

직접토크제어 유도전동기 구동 서보시스템을 위한 장치고장 진단 기법

論 文

51D-6-4

An Instrument Fault Diagnosis Scheme for Direct Torque Controlled Induction Motor Driven Servo Systems

李 起 常* · 柳 志 帥**
(Kee-Sang Lee · Ji-Su Ryu)

Abstract - The effect of sensor faults in direct torque control(DTC) based induction motor drives is analyzed and a new Instrument fault detection isolation scheme(IFDIS) is proposed. The proposed IFDIS, which operates in real-time, detects and isolates the incipient fault(s) of speed sensor and current sensors that provide the feedback information. The scheme consists of an adaptive gain scheduling observer as a residual generator and a special sequential test logic unit. The observer provides not only the estimate of stator flux, a key variable in DTC system, but also the estimates of stator current and rotor speed that are useful for fault detection. With the test logic, the IFDIS has the functionality of fault isolation that only multiple estimator based IFDIS schemes can have. Simulation results for various type of sensor faults show the detection and isolation performance of the IFDIS and the applicability of this scheme to fault tolerant control system design.

Key Words : Direct torque control, Instrument fault detection isolation scheme, Adaptive gain scheduling observer, Fault tolerant control

1. 서 론

마이크로프로세서와 전력용 반도체기술의 발전으로 교류전동기의 정밀 제어가 가능해지면서 많은 직류전동기 구동시스템이 교류전동기 구동시스템으로 대체되고 있다. 그 결과 엘리베이터, 펌프시스템, 제지 및 제강공정 전기자동차, 고속전철에 이르기까지 매우 많은 대형 고성능 시스템이 유도전동기를 구동요소로 사용하게 되었다.

전동기 구동 서보장치의 가장 중요한 평가척도는 정밀성, 신속성 등의 제어성능과 신뢰성이다. 그중 제어성능은 벡터 제어, 직접토크제어 등의 고성능 제어기법을 도입함으로써 달성할 수 있으며[1-3], 고전적인 의미의 신뢰도 확보 문제는 기본적인 예방정비를 통하여 어느 정도 달성될 수 있다. 그러나 자동화된 생산시스템, 운송시스템 등의 대규모 고성능 시스템에서 운전 중에 발생하는 전동기 구동장치의 고장 및 이상은 전체 시스템의 운전성능을 감퇴시켜 제품의 질 저하를 초래하며 신속한 검출, 보상이 이루어지지 않을 경우, 전체 공정의 긴급정지 및 사고의 원인이 될 수 있다. 따라서 유도전동기 구동시스템의 고장율을 낮추고 요소의 이상이 발생한 경우에도 긴급정지 또는 심각한 성능감퇴를 방지하기 위한 대책이 강구되어야 하며, 이러한 요구조건을 충족시켜주기 위해서는 실시간 적용이 가능한 고장검출식별 및 고장허용 제어 기법의 도입이 필수적이다.

유도전동기의 고장진단 문제는 이미 많은 연구자들에 의해 다루어졌다. 가장 흔히 사용되는 검출기법은 진동해석기법, 고정자 전류의 스펙트럼 분석기법 등이며, 검출대상으로는 베어링 마모, 회전자 도체의 손상 등 주로 전동기의 구조적 결함이 선택되었다[4-6]. 그러나 폐환구조를 가진 유도전동기 제어계의 성능은 유도전동기 자체의 건전성 뿐 만 아니라 속도추정을 위한 엔코더, 전압 및 전류센서 등의 측정장치와 구동회로의 건전성에 의해서도 매우 큰 영향을 받는다.

폐환제어계에 대한 기초적인 감도해석 결과는 폐환변수 측정센서의 이득 변화가 제어대상 프로세스의 이득변화보다 제어성능에 더 큰 영향을 끼침을 입증해 준다[7]. 측정장치는 구조적 원인, 사용 환경 등에 따라 영구적 또는 간헐적인 이상 동작을 일으킬 수 있으며 그 고장율은 일반적으로 유도전동기에 비해 높다. 따라서 장치고장검출기법은 고 신뢰성이 요구되는 자동비행시스템, 원자력발전, 고성능 DC서보계 등을 대상으로 이미 70년대부터 연구되어왔다. 80년대 초반까지는 주로 측정변수마다 다중 센서와 선택논리회로(voting logic)를 이용하여 고장을 검출하고 비정상적인 센서를 식별하는 소위 하드웨어적 중복방식(Hardware Redundancy Method)이 사용되었다. 그러나 HRM은 다중 센서의 도입으로 인한 경비증가는 물론, 전력소모, 공간 등의 제약조건이 많아 일반적 적용이 곤란하였다. 최근에는 컴퓨터기술과 시스템이론을 배경으로 시스템의 해석적 모델에 근거하여 고장검출식별 정보를 추출하는 해석적 중복방식(Analytical Redundancy Method)에 관한 연구가 매우 활발히 연구되고 있다[8, 9]. 그러나 유도전동기 제어계의 경우에는 전동기 모델의 비선형성으로 인하여 현재까지 실시간 적용이 가능한 실시간 고장검출보상기법이 제안되지 못한 상태이다.

본 논문에서는 직접토크제어되는 유도전동기 구동장치에서

* 正 會 員 : 檀 國 大 學 校 電 氣 電 子 컴퓨터工學部 教授 · 工 博

** 正 會 員 : 檀 國 大 學 校 電 氣 電 子 컴퓨터工學部 講 師 · 工 博

接 受 日 字 : 2002年 1月 14日

最 終 完 了 : 2002年 4月 24日

속도측정을 위한 엔코더와 전류센서의 고장이 제어시스템의 성능에 미치는 영향을 해석적 방법 및 시뮬레이션에 의하여 분석한다. 그리고 이들 센서고장을 검출하기 위하여 새로운 관측기를 사용한 장치고장검출기법(IFDIS : Instrument Fault Detection and Isolation Scheme)을 제안하고 그 성능을 검토한다. 제안된 고장검출기법은 한 개의 관측기에 의해 고장식별이 가능하도록 논리적으로 스케줄링된 관측기입력을 투입하고 그 잔차를 분석하는 방법으로 기존의 다중관측기 기법과 달리 실시간 적용이 가능하며, 초기고장의 검출식별은 물론 고장보상기능을 보유하므로 유도전동기 구동장치의 고장 허용제어에 매우 유용하게 적용할 수 있다.

본 논문의 내용은 다음과 같다. 제2장에는 유도전동기 모델 및 직접토크제어기법에 대하여 기술하였으며, 3장에는 측정장치 고장의 영향을 분석하였다. 4장에는 고장검출을 위한 잔차(residual) 발생을 위한 적응형 이득계획 관측기 설계방법과 이를 이용한 센서고장 검출식별기법을 제시하였으며, 5장에는 시뮬레이션 결과를 분석 검토하였고, 마지막으로 결론을 기술하였다.

2. 유도전동기 모델 및 DTC의 개념

2.1 유도전동기 모델 및 인버터 전압벡터

일반적으로 3상 유도전동기의 모델은 고정자 기준 2상 α - β 정지좌표계로 변환하여 표현하는 것이 편리하다. 임의의 3상 변수 f_a, f_b, f_c 는 식(1)에 의해 고정자 기준 α - β 정지좌표계로 변환된다.

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

고정자 기준 α - β 정지좌표계에서 유도 전동기의 모델은 다음과 같다[3].

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

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

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

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

위에서 첨자 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 각속도이다. 유도전동기의 토크는 식(6)과 같고 여기서 P 는 극수이다.

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

전동기 구동에 사용되는 3상 인버터의 전압벡터를 그림 1과 같이 정의한다.

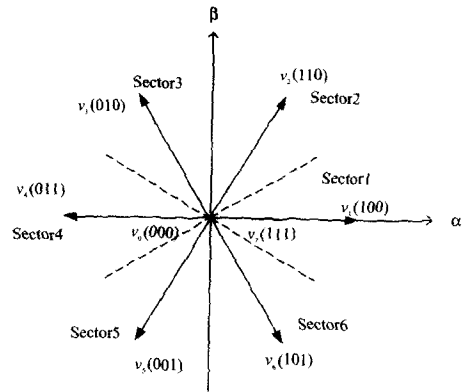


그림 1 인버터의 전압벡터
Fig. 1 Inverter voltage vectors

2.2 직접토크제어 기법

직접토크제어 기법은 80년대 Depenbrock[10], Takahashi와 Noguchi[11] 등에 의해 제안되었으며, 좌표변환과정과 전류제어루프가 불필요하여 토크응답 속도가 빠르고, 비교적 낮은 스위칭주파수로 운전될 수 있는 특징으로 인하여 최근 활발한 연구가 이루어지고 있다[12]. 이 기법은 토크와 고정자 자속의 목표치와 추정치의 차를 수단으로 직접 인버터의 스위칭 전압을 선택하는 방식으로 기본 원리는 식(2)를 짧은 샘플링시간 T_{sample} 동안의 자속의 증분형태로 표현한 다음 식으로부터 얻을 수 있다.

$$\Delta\lambda_s = (v_s - R_s i_s) T_{sample} \quad (7)$$

식(2)에서 고정자 저항에서 전압강하를 무시하면 자속은 인버터의 출력전압벡터에 의해 제어될 수 있다. 이와 같은 기본 원리에 근거한 직접토크제어 시스템의 전체 구성은 그림 2와 같다. 그림 2에서 보듯이 고정자 자속의 추정이 필요하며, 이것은 식(2)의 변형인 다음 식에 의해 수행된다.

$$\lambda_s = \int (v_s - R_s i_s) dt \quad (8)$$

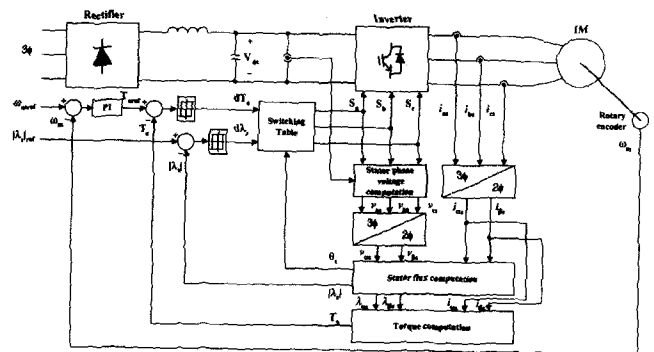


그림 2 직접토크제어계의 구성도
Fig. 2 Schematic diagram of the direct torque control system

식(8)의 고정자 자속을 α, β 축 성분 분해하고, 다음 식들로부터 고정자 자속의 크기 및 각위치를 계산할 수 있다.

$$|\lambda_s| = \sqrt{\lambda_{\alpha s}^2 + \lambda_{\beta s}^2} \quad (9)$$

$$\theta_s = \tan^{-1}\left(\frac{\lambda_{\beta s}}{\lambda_{\alpha s}}\right) \quad (10)$$

그리고 토크는 측정된 고정자 전류와 추정된 자속을 사용하여 식(6)으로부터 계산한다. 다음으로 그림 3과 같이 인버터 전압벡터를 적절히 선택함으로써 토크와 자속의 크기를 원하는 방향으로 제어한다.

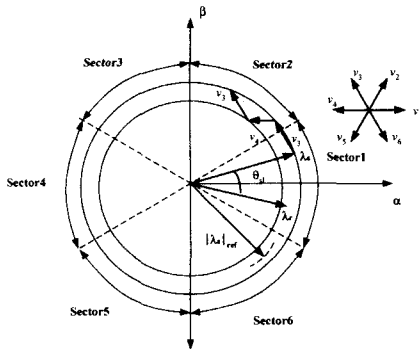


그림 3 인버터의 전압벡터에 의한 고정자 자속과 토크의 제어

Fig. 3 Control of stator flux and torque using inverter voltage vector

예를 들어 자속이 k섹터에 위치한 경우, 전압벡터의 영향은 표 1과 같으며, 제이시 사용된 전압벡터 선택표는 표 2와 같다[3]. 표 1에서 화살표의 개수는 영향의 강도를 나타내며, ω_m 은 전동기의 기계 각속도이다. 표 2에서 $d\lambda_s$ 와 dT_e 는 자속과 토크의 증감을 표시하며, 다음과 같은 히스테리시스 비교기의 출력이다.

표 1 자속과 토크에 대한 전압벡터의 영향

Table 1 Effect of each voltage vector on flux and torque

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

- 자속 히스테리시스 비교기

$$|\lambda_s|_{ref} - |\lambda_s| \leq F_{band}/2 \text{ 이면 } d\lambda_s = 1$$

$$|\lambda_s|_{ref} - |\lambda_s| \geq F_{band}/2 \text{ 이면 } d\lambda_s = -1$$

- 토크 히스테리시스 비교기

$$|T_{eref}| - |T_e| \leq T_{band} \text{ 이면 } dT_e = 1$$

$$|T_{eref}| - |T_e| = 0 \text{ 이면 } dT_e = 0$$

$$|T_{eref}| - |T_e| \geq T_{band} \text{ 이면 } dT_e = -1$$

여기서 $|\lambda_s|_{ref}, T_{eref}$ 는 자속과 토크의 기준치이며, F_{band}, T_{band} 는 자속과 토크의 히스테리시스 밴드폭으로 설계 파라미터이다.

표 2 인버터의 전압벡터 선택표

Table 2 Selection rule of inverter voltage vector

$d\lambda_s$	dT_e	θ_s					
		섹터1	섹터2	섹터3	섹터4	섹터5	섹터6
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

3. 센서고장 모델링 및 효과

직접토크제어계를 실현하기 위해서는 기본적으로 회전자 속도 정보와 고정자 자속 정보가 필요하다. 일반적으로 각속도는 엔코더에 의해 측정되고, 고정자의 자속 정보는 측정된 상전압, 상전류와 전동기의 파라미터를 이용하여 추정된다[3]. 따라서 이 제어계에는 DC링컨전압 센서, 3개의 상전류 센서 및 엔코더 등의 측정장치가 도입되어 있다. 직접토크제어 시스템에서 인버터스위칭벡터는 토크, 자속의 지령치와 추정치의 비교에 의해 선택되므로 추정을 위한 기본 정보를 제공하는 센서 고장의 영향은 매우 직접적이고 심각하다. 본 절에서는 센서고장의 수학적 표현을 도입함으로써 각 고장의 영향을 분석한다.

3.1 엔코더 고장의 효과

로터리 엔코더는 회로상의 원인이나 사용환경에 따라 몇가지 형태의 이상이 발생할 수 있다. 엔코더 고장은 식(11)과 같이 이득의 변화로 표현할 수 있다[14].

$$\omega_m^m = (1 - \gamma) \omega_m, \quad 0 \leq \gamma \leq 1 \quad (11)$$

여기서 ω_m^m 은 회전자 기계적 각속도의 측정치이다. 이후의 전개에서 'm'는 측정치 또는 계산치를 나타낸다. 엔코더 고장은 수광소자가 차단되어 출력 펄스가 발생되지 못하는 경우 ($\gamma = 1$), 원판의 홀 중 일부가 차단되어 출력 펄스가 감소된 경우 ($0 < \gamma < 1$) 및 γ 가 간헐적으로 [0,1] 내의 임의값을 취하는 경우로 분류된다. 속도제어기는 속도 측정치에 근거하여 동작하며, 측정 속도가 기준 속도에 수렴하도록 작용한다. 따라서 엔코더 고장이 발생한 경우, 전동기의 실제 속도는 고장양상(γ)에 따라 달라진다. 즉, $\gamma=1$ 인 경우에는 제어기가 항상 양의 토크를 발생하므로 속도제어루프가 불안정해지는 결과를 초래하며, $0 < \gamma < 1$ 인 경우에는 $(1 + \gamma) \omega_{mref}$ 가 전동기의 최대속도를 초과하지 않을 경우 기준 속도(ω_{mref})보다 증가하여 정상상태 편차를 발생한다. 또한 γ 가 간헐적으로 변화하는 경우에는 속도특성도 간헐적으로 변화하여 제어목적의 달성이 불가능하다.

3.2 전류센서 고장의 표현

전류 측정에는 주로 홀 전류센서가 사용된다. 홀 전류센서는 변성기와 홀소자 및 연산증폭회로로 구성된다. 이 센서는 외부의 기계적인 원인, 자기포화현상 등의 회로적 원인으로 인하여 비정상적인 측정결과를 제공할 수 있다. 발생 가능한 고장의 유형은 이득변화, 오프셋, 잡음, 단선 등이다. 전동기가 정상상태에 있다고 가정하면 각 3상 전류는

$$i_{as} = I_a \sin(\omega t) \tag{12}$$

$$i_{bs} = I_b \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \tag{13}$$

$$i_{cs} = I_c \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \tag{14}$$

와 같이 표현된다. 여기서 3상 평형이라 가정하면 각 상전류의 진폭은 $I_a = I_b = I_c = I_s$ 로 같다. i_a 센서의 이득변화가 발생한 경우를 고려하면, 전류의 측정치와 측정오차는 각각 다음과 같이 된다.

$$i_{as}^m = (1 - \epsilon)I_a \sin(\omega t) \tag{15}$$

$$e_g = i_{as} - i_{as}^m = \epsilon I_a \sin(\omega t) \tag{16}$$

위에 언급한 발생 가능한 고장의 유형과 대응되는 수학적 표현을 표 3에 보였다.

표 3 전류센서 고장의 모델

Table 3 Model of current sensor faults

고장의 형태	모 델	측정오차
이득변화	$(1 - \epsilon)I_a \sin(\omega t)$	$e_g = \epsilon I_a \sin(\omega t)$
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	$e_{open} = I_a \sin(\omega t)$
접촉불량	[0, 1]	$e_{int} = [I_a \sin(\omega t), 0]$

3.3 전류센서 고장의 효과

본 절에서는 전류센서의 고장유형 중 오프셋과 이득변화의 효과를 고찰한다. 고장효과의 해석을 위해 정지좌표계에서의 전류표현을 도입한다. 유도전동기 제어시스템 구현시 전류센서는 일반적으로 임의의 2상에만 설치하므로 본 절의 해석에서는 a상 및 b상 전류를 측정하고 c상 전류는 $i_{cs} = -(i_{as} + i_{bs})$ 에 의한 계산 결과를 사용한다고 가정한다. 이와 같은 경우 정지좌표계에서 전류표현은 식(17), (18)과 같이 구해진다.

$$i_{as} = I_a \sin(\omega t) \tag{17}$$

$$i_{\beta s} = \frac{1}{\sqrt{3}} I_a \sin(\omega t) + \frac{2}{\sqrt{3}} I_b \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \tag{18}$$

경우 1 : i_a 센서에 오프셋이 존재하는 경우

이 경우 i_a 의 측정치는 표 3으로부터 다음과 같이 표현된다.

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

식(19)의 측정 결과를 정지좌표계의 전류표현에 대입한 결과는 식(20), (21)이 된다.

$$i_{as}^m = I_a \sin(\omega t) + I_{offset} \tag{20}$$

$$i_{\beta s}^m = \frac{1}{\sqrt{3}} (I_a \sin(\omega t) + I_{offset}) + \frac{2}{\sqrt{3}} I_b \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \tag{21}$$

직접토크제어 상태에서는 자속 크기가 일정하다고 할 수 있으므로 토크는 다음과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\lambda_{as} i_{\beta s} - \lambda_{\beta s} i_{as}) \\ &= \frac{3}{2} \frac{P}{2} \sqrt{\lambda_{as}^2 + \lambda_{\beta s}^2} \left(\frac{\lambda_{as}}{\sqrt{\lambda_{as}^2 + \lambda_{\beta s}^2}} i_{\beta s} - \frac{\lambda_{\beta s}}{\sqrt{\lambda_{as}^2 + \lambda_{\beta s}^2}} i_{as} \right) \\ &= \frac{3}{2} \frac{P}{2} |\lambda_s| (\cos \theta_s \cdot i_{\beta s} - \sin \theta_s \cdot i_{as}) \end{aligned} \tag{22}$$

여기서 θ_s 는 자속의 순시 각위치이다. 식(17), (18)을 식(22)에 대입한 다음 $\theta_s = \omega t$ 의 관계를 적용하여 T_e 를 구하고, 식(20), (21)을 식(22)에 적용하여 전류센서에 오프셋이 존재할 때의 토크(T_e^m)를 구한 다음, 그 차인 토크리플 $\Delta T_e = T_e - T_e^m$ 을 구한 결과는 다음과 같다.

$$\Delta T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} |\lambda_s| (-I_{offset}) \frac{2}{\sqrt{3}} \cos(\theta_s - \alpha) \tag{23}$$

여기서 $\alpha = \tan^{-1} \sqrt{3}$ 이다. 식(23)은 전류센서에 오프셋이 존재하면 전원주파수와 같은 주파수의 토크리플이 발생함을 의미한다. 무부하이고 마찰계수 B_m 가 영이라면 토크와 속도가 식(24)을 만족하며, 따라서 속도에도 토크의 경우와 같은 성분의 리플이 나타난다.

$$\omega_m = \frac{T_e}{J_m} \tag{24}$$

그러나 속도제어기의 필터링 효과와 마찰의 존재로 인하여 속도리플은 토크리플에 비하여 작게 나타난다.

경우 2 : i_a 센서에 이득변화가 발생한 경우

이 경우에 대한 해석방법은 오프셋이 발생된 경우와 동일하며, 센서 이득변화로 인하여 발생하는 토크리플은 식(25)와 같이 구해진다. 따라서 전류센서의 이득변화가 전원주파수의 2배의 주파수 성분을 가지는 토크리플을 발생함을 알 수 있다.

$$\Delta T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} |\lambda_s| \epsilon I_a \frac{1}{\sqrt{3}} \left[\sin(2\theta_s + \alpha) + \frac{\sqrt{3}}{2} \right] \tag{25}$$

4. 유도전동기 구동시스템을 위한 장치고장검출 기법

4.1 장치고장 검출식별시스템의 개요

유도전동기의 고장검출 기법 연구는 전동기 모델의 비선형성으로 인하여 모델기반 기법보다는 고장 데이터에 근거한 신경망 기법 등에 치중되었다[15-17]. 인공 신경망 기법은 패턴 분류개념에 근거하므로 온-오프라인 방식의 고장검출 및 진단에 유용하지만 초기고장의 실시간 검출식별 및 보상의 관점에서는 상태변수들의 정량적 정보를 제공해 주는 칼만필터나 상태관측기를 사용하는 모델기반 기법이 더 효과적이다. 따라서 최근에는 비선형 상태관측기를 도입한 고장검출식별 기법이 활발히 연구되고 있다[18, 19]. 하지만 유도전동기 구동시스템을 위해 이제까지 제안된 장치고장 검출식별시스템은 대부분 고장식별정보의 다중성(redundancy) 확보를 위해 여러개의 비선형 관측기를 병렬적으로 구동하는 방식을 채택하고 있어 실질적 적용이 곤란하다[18].

본 연구에서는 기존의 다중관측기 기법의 실험상 문제점을 해결하고 실시간 적용이 가능한 관측기 기반 장치고장 검출기법을 제안한다. 제안된 고장 검출식별시스템의 전체 구조는 그림 4와 같이 잔차발생기, 고장 검출식별논리 및 고장보상 알고리즘으로 구성된다. 제안한 고장검출식별시스템에서 잔차는 한개의 관측기와 시험입력(TIS, Test Input Set) 스케줄링 기법에 의해 발생되며, 검출과 식별과정은 TIS의 스케줄링 결과에 의해 결정된다. 또한 검출식별의 성능을 좌우하는 임계치는 다양한 조건에서의 고장 시뮬레이션과 고장 실험 결과에 근거하여 선정된다.

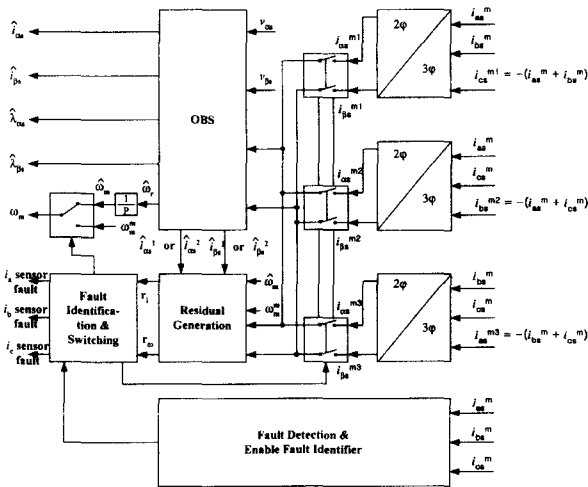


그림 4 제안한 장치고장검출식별 시스템의 전체 구조
Fig. 4 Block diagram of the propose IFDIS

4.2 잔차발생을 위한 적응 자속관측기

본 절에서는 유도전동기를 위한 고장검출식별시스템의 핵심인 잔차발생을 위한 상태관측기를 제안한다. 이 상태관측기는 기본적으로 고정자 자속과 전류의 추정치를 제공하는

동시에 파라미터 변화에 적응하도록 속도 및 고정자 저항 추정알고리즘을 포함한다. 제안된 자속관측기는 Kubota[20, 21] 등의 관측기와 유사한 형태를 가지지만, 직접토크제어에 필요한 고정자 전류와 고정자 자속을 직접 추정하며, 퍼지 이득조정 알고리즘에 근거한 극점영역 배치기법을 적용함으로써 수렴특성이 속도에 의존하는 기존 관측기와 달리 모든 속도영역에서 일정 수렴속도를 유지하는 특징을 가진다. 먼저 유도전동기를 상태방정식으로 표현하면 식(26)과 같이 된다.

$$\begin{bmatrix} \frac{d \mathbf{i}_s}{dt} \\ \frac{d \lambda_s}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{\sigma T_r} + \frac{1}{\sigma T_s}\right) I + \omega_r J & \frac{1}{\sigma L_s T_r} I - \omega_r \frac{1}{\sigma L_s} J \\ -R_s I & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s \\ \lambda_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} I \\ I \end{bmatrix} v_s \quad (26)$$

여기서 $T_r = L_r/R_r$, $T_s = L_s/R_s$, $\sigma = 1 - L_m^2/(L_s L_r)$, $I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$, $J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$, $O = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$ 이다. 따라서 식(26)은

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu \quad (27)$$

의 형태가 되고, 출력 방정식은 고정자 전류를 측정한다면 다음과 같이 된다.

$$y = Cx = i_s \quad (28)$$

이상의 상태 방정식과 출력 방정식으로부터 유도전동기가 취할 수 있는 모든 속도(ω_r)에 대해 $[A(\omega_r):C]$ 가 완전 가관측이면 식(27), (28)의 유도전동기 시스템은 완전 가관측이며, 고정자 전류와 자속에 대한 식(29)의 상태관측기가 존재한다.

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = A\hat{x} + Bv_s + K(y - \hat{y}) \quad (29)$$

여기서 K 는 관측기 이득행렬이며 관측기가 일정 수렴속도를 갖도록 선정하는 것이 바람직하다. 그러나 유도전동기의 방정식에서 행렬 A 는 속도의 함수이므로 전체속도 영역에서 동일한 수렴성을 보장하는 이득행렬은 존재하지 않는다. 본 논문에서는 이러한 어려움을 극복하기 위해서 ω_r 을 조정변수로 하는 이득조정기법을 도입하였다. 이 방법은 선정된 동작점에서 $[A(\omega_r) K(\omega_r):C]$ 가 원하는 고유치를 갖도록 이득 $K(\omega_r)$ 를 구한 후 다음과 같은 퍼지규칙에 의하여 이득을 조정하는 기법이다.

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

여기서 F_k 에 대한 퍼지집합은 모두 이등변 삼각형으로 선정하였으며, L_{ijk} 는 미리 선정된 속도에서의 관측기 이득이다. 위의 퍼지규칙에서 K_{ij} 는 추론된 이득의 비퍼지화는 다음의 무게 중심법에 의해 수행한다.

$$K_{ij} = \frac{\sum_{k=1}^N \mu_k(\omega_r(t)) L_{ijk}}{\sum_{k=1}^N \mu_k(\omega_r(t))} \quad (30)$$

4.3 속도 및 고정자 저항의 추정

제안된 퍼지 이득조정 관측기가 구동되기 위해서는 이득조정
의 근거가 되는 속도정보가 외부로부터 제공되어야 한다.
속도정보의 획득 방법으로는 직접 측정 방법과 추정기법이
있다. 본 논문에서는 구동계의 신뢰성 개선을 위하여 측정장
치로서 엔코더를 채택하고 간단한 추정 알고리즘에 의해 속
도정보를 발생, 비교함으로써 엔코더 이상을 실시간 검출 보
상케 한다. 관측자의 성능에 영향을 주는 또 하나의 변수는
고정자 저항의 변화이다. 이 저항의 변화에 대한 적응 능력
을 부여하기 위해 고정자 저항의 추정 알고리즘을 도입한다.

적응 파라미터인 속도와 고정자 저항의 추정 알고리즘을 유
도하기 위하여 관측기의 상태 추정오차를 $e = x - \hat{x}$ 라 정의
하고, 관측기의 오차 방정식을 구한 결과는 다음과 같다.

$$-\frac{d}{dt} e = (A - KC)e + \Delta A_\omega \hat{x} + \Delta A_R \hat{x} \quad (31)$$

식(31)에서

$$\begin{aligned} \Delta A_\omega &= A_\omega - \widehat{A}_\omega \\ &= \begin{bmatrix} (\omega_r - \widehat{\omega}_r)J & -(\omega_r - \widehat{\omega}_r) \frac{1}{\sigma L_s} J \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (32)$$

$$\begin{aligned} \Delta A_R &= A_R - \widehat{A}_R \\ &= \begin{bmatrix} -\frac{(R_s - \widehat{R}_s)}{\sigma L_s} I & 0 \\ -(R_s - \widehat{R}_s)I & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (33)$$

이며, 식 (32)에서 $\Delta \omega_r = \omega_r - \widehat{\omega}_r$ 라하고, 식 (33)에서
 $\Delta R_s = R_s - \widehat{R}_s$ 라 하자. 이때 식(34)와 같은 Lyapunov 합
수를 정의하자.

$$V = e^T e + \frac{\Delta \omega_r^2}{C_1} + \frac{\Delta R_s^2}{C_2} \quad (34)$$

여기서 C_1, C_2 는 양의 상수이다. 상태관측자는 식(34)에 주어
진 V 의 시간도함수가 음한정(negative definite)일 때 수렴이 보
장된다.

$$\begin{aligned} \frac{dV}{dt} &= e^T [(A - KC)^T + (A - KC)]e + \hat{x}^T \Delta A_\omega^T e \\ &+ e^T \Delta A_\omega \hat{x} - 2 \frac{d\widehat{\omega}_r}{dt} \frac{\Delta \omega_r}{C_1} + \hat{x}^T \Delta A_R^T e \\ &+ e^T \Delta A_R \hat{x} - 2 \frac{d\widehat{R}_s}{dt} \frac{\Delta R_s}{C_2} \end{aligned} \quad (35)$$

식(35)의 첫 번째 항은 관측기이득 K 를 적절히 선정함으로써
음한정하게 만들 수 있으므로, 나머지 항들이 영이 되면 식(35)

는 음한정하다. 따라서

$$2 \frac{d\widehat{\omega}_r}{dt} \frac{\Delta \omega_r}{C_1} = \hat{x}^T \Delta A_\omega^T e + e^T \Delta A_\omega \hat{x} \quad (36)$$

$$2 \frac{d\widehat{R}_s}{dt} \frac{\Delta R_s}{C_2} = \hat{x}^T \Delta A_R^T e + e^T \Delta A_R \hat{x} \quad (37)$$

이다. $e_{ias} = i_{as} - \hat{i}_{as}$, $e_{ibs} = i_{bs} - \hat{i}_{bs}$ 를 정의하면, $\widehat{\omega}_r, \widehat{R}_s$
는 다음으로 구해진다.

$$\frac{d\widehat{\omega}_r}{dt} = K_\omega [(b \lambda_{bs} - \hat{i}_{bs})e_{ias} - (b \lambda_{as} - \hat{i}_{as})e_{ibs}] \quad (38)$$

$$\frac{d\widehat{R}_s}{dt} = -K_R [\hat{i}_{as} e_{ias} + \hat{i}_{bs} e_{ibs}] \quad (39)$$

여기서 $b = 1/(\sigma L_s)$ 이며, $K_\omega = C_1, K_R = C_2 b$ 이다. 식(38)
는 추정 속도를 개선을 위하여 비례항을 추가한 식(40)으로 변
경할 수 있으며, 저항의 추정식은 식(41)과 같다.

$$\begin{aligned} \widehat{\omega}_r &= K_{\omega p} [(b \lambda_{bs} - \hat{i}_{bs})e_{ias} - (b \lambda_{as} - \hat{i}_{as})e_{ibs}] \\ &+ K_{\omega i} \int [(b \lambda_{bs} - \hat{i}_{bs})e_{ias} - (b \lambda_{as} - \hat{i}_{as})e_{ibs}] dt \end{aligned} \quad (40)$$

$$\widehat{R}_s = -K_{Ri} \int [\hat{i}_{as} e_{ias} + \hat{i}_{bs} e_{ibs}] dt \quad (41)$$

여기서, $K_{\omega i}, K_{\omega p}$ 는 속도 추정을 위한 PI 이득이며, K_{Ri} 는 저
항 추정을 위한 적분이득이다.

4.4 고장 검출 및 식별 기법

제안된 퍼지 이득조정 적응관측기는 전압, 전류의 측정치를
제공받아 자속, 전류, 속도 및 고정자 저항의 추정치를 제공
한다. 본 논문에서 제안된 고장검출식별 기법은 단일관측기
에 의한 다중고장의 검출식별을 가능케 하기 위하여 순차적
논리에 따라 관측기의 입력을 투입하고 발생한 잔차를 분석
하는 방법을 도입한다. 관측기의 입력과 투입순서는 3상 전
류의 평형성 및 대상 센서의 중요도에 근거하여 결정된다.
본 절의 전과정에서 다음을 가정한다.

**가정(1) : 고장검출식별 대상은 속도 측정장치와 세 개
의 고정자 전류센서로 설정**

가정(2) : 두 측정장치의 고장은 동시에 발생하지 않는다.

먼저 엔코더 고장검출을 위한 잔차는 관측기로부터 제공되
는 추정치와 엔코더에 의한 측정치의 차로 정의한다.

$$r_\omega = |\omega_m^m - \widehat{\omega}_m| \quad (42)$$

유도전동기 구동장치를 위한 고장검출식별 시스템이 기본
적으로 검사하는 잔차는 식(42)의 r_ω 와 식(43)에 주어진 고정
자 전류의 평형방정식이다.

$$i_{sum} = i_{as}^m + i_{bs}^m + i_{cs}^m \quad (43)$$

고장의 검출은 식(42)와 식(43)에 대한 임계치 검사에 의해
전류센서 고장과 엔코더 고장을 식별하는 것으로부터 시작된다.

IF ($i_{sum} > th_i$) THEN current sensor fault
ELSE IF ($r_\omega > th_\omega$) THEN encoder fault
ELSE normal

전류센서 고장의 경우에는 고장센서를 식별하기 위한 추가 정보 및 논리가 필요하며 이를 위해 고정자 전류의 평형식으로부터 도출된 다음의 테스트입력(TIS)들을 순차적으로 관측기에 투입한다.

$$TIS(1) = \{ i_{as}^m, i_{bs}^m, i_{cs}^m \} \text{ where } i_{cs}^m = -(i_{as}^m + i_{bs}^m)$$

$$TIS(2) = \{ i_{as}^m, i_{cs}^m, i_{bs}^m \} \text{ where } i_{bs}^m = -(i_{as}^m + i_{cs}^m)$$

TIS(1)은 a상 및 b상 전류센서의 고장과 c상 전류센서 고장을 식별하기 위한 관측기 입력이며, 잔차와 식별 논리는 다음과 같다.

잔 차 :

$$r_1 = |i_{as}^m - \hat{i}_{as}^m| + |i_{bs}^m - \hat{i}_{bs}^m|$$

식별논리 :

IF ($r_1 > th_1$) THEN i_a sensor or i_b sensor fault
ELSE i_c sensor fault

여기서 i_{xs}^m 은 TIS(1)의 2상 정지좌표계 표현이며 \hat{i}_{xs}^m 은 TIS(1)이 투입될 때 관측기에 의해서 추정된 고정자 전류의 2상 정지좌표계 표현이다. 이 잔차가 선정된 임계치보다 크면 a상 또는 b상 전류센서의 고장이 선언되며, 임계치보다 작다면 c상 전류센서의 고장이 선언된다. 다음으로 a상 또는 b상 전류센서의 고장이 선언된 경우에는 고장센서의 식별을 위해 c상 전류의 측정치를 포함한 TIS(2)를 투입한다. 이때 잔차와 식별논리는 다음과 같다.

잔 차 :

$$r_2 = |i_{as}^m - \hat{i}_{as}^m| + |i_{bs}^m - \hat{i}_{bs}^m|$$

식별논리 :

IF ($r_2 > th_2$) THEN i_a sensor fault
ELSE i_b sensor fault

여기서 i_{xs}^m 은 TIS(2)의 2상 정지좌표계 표현이며 \hat{i}_{xs}^m 은 TIS(2)가 투입될 때 관측기에 의해서 추정된 고정자 전류의 2상 정지좌표계 표현이다. 이 잔차는 a, c상 전류센서에 의해 발생된 것이므로 잔차가 임계치보다 크면 a상 고장이 선언되고 그렇지 않은 경우에는 b상 고장이 선언된다. 전류센서 고장은 정상인 두상 센서의 측정치에 의해 i_{as} , i_{bs} 를 산출하여 투입함으로써 보상된다.

5. 적용 연구

고장해석 결과 및 고장진단 알고리즘의 타당성을 검증하기 위하여 정격 2.2[kW]의 직접토크제어 유도전동기 드라이브를 대상으로 시뮬레이션을 수행하였다. 먼저 5.1절에는 전동기와 제어기 파라미터를 기술하였다. 5.2절에는 고장 해석 결과의

타당성과 제안된 자속관측기에 의한 잔차발생의 타당성을 입증하기 위한 시뮬레이션에 의한 고장해석 결과를 기술하고, 5.3절에는 제안된 고장검출식별 기법의 검출식별 성능과 고장허용 특성을 검증하기 위한 시뮬레이션 결과를 수록하였다.

5.1 유도전동기의 직접토크제어 시스템과 자속관측기

유도전동기의 파라미터는 표 4와 같고, 직접토크제어 시스템의 파라미터는 표 5와 같다. 또한 잔차 발생을 위해 도입된 적응관측기의 극점은 [-20 -20 -800 -800]으로 선정하였다. 퍼지 알고리즘을 이용한 관측기 이득조정을 위해 선정된 소속함수는 모두 이등변 삼각형 모양으로 선정하였으며 48[rpm]이하에선 2, 550[rpm] 이하에서는 50, 그 이상에선 120 간격으로 선정하였다. 식(40)의 속도추정기 이득은 $K_{\omega p}=0.002$, $K_{\omega i}=17$, 저항추정기의 이득은 $K_{Ri}=0.5$ 로 선정하였다.

표 4 유도전동기의 정격 및 파라미터

Table 4 The ratings and parameters of induction motor

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	1,740 [rpm]	L_r	0.0671 [H]
정격토크	12.0783 [Nm]	L_m	0.0650 [H]
극 수	4	J_m	0.0418 [kgm ²]
		B_m	0.0046 [kgm ² /sec]

표 5 제어기 파라미터

Table 5 Parameters of controller

직접토크제어기의 설계 파라미터	파라미터 결정치
토크의 최대 기준치(Max T_{ref})	12.0783 [Nm]
토크제어기의 히스테리시스밴드 폭(T_{band})	0.2415 [Nm]
자속제어기의 기준자속($ \lambda_s _{ref}$)	0.48 [Wb]
자속제어기의 히스테리시스밴드 폭(F_{band})	0.0096 [Wb]
토크 및 자속제어기의 샘플링 주기	50 [μ sec]
속도제어기의 샘플링 주기	2 [msec]
속도제어기의 PI 이득	$K_p=0.8, K_i=8.0$

5.2 고장 영향의 분석을 위한 시뮬레이션 결과

(1) 엔코더 고장의 영향

일정 기준 자속 및 속도 제어시 엔코더 고장의 영향을 분석하였다. 시뮬레이션 조건으로는 무부하 상태에서 기준속도 300[rpm]으로 기동한 후 1[sec]에서 엔코더 이득이 10% 감소한 경우를 고려하였다. 그림 5는 엔코더 이득의 감소로 인하여 실제 전동기 속도가 10% 증가함을 보여주며, 이때 식(42)의 잔차가 고장 발생 직후 증가함을 보여준다. 이는 제안한 잔차발생 알고리즘이 엔코더 고장검출에 효과적임을 나타낸다.

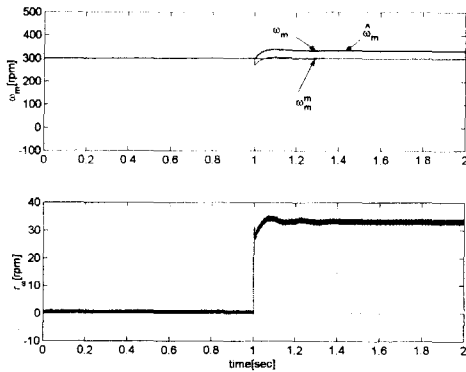
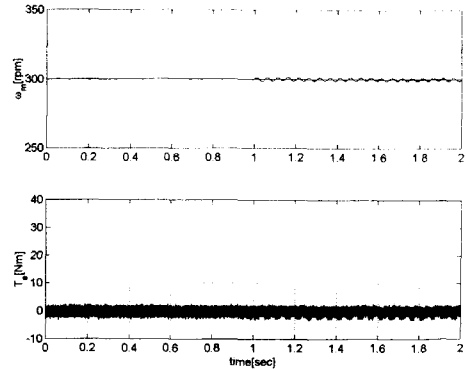
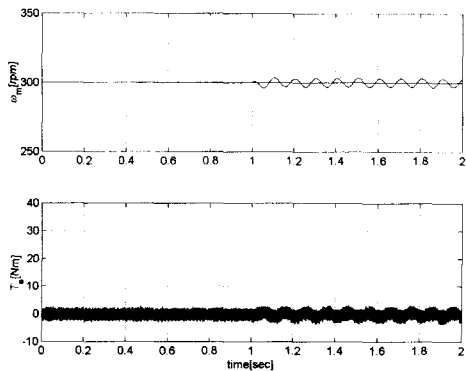


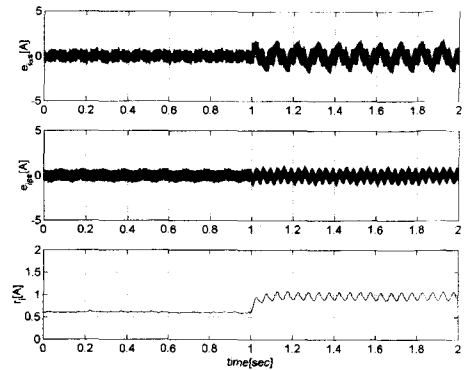
그림 5 엔코더 고장시 속도 및 잔차
Fig. 5 Speed and residual for an encoder fault



(a) 속도 및 토크

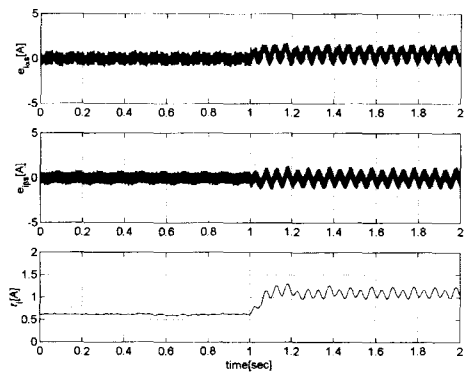


(a) 속도 및 토크



(b) 전류 추정오차 및 잔차

그림 7 전류센서에 이득변화가 발생한 경우의 고장 효과
Fig. 7 Effect of a current sensor fault(gain change)



(b) 전류 추정오차 및 잔차

그림 6 전류센서에 오프셋이 존재하는 경우의 고장 효과
Fig. 6 Effect of a current sensor fault(offset)

(2) 전류센서 고장의 영향

전류센서 고장의 영향을 분석하기 위하여 다음의 두가지 시나리오를 고려하였다.

시나리오 1 : 무부하에서 기준속도 300[rpm]으로 기동한 후 1[sec]에서 a상 전류센서에 1[A]의 오프셋이 발생.

시나리오 2 : 기준속도 300[rpm]으로 기동한 후 1[sec]에서 a상 전류센서에 20%의 이득변화, 즉 $i_{as}^m = (1 - 0.2)i_{as}$ 가 발생.

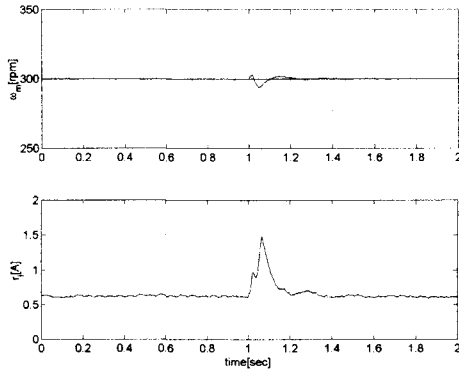
5.3 제안된 고장검출식별 기법의 성능 검토

제안된 고장검출식별 알고리즘의 성능을 검토하기 위하여 각 전류센서에 대한 고장 시뮬레이션을 수행하였다. 자속관측기에는 각 상전류의 측정치를 투입할 수도 있으나 본 절의 시뮬레이션에서는 기동시부터 검사입력 TIS(1)을 투입하였다. 고장 발생시점은 1[sec]이며 가정된 고장은 크기 1[A]의 오프셋이다.

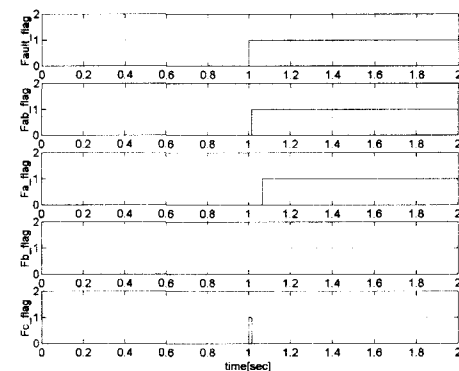
그림 8과 그림 9는 각각 a상 및 c상의 전류센서 고장에 대한 검출식별 결과이다. 각 그림에서 (a)에는 전동기 속도와 잔차의 시간적례를 도시하였으며, 그림 (b)에는 전류고장의 검출, 식별결과가 도시된 다섯 개의 그림이 포함되어 있다. 여기서 Fault_flag는 전류센서 고장의 발생, Fab_flag는 a상 혹은 b상 전류센서의 고장이 발생했음을 표시한다. 또한

Fa_flag는 a상, Fb_flag는 b상, 그리고 Fc_flag는 c상 전류센서의 고장을 표시한다.

그림 8(a)는 a상 전류센서 고장 직후 전동기의 속도가 기준치로부터 이탈하여 잠시동안 리플이 발생하였다가 고장검출 및 고장센서의 식별, 보상으로 원래의 기준속도로 회복됨을 보여준다. 그림 8(b)에서 전류센서 고장의 검출은 고장발생 직후에 이루어지며, (a, b)상 고장과 c상 고장의 식별에는

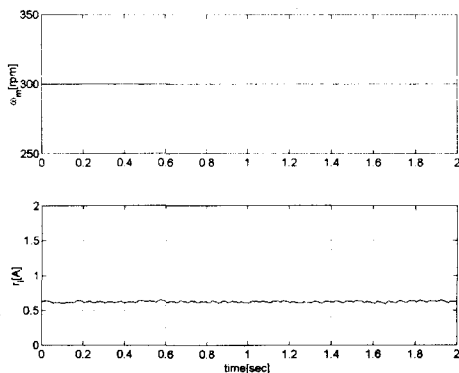


(a) 속도 및 잔차

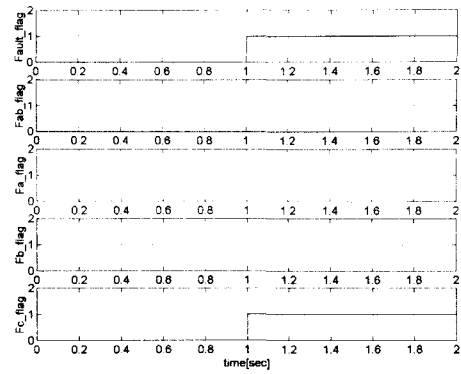


(b) 고장 플래그

그림 8 a상 전류센서 고장시 제안한 IFDIS의 응답특성
Fig. 8 Responses of the proposed IFDIS for a current sensor fault(a-phase)



(a) 속도 및 잔차



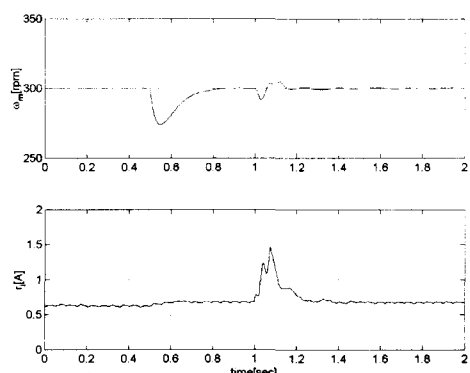
(b) 고장 플래그

그림 9 c상 전류센서 고장시 제안한 IFDIS의 응답특성
Fig. 9 Responses of the proposed IFDIS for a current sensor fault(c-phase)

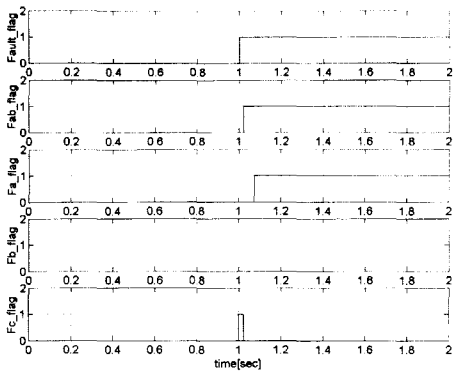
0.03초 정도의 지연시간이 발생하고, 최종적으로 a상과 b상 고장의 검출에는 0.1초 정도의 지연시간이 발생함을 보여준다. 따라서 보상은 고장 발생후 0.1초 이후 이루어졌음을 알 수 있다.

그림 9는 c상 전류센서 고장이 발생한 경우이다. 위의 (a, b)상 고장의 식별이 2단계 과정에서 이루어지는 반면 c상 전류센서 고장의 식별은 1단계 과정에서 이루어지므로 지연시간은 거의 발생하지 않는다. 또한 본 절의 제어입력 구성에는 c상 전류의 측정치를 사용하지 않았기 때문에 제어성능에 영향을 미치지 않았음을 알 수 있다. 따라서 특정 고장의 검출, 식별에 소요되는 지연시간은 고장검출식별 시스템 설계에 도입된 검출식별(과정) 논리에 의존한다.

그림 10은 부하변화가 발생한 경우 고장검출식별시스템의 성능을 고찰하기 위한 시뮬레이션 결과이다. 고장은 그림8의 경우와 동일하며, 부하의 변화로는 0.5[sec]에 정격의 1/2를 투입하였다. 그림 10으로부터 부하 변동 또는 외란이 고장검출식별 성능에 큰 영향을 주지 않음을 확인하였다. 이상의 시뮬레이션 결과는 본 연구에서 제안된 고장검출식별 알고리즘이 각 센서 고장을 정확하게 검출식별하고 보상하는 기능을 가짐으로서 제어시스템의 신뢰성을 향상시킬 수 있음을 보여준다.



(a) 속도 및 잔차



(b) 고장 플래그

그림 10 부하변화시 a상 전류센서 고장에 대한 IFDIS의 응답 특성

Fig. 10 Responses of the proposed IFDIS for a current sensor fault(a-phase) when load change occurred

6. 결 론

본 논문에서는 직접토크제어되는 고성능 유도전동기 속도 제어시스템에서 센서고장이 제어시스템의 성능에 미치는 영향을 분석하고 센서고장의 검출식별 기법을 제안하였다. 해석 및 검출 대상은 속도 측정에 사용되는 엔코더 고장과 전류 센서의 고장이다. 본 논문의 핵심적 내용은 전류센서 고장이 토크리플에 미치는 영향을 해석적으로 분석하였다는 점과 속도센서 및 전류센서의 고장을 조기에 검출할 수 있는 관측기 기반 고장검출식별 알고리즘의 제안이다. 제안된 고장검출 기법은 한 개의 관측기만을 구동함에도 불구하고 다중관측기 기법 적용시와 동일한 식별정보를 얻을 수 있을 뿐만 아니라 실시간 적용이 용이하여 고장허용제어계의 구성에 직접 도입될 수 있으며, 따라서 직접토크제어되는 유도전동기 구동시스템의 신뢰성 및 성능향상에 기여할 수 있을 것으로 판단된다. 현재 제안된 고장검출식별 보상 알고리즘을 도입한 직접토크제어계의 실험적 성능 평가를 위한 통합 제어시스템을 설계 중이며 추후 실험적 평가결과를 발표할 예정이다.

이 연구는 2000학년도 단국대학교 대학연구비 지원으로 연구되었음.

참 고 문 헌

- [1] W. Leonhard. Control of Electrical Drives, Springer-Verlag, 1996.
- [2] Peter Vas, Electrical Machines and Drives a Space-Vector Theory Approach, Oxford Science Publications, 1992.
- [3] Peter Vas, Sensorless Vector and Direct Torque Control, Oxford Science Publications, 1998.
- [4] C. Kral, R. S. Wieser, F. Pierker and M. Schagginger, "Sequences of Field-Oriented Control for the Detection of Faulty Rotor Bars in Induction Machines - The Vienna Monitoring Method," IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 47, No. 5, pp. 1042-1050, 2000.
- [5] R. R. Schon et. al. "Motor Bearing Damage Detection using Stator Current Monitoring," IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 31, No. 6, pp. 1274-1279, 1995.
- [6] R. R. Schon and T. G. Habetler, "A new method of current-based condition monitoring in induction machines operating under arbitrary load conditions," Electric machines and power systems, Vol. 26, pp. 141-152, 1995.
- [7] S. M. Shinnars, Modern Control System Theory and Design, Second edition, John-Wiley & Sons, 1998.
- [8] R. Patton, P. Frank, and R. Clark, Fault Diagnosis in Dynamic Systems Theory and Application, Prentice Hall, 1989.
- [9] A. D. Pouliezios and G. S. Stavrakakis, Real Time Fault Monitoring of Industrial Processes, Kluwer Academic Pub., 1994.
- [10] M. Depenbrock, "Direct Self-Control(DSC) of Induction Machine," IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 3, No. 4, pp. 581-588, 1988.
- [11] I. Takahashi and T. Noguchi, "A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor," IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 22, No. 5, pp. 820-827, 1986.
- [12] R. Ortega, N. Barabanov, and G. E. Valderrama, "Direct Torque Control of Induction Motors: Stability Analysis and Performance Improvement," IEEE Trans. on Automatic Control, Vol. 46, No. 8, pp. 1209-1222, 2001.
- [13] G. Buja, D. Casadei, and G. Serra, "Direct Torque Control of Induction Motor Drives," IEEE Symposium on Industrial Electronics, ISIE proceedings, pp. TU2-TU8, 1997.
- [14] C. Thybo, Fault-tolerant Control of Inverter Fed Induction Motor Drives, Ph.D. Thesis, Aalborg University, Denmark, 2000.
- [15] M. Y. Chow, "On the Application and Design of Artificial Neural Networks for motor Fault Detection I and II," IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 40, No. 2, pp. 89-96, 1993.
- [16] Peter Vas, Parameter Estimation, Condition Monitoring and Diagnosis of Electrical Machines, Oxford science publications, 1993.
- [17] I. E. Alguindigue, "Monitoring and Diagnosis of Rolling Element Bearings using Artificial Neural

Networks," IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 40, No. 2, pp. 209-217, 1993.

[18] S. M. Bennett, R. J. Patton, and S. Daley, "Using a Bilinear Motor Model for a Sensor Fault Tolerant Rail Traction Drives," Preprints of SAFEPROCESS 97, pp. 783-788, 1997.

[19] C. Depersis and A. Isidori, "A Geometric Approach to Nonlinear Fault Detection and Isolation," IEEE Trans. on Automatic Control, Vol. 46, No. 6, pp. 853-865, 2001.

[20] H. Kubota, K. Matsuse, and T. Nakano, "DSP-based Speed Adaptive Flux Observer of Induction Motor," IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 29, No. 2, pp. 344-348, 1993.

[21] H. Kubota and K. Matsuse, "Speed Sensorless Field-oriented Control of Induction Motor with Rotor Resistance Adaptation," IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 30, No. 5, pp. 1219-1224, 1994.

저 자 소 개

이 기 상 (李 起 常)

1952년 10월 24일생. 1978년 고려대 전기공학과 졸업(학사). 1981년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1984년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1983년~현재 단국대 전기전자컴퓨터공학부 교수. 1995년~1996년 미국 University of Washington 방문교수.

Tel : 02) 709-2575

Fax : 02) 795-8771

E-mail : keesang@dku.edu

류 지 수 (柳 志 帥)

1968년 7월 28일생. 1990년 단국대 전기공학과 졸업(학사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2002년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 단국대 전기전자컴퓨터공학부 강사.

Tel : 02) 709-2581

Fax : 02) 795-8771

E-mail : jsryu@dku.edu