전력 등가관계를 이용한 벡터제어 유도전동기의 엔코더 고장 해석 및 검출

論 文
52D-6-2

Analysis and Detection of Encoder Fault for Vector Controlled Inducton Motor Drives using Power Parity Relations

柳 志 帥* · 李 起 常** · 朴 泰 建***
(Ji-Su Ryu · Kee-Sang Lee · Tae-Geon Park)

Abstract - In induction motor control systems driven by the indirect vector control scheme, the rotor speed is measured to determine the flux angle which is a key variable in the control algorithm. The most popular way to measure the angular velocity is the use of rotary encoder. Since the errorneous measurement of rotor speed results in incorrect flux angle estimate, the control input generated based on the faulty information should be far from the desired (correct) value and deteriorates the overall control performance. In this paper the effects of encoder fault on motor variables and control performance are analyzed by both theoretical approach and experimental study. A parity equation based on the power is suggested and applied to detect the incipient fault of encoder.

Key Words : Indirect vector control, Encoder fault detection scheme, Parity equation, Induction motor drive

1. 서 론

인버터 기술의 발전으로 유도전동기의 고성능 가변속 제어가 가능하게 됨에 따라 각종 자동화 공정과 운송시스템 등에 유지보수가 곤란한 직류전동기 대신 기계적으로 견고한 유도전동기를 도입한 교류서보시스템의 적용이 급속히 확대되고 있다. 따라서 교류서보시스템의 성능개선과 신뢰성의 개선을 위한 연구가 매우 활발히 진행되고 있다[1]. 먼저 유도전동기 구동 서보시스템의 성능 개선을 위한 정밀급 제어기법이 제안 발전되었으며[2-4], 그중 벡터제어 기법과 직접토크제어기법 등은 유도전동기 정밀제어의 대표적 기법으로 각종 산업용 드라이브에 효과적으로 적용되고 있다.

최근에는 유도전동기 드라이브를 채택한 공정의 대형화와 복잡성의 증가로 인하여 운전 중 고장으로 인한 손실비용이 급증함에 따라 신뢰도 개선 대책에 관한 관심이 고조되고 있으며 그 결과 진동신호나 고정자 전류의 스펙트럼 분석에 근거하여 베어링 마모, 회전자 도체의 손상 등 전동기 자체의 구조적 결함 검출에 유용한 이상진단기법들이 제시되었다[5-9]. 중요한 사실은 고성능 유도전동기 제어계의 성능은 피드백 제어알고리즘의 개입으로 인하여 전동기 자체의 건전성 뿐 만 아니라 피드백정보를 제공하는 측정 센서와 구동회로의 건전성에 의해서 더욱 큰 영향을 받는다는 점이다. 본 논문에서 채택한 간접벡터제어 기법에서는 엔코더에 의해 속도를 측정하고 이를 적분하여 각위치를 얻고 여기에 슬립각을 더하여 자속 각위치를 계산하고 그 결과에 근거하여 제어입력이 결정된다[2]. 따라서 엔코더의 고장은 실제와 다른 회전자의 속도, 각위치 및 슬립 각속도가 제어 알고리즘에 투입됨을 의미하며, 그 결과 잘못된 제어입력이 발생되어 제어성능의 감퇴 또는 제어불능 상태를 초래하게 된다, 따라서 벡터제어 유도전동기 서보시스템의 신뢰성 향상을 위해서는 엔코더 이상을 검출할 수 있는 이상검출기법의 개발이 필수적이다[1,10].

본 논문에서는 유도전동기의 정밀제어용 벡터제어시스템을 대상으로 회전자 속도의 측정장치인 엔코더에 이상이 발생한 경우, 각 변수 및 제어시스템의 성능에 미치는 영향을 수학적 모델을 이용한 해석적 방법 및 시뮬레이션에 의하여 분석하고, 고장 또는 이상을 조기에 검출하기 위하여 전력방정식에 근거한 잔차(residual) 발생알고리즘을 제안한다. 제안한 잔차 발생알고리즘에 근거한 엔코더 이상검출 기법의 실제적인 적용 가능성을 검토하기 위하여 실시간 제어되는 유도전동기 구동장치에 대한 고장 실험을 수행한다.

논문의 구성은 다음과 같다. 2절에는 유도전동기 모델 및 벡터제어 기법에 대하여 기술하였으며, 3절에는 엔코더 고장의 영향을 분석하였다. 4절에는 고장검출을 위한 잔차 발생을 위한 전력 등가관계식을 유도하였으며, 5절에는 시뮬레이션 결과와 실험 결과를 분석 검토하였고, 마지막으로 6절에서는 결론을 기술하였다.

* 正 會 員 : 檀國大學校 電氣電子컴퓨터工學部 講師 · 工博
** 正 會 員 : 檀國大學校 電氣電子컴퓨터工學部 敎授 · 工博
*** 正 會 員 : 忠北科學大學 電子情報科 敎授 · 工博
接受日字 : 2002年 10月 7日
最終完了 : 2003年 4月 28日

2. 유도전동기 모델 및 벡터제어

2.1 유도전동기 모델

일반적으로 3상 유도전동기의 모델은 고정자 기준 2상 α-β 정지좌표계로 변환하여 표현하는 것이 편리하다. 임의 3상

변수 f_a, f_b, f_c 는 식(1)에 의해 고정자 기준 α-β 정지좌표계로 변환된다.

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

고정자 기준 α-β 정지좌표계에서 유도 전동기의 모델은 다음과 같다[2].

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

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

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

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

여기서 위 첨자 s는 고정자 기준 정지좌표계를 의미하며, 아래 첨자 s와 r은 고정자와 회전자를 표시하고, L_s, L_r, L_m 은 각각 권선의 자기 인덕턴스와 상호 인덕턴스이다. 또 R_s, R_r 은 권선 저항이며, ω_r은 회전자의 전기 각속도이다. 유도전동기의 토크는

$$T_e = \frac{3}{2}\frac{P}{2}\frac{L_m}{L_r}(\lambda_{\alpha r} i_{\beta s} - \lambda_{\beta r} i_{\alpha s}) \quad (6)$$

과 같고, 여기서 P는 극수이다.

위와 같이 유도전동기를 2상 정지좌표계에서 표현하면 독립변수의 수가 감소하여 보다 취급하기 간편하게 되지만, 전압, 전류, 쇄교자속 등의 변수들이 아직 정현파 교류이므로 취급하기 어렵다. 따라서 동기속도(ω_e)로 회전하는 동기좌표계에서 유도전동기를 표현하면 각 변수들이 직류성분으로 되어 취급하기 편리해진다. 식(2)에서 식(5)에 다음과 같은 회전좌표변환

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_e & \sin\theta_e \\ -\sin\theta_e & \cos\theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} \quad (7)$$

을 적용할 수 있다. 여기서 $\theta_e = \omega_e t$는 α축에 대한 d축의 회전각위치이다. 그러면 동기좌표계에서 유도전동기 모델은 다음과 같이 된다[2].

$$v_s^e = R_s i_s^e + \frac{d\lambda_s^e}{dt} + j\omega_e \lambda_s^e \quad (8)$$

$$0 = R_r i_r^e + \frac{d\lambda_r^e}{dt} + j\omega_{sl} \lambda_r^e \quad (9)$$

$$\lambda_s^e = L_s i_s^e + L_m i_r^e \quad (10)$$

$$\lambda_r^e = L_m i_s^e + L_r i_r^e \quad (11)$$

여기서 위첨자 'e'는 동기좌표계를 의미하며, $\omega_{sl} = \omega_e - \omega_r$ 은 슬립 각속도이다. 또한 동기좌표계에서 표현된 유도전동기의 토크는

$$T_e = \frac{3}{2}\frac{P}{2}\frac{L_m}{L_r}(\lambda_{dr} i_{qs} - \lambda_{qr} i_{ds}) \quad (12)$$

가 된다.

2.2 벡터제어

벡터제어는 유도전동기의 정밀제어기법으로서 비선형성으로 인한 제어의 어려움을 극복하기 위하여 고정자 전류를 토크성분과 여자성분으로 분리제어(decoupling control)하는 방법이다. 간접벡터제어되는 유도전동기 제어시스템의 전체적인 구조는 그림 1과 같다. 전류의 분리제어를 위해서는 고정자 전류를 동기좌표계로 변환해야 한다. 회전자 자속 기준 제어를 한다면, 여자전류 성분은 회전자 자속과 동일한 각(θ_e)을 가지며 그 방향은 동기좌표계의 d축과도 일치한다. 또한 토크전류 성분은 자속과 직교하며 그 방향은 동기좌표계의 q축과 일치한다. 벡터제어기법은 자속각의 취득 방법에 따라 직접벡터제어와 간접벡터제어로 구분된다. 간접벡터제어 방식에서는 자속 각위치를 고정자 전류와 회전자 속도의 측정치를 이용하여 다음 과정에 의하여 계산한다[2]. 본 절의 각 변수들의 표기시 고장이 없는 정상임을 표기하기 위하여 위 첨자 'n'를 사용한다.

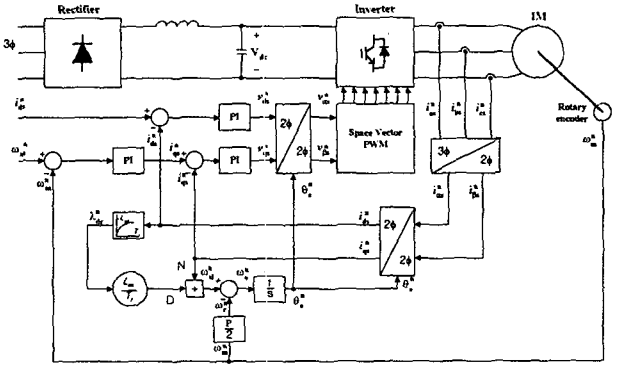


그림 1 간접 벡터제어계의 구성도

Fig. 1 Block diagram of the indirect vector control system

단계 1. 전류제어루프에서 전류 i_{as}^n, i_{bs}^n 및 i_{cs}^n를 측정한다.

단계 2. 3상-2상 변환과 정지-동기 변환을 이용하여 i_{qs}^n 및 i_{ds}^n를 계산한다.

단계 3. 2상 동기좌표계에서의 자속전류 i_{ds}^n에 근거하여 회전자 쇄교자속의 d축 성분 λ_{dr}^n를 계산한다.

$$T_r \frac{d\lambda_{dr}^n}{dt} + \lambda_{dr}^n = L_m i_{ds}^n \quad (13)$$

여기서 $T_r = L_r/R_r$은 회전자 시정수이다.

단계 4. 슬립 각속도를 구한다.

$$\omega_{sl}^{n} = \frac{L_m}{T_r}\frac{i_{qs}^{n}}{\lambda_{dr}^{n}} \tag{14}$$

단계 5. 자속 각속도는 측정된 전동기의 회전 각속도에 슬립 각속도를 더한 값이며, 이 자속 각속도와 고정자의 a 축을 기준으로 한 d축의 회전각 즉, 자속각은 다음과 같은 관계가 있다.

$$\theta_e^n = \int_0^t \omega_e^n\, dt = \int_0^t (\omega_{sl}^n + \omega_r^n)\, dt \tag{15}$$

3. 엔코더 고장의 효과

회전자 속도는 벡터제어계를 실현하기 위한 필수 정보이다. 그림 1에서 보듯이 측정된 회전자 속도에 근거하여 동기좌표계로 변환시 필요한 회전자 자속의 각위치를 계산하므로 속도측정에 오차가 발생하면 고정자 전류를 토크성분과 여자성분으로 정확하게 분리하지 못함으로 인하여 토크와 자속제어시 이들 제어변수 사이에 상호 간섭이 발생한다. 따라서 속도제어 성능이 감퇴된다[1]. 본 절에서는 엔코더의 고장이 간접벡터제어 유도전동기 제어시스템에 미치는 영향을 해석한다.

3.1 엔코더 고장의 모델링

로터리 엔코더는 회로상의 원인이나 사용환경에 따라 몇 가지 형태의 이상이 발생할 수 있다. 엔코더 고장은 식(11)과 같이 이득의 변화로 표현할 수 있다[1].

$$\hat{\omega}_m = (1-\gamma)\,\omega_m, \qquad 0 \le \gamma \le 1 \tag{16}$$

여기서 ω_m은 실제의 회전자 기계적 각속도이며 $\hat{\omega}_m$은 회전자 기계적 각속도의 측정치이다. 엔코더 고장은 수광소자가 차단되었거나, 엔코더 신호선의 단선 및 합선으로 인하여 출력 펄스가 발생하지 못하는 경우(γ = 1), 원판의 홀 중 일부가 차단되었거나, 회로의 경년변화로 인한 출력 펄스가 감소된 경우(0 < γ <1) 및 신호선의 접촉 불량으로 인하여 γ가 간헐적으로 [0, 1] 내의 임의의 값을 취하는 경우로 분류된다[1,12].

3.2 엔코더 고장의 효과

엔코더에 고장이 없는 정상시에는 각 변수들에 있어서 구분이 필요 없으나, 엔코더 고장이 발생하면 $\omega_r \neq \hat{\omega}_r$이므로, $\hat{\omega}_r$로부터 계산된 식(13)으로부터 식(15)의 결과는 ω_r에 근거한 계산 결과와 다르게 되므로 구분이 필요하며, 앞으로의 전개에서 위 첨자가 없는 변수들은 실제값을 의미하며, 'hat'이 붙은 변수들은 고장이 개입된 변수들을 의미한다. 먼저 자속각 θ_e는 식(15)를 이산화한 다음 방정식에 의해 계산된다. 아래에서 전류 제어루프의 샘플링 주기는 T_{si}로 가정하였으며 k는 $t=kT_{si}$를 의미한다.

$$\Delta\theta_e(k) = \frac{L_m}{T_r}\frac{i_{qs}(k)}{\lambda_{dr}(k)}T_{si} + \frac{P}{2}\Delta\theta_m(k) \tag{17}$$

여기서 $\Delta\theta_e(k) = \theta_e(k) - \theta_e(k-1)$, $\Delta\theta_m(k) = \theta_m(k) - \theta_m(k-1)$이며 회전속도 $\hat{\omega}_r$에 근거하여 계산된 자속각 $\hat{\theta}_e$ 의 표현은 식(17)에서 θ_m, i_{qs}, λ_{dr} 대신에 $\hat{\theta}_m$, $\hat{i}_{qs}$, $\hat{\lambda}_{dr}$를 대입하여 얻어진다. 엔코더 고장의 경우 $\hat{\theta}_e$와 θ_e의 편차가 발생하므로 자속각 $\hat{\theta}_e$에 근거하여 3상 전류 i_{as}, i_{bs}, i_{cs}를 좌표 변환한 $\hat{i}_{ds}$, $\hat{i}_{qs}$ 역시 실제의 i_{ds}, i_{qs}와는 다르게 된다. 또한 실제와는 다른 $\hat{i}_{ds}$, $\hat{i}_{qs}$는 자속각 $\hat{\theta}_e$의 계산에 영향을 준다. 엔코더 고장시 θ_e와 $\hat{\theta}_e$간의 추정 편차 θ_e^{err} 및 추정 편차의 증분 $\Delta\theta_e^{err}$은 다음의 이산치 형식으로 표현된다.

$$\begin{aligned}\Delta\theta_e^{err}(k) &= \frac{L_m}{T_r}\left[\frac{i_{qs}(k)}{\lambda_{dr}(k)} - \frac{\hat{i}_{qs}(k)}{\hat{\lambda}_{dr}(k)}\right]T_{si} \\ &\quad + \frac{P}{2}\left[\Delta\theta_m(k) - \Delta\hat{\theta}_m(k)\right]\end{aligned} \tag{18}$$

여기서 $\Delta\theta_e^{err}(k) = \theta_e^{err}(k) - \theta_e^{err}(k-1)$, $\theta_e^{err}(k) = \theta_e(k) - \hat{\theta}_e(k)$이다. 이와 같은 자속각 추정오차는 토크전류, 자속전류, 자속의 추정 및 토크에 영향을 미친다. 엔코더 고장으로 인하여 그림 2와 같이 실제의 자속각이 계산치보다 큰 경우 ($\theta_e(k) > \hat{\theta}_e(k)$), 즉 자속각 추정 편차가 $\theta_e^{err}(k) > 0$인 경우를 고려해보자.

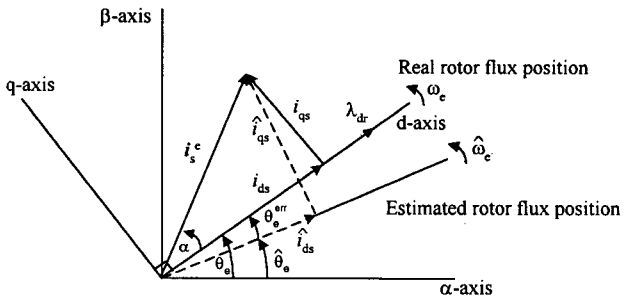


그림 2 회전자 자속 및 고정자 전류의 벡터도
Fig. 2 Vector diagram of the rotor flux and the stator currents

그림 2로부터 동기좌표계에서 고정자 전류 i_s^e와 자속전류 성분 i_{ds}가 이루는 각을 α라하고 정의하면 전류 i_s^e와 i_{ds}, i_{qs}사이의 관계는 다음과 같다.

$$i_{qs} = i_s^e \sin\alpha \tag{19}$$

$$i_{ds} = i_s^e \cos\alpha \tag{20}$$

윗식과 그림 2로부터 엔코더 고장시 전류 i_s^e와 $\hat{i}_{ds}$, $\hat{i}_{qs}$사이의 관계는

$$\hat{i}_{qs} = i_s^e \sin(\alpha + \theta_e^{err}) \tag{21}$$

$$\hat{i}_{ds} = i_s^e \cos(\alpha + \theta_e^{err}) \tag{22}$$

이며, 식(19)~식(22)로부터 엔코더 고장시 동기좌표계에서 고정자 전류의 실제값과 계산치가 다음의 관계를 가짐을 알 수 있다.

$$\hat{i}_{qs} = \frac{\sin(\alpha + \theta_e^{err})}{\sin\alpha} i_{qs} \tag{23}$$

$$\hat{i}_{ds} = \frac{\cos(\alpha + \theta_e^{err})}{\cos\alpha} i_{ds} \tag{24}$$

정의에 의해 $\alpha \leq 90°$이고, α와 θ_e^{err}의 합을 예각으로 가정하면

$$\hat{i}_{qs} \geq i_{qs}, \quad \hat{i}_{ds} \leq i_{ds} \tag{25}$$

식(25)에 의하면 엔코더 고장시 동기좌표계에서의 토크 전류의 계산치가 실제 값보다 크고, 자속전류는 계산치가 실제 값보다 작게됨을 의미한다. 전동기의 제어성능에 미치는 영향은 자속각 추정편차의 크기에 따라 다르게 나타나며, 자속각 추정편차가 작은 경우에는 전동기의 속도가 정상적인 경우보다 증가하게되고 추정편차가 큰 경우에는 제어를 상실할 수 있다.

자속각 추정편차의 영향을 받는 또 다른 변수는 쇄교자속의 d축 성분이다. 식(13)으로부터 쇄교자속의 d축 성분의 계산치는

$$\hat{\lambda}_{dr} = \frac{L_m}{T_r p + 1} \hat{i}_{ds} \tag{26}$$

이 되며, 여기서 $p \equiv d/dt$이다. 식(26)에 식(24)을 대입하여 정리하면

$$\begin{aligned} \hat{\lambda}_{dr} &= \frac{L_m}{T_r p + 1} \frac{\cos(\alpha + \theta_e^{err})}{\cos\alpha} i_{ds} \\ &= \frac{\cos(\alpha + \theta_e^{err})}{\cos\alpha} \lambda_{dr} \end{aligned} \tag{27}$$

가 된다. $\theta_e^{err}(kt) > 0$ 및 α와 θ_e^{err}의 합을 예각으로 가정한 경우,

$$\hat{\lambda}_{dr} \leq \lambda_{dr} \tag{28}$$

이 성립한다. 즉, 동기 회전좌표계에서 쇄교자속의 d축 성분의 계산치가 실제값 보다 작음을 알 수 있다.

4. 등가 관계식을 이용한 엔코더 고장검출

본 절에서는 실시간 적용이 용이한 엔코더 고장검출기법을 제안한다. 제안하는 고장검출시스템은 그림 3과 같이 전동기 공급전력의 계산부, 공급전력의 추정부와 잔차발생부, 그리고 발생된 잔차에 대하여 임계치 검사를 수행하는 고장검출부로 구성된다. 이 기법은 전동기내에서 성립하는 전력의 등가관계(power parity relation)에 근거한다. 이 등가관계는 "전동기에 공급되는 전력은 회전자와 고정자에서의 손실, 자계 저장전력 및 기계적인 출력의 합" 임을 의미한다[13]. 특히 이 기법에서 주목해야할 사항은 공급전력의 계산은 정지좌표계에서 이루어지고, 공급전력의 추정은 동기좌표계에서 이루어지므로 엔코더 고장으로 인하여 자속각 계산 편차가 발생하면 공급전력의 추정편차가 발생한다는 사실이다. 그리고 전력의 계산시 고정자 전압(v_{as}, $v_{\beta s}$, v_{ds}, v_{qs})에 대한 정보가 필요한데, 이 전압들에 대한 정보를 얻기 위하여 별도의 전압센서를 사용하지 않고 전류제어기로부터 발생하는 지령치를 사용하였으며, 이와 같은 구성은 공간벡터변조(space vector modulation) 기법을 이용하여 인버터를 구동하는 경우 타당한 방법이다.

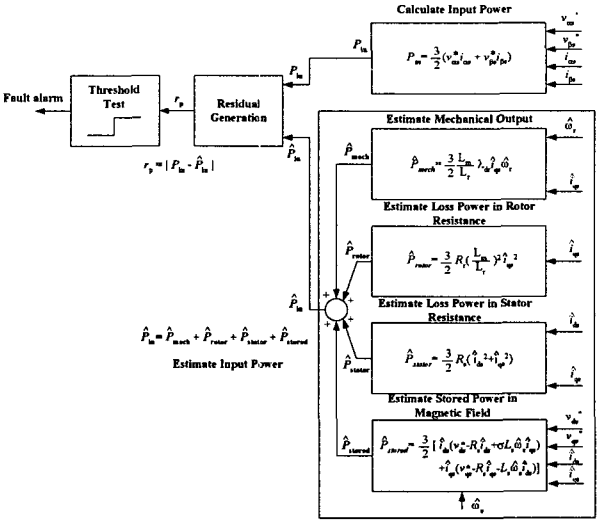


그림 3 제안한 고장검출시스템의 구성도

Fig. 3 Block diagram of the proposed fault detection scheme

4.1 벡터제어 적용시 전력 표현

전동기의 전력 관계는 다음과 같이 된다[13].

$$P_{in} = P_{mech} + P_{rotor} + P_{stator} + P_{stored} \tag{29}$$

여기서 P_{in}는 공급전력, P_{mech}는 기계적 출력, P_{rotor} 및 P_{stator}는 각각 회전자와 고정자 저항에서 소모되는 전력, P_{stored}는 자계저장전력을 의미한다. 각각의 전력을 수식으로 표현하면

$$\begin{aligned} P_{in} &= \boldsymbol{v}_s^s \boldsymbol{i}_s^s \\ &= v_{as} i_{as} + v_{bs} i_{bs} + v_{cs} i_{cs} \\ &= \frac{3}{2}(v_{as} i_{as} + v_{\beta s} i_{\beta s}) \end{aligned} \tag{30}$$

$$P_{mech} = T_e \omega_m \tag{31}$$

$$P_{rotor} = \frac{3}{2} R_r | \boldsymbol{i}_r^s |^2 \tag{32}$$

$$P_{stator} = \frac{3}{2} R_s | \boldsymbol{i}_s^s |^2 \tag{33}$$

$$P_{stored} = \frac{3}{2}\left(i_s^s \frac{d\lambda_s^s}{dt} + i_r^s \frac{d\lambda_r^s}{dt}\right) \tag{34}$$

이다. 벡터제어는 직류전동기와 같은 제어특성을 얻기 위해서 회전자 쇄교자속을 d축과 일치시켜서

$$\lambda_{dr} = \text{constant} = \lambda_r, \quad \lambda_{qr} = 0 \tag{35}$$

이 되도록 제어하므로, 식(31)에서 식(34)을 벡터제어 하에 있을 때 동기좌표계에서 표현하면 각각 다음과 같이 된다.

$$P_{mech} = \frac{3}{2}\frac{L_m}{L_r}\lambda_{dr} i_{qs} \omega_r \tag{36}$$

$$P_{rotor} = \frac{3}{2} R_r \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2 i_{qs}^2 \tag{37}$$

$$P_{stator} = \frac{3}{2} R_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) \tag{38}$$

$$\begin{aligned} P_{stored} = \frac{3}{2}[\, & i_{ds}(v_{ds} - R_s i_{ds} + \sigma L_s \omega_e i_{qs}) \\ & + i_{qs}(v_{qs} - R_s i_{qs} - L_s \omega_e i_{ds})] \end{aligned} \tag{39}$$

4.2 전력관계에 근거한 잔차 발생

전력식에 근거하여 엔코더의 고장을 검출하기 위한 잔차(r_p)의 발생식은 다음과 같다.

$$r_P = | P_{in} - \hat{P}_{in} | \tag{40}$$

여기서 $\hat{P}_{in} = \hat{P}_{mech} + \hat{P}_{rotor} + \hat{P}_{stator} + \hat{P}_{stored}$이다. 잔차를 구하기 위해서는 전력의 추정치를 구하여야 한다. 엔코더 고장이 발생해서 자속각 추정편차가 존재할 때 각 전력의 추정치와 추정편차를 구해보자. 먼저 기계적 출력의 추정치는 식(36)로부터

$$\begin{aligned} \hat{P}_{mech} &= \frac{3}{2}\frac{L_m}{L_r}\hat{\lambda}_{dr}\, \hat{i}_{qs}\, \hat{\omega}_r \\ &= \frac{3}{2}\frac{L_m}{L_r}\lambda_{dr} i_{qs}\, \hat{\omega}_r \frac{\cos(\alpha + \theta_e^{err})}{\cos\alpha} \frac{\sin(\alpha + \theta_e^{err})}{\sin\alpha} \end{aligned} \tag{41}$$

와 같이 되고, 실제 속도 ω_r에 의한 기계적 출력과 엔코더로부터 측정된 속도 $\hat{\omega}_r$에 의한 기계적 출력과의 편차는

$$\begin{aligned} P_{mech}^{err} &= P_{mech} - \hat{P}_{mech} \\ &= \frac{3}{2}\frac{L_m}{L_r}\lambda_{dr} i_{qs}\left[\omega_r - \hat{\omega}_r \frac{\cos(\alpha + \theta_e^{err})}{\cos\alpha} \frac{\sin(\alpha + \theta_e^{rr})}{\sin\alpha}\right] \end{aligned} \tag{42}$$

가 된다. 전류제어 루프의 샘플링 주기를 회전자 시정수 보다 훨씬 작게 선정한다면 λ_{dr}의 추정편차가 P_{mech}^{err}에 미치는 영향은 무시될 수 있으므로, P_{mech}^{err}은 전동기의 실제 회전자 속도와 엔코더로부터 측정된 속도의 편차, 실제의 i_{qs}와 계산된 $\hat{i}_{qs}$사이의 편차에 주로 의존한다. 여기서 고정자의 q축 전류의 추정편차는 엔코더에 의한 속도의 측정편차가 원인이므로 전동기 속도의 측정편차가 P_{mech}^{err}를 발생시킨다고 할 수 있다. 회전자 저항에서 소모되는 전력의 추정치는 식(37)로부터

$$\begin{aligned} \hat{P}_{rotor} &= \frac{3}{2} R_r \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2 \hat{i}_{qs}^{\,2} \\ &= \frac{3}{2} R_r \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2 i_{qs}^{\,2} \frac{\cos^2(\alpha + \theta_e^{err})}{\cos^2\alpha} \end{aligned} \tag{43}$$

가 되고, 실제의 회전자 저항에서 소모전력과 추정된 소모전력과의 편차는

$$\begin{aligned} P_{rotor}^{err} &= P_{rotor} - \hat{P}_{rotor} \\ &= \frac{3}{2} R_r \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2 i_{qs}^{\,2} \left(1 - \frac{\cos^2(\alpha + \theta_e^{err})}{\cos^2\alpha}\right) \end{aligned} \tag{44}$$

가 된다. 고정자 저항에서 소모되는 전력은

$$\begin{aligned} \hat{P}_{stator} &= \frac{3}{2} R_s (\, \hat{i}_{ds}^{\,2} + \hat{i}_{qs}^{\,2}\,) \\ &= \frac{3}{2} R_s \left[i_{ds}^{\,2} \left(\frac{\sin^2(\alpha + \theta_e^{err})}{\sin^2\alpha}\right) \right. \\ &\qquad \left. + i_{qs}^{\,2} \left(\frac{\cos^2(\alpha + \theta_e^{err})}{\cos^2\alpha}\right)\right] \end{aligned} \tag{45}$$

가 되며, 실제의 고정자 저항에서 소모전력과 추정된 소모전력과의 편차는

$$\begin{aligned} P_{stator}^{err} &= P_{stator} - \hat{P}_{stator} \\ &= \frac{3}{2} R_s \left[i_{ds}^{\,2} \left(1 - \frac{\sin^2(\alpha + \theta_e^{err})}{\sin^2\alpha}\right) \right. \\ &\qquad \left. + i_{qs}^{\,2} \left(1 - \frac{\cos^2(\alpha + \theta_e^{err})}{\cos^2\alpha}\right)\right] \end{aligned} \tag{46}$$

가 된다. 자계 저장전력의 추정치는

$$\begin{aligned} \hat{P}_{stored} = \frac{3}{2}[\, & \hat{i}_{ds}(\, \hat{v}_{ds} - R_s\, \hat{i}_{ds} + \sigma L_s\, \hat{\omega}_e) \\ & + \hat{i}_{qs}(\, \hat{v}_{qs} - R_s\, \hat{i}_{qs} - L_s\, \hat{\omega}_e\, \hat{i}_{ds})] \\ = \frac{3}{2}\Bigg[& i_{ds}\left\{(v_{ds} - R_s i_{ds})\left(\frac{\cos^2(\alpha + \theta_e^{err})}{\cos^2\alpha}\right)\right. \\ & \left. + \sigma L_s\, \hat{\omega}_e i_{qs}\left(\frac{\cos^2(\alpha + \theta_e^{err})}{\cos^2\alpha}\right)\right\} \\ & + i_{qs}\left\{(v_{qs} - R_s i_{qs})\left(\frac{\sin^2(\alpha + \theta_e^{err})}{\sin^2\alpha}\right)\right. \\ & \left. - L_s\, \hat{\omega}_e i_{ds}\left(\frac{\cos(\alpha + \theta_e^{err})\sin(\alpha + \theta_e^{err})}{\cos\alpha\sin\alpha}\right)\right\}\Bigg] \end{aligned} \tag{47}$$

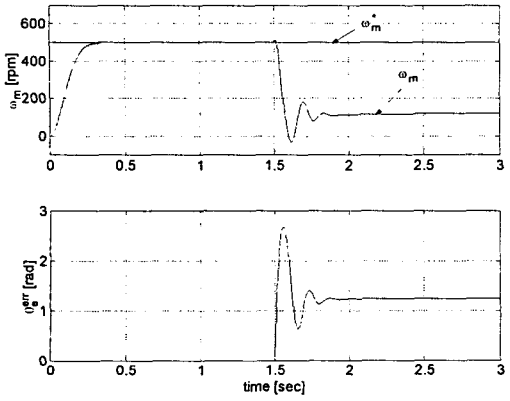
가 되고, 실제 자계 저장전력과 추정된 자계 저장전력의 편차는

$$
\begin{aligned}
P_{stored}^{err} &= P_{stored} - \hat{P}_{stored} \\
&= \frac{3}{2}\Big[i_{ds}\Big\{ (v_{ds} - R_s i_{ds})\Big(1 - \frac{\cos^2(\alpha+\theta_e^{err})}{\cos^2\alpha}\Big) \\
&\quad + \sigma L_s i_{qs}\Big(\omega_e - \hat{\omega}_e \frac{\cos^2(\alpha+\theta_e^{err})}{\cos^2\alpha}\Big)\Big\} \\
&\quad + i_{qs}\Big\{ (v_{qs} - R_s i_{qs})\Big(1 - \frac{\sin^2(\alpha+\theta_e^{err})}{\sin^2\alpha}\Big) \\
&\quad - L_s i_{ds}\Big(\omega_e - \hat{\omega}_e \frac{\cos(\alpha+\theta_e^{err})\sin(\alpha+\theta_e^{err})}{\cos\alpha\sin\alpha}\Big)\Big\}\Big]
\end{aligned}
\tag{48}
$$

가 된다.

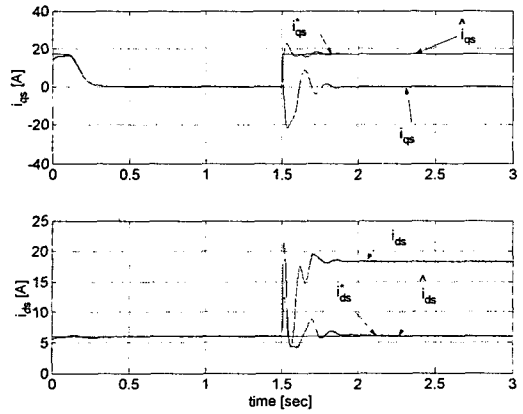
5. 시뮬레이션 및 실험 결과 검토

고장해석 결과 및 고장검출 알고리즘의 타당성을 검증하기 위하여 2.2[kW]의 3상 유도전동기를 대상으로 시뮬레이션 및 실험을 수행하였다[11].



(a) 속도 및 자속각 추정편차

(a) Speed and estimation error of the flux angular position



(b) 동기 좌표계에서의 고정자 전류

(b) Stator currents in the synchronous reference frame

그림 4 엔코더 고장의 효과

Fig. 4 Effects of the encoder fault

5.1 엔코더 고장의 효과

일정 기준 자속 및 속도 제어시 엔코더 고장의 영향을 분석하기 위한 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션 조건은 전동기를 속도 500[rpm]으로 기동하여 정속 운전되고 있는 상태에서 1.5[sec]에 엔코더 단선이다. 그림 4(a)에서와 같이 엔코더 단선이 발생하면 자속각 추정편차가 발생하게 되고, 그림 4(b)에서와 같이 엔코더 고장으로 인하여 잘못 계산된 자속각에 근거하여 변환된 전류($\hat{i}_{ds}$, $\hat{i}_{qs}$)가 기준 전류 (i_{ds}^*, i_{qs}^*)를 추종하며 실제 전동기 전류(i_{ds}, i_{qs})는 제어되지 못한다. 고장 해석 결과와 같이 계산된 자속전류는 실제의 자속전류보다 작아진다.

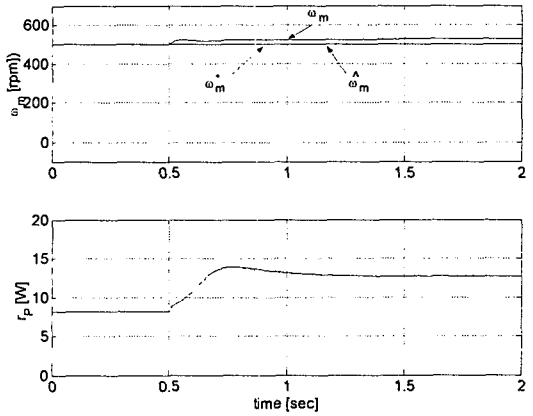
5.2 엔코더 고장의 검출

잔차발생 알고리즘의 성능을 시험하기 위하여 다음과 같은 고장 시나리오를 고려하였다.

고장 시나리오 1 : 전동기가 500[rpm]으로 정속 운전되고 있는 상황에서 0.5[sec]에 엔코더의 5% 고장을 고려하였다. 즉 $\hat{\omega}_m = (1-0.05)\omega_m$이 된다.

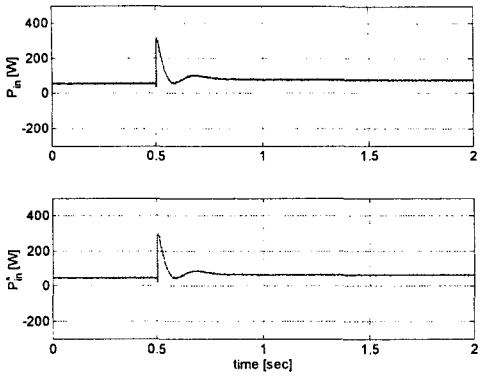
고장 시나리오 2 : 전동기가 300[rpm]으로 정속 운전되고 있는 상황에서 0.5[sec] 이후부터 50[msec] 주기로 간헐적인 엔코더 신호선의 단선이 발생한다.

시뮬레이션시 잔차에 대해서는 1차 디지털 저역통과 필터를 사용하였으며, 이 것은 실험시와 동일한 조건이 되도록 하기 위해서다. 그림 5는 고장 시나리오 1에 대한 시뮬레이션 결과로서 엔코더 고장이 발생하면 실제 전동기 속도 및 공급 전력이 증가한다는 사실을 알 수 있다. 또한 고장 발생 직후 잔차가 크게 증가한다. 따라서 제안하는 고장검출기법이 엔코더 고장을 효과적으로 검출할 수 있음을 나타낸다. 그림 6은 고장 시나리오 2에 대한 시뮬레이션 결과이며, 엔코더 신호선의 간헐적인 단선이 발생하면 제어 시스템은 속도 제어를 상실하게 되며 역시 고장 발생 직후 잔차가 증가해서 고장 검출이 가능함을 알 수 있다.

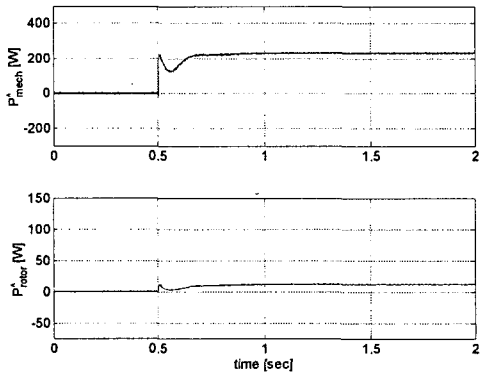


(a) 속도 및 잔차

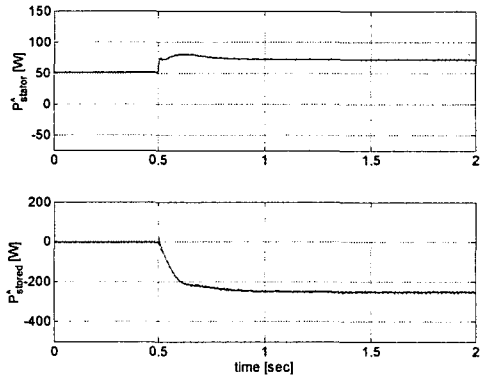
(a) Speed and residual



(b) 공급전력 및 추정된 공급전력
(b) Input power and estimated input power



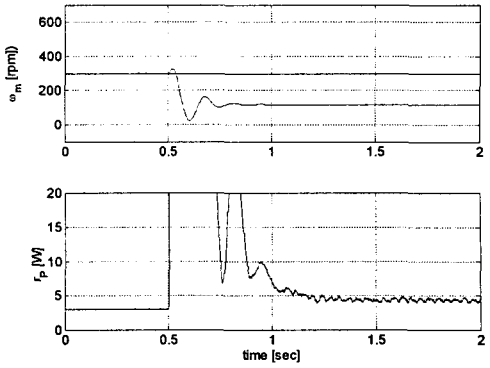
(c) 기계적 출력 및 회전자 저항 손실
(c) Mechanical output power and rotor resistance loss



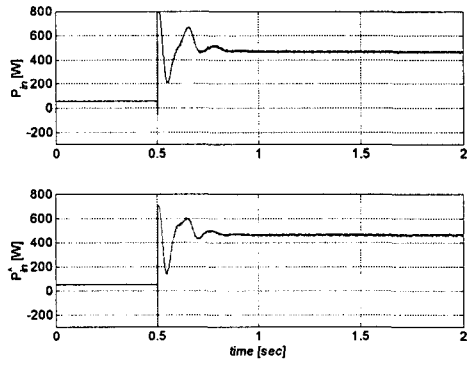
(d) 고정자 저항 손실 및 자계 저장 전력
(d) Stator resistance loss and stored power in the magnetic field

그림 5 고장 시나리오 1에 대한 시뮬레이션 결과
Fig. 5 Simulation results for the fault scenario 1

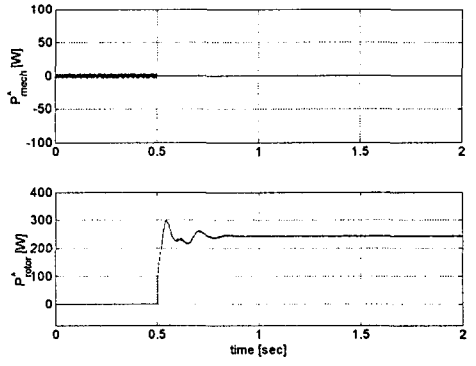
제안한 알고리즘의 실제적인 적용 가능성을 검토하기 위하여 실험을 수행하였다. 제어보드는 고성능 DSP인 TMS320VC33을 주 프로세서로 사용하며 실험 파형은 DSP의 RAM에 저장했다가 에뮬레이터와 Code Composer를이용하여 PC로 전송한 다음 MATLAB을 이용하여 그림으로 만들었다. 실험은 안전상의 문제로 인하여 고장 시나리오 2에 대하여는 수행하지 않았으며 고장 시나리오 1에 대해서만 수행하였다. 실험시 잔차에 대하여는 잡음을 제거하기 위하여 1차 디지털 저역통과 필터를 사용하였다. 그리고 고장검출을 위한 잔차의 임계치(threshold value)는 실험결과에 근거하여 5로 설정하였다. 그림 7은 고장 시나리오 1에 대한 실험결과로서 속도 파형은 시뮬레이션 결과와 거의 일치함을 알 수 있었다. 잔차는 크기에 있어서 시뮬레이션 결과와 약간의 차를 가진다. 이 차는 전력들의 파형에 포함한 잡음의 효과와, 전력 계산을 위한 고정자 전압으로 전류제어기로부터 발생되는 지령치를 사용하는 과정에서, 전력반도체의 보호를 위해 설정된 데드타임(dead time)으로 인하여 발생하는 실제의 고정자 전압과 지령치 사이에 편차가 발생하기 때문인 것으로 판단된다. 그



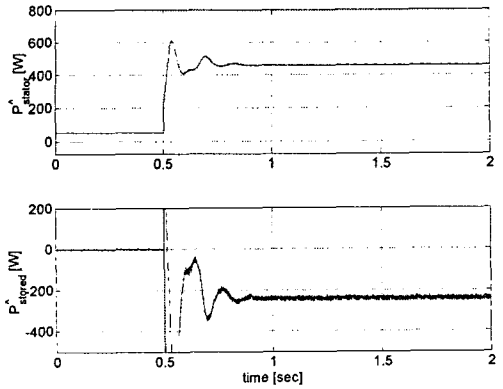
(a) 속도 및 잔차
(a) Speed and residual



(b) 공급전력 및 추정된 공급전력
(b) Input power and estimated input power

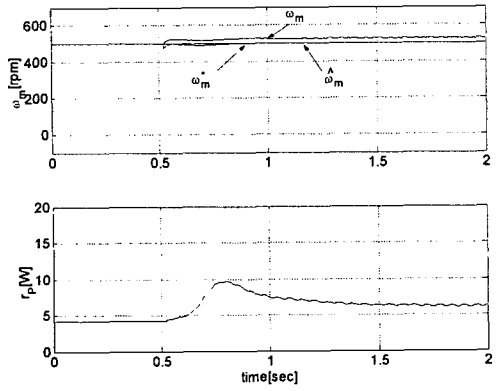


(c) 기계적 출력 및 회전자 저항 손실
(c) Mechanical output power and rotor resistance loss

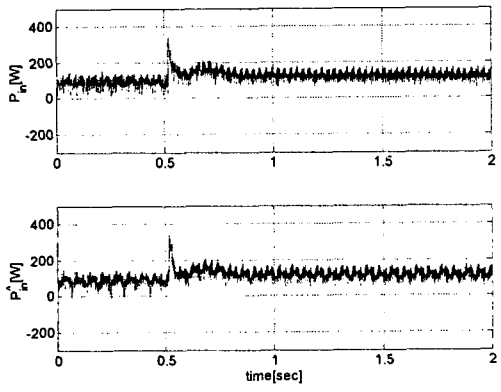


(d) 고정자 저항 손실 및 자계 저장 전력
(d) Stator resistance loss and stored power in the magnetic field

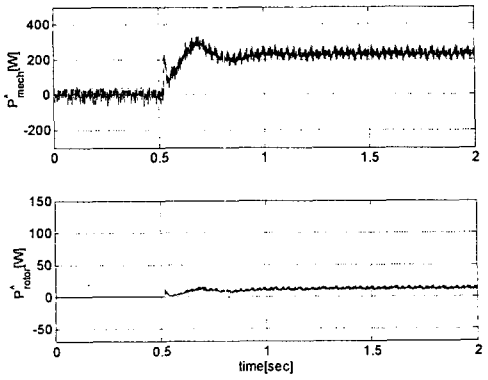
그림 6 고장 시나리오 2에 대한 시뮬레이션 결과
Fig. 6 Simulation results for the fault scenario 2



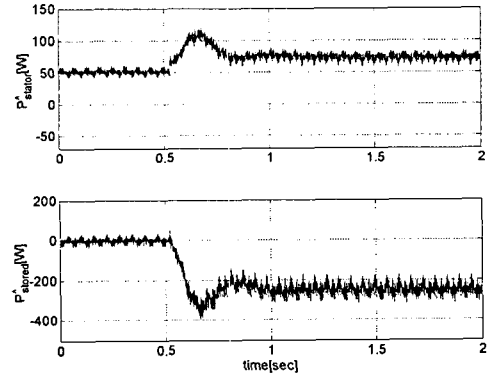
(a) 속도 및 잔차
(a) Speed and residual



(b) 공급전력 및 추정된 공급전력
(b) Input power and estimated input power



(c) 기계적 출력 및 회전자 저항 손실
(c) Mechanical output power and rotor resistance loss



(d) 고정자 저항 손실 및 자계 저장 전력
(d) Stator resistance loss and stored power in the magnetic field

그림 7 고장 시나리오 1에 대한 실험 결과
Fig. 7 Experimental results for the fault scenario 1

러나 다양한 고장 실험 결과에 의하면 제안된 고장검출 기법이 2% 이내의 엔코더 고장도 신속히 검출이 가능하므로 실질적 적용에는 어려움이 없을 것으로 판단된다.

6. 결 론

간접 벡터제어되는 고성능 유도전동기 속도제어시스템에서 엔코더 고장이 각 변수 및 제어시스템의 성능에 미치는 영향을 수학적 모델을 이용한 해석적 방법 및 시뮬레이션에 의하여 분석하였다. 특히 엔코더 고장이 전력의 수급관계에 미치는 영향을 해석함으로서 전력 방정식에 근거한 등가방정식을 유도하였으며, 그 결과에 근거하여 엔코더의 고장을 발생 초기에 검출하기 위한 잔차 발생 알고리즘을 제안하고 실제적인 적용 가능성과 성능을 검토하기 위하여 실험을 수행하였다. 제안된 검출기법의 장점은 칼만필터, 상태관측자 등의 복잡한 추정알고리즘을 사용하지 않고 벡터제어입력 산출 과정에 도입되는 정보만에 의해 잔차 발생이 가능하며, 잔차 발생의 단순성으로 인하여 실시간 적용이 용이하다는 것이다. 전력평형식에 근거하여 제안된 잔차와 엔코더 고장의 크기, 잔차와 엔코더 고장으로 인한 전력손실 등에 대한 해석과 그

결과를 이용한 고장량 추정 및 보상 기법 등에 대한 연구를 진행 중임을 밝혀둔다. 또한 저속영역에서의 엔코더 고장 검출에 추가적인 연구가 수행되어야 한다.

감사의 글

본 연구는 한국전력공사의 지원에 의하여 기초전력공학 공동연구소 주관으로 수행되었습니다(과제번호: 00-016호)

참 고 문 헌

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

[2] Peter Vas, Sensorless Vector and Direct Torque Control, Oxford Science Publications, 1998.

[3] 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.

[4] R. Marino, S. Presada, and P. Valigi, "Adaptive inpu-output linearizing control of induction motors", IEEE Trans. Automatic Control, Vol. 38, No. 2, pp. 208-221. 1993.

[5] 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.

[6] 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.

[7] M. Y. Chow, "On the application and design of artificial neural networks for motor fault detection I and II", IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol. 40, No. 2, pp. 89-96, 1993.

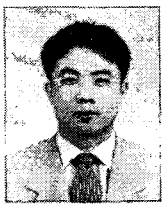
[8] P. Vas, Parameter estimation, condition monitoring and diagnosis of electrical machines, Oxford Science Publications, 1998.

[9] I. E. Alguindigue, "Monitoring and diagnosis of rolling element bearings using artificial neural networks", IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol. 40, No. 2, pp. 209-217, 1993.

[10] S. M. Bennet. R. J. Patton, and S. Daley, "Using a bilinear motor model for a sensor fault tolerant rail traction drives", Preprints of SAFEPROCESS, pp. 783-788, 1997

[11] 이기상, 류지수, "직접토크제어 유도전동기 구동 서보시스템을 위한 장치고장 진단 기법", 전기학회논문지, Vol. 51D, No. 6, pp. 241-151, 2002.

저 자 소 개



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

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

박 태 건(朴 泰 建)

1967년 11월 14일생. 1992년 단국대 전기공학과 졸업(학사). 1994년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 2000년~현재 충북과학대학 전자정보과 교수.

Tel : 043) 730-6373

E-mail : taegeon@ctech.ac.kr