

加となる。

さらに高速始動を実現するためには、始動時に電動機に大きな電流を流す必要があるため、インバータのスイッチング素子に大きな電流が流れる。従って、これまで高速始動を実現するためのインバータのスイッチング素子の定格電流は始動時に流れる電流の最大値により決定され、高速始動しないインバータに比べ、コストが増加していた。

本論文では、織機を駆動する電動機に一次側巻線が開放されているオープン巻線の誘導機⁽⁶⁾⁽⁷⁾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用センサレスベクトル制御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、始動時は Δ 結線にすることにより、電動機側の端子電圧を引き下げる。そして始動後、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タクト(MC)で行うため、定常運転時の損失はほぼゼロにできる。コストも MC を追加するだけであり、安価に実現できる。なお、従来の巻線切替えは突入電流抑制の観点から、始動時に Y 結線とし、定常時に Δ 結線とする。

まず、織機システムの特徴と高速始動と高効率を実現するセンサレスベクトル制御法を説明する。また、始動時のジャンクション温度上昇 ΔT_j について熱解析を行い、高速始動時の半導体選定の指針を明らかにする。その結果、 Δ -Y 切替器を用いた直入れ運転と提案法での始動時間や織機運転効率を比較し、提案法では直入れ運転並みの始動時間で駆動することができ、織機の運転効率が 3.6%改善され、提案システムが十分有用であることを確認したので報告する。

2. 織機システム

<2.1>織機システムの特徴

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、電動機に速度に、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、常時ベルトがすべった状態になり、過渡的な角度誤差だけでなく、電動機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、制御器の座標軸と電動機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、電動機を直接検出するか、センサレスベクトル制御を適用する必要がある。

図 2 に本論文で取り扱う織機(JW-832C)の外観を示す。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 3 に織機を運転した時の負荷特性を示す。織機に掛か

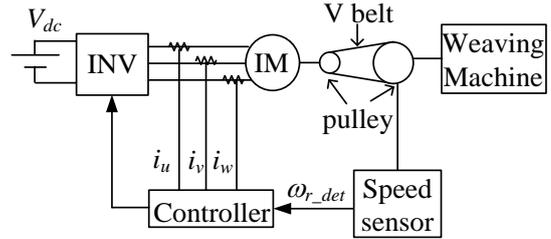


Fig. 1. System configuration of the weaving machine using the inverter.

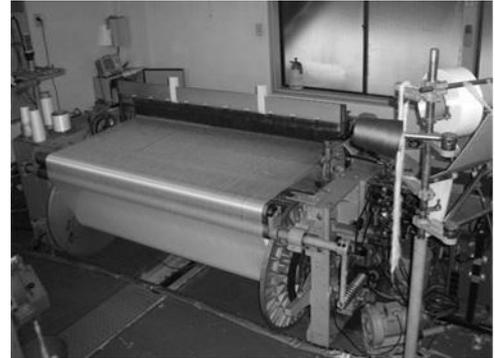


Fig. 2 Photograph of the weaving machine (JW-832C).

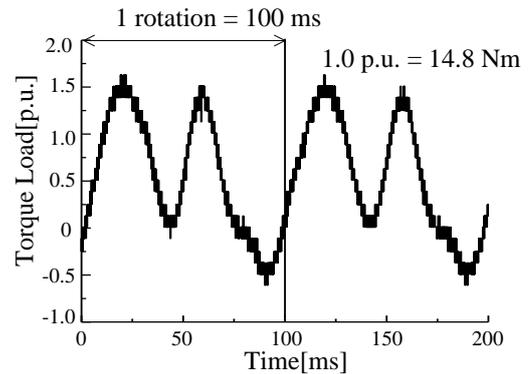


Fig. 3. Load characteristic of a weaving machine.

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 100 ms 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。

<2.3>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⁽⁸⁾。

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

ここで、 m は相数、 p は極数、 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。始動時は $s=1$ であり, 始動トルクは, (1)式より端子電圧 V_1 の 2 乗に比例することがわかる。従って, 始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。

電動機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高速に始動するための十分なトルクを誘導機が出力できず, 結果として始動時間が遅くなる。

3. 巻線切替による織機駆動システムの高速度始動

<3.1>切替器による誘導機の始動法

かご形誘導機は丈夫で, 運転操作の簡単なことが特徴である。誘導機の始動方法の最も簡単な方法は, 停止している誘導機に, 定格電圧をじかに加える方法(直入れ始動)である。一方, 誘導機の容量が大きくなると, 全電圧始動による突入電流が大きくなることで, 誘導機が焼損する可能性がある。その場合行われるのが Y-Δ始動法である⁹⁾。

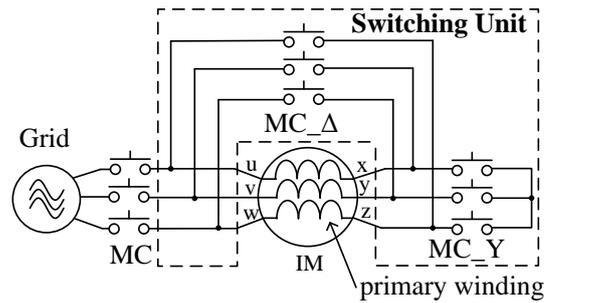
図 4 に切替器と誘導機の接続図を示し, 表 1 に Y-Δ始動法と Δ-Y 始動法の比較を示す。ここで, $V_{n_Δ}$, $I_{n_Δ}$, $T_{n_Δ}$ はそれぞれ, 定常運転時の結線が Δ 結線である場合の定格電圧, 定格電流, 定格トルクであり, V_{n_Y} , I_{n_Y} , T_{n_Y} はそれぞれ, 定常運転時の結線が Y 結線である場合の定格電圧, 定格電流, 定格トルクである。Y-Δ始動法は, オープン巻線誘導機を用い, 始動時に MC_Y をオン, MC_Δ をオフとすることで電動機の一次巻線を Y 結線に接続する。電動機が定格速度まで加速した時に MC_Y をオフ, MC_Δ をオンし, Δ 結線に接続を切り替える。この方法では, 始動時, 一次側各相の巻線に定格電圧 V_n の $1/\sqrt{3}$ 倍の電圧が印加される。その結果, 突入電流は, 全電圧始動をした場合の $1/3$ になる。しかし, トルクは電圧の 2 乗に比例するため, 始動トルクもまた $1/3$ に減少する。

織機の動力として誘導機を用いる際は, 大きな始動トルクが必要となる。しかし, Y-Δ始動法では十分な始動トルク

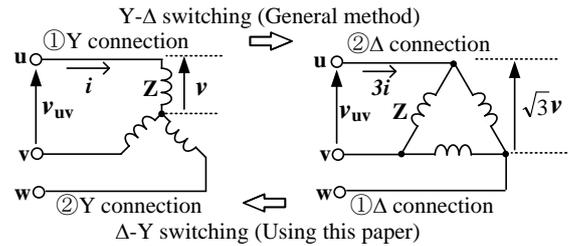
が得られない。そこで, 本論文では Δ-Y 始動法による織機駆動システムの高速度始動を行う。Δ-Y 始動法では, 始動時に MC_Δ をオン, MC_Y をオフとすることで電動機の一次巻線を Δ 結線に接続する。電動機が定格速度まで加速した時に MC_Δ をオフ, MC_Y をオンし, Y 結線に接続を切り替える。この方法では, 一次側各相の巻線に定格電圧の $\sqrt{3}$ 倍の電圧が印加される。その結果, 磁気飽和がないとすれば Δ 結線の始動トルクは定常運転時の定格トルクに比べ 3 倍に増加し, 高速始動が可能となる。

<3.2>Δ-Y 切替器とインバータを直列に接続したシステム

図 5 にインバータと切替器を直列に接続した織機駆動シ



(a) Connection diagram of a switching unit



(b) Switching methods of Y-Δ switching and Δ-Y switching

Fig. 4. Switching of stator winding of an induction motor using a switching unit.

Table 1. Comparison of Y-Δ switching method with Δ-Y switching method:

$V_{n_Δ}$, $I_{n_Δ}$ and $T_{n_Δ}$ are rated voltage, rated current and rated torque at steady operation of Y-Δ switching method, respectively,

V_{n_Y} , I_{n_Y} and T_{n_Y} are rated voltage, rated current and rated torque at steady operation of Δ-Y switching method, respectively.

	Change of wiring connection	Voltage of primary wiring in start-up mode	Rush current	Starting torque	Application	Purpose of using this method
Y-Δ switching method (General method)	Change from Y to Δ	$\frac{V_{n_Δ}}{\sqrt{3}}$	$\frac{I_{n_Δ}}{3}$	$\frac{T_{n_Δ}}{3}$	Large capacity induction motors	Suppression of the rush current in order to prevent burnout of the induction motor.
Δ-Y switching method (Using this paper)	Change from Δ to Y	$\sqrt{3} V_{n_Y}$	$3I_{n_Y}$	$3T_{n_Y}$	Weaving machines	Increase of the rush current and starting torque in order to prevent any deficiencies due to lower acceleration of start up mode. (Note that, there is little possibility of burnout of the induction motor in start up mode of weaving machine. Because the time of current flowing is shorter than another applications due to the start-up time is several one hundred millisecond.)

システムを示す。インバータ後段に、切替器を接続する。織機始動時はΔ結線でのベクトル制御を行うことで、織機の始動時間を短縮する。電動機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。

4. 制御方式

<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。織機の検出速度は電動機速度にプーリとベルトによるすべりを含んだ速度をコントローラに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、織機駆動システムの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⁽¹⁰⁾。

図 6 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し、図 7 に電動機の逆起電力 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⁽¹¹⁾⁽¹²⁾。電動機軸の回転角を θ としたとき、電動機軸とコントローラ軸を一致させるために、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 は電動機の回転角速度 ω_r とすべり角周波数 ω_{sl} の加算により、 ω_1 を演算すれば ω_r が推定できるため、電動機速度を推定することができる。

センサレスベクトル制御は電動機の dq 軸とコントローラ軸の d'q' 軸を一致させなくてはならない。両者の軸が一致している場合、 ω_1 は(2)式にて表せる。

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

ここで、 e は逆起電力、 ϕ_{2d} は 2 次側磁束である。しかし、電動機軸とコントローラ軸にずれが生じると、コントローラからみると、d 軸に速度起電力 e_d が発生する。このとき、コントローラ上の d', q' 軸の速度起電力は(3),(4)式で表すことができる。そこで、d 軸速度起電力 e_d がゼロとなるように角速度 ω_1 を調整することで、電動機とコントローラ軸を一致させる。調整則は(5)式にて表せる。

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

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

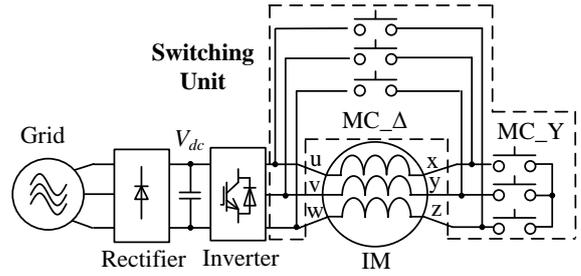


Fig. 5. The proposed system configuration.

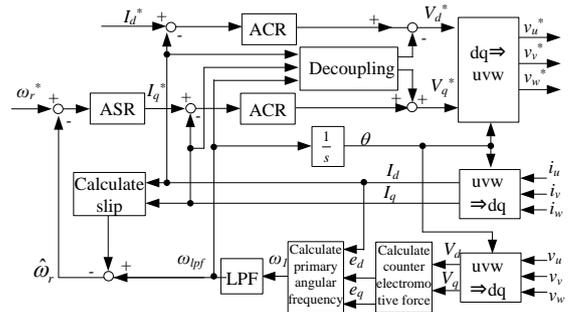


Fig. 6. Control block diagram of the sensor less vector control.

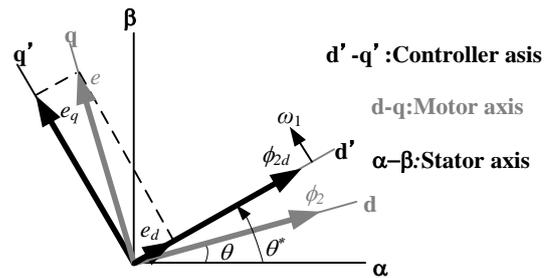


Fig. 7. Vector diagram of the sensor less vector control.

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

ここで、 K_{pem} は軸ずれ補償ゲイン、 ϕ_{2n} は定格 2 次磁束である。

<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⁽¹⁰⁾。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。

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

ここで、 R_c は鉄損抵抗である。極値を求めるため励磁電流 i_d の微分値がゼロの点を求めると、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。

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

高効率制御時の 2 次側磁束 ϕ_{2d_min} と励磁電流の関係は(8)

式となる。

$$\phi_{2d_min} = Mi_{d_min} \dots \dots \dots (8)$$

(7)式と(8)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ことがわかる。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、同時に電圧を下げるにより鉄損を減らす。ただし、織機では負荷トルクが頻繁に変動するため、電流の過渡現象による損失が増加する。そこで、平均トルクを使って(7)式により励磁電流を制御する。

<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電動機が短絡され、インバータの出力が短絡する。そこで、インバータの出力短絡を回避するために、 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電動機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始動しなければならない。誘導機は再始動するとき、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インバータが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。そこで、突入電流を抑制するため、ハイゲインに設定された電流制御系により突入電流の抑制を行う。電流制御系の応答周波数はシミュレーションにて 600Hz に設定した。

ここで、本提案システムの制御応答を汎用インバータと比較する。富士電機株式会社製の汎用インバータ「FRENIC5000VG7S」の電流応答は 800Hz である⁽¹³⁾。このことから、本提案システムの制御応答は汎用インバータと同等である。

本方式を慣性モーメントが小さい用途に適用した場合、再始動時に時に速度変動が大きくなる可能性がある。そこで、速度変動に対する慣性モーメントの制約条件を求める。電動機速度と慣性モーメントの関係は(9)式により表される。

$$\omega_r = \frac{1}{J} \int T dt \dots \dots \dots (9)$$

ここで、 ω_r は電動機速度、 J は慣性モーメント、 T はトルクである。(9)式を J についてとくことで、慣性モーメントの制約条件は(10)式となる。

$$J > \frac{\Delta t}{\Delta \omega} T \dots \dots \dots (10)$$

ここで、 Δt は巻線の切替時間、 $\Delta \omega$ は速度変動幅である。以上のことから、本方式は、(10)式を満足する慣性モーメントを持つ負荷に有効である。

5. シミュレーション結果

図 8 にシミュレーションモデルを示す。表 2 に電動機パ

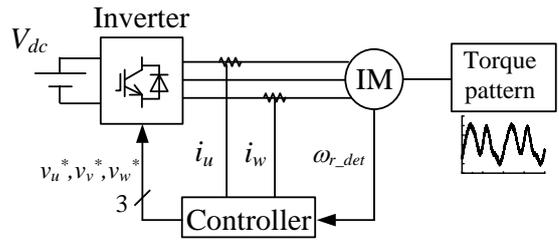


Fig. 8. Simulation system configuration.

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	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
Rated acceleration time	173 ms

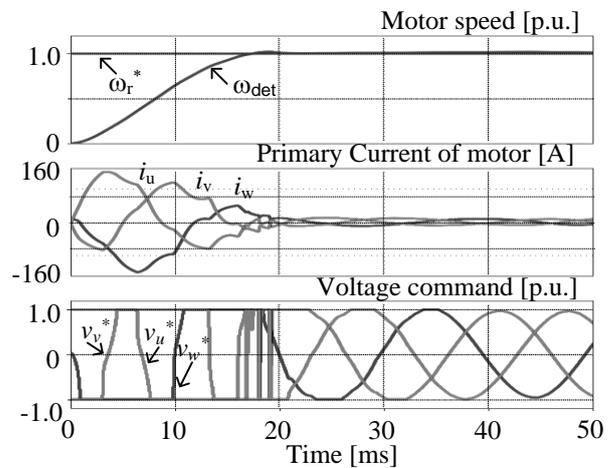


Fig. 9. Simulation result of primary current of a motor.

ラメータを示す。シミュレーションモデルでは、誘導機の負荷トルクに図 3 に示した実際の織機のトルク特性を使用している。誘導機を駆動するための電圧形インバータは、スイッチング素子に IGBT を使用している。インバータのサンプリング周期は 100 μ s、キャリア周波数は 10 kHz であり、DC 電圧 560 V である。速度指令は始動時に 0 p.u. から 1 p.u. にステップ状に与える。

<5.1>始動時の素子のジャンクション温度上昇

図 9 に突入電流のシミュレーション結果を示す。提案法では、織機の高速度始動を実現させるため、始動時に速度指令値をステップ状に変化させている。そのため、電圧指令値が方形波状となり、突入電流はひずむ。さらに、始動時

に電動機へ 150A 以上の電流が流れる。150A 以上の電流が流れるのは始動時のみであり、これに合わせて素子を選定すると、インバータのコスト増加となる。

図 10 に始動時の熱解析結果を示す。ケース温度 80°C とした時の IGBT モジュール内の IGBT, FWD ひとつ当たりのジャンクション温度上昇 ΔT_j について過渡熱解析を行った。温度上昇 ΔT_j は、スイッチング 1 周期当たりの導通損失とスイッチング損失の和と、IGBT モジュール内の IGBT, FWD それぞれの過渡熱抵抗曲線を使用して温度リプルのピーク値を疑似的に計算することで求めた⁽¹⁴⁾。解析結果より、素子の定格電流が大きくなるにつれて ΔT_j が小さくなることわかる。素子の定格電流が始動時の最大電流の半分(75A)のとき、 ΔT_j は IGBT で 28.4°C, FWD で 5.7°C となった。このことから、スイッチング素子の電流定格は始動時の最大電流の 1/2 とすればよいことがわかる。

<5.2>切替時のトルク変動

図 11 にシミュレーション結果を示す。400 ms が経過したとき誘導機一次巻線を Δ -Y 切替を行った。この時、トルク電流リミッタは 2.0 p.u. に設定した。電動機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 2.13 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 2.93 p.u. となり、速度センサありの場合に比べ 1.38 倍となった。本方式では巻線の切替時間は 2 ms であり、二次時定数は 64 ms である。そのため、巻線の切替期間中に磁束はゼロにはならず、残留磁束が残る。その結果、トルク電流の立ち上がりと同時にトルクが発生する。

Y 結線で織機を実際に始動すると、始動トルクは 8.14p.u. となる。このことから、本方式ではトルク変動が始動時の 36% 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

実験条件は、シミュレーションと同様、DC 電圧 560 V, 速度指令を始動時に 0 p.u. から 1 p.u. にステップ状に与える。また、電動機パラメータはシミュレーションと同じ値である。電動機の回転子は毎回同じ位置から始動させている。インバータにより織機システムを駆動させた場合の電流制御系の応答周波数は 600Hz, 速度制御系の応答周波数は 60Hz とした。インバータのサンプリング周期は 100 μ s, キャリア周波数は 10 kHz である。

表 3 に提案法の比較対象を示す。誘導機の駆動方式は、直入れ運転⁽⁹⁾, インバータによる駆動, 提案手法(インバータと切替器による駆動)の 3 種類である。直入れ運転では、始動時の巻線が Y 結線の場合と、 Δ 結線⁽⁹⁾の場合の 2 種類で駆動を行った。インバータによる駆動では、ベクトル制御⁽¹⁵⁾と直接トルク制御(DTC)⁽¹⁶⁾の 2 種類の制御方式で駆動を行った。提案手法では、提案法では、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^{(11) (12)}の 2 種類の制御方式で駆動を行った。

<6.1>始動時間の検証

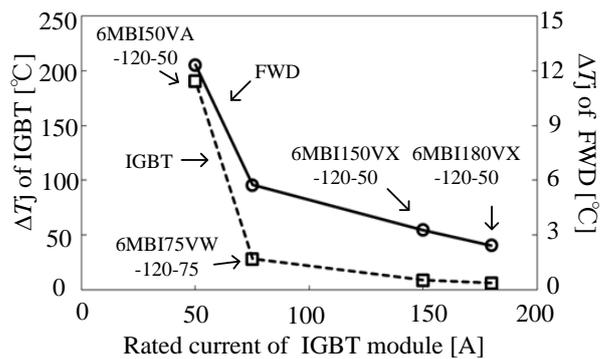
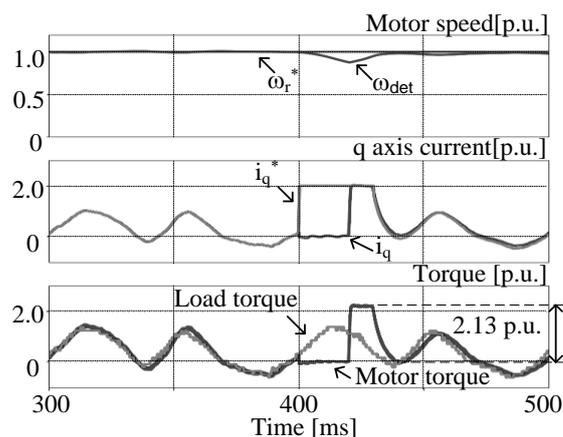
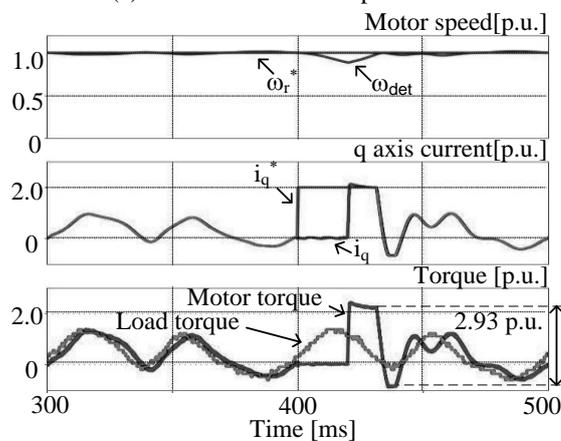


Fig. 10. Rise of junction temperature



(a) Vector control with speed sensor



(b) Sensor less vector control

Fig. 11. Simulation of delta-star switching

図 12 に織機を電動機で駆動した際の始動特性を示す。表 3 に示した 6 種類の方法で始動特性を比較した。図 12 より直入れ運転の Δ -Y 始動は、電動機始動から電動機が定格速度に達するまでの時間(始動時間)が約 80 ms である。これは誘導機の定格加速時間の 0.46 倍である。一方、Y 結線の直入れ運転では始動時間が約 140 ms, インバータを適用した際の始動時間は、制御法によらず約 125 ms となった。このことから、インバータ単体では、制御法による始動時間の大きな変化は見られないことがわかる。それに対して提案法の始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始動時間が得られない原因と

Table 3. Comparison of each driving method in experiment.

Driving method	Control method	Primary wiring in start-up mode	Change of wiring connection
Direct power grid connection	—	Y connection	—
	—	Δ connection	Δ -Y switching
Only inverter operation	Vector control	Y connection	—
	Direct torque control (DTC)	Y connection	—
Inverter + Switching unit (Proposed method)	Vector control	Δ connection	Δ -Y switching
	Sensor-less vector control	Δ connection	Δ -Y switching

しては、始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、始動時間がインバータ単体よりも向上し、直入れ運転並みの始動時間を得た。

<6.2>突入電流

図 13 に直入れ運転における Δ -Y 切替時の電動機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 MC には、約 20 ms のデッドタイムが発生する。

図 14 に突入電流と始動時間の関係を示す。直入れ運転による駆動とインバータによる駆動、提案法による駆動の 3 種類で比較を行った。横軸に突入電流、縦軸に始動時間を表しており、原点に近いほど、織機駆動システムの始動特性が改善されていることを示している。突入電流が大きいほど始動トルクは大きくなり、始動時間は短くなる。始動時間を保ちつつ突入電流を小さくできれば、システムの始動特性を改善できる。直入れ運転(Δ)に比べ、インバータのみによる駆動 (○)は突入電流を 42.0 % 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始動時間が 56.3 % 増加する。それに対して提案法(\square)では、始動時間を保ったまま、突入電流を 37.7 % 低減させることができる。提案法により、従来のトレードオフを解消し、始動特性が原点に近づく。

<6.3>切替時のトルク電流変動

図 15 に制御方式による切り替え時のトルク電流変動幅を示す。提案法より織機を駆動し、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の 2 種類の制御法によるトルク電流変動を比較した。トルク電流変動は 10 回始動を行った時の最大変動幅を示している。300 ms が経過した時、電動機一次側巻線の Δ -Y 切替を行い、320 ms で電動機一次側巻線は Y 接続に切り替わっている。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 1.0 p.u.以内に収まっている。一方、センサレスベクトル制御では変動幅は 1.6 p.u.以内に収まる。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、誘導機を再始動するとき、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。大きなトルク電流の変動、すなわちトルク

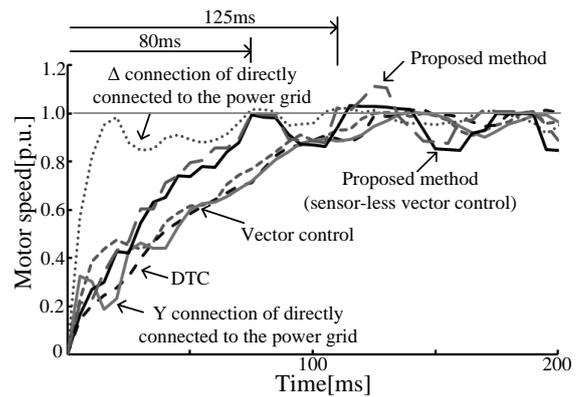


Fig. 12. Comparison of start-up of each method.

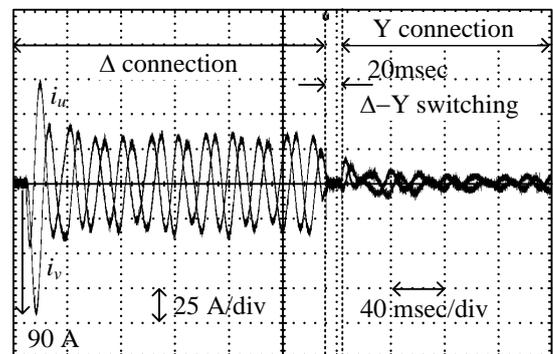


Fig. 13 Delta star switching of direct grid connection.

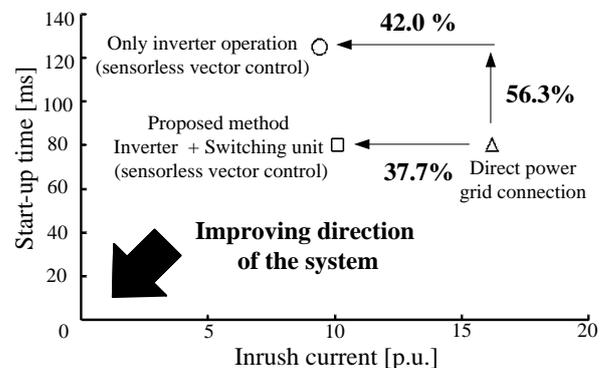


Fig. 14. Relationship between maximum inrush current and start-up time for each control.

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。しかし、センサレスベクトル制御でもトルク電流変動は始動時の 20 % 程度であることから、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。

図 16 に提案法により巻線を切替えた時の電動機一次側電流波形を示す。切替時に電流が瞬時的に 25 A となっている。これは始動時の突入電流の 3 分の 1 程度の電流であることから、提案法では実用上切替可能であるといえる。

<6.4>運転効率

図 17 に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、1 kWh あたりの織った横糸の本数(pick)を示す。直入れ運転と織機軸速度センサ情報を使ったベクトル制御によるインバータ駆動、センサレスベクトル制御によるインバータ駆動の 3 種類で運転効率の比較を行った。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% 改善できている。インバータを適用した場合、高効率制御により電動機に流れる励磁電流を電動機の銅損が最小になるように制御することができる。そのため、直入れ運転よりもインバータによる駆動の方が高効率に運転できる⁽³⁾。また、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システムを提案し、直入れ運転と始動時間、突入電流と運転効率を比較し、提案法の効果を実験により検証した。また、始動時のジャンクション温度上昇について熱解析を行った。素子選定に関しては、始動時の最大電流の半分の値の素子を選べばよいことが熱解析結果から確認された。提案法では直入れ運転並みの始動時間で織機を駆動することができ、突入電流を 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応じた高効率制御について検討する。

文 献

(1) 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)

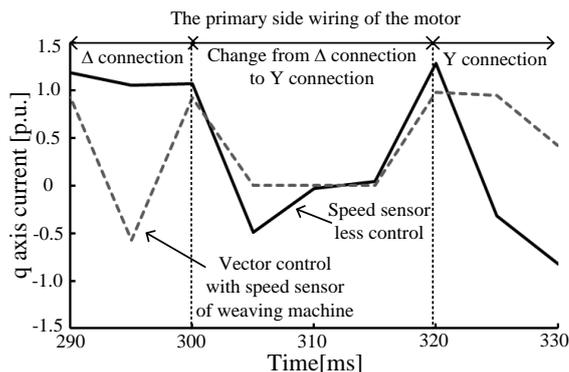


Fig. 15. The maximum variation of the q-axis current.

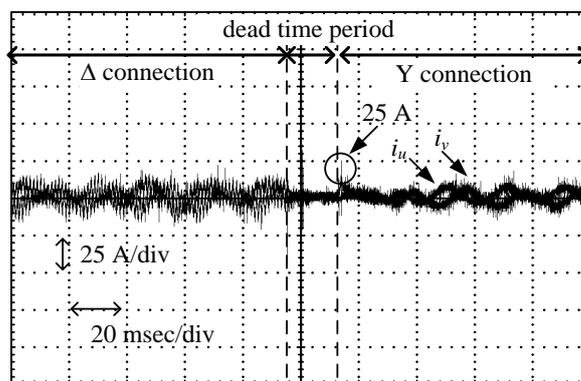


Fig. 16. Primary current of proposed method during change of wiring connection.

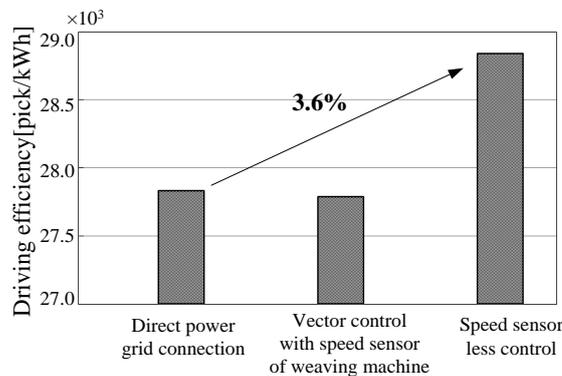


Fig. 17. Driving efficiency of weaving machine.

(2) ジャンルイジ・ソーラ, ルチオ・サルデーラ, ビットリオ・アボルノーニ, ルッゼロ・マンザルド: 「織機の運転制御装置」公開特許公報(A), 特許公開平 7-189085, (1995)

(3) 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)

(4) 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)

(5) J. O. Estima, A. J. Marques Cardoso: "Efficiency Analysis of Drive Train Topologies Applied to Electric/Hybrid Vehicles", IEEE Trans. Vehicular Technology, Vol. 61, No. 3, pp.1021-1031 (2012)

(6) Y. Kawabata, M. Nasu, T. Kawabata "High Efficiency and Low Acoustic Noise Drive System Using Open-Winding A.C. Motor and Two Space Vector Modulated Inverters", IEEJ Trans. D, Vol. 122, No. 5, pp.430-438 (2002) (in Japanese)
 川畑良尚, 那須基志, 川畑隆夫, 「オープン巻線交流電動機と2台の空間電圧ベクトル変調インバータを用いた高効率低騒音電動機駆動方式」電学論 D, Vol. 122, No. 5, pp.430-438 (2002)

(7) M. Kwak and S. Sul "Flux Weakening Control of an Open Winding Machine with Isolated Dual Inverters", IAS2007 (2007)

(8) 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, pp.52-55 (1985)

(9) 天野寛徳, 常広謙 「電気機械工学」オーム社, pp.219-233 (1985)

(10) R. Tateno, J. Itoh, N. Saitoh: "Experimental Verification of On-line High Efficiency Control for a Weaving Machine", IEEE 9th PEDS, No. 345 pp.567-572 (2011)

(11) H. Tajima, Y. Matsumoto, H. Umida, "Speed Sensorless Vector Control Method for an Industrial Drive System" IEEJ Trans. D Vol.116, No.11, pp.1103-1109 (1996)

(12) H. Umida, "The Basic Theory and the System Configuration of Vector Control for Induction Machine. III. The System Configuration of Speed Sensorless Vector Control." IEEJ Trans. D Vol.117, No.5, pp.541-543 (1997) (in Japanese)
 海田英俊, 「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, Vol.117, No.5, pp.541-543 (1997)

(13) 「FRENIC5000VG7S カタログ」 p.4 (2012)

(14) 高久拓, 五十嵐征輝, 井川修 「IGBT モジュールの損失・温度シミュレータ」富士時報, Vol.81, No.6, p438-p442 (2008)

(15) 中野孝良 「I. ベクトル制御の基礎」電学論 D, Vol.117, No.5, pp.535-537 (1997)

(16) I. Takahashi, T. Noguchi, "Quick Response Torque Control of an Induction Motor by Using Instantaneous Slip Frequency Control" IEEJ Trans. B, Vol. 106, No. 1, pp.10-16 (1986) (in Japanese)
 高橋勲・野口敏彦:「瞬時すべり周波数制御に基づく誘導電動機の高速度トルク制御法」電学論 B, Vol. 106, No. 1, pp.10-16 (1986)

付録

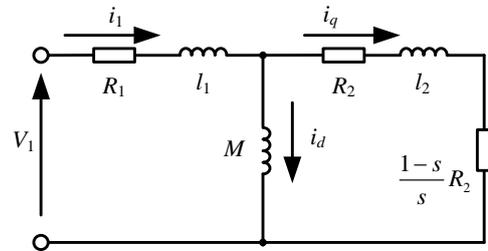
△結線時のベクトル制御

ベクトル制御のゲイン設計を行う際, 1相当りの電動機パラメータを知る必要がある。一次側巻線が△結線で接続されている誘導機では1相当りの電動機パラメータを直接測定することはできない。そこで, 無負荷試験と拘束試験の結果から得られたパラメータを△-Y変換し, スター結線に換算することで, 1相当りの電動機パラメータを求めることができる。

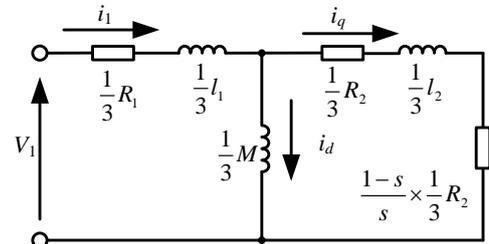
付表 1 に無負荷試験と拘束試験によって求めた電動機パラメータを, 付図 1 に T 形等価回路の Y 接続時の電動機パラメータと△接続時の電動機パラメータを示す。無負荷試験と拘束試験の結果から, △接続時の電動機側の端子からみた電動機パラメータは Y 接続時の 3 分の 1 となることが確認された。

app.Table .1 Calculation of motor parameters 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

app.Fig.1. T-type steady state equivalent circuit.



加藤尚和 (学生員) 1989年7月4日生まれ。2012年3月, 長岡技術科学大学卒業。同年4月, 同大学大学院工学研究科修士課程電気電子情報工学専攻に進学。現在に至る。主に電動機制御に関する研究に従事。



伊東淳一 (正員) 1972年1月6日生まれ。1996年3月, 長岡技術科学大学大学院工学研究科修士課程修了。同年4月, 富士電機(株)入社。2004年4月, 長岡技術科学大学電気系准教授。現在に至る。主に電力変換回路, 電動機制御の研究に従事。博士(工学)(長岡技術科学大学)。2007年第63回電気学術振興賞進歩賞受賞。IEEE会員。



齊藤登 (非会員) 1967年1月15日生まれ。1987年3月, 新潟電子計算機専門学校卒業。1991年4月, (株)北越電研入社。現在に至る。主に組み込みソフトウェアの設計, 開発に従事。