

2차저항 동정기에 의한 유도전동기의 정밀위치제어

(Accuracy Position Control using Secondary Resistance Identifier
in Induction Motor Drive)

尹炳道* · 鄭載倫** · 金春杉***

(Byung-Do Yoon · Jae-Ruon Jung · Choon-Sam Kim)

요 약

최근 반도체기술의 발달과 마이크로프로세서 제어기술의 발달로 유도전동기의 정밀제어가 가능해졌다. 誘導電動機로서 高 應答性을 확보하기 위하여 주로 벡터제어방식을 도입하였다. 그러나 시스템이 모터 파라미터의 변화에 따라서 성능이 저하되거나 또는 불안정해질 수도 있다. 특히 모터 파라미터변화의 하나로서 온도상승에 따른 모터 2차저항값의 변화는 시스템 성능에 심한 영향을 끼친다. 끼친다.

본 논문에서는 이에 대한 대책으로 파라미터를 동정하는 벡터제어방식을 연구하였다.

유도전동기의 2차저항을 동정하기 위해서 2차쇄교자속상의 1차전류에 교류분을 중첩시키는 것이 필요하였으며 동정시점의 결정은 2차전류가 정격의 1.5배에서 1분 경과한 때를 동정의 시점으로 하였다. 동정알고리즘은 등가 피이드백계를 도출하고 그것을 이용해 안정성이 확보되는 것을 확인할 수 있었다.

본 논문에서는 온도변화가 클 경우에만 모터 파라미터를 동정하여 제어 파라미터를 수정하므로써 정밀도의 향상뿐만 아니라 속응성의 향상도 기대할 수 있다.

Abstract

This paper is discussed induction motor accuracy drive using secondary resistance identification. Recently, the vector control method is popular with an algorithm of induction motor drive. According to the variation of motor parameters, the performance of driving system is deteriorated and its stability becomes to unstable. Paticularly, according to the temperature variation as a variable of motor parameters, the variation of secondary resistances is seriously affected to the system performance.

For the improvement of these defects, the vector control identification with motor parameter is discussed.

In case of the large temperature variation, the driving system was identified with the motor and control parameters are adjusted. High accuracy and fast response of driving system can be expected.

* 正會員：中央大學校 電氣工學科 教授 · 工博

** 正會員：유한專門大 電子科 教授 · 工博

*** 正會員：中央大學校 電氣工學科 · 工博

接受日字：1993年 6月24日

1. 서 론

최근 반도체 기술의 발달과 마이크로프로세서 제어기술의 발달은 유도전동기의 정밀제어를 가능하게 했다. 정밀 위치제어에서 가장 중요한 기능은 서보 록(Servo-lock)기능이다.

간접벡터제어방식을 도입하여 誘導電動機의 구동에서 精密位置精度와 高 應答性を 확보하기로 한다.^{1), 2)} 즉, 직교하는 2개의 1차 전류성분을 입력으로 하여 회전자에 대한 2차 쇄교자속의 슬립주파수와 회전자 속도로부터 2차 쇄교자속의 위상을 연산하는 것이다. 슬립주파수 연산기 중에는 온도에 따라 변화하는 2차저항 추정치가 포함되어 있어서 그것과 2차저항의 실제치가 일치하지 않으면 2차쇄교자속과 토오크에 과도진동과 정상편차가 생겨 그들의 제어성능이 떨어진다. 따라서, 슬립주파수 제어법에서는 2차저항의 동정은 중요한 문제이다.

본 논문에서는 전동기의 온도가 토크에 영향을 줄 정도로 온도가 상승할 때에만 동정을 할 수 있게 하여, 정상상태에서 토크 리플을 없앨 수 있는 유용한 알고리즘을 제안하고, 실험을 통하여 그 효용을 확인한다.

2. 유도전동기의 기본식과 2차저항 동정의 필요성

2.1. 유도전동기의 기본식

유도전동기의 전압방정식은 식 (2.1)과 같다.

$$\begin{matrix} u_{1d} & R_1 + P L_1 & -\omega_p L_1 & P M / L_2 & -\omega M / L_2 & i_{1d} \\ u_{1q} & \omega_p L_1 & R_1 + P L_1 & \omega M / L_2 & P M / L_2 & i_{1q} \\ 0 & -M R_2 / L_2 & 0 & R_2 / L_2 + P & -(\omega - p \omega_2) & \phi_{2d} \\ 0 & 0 & -M R_2 / L_2 & (\omega - p \omega_2) & R_2 / L_2 + P & \phi_{2q} \end{matrix} \quad (2.1)$$

유도전동기의 발생토크 T_e 는 다음 식으로 표현된다.

$$T_e = \frac{2}{3} p (i_{2d} \phi_{2q} - i_{2q} \phi_{2d}) \quad (2.2)$$

ω 는 다음식에서 제어한다.

$$\omega = p \omega_2 + \frac{i_{2d}}{\{1 / (P + R_2^* / L_2)\} i_{1d}} \quad (2.3)$$

여기서 R_2^* 는 R_2 의 추정치이다.(이하 추정치에

는 $\hat{}$ 를 붙인다.)

R_1, R_2 : 1차, 2차저항 L_1, L_2, M : 1차, 2차 자기 및 상호 인덕턴스

ω_2 : 회전자 각속도

$u_{1d}, u_{1q}, i_{1d}, i_{1q}$: d, q축 1차전압, 1차전류

ϕ_{2d}, ϕ_{2q} : d, q축 2차쇄교 자속

i_{2d}, i_{2q} : d, q축 2차전류 $p = 1 - \frac{M^2}{L_1 L_2}$: 누설계수

P: 미분연산자($\frac{d}{dt}$) p: 극수

2.2. 2차저항 동정의 필요성

ϕ_{2d} 의 추정에 관한 식은 다음식이 된다.

$$\dot{\phi}_{2d} = 1 / (P + R_2^* / L_2) (M R_2^* / L_2) i_{1d} \quad (2.4)$$

속도 ω 제어에 관하여 식 (2.3)과 ϕ_{2d} 의 추정에 관한 식 (2.4)는 R_2^* 를 포함하고 있다. 이 R_2^* 와 R_2 가 같지 않을 때 그것이 2차 쇄교자속좌표에서의 제어에 미치는 영향에 대해서는 이미 연구된 바 있다.^{3), 4)} 그 전형적인 예로서 i_{1d} 가 일정하게 유지되고 i_{1q} 가 스텝적으로 변화하였을 때의 ϕ_{2d}, ϕ_{2q} 및 T_e 의 변동에 대해서 상태방정식을 직접 풀어 제시하고 있다. i_{1q} 가 스텝적으로 변화하는 것은 인덕턴스가 있기 때문이고 정확하게는 불가능하지만 i_{1q} 는 ϕ_{2d} 및 ϕ_{2q} 의 변화속도에 비해서 매우 빨리 변화하기 때문에 그와 같이 취급한다.⁵⁾

$$P \begin{bmatrix} \phi_{2d} \\ \phi_{2q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_2 / L_2 & (\omega - p \omega_2) \\ -(\omega - p \omega_2) & -R_2 / L_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{2d} \\ \phi_{2q} \end{bmatrix} + M R_2 / L_2 \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

i_{1d} 를 일정한 값 I_{1d} 로 하고, i_{1q} 를 시간 $t=0$ 에서 I_{1q} 까지 스텝적으로 변화시키면, 식 (2.3)에서 $t=0$ 에서 $(\omega - p \omega_2)$ 도 0부터 다음식에서 표시된 값으로 변화한다.

$$\omega - p \omega_2 = \frac{R_2}{L_2} \frac{I_{1q}}{I_{1d}} \quad (2.6)$$

이들의 조건에서 식 (2.2)를 풀어 t_e 를 구하면 다음의 식 (2.7)을 얻는다.

$$T_e = \frac{(P M I_{1d} \frac{I_{1q}}{L_2}) (1 - \frac{R_2^*}{R_2}) (R_2^* \frac{I_{1q}}{R_2} I_{1d} - 1) h(t)}{1 + (R_2^* \frac{I_{1q}}{R_2} I_{1d})^2} + p M I_{1d} I_{1q} / L_2 \quad (2.7)$$

$$h(t) = 1 - e^{-(R_2/L_2)t} \sqrt{1 + \left(\frac{R_2 I_{id}}{R_2 I_{iq}}\right)^2} \times \sin\left(\left(\frac{R_2 I_{id}}{L_2 I_{id}}\right) + \tan^{-1}\left(\frac{R_2 I_{id}}{R_2 I_{iq}}\right)\right) \quad (2.8)$$

식 (2.7)의 1항과 식 (2.8)에서 R_2 이 R_2 와 같지 않으면 i_{iq} 의 스텝변화에 대해서 T_e 는 시간적으로 변화하는 항을 가진다. 이들은 전 슬립주파수범위에서 진동하면서 2차 시정수에 따라 감쇄한다.

즉 R_2 이 R_2 와 같지 않을 경우에는 2차 쇄교자속좌표에서 제어에 오차가 생기고 토오크 제어 성능이 저하되므로 R_2 동정이 필요하다.

3. 수정된 2차저항동정법 및 제어이론

3.1. 종래의 2차저항 동정법의 문제점

종래 보고되고 있는 2차저항 동정법은 2장에서 서술한 것과 같이 i_{id} 에 특별한 배려를 하지 않기 때문에 i_{iq} 가 0인 상태에서는 동정될 수 없다. i_{id} 가 일정하고 i_{iq} 가 0일 때는 유도기의 상태는 R_2 에 관계가 없기 때문이다. 따라서 종래의 방식은 i_{iq} 가 흐르기 시작하면 동정을 시작하지만 R_2 가 R_2 와 일치할 때까지는 어느 정도 시간이 필요하다. i_{iq} 를 스텝적으로 변화시킬 때 $R_2 \approx R_2$ 일 경우의 영향은 바로 T_e 에 나타나게 되므로 고성능 토오크제어를 행하기 위해서는 $R_2 = R_2$ 이어야만 한다.

본 논문에서는 기동준비상태 즉, $\omega_2 = 0$, $i_{iq} = 0$ 일 때에도 동정을 시킬 수 있고, 2차쇄교자속이 확립된 이후인 운전상태에 있어서도 2차저항의 동정이 가능한 방법을 제안한다.

아울러 동정신호의 인가로 인해 정상 상태에서 토오크 리플을 제거할 수 있고, 속도 지령이 0일 때 서보-록 토크를 발생시킬 수 있는 새로운 알고리즘을 제안한다.

3.2. 새로운 2차저항 동정법의 제안

운전 준비상태 및 운전상태에 있어서도 2차저항의 동정을 행하기 위해 유도전동기를 다음의 두가지 상태에 대하여 고찰하자.

- (1) $i_{iq} = 0$ 인 상태
- (2) $i_{iq} \neq 0$ 인 상태

우선 (1)항의 경우는 $i_{iq} = 0$ 을 식 (2.3)에 대입하면 $(\omega - p\omega_2) = 0$ 을 얻을 수 있고, 식 (2.1)에서 다음 식을 얻는다.

$$\begin{bmatrix} U_{id} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + P_1 L_1 & PM/L_2 \\ -MR_2/L_2 & R_2/L_2 + P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{id} \\ \phi_{2d} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

식(3.1)에서 i_{id} 가 일정(I_{id})한 경우는 다음 식으로 표시된다.

$$\begin{aligned} U_{id} &= R_1 I_{id} \\ \phi_{id} &= M I_{id} \end{aligned} \quad (3.2)$$

식 (3.2)에서는 R_2 항은 포함되어 있지 않으므로 이 상태에서는 2차저항의 동정은 불가능하다. 따라서 $i_{iq} = 0$ 에 있어서도 유도전동기가 R_2 의 영향을 받는 상태가 되기 위해서는 식 (3.1)에서 유도전동기의 상태를 도입시킬 필요가 있다. 이를 위해서는 i_{id} 를 계속적으로 변화시킬 필요가 있다. 여기서 i_{id} 에 교류분 $i_{id}(\sim)$ 를 중첩시키는 방법이 있다.⁴⁾

(2)항의 경우는 i_{iq} 가 0이 아니므로 식 (2.1)에서 밝힌 바와 같이 i_{id} 가 0이 아니므로 유도전동기의 상태는 R_2 의 영향을 받게 되고, 따라서 R_2 의 동정은 가능하다.

위 (1), (2)항에서 i_{iq} 가 0일 경우는 동정을 위하여 불가피한 일이지만, i_{iq} 가 0이 아닐 경우 i_{id} 에 교류분을 중첩시키는 것은 토오크맥동의 원인이 되므로, 오히려 좋지 않다. 이 경우 그림 1에서와 같이 아날로그 스위치 SW를 교류 동정신호와 직렬로 인가하여 동정의 시기를 전동기 본체에 부착한 온도센서에 의해 설정한 온도보다 높을 때만 동정을 하는 것으로 하면, 정상상태에서 토오크 맥동이 없는 양호한 동정기가 된다.

또한, 유도전동기에서 온도의 변화에 따라 영향을 받는 파라미터로서 R_2 외에 R_1 도 있지만 R_2 의 동정에서 R_1 의 온도변화에 의한 영향은 미미하므로 무시한다.

3.3. MRACS에 의한 2차저항동정법의 이론

2차저항 동정법으로써 모델규범 적응제어방법에 기초한 동정법을 도출한다. MRACS(Model Reference Adaptive Control System)에 기초한 파라미터동정에서는 입력에 교류분을 중첩하는 것이 조건의 하나가 되고 있다. 따라서, 본 논문에서

$$+ \frac{R_2 - R_2^*}{L_2} \begin{Bmatrix} M \Delta i_{1d} - \Delta \phi_{2d} \\ M \Delta i_{1q} - \Delta \phi_{2q} \end{Bmatrix} \quad (3.4)$$

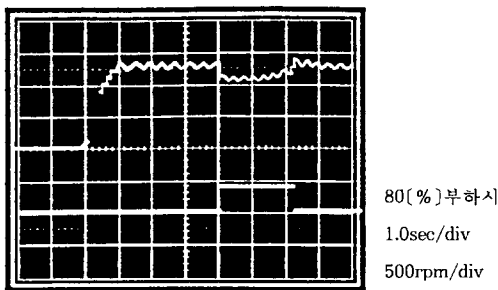
$$\begin{Bmatrix} \Delta \phi_{2d} - \Delta \phi_{2d}^* \\ \Delta \phi_{2q} - \Delta \phi_{2q}^* \end{Bmatrix} = \frac{1}{(P+1/T)^2 + \omega_0^2} \begin{Bmatrix} P+1/T & -\omega_0 \\ -\omega_0 & P+1/T \end{Bmatrix} \begin{Bmatrix} P & \omega_0 \\ \omega_0 & P \end{Bmatrix} \begin{Bmatrix} \Delta \phi_{2d} - \Delta \phi_{2d}^* \\ \Delta \phi_{2q} - \Delta \phi_{2q}^* \end{Bmatrix} \quad (3.5)$$

식(3.4)는 그림 2의 등가 피드백계의 선형 정상블록 중의 상태방정식이다. 또 식(3.5)는 같은 선형 정상블록이고 선형정상 블록의 상태를 알기 위한 방정식이다.

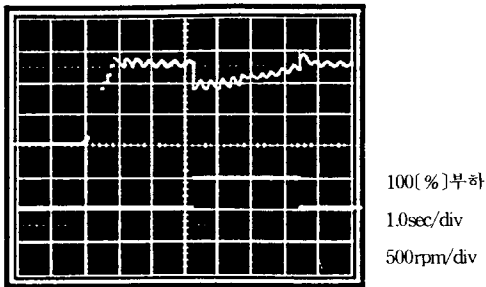
4. 시스템 구성

4.1. 하드웨어의 구성

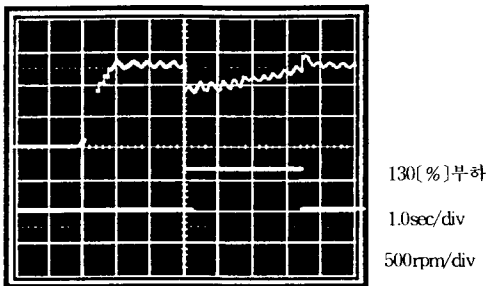
사용된 시스템의 하드웨어는 그림 4와 같다. 그림 4는 본 연구에서 사용된 시스템으로 컨버터부, 인버터부, 속도검출부, 제어회로부로 구성되며 실험용 전동기는 극수가 4극 3상 유도전동기이다.



(a) 80[%] 부하시



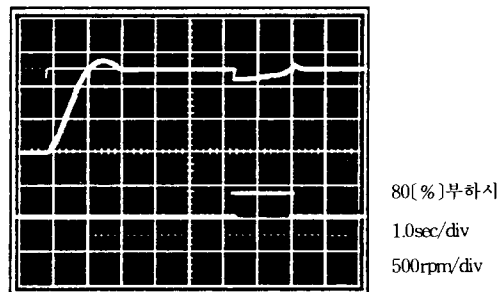
(b) 100[%] 부하시



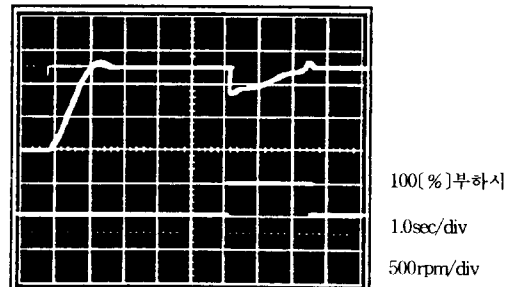
(c) 130[%] 부하시

그림 6. 부하실험 측정결과(동정용 소신호 : ON)

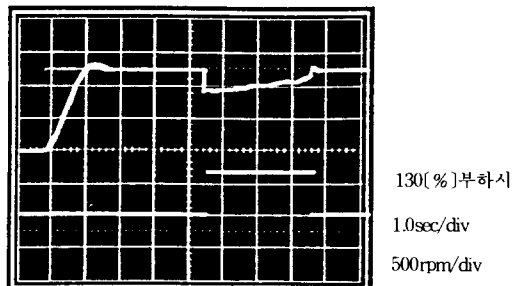
Fig. 6. Measured results of Load test (when SW=ON)



(a) 80[%] 부하시



(b) 100[%] 부하시



(c) 130[%] 부하시

그림 7. 부하실험 측정결과(동정용 소신호 : ON)

Fig. 7. Measured results of Load test (when SW=OFF)

4.2. 실험 시스템의 구성

그림 5는 실험에서 이용한 시스템의 구성을 나타내었다. 2차 쇄교자속좌표와 3상좌표는 좌표 변환기를 통해서 접속시키고 있고, 2차 쇄교자속좌표상에서 PWM인버터로 3상전압제어를 행하고 있다. ϕ_{2d} , i_{1d} , ω_2 , i_{1q} 는 PI제어로 연산하고 있다. $p\omega_2$ 연산, ϕ_{2d} 추정, 2차저항 동정은 그림 3에 의해서 마이크로프로세서로 행해진다.

$i_{1q}=0$ 인 상태에서도 2차저항의 동정을 행할 수 있게 하기 위해서는 i_{1d} 에 교류분을 중첩할 필요가 있지만 그것은 ϕ_{2d} 의 교류성분지령 ϕ_{2d} 을 주도록 한다.

표 1은 실험에서 이용한 유도전동기의 정수를 표시한 것이다.

5. 부하 실험

부하 실험은 정격속도에서 정격토크의 80[%]부하, 100[%]부하, 130[%]부하를 펄스식으로 순시 인가하고 그때의 속도응답을 그림 6과 그림 7에 나타내었다.

이때 그림 6은 동정용 소신호의 스위치 SW를 ON시켰을 때의 속도의 계단응답을 나타낸 것이고, 그림 7은 동정완료후 동정신호 스위치 SW를 OFF된 상태에서 관측한 속도의 계단응답으로서 정상상태에서 속도의 미세진동을 줄일 수 있음을 알 수 있다.

따라서, 파라미터(2차저항)의 변동요인이 없을 때도 2차저항동정을 위하여 계속 미세진동을 시키는 일반 동조방법¹⁾, ²⁾보다 동정의 필요성이 있을 때만 동정용 스위치 SW를 ON시켜 동정시키

표 1. 유도전동기 정수

Table 1. Induction Motor Constants.

정격출력: 2[HP]	p: 4극
정격속도: 1,750(RPM)	J: 0.018[Kg. m ²]
R ₁ : 4.614[Ω]	부하토크: 3.949[Kg. m]
R ₂ : 3.012[Ω]	T: 0.85[Kg. m]
L ₁ : 0.014[H]	온도상승: 65[°C]
L ₂ : 0.014[H]	가동토크: 220[%]
정격 전부하전류: 6.6[A]	최대토크: 280[%]
정격 전압: 220[V]	정격토크: 25.11[kg. cm]
기동전류: 39.3[A]	효율: 79[%]
M: 132.802[mH]	역율: 76[%]
ρ : 0.254	

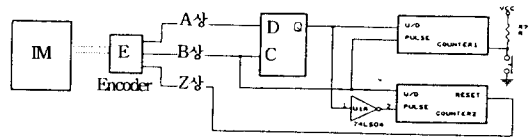


그림 8. 위치정도 측정 회로

Fig. 8. Measuring Circuit for Position Accuracy.

는 것이 정상시 미소진동을 방지하는 좋은 방법이 입증되었다.

6. 위치제어 실험

피실험 모터의 축에 부착된 엔코더의 Z상 펄스를 기준 펄스로 하여 모터를 1회전 지령을 주어 정확히 다시 Z상이 검출 되는지를 확인하였다. 또 2회전후 같은 일을 반복하였다. 속도를 바꾸어 가며 측정하였다. 이때 Z상이 바로 검출되지 않으면 정 역회전하여 가까운 쪽의 펄스를 계속하여 \pm 오차값을 구하였다. 별도의 디지털카운터를 부착하고 Z상 펄스에 의하여 카운터 값을 리셋할 수 있게 하고 다음과 같은 정, 역 2개의 전용 카운터를 사용하여 오차를 측정하였다.

이 실험에 사용된 엔코더는 1,000[pulse/rev], 2,000[rpm]인 정격을 갖는 것이다. 표 2는 가 감속 시간이 각각 10[mS]로 했을 때의 측정값이다.

이상의 실험에서 2,350[rpm]이하에서 사용하면 엔코더의 펄스수는 $10 \times 1,000$ [pulse]가 되고

표 2. 위치정도 실험 결과

Table 2. Experimental results of position accuracy.

속도(rpm)	오차(±펄스수)
5	0
10	0
20	0
50	0
100	0
200	0
500	0
800	0
1,000	±1
1,500	±1~2
2,000	±1~2
2,350	±2~3
2,500	±10~15
3,000	불안정(측정 불가)

이때 오차가 1~2[pulse]이므로 매우 양호한 위치 정도를 얻을 수 있었다. 2,500[rpm]이상에서는 엔코더의 센싱속도의 한계로 인한 오차로 확인되었으며 가, 감속시간을 길게 하면 고속에서도 1/10,000이상의 위치 정도를 얻을 수 있었다.

7. 결 론

유도전동기를 간접 벡터제어법에 의하여 2차 쇄교 자속추상에서 정확하게 제어되도록 하기 위해 필요한 2차저항 동정법으로서 출력오차법에 의한 모델규범 적응시스템에 기초한 방법을 제한하고 그 특성에 대해서 논하였다. 그의 주된 내용은 다음과 같다.

(1) 유도전동기의 회전속도 및 슬립주파수 등의 조건에 관계없이 2차저항을 동정하기 위해서는 2차 쇄교자속상의 1차전류에 교류분을 중첩시키는 것이 필요하다.

(2) 2차저항동정 알고리즘에 동정시점을 결정하기 위하여 2차전류가 정격의 1.5배에서 1분 경과를 온도 상승시점(동정시점)으로 하여 실제 직접 온도센서를 회전자에 매립하거나, 탐지코일을 이용하지 않고도 좋은 토크특성을 얻을 수 있었다.

(3) 동정알고리즘은 등가 피드백계를 도출하고 그것을 이용해 안정성이 확보되는 것을 확인하였다.

(4) 시뮬레이션 및 실험에 의해 앞에서 서술한 동정알고리즘을 이용한 2차저항동정기의 특성을 제시하고 그 効用을 확인하였다.

본논문에서 서술한 제어기법은 금후 농형 유도전동기의 고성능 토크, 위치제어의 실현에 기초가 될 것으로 생각된다. 그러나, 실부하실험을 통한 현장에서의 노이즈문제 동정시간의 단축측면, 온도상승의 시점결정은 차후 더 많은 연구를 요망한다.

참 고 문 헌

1. Takayoshi Matsuo and Thomas A. Lipo, "A Rotor Parameter Identification Scheme for Vector-Controlled Induction Motor Drives", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-21, No. 4, MAY/JUNE 1985.
2. R. Krishnan and Frank C. Doran, "Identification of Thermally Safe Load Cycles for an Induction Motor Position Servo", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-23, NO. 4, JULY/AUGUST 1987.
3. Steven C. Peak and John L. Oldenkamp, "A Study of System Losses in a Transistorized Inverter Induction Motor Drive System", IEEE Trans. Appl., Vol. IA-21, NO. 1, JANUARY/FEBRUARY 1985.
4. Colin D. Schauder and Fook H. Choo, "High Performance Torque-Controlled Induction Motor Drive", IEEE Trans. Appl., Vol. IA-19, NO. 3, MAY/JUNE 1983.
5. Ying-Yu Tzou and Hsiang-Jui Wu, "Multi microprocessor-Based Robust Control of an AC Induction Servo Motor", IEEE Trans. Appl., Vol. 26, NO. 3, MAY/JUNE 1990.
6. Peter Vas, "Vector Control of AC Machines", Clarendon Press, pp. 123-224, 1989.
7. Nobuyoshi Mutoh and Hiroshi Nagase, "High-Response Digital Speed-Control System for Induction Motor", IEEE Trans. Appl., Vol. IE-33, NO. 1, FEB., 1986.