직접토크제어 유도전동기 구동장치를 위한 센서 고장검출기법

°류지수, 이기상
단국대학교 전기공학과

A Sensor Fault Detection Scheme for DTC based Induction Motor Drives

Ji-Su Ryu and Kee-Sang Lee
Dept. of Electrical Eng. Dankook Univ.

Abstract - The effect of sensor faults in DTC based induction motor drives is analyzed and a fault detection probem is treated. An adaptive gain scheduling observer is proposed for the design of DTC controller and a fault detection system. The observer provides not only the estimate of stator flux, a key variable in DTC system, but also the estimates of stator current, rotor speed that are useful for fault detection purpose. Simulations for various type of sensor faults are performed to evaluate the performance of the overall control system and the proposed sensor fault detection scheme.

1. 서 론

직접토크제어기법에 의해 유도전동기를 제어하기 위해서는 회전자의 속도정보와 고정자 자속 정보가 필요하다. 일반적으로 속도는 엔코더에 의해 측정하고, 고정자의 자속정보는 측정된 상전압, 상전류와 전동기의 파라미터를 이용하여 추정된다[1][2].

따라서 엔코더, 전압센서와 전류센서의 이상은 잘못된 제어입력을 발생시켜 전체 제어시스템의 성능 저하를 초래하게 된다[3]. DTC 시스템에서 센서 고장의 영향은 토크, 자속의 지령치와 토크, 자속의 계산치의 비교에 의해 직접 인버터의 스위칭 벡터를 선택하는 직접토크제어방법의 특성상 매우 직접적이고 심각하다.

본 논문에서는 직접토크제어되는 유도전동기 구동장치에서 엔코더, 전류센서의 고장이 제어시스템의 성능에 미치는 영향을 수학적 모델을 이용한 해석적 방법 및 시뮬레이션에 의하여 분석한다. 그리고 이들 센서고장을 검출하기 위한 관측기 기반 고장검출기법을 제안하고 그 성능을 검토한다.

2. 유도전동기 모델 및 DTC의 개념

2.1 유도전동기 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-β좌표계로 변환 할 수 있다.

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

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

$$v_s = R_s\, i_s + \frac{d\,\lambda_s}{dt} \quad (2)$$

$$0 = R_r\, i_r + \frac{d\,\lambda_r}{dt} - j\omega_r\, \lambda_r \quad (3)$$

$$\lambda_s = L_s\, i_s + L_m\, i_r \quad (4)$$

$$\lambda_r = L_r\, i_r + L_m\, i_s \quad (5)$$

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

$$T_e = \frac{3}{2}\frac{P}{2}(\lambda_s \times i_s) \quad (6)$$

여기서 P는 극수 이다. 식(2)는 자속추정을 위해 다음과 같이 변경할 수 있다.

$$\lambda_s = \int (v_s - R_s\, i_s)\, dt \quad (7)$$

직접토크 제어는 이식에 근거하여 인버터로부터 인가되는 고정자 전압에 의해 토크와 자속을 직접제어 한다. 고정자 자속의 크기 및 각 위치는 각각 다음과 같다.

$$|\lambda_s| = \sqrt{\lambda_{\alpha s}^2 + \lambda_{\beta s}^2} \quad (8)$$

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

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.

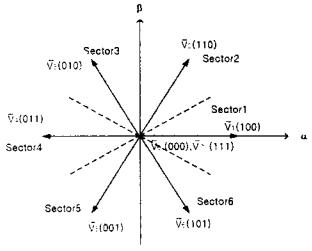


그림 1. 인버터의 전압벡터

2.2 직접토크제어 기법

직접 토크제어에서 스위칭 테이블 기법은 그림 2 와 같이 전압벡터를 적절히 선택함으로서 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][2].

표 1. 전압벡터에 의한 고정자 자속과 토크의 영향

	ψ_k	ψ_{k+1}	ψ_{k+2}	ψ_{k+3}	ψ_{k+4}	ψ_{k+5}	$\psi_{0,7}$
λ_s	↑↑	↑	↓	↓↓	↓	↑	↓
Te ($\omega_m>0$)	↓	↑	↑	↓	↓↓	↓↓	↓
Te ($\omega_m<0$)	↑	↑↑	↑↑	↑	↓	↓	↑

표 2. 인버터에 의한 전압벡터 선택표

$d\lambda_s$	dT_e	θ_s					
		섹터1	섹터2	섹터3	섹터4	섹터5	섹터6
1	1	ψ_2	ψ_3	ψ_4	ψ_5	ψ_6	ψ_1
	0	ψ_7	ψ_0	ψ_7	ψ_0	ψ_7	ψ_0
	-1	ψ_6	ψ_1	ψ_2	ψ_3	ψ_4	ψ_5
-1	1	ψ_3	ψ_4	ψ_5	ψ_6	ψ_1	ψ_2
	0	ψ_0	ψ_7	ψ_0	ψ_7	ψ_0	ψ_7
	-1	ψ_5	ψ_6	ψ_1	ψ_2	ψ_3	ψ_4

표 1에서 화살표의 개수는 영향의 강도를 나타내며, 전압벡터의 조합에 따라 스위칭 주파수가 결정된다. 표 2에서 $d\lambda_s$와 dT_e는 자속과 토크의 증감을 표시하며, 다음의 규칙들에 의하여 결정한다. 그리고 ω_m은 전동기의 기계 각속도이다.

$|\lambda_{ref}|-|\lambda_s| \le \lambda_{band}$ 이면 $d\lambda_s=1$
$|\lambda_{ref}|-|\lambda_s| \ge \lambda_{band}$ 이면 $d\lambda_s=-1$
$|T_{eref}|-|T_e| \le T_{band}$ 이면 $dT_e=1$
$|T_{eref}|-|T_e|=0$ 이면 $dT_e=0$
$|T_{eref}|-|T_e| \ge T_{band}$ 이면 $dT_e=-1$

여기서 λ_{ref}, T_{eref}는 자속과 토크의 기준치이며, λ_{band}, T_{band}는 자속과 토크의 히스테리시스 밴드폭이다.

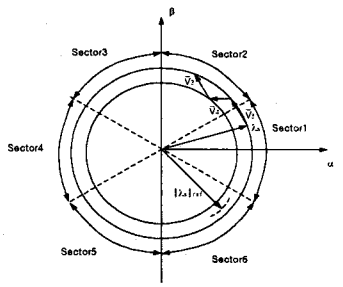


그림 3. 인버터 전압벡터에 의한 고정자 자속제어

3. 센서고장의 모델 및 효과

3.1 엔코더 고장의 모델과 효과

로터리 엔코더는 회로상의 원인이나 사용환경에 따라 이상이 발생할 수 있다. 엔코더 고장은 아래 식과 같이 모델링 될 수 있다[3].

$$\omega_m^* = (1-\gamma)\,\omega_m, \quad 0 \le \gamma \le 1 \tag{10}$$

여기서 ω_m^*은 회전자 기계적 각속도의 측정치이다. 이후의 전개에서 '*'는 측정치 또는 계산치를 나타낸다. 고장은 수광소자가 차단되어 엔코더의 출력 펄스가 없는 경우($\gamma = 1$), 원판의 홀의 차단으로 출력 펄스가 감소된 경우 ($0 < \gamma < 1$) 및 γ가 간헐적으로 [0,1]내의 임의값을 취하는 경우로 분류된다. 엔코더 고장시 측정치는 항상 실제속도보다는 작다. 속도제어기는 속도 측정치에 근거하여 동작하므로 측정 속도가 기준 속도에 수렴하도록 적용한다. 따라서 전동기의 실제 속도는 다음 식과 같이 기준 속도(ω_{mref})보다 증가하게 된다.

$$\omega_m = (1+\gamma)\omega_{mref} \tag{11}$$

3.2 전류센서 고장의 모델링

전류 측정에는 주로 홀센서가 사용된다. 홀센서는 변성기와 홀소자 및 연산증폭회로로 구성된다. 이 센서는 일반적으로 몰딩되어 있지만 외부의 기계적인 원인, 내부 및 출력회로의 원인으로 비정상적인 측정결과를 제공할 수 있다. 전류센서 고장을 표현하기 위해 전동기가 정상상태에 있다고 가정하고 고정좌표계에서 고정자 전류를 공간벡터로 표현하면 다음과 같이 된다.

$$i_s = I_a\sin(\omega t) + I_b\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) + I_c\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \tag{12}$$

여기서 I_a, I_b, I_c는 각 상전류의 진폭이며 3상평형이다. 먼저 i_a센서의 이득변화를 고려해보자. 이때 고정자 전류의 측정치와 측정오차는 다음과 같다.

$$i_s^* = (1-\varepsilon)I_a\sin(\omega t) + I_b\sin(\omega + \frac{2\pi}{3}) + I_c\sin(\omega - \frac{2\pi}{3}) \tag{13}$$

$$e_g = i_s - i_s^* = \varepsilon I_a\sin(\omega t) \tag{14}$$

이와 유사한 과정에 의하여 전류센서에서 발생할 수 있는 고장 양상과 및 측정오차를 정리하면 다음 표 3과 같다.

표 3. 전류센서 고장의 모델

고장의 형태	모 델	측정오차
이득변화	$(1-\varepsilon)I_a\sin(\omega t)$	$e_g = \varepsilon I_a\sin(\omega t)$
오프셋	$I_a\sin(\omega t) + I_{offset}$	$e_o = -I_{offset}$
포 화	I_{sat}	$e_s = I_a\sin(\omega t) - I_{sat}$
잡 음	$I_a\sin(\omega t) + n(t)$	$e_n = -n(t)$
단 선	0	$e_{open} = I_a\sin(\omega t)$
단 속	[0, 1]	$e_{intt} = [I_a\sin(\omega t),\ 0]$

3.3 전류센서 고장의 효과

전동기의 정상상태를 가정하면 식(12)로부터

$$i_{as} = I_a\sin(\omega t) \tag{15}$$

가 되고, a상과 b상 전류를 측정하고 c상 전류는 $i_{cs} = -(i_{as} + i_{bs})$로 계산하여 얻는다면 $\alpha-\beta$정지 좌표계의 전류표현은 다음과 같다.

$$i_{as} = I_a\sin(\omega t) \tag{16}$$

$$i_{\beta s} = \frac{1}{\sqrt{3}} I_a\sin(\omega t) + \frac{2}{\sqrt{3}} I_b\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \tag{17}$$

i_a센서에 오프셋이 존재하는 경우, i_a의 측정치는 표 3으로부터 식(18)로 표현됨을 알수 있다.

$$i_{as}^{*}=I_a\sin(\omega t)+I_{offset} \tag{18}$$

이 측정 오프셋을 $\alpha-\beta$정지 좌표계의 전류표현에 대입하면

$$i_{as}^{*}=I_a\sin(\omega t)+I_{offset} \tag{19}$$

$$i_{\beta s}^{*}=\frac{1}{\sqrt{3}}(I_a\sin(\omega t)+I_{offset})+\frac{2}{\sqrt{3}}I_b\sin(\omega t+\frac{2\pi}{3}) \tag{20}$$

이 된다. 직접토크제어 상태에서는 자속 크기가 일정하다고 할 수 있으므로 토크는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned}T_e&=\frac{3}{2}\frac{P}{2}(\lambda_{as}i_{\beta s}-\lambda_{\beta s}i_{as})\\&=\frac{3}{2}\frac{P}{2}\sqrt{\lambda_{as}^2+\lambda_{\beta s}^2}\left(\frac{\lambda_{as}}{\sqrt{\lambda_{as}^2+\lambda_{\beta s}^2}}i_{\beta s}-\frac{\lambda_{\beta s}}{\sqrt{\lambda_{as}^2+\lambda_{\beta s}^2}}i_{as}\right)\\&=\frac{3}{2}\frac{P}{2}|\lambda_s|(\cos\theta_s\cdot i_{\beta s}-\sin\theta_s\cdot i_{as})\end{aligned} \tag{21}$$

여기서 θ_s는 자속의 순시 각위치이다. 식(16),(17)을 식(21)에 대입하여 T_e를 구하고, 식(19),(20)을 식(21)에 적용하여 전류센서에 오프셋이 존재할 때의 토크(T_e^{*})를 구한 다음, 그 차인 토크리플 $\Delta T_e=T_e-T_e^{*}$을 구한 결과는 다음과 같다.

$$\Delta T_e=\frac{3}{2}\frac{P}{2}|\lambda_s|(-I_{offset})\frac{2}{\sqrt{3}}\cos(\theta_s-\alpha) \tag{22}$$

여기서 $\alpha=\tan^{-1}\sqrt{3}$이다. 식(22)는 전류센서에 오프셋이 존재하면 전원주파수와 같은 주파수의 토크리플이 발생함을 의미한다. 무부하이고 마찰계수 B가 영이라면 토크와 속도가 다음 관계를 만족하며

$$\omega_m=\frac{T_e}{J} \tag{23}$$

따라서 속도에도 토크의 경우와 같은 성분의 리플이 나타난다. 그러나 속도제어기의 필터링 효과와 마찰의 존재로 인하여 속도 리플은 토크리플에 비하여 작게 나타난다. 다음으로 i_a센서에 이득변화가 발생한 경우에 대한 토크리플은 식(24)와 같이 구해진다.

$$\Delta T_e=\frac{3}{2}\frac{P}{2}|\lambda_s|\varepsilon I_a\frac{1}{\sqrt{3}}[\sin(2\theta_s+\alpha)+\frac{\sqrt{3}}{2}] \tag{24}$$

식(24)은 전류센서에 이득변화가 전원주파수의 2배의 주파수 성분을 가지는 토크리플을 발생시킴을 의미한다.

4. 관측기를 이용한 고장검출기법

본 논문에서는 관측기 기반 센서고장 검출기법을 제안한다. 제안된 관측기는 퍼지 이득조정 적응 자속관측기로서 기본적으로 고정자 자속과 전류의 추정치를 제공하는 동시에 파라미터 변화에 적응하도록 속도 및 고정자 저항 추정알고리즘을 포함하므로 속도센서 없는 속도제어시스템의 구성에 적합할 뿐 아니라 각종 고장검출에 필요한 잔차 발생에도 효과적으로 사용될 수 있다[4].

4.1 퍼지 이득조정 적응 자속관측기

상태 변수를 $\boldsymbol{i_s}$, $\boldsymbol{\lambda_s}$ 로 선정한 경우, 속도 ω_r로 회전하는 유도전동기는 정지 좌표계에서 식(25)로 표현된다.

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}\boldsymbol{i_s}\\ \boldsymbol{\lambda_s}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}A_{11} & A_{12}\\ A_{21} & A_{22}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\boldsymbol{i_s}\\ \boldsymbol{\lambda_s}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}B_1\\ B_2\end{bmatrix}\boldsymbol{v_s} \tag{25}$$

여기서 $T_r=L_r/R_r$, $T_s=L_s/R_s$, $\sigma=1-L_m^2/(L_sL_r)$,

$A_{11}=-(\frac{1}{\sigma T_r}+\frac{1}{\sigma T_s})I+\omega_r J$, $A_{21}=-R_sI$,

$A_{12}=-\frac{1}{\sigma L_sT_r}I-\omega_r\frac{1}{\sigma L_s}J$, $A_{22}=0$,

$B_1=\frac{1}{\sigma L_s}I$, $B_2=I$, $I=\begin{bmatrix}1 & 0\\ 0 & 1\end{bmatrix}$, $J=\begin{bmatrix}0 & -1\\ 1 & 0\end{bmatrix}$

이며, $\boldsymbol{x}=[\ \boldsymbol{i_s}\ \ \boldsymbol{\lambda_s}\ ]^T$, $\boldsymbol{y}=\boldsymbol{Cx}=\boldsymbol{i_s}$ 이다. 여기서 $[\boldsymbol{A}:\boldsymbol{C}]$가 가관측이면 고정자 전류와 자속에 대한 식(26)의 상태 관측기가 존재한다.

$$\frac{d\hat{\boldsymbol{x}}}{dt}=\boldsymbol{A}\hat{\boldsymbol{x}}+\boldsymbol{B}\boldsymbol{v_s}+\boldsymbol{K}(\boldsymbol{y}-\hat{\boldsymbol{y}}) \tag{26}$$

여기서 $\boldsymbol{K}$는 관측기 이득행렬이다. 이 이득은 관측기가 일정 수렴속도를 갖도록 선정하는 것이 바람직하다. 그러나 유도전동기의 방정식에서 행렬 $\boldsymbol{A}$는 속도의 함수이므로 전체속도 영역에서 동일한 수렴성을 갖도록 이득행렬을 구하기는 곤란하다. 본 논문에서는 이러한 어려움을 극복하기 위해서 ω_r을 조정변수로 하는 이득계획기법을 도입하였다. 이 방법은 선정된 동작점에서 $[\boldsymbol{A}(\omega_r)-\boldsymbol{K}(\omega_r)\boldsymbol{C}]$가 원하는 고유치를 갖도록 이득 $\boldsymbol{K}(\omega_r)$를 구한 후 다음과 같은 퍼지논리에 의하여 이득을 조정하는 기법이다.

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

여기서 F_k는 속도에 대한 언어치, L_{ijk}는 미리 선정된 속도에서의 관측기 이득이며 K_{ij}는 추론된 이득으로 잘 알려진 무게중심법에 의해 산출된다. 파라미터 변화에 대한 적응 능력을 부여하기 위해 사용된 속도 및 고정자 저항의 추정식은 다음과 같다.

$$\frac{d\widehat{\omega_r}}{dt}=K_\omega[(b\ \hat{\lambda}_{\beta s}-\hat{i}_{\beta s})e_{ias}-(b\ \hat{\lambda}_{as}-\hat{i}_{as})e_{i\beta s}] \tag{27}$$

$$\frac{d\widehat{R_s}}{dt}=-K_R[\ \hat{i}_{as}e_{ias}+\hat{i}_{\beta s}e_{i\beta s}] \tag{28}$$

여기서 $b=1/(\sigma L_s)$, $e_{ias}=i_{as}-\hat{i}_{as}$, $e_{i\beta s}=i_{\beta s}-\hat{i}_{\beta s}$이고 K_ω와 K_R은 이득이다. 식(27)에서 속도추정은 추정속도 개선을 위하여 비례항을 추가한 식(29)을 사용한다.

$$\widehat{\omega_r}=K_{\omega p}[(b\ \hat{\lambda}_{\beta s}-\hat{i}_{\beta s})e_{ias}-(b\ \hat{\lambda}_{as}-\hat{i}_{as})e_{i\beta s}]+K_{\omega i}\int[(b\ \hat{\lambda}_{\beta s}-\hat{i}_{\beta s})e_{ias}-(b\ \hat{\lambda}_{as}-\hat{i}_{as})e_{i\beta s}]dt \tag{29}$$

여기서 $K_{\omega i}$, $K_{\omega p}$ 는 속도추정기의 PI 이득이다.

4.2 고장 검출을 위한 잔차

엔코더 고장검출에 사용될 잔차는 관측기가 제공하는 속도 추정치와 엔코더에 의한 측정치의 차로 정의된다.

$$r_{\omega} = |\omega_r - \hat{\omega}_r| \tag{30}$$

전류센서 고장검출을 위한 잔차도 관측기의 추정치와 측정치의 차로 선정하였다.

$$r_i = |e_{i\alpha s} + e_{i\beta s}| \tag{31}$$

5. 시뮬레이션

고장해석 결과 및 고장검출 알고리즘의 타당성을 검증하기 위하여 정격 2.2[KW]의 유도전동기를 대상으로 시뮬레이션을 수행하였다[2].

5.1 엔코더 고장

일정 기준 자속 및 속도 제어시 엔코더 고장의 영향을 분석하였다. 시뮬레이션 조건으로는 무부하에서 기준속도 300[rpm]으로 기동한 후 1[sec]에서 엔코더 이득이 5% 감소한 경우를 고려하였다. 엔코더 고장시 그림(a)와 같이 실제 전동기 속도가 5% 증가하였으며, 잔차는 그림(b)와 같이 증가하였다. 이는 제안한 잔차발생 알고리즘이 엔코더 고장검출에 효과적임을 나타낸다.

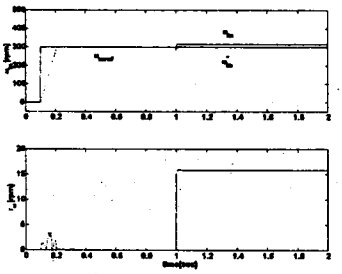


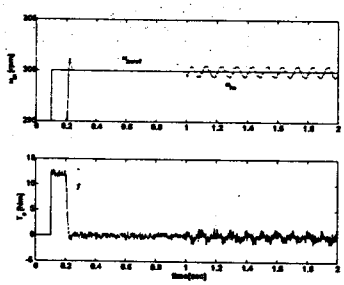
그림 3. 속도 및 잔차

5.2 전류센서 고장

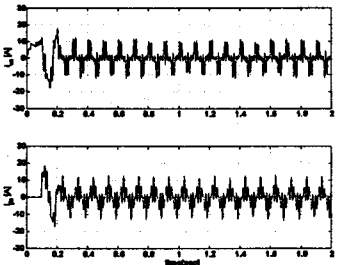
전류센서고장의 영향을 분석하기 위하여 다음 시나리오를 고려하였다.

시나리오 : 무부하에서 기준속도 300[rpm]으로 기동한후 1[sec]에서 a상 전류센서에 정격전류의 약 5%에 해당하는 0.6[A]의 오프셋을 투입한다.

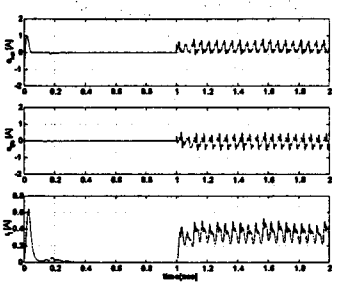
시뮬레이션 결과는 전류센서 오프셋 전원주파수와 동일한 주파수의 속도리플을 발생함을 보여준다. 또한 이득변화의 경우, 전원주파수의 2배 주파수를 가지는 속도리플이 발생함도 확인하였다(그림 생략).



(a) 속도 및 토크



(b) 고정자 전류



(c) 전류 추정오차 및 잔차

그림 4. 전류센서에 오프셋이 존재하는 경우

6. 결 론

직접토크제어되는 고성능 유도전동기 속도제어시스템에서 센서고장이 제어시스템의 성능에 미치는 영향을 분석하고 센서고장의 검출기법을 제시하였다. 해석 및 검출 대상은 속도 측정에 사용되는 엔코더 고장과 전류센서의 고장이다. 본 논문의 중요 내용은 전류센서 고장이 토크리플에 미치는 영향을 해석적으로 고찰하였다는 점과 속도센서 및 전류센서의 고장을 조기에 검출할 수 있는 관측기 기반 잔차 발생 알고리즘을 제안하였다는 점이다. 제안된 고장검출 기법은 실시간 구현이 용이하며 적절한 논리를 사용할 경우 고장허용제어계의 구성에 도입될 수 있어 직접토크제어되는 유도전동기 구동시스템의 신뢰성 및 성능향상에 기여할 수 있을 것으로 판단된다.

이 연구는 2000학년도 단국대학교 대학연구비의 지원으로 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, Industrial Appl, vol. 22, no 5, pp. 820-827, 1986.

[2] 류지수, 윤인식, 이기상, 홍순찬 "유도전동기를 위한 직접토크제어 기법의 비교," 대한전기학회 전력전자 연구회 춘계학술대회 논문집, pp. I-35. - I-40, 2000.

[3] C. Thybo, Fault-tolerant Control of Inverter Fed Induction Motor Drives, Ph.D. thesis, Aalborg University, Denmark, 2000.

[4] 금원일, 류지수, 이기상, "폐루프 자속관측기를 이용한 유도전동기의 직접토크제어," 대한전기학회 하계학술대회 논문집 B 권, pp. 1046. - 1049, 2000.