

# 전운전영역에서 회전자 시정수 온라인 동조에 의한 강인한 벡터제어

趙順鳳

## A Robust Indirect Vector Control of Induction Motor with On-Line Tuning of Rotor Time Constant in Wide Speed Range

Soon-Bong Cho

### 요 약

본 논문에서 회전자 시정수 변화에 따른 벡터제어 시스템의 성능저하에 대하여 고찰하고, 동기좌표계의 탄젠트 토크각과 정지좌표계의 탄젠트 토크각의 일치 관계를 이용하여 온라인으로 회전자 시정수의 변화를 추정하는 알고리즘을 제안한다. 제안한 알고리즘의 타당성을 검토하기 위하여 컴퓨터 시뮬레이션 및 실험을 수행하였다.

### ABSTRACT

This paper presents the degradation of the system performance according to the variation of the rotor time constant. The algorithm for the on-line estimation of rotor time constant is proposed, which is applied to the consistent relationship between the tangent torque angle of the synchronous reference frame and that of stationary reference frame. For the purpose of the validity of proposed algorithm, the computer simulation and the experiments have been performed.

**Key Words:** Rotor Time Constant, Tangent Torque Angle

### 1. 서 론

최근 산업 전반에 걸쳐 자동화 추세에 힘입어 유도 전동기 구동 시스템인 벡터제어 인버터의 적용이 증가하고 있다. 벡터제어는 유도전동기 자속의 크기와 위치를 검출하여 고정자 전류를 자속 성분과 토크 성분으로 분리하고 각 성분을 독립적으로 제어하는 방식이므로 유도전동기의 과도 특성이 개선되며, 빠른 응답 특성을 나타나게 된다. 이러한 벡터제어는 자속의 크기와 위치를 직접 측정하거나 자속 추정기를 통해 그 정보를 알아내는 직접벡터제어와 전동기의 회전속도에 슬립속도를 더해 적분한 값으로 자속의 위치를 추정하여 제어하는 간접벡터제어로 구분된다.

간접벡터제어는 구조가 간단하여 손쉽고 경제적으로 벡터제어를 수행할 수 있어 널리 사용된다. 그러나 이 방식은 슬립을 개루프로 보상하는 전향제어이기 때문에 본질적으로 파라미터의 변화에 민감하다. 특히, 유도전동기의 회전자 시정수 변화는 자속의 위치를 잘못 추정하게 하여 정상 상태 및 과도 상태의 제어성능을 저하시킨다<sup>1-3)</sup>. 슬립제어기내의 회전자 시정수 설정에 따라 벡터 제어의 성능이 크게 좌우되는 단점을 가지고 있다. 또한, 제어기내에 설정된 회전자 시정수는 전동기의 실제치에 크게 벗어나지 않는 한 전동기의 외부적인 동작식별에 의하여 직접적인 판별이 어려우므로, 회전자 시정수 변화를 온라인으로 추정하는 알고리즘이 필요하다.

회전자 시정수 오차에 대한 문제점을 해결하기 위하여 Garcés<sup>[4]</sup>는 벡터제어 시스템에서의 전동기 파라미터 추정에 관하여 처음으로 발표하였다. 그리고 벡터제어시 토크분 전류와 속도가 선형성을 유지해야만 된다는 것을 이용하여 회전자 시정수를 추정하였다.<sup>[5,6]</sup> 그러나 운전초기에만 추정이 가능하며, 운전시에 파라미터 변화가 일어나기 때문에 정확한 파라미터 변화를 알아낼 수는 없다는 문제점이 있다. 전동기의 상태방정식에서 기준함수를 설정하고 케환된 양과의 차를 PI 제어 하므로써 파라미터를 운전중에 온라인 동조하는 방식도 있다. 여기서 기준함수로 사용되는 상태변수들은 무효 전력, 회전자 쇄고자속변화률, 공극자속의 제 3고조파, 자화전류와 자화인덕턴스에 저장된 에너지, 자화에너지 변화, 동기와트, Airgap Power, DC Link Power 를 이용하여 추정하였다.<sup>[7~11]</sup> 고정자 전압 성분을 이용하여 전동기의 등가모델에서 추정해낸 값과 전동기 출력사이의 값을 비교하여 MRAC를 통해 회전자 저항의 변화를 감지하는 방법을 제안하였으며 외란에 민감하다거나 경부하시 구현하기 힘들다는 단점이 있다.<sup>[12]</sup> 칼만필터를 사용하여 실시간으로 회전자 시정수를 추정하였다. 이 방법은 3상 PWM 스위칭상태에 백색잡음(White Noise)을 인가시켜 사용하였다. 그러나 이 방법은 서서히 변하는 부하조건에서는 제한되며, 최소한 정격속도의 5%이상 변화를 요구한다.<sup>[13,14]</sup>

본 논문에서는 전동기의 회전자 시정수 변화가 벡터제어 시스템에 미치는 영향을 분석하고, 온라인으로 회전자 시정수의 변동을 추정하는 알고리즘을 제안하고자 한다. 알고리즘은 유도전동기의 자속과 전류를 바탕으로 고정 및 회전 좌표계에서의 토크각을 계산하여 회전자 시정수 변화를 추정한다. 본 논문에서 제안된 알고리즘의 검증은 위하여 실험을 통하여 제안된 알고리즘의 타당성을 입증한다.

## 2. 회전자 시정수 변동의 영향

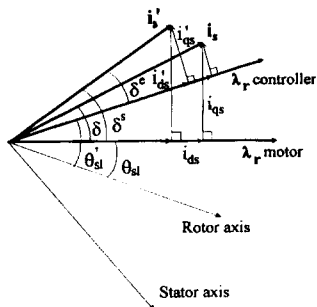
벡터제어는 회전자 자속벡터에 일치된 동기 좌표계 상에서의 고정자 전류 벡터의  $d, q$ 성분을 독립적으로 제어하는 방식으로, 실제의 고정자 전류를 제어하기 위해서는 먼저 회전자 자속을 기준으로한 동기 좌표계에서의 직류량으로 고정자 전류를 변환한다. 이러한 변환에는 회전자 자속의 위치정보를 필요로 한다. 간접벡터제어는 슬립주파수와 전동기 회전속도의 합을 회전자 자속의 회전 속도로 추정하여 이것을 기초로 좌표 변환을 행하는 방식이다. 이러한 자속 위치의 연산에는 정확한 슬립 주파수 연산이 요구되는데, 이 연산과정에서는 유도전동기의 회전자 시정수와 자속성분 전류, 토크성분 전류를 필요로 한다. 따라서, 이러한 슬립 주파수 연산에는 회전자 시정수가 정확한 자속각 추정에 큰 영향을 주는 인자로 고려된다. 이러한 회전자 시정수의 초기적 또는 과도적인 오

차에 의한 자속각 추정 오차는 전동기 동특성에 악영향을 미치게 되므로, 이 회전자 시정수의 변화에 대한 추정 및 보상이 필요하다고 할 수 있다. 보통 전동기 용량에 따라 회전자 시정수는 약 50ms~500ms값을 갖는다고 알려져 있다.<sup>[15]</sup>

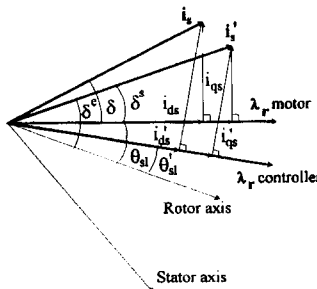
간접벡터 제어시스템에서 슬립제어기의 회전자 시정수 ( $T_r^*$ )가 잘못 설정 되었을때, 제어기와 실제 전동기의 동작을 벡터도에 의하여 설명 하기로 한다. 그림 1(a)는  $T_r^*$ 가 전동기 회전자 시정수( $T_r$ )보다 작은 경우를 나타낸다. 제어기의  $T_r^*$ 가 정확히 설정되었다면, 실제 회전자 자속 위치( $\lambda$ , Motor)를 계산할 수 있으며, 이에 따라 입력전류( $i_s$ )를 자속분 전류( $i_{ds}$ )와 토크분 전류( $i_{qs}$ )로 분리할 수 있다. 그러나,  $T_r^*$ 가  $T_r$ 보다 작게 설정된 경우, 또는, 전동기 온도가 상승하여 회전자 저항이 증가한 경우, 실제 슬립각은  $\theta_{sl}$ 이지만 제어기에서는 슬립각을  $\theta'_{sl}$ 으로 계산하게 된다. 이에 따라, 제어기는 실제 자속분 전류가 증가한 것으로 판단하여 고정자 전류 중 자속분 전류를 감소시키므로, 그 결과 실제 회전자 자속이 감소하게 되어 전동기를 부족여자 시킨다. 이러한 결과와는 달리 제어기내에서는 일정 자속제어를 수행되는 것으로 판단하는데, 이러한 이유는 고정자 전류를 투영시키는 회전자 자속위치의 잘못된 판단에 따른 결과이다. 그래서 전동기 입력 전류는  $i'_s$ 로 되고 제어기에서는  $i_{ds}$ 와  $i_{qs}$ 로 분리시킨다.

또한, 제어기는 토크분 전류가 감소한 것으로 판단하고 이를 증가시키지는 않는다. 그 이유는 속도제어가 원활하게 수행되기 때문에 제어기의  $T_r^*$ 가 잘못 설정되었다라도 발생토크는 회전자 시정수에 무관하게 동일한 크기를 갖고 있다. 그래서 토크분 전류가 감소하더라도 토크가 감소하지 않는 이유는 토크각( $\delta$ )이 증가하였기 때문이라고 해석될 수 있다. 또한, V/f 비도 바뀌게 되어 일정자속제어를 수행하지 못하는 결과를 초래한다

그림 1(b)는 제어기의  $T_r^*$ 가  $T_r$ 보다 크게 설정하였을때의 벡터도를 나타낸다. 이 경우, 전동기의 슬립각은  $\theta_{sl}$ 이지만 제어기에서는 슬립각을  $\theta'_{sl}$ 로 계산한다. 이는 슬립제어기에서 슬립각을 작게 추정하는 결과로 나타난다. 그리고, 제어기에서는 실제 자속분 전류가 감소한것으로 판단하고 고정자전류 중 자속분전류를 증가시키게 되고, 그 결과 실제 회전자 자속이 증가하게 되어 전동기를 과여자 시킨다. 그러나, 제어기 내에서는 일정 자속제어를 수행하는 것으로 판단하는데, 회전자 자속위치를 계산하는 회전자 시정수가 잘못 설정된 결과이다. 제어기는 토크분 전류가 증가한 것으로 판단하고 이를 감소시키지 않는다. 토크분 전류가 증가하더라도 토크가 증가하지 않는 이유는 토크각( $\delta$ )이 감소했기 때문이라고 할 수 있다. 또한 V/f 비가 바뀌게 되어 일정자속제어를 수행하지 못하는 결과를 초래한다. 따라서 전동기의 회전자 시정수를 추정하여 정확한 회전자 자속위치를 계산한다면 강인한 벡터제어를 수행할 수 있는 시스템 구현이 가능하다.



(a) 제어기  $T_r^*$ 가 전동기  $T_r$ 보다 작은 경우  
(a) In case that  $T_r^*$  of controller is smaller than  $T_r$  of motor



(b) 제어기  $T_r^*$ 가 전동기  $T_r$ 보다 큰 경우  
(b) In case that  $T_r^*$  of controller is bigger than  $T_r$  of motor

그림 1 간접벡터 제어기의 벡터도.  
Fig. 1 Vector diagram for indirect vector controller

제어기에서 회전자 시정수가 잘못 선정되어 있다면 제어기에서 추정된 자속벡터  $\lambda_s(\text{controller})$ 가 실제 전동기의 회전자 자속벡터  $\lambda_s(\text{motor})$ 와 차이가 발생한다. 이에 따라 제어기가 전동기를 과여자 또는 부족여자를 야기시킨다. 본 논문에서는 이러한 문제점을 해결하기 위하여 다음과 같은 방식을 제안한다. 여기서 고정좌표계의 토크각을  $\delta^c$ , 회전좌표계에서의 토크각을  $\delta^s$ 라 하자.  $\delta^s$ 는 전동기의 순시치 회전자 자속  $\lambda_s(\text{motor})$ 과 순시치 고정자 전류를 측정 연산한 것이다.  $\delta^c$ 의 계산시의 회전자 자속  $\lambda_s(\text{motor})$ 은 전동기의 실제 자속  $\lambda_s(\text{actual})$ 이다. 이  $\delta^c$ 는 전동기의 실제 토크각이다. 그리고  $\delta^c$  ( $\tan^{-1} i_{qs}^* / i_{ds}^c = \omega_s^* * T_r^*$ )는 제어기에서 추정 연산한 토크각이다. 이 두 각들을 비교한다면 회전자 시정수의 추정이 가능하리라 본다. 즉, 제어기에서 회전자 시정수( $T_r^*$ )를 이용하여 간접 추정된 슬립각을 이용하여 회전자 축(rotor axis)에서 슬립각( $\theta_{sl}$ ) 변위에 회전자 자속이 있다고 판단한다. 여기서  $\theta_{sl}'$ 은  $T_r^*$ 를 이용하여 구하기 때문에 슬립제어기 내의  $T_r^*$ 가 정확히 설정되어 있다면 제어기내에서 추정된 슬립각  $\theta_{sl}'$ 과 실제 슬립각  $\theta_{sl}$ 이 동일하며, 또한 제어기에서 추정된  $\lambda_s(\text{controller})$ 과 실제자속인  $\lambda_s(\text{motor})$ 과 동일하다. 그러나 그

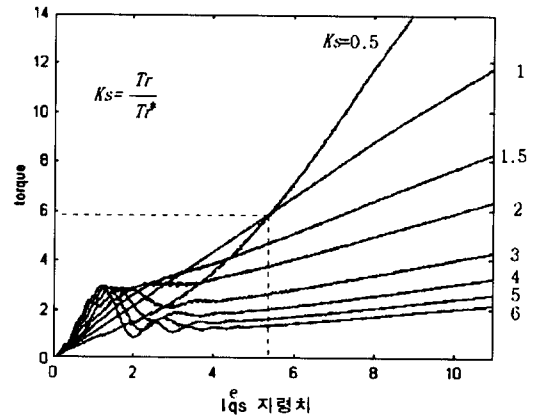


그림 2 회전자 시정수 오차에 대한 토크분 전류와 발생토크와의 관계  
Fig. 2 Relationship of developed torque and torque component current according to the deviation of rotor time constant

림 1(a)와 같이 제어기내의  $T_r^*$ 가 실제 전동기  $T_r$ 보다 작게 설정된 경우에 제어기내에서 슬립각이 크다고 판단하여 제어기에서 추정된 회전자 자속  $\lambda_s(\text{controller})$ 과 실제 전동기의 회전자 자속  $\lambda_s(\text{motor})$ 과 차이가 발생한다. 결론적으로 전동기에서 측정 계산한  $\delta^s$ 가 제어기에서 추정 연산한  $\delta^c$ 와 다르다면 제어기의 회전자 시정수가 잘못 설정되어 있다는 것이다. 이러한 방식을 이용하여 간접벡터 제어기가 전동기를 원하는 상태로 운전가능케 하고자 한다.

그림 2는 제어기의  $T_r^*$ 와 전동기  $T_r$ 의 비  $K_s(=T_r/T_r^*)$ 에 따라 토크분 전류에 대한 발생 토크의 관계를 나타낸다. 그림에서 알 수 있듯이 회전자 시정수가 실제값과 일치한 경우 선형 관계를 유지한다. 이는 d축 전류에 의해 자속이 제어 되고 q축 전류에 의해서만 토크가 제어 된다는 의미이다. 반면에  $T_r^*$ 와  $T_r$ 가 일치하지 않는 경우, 전류상호 간섭으로 인해 토크의 비선형 특성 나타나며, 제어 성능 및 효율의 저하를 초래하고 최대 토크의 제한을 가져온다. 이에 따라 전동기가 자기포화에 의한 철손의 증가 및 열적 정격에 영향을 주게 된다. 그러나  $K_s=1$ 이 아니더라도 속도제어 루프에는 PI제어기가 있으므로 정속도 운전에는 큰 영향을 미치지 못하게 된다. 그러나 간접벡터제어에서 정확한 토크제어를 수행을 위해서는 회전자 시정수의 온라인 동조 기법이 필요하다고 할 수 있다.

### 3. 회전자 시정수의 온라인 동조

온라인 동조법을 적용하기 위하여, 토크각( $\delta$ )와 다른 각들의 관계를 그림 3에 표현한다. 토크각은 고정자 전류와 회전자 자속사이의 각으로, 부하에 따라 그 크기가 변화하는 값이다. 예를 들어, 유도전동기가 동기속도로 회전한다면, 토크는

발생하지 않게 되고 고정자 전류는 자화전류만 존재한다. 이 상태에서는 토크각이 정확히 영의 값을 가지는 경우로 생각할 수 있다. 이러한 토크각은 부하의 증가에 따라 증가하게 되는데, 정격부하시, 전동기와 발전기의 토크각은 각각 약  $70^\circ \sim 75^\circ$  와  $-70^\circ \sim -75^\circ$  정도로 알려져 있다.

토크각을 회전좌표계로 나타내면, 식 (1)과 같이 정의된다.

$$\delta^e = \tan^{-1} \left( \frac{i_{qs}^e}{i_{ds}^e} \right) = \tan^{-1} (\omega_{sl}^* \cdot T_r^*) \quad (1)$$

$$\text{또는 } \omega_{sl}^* = \frac{1}{T_r} \frac{i_{qs}^e}{i_{ds}^e}$$

여기서  $\omega_{sl}$  은  $T_r$  은 슬립계산기 이득의 역수임을 알 수 있다. 슬립계산기의 출력이며, 회전자 시정수는 슬립계산기 이득의 역수임을 알 수 있다.

고정 좌표계에서 토크각을 정의하기 위하여, 정지 2축( $\alpha$ - $\beta$  축)을 회전 2축( $d$ - $q$ 축)으로 변환하는 변환식 (2)을 도입하고 좌표 변환식에 사용된 변환각  $\theta$ 를 식 (3)과 같이 정의한다. 또한,  $\sin\theta$ ,  $\cos\theta$ 를 식(4)와 식(5)으로 각각 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\theta = \tan^{-1} \frac{\lambda_{\beta r}}{\lambda_{\alpha r}} \quad (3)$$

$$\cos\theta = \frac{\lambda_{\alpha r}}{|\lambda_r|} \quad (4)$$

$$\sin\theta = \frac{\lambda_{\beta r}}{|\lambda_r|} \quad (5)$$

$$\text{여기서, } |\lambda_r| = \sqrt{\lambda_{\alpha r}^2 + \lambda_{\beta r}^2}$$

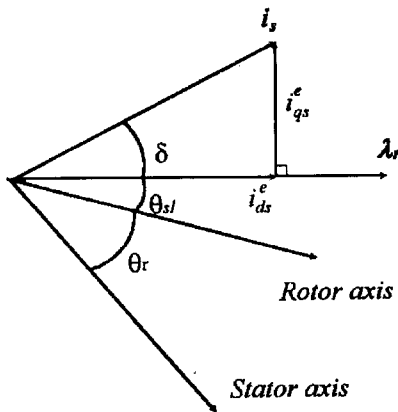


그림 3 간접 벡터제어 시스템의 벡터도  
Fig. 3 Vector diagram for indirect vector control system

식 (4)과 식 (5)의  $\sin\theta$ ,  $\cos\theta$ 를 축 변환식 (2)에 대입하여 회전 좌표계  $d$ - $q$ 축으로 변환된 고정자 전류에 대하여 정리하면, 식 (6)과 식 (7)을 얻을 수 있다.

$$i_{ds}^e = \frac{\lambda_{\alpha r} i_{\alpha s} + \lambda_{\beta r} i_{\beta s}}{|\lambda_r|} \quad (6)$$

$$i_{qs}^e = \frac{\lambda_{\alpha r} i_{\beta s} - \lambda_{\beta r} i_{\alpha s}}{|\lambda_r|} \quad (7)$$

(6)과 식 (7)에서 식  $i_{ds}^e$  와  $i_{qs}^e$  의 비를 계산하면, 다음과 같은 식 (8)을 얻을 수 있다.

$$\frac{i_{qs}^e}{i_{ds}^e} = \frac{\lambda_{\alpha r} i_{\beta s} - \lambda_{\beta r} i_{\alpha s}}{\lambda_{\alpha r} i_{\alpha s} + \lambda_{\beta r} i_{\beta s}} \quad (8)$$

따라서, 식(8)을 이용하여 고정 좌표계에서의 토크각을 정의하면 식 (9)로 표현되며, 이때의 회전자속은 식 (10)으로부터 계산되며  $V_{\alpha s}$ ,  $V_{\beta s}$ ,  $i_{\alpha s}$ ,  $i_{\beta s}$ 는 식 (11), 식 (12)과 같이 전개될 수 있다.

$$\delta^e = \tan^{-1} \frac{\lambda_{\alpha r} i_{\beta s} - \lambda_{\beta r} i_{\alpha s}}{\lambda_{\alpha r} i_{\alpha s} + \lambda_{\beta r} i_{\beta s}} \quad (9)$$

$$\lambda_{\alpha r} = \frac{L_r}{L_m} \left[ \int (V_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s}) dt - \sigma L_s i_{\alpha s} \right] \quad (10-a)$$

$$\lambda_{\beta r} = \frac{L_r}{L_m} \left[ \int (V_{\beta s} - R_s i_{\beta s}) dt - \sigma L_s i_{\beta s} \right] \quad (10-b)$$

$$V_{\alpha s} = \frac{2}{3} \left( V_{ab} + \frac{1}{2} V_{bc} \right) \quad (11-a)$$

$$V_{\beta s} = \frac{1}{\sqrt{3}} V_{bc} \quad (11-b)$$

$$i_{\alpha s} = i_{as} \quad (12-a)$$

$$i_{\beta s} = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{as} + 2i_{bs}) \quad (12-b)$$

$$\sigma L_s = L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \quad (13)$$

여기서  $i_{\alpha s}$ ,  $i_{\beta s}$  : 전동기 상전류  
 $V_{\alpha s}$ ,  $V_{\beta s}$  : 전동기 선간전압

식 (1)과 식 (9)를 이용하면, 고정 좌표계와 회전 좌표계에서 토크각의 탄젠트 값을 각각 구할 수 있는데, 이는 각각 식 (14)과 식 (15)로 나타낼 수 있다.

$$\tan \delta^c = \omega_{sl}^* T_r^* = \frac{i_{qs}^c}{i_{ds}^c} \quad (14)$$

$$\tan \delta^c = \frac{\lambda_{cr} i_{\beta s} - \lambda_{\beta r} i_{cs}}{\lambda_{cr} i_{cs} + \lambda_{\beta r} i_{\beta s}} \quad (15)$$

만약, 간접 벡터제어시 제어기가 정확한 회전자 시정수를 가지고 있다면, 식 (8)에 의하여 고정 및 회전 좌표계에서 토크각의 크기가 동일하므로 식 (16)의 관계가 성립된다고 할 수 있다.

$$\tan \delta^c = \tan \delta^s \quad (16)$$

회전 좌표계에서의 토크각은 제어기에서 추정된 자속축과 전류축의 상차각으로 정의되고, 고정 좌표계에서는 자속과 전류의 벡터곱으로 계산된다. 본 논문에서는 동기 좌표계의 부하각과 이에 해당되는 정지 좌표계의 값이 일치해야 한다는 점에 착안하여 회전자 시정수를 추정 보상하고자 한다. 만약 회전자 저항이나 회전자 인덕턴스의 변화로 인하여 제어기의 회전자 시정수( $T_r^*$ )와 전동기의 회전자 시정수( $T_r$ )의 값이 서로 다르다면 슬립 이득이 잘못 계산된다. 이에 따라, 간접 벡터제어기는 정확한 자속축의 위치를 구해내지 못하게 되어 자속분 전류와 토크분 전류는 상호 간섭을 일으키게 되어 식 (16)의  $\tan^c$ 와  $\tan^s$ 는 서로 다른 값을 가지게 된다. 그림 4는 본 알고리즘을 적용하여 유도전동기의 회전자 시정수를 추정하는 과정을 나타낸 블록도이다.

식(14)에서 보듯이  $\tan^c(=\omega_{sl}^* T_r^*)$ 가 전동기에서 측정된  $\tan^s$ 보다 작다면 이 원인은  $T_r^*$ 가 작게 설정되어 있기 때문이다. 그래서 두 각을 동일하게 하기 위해서는 슬립제어기내의  $T_r^*$ 를 증가시켜야 한다. 또한  $\tan^c$ 가  $\tan^s$ 보다 크다면  $T_r^*$ 가 크게 설정되어 있기 때문에 두각을 동일하게 하기 위해서는  $T_r^*$ 를 감소시켜야 된다. 이 순서흐름도는 그림 5와 같다.

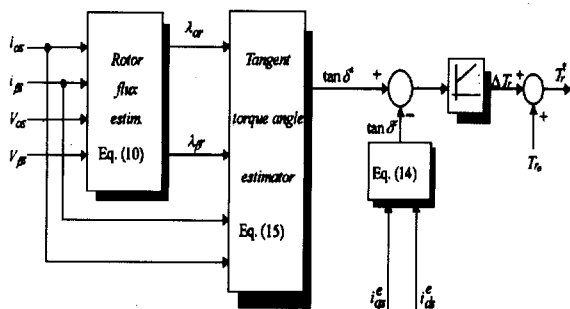


그림 4 회전자 시정수 추정 블록도  
Fig. 4 Block diagram for the estimation of rotor time constant

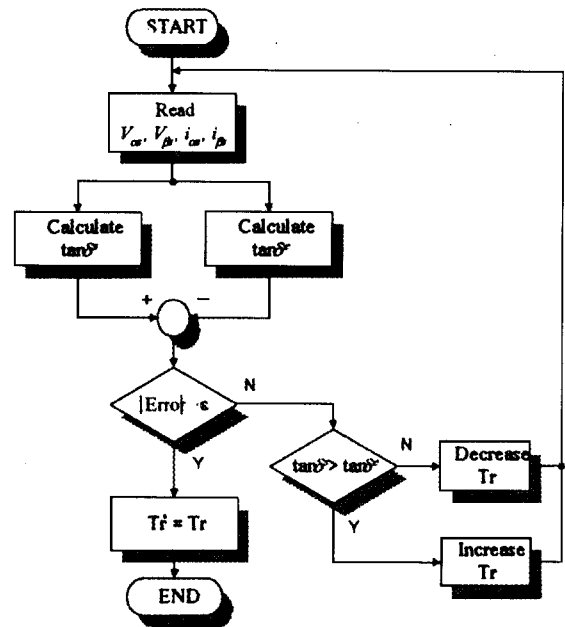


그림 5 회전자 시정수 추정을 위한 흐름도  
Fig. 5 Flowchart for tuning of rotor time constant

전동기의 3상 입력전압 및 전류를 측정하여 식(11)과 식 (12)를 이용하여 2상으로 변환한다. 그리고, 식(10)을 사용하여 정지 좌표계에서의 회전자 자속을 구하고 식 (15)를 이용하여 고정자 좌표계에서의 탄젠트 토크각을 구한다. 그리고 식(14)를 이용하여 회전좌표계에서의 탄젠트 토크각을 구한다. 이 두값의 오차가 0이 되도록 PI제어하므로써 정확한  $T_r^*$ 를 구할 수 있다.  $T_{r0}$ 는 초기치이다.

그림 6은 제안한 알고리즘을 적용하여, 전동기 속도가 400(rpm)이고, 부하조건에 따라 회전자 시정수를 추정함에 있어 탄젠트 토크각들의 수렴을 보이고 있다. 이 시뮬레이션 조건은 제어기의 회전자 시정수가 전동기의 회전자 시정수보다 50%로 설정한 경우이며, 부하가 증가할수록 이 두각들의 차이가 증가함을 보이고 있다.

그림 7은 고정좌표계에서의 토크각을 구하기 위한 구성도를 나타낸다. 그림 7의 고정자 전압 추정기(stator voltage estimator)는 인버터 스위칭(Sa, Sb, Sc)를 이용하여 고정자 전압을 계산하였다<sup>16,17)</sup>. 또한 고정자 자속추정기(stator flux estimator)은 고정자 전압을 적분하여 고정자 자속을 얻을 수 있다. 여기서 아날로그 적분기를 사용하면 오버플로우가 발생하기 때문에 1차 지연형태를 갖는 저주파수 통과필터(low pass filter)로 대체하였다. 그러나 저주파수 통과필터를 사용하면 위상지연이 생기기 때문에 고역필터(high pass filter)를 추가하였다. 이렇게 구한 고정자 자속은 표본유지기(S/H)와 A/D를 통하여 DSP에 입력된다. DSP에서는 정지

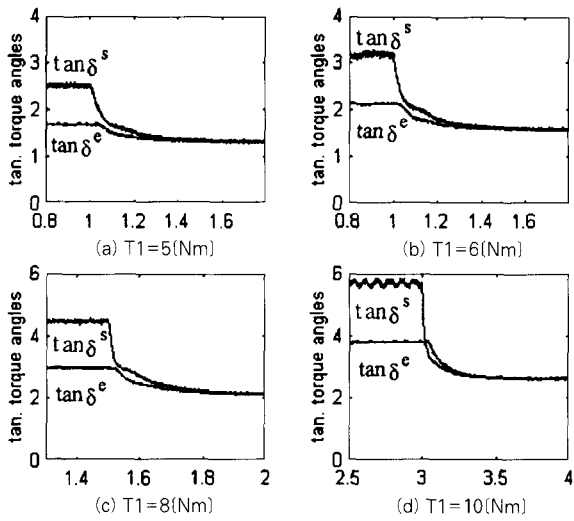


그림 6 부하토크 변화에 따른 탄젠트 토크각  
Fig. 6 Tangent torque angles according to the variation of load torque

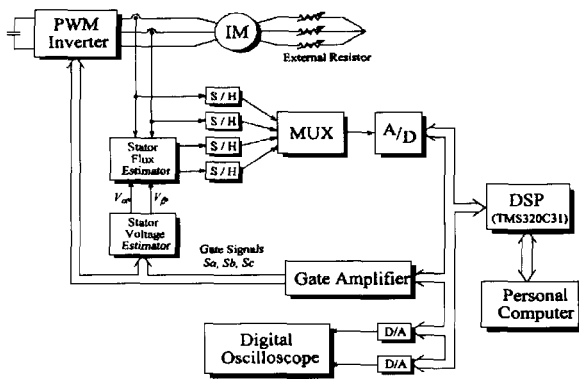


그림 7 디지털 회로로 구현된 전체 구성도  
Fig. 7 Overall configuration implemented digital circuits

좌표계의 고정자 자속은 (10)식을 이용하여 회전자 자속으로 계산된다.

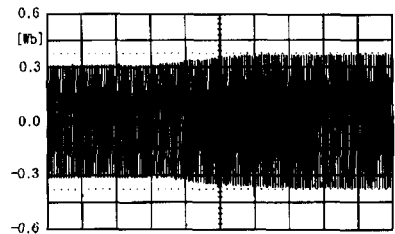
#### 4. 실험 결과

제안한 알고리즘에 대한 타당성을 증명하기 위하여 3(kVA)인버터를 사용하여 실험을 하였으며 구동전동기의 정수는 표 1과 같다. 주 프로세서는 부동소수점 처리가 가능한 32비트 DSP(TMS320C31)를 사용하여 실시간 처리하였다. 또한 전류 제어기 및 속도제어기의 샘플링주기는 각각 100[μs], 1[ms]이다.

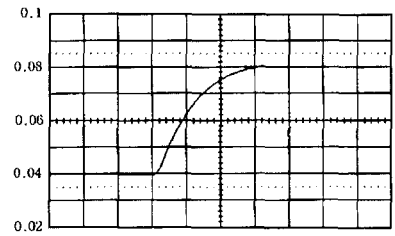
그림 8은 전동기 속도가 1000(rpm)이고, 제어기의  $T_r^*$ 를

표 1 유도전동기 상수  
Table 1 Induction Motor Parameters

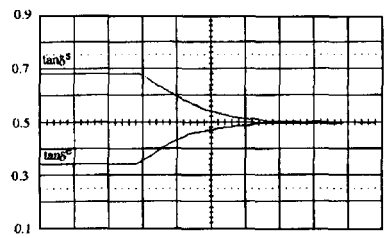
정격출력	3 [HP]	Rr	1.35[Ω ]
정격전압	220 [V]	Ls	108[mH]
정격전류	8 [A]	Lr	108[mH]
극수	4	Lm	105[mH]
Rs	1.26[Ω ]	J	0.075[kg m <sup>2</sup> ]



(a) 회전자 자속



(b) 회전자 시정수



(c) 탄젠트 토크각

그림 8 회전자 시정수 변화에 대한 추정결과 ( $T_r^*=0.5Tr$ )  
Fig. 8 Estimation resulted under the variation of rotor time constant ( $T_r^*=0.5Tr$ )

전동기  $T_r$ 의 0.5배로 설정한 후 제안한 알고리즘을 이용하여 전동기의  $T_r$ 을 추정하는 경우이다. 그림 8(a)는 초기에 정지 좌표계의 회전자 자속이 부족여자를 나타내고 있으며 제안한

알고리즘을 적용한후 정격치로 수렴함을 알 수 있다. 그림 8(b)는 회전자 시정수를 나타낸 것으로 초기에  $Tr^*$ 가 0.04의 값을 나타내며 알고리즘을 적용한 결과  $Tr^*$ 는 약 0.08의 값으로 수렴함을 알 수 있었다. 그림 8(c)는 각각 정지좌표계 및 회전좌표계의 토크각을 나타내는 것으로 초기에는 서로 다른 값을 유지하였으나 알고리즘을 적용한 결과 0.5로 수렴함을 알 수 있었다.

그림 9는 전동기 속도가 1000(rpm)이고, 제어기의  $Tr^*$ 를 전동기  $Tr$ 의 2배로 설정한후 추정된 결과를 나타낸 것이다. 그림 9(a)는 초기에 정지좌표계의 회전자 자속이 과여자되었으나 회전자 시정수 추정 알고리즘을 적용한후 정격치로 수렴함을 알 수 있다. 그림 9(b)는 회전자 시정수를 나타낸 것이다. 그림 9(c)는 각각 정지좌표계 및 회전좌표계의 토크각을 나타내는 것으로 초기에는 서로 다른 값을 유지하였으나 알고리즘을 적용한 결과 0.5로 수렴함을 알 수 있었다.

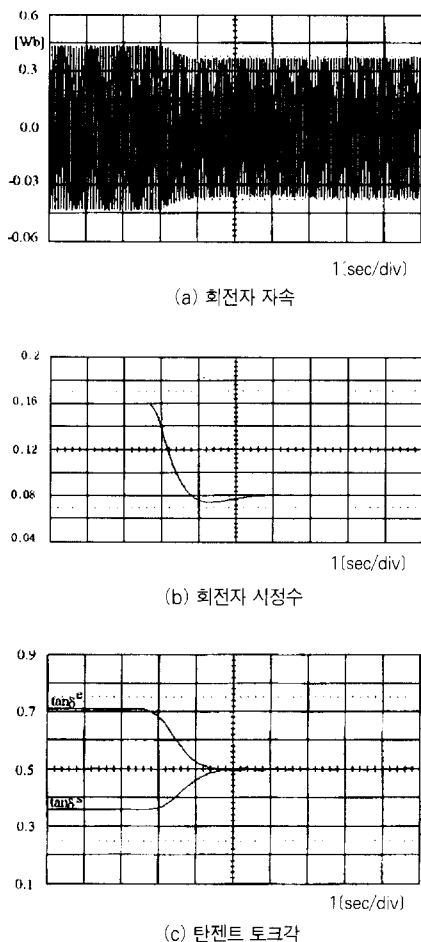


그림 9 회전자 시정수 변화에 대한 추정결과 ( $Tr^*=2Tr$ )  
 Fig. 9 Estimation resulted under the variation of rotor time constant ( $Tr^*=2Tr$ )

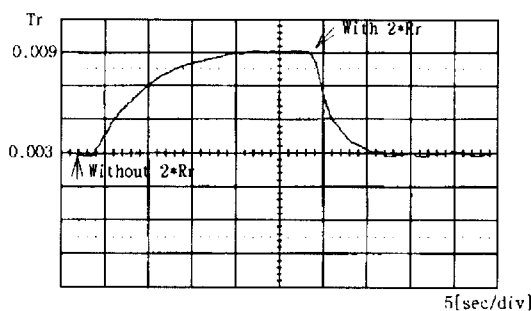


그림 10 권선형 유도전동기에 대한 회전자 시정수 추정결과  
 Fig. 10 Estimation resulted under the wounded-type induction motor

그림 8, 9의 적용한 전동기는 농형이기 때문에 전동기의 회전자 시정수를 임의의 변경하기가 불가능하여 제어기의 시정수를 실제 전동기의 회전 시정수와 다르게 설정하였을때 추정함을 보였다. 그림 10은 전동기 속도가 400(rpm)인 경우에 권선형 유도전동기에 적용한 것이며, 전동기의 정격용량은 1/4HP이다. 회전자 저항에 외부저항을 인가하였을 경우를 나타내고 있다. 초기에 외부 저항이 전동기 회전자 저항의 2배를 인가하여 운전하다가 제거, 투입한 경우이며, 매우 양호하게 회전자 시정수를 추정할 수 있다. 이 경우에서도 농형뿐만 아니라 권선형인 경우에도 제안한 알고리즘을 적용할 수 있음을 보인다.

### 5. 결론

직접벡터제어가 이론적으로 간접벡터제어 방식보다 매우 우수하기는 하지만 실용상으로 자속각 추정의 안정성이 확보가 되지 않아 제어의 어려운 점이 있다. 간접벡터제어 방식은 이러한 문제는 없지만 회전자 시정수의 영향을 크게 받기 때문에 본 논문에서 제안한 알고리즘을 보완한다면 우수한 제어방식이 되리라 본다. 본 논문에서는 유도전동기의 간접 벡터제어시 전동기 회전자 시정수의 변화에 따른 과도상태의 토크진동 및 시스템 제반 특성등을 개선키 위하여 슬립제어기의 이득을 온라인으로 보정할 수 있는 알고리즘 동기좌표계의 탄젠트토크각과 정지좌표계의 탄젠트토크각의 일치 을 제안 하였다. 제안된 유도전동기 회전자 시정수 추정알고리즘은  $Lm/Lr$ 의 영향을 받지 않고, 계산 구조가 비교적 간단하다. 또한 농형뿐만 아니라 권선형인 경우에도 적용할 수 있다. 자속의 추정은 전운전 구간에서 원활한 추정이 가능하다. 그러나, 제어기의 회전자 시정수의 오차가 큰 경우 경우 과도적으로 발생토크가 진동하기 때문에 추정의 어려움이 발생한다. 그래서 회전자 시정수 정규값의 50%로 제한하여 추정하였다.

이 논문은 1997년 한국 학술진흥재단의 공모과제 연구비에 의하여 연구되었음

### 참고 문헌

[1] R.Krishnan, F.C.Doran, "Study of Parameter Sensivity in High Performance Inverter-fed Induction Motor Drive Systems," IEEE/IAS Annual Meeting Conference Record, pp.510~524, 1984.

[2] K.B.Nordin, D.W.Novotny and D.S.Zinger, "The Influence of Motor Parameter Deviations in Feedforward Field Orientation Drive Systems," *ibid*, pp.525~531, 1984.

[3] I.Boldea, S.A.Nasar, Vector Control of AC Drives, CRC Press, 1992.

[4] L.J.Garces, "Parameter Adaption for the Speed-Controlled Static AC Drive with a Squirrel-Cage Induction Motor," IEEE Trans. on IA, Vol. IA-16, pp.173~178,1980.

[5] R.D.Lorentz, "Tuning of Field-Oriented Induction Motor Controllers for High-Performace Applications," IEEE Trans. Industry Applications, Vol. IA-22, No. 2, pp.293~297, 1986.

[6] N.R.Garrigan, D.W.Novotny, "Start-up and Sensor/ Parameter Error Transients in Field Oriented Induction Machines," IEEE/IAS Annual Meeting Conference Record, pp.319~326, 1995.

[7] L.Kreindler, J.C.Moreira, A.Testa and T.A.Lipo, "Direct Field Orientation Controller Using the Stator Phase Voltage Third Harmonic," IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 30, No. 2, pp.441~455, Mar/Apr 1994.

[8] S. K. SUL, "A Novel Technique of Rotor Resistance Estimation Considering Variation of Mutual Inductance," IEEE Trans. on IA, vol. IA-24, No. 4., pp.578~587, 1989.

[9] C.W.Wang, D.W.Novotny and T.A.Lipo, An Automated Rotor Time Constant Measurement System for Indirect Field-Oriented Drives, IEEE Trans. On Industry Applications, Vol. 24, No. 1, pp.151~159, Jan./Feb. 1988.

[10] D.Dalal, R.Krishnan, "Parameter Compensation

of Indirect Vector Controlled Induction Motor Drive Using Estimated Airgap Power," IEEE/IECON, pp.588~593, 1989.

[11] D.Y.Ohm, Y.Khersonsky, J.R.Kimzey, "Rotor Time Constant Adaptation Method for Induction Motor Using DC Link Power Measurement," IEEE/IAS Annual Meeting Conference Record, pp. 588~593, 1989.

[12] H.Sugimoto, S.Tamai, "Secondary Resistance Identification of an Induction Motor Applied Model Reference Adaptive System and its Characteristics," IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. IA-23, No. 2, pp.296~303, Mar./apr. 1987.

[13] L.C.Zai, T.A.Lipo, "An Extended Kalman Filter Approach to Rotor Time Constant Measurement in PWM Induction Motor Drives," IEEE Trans. on IA, pp.177-183, 1987.

[14] H.Kubota, K.Matsuse, "Speed Sensorless Field Oriented Control of Induction Motor with Rotor Resistance Adaption," IEEE/IAS Annual Meeting Conference Record, pp.414~418, 1993.

[15] D.Y.Ohm, Control and Application of AC Servo Motors, ICPE Tutorial Course, 1995.

[16] T.G.Habetler, D.M.Divan, "Control Strategies for Direct Torque Control using Discrete Pulse Modulation," IEEE/IAS Annual Meeting Conference Record, pp. 514~522, 1989.

[17] G.John, W.Erdman, R.Hudson, C.Fan and S.Mahajan, "Stator Flux Estimation From Inverter Switching States for the Field Oriented Control of Induction Generators," *ibid*, pp182~188, 1995.

### 〈 저 자 소 개 〉



**조순봉(趙順鳳)**

1959년 4월 19일생. 1983년 한양대학교 공과대학 전기공학과 졸업. 1986년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1997년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1994년 ~ 현재 두원공과대학 전기과 조교수.