

유도전동기 회전자 시정수 변동에 강인한 간접 벡터제어

論 文
45~3~6

A Robust Indirect Vector Control for the Rotor Time Constant Variation of Induction Motors

康 鉉 受* · 趙 順 鳳** · 玄 東 石***
(Hyun-Soo Kang · Soon-Bong Cho · Dong-Seok Hyun)

Abstract - This paper presents the effects of rotor time constant variation and the on-line tuning algorithm of the rotor time constant. If the value of the rotor time constant is set incorrectly, the IFOC (Indirect Field Oriented Control)scheme exhibits deteriorated performance according to the wrong slip command. These variation effects of the rotor time constant are caused by the slip calculator where it is known that the rotor time constant play an important role in the aligned rotor flux. Using the two torque angles (stationary torque angle, rotating torque angle), the variation of the rotor time constant is identified, and the rotor time constant of the controller is tuned to the proper value of the machine. As the result, with the proposed algorithm, the dynamics of the deteriorated IFOC system, where the rotor time constant is varied, is improved. For the purpose of the validity of this proposed algorithm, the computer simulations and the experiments have been performed and the explanation of the results is presented.

Key Words : Indirect Field Oriented Control (IFOC), Rotor Time Constant, Torque Angle

1. 서 론

최근 산업전반에 걸쳐서 유도전동기의 활용 영역이 점점 넓어지고 있으며, 특히 구동 장치로 벡터제어 시스템의 채택이 급격히 증가하고 있다. 유도전동기의 벡터제어는 유도전동기의 자속의 크기와 위치를 알아내어 고정자 전류를 자속 성분과 토오크 성분으로 분리, 독립 제어함으로써 유도전동기의 과도 특성을 개선하여 빠른 응답특성을 가지게 된다. 이러한 벡터제어는 자속의 크기와 위치를 직접 측정하거나 자속 추정기를 통해 그 정보를 알아내는 직접 벡터제어와 전동기의 회전속도에 슬립속도를 더해 적분한 값으로 회전자 자속의 위치를 추정 제어하는 간접 벡터제어로 구분된다. 직접 벡터제어는 전동기의 매개 변수에 크게 의존하지 않으나 자속의 측정 또는 저속에서의 추정상의 불안정성과 구현의 어려움으로 인해 최근까지 간접 벡터제어가 표준으로 사용되고 있다.

간접 벡터제어는 구현하기에는 간단하나 자속의 위치를 계산하는데 회전자 시정수의 역수를 이득으로 갖는 슬립계산기를 이용함으로써 전동기 회전자 시정수에 크게 좌우된다. 유도전동기의 회전자 시정수 변화는 자속의 위치를 잘못 추정하게 하여 정상 상태 및 과도 상태의 제어성능을 저하시키며 특히 과도시에 토오크 맥동이 발생한다.

간접 벡터제어시 이러한 영향을 주는 회전자 시정수는 온도에 따라 변화하는 회전자 저항과 자속의 크기에 따라 변화하는

회전자 인덕턴스의 비로 구성된다. 이들 중 회전자 인덕턴스는 일정 자속제어에서는 거의 변하지 않는 값이며, 회전자 저항은 유도전동기의 온전으로 인한 자체의 발열 및 주위 온도의 상승에 따라 점진적으로 변화하여 간접 벡터제어 시스템의 성능을 저하시킨다. 따라서 이러한 전동기 회전자 시정수의 변화, 특히 회전자 저항의 변화를 알아내어 on-line tuning 할 수 있는 제어기에 관한 연구가 진행되어 왔다[1~7,13]. 이들 중 Rowan[2]은 기존의 적응제어이론을 재검토하고 고정자 전압 성분을 이용하여 전동기의 등가모델에서 추정해낸 값과 전동기 출력사이의 값을 비교하여 MRAC를 통해 회전자 저항의 변화를 감지하는 방법 등을 제안하였으나 그 각각은 외란에 민감하다거나 경부하시 구현하기 힘들다는 단점이 있다. Lorentz[3]와 Vukosavic[4]은 전동기의 모델을 바탕으로 한 기준함수와 전동기 출력을 바탕으로 한 기준함수를 만들고 그 오차가 영이 되도록 시스템의 이득을 조정하였으며, Sul[5]은 전동기의 비선형 미분 방정식에서 전동기의 전압, 전류 등의 입력값을 이용하여 전동기 계수를 직접 계산하였다. Matsuo [6]는 고정자 전류에 역방향 전류성분을 추가하여 이를 토대로 회전자 저항값(Rr)을 계산하였으나 역방향 직류값을 검출하기 어려운 점과 MMF의 정방향과 역방향성분의 간섭으로 고조파에 의한 토오크 변동이 생긴다는 단점이 있다.

본 논문에서는 전동기의 회전자 시정수 변화가 벡터제어 시스템에 미치는 영향을 분석하고, on-line으로 회전자 시정수의 변동을 추정하는 알고리즘을 제안하고자 한다. 즉, 유도전동기의 자속과 전류를 바탕으로 고정 및 회전 좌표계에서의 토오크 각을 계산하여 회전자 시정수 변화를 추정하고, 간접 벡터제어 슬립계산기의 이득값을 보상하는 방법을 제안한다. 따라서 간접 벡터제어시 회전자 시정수가 변하여도 제안된 알고리즘으로 구현된 시스템을 통해 유도전동기의 동특성을 개선할 수 있다.

*正 會 員 : LG産電 技術研究所 研究員

**正 會 員 : 漢陽大 工大 電氣工學科 博士課程 修了

***正 會 員 : 漢陽大 工大 電氣工學科 教授 · 工博

接受日字 : 1995年 10月 17日

最終完了 : 1996年 2月 15日

시뮬레이션 및 실험을 통해 제안된 알고리즘의 타당성을 입증한다.

2. 유도전동기 벡터제어 시스템의 모델링

좌표축이 동기속도 ω_e 로 회전한다면, 유도전동기의 회전2축 d-q로 표현된 유도전동기의 등가회로 전압방정식은 다음 식(1)과 같다.

$$\begin{aligned} V_{qs}^e &= r_s i_{qs}^e + p \lambda_{qs}^e + \omega_e \lambda_{qs}^e \\ V_{ds}^e &= r_s i_{ds}^e + p \lambda_{ds}^e - \omega_e \lambda_{ds}^e \\ 0 &= r_r i_{qr}^e + p \lambda_{qr}^e + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{qr}^e \\ 0 &= r_r i_{dr}^e + p \lambda_{dr}^e - (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr}^e \end{aligned} \quad (1)$$

여기서, p는 미분 연산자이다.

벡터제어는 직류기에서와 같이 자속을 발생하는 전류 성분(ids)과 토오크를 발생하는 전류성분(iqs)으로 분리하여 비간섭 제어함으로써 복잡한 동특성을 없애고, 보다 고성능의 유도전동기 운전이 가능하게 하였다. 벡터제어를 실현하기 위해서는 회전자 자속의 위치와 크기를 알아야 하며 고정자 전류와 전압에 대한 기준축으로 회전자 자속 벡터를 사용한다. 벡터제어는 회전자 자속을 결정하는 방법에 따라 엔코더나 리졸버를 이용하여 회전자 위치를 구하여 슬립각과 더해 회전자 자속의 위치를 결정하는 간접 벡터제어와 직접적인 자속의 검출 혹은 출력 전압과 전류로서 자속을 추정하는 직접 벡터제어로 나누어진다.

간접 벡터제어는 자속 센서가 필요 없고 저속 및 영속도에서의 운전이 가능하다는 등의 장점이 있지만 자속각 계산을 위하여 전동기 계수를 이용하여 슬립각을 계산하기 때문에 등가모델 내의 전동기 계수의 변화는 전동기의 정상상태와 과도상태 성능을 악화시킨다는 단점이 있다.

유도전동기의 벡터제어가 된다면 회전자 자속의 q축 성분은 0이되며 d축 성분은 거의 일정하여 토오크는 q축 전류성분에 의해서만 제어된다. 따라서 일정 자속제어를 할 때 식(2)가 성립한다.

$$\varphi_{ar} = \frac{d\varphi_{ar}}{dt} = 0, \quad \varphi_{dr} = \varphi_r = const., \quad \frac{d\varphi_{dr}}{dt} = 0 \quad (2)$$

식(2)에 의하여 자속, 슬립, 발생 토오크, 속도를 구하면 다음과 같다.

$$\varphi_r = L_m \cdot i_{ds} \quad (3)$$

$$\omega_{sl} = \frac{L_m}{\varphi_r} \cdot \left(\frac{R_r}{L_r} \right) \cdot i_{qs} = \left(\frac{R_r}{L_r} \right) \cdot \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \quad (4)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \left(\frac{P}{2} \right) \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot i_{as} \cdot \varphi_r \quad (5)$$

$$T_e - T_L = J \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{2}{P} \cdot J \frac{d\omega_r}{dt} \quad (6)$$

자속성분 전류 i_{ds} 는 회전자 자속 φ_r 에 의하여 식(3)에서 구해지고 일정하게 유지되며, 토오크성분 i_{qs} 는 속도제어 루프에 의하여 만들어진다. 슬립과 i_{qs} 의 관계는 식(4)에 따른다. 따라서 전항보상 형식으로 발생된 슬립 각속도는 엔코더에 의해 얻어진 회전자 각속도와 더해져 식(7)와 같이 필요한 전기 각속도를 만든다.

$$\theta_e = \theta_m + \theta_{sl} = \int (\omega_m + \omega_{sl}) dt \quad (7)$$

고정자 전류와 회전자 자속의 상차각을 토오크각이라 할때 토오크각 지령치는 다음과 같이 표현된다.

$$\delta^* = \tan^{-1} \left(\frac{i_{ds}^*}{i_{qs}^*} \right) = \tan^{-1} (\omega_{sl}^* \cdot T_r^*) \quad (8)$$

$$\sin \delta^* = \frac{\omega_{sl}^* T_r^*}{\sqrt{1 + (\omega_{sl}^* T_r^*)^2}} \quad (9)$$

$$\cos \delta^* = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega_{sl}^* T_r^*)^2}} \quad (10)$$

3. 전동기 계수 변화의 영향

간접 벡터제어에서 가장 중요한 회전자 자속의 순시적인 위치는 유도전동기의 속도와 등가모델에서 계산한 슬립각의 합으로 계산되므로 전동기 계수의 변화는 슬립각속도 값의 변동을 일으켜 자속각이 실제와 달라지게 된다. 따라서 간접 벡터제어시 자속의 위치를 추정하는 것은 슬립각을 정확히 추정하는 문제로 귀결되며 자속의 위치를 구현함에 있어서 유도전동기의 계수들, 특히 회전자 시정수를 정확히 알고 있어야 한다. 간접 벡터제어에서 회전자 시정수 ($Tr=Lr/Rr$)가 정확히 알려져 있지 않거나 혹은 전동기의 발열(Rr), 자속 준위의 변화(Lr) 및 기타 다른 조건에 의하여 회전자 시정수가 변화한다면, 회전자 자속각이 정확히 계산되지 않게 되고 d, q축 고정자 전류의 값이 제어기의 계산치와 같지 않아서 자속 준위가 적절히 유지되지 않는다. 이는 과도 상태에서 토오크 진동(oscillation) 및 과여자 혹은 부족여자등을 일으키는 원인이 되며 간접 벡터제어시 순시적인 토오크응답 특성을 저하시킨다.

정상상태에서 회전자 자속이 급격히 변화하지 않는다는 가정에 의하여 식(4)의 슬립 각속도를 구하고 토오크각 지령치를 식(8)로 정의 한다면 식(5)의 발생토오크를 식(11)과 같이 정리할 수 있다[9].

$$T_e^* = K i_{qs}^* \varphi_r^* = k_{ii} \frac{(L_m^*)^2}{L_r^*} \cdot \sin \delta^* \cdot \cos \delta^* \quad (11)$$

전류제어기가 이상적이라면 식(12)가 성립되며 식(13)을 얻을 수 있다.

$$\omega_{sl}^* = \omega_{sl}, \quad i_s^* = i_s \quad (12)$$

$$\frac{T_e}{T_e^*} = \left(\frac{L_m}{L_m^*} \right)^2 \cdot \left(\frac{L_r}{L_r^*} \right) \cdot \left(\frac{T_r}{T_r^*} \right) \cdot \left[\frac{1 + (\omega_{sl}^* T_r^*)^2}{1 + (\omega_{sl} T_r)^2} \right] \quad (13)$$

실제 값과 지령치와의 비율을 다음 식 (14)와 같이 정의한다
면, 식(8)을 이용하여 식(13)은 식(15)와 같이 표현된다.

$$L_m = \beta L_m^*, \quad \frac{L_r^*}{L_r} \approx \frac{L_m^*}{L_m} = \frac{1}{\beta}, \quad T_r = \alpha T_r^* \quad (14)$$

$$\frac{T_e}{T_e^*} = \alpha \beta \left[\frac{1 + (\omega_{sl}^* T_r^*)^2}{1 + (\alpha \omega_{sl}^* T_r^*)^2} \right] = \alpha \beta \left[\frac{1 + \left(\frac{i_{qs}^*}{i_{ds}^*}\right)^2}{1 + \left(\alpha \frac{i_{qs}^*}{i_{ds}^*}\right)^2} \right] \quad (15)$$

여기서 α 는 제어기의 회전자 시정수와 실제 유도전동기의 회전자 시정수의 비이고, β 는 제어기와 실제 전동기의 인덕턴스의 비이다. 정격부하에서 식(15)를 이용하여 일정한 β 에 대하여 보면 α 가 변화하는 경우 $\alpha < 1$ 일때는 지령치보다 큰 발생토크를 가지고, $\alpha > 1$ 일때는 지령치보다 작은 토크가 발생한다. 또한, $\alpha > 1$ 일때 주어진 토크를 발생시키기 위하여서는 $\alpha = 1$ 일 때보다 토크 지령치가 더욱 증가하여야 하며 고정자 전류와 슬립 속도 역시 정상치보다 크게 되어야 한다.

위의 조건과 마찬가지로 회전자 쇄교자속에 대하여 실제값과 지령값의 관계를 식(16)으로 표현할 수 있다. 이때 회전자 쇄교자속의 변화는 발생토크의 변화를 야기한다.

$$\frac{\varphi_r}{\varphi_r^*} = \frac{L_m i_{ds}}{L_m^* i_{ds}^*} = \frac{L_m}{L_m^*} \cdot \frac{\cos \theta}{\cos \theta^*} \quad (16)$$

$$= \beta \sqrt{\frac{1 + (\omega_{sl}^* T_r^*)^2}{1 + (\alpha \omega_{sl}^* T_r^*)^2}} = \beta \sqrt{\frac{1 + \left(\frac{i_{qs}^*}{i_{ds}^*}\right)^2}{1 + \left(\alpha \frac{i_{qs}^*}{i_{ds}^*}\right)^2}}$$

이 경우 역시 $\alpha < 1$ 일때는 쇄교자속은 지령치보다 큰 값을 가지고, $\alpha > 1$ 일때는 지령치보다 작은 값을 가지며 이때 자속과 토크의 증가, 감소는 각각 선형적이지 않다. 즉, 이는 유도전동기의 출력이 선형적이지 않게 되는 하나의 요인이 되며 $\alpha > 1$ 일때의 회전자 자속의 감소는 전동기의 효율 저하 및 손실 증가의 원인이 된다.

4. 회전자 시정수의 on-line 추정

벡터제어는 회전자자속을 기준으로한 동기 좌표계에서의 1차 전류 벡터 d, q성분을 독립제어하는 것으로써 실제의 1차 전류를 제어하기 위해서는 회전자 자속을 기준으로한 동기 좌표계에서의 직류량으로 구한후 정지좌표계에서의 교류량인 1차전류로 변환해야 된다. 이 변환에는 2차자속의 위치를 필요로 한다. 간접벡터제어는 슬립주파수와 전동기 회전속도의 합을 2차자속의 회전속도로 추정치로 하여 이것을 기초로 좌표변환을 행하는 방식이다. 자속의 위치를 계산하는데 정밀한 속도센서를 사용하면 슬립 주파수 계산이 큰 영향을 끼친다. 이 연산은 유도전동기의 2차시정수(T_r)와 자속성분전류(id), 토크성분전류(iq)를 필요로 한다. 여기서 2차시정수(T_r)가 정확한 자속각 추정에 큰 영향을 준다. 이 2차시정수의 오차에 의한 자속각 추정 오차는 전동기 동특성에 악영향을 주므로 이 2차시정수의

변화에 대한 추정 및 보상이 필요하다.

제어기가 2차시정수에 영향을 받는 이유는 다음과 같다. 제어기 내에서는 모든 양들을 동기좌표계로 계산하고 제어대상인 전동기는 정지좌표계를 기초로 하고 있다. 교류량(정지좌표계)을 직류량(회전좌표계)으로 변환할때 2차자속각이 사용된다. 그래서 2차자속각이 정확하지 않으면 (제어기의 T_r^* 전동기의 T_r 이 일치 하지 않은 경우) 좌표변환이 제대로 할수 없다. 그러므로 회전좌표계의 i_{ds} , i_{qs} 를 이에 해당되는 정지좌표계인 양으로 계산하여 이 두 양을 비교하여 일치하면 2차자속각이 일치한다는 것이고 그렇지 않으면 2차자속각이 정확하지 않다. 따라서 이 경우 두 양들을 일치시킨다면 제어기의 T_r^* 과 전동기의 T_r 이 동일한 값으로 추정된다.

따라서 on-line으로 회전자 시정수의 변화를 추정하는 방법이 필요한데 on-line 추정법을 적용하기 위하여 먼저 토크오크각 δ 라는 개념을 도입한다. 이 토크오크각 δ 와 다른 각들의 관계는 그림1에 나타나 있다.

토크오크각은 고정자 전류와 회전자 자속사이의 각으로 부하에 따라 그 크기가 변화하는 값이며 이를 회전좌표계로 나타내면 식(8)과 같이 정의된다.

$$\delta^e = \tan^{-1} \left(\frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right) = \tan^{-1} (\omega_{sl} \cdot T_r) \quad (8)$$

여기서 ω_{sl} 은 슬립계산기의 출력이며 회전자 시정수 T_r 은 슬립계산기의 이득의 역수이다.

고정 좌표계에서 토크오크각을 정의하기 위하여 정지 2축 α - β 축을 회전 2축 d-q로 변환하는 변환식(17)을 도입하고 좌표 변환식에 사용된 변환각 θ 를 식(18)과 같이 정의한다. 또, $\sin \theta$, $\cos \theta$, 식(19)와 식(20)으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$\theta = \tan^{-1} \frac{\varphi_{\beta r}}{\varphi_{\alpha r}} \quad (18)$$

$$\cos \theta = \frac{\varphi_{\alpha r}}{|\varphi|} \quad (19)$$

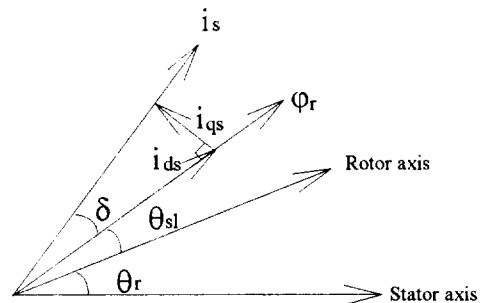


그림 1 간접 벡터제어 시스템의 벡터도
Fig. 1 Vector Diagram of IFOC system

$$\sin \theta = \frac{\varphi_{\beta r}}{|\varphi|} \tag{20}$$

여기서, $|\varphi| = \sqrt{\varphi_{ar}^2 + \varphi_{\beta r}^2}$

식(18)과 식(19)의 $\sin \theta$, $\cos \theta$ 를 축 변환식(17)에 대입하여 회전 좌표계 d-q축의 고정자 전류에 대하여 정리하면 식(21)과 식(22)를 얻을 수 있다.

$$i_{ds} = \frac{\varphi_{ar}i_{as} + \varphi_{\beta r}i_{\beta s}}{|\varphi|} \tag{21}$$

$$i_{qs} = \frac{\varphi_{ar}i_{\beta s} - \varphi_{\beta r}i_{as}}{|\varphi|} \tag{22}$$

식(21)과 식(22)에서 i_{ds} 와 i_{qs} 의 비를 계산하면 다음과 같은 식(23)을 얻을 수 있다.

$$\frac{i_{qs}}{i_{ds}} = \frac{\varphi_{ar}i_{\beta s} - \varphi_{\beta r}i_{as}}{\varphi_{ar}i_{as} + \varphi_{\beta r}i_{\beta s}} \tag{23}$$

따라서 식(23)을 이용하여 고정 좌표계에서의 토오크각을 정의하면 식(24)와 같이 나타나며 이때의 회전자속은 식(25)에서 계산되며, V_{as} , $v_{\beta s}$, i_{as} , $i_{\beta s}$ 은 식 (26-a), (26-b)로 나타낸다.

$$\delta_s = \tan^{-1} \frac{\varphi_{ar}i_{\beta s} - \varphi_{\beta r}i_{as}}{\varphi_{ar}i_{as} + \varphi_{\beta r}i_{\beta s}} \tag{24}$$

$$\varphi_{ar} = \frac{L_r}{L_m} \cdot \left[\int (v_{as} - R_s \cdot i_{as}) dt - \sigma L_s \cdot i_{as} \right] \tag{25}$$

$$\varphi_{\beta r} = \frac{L_r}{L_m} \cdot \left[\int (v_{\beta s} - R_s \cdot i_{\beta s}) dt - \sigma L_s \cdot i_{\beta s} \right]$$

$$v_{as} = \frac{2}{3} \left(v_{ab} + \frac{1}{v_{bc}} \right) \tag{26-a}$$

$$v_{\beta s} = \frac{1}{\sqrt{3}} v_{bc}$$

$$i_{as} = i_a \tag{26-b}$$

$$i_{\beta s} = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_a + 2 \cdot i_b)$$

$$\sigma L_s = L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \tag{26-c}$$

여기서 i_a, i_b : 전동기 상전류
 v_{ab}, v_{bc} : 전동기 선간전압

식 (8)과 식(24)를 이용하면 고정 좌표계와 회전 좌표계에서 토오크각의 탄젠트 값을 각각 구할 수 있는데 이는 각각 식 (27)과 식(28)로 나타낸다.

$$\tan \delta_e = \frac{i_{qs}}{i_{ds}} = \omega_{sl} \cdot T_r^* \tag{27}$$

$$\tan \delta_s = \frac{\varphi_{ar}i_{\beta s} - \varphi_{\beta r}i_{as}}{\varphi_{ar}i_{as} + \varphi_{\beta r}i_{\beta s}} \tag{28}$$

따라서, 간접 벡터제어시 제어기가 정확한 회전자 시정수를 가지고 있다면 식 (23)에 의하여 고정 및 회전 좌표계에서 각의 크기가 동일하므로 식(29)가 성립한다.

$$\tan \delta_e = \tan \delta_s \tag{29}$$

회전 좌표계에서의 토오크각은 제어기에서 추정된 자속속과 전류축의 상차각으로 정의되고 고정 좌표계에서는 자속과 전류의 벡터곱으로 계산된다. 그래서 동기좌표계의 부하각과 이에 해당되는 정지좌표계의 값이 일치해야 한다는 점에 착안하여 회전자 시정수를 추정 보상하고자 한다. 만약 회전자 저항이나 회전자 인덕턴스의 변화로 인해 제어기의 회전자 시정수(T_r^*)와 전동기의 회전자 시정수(T_r)의 값이 서로 다르면 슬립 이득이 잘못 계산된다. 따라서 간접 벡터제어기는 정확한 자속속을 계산하여 내지 못하며 자속분 전류성분과 토오크분 전류성분은 상호 간섭을 일으키게 되어 식(29)의 $\tan \delta_e$ 와 $\tan \delta_s$ 는 서로 다르게 된다. 그러므로 이렇게 서로 달라진 관계에 의해서 회전자 시정수의 변화를 추정하여 낼 수 있는데 T_r^* 을 적절히 변환시킴으로써 $\tan \delta_e$ 와 $\tan \delta_s$ 가 변하여 그 두 값이 같게 되면 이 점에서 T_r^* 이 실제의 T_r 과 같아져 변화된 T_r 의 값을 추정할 수 있다 따라서 이렇게 구한 T_r^* 의 값으로 슬립계산기의 이득을 적절히 조정함으로써 회전자 시정수의 변화를 추정하여 실제 T_r 의 역수가 되는 슬립계산기의 이득을 구해 낼 수 있다.

다음은 고정자좌표계 $\tan \delta_s$ 의 파라미터 설정오차에 대하여 언급한다. 식(25)을 식(28)에 대입하여 정리하면 식(30)이 된다.

$$\tan \delta_s = \frac{\varphi_{as}i_{\beta s} - \varphi_{\beta s}i_{as}}{\varphi_{as}i_{as} + \varphi_{\beta s}i_{\beta s} - \sigma L_s i_s^2} \tag{30}$$

L_m, L_r, L_l 의 설정오차에 대한 영향은 없다. 그러나 부하전류에 대하여 누설계수(σL_s)영향과 고정자저항의 영향은 다소 간 나타난다 [12].

그림 2는 본 알고리즘으로 유도전동기의 회전자 저항을 추정하는 과정을 나타낸 블록선도이다. 또한 이상에서 제한한 알고리즘을 간접 벡터제어에 적용 시키면 그림 3과 같은 시스템을 구성할 수 있다.

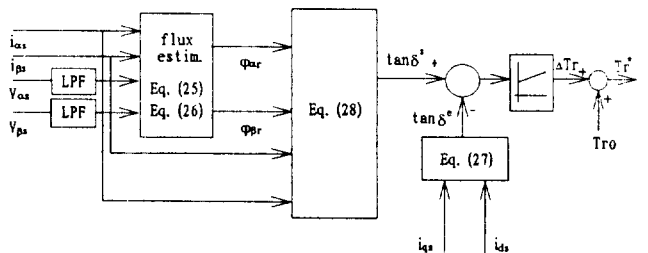


그림 2 회전자 시정수 추정 블록선도
Fig. 2 The Estimation Block Diagram of Rotor Time Constant Variation

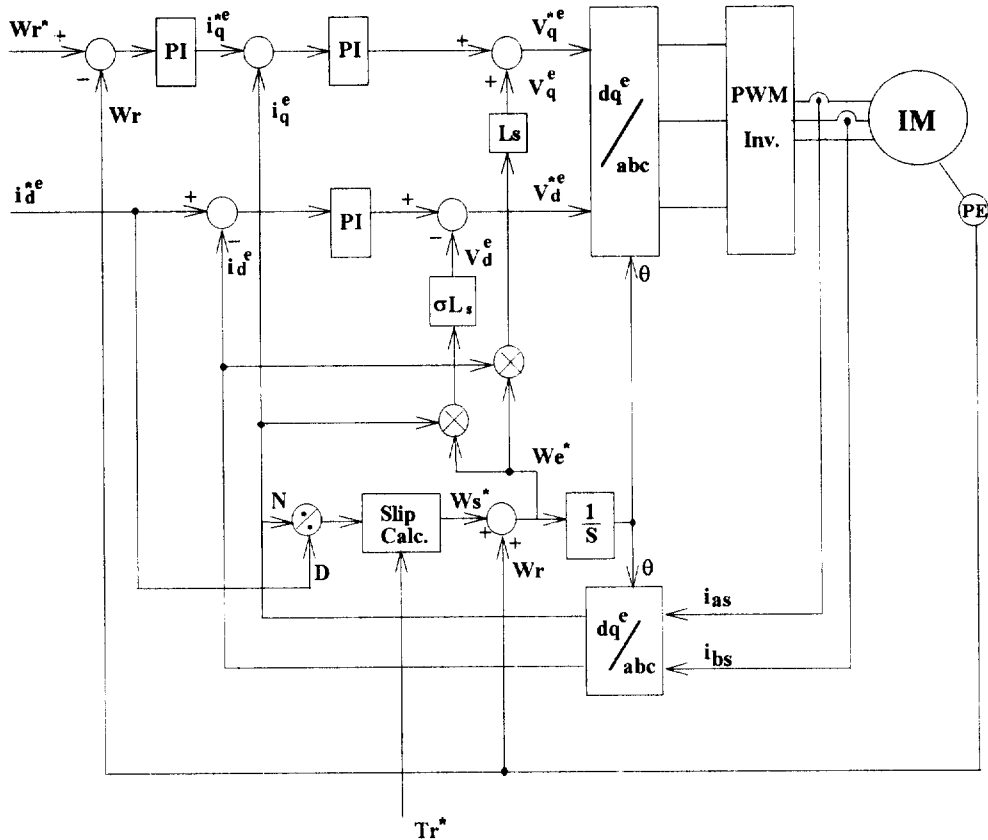


그림 3 제안된 알고리즘을 이용한 간접 벡터제어의 블럭선도

Fig. 3 The Block Diagram of the IFOC with proposed algorithm

5. 시뮬레이션 및 고찰

본 논문에서 제시한 알고리즘의 타당성을 증명하기 위하여 시뮬레이션을 행하였다. 시뮬레이션 언어로는 ACSL을 사용하였으며 그림 3에 보인 간접 벡터제어 시스템을 구성하였다. 시뮬레이션에 사용된 유도전동기 계수는 표 1과 같다.

우선 회전자 시정수(T_r) 변화에 따른 속도 및 토크의 영향을 보기 위하여 전동기의 회전자 저항(R_r)과 제어기의 회전자 저항(R_r^*)이 같은 경우, 150%인 경우, 50%인 경우를 각각 그림 4, 그림 5, 그림 6에 나타내었다. 이때 지령 속도는 400[rpm]이고 부하 토크는 3[Nm]이다. 그림 4의 경우 전동기와 제어기의 회전자 저항의 값이 같은 경우이므로 원하는 속도 및 토크 응답 특성을 보인다. 그림 5는 제어기의 회전자 저항이 전동기의 150%로 설정되어 있는 경우이며 자속이 충분히 발생하지 못하여 최대 토크가 작아지며, 속도응답도 지연된다. 그러나 속도 제어기가 페루프구성을 하고 있기 때문에 2차자속 및 발생

토크의 과도적 진동에도 관계없이 정속도 운전하고 있음을 나타내고 있다. 그림 6은 제어기의 회전자 저항이 전동기의 50%로 설정되어 있는 경우이며 과도한 자속의 발생으로 과도 상태에서 과도 토크가 발생하게 된다. 그러므로 전동기에 무리가 가게 되며 이에 따른 발열작용으로 인해 회전자 시정수의 변화를 촉진하게 된다. 따라서 그림 5와 그림 6의 경우에는 회전

표 1 유도전동기 상수

Table 1 Induction Motor Parameters

Rated Power	3[HP]	R_r	1.28[Ω]
Rated Voltage	220[V]	L_s	108[mH]
Rated Current	8[A]	L_r	108[mH]
No. of Poles	4	L_m	105[mH]
R_s	1.25[Ω]	J	0.075[kg · m ²]

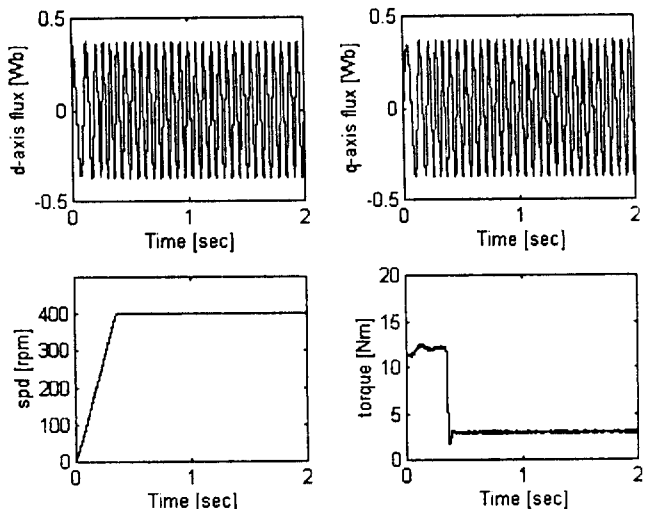


그림 4 제어기와 전동기의 회전자 저항이 일치하는 경우
Fig. 4 In the Case of $R_r^* = R_r$

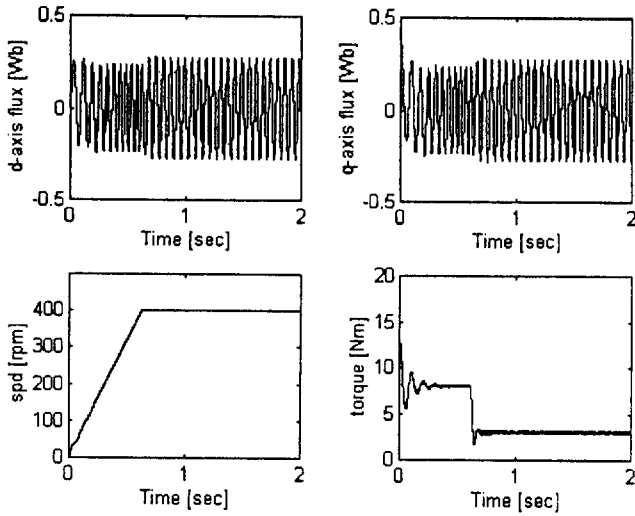


그림 5 제어기의 회전자 저항이 전동기의 150%인 경우
Fig. 5 In the Case of $Rr^* = 1.5$

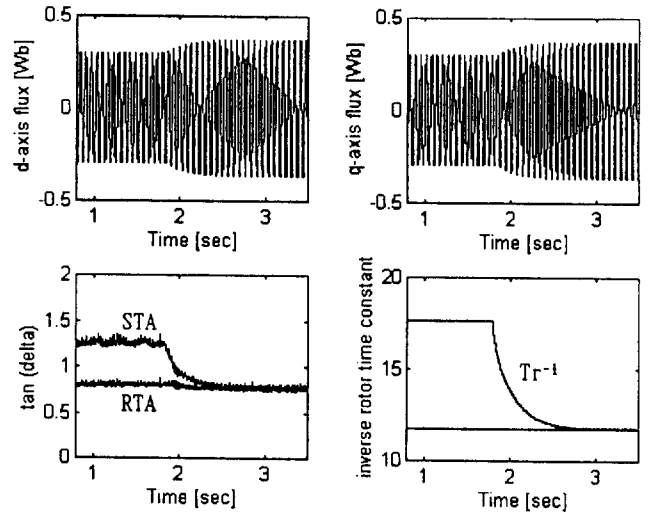


그림 7 제어기의 Rr 를 전동기의 1.5배로 설정한 후 추정($T=1.8$ [sec.])
Fig. 7 In Case of $Rr^*=1.5Rr$ & Estimation at $T = 1.8$ sec

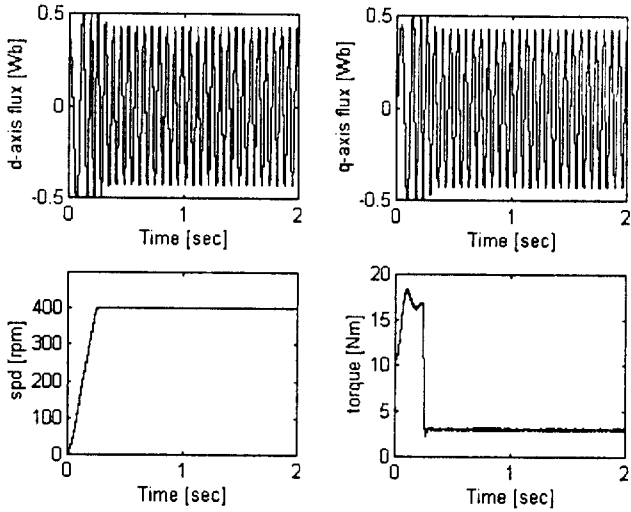


그림 6 제어기의 회전자 저항이 전동기의 50%인 경우
Fig. 6 In the Case of $Rr^* = 0.5Rr$

자 시정수의 변화에 의한 잘못된 슬립계산으로 토오크분과 자속분 전류의 상호 간섭하여 속도 및 발생 토오크가 비선형적으로 나타남을 알 수 있다.

그림 7과 그림 8에서는 회전자 시정수를 추정하는 경우 제어기 회전자 저항 $Rr^*(1/Tr^*)$ 의 초기 값이 각각 0.5배와 1.5배로 잘못 설정되어 있는 경우를 가정하고 각각의 경우에 회전자 시정수 보상을 수행하지 않다가 임의의 시간($T=1.8$ [sec.])에서 보상 한 결과이다. 이때 속도는 400[rpm] 정속도에서 운전하고 있으며 부하는 3[Nm]이다.

그림 7은 제어기의 회전자 저항($1/Tr^*$)이 초기에 50% 초기 값 오차를 가지고 전동기를 운전한 후 1.8초에서 본 알고리즘을 이용하여 회전자 시정수의 값을 추정한 경우이다. 그림7은 d축의 회전자 자속, q축의 회전자 자속, $\tan\delta_e/\tan\delta$, 및 회전자 시정수의 추정 모습을 각각 보여 준다. 이때 $\tan\delta_e$ 의 값이

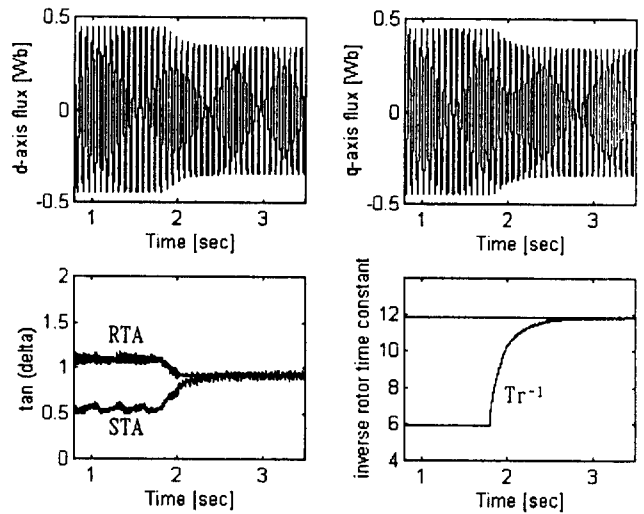


그림 8 제어기의 Rr 를 전동기의 0.5배로 설정한 후 추정($T=1.8$ [sec.])
Fig. 8 In Case of $Rr^*=0.5Rr$ & Estimation at $T=1.8$ [sec.]

$\tan\delta_e$ 의 값과 일치하도록 제어기의 Tr^* 를 조정하고 이에 따라 회전자 시정수의 값이 추정되어 부족여자된 회전자의 d-q 축 자속이 각각 정격치로 되돌아옴을 알 수 있다. 또한 $\tan\delta_e$ 의 값이 $\tan\delta$ 의 값과 일치할 때 전동기의 Tr 값과 제어기의 Tr^* 가 일치함을 알 수 있다.

그림 8은 초기에 회전자 저항($1/Tr^*$)을 150%로 잘못 설정하였을 때 본 알고리즘에 의하여 Tr 를 추정하는 경우의 자속, 정지/회전 토오크 각의 tangent 및 회전자 시정수이다. 이때 제어기가 실제 전동기의 Tr 를 추정함에 따라 과여자된 자속이 정격치로 되돌아옴을 보인다. 따라서 위의 두가지 시뮬레이션을 통하여 Rr^* 가 증가하거나 혹은 감소하더라도 이러한 변화를 추정하는 본 논문의 알고리즘이 적절함을 확인할 수 있다.

6. 실험결과

제한한 알고리즘을 구현하기 위하여 그림 9와 같이 하드웨어를 구성하였다. 표 1의 상수를 갖는 2.2 kW 유도전동기를 대상으로 3kVA 간접벡터제어 시스템에 적용하였다. 본 알고리즘을 수행하기 위하여 주 프로세서는 부동소수점 처리가 가능한 32비트 DSP(TMS320C31)를 사용하여 실시간 처리하였다. PC에서 작성한 C 코드를 에셈블리한 다음 XDS-510 에뮬레이터를 통하여 DSP Target Board에 다운로드시켜 실시간 처리하였다. 속도추정은 1024[ppr]의 엔코드를 사용하였으며, 이 출력을 4채배시켰다. 속도추정방식은 16비트 UP-DOWN COUNTER(8254)로 구현된 M/T기법을 채택하였으며 샘플링 주기는 2[ms]이다. 또한 전류제어의 샘플링주기는 100[μs]이며, 전압발생은 공간전압벡터 변조법을 사용하였다. 대부분의 주변회로는 EPM5128 EPLD를 사용하였다.

정지좌표계의 토크각 계산은 아날로그 회로 (TAC; Torque Angle Calculation)로 구성하였다. 즉, 전압센서(EM1010TENH PIN)를 사용하여 선간전압(V_{ab} , V_{bc})을 측정하고, HCT를 통하여 상전류 (i_{as} , i_{bs})를 측정하였다. 이들 값으로 연산증폭기를 통하여 2축 정지좌표계의 회전자 자속(ϕ_{ar} , ϕ_{br}) 및 전류(i_{as} , i_{bs})를 계산하였으며, 이 자속과 전류를 입력으로 하여 Internally Trimmed Precision IC Multiplier (AD534)에서 정지좌표계의 토크각(STA; Stationary Tangent Torque Angle)을 계산하였다. 이 아날로그값은 12비트 A/D변환기(AD1674)를 통해 제어기에 입력된다. 모든 실험은 시뮬레이션 조건과 동일하며, 제어기의 모든변수(W_r , RTA; Rotating Tangent Torque Angle, etc.)는 12비트 D/A변환기(AD664)를 통하여 출력한후 Memory Hi Corder(8850)로 측정, 기록하였다.

그림 10은 제어기의 R_r^* 을 전동기의 1.5배로 설정한후 본 논문에서 제안한 알고리즘을 이용하여 전동기의 R_r 를 추정하는 경우이다. 실험조건은 그림 5와 동일하며 $\alpha = 1.5$, $R_r = 1.28[\Omega]$, $R_r^* = 1.92[\Omega]$, $i_{ds} = 3.5[A]$, $i_{qs} = 2.9[A]$, $i_{qs} = 0.108[H]$, $\phi_r = 0.27$ (정격치)이다.

그림 10(a)는 정지좌표계의 회전자 자속이 부족여자인 조건

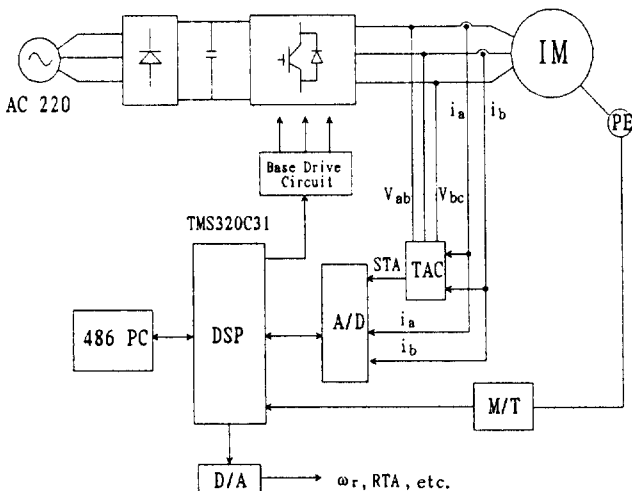


그림 9 벡터제어시스템의 하드웨어 구성도
 Fig. 9 Hardware Block Diagram of Vector Control System

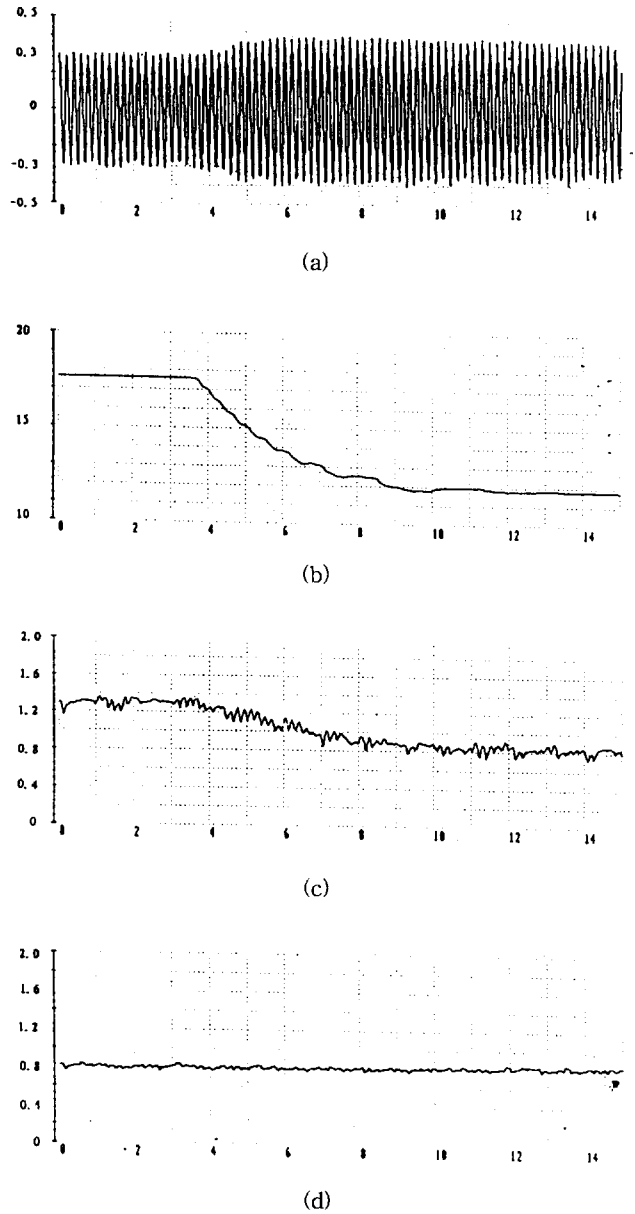


그림 10 제어기의 R_r 을 전동기의 1.5배로 설정한 후 추정
 (a) 정지 좌표계 회전자 자속
 (b) 회전자 시정수의 역수
 (c) 정지 좌표계의 TA
 (d) 회전 좌표계의 TA
 Fig. 10 In case of $R_r^* = 1.5R_r$ & Estimation
 (a) Stationary Rotor Flux
 (b) Inverse Rotor Time Constant(T_r^{-1})
 (c) Stationary Tangent Torque Angle (STA)
 (d) Rotating Tangent Torque Angle (RTA)

에서 본 알고리즘을 적용한 예이다. 식(16)을 이용하여 계산하면 ϕ_r 은 0.30이며 실제로 약 0.30에서 nominal 값인 약 0.37로 수렴함을 알수 있다. 그림 10(b)는 회전자 시정수의 역수를 나타낸 것으로 초기에 $1/T_r^*$ 이 $17.78(=R_r^*/L_r^* = 1.92/0.108)$ 의 값을 나타내며 알고리즘을 적용한 결과 $1/T_r^*$ 은 약 11.85 (1.28/

108=11.85)의 값으로 수렴함을 알수 있었다. 그림 10(c), (d)는 각각 정지좌표계 및 회전좌표계의 토오각을 나타내는 것으로 초기에는 서로 다른 값을 유지하였으나 알고리즘을 적용한 결과 0.8로 수렴함을 알수 있었다. 그림 11은 제어기의 Rr^* 을 전동기의 0.5배로 설정한후 추정한 결과를 나타낸것이다. 실험조건

은 그림 6과 동일하며 $\alpha=0.5, Rr=1.28[\Omega], Rr^*=0.64[\Omega], I_{ds}=3.5[A], i_{qs}=3.5[A], Lr=0.108[H], \varphi_r=0.37$ (정격치)이다.

그림 11(a)는 정지좌표계의 회전자 자속이 과여자인 조건에서 본 알고리즘을 적용한 예이다. 식(16)을 이용하여 계산하면 φ_r 은 0.467이며 실제로 약0.467에서 nominal 값인 약0.37로 수렴함을 알수 있다. 그림 11(b)는 회전자 시정수의 역수를 나타낸 것으로 초기에 $1/Tr^*$ 이 $5.9(=Rr^*/Lr = .64/0.108)$ 의 값을 나타내며 알고리즘을 적용한 결과 $1/Tr^*$ 은 11.85 (1.28/. 108=11.85)의 값으로 수렴함을 알수 있었다. 그림 11(c), (d)는 각각 정지좌표계 및 회전좌표계의 토오각을 나타내는 것으로 초기에는 서로 다른 값을 유지하였으나 알고리즘을 적용한 결과 0.8로 수렴함을 알수 있었다. 여기서 그림 11(d)를 그림 10(d)와 비교하면 즉, 회전자자속이 과여자된 경우 회전자좌표계의 탄젠트 토오크각이 높게 설정되어 있다. 이 이유는 제어기의 토오크분 전류 성분인 i_{qs}^* 가 2차시정수의 설정오차로 인해 실제로 일부 자속성분 전류 i_{ds} 를 공급하기 때문에 크게 설정되기 때문이다.

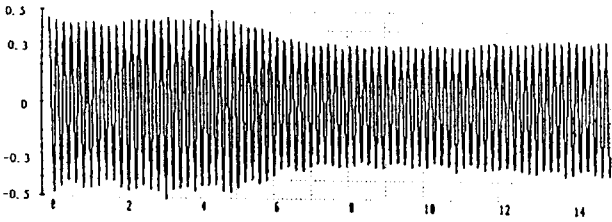
시뮬레이션에서 언급한 바와 같이 제어기의 Rr 이 설정오차에 의해 2차자속이나 토오크가 영향을 받지만, 전동기 회전속도는 불안정하게 되는 일이 없고 기준속도에 양호하게 수렴하기 때문에 실험 결과에서는 생략하였다.

7. 결 론

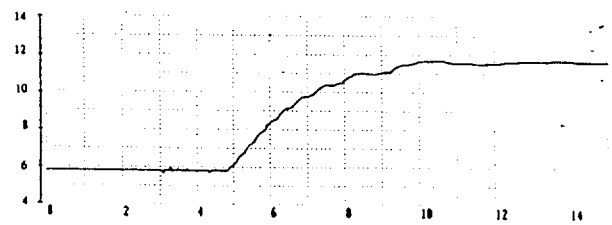
본 논문에서는 유도전동기의 간접 벡터제어에서 회전자 시정수의 변화에 따른 영향을 고찰하였고, 회전자 시정수의 변화를 on-line으로 추정할 수 있는 알고리즘을 제안하였다. 동기 좌표계의 부하각과 정지 좌표계의 부하각이 같다는 데 기초한 본 논문의 알고리즘을 이용하여 회전자 시정수의 변화값을 적절하게 on-line으로 추정함으로써 회전자 시정수의 변화에 의한 간접 벡터제어 시스템의 성능 저하 및 동특성을 개선할 수 있었다. 따라서 유도전동기의 회전자 시정수가 바뀌더라도 제안된 알고리즘을 이용하여 슬립계산기의 이득을 보상하여 줌으로써 실제 전동기와 제어기의 회전자 시정수가 같게 되며 토오크분 전류와 자속분 전류가 완전히 비간섭 제어된다. 또한 초기에 회전자 시정수가 잘못 설정되었더라도 본 알고리즘으로 보정할 수 있다. 제안한 알고리즘의 타당성을 시뮬레이션 및 실험을 통해 입증하였다.

참 고 문 헌

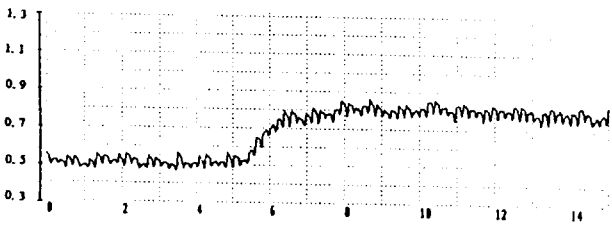
- [1] L. J. Garces, " Parameter adaptation for the speedcontrolled static AC drive with a squirrel-cage induction motor, " IEEE Trans. on IA, vol IA-16, no. 2., pp. 173-178, March/April, 1980.
- [2] T. M. Rowan, et al., " A simple on-line adaptation for indirect field orientation of an induction machine, " IAS, pp. 579-587, 1989.
- [3] R. D. Lorenz, D. B. Lawson, " A simplified Approach to continuous, on-line tuning of field oriented induction machine drives," IAS, pp. 444-449, 1988.
- [4] S. N. Vukosavic, M. R. Stojic, " On-line tuning of the



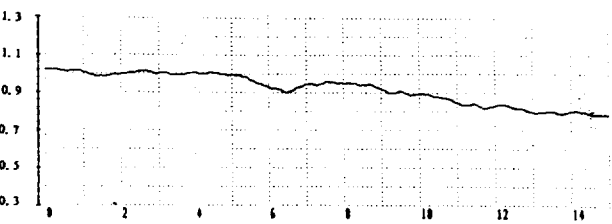
(a)



(b)



(c)



(d)

그림 11 제어기의 Rr 을 전동기의 0.5배로 설정한 후 추정

- (a) 정지 좌표계 회전자 자속
- (b) 회전자 시정수의 역수
- (c) 정지 좌표계의 TA
- (d) 회전 좌표계의 TA

Fig. 11 Case of $Rr^* = 0.5Rr$ & Estimation

- (a) Statory Rotor Flux
- (b) Inverse Rotor Time Constant (T_r^{-1})
- (c) Stationary Tangent Torque angle(STA)
- (d) Rotating Tangent Torque Angle(RTA)

rotor time constant for vector-controlled induction motor in position control applications, " IEEE Trans. on IE, vol. IE-40, no. 1., pp. 130-138, 1993.

[5] S. K. SUL, " A novel technique of rotor resistance estimation considering variation of mutual inductance," IEEE Trans. on IA, vol. IA-24, no. 4, pp. 578-587, 1989.
 [6] T. Matsuo, et al., " A rotor parameter identification scheme for vector controlled induction motor drives," IAS, pp. 538-545, 1984.
 [7] Riccardo Marino, et al., " Adaptive input-output linearizing control of induction motors, " IEEE Trans. on AC, vol. AC-38, no.2., pp. 208-221, 1993.
 [8] D. S. Zinger, et al., " The influence of motor parameter deviations in feedforward field orientation drive systems," IAS, pp. 525-530, 1984.

[9] R. Krishnan, F. Doran, " Study of parameter sensitivity in high performance inverter-fed induction motor drive systems, " IAS, pp. 510-524, 1984.
 [10] R. D. Lorenz, D. W. Novotny, " Saturation effects in field oriented induction machines, " IAS, pp. 150-155, 1987.
 [11] E. Levi, et al., " Study of main saturation effects in field-oriented induction motor drives, " IAS, pp. 219-224, 1989.
 [12] P. L. Jansen, R.D.Lorentz, " A Physically insightful approach to the design and accuracy assessment of flux observers for field oriented induction machine drives," IAS-92, pp.570-577.
 [13] D. M. Lee, D. S. Hyun, "Vector control of induction motors with identification of rotor time constant," Summer Conference of KIEE-A, pp.353-356, 1995.

저 자 소 개



강 현 수 (康鉉受)

1971년 9월 23일생. 1994년 2월 한양대학교 공과대학 전기공학과 졸업. 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업. 1996년 3월 LG산전 기술연구소 근무



조 순 봉 (趙順鳳)

1959년 4월 19일생. 1983년 한양대학교 공과대학 전기공학과 졸업. 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995년 동 대학원 전기공학과 박사수료. 1987년~1991년 현대중공업 기술연구소 근무. 현재 두원공업전문대학 전임강사

현 동 석 (玄東石)

전기학회논문지 제45권 제2호 참조