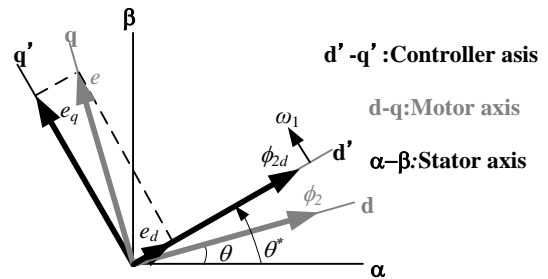


Fig. 6. Vector diagram of the sensor less vector control.

できる。モータ軸とコントローラ軸の軸ずれを補償した式を(5)式に示す。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。

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

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

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

〈4.2〉高効率制御

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⁽⁹⁾。すなわち、負荷変動に応じて磁束指令を制御する。誘導機の全損失 P_{Loss} を(6)式に示す。

$$P_{Loss} = 3(R_1 + R_2)I_q^2 + \left(R_1 \frac{\omega_1^2 M^2}{R_c} \right) I_d^2 \dots\dots\dots(6)$$

ここで、 R_c は鉄損抵抗である。励磁電流 I_d の微分値がゼ

口の点を求めると、最小の全損失 P_{Loss} を実現する I_{d_min} が得られる。 I_{d_min} は(7)式となる。

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

(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により鉄損を減らす。織機では負荷トルクが頻繁に変動するため、平均トルクに応じて励磁電流をしぼる。

＜4. 3＞Δ-Y 切替時のベクトル制御

Δ-Y 切替時、MC_Δと MC_Y を同時にオンにするとモータは短絡する。そこで、Δ-Y 切替時は MC_Δと MC_Y が両方オフするデッドタイム期間を設ける。MC_Δと MC_Y が両方オフする期間にモータ一次側電流はゼロとなる。一次側電流がゼロとなるため、Δ-Y 切替時はフリーラン状態から誘導機を再起動しなければならない。誘導機は再起動するとき、磁束ベクトルの回転速度および位置(角度)が不明であるため、突入電流が発生する可能性がある。この結果、負荷に対して不要なショックを与えたり、インバータの保護機能が働いて停止したりする恐れがある。織機の場合、負荷に対してショックが加わると、糸が切れる可能性がある。突入電流により負荷に対して不要なショックが加わることを防ぐため、ハイゲインに設定された電流制御系により引き込みを行う。

＜4. 4＞Δ結線時のベクトル制御

誘導機始動時にモータ一次側巻線をΔ結線としベクトル制御するとき、始動時のベクトル制御のゲイン設計を行う際にモータ一次側巻線がΔ接続された誘導機のモータパラメータを用いる必要がある。そこで、Δ結線時のモータパラメータをΔ-Y変換し、スター結線に換算することでベクトル制御のゲイン設計及びセンサレスベクトル制御の速度推定を行う。表1に無負荷試験と拘束試験によって求めたモータパラメータを示す。モータパラメータはそれぞれ以下の式を用いて計算する。

$$R_2 = \frac{P_s}{I_s^2} 3 - R_1 \dots\dots\dots(8)$$

$$l_1 + l_2 = \sqrt{\frac{V_s^2}{3I_s^2} - \left(\frac{P_s}{3I_s^2}\right)^2} \dots\dots\dots(9)$$

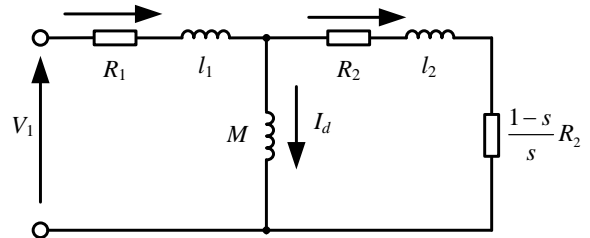
$$M = \frac{1}{2\pi f \sqrt{(3I_0^2 / V_n^2) - (P_0 / V_n^2)^2}} \dots\dots\dots(10)$$

ここで、 V_s は拘束試験時のモータ端子電圧、 I_s は拘束試験時のモータ一次側電流(定格電流)、 P_s は拘束試験時のモータ一次側電力、 l_1 は一次側漏れインダクタンス、 l_2 は二次側漏れインダクタンス、 V_n は無負荷試験時のモータ端子電圧(定格電圧)、 I_0 は無負荷電流、 P_0 は無負荷損である。

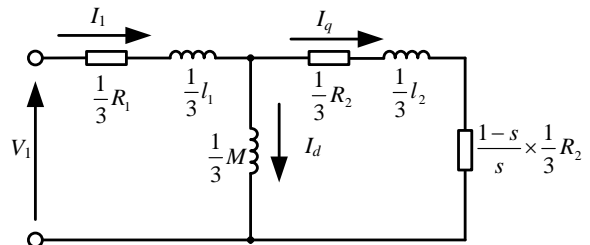
図7にY接続時のモータパラメータとΔ接続時のモータパラメータを示す。無負荷試験と拘束試験の結果から、Δ接続

Table 1. Calculation of motor parameter by no-load test and lock test.

Parameter	Star connection	Delta connection
Secondary resistance R_2	2.44 Ω	0.822 Ω
Leakage inductance $l_1 + l_2$	15.8 mH	5.14 mH
Mutual inductance M	214 mH	76.3 mH



(a) T-type steady state equivalent circuit of Y connection



(b) T-type steady state equivalent circuit of Δ connection

Fig. 7. T-type steady state equivalent circuit.

Table 2. 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	1415 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

時のモータ側の端子からみたモータパラメータはY接続時の3分の1となることが判明した。

5. シミュレーション結果

図8にシミュレーション結果を示す。表2にモータパラメータを示す。モータ速度情報フィードバックしたベクトル制御では切替時にトルクの変動が 1.28 p.u.となった。一方、速度センサレスベクトル制御では切替時のトルク変動が 2.82 p.u.となり、センサを付けた場合の 2.2 倍となった。

切替時のトルク変動が3 p.u.を超えると、織機に対してショックが顕著になり、糸が切れてしまう可能性がある。本方式ではトルク変動が3 p.u.以内に収まっており、実用上問題なく切り替えられる。

6. 実験結果

図9に実験に用いた織機 JW-832C の外観を示す。これにより、提案法での起動速度、運転効率を検証する。なお、モータパラメータはシミュレーションと同じ値である。また、実験条件は、DC 電圧 560 V、速度指令は 1500 r/min である。

<6.1>起動時間の検証

図10に直入れ運転とインバータ適用時の起動特性を示す。インバータを適用した際の制御はベクトル制御と直接トルク制御(DTC)⁽¹²⁾の2種類で行った。提案法を適用した際の制御は、織機軸速度センサ情報を使ったベクトル制御とセンサレスベクトル制御で行った。図10より直入れ運転の Δ -Y 始動はスイッチ投入からモータが定格速度に達するまでの時間(起動時間)が約80 ms である。一方、Y 結線の直入れ運転では起動時間が約140 ms、インバータを適用した際の起動時間は約125 ms となり、インバータ単体では、制御法による起動時間の大きな変化は見られない。それに対して提案法の起動時間は直入れ運転と同等の約80 ms となった。インバータ単体で直入れ運転並みの起動時間が得られない原因としては、起動時いずれの方法も直流電圧の制限によって出力電圧が飽和していることが予想できる。一方提案法では、一次側巻線からみると Y 接続に比べ $\sqrt{3}$ 倍の電圧が印加されるため、起動時間がインバータ単体よりも向上し、直入れ運転並みの起動時間を得た。

<6.2>始動電流

図11に直入れ運転における Δ -Y 切替時のモータ一次側電流波形を示す。直入れ運転では、電流を制御していないため、始動時に90 A以上の大きな突入電流が流れる。また、巻線の接続を切り替える際に約20 ms のデットタイムが発生する。

図12に直入れ運転時とインバータ適用時の突入電流と起動時間の関係を示す。直入れ運転に比べ、インバータのみを適用した際は突入電流を42%低減することができる。しかし、インバータのみを適用すると起動速度が36%低下する。それに対して提案法では、起動速度を保ったまま、突入電流を37.7%低減させることができる。

<6.3>切替時の q 軸電流変動

図13に織機回転数と q 軸電流変動の関係を示す。q 軸電流変動は10回起動を行った時の最大変動幅を示している。織機軸速度情報をフィードバックしたベクトル制御では変動幅は1.8 p.u.以内に収まった。一方、センサレスベクトル制御では変動幅は2.6 p.u.以内に収まった。センサレスベクトル制御で電流変動が大きくなる原因は、誘導機を再起動するとき、磁束ベクトルの回転速度および位置(角度)が不明であるためである。ベクトル制御下で、q 軸電流の変動はト

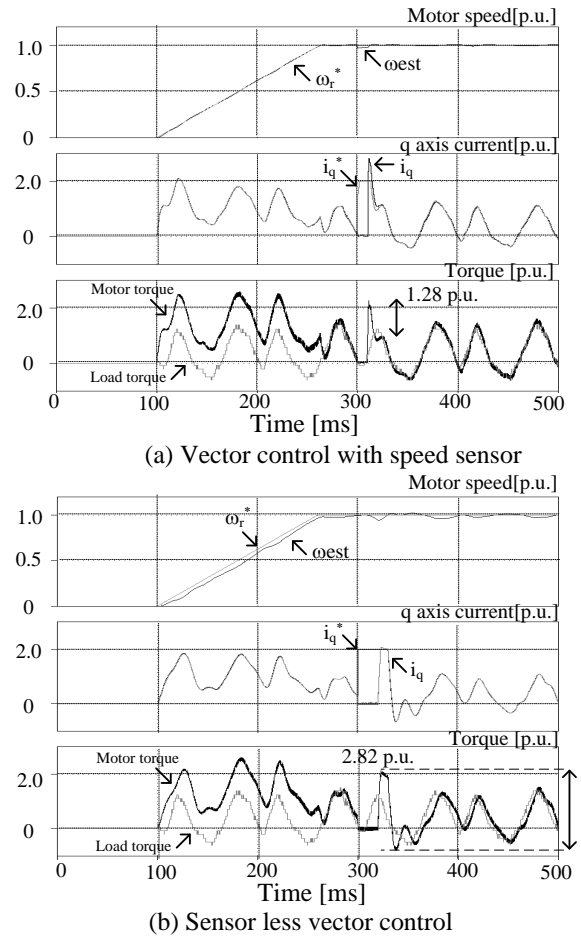


Fig.8 Simulation of delta-star switching.

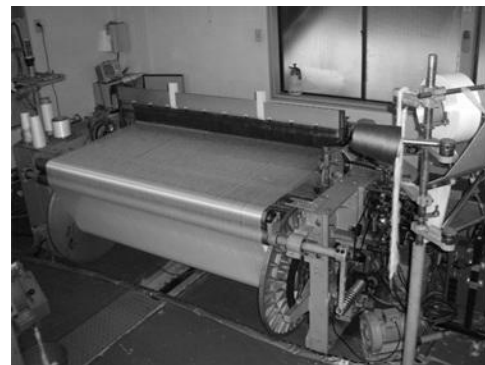


Fig.9 The weaving machine

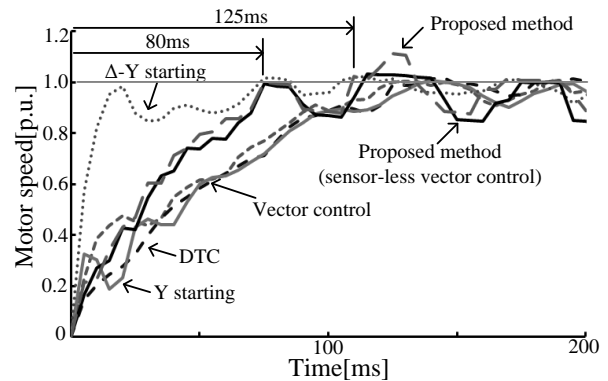


Fig. 10 A comparison of start-up speed.

ルクの変動を意味する。大きなトルク変動が起こると、織機の糸が切れ、糸を再接続し、再始動する必要がある。結果として、生産量が低下しコスト増加が懸念される。しかし、センサレスベクトル制御でも q 軸電流変動は起動時の 30%程度であり、切替時のショックにより織機の糸が切れ、運転が停止する可能性は低い。

6.4 運転効率

図 14 に直入れ運転と提案法の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 あたりの織った横糸の本数を示す。直入れ運転と織機軸速度情報をフィードバックしたベクトル制御では、効率が 27.8 pick/kWh となり、ほぼ同じ値となった。これは、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

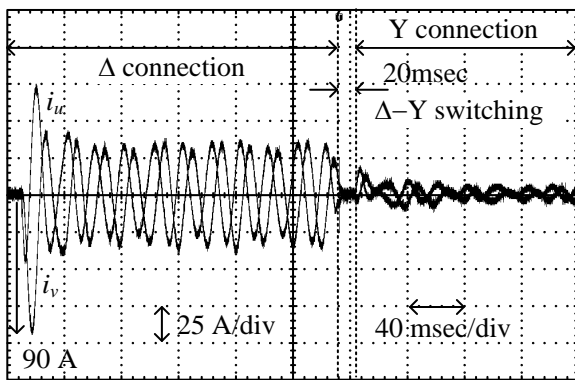


Fig. 11 Delta star switching of direct grid connection.

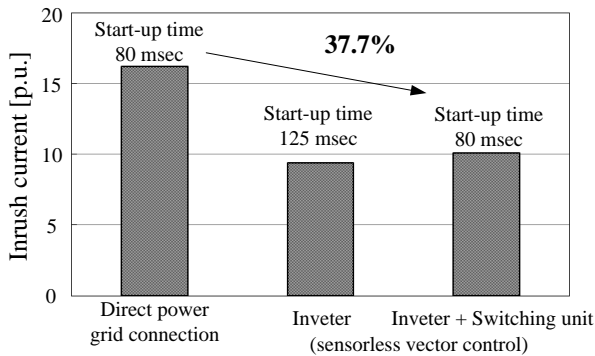


Fig. 12. Relationship between maximum inrush current and start-up time for each control.

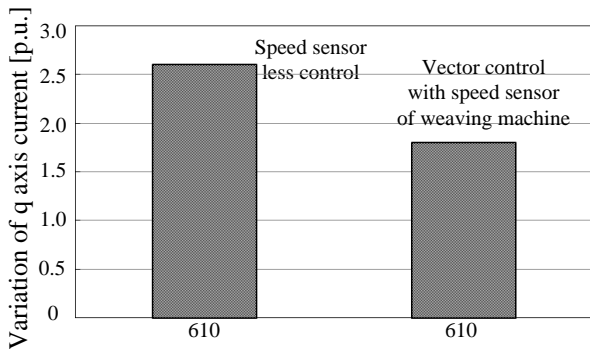


Fig. 13. Relationship between variation of q axis current and weaving machine speed for each control.

しているため、誘導機のすべりを所望の値に制御できず、制御性能が悪化していると考えられる。一方、センサレスベクトル制御を適用することで、直入れ運転に比べ、運転効率を 3.6%改善した。センサレスベクトル制御ではプーリとベルトによるすべりの影響を受けないため、センサ付きの制御に比べ高効率に運転できる。

7. まとめ

本論文ではインバータとΔ-Y 切替器を直列に接続した織機駆動用システムを提案し、直入れ運転と起動時間、始動電流と運転効率を比較し、提案法の効果を検討した。提案法では直入れ運転並みの起動時間で織機を駆動することができ、始動電流を 37.7%低減できる。また、高効率制御を適用することで、直入れ運転に比べ運転効率を 3.6%改善できることを明らかにした。今後は織機負荷変動に適用させた高効率制御について検討する。

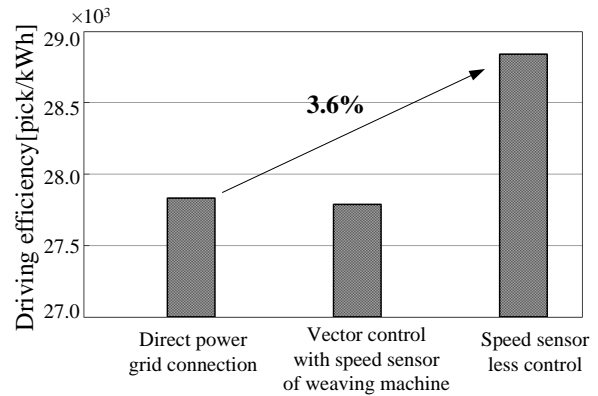


Fig. 14. Driving efficiency of weaving machine.

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 巻第 3 号, 2003
- (2) ジェンルイジ・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) 山田・松瀬・笹川：「誘導電動機センサレス直接型ベクトル制御系の高効率運転に与えるパラメータ変動の影響」, 電学会研資, RM-96-101, pp.195-204
- (4) 金原・小山：「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)
- (5) 渡辺・笠：「鉄損を考慮したベクトル制御誘導電動機の高効率制御」, 電学会資, SPC-97-125/IEA-97-17, pp.53-58(1997)
- (6) 星・大口：「PWM 昇圧型整流器を用いた巻線型誘導電動機の変速駆動法」電学論 D,121 巻第 6 号, 2001
- (7) 難波江 章・金 東海・高橋 勲・中村節男・山田速敏「電気機器学」オーム社, 1985
- (8) 服部：「織機の駆動方法及び装置」公開特許公報(A), 特開平 5-148743
- (9) 館野・伊東・齊藤：「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」SPC-10-134/MD-10-045/IEA-10-045,210
- (10) H.Tajima, Y.Matsumoto, H.Umida : "Speed Sensorless Vector Control Method for an Industrial Drive System" IEEJ Trans., Vol.116-D, No.11, '96
- (11) 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
- (12) 高橋・野口：「瞬時すべり周波数制御に基づく誘導電動機の新高速トルク制御法」電学論 D, 106 巻 1 号, 1986