

## 저속영역에서의 동특성 개선을 위한 유도전동기의 직접토크제어

曹錦培, 崔然玉, 白亨來

### The Direct Torque Control of Induction Motor for Dynamic Characteristics Improvement in a Low Speed Range

Geum-Bae Cho, Youn-Ok Choi, Hyung-Lae Baek

#### 요 약

유도 전동기의 직접토크 제어 방식은 전류제어 루프를 필요로 하지 않아 제어알고리즘이 간단하며 구현이 용이하나 저속운전에서 토크제어 속응성이 저하되는 단점이 있다. 따라서 본 논문에서는 유도전동기의 직접토크제어 방식을 Matlab Simulink를 이용하여 모델링하고, 저속 영역에서의 운전특성을 개선하기 위한 목적으로 확장된 Luenberger 관측기에 의한 새로운 고정자 자속관측기의 적용을 제안하였다. 또한 시뮬레이션을 통하여 고정자 저항값이 가변되는 경우를 가정하여 기존의 개루프 자속추정 방식에 의한 직접토크제어와 제안한 폐루프 자속관측기에 의한 직접토크 제어방식의 동특성을 비교하므로써 제안된 자속관측기를 이용한 직접토크제어 방식이 저속영역에서 보다 동특성이 우수함을 입증하였다.

#### ABSTRACT

Direct torque control(DTC) of AC motor has the fast torque and flux dynamic responses even though it has very simple scheme to implement. However, DTC do not show good performance at low speed range with conventional open loop stator flux observer when stator resistance varied. Therefore, authors propose a new nonlinear stator flux observer in order to estimate the stator flux of induction motor at low speed and show its simulation results

**Key Words** : Induction motor(IM), Direct torque control(DTC), Stator flux observer, Extended luenberger observer(ELO)

#### 1. 서 론

산업의 발전에 따라 생산성 및 품질의 향상을 위해 최근 교류전동기를 이용한 가변속 구동시스템의 필요성이 더욱 증대되고 있다. 교류전동기는 기계적으로 견고하고 저렴한 반면 종래에는 주파수 변환 장치의 가격으로 인하여 가변속 구동에 널리 사용되지 못하였으나 최근 전력용 반도체 소자와 고성능 마이크로프로세서의 발달에 의한 전력전자 기술의 비약적인 발전으로 저가격, 고신뢰성의 주파수 제어장치의 개발이 가능해짐에 따라 가변속 구동시스템 분야에서 널리 각광받고 있다.

유도전동기의 가변속 제어방식은 크게 스칼라 제어 방식과 벡터 제어방식으로 분류할 수 있다. 스칼라 제어 방식은 구현이 간단하나 토크 응답의 속응성이 요구되는 분야에서는 적절하게 이용되지 않고 있다.

반면 고정자 전류를 자속 및 토크 성분으로 분리 제어하는 벡터제어 방식은 속응성과 정확성 측면에서 우수하나 제어기의 수가 많고 검출해야 할 정보량이 많아 제어 알고리즘이 복잡하므로 구현이 어렵고 고성능 프로세서의 적용이 요구되므로 경제성 측면에서 불리하다. 따라서 벡터 제어의 단점을 극복하고 자속과 토크 제어의 속응성을 유지하기 위한 방식으로 최근에는 직접 토크제어(Direct Torque Control)이론이 등장하게

되었다.<sup>[1]</sup>

직접토크제어는 공간벡터개념을 기본으로 하고 있으며 스칼라 제어방식인 V/F 제어방식과 같이 제어기 구성이 단순한 반면 벡터제어방식과 같이 토크 제어 성능이 우수한 제어방식으로 스칼라제어와 벡터제어의 중간적인 방법이라 할 수 있다. 일반적인 직접토크제어방식은 전동기의 정수 중에서 고정자 저항에 대한 정보만을 필요로 하므로 급작스러운 부하 변동이나 순간적인 지령치 변동 등에 대한 속응성이 우수하다.

하지만 직접 토크제어 방식은 기동시 또는 저속운전시 큰 토크 리플이 발생하기 쉽고, 인버터의 설계에 중요한 변수 중의 하나인 스위칭 주파수가 히스테리시스 비교기의 밴드폭에 의해 크게 변화되는 단점을 지니고 있다. 또한, 직접토크 제어 방식은 고정자 자속을 이용하여 인버터의 스위칭 패턴을 발생시키므로 고정자 자속에 대한 정확한 정보를 필요로 하나 기존의 전압형 고정자 자속 모델로부터 유도된 개루프 자속추정 방식은 운전조건의 변화 등에 의해 고정자 저항값이 변화되는 경우 추정값이 부정확하므로 토크 제어의 속응성이 보장되지 않는다. 이러한 영향은 특히 역기전력 성분이 적어 상대적으로 전류의 영향이 큰 저속영역에서 심한 특성을 보인다.<sup>[2]</sup>

따라서 본 논문에서는 직접토크제어 방식을 유도전동기에 적용하기 위한 시스템을 모델링하고 저속영역에서 정밀한 토크와 속도제어를 구현하기 위해 확장된 Luenberger 관측기를 적용한 새로운 고정자 자속관측기를 제안하고, 제안된 관측기를 적용하는 경우 저속영역에서 고정자 저항값이 가변되는 경우에도 우수한 토크 제어특성이 유지됨을 입증하고자 한다.

## 2. 유도전동기 구동시스템 모델링

### 2.1 유도전동기 모델

유도전동기는 직교의 정좌표에서 식 (1)과 같이 모델링된다.

$$\begin{aligned}
 \dot{i}_{ds} &= -a_1 i_{ds} + a_3 \lambda_{dr} + a_4 \omega_r \lambda_{qr} + b v_{ds} \\
 \dot{i}_{qs} &= -a_1 i_{qs} - a_4 \omega_r \lambda_{dr} + a_3 \lambda_{qr} + b v_{qs} \\
 \dot{\lambda}_{dr} &= a_5 i_{ds} - a_7 \lambda_{dr} - a_8 \omega_r \lambda_{qr} \\
 \dot{\lambda}_{qr} &= a_5 i_{qs} + a_8 \omega_r \lambda_{dr} - a_7 \lambda_{qr} \\
 \dot{\omega}_r &= a_9 T_e - a_{10} T_L
 \end{aligned} \tag{1}$$

여기서,

$$\begin{aligned}
 a_1 &= \left( \frac{R_r M^2}{\sigma L_s L_r^2} + \frac{R_s}{\sigma L_s} \right), \quad a_3 = \frac{R_r M}{\sigma L_s L_r^2} \\
 a_4 &= \frac{M}{\sigma L_s L_r}, \quad a_5 = \frac{R_r M}{L_r}, \quad a_6 = \frac{R_r}{L_r}, \quad a_8 = 1 \\
 a_9 &= \frac{N_p}{J} \left( \frac{3}{2} \frac{N_p}{2} \frac{L_m}{L_r} \right), \quad a_{10} = \frac{N_p}{J}, \quad b = \frac{1}{\sigma L_s} \\
 T_e &= \frac{3}{2} \frac{N_p}{2} (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) = \frac{3}{2} \frac{N_p}{2} \frac{L_m}{L_r} (\lambda_{dr} i_{qs} - \lambda_{qr} i_{ds})
 \end{aligned}$$

$R_s$  및  $R_r$  : 고정자 및 회전자 저항

$L_s, L_r$ , &  $M$  : 고정자, 회전자 및 상호 인덕턴스

$\sigma = 1 - M^2 / (L_s L_r)$  : 누설계수

$N_p$  : 극 수

$J$  : 회전자 관성

$T_L$  : 부하 토크

널리 알려진 유도전동기 등가회로로부터 회전자 자속은 식 (2)와 같이 고정자 전류와 고정자 자속으로 나타낼 수 있으며

$$\begin{aligned}
 \lambda_{dr} &= \frac{L_r}{L_m} (\lambda_{ds} - \sigma L_s i_{ds}) \\
 \lambda_{qr} &= \frac{L_r}{L_m} (\lambda_{qs} - \sigma L_s i_{qs})
 \end{aligned} \tag{2}$$

고정자 자속은 식 (3)과 같이 인가전압 및 고정자 전류에 의해 기술 할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 \dot{\lambda}_{ds} &= v_{ds} - R_s i_{ds} \\
 \dot{\lambda}_{qs} &= v_{qs} - R_s i_{qs}
 \end{aligned} \tag{3}$$

따라서 식 (2)를 식 (1)의 고정자 전류 모델에 대입하고, 식 (1)의 회전자 자속모델을 식 (3)으로 대체하고 부하토크  $T_L$ 의 미분형을 추가하면 식 (4)와 같이 고정자 변수에 의한 유도전동기 상태방정식 모델이 유도된다.

$$\begin{aligned}
 \dot{i}_{ds} &= -a_1 i_{ds} - i_{qs} \omega_r + a_3 \lambda_{dr} + a_4 \omega_r \lambda_{qr} + b v_{ds} \\
 \dot{i}_{qs} &= i_{ds} \omega_r - a_1 i_{qs} - a_4 \omega_r \lambda_{dr} + a_3 \lambda_{qr} + b v_{qs}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \dot{\lambda}_{ds} &= -a_5 i_{ds} + v_{ds} \\
 \dot{\lambda}_{qs} &= -a_5 i_{qs} + v_{qs} \\
 \dot{\omega}_r &= a_9(i_{qs}\lambda_{ds} - i_{ds}\lambda_{qs}) - a_{10}T_L \\
 \dot{T}_L &= 0
 \end{aligned}
 \tag{4}$$

여기서, 부하토크는 식 (1)의 상태변수와 무관한 미지변수이므로 임의의 상수로 간주하였다.

### 2.2 확장된 Luenberger 관측기에 의한 고정자 자속추정

확장된 Luenberger 관측기에 의한 유도전동기 고정자 자속 관측기 설계과정은 다음과 같다.<sup>[3][4][5][6]</sup>

#### 2.2.1 시스템 모델링

$$\begin{aligned}
 \dot{x} &= f(x, u) = Ax + Bu \\
 y &= h(x) = Cx
 \end{aligned}
 \tag{5}$$

여기서,

$$Ax = \begin{bmatrix} -a_1x_1 - x_5x_2 + a_3x_3 + a_4x_4x_5 \\ x_5x_1 - a_1x_2 - a_4x_3x_5 + a_3x_4 \\ -a_5x_1 \\ -a_5x_2 \\ a_9x_2x_3 - a_9x_1x_4 - a_{10}x_6 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$Bu = \begin{bmatrix} bu_1 \\ bu_2 \\ u_1 \\ u_2 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad Cx = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_6 \end{bmatrix}$$

$x_1 \sim x_6$ 은 식 (4)의 상태변수를 의미한다.

#### 2.2.2 관측기 이득행렬

확장된 Luenberger 관측기를 구성하기 위한 이득행렬은 식 (6)과 같이 정의된다.

$$K(\hat{x}) = \{ [p_{11} + p_{21}ad_{-f} + \dots + p_{1n_1}ad_{-f}^{n_1-1} + ad_{-f}^{n_1}]s_1(\hat{x}), \dots, [p_{1n} + p_{2n}ad_{-f} + \dots + p_{1n_1}ad_{-f}^{n_1-1} + ad_{-f}^{n_1}]s_f(\hat{x}) \} / \left[ \frac{\partial h}{\partial x_n} \right]
 \tag{6}$$

여기서,

$p_{xx}$  : ELO 오차 동특성 방정식의 특성계수

$$ad_{fs} = \frac{\partial s}{\partial x} f - \frac{\partial f}{\partial x} s \text{ (Lie bracket)} \quad s_x : \text{스타팅 벡터}$$

$\frac{\partial h}{\partial x_n}$  : 측정 가능한 출력의 편도함수

식 (6)의 같이 주어진 관측기의 이득행렬이 존재하기 위해서는 우선 식 (5)의 시스템에 대한 가관측성을 검토하고, 다음과 같이 역가관측성 행렬을 계산하고 스타팅벡터 및 출력의 편도함수를 결정하여야 한다.

식 (5)에서 측정 가능한 출력변수가 d축 및 q축의 고정자 전류( $x_1, x_2$ ) 및 회전자 속도( $x_6$ )라 하면 식 (5)에 대한 가관측성 행렬은 비선형 관측기 원리에 따라 식 (7)과 같이 구성된다.

$$Q(x, u) = \begin{bmatrix} dh_1 \\ L_f(dh_1) \\ dh_2 \\ L_f(dh_2) \\ dh_3 \\ L_f(dh_3) \end{bmatrix}
 \tag{7}$$

$$= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -d_1 & 0 & d_3 & d_4x_5 & d_4x_4 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -d_1 & -d_1x_5 & d_3 & -d_1x_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ -d_9x_4 & d_9x_3 & d_9x_2 & -d_9x_1 & 0 & -d_{10} \end{bmatrix}$$

여기서,  $L_f$ 는 다음과 같은 리이 도함수(Lie derivatives)이고

$$L_f(dh_j) = \left( \frac{\partial (dh_j)^T}{\partial x} f(x) \right)^T + dh_j \frac{\partial f(x)}{\partial x},$$

$$L_f^{n_i}(dh_j) = L_f^{n_i-1}L_f^1(dh_j), \quad L_f^0(dh_j) = (dh_j)$$

변수  $d_1 \sim d_{10}$ 은 식 (6)의 리이 도함수의 계산에 의해 주어지는 상태변수를 포함하지 않는 상수항을 정의한 것이다.

식 (7)은 비특이 행렬이므로 비선형 관측기의 원리에 따라 관측 가능하다고 한다. 식 (7)으로부터 이의 역행렬을 구하면 식 (8)과 같다.

$$Q(x, u)^{-1} = \frac{1}{D} \begin{bmatrix} D & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & D & 0 & 0 & 0 \\ k_1 & k_2 & -k_3x_5 & -k_4x_5 & m_{35} & 0 \\ k_3x_5 & k_4x_5 & k_1 & k_2 & m_{45} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & D & 0 \\ m_{61} & m_{62} & m_{63} & m_{64} & m_{65} & m_{66} \end{bmatrix}
 \tag{8}$$

여기서,

$$D = a_3^2 a_{10} + a_4^2 a_{10} x_5^2$$

$k_c$  : 상수,  $m_{xy}$  : 상수와 상태변수로 구성된 변수식

확장된 Luenberger 관측기 구성에 필요한 스타팅 벡터는 식 (9)와 같이 정의된다.

$$s_j(\hat{x}, u) = \frac{\partial \overline{h_j^*}}{\partial x_{n_j}}(\hat{x}, u) Q^{-1}(\hat{x}, u) e_{nj} \quad (9)$$

식 (9)의 스타팅 벡터에 포함된 출력 편도함수는 임의로 지정할 수 있으므로 다음과 같이 역 가관측성 행렬 식 (8)의 행렬식을 출력 편도함수로 지정하면 식 (10)과 같다.

$$\frac{\partial \overline{h_1^*}}{\partial x_2^*} = \frac{\partial \overline{h_2^*}}{\partial x_4^*} = \frac{\partial \overline{h_3^*}}{\partial x_6^*} = D \quad (10)$$

식 (5)로 주어진 시스템의 출력변수에 해당하는 각 서브시스템의 이득 행렬  $k_1$ ,  $k_2$  및  $k_3$ 은 식 (11)과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} k_1 &= \frac{1}{D} \{ p_{11}^* s_1 + p_{12}^* ad_f s_1 + ad_f^2 s_1 \} \\ k_2 &= \frac{1}{D} \{ p_{21}^* s_2 + p_{22}^* ad_f s_2 + ad_f^2 s_2 \} \\ k_3 &= \frac{1}{D} \{ p_{31}^* s_3 + p_{32}^* ad_f s_3 + ad_f^2 s_3 \} \end{aligned} \quad (11)$$

여기서,

$$\begin{aligned} s_1 &= [0, D, k_2, k_4 x_5, 0, m_{62}]^T \\ s_2 &= [0, 0, -k_4 x_5, k_2, 0, m_{64}]^T \\ s_3 &= [0, 0, 0, 0, 0, m_{66}]^T \end{aligned}$$

### 2.2.3 관측기 구성

식 (5)의 시스템 모델 식과 식 (11)의 관측기 이득행렬을 이용하여 고정자 자속 추정을 위한 관측기는 식 (12)과 같이 구성된다.

$$\dot{\hat{x}} = f(\hat{x}, u) + K(\hat{y} - y) \quad (12)$$

여기서, 이득행렬은 다음과 같으며

$$K(\hat{y} - y) = k_1(\hat{y}_1 - y_1) + k_2(\hat{y}_2 - y_2) + k_3(\hat{y}_3 - y_3)$$

이득행렬에 포함되는 출력 변수는 다음과 같다.

$$y_1 = i_{ds}, \quad y_2 = i_{qs}, \quad y_3 = \omega_r$$

## 3. 직접 토크제어

### 3.1 직접토크제어 기법

직접토크제어는 순시 토크와 순시 자속을 독립적으로 제어하는 방법으로 자속과 토크의 지령치를 입력받아 각각 유도전동기의 고정자 전압과 고정자 전류 정보를 이용해 추정된 고정자 자속 및 고정자 전류와 추정 자속으로부터 연산된 추정 토크와 비교하여 오차를 발생한다. 발생한 오차를 히스테리시스 밴드 폭과 비교하여 매 연산주기마다 오차가 최소화하도록 인버터의 전압벡터를 선정하는 직접토크제어는 자속과 토크를 독립적으로 제어하므로 빠른 응답성과 정확성을 얻을 수 있으며 제어기 구성이 단순하다는 장점을 가지고 있으나 히스테리시스 제어기를 사용함으로써 스위칭 주파수가 가변적이고 토크 리플이 크며 기동 및 저속특성이 양호하지 않는 단점이 있다.

그림 1은 유도전동기의 직접토크제어의 블록다이어그램으로 제어기의 구성은 크게 고정자 자속과 토크 연산 블록, 자속과 토크 제어를 위한 히스테리시스 비교기, 전압벡터 선정블록으로 구분된다.<sup>[1]</sup>

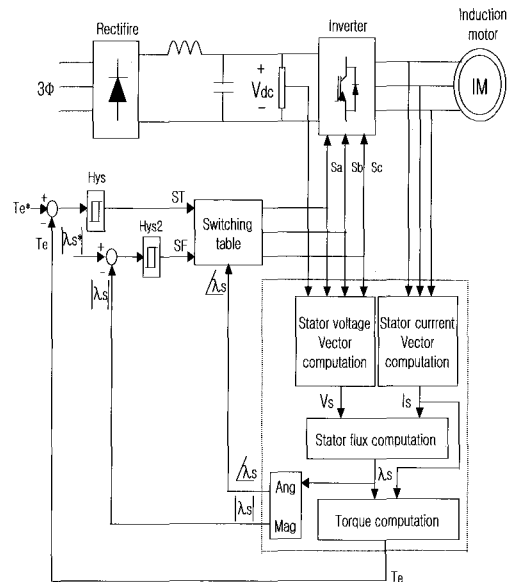


그림 1 유도전동기의 DTC제어기법의 블록다이어그램  
Fig. 1 Block diagram of IM drive under DTC

### 3.2 최적 스위칭 전압벡터

고정자 자속과 고정자 전압과의 관계는 식 (3)을 이용하여 직접토크제어는 인버터의 출력인 고정자 전압으로부터 고정자 자속을 직접 제어한다.

여기서 인버터 전압벡터를 발생시키는데 필요한 섹터는 식 (13)과 같이 고정자 자속의 크기와 위치 각을 이용하여 결정된다.

$$|\lambda_s| = \sqrt{\lambda_{ds}^2 + \lambda_{qs}^2} \tag{13}$$

$$\angle \lambda_s = \tan^{-1} \left( \frac{\lambda_{qs}}{\lambda_{ds}} \right)$$

또한, 정상운전시 식 (3)에 포함된 고정자 저항 값은 일반적으로 작은 값이므로 이에 의한 전압강하  $R_s i_{ds}^*$  를 무시하면 고정자 자속은 고정자 전압의 크기에 정비례한 벡터로 간주할 수 있다. 따라서 어느 순간에서 식 (3)의 고정자 자속은 식 (14)와 같이 이산형으로 나타낼 수 있다.

$$\Delta \lambda_s = V_s \times \Delta t \tag{14}$$

여기서,  $\Delta t$ 는 샘플링 주기이다.

그림 2는 인버터 전압벡터를 이용하여 자속 및 토크를 제어하는 원리를 설명하기 위하여 고정자 자속의 섹터 및 인버터 전압벡터를 나타낸 것이다. 그림 2에서 고정자 자속벡터가 섹터 1에 위치하고 있고 회전자가 화살표 방향과 같이 반시계 방향으로 회전하고 있다고 가정하면 고정자 자속  $\lambda_s$ 는 고정자 자속과 인버터 전압의 벡터 합에 의해 제어되며, 토크는 토크와 인버터 전압의 벡터 합에 의하여 제어된다.

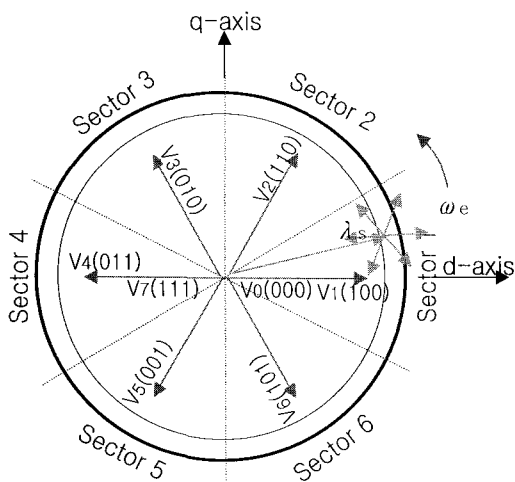


그림 2 섹터 1에서의 고정자 자속의 변화  
Fig. 2 Variation of stator flux (stator flux is in sector 1)

즉, 인버터 전압벡터  $V_2$ 는 고정자 자속과 토크를 증가시키고,  $V_3$ 는 자속은 감소시키는 반면 토크를 증가시킨다.  $V_5$ 는 자속과 토크를 모두 감소시키며,  $V_6$ 은 자속을 증가시키고 토크는 감소시킨다.

또한,  $V_1$ 은 자속을 증가시키나 토크는 거의 변화시키지 않으며,  $V_4$ 는 자속을 감소시키나 토크는 거의 변화시키지 않는다. 더불어 영전압벡터  $V_0$  및  $V_7$ 은 자속을 변화시키지 않는 반면 토크를 감소시킨다.

이와 같은 방법으로 고정자 자속이 다른 섹터에 머무르는 경우에도 전압벡터가 고정자 자속 및 토크에 미치는 영향을 검토하면 토크 및 자속제어에 필요한 전압벡터를 손쉽게 결정할 수 있다.

표 1 섹터 1에서의 전압벡터의 영향  
Table 1 Effects of voltage vector on sector 1

	$ \Delta \lambda_s $	$\Delta T_e$
$V_1$	++	-
$V_2$	+	+
$V_3$	-	++
$V_4$	--	+
$V_5$	-	-
$V_6$	+	--
$V_7, V_0$	0	-

표 2 인버터의 전압벡터 선택표  
Table 2 Selection table of voltage vector

$\Delta \lambda_s$	$\Delta T_e$	$\angle \lambda_s$					
		sector 1	sector 2	sector 3	sector 4	sector 5	sector 6
1	1	$v_2$	$v_3$	$v_4$	$v_5$	$v_6$	$v_1$
	0	$v_7$	$v_0$	$v_7$	$v_0$	$v_7$	$v_0$
	-1	$v_6$	$v_1$	$v_2$	$v_3$	$v_4$	$v_5$
-1	1	$v_3$	$v_4$	$v_5$	$v_6$	$v_1$	$v_2$
	0	$v_0$	$v_7$	$v_0$	$v_7$	$v_0$	$v_7$
	-1	$v_5$	$v_6$	$v_1$	$v_2$	$v_3$	$v_4$

표 1은 자속벡터가 섹터 1에 머무르는 동안 전압벡터가 자속 및 토크에 미치는 영향을 나타낸 것이다. 여기서 기호의 개수는 영향의 정도를 표시한다. 제어 시스템의 동작영역, 성능 및 인버터의 스위칭 주파수는 표 1과 같은 전압벡터의 조합에 따라 결정된다.<sup>[7][8]</sup>

일반적으로 직접토크제어에서 자속제어기는 2-레벨 히스테리시스 비교기를 적용하고, 토크 제어기로는 3-레벨 히스테리시스 비교기를 사용한다. 표 1과 자속 및 토크의 증감 필요성에 따라 선정된 각 섹터별 최적의 인버터 전압벡터는 표 2와 같다.

여기서,  $\Delta\lambda_s$ 와  $\Delta T_e$ 는 자속과 토크의 증감을 나타내며, 논리수 0, 1 및 -1은 다음 규칙에 의하여 결정된다.

$$\begin{aligned} |\lambda_{sref} - \lambda_s| \leq \lambda_{band} \text{이면 } \Delta\lambda_s &= 1 \\ |\lambda_{sref} - \lambda_s| \geq \lambda_{band} \text{이면 } \Delta\lambda_s &= -1 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} |T_{eref} - T_e| \leq T_{band} \text{이면 } \Delta T_e &= 1 \\ |T_{eref} - T_e| = T_{band} \text{이면 } \Delta T_e &= 0 \\ |T_{eref} - T_e| \geq T_{band} \text{이면 } \Delta T_e &= -1 \end{aligned}$$

### 4. 시뮬레이션

#### 4.1 시뮬레이션 구성

유도전동기의 직접토크제어 알고리즘을 구현하고 제안된 고정자 자속관측기의 특성분석을 위해 Matlab/Simulink를 이용하여 시뮬레이션을 수행하였다.

그림 3은 직접토크제어를 위한 Simulink 구성도로서 토크 기준치는 첫째 속도제어기를 이용하여 발생하거나 둘째 구형파로 직접 인가할 수 있도록 하였다.

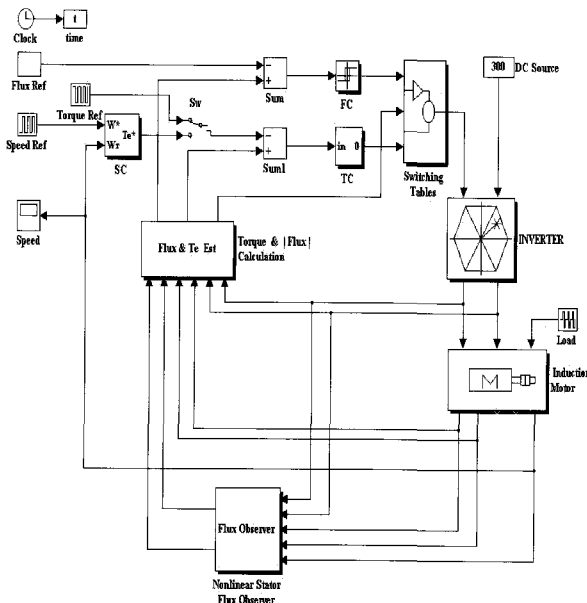


그림 3 직접토크제어의 시뮬레이션 블록도  
Fig. 3 Simulation block diagram of DTC

표 3은 시뮬레이션에 사용된 유도전동기의 파라미터를 나타낸 것이다.

표 3 전동기 파라미터  
Table 3 Motor parameter

parameter	value	parameter	value
정격극수	4 극	Rs	1.1806 [ $\Omega$ ]
정격출력	1.5 [kW]	Rr	1.1712 [ $\Omega$ ]
정격전압	220[V]	Ls	94.84 [mH]
정격전류	6.5[A]	Lr	94.84 [mH]
정격속도	1730[rpm]	Lm	91.89 [mH]

#### 4.2 시뮬레이션 결과

그림 4, 5 및 6은 자속과 토크의 히스테리시스 밴드 폭을 각기 다르게 설정하였을 경우의 출력파형을 보여주고 있다.

그림 4의 (a)는  $T_{band}=0.1$ ,  $\lambda_{band}=0.01$ 인 경우의 토크 기준값, 전동기 토크, 전동기 속도 및 동기좌표에서의 고정자 자속을 나타내고 있으며 그림 4의 (b)는 고정자 자속의 궤적을 나타낸 것이다.

그림 5의 (a)는  $T_{band}=0.01$ ,  $\lambda_{band}=0.05$ 인 경우의 출력 파형을, 그림 5의 (b)는 고정자 자속의 궤적을 나타내었다.

그림 4와 5를 비교한 결과 자속제어기의 밴드 폭을 크게 설정하는 경우에는 고정자 자속의 리플 및 토크 리플이 증가함을 알 수 있다.

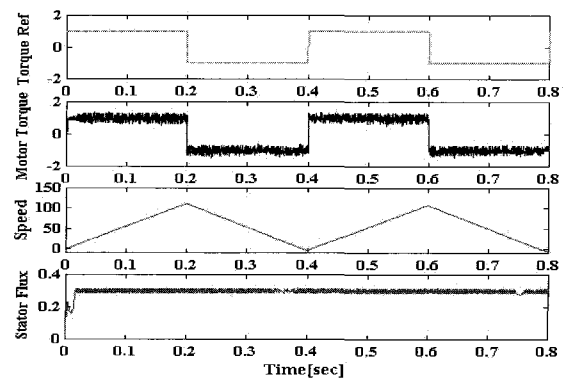


그림 4(a)  $T_{band}=0.1$ ,  $\lambda_{band}=0.01$  에서의  
직접토크제어의 출력 파형

Fig. 4(a) Output waveforms of direct torque control  
[  $T_{band}=0.1$ ,  $\lambda_{band}=0.01$  ]

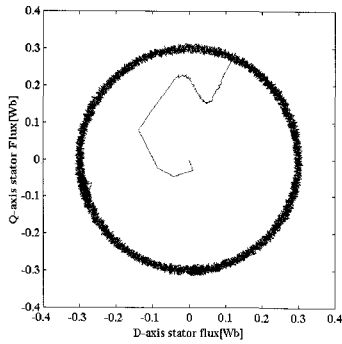


그림 4(b)  $T_{band}=0.1, \lambda_{band}=0.01$  에서의 직접토크제어의 고정자 자속 궤적  
 Fig. 4(b) Trajectory of d-axis and q-axis stator flux. [  $T_{band}=0.1, \lambda_{band}=0.01$  ]

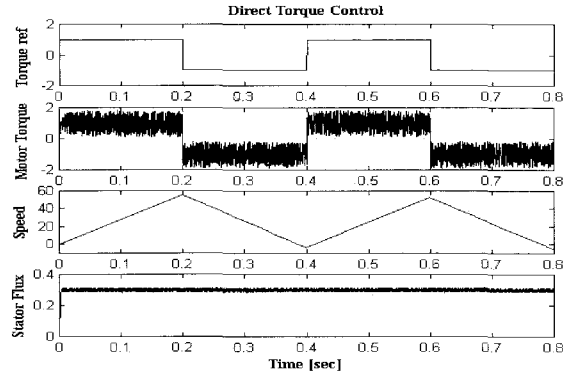


그림 6(a)  $T_{band}=0.01, \lambda_{band}=0.01$  에서의 직접토크제어의 출력 파형  
 Fig. 6(a) Output waveforms of direct torque control [  $T_{band}=0.01, \lambda_{band}=0.01$  ]

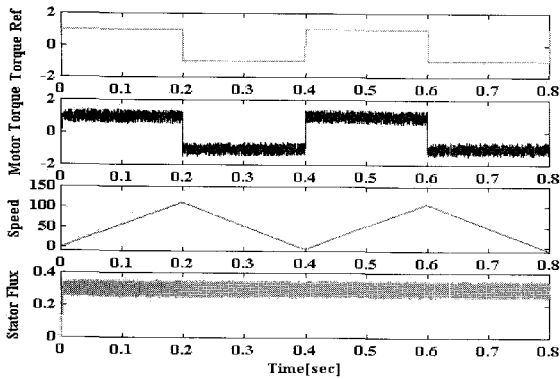


그림 5(a)  $T_{band}=0.01, \lambda_{band}=0.05$  에서의 직접토크제어의 출력 파형  
 Fig. 5(a) Output waveforms of direct torque control [  $T_{band}=0.01, \lambda_{band}=0.05$  ]

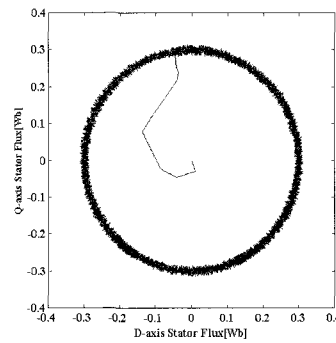


그림 6(b)  $T_{band}=0.01, \lambda_{band}=0.01$  에서의 직접토크제어의 고정자 자속 궤적  
 Fig. 6(b) Trajectory of d-axis and q-axis stator flux. [  $T_{band}=0.01, \lambda_{band}=0.01$  ]

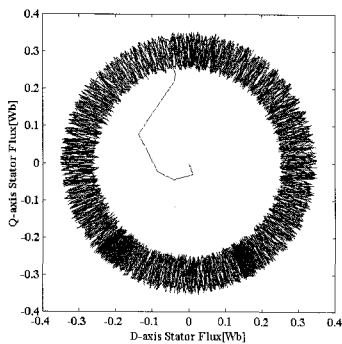


그림 5(b)  $T_{band}=0.01, \lambda_{band}=0.05$  에서의 직접토크제어의 고정자 자속 궤적  
 Fig. 5(b) Trajectory of d-axis and q-axis stator flux. [  $T_{band}=0.01, \lambda_{band}=0.05$  ]

그림 6은 토크 및 자속의 밴드 폭을 모두 0.01로 설정한 경우로서 토크 밴드 폭을 가변하는 경우에는 토크의 리플이 변화되는 반면 자속의 리플은 거의 변화되지 않음을 알 수 있다.

그림 7은 직접토크제어시 관측기의 고정자 저항값을 기준 값의 100%로 설정하고, 전동기측 고정자 저항값을 기준 값의 150%로 설정한 후 전동기 고정자 자속대비 개루프 추정 법에 의한 추정 자속과 제안된 관측기에 의한 추정자속을 비교하여 나타낸 것이다. 그림에서 보여지듯이 개루프 추정모델을 이용하는 경우에는 전동기 자속과 추정자속이 수렴하지 못하고 오차가 지속적으로 유지되는 반면, 제안된 관측기를 적용하는 경우에는 0.15초 이내에 추정자속이 전동기 자속으로 수렴하고 있음을 알 수 있다.

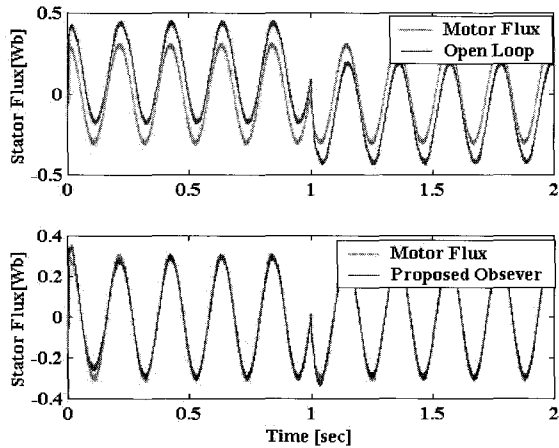


그림 7 추정 자속  
Fig. 7 Estimator Flux

그림 8은 전동기 고정자 저항과 관측기의 고정자 저항이 일치하는 경우와 전동기 고정자 저항이 기준 값의 150%인 경우에 대하여 기존의 개루프 관측기를 적용한 경우 및 제안된 관측기를 적용한 경우에 대한 속도 제어 파형을 비교하여 나타낸 것이다.

그림 8의 (a)는 전동기를  $-30[\text{rad/s}]$ 에서  $+30[\text{rad/s}]$ 로 정역제어 하였을 때의 속도 응답 파형이고, 그림 8의 (b)는 그림 8 (a)의 구획된 부분을 확대하여 나타낸 것이다. 그림 8의 (b)와 같이 개루프 자속 추정모델을 적용하는 경우에는 전동기 속도 기준 값을 스텝으로 변경할 때 응답 속도 파형의 상승 시간이 길어지고 더불어 오버슈트가 증가하나, 제안된 관측기를 적용하는 경우에는 상승시간이 약간 짧아진 반면 오버슈트는 이상적인 조건과 거의 동일함을 알 수 있다.

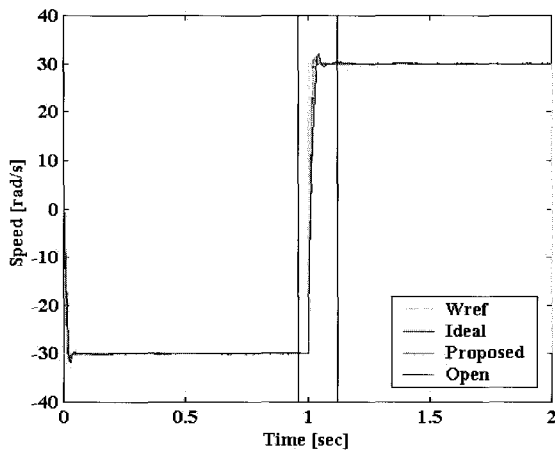


그림 8 (a) 저속영역에서의 속도 비교  
Fig. 8 (a) Speed Comparison at low speed range

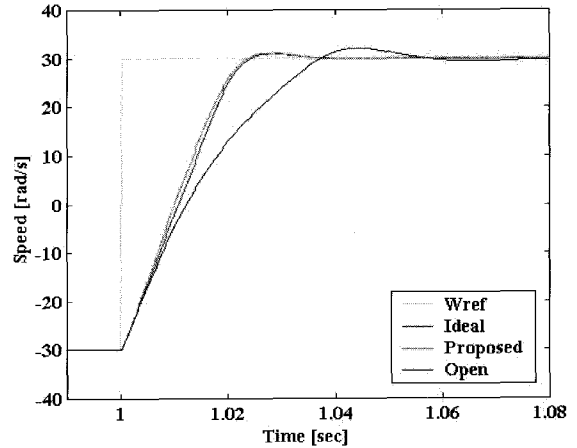


그림 8 (b) 저속영역에서 속도 비교(확대)  
Fig. 8 (b) Speed Comparison at low Speed (zoom in)

### 5. 결 론

유도전동기의 벡터제어 방식은 신속하고 정확하게 자속 및 토크를 제어할 수 있는 장점이 있으나 제어알고리즘이 복잡하여 구현이 어렵고 경제적인 부담이 증가하므로 제어알고리즘이 비교적 간단한 직접토크제어를 통하여 정확하고 빠른 자속과 토크의 응답을 얻을 수 있었다.

또한, 저속영역의 운전특성을 개선하기 위한 목적으로 고정자 저항 값이 가변된 경우를 가정하여 기존의 개루프 자속추정 모델에 의한 직접토크제어와 제안한 폐루프 자속관측기에 의한 직접토크제어를 비교한 결과 제안된 자속관측기를 이용한 직접토크제어 방식이 저속영역에서 보다 우수한 자속추정 특성을 보이고 있어 속도제어시 동특성 응답이 향상됨을 알 수 있었다.

향후과제로 제안된 관측기를 실 시스템에 적용하여 결과를 입증할 수 있을 것으로 사료된다.

이 논문은 1998년 조선대학교의 학술연구비 지원을 받아 연구되었음.

### 참 고 문 헌

[1] I. Takahashi and T. Noguchi, "A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor", IEEE Trans. on Industry Application, Vol. 22, No. 5 Sept/Oct, pp820~827, 1986.



- [2] Jun-Koo Kang, Seung-Ki Sul, "New Direct Torque Control of Induction Motor for Minimum Torque Ripple and Constant Switching Frequency", IEEE, Trans. on Industry Application, Vol. 35, No. 5 Sept/Oct. 1076~1082, 1999.
- [3] S.Y. Jeong, et al, "Application of Extended Luenberger Observer for Induction Motor Control", ICPE'98, pp. 304- 309, 1998.
- [4] M. Zeitz, "Extended Luenberger Observer for Nonlinear Multivariable Systems", International Journal of Control, Vol. 47, No. 6, pp 1823-1836, 1988.
- [5] H. Nijmeijer and A. van der Schaft, "Nonlinear dynamical control systems", Springer, 1995.
- [6] A. Isidori, "Nonlinear control systems", Springer, 1989
- [7] Isao Takhashi, Toshihiko Noguchi, " A New Quick Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor." IEEE Trans. on IA., Vol. IA-22. No. 5. pp. 820-827, Sept./Oct. 1986.
- [8] Isao. Takahashi and Y. Ohmori, " High Performance Direct Torque Control of an Induction Motor", IEEE Trans. on IA., Vol. 25, No. 2. pp.257-263. 1989.
- [9] Hoang-Le-Huy, "Comparision of Field\_Oriented Control and Direct Torque Control for Induction Motor Drives", IEEE, pp 1245~1252, 1999.

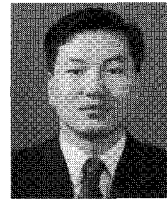
**저 자 소 개**

**조금배(曹錦培)**



1954년 1월 18일생. 1980년 조선대 전기공학과 졸업. 1982년 동 대학원 졸업(석사). 1995년 건국대 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1986년 6월~1987년 2월 미국 Univ. of Oklahoma 객원연구원. 1998년 1월 ~ 1999년 2월 미국 Oregon State Univ. 교환 방문교수. 현재 조선대 공대 전기제어계측공학부 교수. 당 학회 산학협동이사.

**최연옥(崔然玉)**



1969년 11월 8일생. 1995년 조선대 전기공학과 졸업. 1997년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2000년 현재 동 대학원 박사과정.

**백형래(白亨來)**



1949년 5월 14일생. 1971년 조선대 전기공학과 졸업. 1992년 건국대 전기공학과 졸업(공학박). 2000년 현재 조선대 전기제어계측공학부 교수. 당 학회 감사. 대한전기학회 산학협동이사.