

퍼루프 자속관측기를 이용한 유도전동기의 직접토크제어

김원일*, 류지수, 이기상
단국대학교 전기공학과

Direct Torque Control of Induction Motors Using Closed Loop Flux Observer

Won-Il Geum*, Ji-Su Ryu, Kee-Sang Lee
Dept. of Electrical Engineering, Dankook Univ.

Abstract - A direct torque control(DTC) based sensorless speed control system which employs a new closed loop flux observer is proposed. The flux observer is an adaptive gain scheduling observer where motor speed is used as the scheduling variable. Adaptive nature comes from the fact that the estimates of stator resistance and speed are included as observer parameters. Simulation results show that the proposed flux observer gives better control and estimation results than conventional flux estimator specially in low speed region.

$$\lambda_s = L_s i_s + L_m i_r \tag{4}$$

$$\lambda_r = L_r i_r + L_m i_s \tag{5}$$

여기서, 아래첨자 s와 r은 고정자와 회전자를 표시하며, L_s, L_r, L_m 은 각각 권선의 자기 인덕턴스와 상호 인덕턴스이다. 또 R_s, R_r 은 권선 저항이며, ω_r 은 회전자의 전기 각속도 이다. 유도전동기의 토크 방정식은 다음과 같다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{p}{2} (\lambda_s \times i_s) \tag{6}$$

여기서 p는 극수 이다. 식(2)는 다음의 식(7)과 같이 쓸 수 있다.

$$\dot{\lambda}_s = \int (v_s - R_s i_s) dt \tag{7}$$

1. 서 론

직접 토크제어(DTC)는 벡터제어와 같이 자속과 토크를 분리 제어하면서도 비교적 낮은 스위칭 주파수로 운전되기 때문에 중대형 유도전동기의 제어기법으로 많은 주목을 받고 있다. DTC는 벡터제어처럼 복잡한 좌표변환 과정과 내부전류제어 루프를 필요로 하지 않고 구조가 간단하며, 매우 빠른 토크제어를 수행할 수 있다는 장점을 지닌다[1]. 직접토크제어에는 고정자 자속 정보가 사용되는데, 이 자속 정보는 전동기 방정식에 근거한 직접적분에 의해 계산된다. 그러나 직접적분을 이용한 자속추정 결과는 저속영역에서 고정자 전압강하 및 초기오프셋으로 인하여 추정편차를 발생한다. 이러한 저속영역에서의 자속 및 속도 추정 문제를 해결하기 위해 적응관측기[2-5], 칼만 필터[6], MRAS[7-9]를 이용한 추정기법이 연구되어 왔다. 본 논문에서는 저속영역에서의 자속 추정성능을 개선하기 위한 적응 자속관측기 설계방법 및 이를 포함한 속도센서 없는 직접토크제어에의 설계 방법을 제안하고 그 성능을 검토한다. 제안된 자속 관측기는 속도에 의존하는 관측기이득을 가지며, 측정된 전압, 전류와 적응기법에 의해 추정된 전동기속도 및 고정자 저항의 추정치에 의해 구동된다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. 1장에서는 서론을 기술하고, 2장에서는 유도전동기의 모델과 직접토크 제어의 개념, 3장에서는 자속관측기를 이용한 직접토크제어 시스템의 구조를 설명하였으며, 4장에서는 직접토크 제어시스템의 설계하고 시뮬레이션을 통해 고전적인 DTC와의 성능을 비교 하였다. 마지막으로 5장에서는 결론을 기술하였다.

직접토크 제어는 이식에 근거하여 인버터로부터 인가되는 고정자 전압에 의해 직접제어 한다. 또한 이 식은 고정자 자속의 추정에 사용된다. 이때 고정자 자속의 크기 및 각 위치는 다음과 같다.

$$|\lambda_s| = \sqrt{\lambda_{\alpha}^2 + \lambda_{\beta}^2} \tag{8}$$

$$\theta_s = \tan^{-1} \left(\frac{\lambda_{\beta}}{\lambda_{\alpha}} \right) \tag{9}$$

전동기 구동에 사용되는 인버터의 전압벡터는 그림 1과 같이 정의한다. 여기서 $V_1(100)$ 은 a상의 위쪽 스위치가 ON, b상과 c상의 위쪽 스위치가 OFF된 것을 나타내고, 나머지 전압벡터들도 동일한 방법으로 표시하였다.

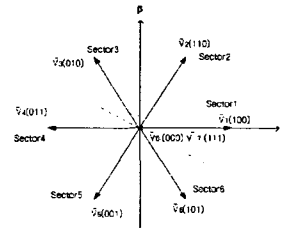


그림 1. 인버터의 전압벡터.

2. 유도전동기의 모델 및 DTC의 개념

2.1. 유도전동기의 모델

일반적으로 3상 유도전동기는 고정자 기준 2상 α - β 좌표계로 변환하여 표현하는 것이 편리하다. 임의의 3상 변수 f_a, f_b, f_c 는 다음 식에 의하여 고정자 기준 α - β 좌표계로 변환할 수 있다.

$$f = f_a + jf_{\beta} = \frac{2}{3} (f_a + f_b e^{\frac{2\pi}{3}} + f_c e^{\frac{4\pi}{3}}) \tag{1}$$

식(1)을 이용하여 고정자 기준 α - β 좌표계에서 유도 전동기를 표현하면 다음과 같이 된다.

$$v_s = R_s i_s + \frac{d\lambda_s}{dt} \tag{2}$$

$$0 = R_r i_r + \frac{d\lambda_r}{dt} - j\omega_r \lambda_r \tag{3}$$

2.2. 직접토크제어 기법

직접 토크제어에서 스위칭 테이블 기법은 그림 2와 같이 전압 벡터를 적절히 선택함으로써 토크와 자속의 크기를 원하는 방향으로 제어하는 기법이다. 일반적으로 자속이 k 섹터에 위치한 경우, 전압벡터의 영향은 표 1과 같으며 제어시 사용된 전압벡터 선택표는 표 2와 같다[1].

표 1. 전압벡터에 의한 고정자 자속과 토크의 영향.

	u_k	u_{k+1}	u_{k+2}	u_{k+3}	u_{k+4}	u_{k+5}	$u_{0,7}$
λ_s	↑↑	↑	↓	↓↓	↓	↑	↓
T_e ($\omega_m > 0$)	↓	↑	↑	↓	↓↓	↓↓	↓
T_e ($\omega_m < 0$)	↑	↑↑	↑↑	↑	↓	↓	↑

표 2. 인버터에 의한 전압벡터 선택표.

dλ	dT _e	θ _s					
		섹터1	섹터2	섹터3	섹터4	섹터5	섹터6
1	1	u ₂	u ₃	u ₄	u ₅	u ₆	u ₇
	0	u ₀	u ₇	u ₀	u ₀	u ₇	u ₀
	-1	u ₆	u ₇	u ₂	u ₃	u ₄	u ₅
-1	1	u ₃	u ₄	u ₅	u ₆	u ₇	u ₀
	0	u ₀	u ₇	u ₀	u ₇	u ₀	u ₇
	-1	u ₅	u ₆	u ₁	u ₂	u ₃	u ₄

표 1에서 화살표의 개수는 영향을 강도를 나타내며, ω_m 은 전동기의 기계 각속도이다. 표 2에서 dλ_s와 dT_e는 자속과 토크의 증감을 표시하며, 다음의 규칙들에 의하여 결정한다.

- |λ_{ref}|-|λ_s| ≤ λ_{band} 이면 dλ_s=1
- |λ_{ref}|-|λ_s| ≥ λ_{band} 이면 dλ_s=-1
- |T_{e_ref}|-|T_e| ≤ T_{band} 이면 dT_e=1
- |T_{e_ref}|-|T_e| = 0 이면 dT_e=0
- |T_{e_ref}|-|T_e| ≥ T_{band} 이면 dT_e=-1

여기서 λ_{ref}, T_{e_ref}는 자속과 토크의 기준치이며, λ_{band}, T_{band}는 자속과 토크의 히스테리시스 밴드 폭이다.

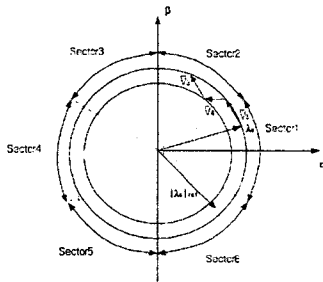


그림 2. 인버터 전압벡터에 의한 고정자 자속제어.

3. 적응 자속관측기를 이용한 직접토크제어

3.1 적응 자속관측기를 포함한 직접토크제어시스템의 구조
 식(7)의 직접제어에 의한 자속 추정방식은 저속영역에서 고정자 저항의 전압강하 및 초기오프셋으로 인해 추정정확성이 감퇴된다. 따라서 저속영역에서의 자속 및 속도 추정의 어려움을 해결하기 위해 적응관측기[2-5], 칼만 필터[6] 및 MRAS[7-9]를 이용한 추정기법들이 연구되고 있다.

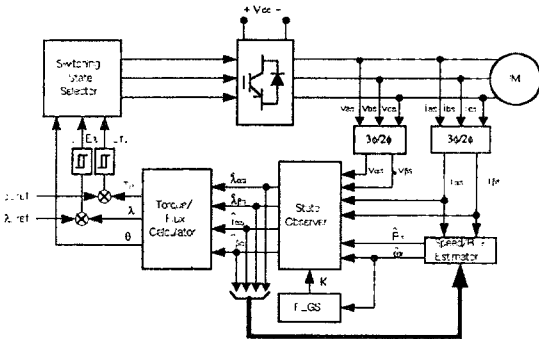


그림 3. 적응 자속관측기를 포함한 DTC 구조.

본 논문에서는 새로운 적응형 자속 관측기를 제안하고 이를 포함한 그림 3의 DTC시스템을 설계한다. 제안하는 적응 자속 관

측기는 Lyapunov 판별법에 근거하는 파라미터 적응 능력을 가지며, 적응 파라미터는 고정자 저항과 회전자 속도이다. 따라서 저속영역에서의 추정정확성이 개선되고 속도를 파라미터로 취급하여 추정함으로써 속도센서 없는 속도제어시스템의 구성이 가능하다. 또 다른 특징은 속도의 변화에 따라 관측기 이득을 조정함으로써 관측기의 수렴성을 보장하는 퍼지논리 이득조정기 (FLGS : Fuzzy Logic Scheduler)를 도입했다는 점이다. 이 관측기는 전류 및 자속정보(i_{as}, i_{bs}, λ_{as}, λ_{bs})를 제공하며 이들이 DTC에 사용된다.

3.2. 자속 관측기

상태 변수를 i_s, λ_s 로 선정된 경우, 속도 ω_r로 회전하는 유도전동기는 정지 좌표계에서 식(10)으로 표현된다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_s \\ \lambda_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ \lambda_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} v_s \quad (10)$$

여기서

$$A_{11} = -\left(\frac{1}{\sigma T_r} + \frac{1}{\sigma T_s}\right)I + \omega_r J = a_{r11}I + a_{r11}J$$

$$A_{12} = -\frac{1}{\sigma L_s T_r} I - \omega_r \frac{1}{\sigma L_s} J = a_{r12}I + a_{r12}J$$

$$A_{21} = -R_s I = a_{r21}I \quad A_{22} = 0$$

$$B_1 = \frac{1}{\sigma L_s} I \quad B_2 = I \quad T_r = L_r/R_r \quad T_s = L_s/R_s$$

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

이며, x = [i_s λ_s]^T, y = Cx = i_s, σ = 1 - L_m² / (L_sL_r) 이다. 여기서 [A : C]가 가관측이면 고정자 전류와 자속에 대한 식(11)의 상태 관측기가 존재한다.

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = A\hat{x} + Bv_s + K(y - \hat{y}) \quad (11)$$

여기서 K는 4×2의 관측기 이득행렬로서 관측기가 안정되도록 적절히 선정한다. 식(10)에서 행렬 A는 속도의 함수이므로 관측기 이득행렬도 속도가 되어야 한다. 그러나 전체속도 영역에서 관측기의 안정도를 보장하는 이득 K를 해석적인 방법에 의하여 구하는 것은 매우 복잡한 계산이 요구된다. 그러므로 ω_r를 조정변수(scheduling variable)로 선택한 후 미리 선정된 동작점들 만에 대하여 [A(ω_r) - K(ω_r,C)]가 원하는 고유치를 갖도록 이득 K(ω_r)를 구한다. 그리고 미리 선정된 동작점들 계한 영역에서 관측기이득은 퍼지논리에 의하여 조정 (scheduling)함으로써 관측기가 전체 속도영역에서 안정하도록 만든다.

3.3. 퍼지 논리를 이용한 관측기 이득조정

본 논문에 도입된 적응 자속관측기의 설계과정은 다음과 같다.

- 1단계) 조정변수(Scheduling Variable)의 선정
 - 2단계) 조정변수 값에 따른 관측기 이득 결정
 - 3단계) 관측기 이득조정 알고리즘 설계
- 본 절에서는 관측기 이득조정을 위해 다음의 퍼지 알고리즘을 도입한다.

$$IF : \omega_r(t) \text{ is } F_k \quad THEN : K_{ij} = L_{ijk} \quad (i=1, \dots, 4, j=1, 2, k=1, \dots, N)$$

여기서 F_k는 전동기 속도에 대한 언어치(linguistic value) 이며, L_{ijk}는 미리 선정된 속도에서의 관측기 이득이다. K_{ij}는 추론된 이득이며 식(12)의 무게중심법에 의해 계산된다.

$$K_{ij} = \frac{\sum_{k=1}^N \mu_k(\omega_r(t)) L_{ijk}}{\sum_{k=1}^N \mu_k(\omega_r(t))} \quad (12)$$

그림 4는 추론 알고리즘의 단순화를 위해 선택된 소속함수이다. 이와 같이 소속함수를 선정하면, 모든 동작점에서 단 2개의 규칙만을 고려한 추론이 가능하다.

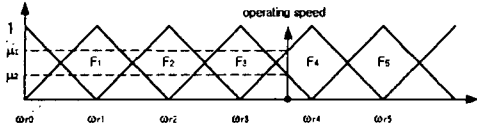


그림 4. 소속함수 선정의 예.

3.4. 속도 및 고정자 저항의 추정

본 절에서는 적용 관측기를 위한 파라미터 적용규칙을 유도한다. 이 적용 관측기는 [2]에서와 같이 적용 파라미터로 속도와 고정자 저항을 선정하였다. 관측기의 상태 추정오차를 $e = x - \hat{x}$ 라 정의하면, 관측기의 오차 방정식은 다음과 같다.

$$\frac{d}{dt} e = (A - KC)e + \Delta A_\omega \hat{x} + \Delta A_R \hat{x} \quad (13)$$

여기서

$$\Delta A_\omega = A_\omega - \hat{A}_\omega = \begin{bmatrix} (\omega_r - \hat{\omega}_r)I & -(\omega_r - \hat{\omega}_r) \frac{1}{\sigma L_s} J \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\Delta A_R = A_R - \hat{A}_R = \begin{bmatrix} \frac{(R_s - \hat{R}_s)}{\sigma L_s} I & 0 \\ -(R_s - \hat{R}_s)I & 0 \end{bmatrix}$$

$\Delta \omega_r = \omega_r - \hat{\omega}_r$, $\Delta R_s = R_s - \hat{R}_s$ 라고하고, 이때 식(14)와 같은 Lyapunov 함수를 정의하자.

$$V = e^T e + \Delta \omega_r^T C_1 + \Delta R_s^T C_2 \quad (14)$$

V 를 시간에 대하여 미분하면 식(15)와 같은 수식을 얻을 수 있으며, 이것이 음반정(negative definite)이면 이 관측기는 안정하다.

$$\frac{dV}{dt} = e^T (A - KC)^T + (A - KC)e + \hat{x}^T \Delta A_\omega^T e + e^T \Delta A_\omega \hat{x} - 2 \frac{d\hat{\omega}_r}{dt} \Delta \omega_r / C_1 + \hat{x}^T \Delta A_R^T e + e^T \Delta A_R \hat{x} - 2 \frac{d\hat{R}_s}{dt} \Delta R_s / C_2 \quad (15)$$

K 를 적절히 선정함으로써 식(15)의 첫 번째 항은 음반정하게 만들 수 있으며, 나머지 항들이 영이 되면 식(15)은 음반정하다. 이때 C_1, C_2 는 양의 상수이다. 따라서

$$2 \frac{d\hat{\omega}_r}{dt} \Delta \omega_r / C_1 = \hat{x}^T \Delta A_\omega^T e + e^T \Delta A_\omega \hat{x} \quad (16)$$

$$2 \frac{d\hat{R}_s}{dt} \Delta R_s / C_2 = \hat{x}^T \Delta A_R^T e + e^T \Delta A_R \hat{x} \quad (17)$$

$e_{ias} = i_{as} - \hat{i}_{as}$, $e_{ibs} = i_{bs} - \hat{i}_{bs}$ 라 정의 할 때, $\hat{\omega}_r, \hat{R}_s$ 는 다음의 식을 통해 구하여 진다.

$$\frac{d\hat{\omega}_r}{dt} = K_\omega [(b \lambda_{\beta s} - \hat{i}_{\beta s}) e_{ias} - (b \lambda_{\alpha s} - \hat{i}_{\alpha s}) e_{ibs}] \quad (18)$$

$$\frac{d\hat{R}_s}{dt} = -K_R [\hat{i}_{\alpha s} e_{ias} + \hat{i}_{\beta s} e_{ibs}] \quad (19)$$

여기서 $b = 1/(\sigma L_s)$ 이며, $K_\omega = C_1, K_R = C_2 b$ 이다. 식(18), (19)에 추정 속도를 개선을 위한 비례항을 추가하면, 다음과 같은 최종 추정식을 얻을 수 있다.

$$\hat{\omega}_r = K_{\omega p} [(b \lambda_{\beta s} - \hat{i}_{\beta s}) e_{ias} - (b \lambda_{\alpha s} - \hat{i}_{\alpha s}) e_{ibs}] + K_{\omega i} \int [(b \lambda_{\beta s} - \hat{i}_{\beta s}) e_{ias} - (b \lambda_{\alpha s} - \hat{i}_{\alpha s}) e_{ibs}] dt \quad (20)$$

$$\hat{R}_s = -K_{R p} [\hat{i}_{\alpha s} e_{ias} + \hat{i}_{\beta s} e_{ibs}] - K_{R i} \int [\hat{i}_{\alpha s} e_{ias} + \hat{i}_{\beta s} e_{ibs}] dt \quad (21)$$

여기서, $K_{\omega i}, K_{\omega p}, K_{R i}, K_{R p}$ 는 속도와 저항 추정을 위한 PI이득이다.

4. 자속 관측기의 설계 와 시뮬레이션

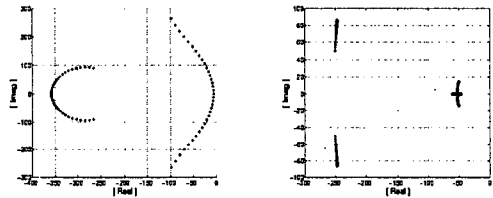
시뮬레이션에 사용된 전동기의 사양은 표 3과 같으며, 기동전류를 억제하기 위해 0.1초간 자화 시퀀 후 기동하였다[1]. 속도 및 고정자 저항의 추정을 위해 PI이득을 다음과 같이 선정하였다. 아래첨자 ω, R 은 각각 속도 및 저항 추정에 사용된 이득임을 나타낸다.

$$K_{\omega i} = 100, K_{\omega p} = 0.1, K_{R i} = 0.4838, K_{R p} = 0.0001.$$

표 3. 전동기의 사양.

정격출력	2.2[kw]	R_s	0.9210[Ω]
정격전압	220[v]	R_r	0.5830[Ω]
정격전류	8.6[A]	L_s	0.0671[H]
정격속도	1740[rpm]	L_r	0.0671[H]
정격토크	12.0783[Nm]	L_m	0.0650[H]
극 수	4극	J_m	0.0418[kgm ²]
		B_m	0.0046[kgm ²]

그림 5는 속도에 따른 행렬 A 의 극점의 변화추이(a)와 극점을 $[-50 \pm j15, -250 \pm j50]$ 에 할당 시켰을 때 관측기 극점의 추이(b)이다. 전 속도영역에서 극점이 할당된 위치 근방에 존재함을 알 수 있다.

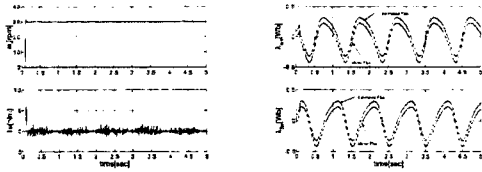


(a) 전동기 극점변화

(b) 관측기 극점변화

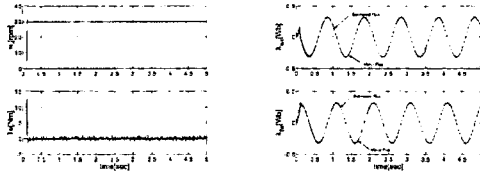
그림 5. 속도에 따른 전동기 및 관측기 극점변화.

일반적으로 전동기 초기 자화 상태를 알 수 없기 때문에 자속 추정기는 초기 자화상태에 관계없이 정확한 자속값을 추정할수 있어야 한다. 시뮬레이션에서는 관측기 자속의 초기 오프셋을 α 성분에 0.05[Wb], β 성분에 0.1[Wb] 씩 설정하여 오프셋에 대한 영향을 확인 하였다. 기준 속도는 30[rpm]으로 하였으며, 파라미터의 변화에 대한 강인성을 시험하기 위해 1.5[sec]에서 전동기 모델의 고정자 저항을 실제값의 1.5배로 증가시켰다. 이득조정을 위해 선정된 퍼지 소속함수는 모두 삼각형이며 48[rpm]이하에선 2, 550[rpm] 이하에서는 50, 그 이상에선 120간격으로 선정하였다. 그림 6은 기존의 DTC 방법에 의해 저속영역에서 전동기를 운전 하였을때, 센서의 초기 오프셋으로 인하여 자속 추정이 부정확하고, 토크의 리플이 많이 나타남을 볼 수 있다. 이러한 상태가 지속될 경우 전동기에 기계적인 부담(stress)으로 작용한다. 그림 7에서는 속도센서를 사용하고 제안된 기법을 도입하였을 때 저속영역에서의 운전특성을 확인 하였다. 속도가 정확히 제어되고, 토크의 리플이 현저하게 줄었으며(a), 고정자 자속의 추정이 실제 전동기의 상태를 정확하게 추정하였다(b). 그림 8과 같이 속도센서를 사용하지 않고 제안된 방법을 이용하였을 때는 초저속에서 약간의 속도 편차가 관측되었으나 기준속도 30[rpm] 이상에서는 양호하게 운전이 되었으며(a), 고정자 자속도 고정자 저항을 변화 시켜준 시점에서의 왜곡을 제외하면, 전동기의 상태를 거의 정확히 추정하였다(b). 또한 고정자 저항의 변화를 정확히 추정함(c)으로서 운전 시 파라미터의 변화에 대한 강인성을 보여 주었다.



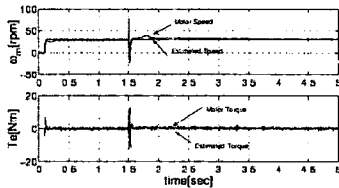
(a) 속도 및 토크 (b) 고정자 자속

그림 6. 기존의 DTC 방법에 의한 저속영역 운전.

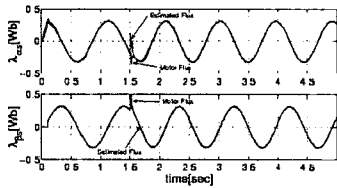


(a) 속도 및 토크 (b) 고정자 자속

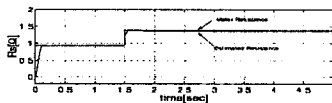
그림 7. 속도 센서 사용시 제안된 방법에 의한 운전.



(a) 속도 및 토크



(b) 고정자 자속



(c) 고정자 저항의 추정

그림 8. 속도센서를 사용하지 않은경우 제안된 방법에 의한 운전.

5. 결 론

본 논문에서는 직접토크제어시스템의 성능에 큰 영향을 주는 자속 추정의 정확성을 개선하기 위해 조정이득을 가진 적응 자속관측기를 제안하고 이를 포함한 유도전동기 속도 제어시스템을 설계하였다. 제안된 자속 관측기는 전동기 속도를 조정변수로 사용하는 조정이득을 적용하며, 고정자 저항 및 전동기 속도의 추정치를 파라미터에 반영하기때문에 고전적인 자속추정 기법에 비해 매우 우수한 자속 추정 성능을 가지며, 속도센서 없는 제어시스템 구성시 이용될 수 있다. 자속 관측기의 이득은 관측기의 극점이 전동기속도의 변화에도 불구하고 항상 해당되어진 위치에 존재하도록 퍼지 추론기법에 의하여 결정된다. 일반적인 DTC기반 속도 제어시스템과 제안된 구조하에서 속도센서를 사

용한 속도제어시스템 그리고 속도 센서를 사용하지 않은 속도제어시스템의 성능비교를 위해 시뮬레이션 결과를 검토함으로써 제안된 자속 관측기의 자속 추정성능과 이를 포함한 속도제어시스템의 제어성능이 고전적인 DTC를 사용한 경우에 비해 우월함을 보였다.

[참 고 문 헌]

- [1] 류지수, 윤인식, 이기상, 홍순찬 "유도전동기를 위한 직접토크제어 기법의 비교," 대한전기학회 전력전자 연구회 춘계학술대회 논문집, pp. I-35. - I-40, 2000.
- [2] J.Maes, J.Melkebeek, "Speed Sensorless Direct Torque Control of Induction Motors using an Adaptive Flux Observer," Proceedings of IEEE Industry Application Meeting, vol. 4, pp. 2305-2312, 1999.
- [3] H.Kubota, K.Matsuse, and T.Nakano, "DSP-Based Speed Adaptive Flux Observer of Induction Motor," IEEE Transaction on Industrial Application, vol. 29, no. 2, pp. 344-348, 1993.
- [4] L.Harnefors, H.Nee, "Full-Order Observers for Flux and Parameter Estimation of Induction Motors," Proceedings of European conference on Power Electronics and Applications, vol. 3, pp. 3.375 - 3.381, 1997.
- [5] H.Kubota, K.Matsuse, "Speed Sensorless Field Oriented Control of Induction Motor with Rotor Resistance Adaptation," IEEE Transaction on Industrial Application, vol. 30, no. 5, pp.1219-1224, 1994.
- [6] Ch. El Moucary, G. Garcia Soto, and E. Mendes, "Robust Rotor Flux, Rotor Resistance and Speed Estimation of an Induction Machine Using The Extended Kalman Filter," Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics vol. 2, pp. 742-746, 1999.
- [7] C.Lascu, I.Boldea, and F.Blaabjerg "A Modified Direct Torque Control for Induction Motor Sensorless Drive," IEEE Transaction on Industrial Application, vol. 36, no. 1, pp. 122-130, 2000.
- [8] F.Z.Peng, T.Fukao, "Robust Speed Identification for Speed-Sensorless Vector Control of Induction Motors," IEEE Transaction on Industrial Application, vol. 30, no. 5, pp.1234-1239, 1994.
- [9] G.Yang, T.Hai "Adaptive-Speed Identification Scheme for a Vector - Controlled Speed Sensorless Inverter-Induction Motor Drive," IEEE Transaction on Industrial Application, vol. 29, no. 4, pp. 820-825, 1993.