

# 誘導機の直接トルク制御システムにおける低周波運転特性の改善

藤田 悟\* 野口季彦 (長岡技術科学大学)

## Performance Improvement of Direct Torque-Controlled Induction Motor in Low-Frequency Operating Range

Satoru Fujita, and Toshihiko Noguchi (Nagaoka University of Technology)

### Abstract

This paper describes a technique to improve operating characteristics of a direct torque-controlled induction motor in a low-frequency range, especially at zero speed. The conventional direct torque control system is not applicable to the low-frequency operation because of degradation of flux control and flux estimation performance. The former is caused by a withered flux level during zero-voltage vector output from the inverter. This phenomenon is observed even though the flux is estimated correctly. This paper focuses on the phenomenon and describes a solution to overcome the problem through theoretical consideration and experimental tests as well as computer simulations. Consequently, excellent controllability has been confirmed in a position control application and an extremely low-frequency operation with continuous regeneration, which proves feasibility of the proposed compensation technique.

キーワード : 誘導機, 直接トルク制御, 低周波運転, 位置決め制御  
( Induction motor , direct torque control , low-frequency operation , position control )

### 1. はじめに

誘導機の直接トルク制御法 ( Direct Torque Control ) は, 固定子磁束鎖交数ベクトルと瞬時トルクを直接制御量とし, インバータ出力電圧ベクトルを操作量とする手法である [1] [2]。従来は, 制御量たる磁束鎖交数とトルクを正確に推定するため, 電動機パラメータの変動に対する磁束推定精度の向上ばかりが重要視されてきた。しかし, それらを正確に検出できたとしても, 操作量を司りインバータ出力電圧ベクトルを決定するスイッチングテーブルに不備があると十分な制御性能を発揮できない。特に, スwitchingテーブルは固定子巻線抵抗を無視して構成されているため, インバータ出力電圧が低くなる低速運転時には磁束鎖交数振幅が減衰し, 零速近傍で制御不能に陥る [3]。本稿では, このような磁束減衰現象を明らかにするとともに, 磁束減衰補償法を提案し, 位置制御時など低周波運転領域における制御特性を計算機シミュレーションと実験により検証したので報告する。

### 2. 直接トルク制御システムと制御原理

2.1 直接トルク制御システムの構成 直接トルク制御システムの基本構成を Fig. 1 に示す。このシステムでは制御量である誘導機の固定子磁束鎖交数ベクトルと

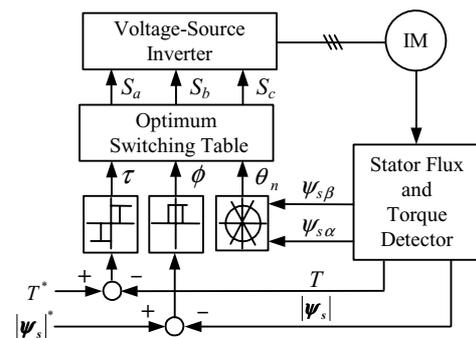


図 1 直接トルク制御システム

Fig. 1. Block diagram of direct torque control system.

トルクのフィードバック制御を行う。実際にはこれらの制御量を直接検出することは困難であるため, (1), (2) を用いて推定するが, ここではそれらの推定誤差はなく正確に検出できるものと仮定する。

$$\psi_{s\alpha\beta} = \int (v_{s\alpha\beta} - R_s i_{s\alpha\beta}) dt \dots\dots\dots (1)$$

$$T = \psi_{s\alpha\beta} \times i_{s\alpha\beta} \dots\dots\dots (2)$$

制御則はヒステリシス要素とインバータのスイッチングテーブルにより実現されており, 磁束鎖交数とトルクがヒステリシス幅に相当する微小な許容誤差範囲内で各指令値に追従するように構成される。スイッチングテーブルには

誘導機の瞬時的な状態に対して最適なスイッチングモードが記憶されており、インバータ出力電圧ベクトルと1対1に対応して誘導機の操作量となる。

2・2 固定子磁束鎖交数ベクトルの制御法 Fig. 2 (a) に示す三相電圧形インバータの出力電圧は仮想中性点に対する相電圧であるとする、これらはインバータの8種類のスイッチングモード ( $S_a, S_b, S_c$ ) により決定される。各相の出力電圧はスイッチングモードに従って  $\pm V_{dc}/2$  のいずれかの値をとるので、出力電圧ベクトルは (3) のように表される。

$$v_{s\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} (S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}}) \dots\dots\dots (3)$$

上式は各スイッチングモードに対応して出力電圧ベクトルが得られることを示しており、静止座標系 ( $\alpha - \beta$ ) で表すと、Fig. 2 (b) のように2種類の零電圧ベクトルと6種類の大きさが等しく  $\pi/3$  の位相差をもつベクトルとして表現される。

一方で、誘導機はインバータ出力電圧ベクトルを印加され、固定子磁束鎖交数ベクトルが発生する。固定子磁束鎖交数ベクトルは (1) で表されるが、これに (3) を代入すると次のように変形できる。

$$\psi_{s\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} (S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}}) t - R_s \int i_{s\alpha\beta} dt + \psi_{s\alpha\beta}|_{t=0} \dots\dots\dots (4)$$

これより、固定子巻線抵抗による電圧降下が十分に小さいとすると、固定子磁束鎖交数ベクトルはスイッチングモードにより時間的に移動、あるいは停止することがわかる。Fig. 3 に固定子磁束鎖交数ベクトルを時計回りに回転させる場合の例を示す。磁束振幅とその指令値との偏差が微小許容誤差範囲内  $\Delta|\psi_s|$  に制限されるようにスイッチングモードの選択が行われる。

また、インバータ出力電圧ベクトルの選択は磁束振幅の誤差だけでなく、その位相にも依存する。選択すべきインバータ出力電圧ベクトルは  $\pi/3$  ごとに周期的に変化するため、静止座標平面を6つの領域に分割し、各領域で固定子磁束鎖交数振幅偏差を  $\Delta|\psi_s|$  内に制限しつつ固定子磁束鎖交数ベクトルを時計方向に回転させるように最適な非零電圧ベクトルを出力する。

2・3 トルクの制御法 固定子磁束鎖交数振幅を一定に制御した場合のトルク応答は、ほぼすべり角速度に比例して速くなる。従って、誘導機のトルクがその指令値を下回る場合には、可能な限り大きなすべり角速度を与えることによりトルクを増加させる。最大のすべり角速度は Fig. 3 に示した円周方向の成分を有するインバータ出力電圧ベクトルを選択することによって得られる。逆に指令値を上

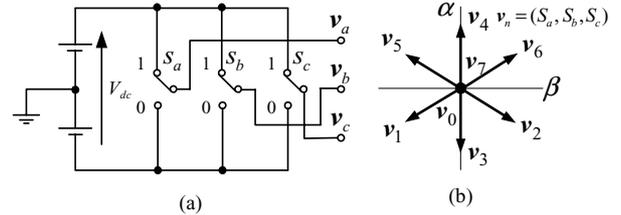


図2 三相電圧形インバータと出力電圧ベクトル

Fig. 2. Three-phase voltage-source inverter and output voltage vectors.

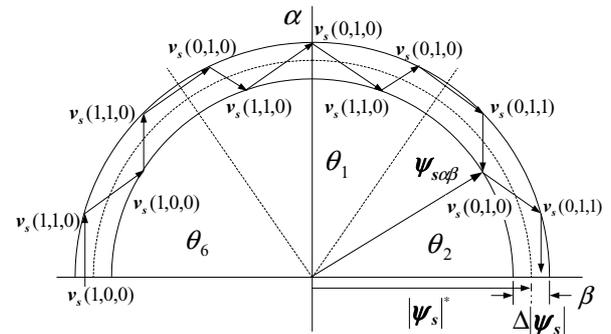


図3 固定子磁束鎖交数ベクトル制御法

Fig. 3. Control of stator flux linkage vector.

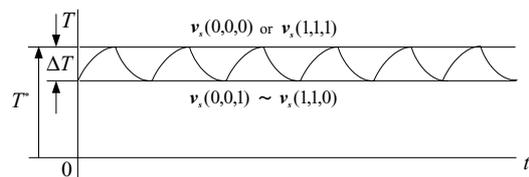


図4 瞬時トルク制御法

Fig. 4. Control of torque.

回る場合には、スイッチング周波数を低減するため、固定子磁束鎖交数ベクトルを逆転させるのではなく、零電圧ベクトルを用いて磁束を停止させてトルクを減少させる。Fig. 4 は以上のトルク制御を時間的に示した様子であり、微小許容誤差範囲内  $\Delta T$  で瞬時値追従制御が行われる。

2・4 スwitchingモード選択法 インバータ出力電圧ベクトルとスイッチングモードは1対1に対応しているため、あらかじめ用意したテーブルを参照することにより磁束鎖交数とトルクの状態に応じた最適なモードの選択を行う。Fig. 5 に最適スイッチングモードの選択法を示す。まず、固定子磁束鎖交数ベクトルの振幅とその指令値の偏差は2値ヒステリシス要素へ入力され量子化信号  $\phi$  となる。同様にトルクとその指令値の誤差も3値ヒステリシス要素へ入力され量子化信号  $\tau$  となる。それと同時に6分割された固定子磁束鎖交数ベクトルの位相情報も量子化信号  $\theta_n$  とする。これら量子化信号の組合せでスイッチングテーブルを参照することにより、インバータの最適スイッチングモードを選択する。

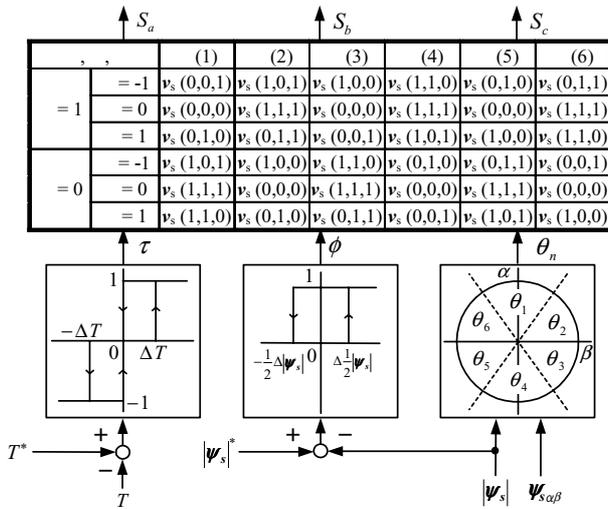


図5 スイッチングモード選択法

Fig. 5. Optimum switching mode selector.

3. 低速運転時の磁束減衰現象とその補償法

低速運転時にはインバータ出力電圧が非常に低くなるため、固定子巻線抵抗の影響を無視することができない。すなわち、従来の直接トルク制御では零電圧ベクトル出力時に固定子磁束鎖交数ベクトルが完全に停止し、その振幅が変化しないという仮定でスイッチングテーブルを構成しているが、実際には固定子巻線抵抗の影響を受けて一次時定数で減衰する<sup>[3]</sup>。この現象は(1)で表されるような磁束シミュレータの低速領域における推定特性の劣化によるものではなく、制御則を担うスイッチングテーブル(操作量)にまつわる問題である。すなわち、たとえ磁束推定が正確に行われたとしても、操作量が不適切である限り磁束減衰現象を回避することができない。

Fig. 6 (a) は磁束減衰の様子を示したものである。図中の白丸が零電圧ベクトルを表しているが、これが出力されたときに固定子磁束鎖交数ベクトルが完全に停止する場合には許容誤差範囲内でその振幅を一定に保つことができる。しかし、実際には点線に示すように振幅は大きく減衰する。零速度を含む低速時には零電圧ベクトルを出力する時間が長くなるので、固定子磁束鎖交数ベクトルが許容誤差範囲内に復帰できなくなる。

そこで、Fig. 6 (b) に示したように、従来のヒステリシス幅の下限値よりさらに下に新たなしきい値を設け、零電圧ベクトル出力時に磁束振幅がそのしきい値を下回る場合には、磁束半径方向の電圧ベクトルを出力して固定子磁束鎖交数ベクトル振幅の回復を図る。ここでは零電圧ベクトル  $v_s(1, 1, 1)$  の代わりに  $v_s(1, 1, 0)$  が選択される。Fig. 7 のように磁束のヒステリシス要素を2値から3値へ変更し、 $\phi = -1$  の状態で零ベクトルを出力する場合 ( $\tau = 0$ )、そ

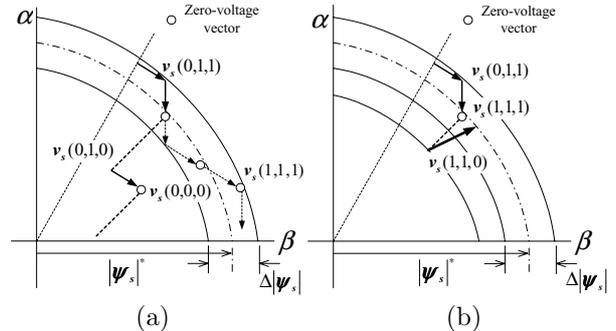


図6 磁束減衰現象とその補償法

Fig. 6. Phenomenon of withered flux and its compensation.

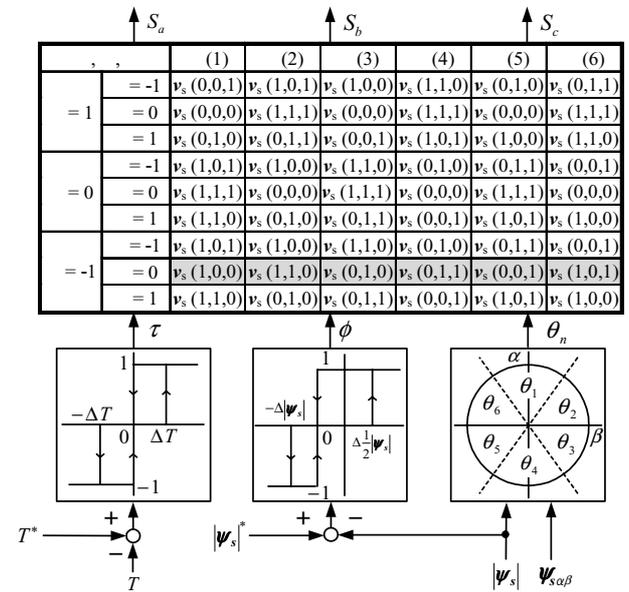


図7 改良したスイッチングモード選択法

Fig. 7. Improved optimum switching mode selector.

れに代わって磁束位相に対応した磁束半径方向ベクトルを出力するようにスイッチングテーブルを再構成する。

4. 計算機シミュレーションによる制御特性の検証

4.1 位置制御特性 以上の原理に基づき、提案する手法の制御特性を計算機シミュレーションにより検証した。制御対象は Table 1 に示した仕様の三相かご形誘導機であり、位置制御系は Fig. 8 に示すように、速度制御ループをマイナーループとしたカスケード構成とする。位置制御は P 制御、速度制御は PI 制御を行い、Table 2 の制御パラメータを使用している。また、シミュレーションではモータのパラメータ mismatches は無いものとし、固定子磁束鎖交数ベクトルおよびトルクは (5), (6) で計算するため、それらの推定誤差は完全に排除されているものとする。

$$\psi_{s\alpha\beta} = L_s i_{s\alpha\beta} + M i_{r\alpha\beta} \dots\dots\dots (5)$$

$$T = M(i_{r\alpha\beta} \times i_{s\alpha\beta}) \dots\dots\dots (6)$$

表 1 供試電動機の定格とパラメータノミナル値

Table 1. Specifications and parameters of test motor.

|                 |           |                               |                    |
|-----------------|-----------|-------------------------------|--------------------|
| Rated power     | 1.5 (kW)  | Stator resistance $R_s$       | 0.542 ( $\Omega$ ) |
| Rated voltage   | 180 (V)   | Rotor resistance $R_r$        | 0.536 ( $\Omega$ ) |
| Rated current   | 8.1 (A)   | Stator inductance $L_s$       | 54.1 (mH)          |
| Rated frequency | 55 (Hz)   | Rotor inductance $L_r$        | 51.0 (mH)          |
| Rated torque    | 8.63 (Nm) | Leakage inductance $l_\sigma$ | 3.0 (mH)           |
| Number of poles | 4         | Magnetizing inductance $M$    | 51.0 (mH)          |

表 2 位置制御時の試験条件

Table 2. Test condition of position control.

|              |            |                  |               |            |              |
|--------------|------------|------------------|---------------|------------|--------------|
| $ \psi_s ^*$ | 0.427 (Wb) | $\Delta \psi_s $ | 0.02 (Wb)     | $\Delta T$ | 1.0 (Nm)     |
| $K_{pp}$     | 1.2(1/s)   | $K_{wp}$         | 1.5(Nm s/rad) | $K_{wi}$   | 15.0(Nm/rad) |

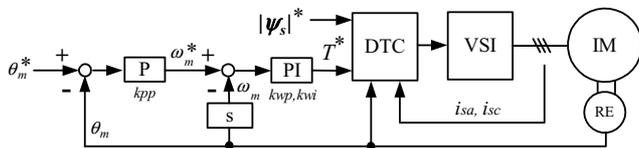
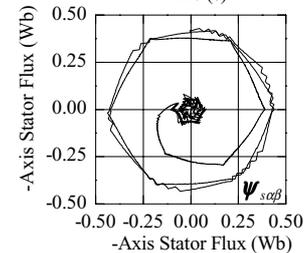
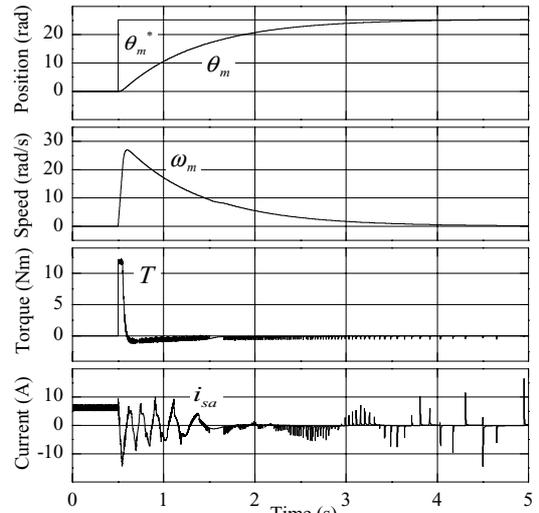


図 8 位置制御系のブロック線図

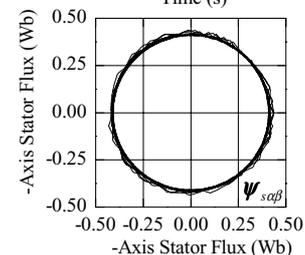
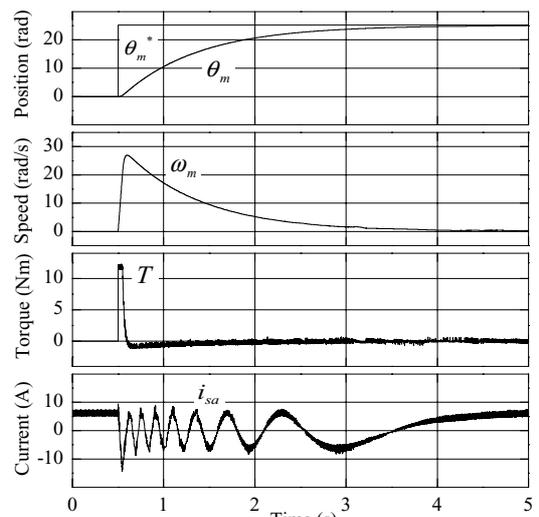
Fig. 8. Block diagram of position control system.

Fig. 9 は、Fig. 8 に示す位置制御系において、4 回転位置指令を与えた場合の位置ステップ応答である。上から位置、速度、トルク、固定子 a 相電流、固定子磁束鎖交数ベクトルの軌跡である。これらより、両方式ともに位置制御は良好に行われているように見えるが、(a) では位置決め時に磁束減衰現象が見られる。磁束鎖交数振幅は最終的に零となり指令値から大きく逸脱する。それに伴い、固定子 a 相電流に先鋭なパルス電流が発生する。再始動をしようとしても、再び磁束を立ち上げるのに非常に長い時定数を要するため、高速な応答は一切望めない。一方、(b) では位置決め時の磁束減衰が補償され常に磁束一定制御が実現されている。

4.2 低周波連続回生運転特性 ここでは、低周波連続回生運転時の駆動特性を検証する。Fig. 10 は回生負荷トルクを  $-2$  (Nm) 一定でモータ回転速度をゆっくり下げていった場合の結果である。上から、モータの速度、インバータ出力角周波数、トルク、固定子磁束鎖交数ベクトルの軌跡である。(a) では 8 (s) 付近から磁束が減衰し、零付近でインバータ出力角周波数が振動している。固定子磁束鎖交数振幅は零にはならないものの許容誤差を大幅に逸脱していることがわかる。これに対し、(b) では磁束減衰が補償され、(a) のようにインバータ出力角周波数が振動することもなく滑らかに連続運転が行われている。



(a) Conventional method.



(b) Proposed method.

図 9 位置制御のシミュレーション結果

Fig. 9. Simulation results of position control.

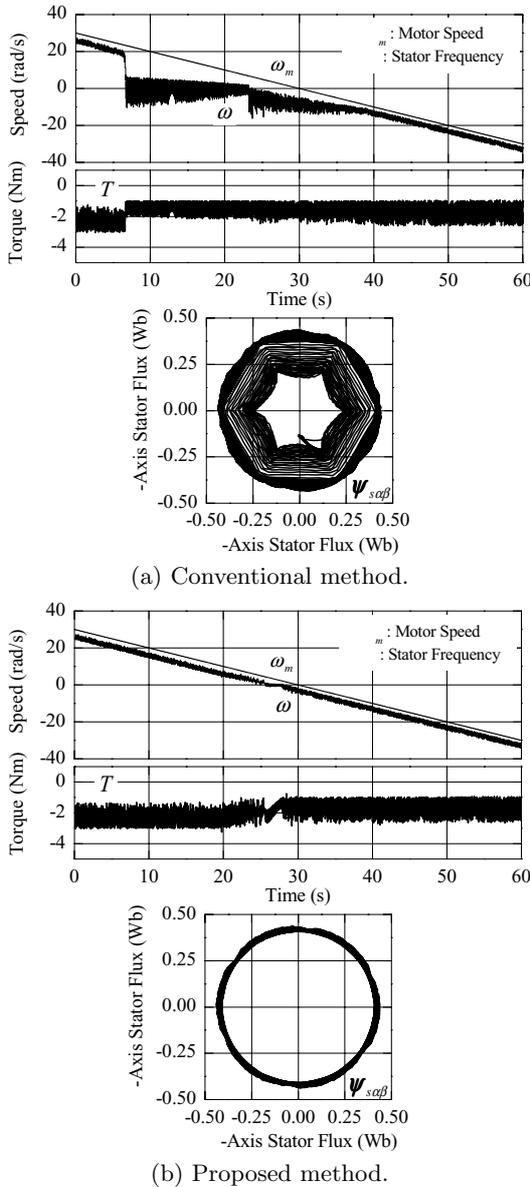


図 10 低周波連続回生運転のシミュレーション結果  
 Fig. 10. Simulation results of low-frequency regenerative operation.

5. 実験システムの構成と制御特性の実機検証

5.1 実験システムの構成 実験システムの構成を Fig. 11 に示す。制御対象はかご形誘導機であり、負荷装置として直流機が接続されている。誘導機制御系の電力変換器は三相電圧形 PWM インバータであり、主スイッチング素子として IGBT を使用している。インバータの出力にはホール CT を設けて固定子電流を検出する。また、モータの回転角をインクリメンタルエンコーダを用いて検出する。一方、制御回路はヒステリシス要素、スイッチングテーブルを含め完全なデジタル化が図られており、DSP

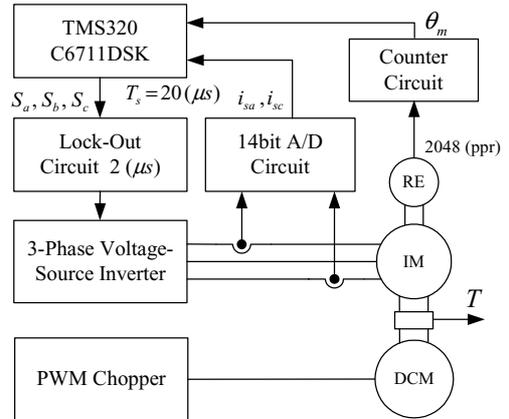


図 11 実験システムの構成  
 Fig. 11. Experimental system configuration.

( TMS320C6711 ) を用いて制御は全てソフトウェア化されている。制御周期は 20 (μs) とし、インバータのスイッチングモードを直接出力する。上下アーム短絡防止時間は CPLD ( ispLSI1016E ) を用いて 2 (μs) に設定した。

実験では固定子磁束鎖交数ベクトルを回転子電流アルゴリズムにより (7) で計算する。この式は無負荷、低速運転時は (8) に示すようにほぼ正確に推定できるので、パラメータ変動による磁束推定誤差の影響を排除できる。また、トルクは (9) で計算する。

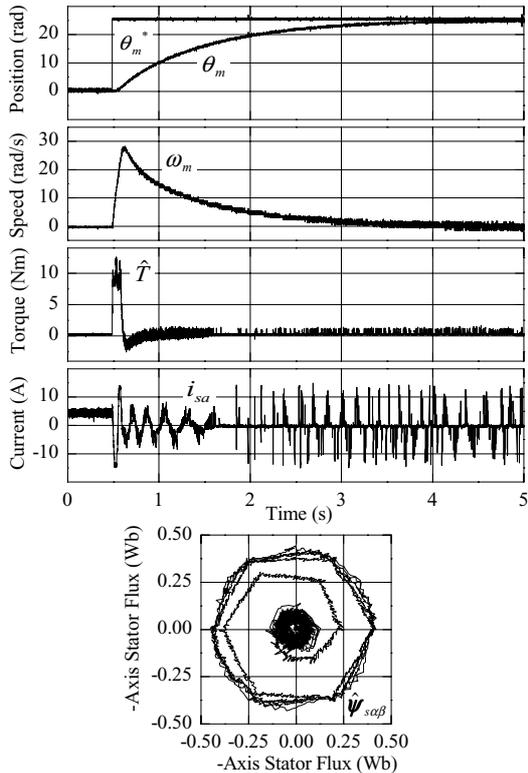
$$\hat{\psi}_{s\alpha\beta} = \frac{L_s \{ R_r + (p - j\omega_m) l_\sigma \}}{R_r + (p - j\omega_m) L_r} i_{s\alpha\beta} \dots\dots\dots (7)$$

$$= L_s i_{s\alpha\beta} (\because p = j\omega_m) \dots\dots\dots (8)$$

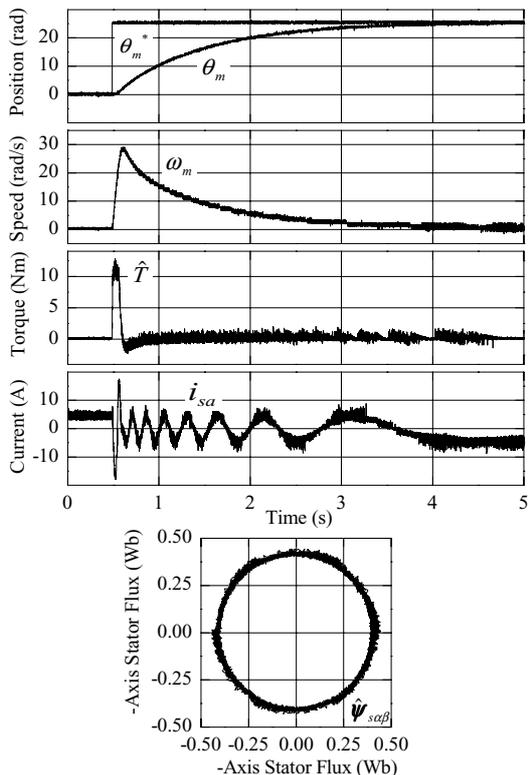
$$\hat{T} = \hat{\psi}_{s\alpha\beta} \times i_{s\alpha\beta} \dots\dots\dots (9)$$

5.2 位置制御特性 Fig. 12 に位置制御特性を示す。実験はシミュレーションと同じ条件で実施しており、両方式共に磁束を立ち上げた状態から始動させる。磁束振幅が零の状態から始動すると、従来法では位置指令ステップに対し突入電流が流れてしまい、システムの過電流保護が働き評価すらできない。Fig. 12 を見ると両方式とも位置指令値に追従するが、シミュレーションと同様に (a) では位置決め時に磁束が減衰し磁束制御が正常に行われない。このため電流波形も乱れて、先鋭なパルス電流がシミュレーションと同様に観測される。一方、(b) では磁束減衰が補償され、磁束振幅が一定に保たれており、静止時において直流励磁が確保されている。

5.3 低周波連続回生運転特性 Fig. 13 に低周波連続回生運転特性を示す。誘導機はトルク制御、直流機は速度制御を行い、回生負荷トルク指令を -2 (Nm) 一定で直流機に速度指令を徐々に下げる。従来法では位置制御時と同じように過電流保護が働き、全く評価することができないので、ここでは提案法の実験結果のみを掲載した。Fig. 13 を見るとシミュレーションと同様に磁束減衰が補償さ



(a) Conventional method.



(b) Proposed method.

図 12 位置制御の実験結果

Fig. 12. Experimental results of position control.

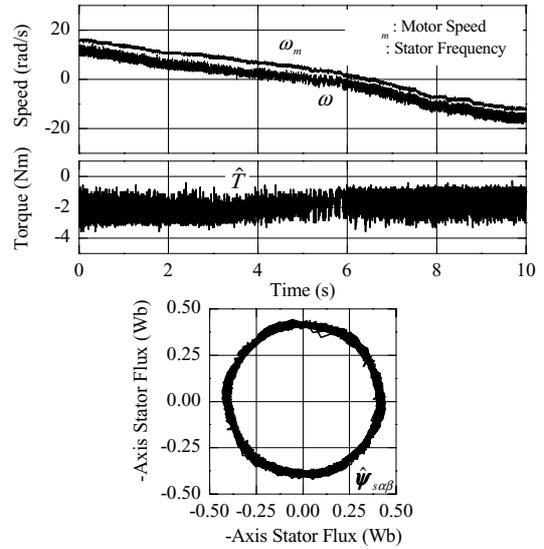


図 13 低周波連続回生運転の実験結果

Fig. 13. Experimental results of low-frequency regenerative operation.

れ、インバータ出力角周波数の振動も観測されことなく滑らかに連続運転が行われている。

## 6. まとめ

本稿では、誘導機の直接トルク制御システムにおいて低周波運転時に発生する磁束減衰現象を明らかにするとともに、磁束減衰補償法を提案した。従来法と提案法について、位置制御特性ならびに低周波連続回生運転特性を計算機シミュレーションと実験により比較検証した。

従来法では、位置決め時のような低周波運転時に磁束減衰現象が見られ、磁束振幅が零になる場合に制御不能に陥るが、提案法ではこのような磁束減衰が良好に補償され、円滑な運転特性が得られた。

## 参考文献

- [1] I.Takahashi, and T.Noguchi, "Quick Response Torque Control of an Induction Motor by Using Instantaneous Slip Frequency Control," *T.IEE Japan*, vol.106-B, No.1, 9-16 (1986) (in Japanese) 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 B, 106 巻 1 号, 9-16 (昭 61)
- [2] I.Takahashi, and T.Noguchi, "A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor," *IEEE Trans. on Ind. App.*, **22**, 5, 820-827 (1986).
- [3] S.Fujita, and T.Noguchi, "Performance Improvement of Low-Speed Operation by Direct Torque-Controlled Induction Motor," *Proc. IEE Conf. Japan*, vol.4, 141, 229-230 (2002) (in Japanese) 藤田・野口:「誘導機の直接トルク制御システムにおける低速運転特性の改善」電学全大, 4, 141, 229-230 (平 14)
- [4] I.Miyashita, A.Imayanagida, and I.Takahashi, "High Performance Induction Motor Torque Control using Digital Signal Processor," *T.IEE Japan*, vol.107-D, No.2, 223-230 (1987) (in Japanese) 宮下・今柳田・高橋:「デジタルシグナルプロセッサを用いた誘導電動機の高性能トルク制御」電学論 D, 107 巻 2 号, 223-230 (昭 62)