

직접토크제어에 의한 위치검출기 없는 릴럭턴스 동기전동기의 위치 제어시스템

金東熙*, 金玟會, 金男燦, 白元植

A High-Performance Position Sensorless Motion Control System of Reluctance Synchronous Motor with Direct Torque Control

Dong-Hee Kim, Min-Huei Kim, Nam-Hun Kim, and Won-Sik Baik

요 약

본 논문은 직접토크제어(Direct torque control, DTC)를 사용한 릴럭턴스 동기전동기(Reluctance synchronous motor, RSM)의 위치센서 없는 모션제어 시스템을 제안한다. 고성능 효율제어를 수행하는데 있어서 DTC를 이용한 릴럭턴스 전동기 드라이브는 고정자 쇄교자속의 포화와 부하전류에 따라 비선형적으로 변하는 인덕턴스로 인해 여러 가지 문제점들이 발생한다. 이러한 이유로 본 논문에서는 정확한 고정자 쇄교자속과 토크를 계산하기 위해서 자속관측기의 L_d 와 L_q 값을 회전자 위치와 고정자 전류에 대해 보상하였으며, 빠른 토크 응답특성과 최적 효율특성을 얻기 위해서 기준자속을 부하에 따라 계산하였다. 제안된 알고리즘의 정당성을 확인하기 위해서 1.0[kW] 릴럭턴스 동기 전동기를 사용하여 ± 20 [rpm]과 ± 1500 [rpm]에서 실험을 수행하였고, 실험을 수행한 결과 저속영역과 고속영역 모두 우수한 동특성과 향상된 효율을 얻을 수 있었다.

ABSTRACT

This paper presents an implementation of high-dynamic performance of position sensorless motion control system of Reluctance Synchronous Motor(RSM) drives for an industrial servo system with direct torque control(DTC). The problems of high-dynamic performance and maximum efficiency RSM drives controlled by DTC are saturation of stator linkage flux and nonlinear inductance characteristics with various load currents. The accurate estimation of the stator flux and torque are obtained using stator flux observer of which a saturated inductance L_d and L_q can be compensated by adapting from measurable the modulus of the stator current and rotor position. To obtain fast torque response and maximum torque/current with varying load current, the reference command flux is ensured by imposing $I_{ds} = I_{qs}$. This control strategy is proposed to achieve fast response and optimal efficiency for RSM drive. In order to prove rightness of the suggested control algorithm, the actual experiment carried out at ± 20 and ± 1500 rpm. The developed digitally high-performance motion control system shown good response characteristic of control results and high performance features using 1.0kW RSM which has 2.57 L_d/L_q salient ratio.

Key Words : DTC, RSM, Sensorless, Motion control, Maximum efficiency

*영남대학교 전자정보공학부 교수

E-mail : dohkim@ynuucc.yeungnam.ac.kr

접수일자 : 2002. 7.26

1차심사 요청일 : 2002. 7.30 심사완료일 : 2002. 8.30

1. 서 론

최근 급속도로 발전되고 있는 산업분야에서 에너지 절감에 대한 관심이 지속적으로 고조되고 있으며, 고도의 정밀도와 빠른 응답특성을 갖는 시스템에 대한 연구가 많이 이루어지고 있는 실정이다. 이를 위해 교류전동기에 벡터제어 이론을 도입한 제어시스템이 여러 분야에서 많이 적용되고 있다. 이러한 벡터제어는 복잡하고 많은 연산이 요구되므로, 최근에는 제어구조가 디지털 형태로 아주 단순하면서 벡터제어에서처럼 많은 제어기와 복잡한 연산을 요구하지 않고, 토크의 동적 특성이 전동기의 정수변화에 영향이 적으면서 직접 전동기의 토크와 고정자 자속을 독립적으로 제어할 수 있는 직접 토크제어 구동 시스템에 대한 연구에 관심이 집중되고 있다^{[1]-[5]}.

고성능 전동기 정밀제어분야에는 유도전동기와 동기전동기가 산업용으로 많이 적용되고 있으나, 유도전동기는 복잡한 제어 알고리즘으로 구현에 어려움이 따르며, 동기전동기는 회전자에 영구자석을 사용함으로써 소형 및 고효율 전동기로 널리 이용되고 있으나 가격상승과 구조적인 문제점이 대두되고 있다. 이에 따라 회전자에 영구자석을 사용하지 않고 유도전동기의 형태를 가지면서 자기적 돌극성에 의해 토크가 발생하는 릴럭턴스 동기전동기(RSM, Reluctance Synchronous Motor)의 구동에 관한 연구가 산업의 발전과 제작기술의 향상으로 활발하게 이루어지고 있다^{[3]-[13]}. 이 전동기의 장점은 공급되는 전압의 주파수에 따라 동기속도로 회전하며, 회전자에 전류가 흐르지 않으므로 회전자 손실이 적으며, 기동을 목적으로 회전자에 도체나 권선이 요구되지 않는 것이다. 또한 RSM은 저가의 가격으로 쉬운 동기화 속도를 얻으므로 정밀속도제어가 용이하다는 장점이 있는 반면, 회전자 설계시 제한된 L_d/L_q 비에 의하여 역률과 출력토크가 낮은 단점을 가지는 것이 특징이다. 그러나 최근 릴럭턴스 비를 증가시키는 구조의 회전자에 대한 연구로 유도전동기에 버금가는 정도의 역률과 출력토크가 얻어지고 있다^{[9],[10],[13],[23]}.

RSM의 직접토크제어는 일반적으로 고정자 쇄교자속의 변화를 적용하는 방법과 고정자 전류벡터를 적용하여 제어하는 경우로 크게 2가지 방법이 적용되고 있다. RSM의 발생토크는 고정자의 자속벡터 또는 전류벡터와 d-q축의 릴럭턴스 비에 의하여 결정되며, 인덕턴스 L_d 와 L_q 는 부하의 변화에 따라 비선형적으로 변화하므로 고정자 자속관측기에 의하여 자속을 추정

할 경우에는 오차에 따른 보다 긴 수렴시간이 요구되어 토크응답시간을 길게 하는 결점이 있다. 이에 따라 빠른 응답을 얻기 위해서는 부하변화에 따라 철손과 자기회로의 포화를 고려함으로써 토크발생의 비선형을 인덕턴스의 순시보상에 의하여 응답특성을 개선할 수 있다. RSM의 고정자 자속은 전류에 직접 비례하므로, d-q축 전류를 똑같이($I_{ds}=I_{qs}$) 분배함으로써 전동기의 동손이 최소화되어 단위 전류당 최대토크를 발생하여 빠른 토크의 응답을 유지하면서 효율 최대화 운전의 수행이 가능하게 한다. 실 시스템에서는 동손이외에도 철손이 존재하고, d축 전류가 커짐에 따라 L_d 가 철심의 포화에 의해 적어지기 때문에 단위 전류당 최대 토크 발생지점은 부하전류에 따라 변하는 특성을 가지게 된다^{[7],[10]-[22]}.

이에 따라 본 연구에서는 자속관측기에 사용된 인덕턴스를 고정자 전류벡터를 적용하여 부하 전류변화에 따른 L_d 및 L_q 를 보상하는 제어 알고리즘을 제시하고, 실제로 측정된 인덕턴스 곡선을 사용하여 부하변화에 따라 최대토크를 발생하여 효율이 최대가 되는 지점에서 운전되도록 고정자 자속의 기준지령 값이 단위 전류당 최대토크를 발생하는 값으로 설정되는 직접토크제어에 의한 릴럭턴스 동기전동기의 고성능제어 시스템을 제시하였다. 이의 타당성을 입증하기 위하여 연구용으로 설계 제작된 회전자 구조가 전위 장벽형(Flux barrier type)으로 릴럭턴스 비(L_d/L_q)가 2.57을 가지는 1.0[kW] 릴럭턴스 동기전동기를 적용하여, TMS320C31 DSP 보드와 IGBT 전압형 인버터에 의해 구동되는 위치검출기 없는 시스템의 응답특성을 살펴본 결과 우수한 응답특성을 얻었으며, 고성능 제어 시스템이 요구되는 서보 구동용에 적용 가능성을 확인하였다.

2. RSM의 제어

2.1 전압 및 토크 방정식

릴럭턴스 동기전동기의 벡터도는 그림 1에서 보여주고 있으며, 회전자에서 발생하는 철손과 자기포화를 무시하면, 릴럭턴스 동기전동기의 전압방정식과 운동방정식은 회전자 동기좌표계의 d-q 모델로, 다음 식 (1)과 식 (2)로 표시되며, 토크는 식 (3)으로 유도된다. 또한 자속은 식 (4)와 (5)로 표시된다^{[12],[18]}. 여기서 $I_{ds}^s, I_{qs}^s, \Phi_{ds}^s, \Phi_{qs}^s$ 는 정지좌표계상에서의 d축 및 q축 전류와 자속, $I_{ds}^r, I_{qs}^r, \Phi_{ds}^r, \Phi_{qs}^r$ 는 동기좌표계상에서의

d축 및 q축 전류와 자속, L_{ls} , L_{md} , L_{mq} 는 고정자 누설자속과 d축 및 q축의 자기 인덕턴스, J 는 관성모멘트, T_L 은 부하토크, B 는 마찰계수, R_s 는 상당 고정자 저항이다. 또한 각 부분의 작은 그림 1에서 나타내었다.

$$\begin{bmatrix} V_{ds}^r \\ V_{qs}^r \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} I_{ds}^r \\ I_{qs}^r \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds}^r \\ \Phi_{qs}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\omega_r & 0 \\ 0 & \omega_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds}^r \\ \Phi_{qs}^r \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\frac{d \omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (T_e - T_L - B\omega_r) \quad (2)$$

$$\begin{aligned} T_e &= \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) (\Phi_{ds}^s I_{qs}^s - \Phi_{qs}^s I_{ds}^s) \\ &= \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) (L_d I_{qs}^s - L_q I_{ds}^s) \\ &= \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) (L_d - L_q) I_s \frac{\sin(2\alpha)}{2} \end{aligned} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ds}^s \\ \Phi_{qs}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{md} & 0 \\ 0 & L_{ls} + L_{mq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds}^s \\ I_{qs}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds}^s \\ I_{qs}^s \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} |\Phi_s| &= \sqrt{\Phi_{ds}^2 + \Phi_{qs}^2} \\ &= I_s \sqrt{(L_q)^2 \sin^2(\alpha) + (L_d)^2 \cos^2(\alpha)} \end{aligned} \quad (5)$$

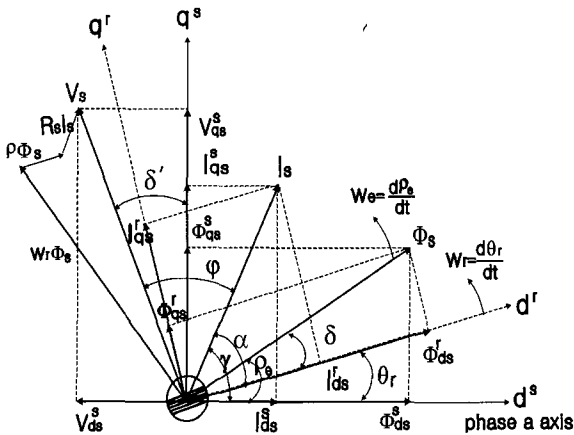


그림 1 RSM의 벡터도
Fig. 1 Vector diagram of a RSM

2.2 최대 토크발생 자속

식 (3)에서 보는 것처럼, 토크는 고정자 전류벡터 I_s 의 크기와 인덕턴스 차이의 변화 및 변위각에 의존됨을 알 수 있다. 그러므로 RSM의 출력 토크는 고정자 전류의 즉각적인 변화에 대응되므로 유도전동기의 벡터제어에서처럼 선형적인 우수한 동적 응답특성을 얻기 위하여 일정한 자속의 크기를 유지할 필요는 없다. 또한 부하변화에 따라 고정자 자속을 변화시키므로 전류에 대한 토크의 비를 최대화 할 수 있다.

RSM에서 고정자 자속과 토크는 단지 고정자 전류 벡터의 진폭(크기)과 위치(변위각)에 따라 결정된다. 단위 전류당 최대 토크(Torque/Ampere)의 발생은 $I_{ds}=I_{qs}$ 일 때와 가변자속제어를 채용할 경우에 얻을 수 있다. 최대 토크는 변위각 $\alpha=45^\circ$ 에서 얻어지며, 이 때 토크와 자속의 크기는 식 (3)과 (5)로부터 식 (6)과 (7)로 표시된다^{[8][10]}.

$$|\Phi_s|_{\alpha=45} = \sqrt{\Phi_{ds}^2 + \Phi_{qs}^2} = \frac{I_s \sqrt{L_q^2 + L_d^2}}{\sqrt{2}} \quad (6)$$

$$|T_{e \max}|_{\alpha=45} = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) (L_d - L_q) \left(\frac{I_s^2}{2}\right) \quad (7)$$

2.3 인덕턴스 측정과 보상

RSM의 d,q 인덕턴스의 측정 방법에는 직접측정법, PQ원선도법, 전동기 설계 치수에 의한 계산법등 여러 가지 방법이 있으나 여기서는 직접측정법을 사용한다. 직접측정법은 단상의 교류전압을 인가하여 전압, 전류를 측정하여 상인덕턴스를 회전자의 각도에 따라 측정하여 L_d 와 L_q 를 식 (8)과 같은 수식으로 계산한다.

$$L = \frac{\sqrt{\frac{V_{ac}^2}{I_a^2} - R_s^2}}{2\pi f} \quad (8)$$

그림 2는 실험에 적용한 RSM의 고정자 전류변화에 따른 인덕턴스 변화를 보여준 것으로, 실험에 의하여 측정된 L_d 와 L_q 값의 변화상태를 나타낸 것이다. 부하 변화에 따라 L_d 변화는 L_q 보다 많이 변하고 있음을 알 수 있다. 직접토크제어 시스템에서 토크 계산과 기준자속 지령 값의 결정에 있어서, 실 시스템의 실험에서 얻어진 이 결과를 적용하면 보다 빠른 응답과 높은 효율에서의 운전이 가능하다. 본 연구에서는 이 결과를 룩업 테이블을 사용하여 제시된 제어 시스템에 이용하였다^{[5][6][22][23]}.

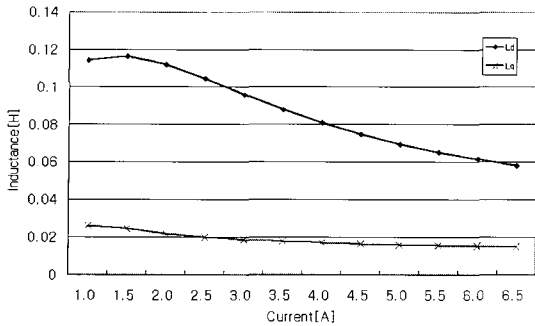


그림 2 고정자 전류 변화에 따라 측정된 Ld 및 Lq
Fig. 2 Measured Ld and Lq versus stator current(Is)

3. 고정자 자속, 위치, 속도 및 토크 관측기

3.1 고정자 자속관측기

그림 3은 본 연구에서 적용된 넓은 속도 제어범위에서 우수한 특성이 얻어지는 폐루프 전압전류 모델로, 안정되고 빠른 응답특성의 자속을 얻기 위하여 부하변화에 따라 Ld 및 Lq의 변화성분을 보상하여 보상된 고정자 자속을 피드백 하여 적용하는 인덕턴스 성분을 보상하는 제안된 자속 관측기를 보여주고 있다.

수식 (9)~(13)은 자속관측기 각 부분의 수식을 나타내고 있다^[7]. 여기서 Φ_{dqs}^s 는 고정자 자속, Φ_{dqr}^r 은 회전자 자속, I_{dqs}^s 는 고정자 전류, I_{dqr}^r 는 회전자 전류, R_s 는 고정자 저항 그리고 θ_r 은 회전자 각도를 나타낸다.

$$I_{dqr}^r = \text{Exp}(-j\theta_r) I_{dqs}^s \quad (9)$$

$$\Phi_{dqr}^r = L_{qd} I_{dqr}^r \quad (10)$$

$$\Phi_{dqs}^s = \Phi_{dqr}^r \text{Exp}(j\theta_r) \quad (11)$$

$$\Phi_{dqs}^s = \int [(V_{dqs}^s - R_s I_{dqs}^s) + \epsilon_\phi (K_P + \frac{K_I}{P})] dt \quad (12)$$

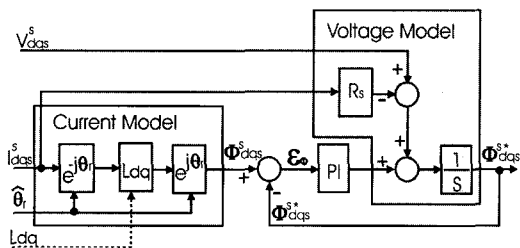


그림 3 보상된 Ld와 Lq를 사용한 고정자 자속관측기
Fig. 3 Stator flux observer using compensated Ld and Lq

$$\epsilon_\phi = (\Phi_{dqs}^{s*} - \Phi_{dqs}^s) \quad (13)$$

3.2 위치, 속도 및 토크 관측기

수식 (14)~(18)은 속도 관측기의 각 부분의 수식을 나타내고 있다^[7]. 여기서 γ 는 고정자 전류의 각, α 는 회전자와 고정자 전류사이의 각, ρ_e 는 고정자 자속의 각, δ 는 회전자와 고정자 자속사이의 각 그리고 ω_r 는 회전자의 속도를 나타낸다. 그림 4는 이 식을 이용한 회전자의 위치와 속도 및 토크관측기를 보여주고 있다.

$$I_{dqs}^s = |I_s| \text{Exp} j(\alpha + \theta_r) = |I_s| \text{Exp} (j\gamma) \quad (14)$$

$$\Phi_{dqs}^s = |\Phi_s| \text{Exp} j(\delta + \theta_r) = |\Phi_s| \text{Exp} j(\rho_e) \quad (15)$$

$$\rho_e = \delta + \theta_r = \tan^{-1} \left(\frac{\Phi_{qs}^s}{\Phi_{ds}^s} \right) \quad (16)$$

$$\delta = \sin^{-1} \left(\frac{\Phi_{qs}^r}{|\Phi_s|} \right) \quad (17)$$

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} = \frac{d\rho_e}{dt} - \frac{d\delta}{dt} \quad (18)$$

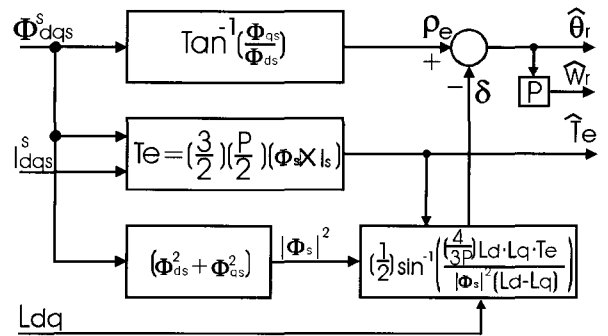


그림 4 회전자의 위치와 속도 및 토크 관측기
Fig. 4 Rotor position, speed and torque observer

4. RSM의 직접토크제어

4.1 직접토크제어의 특성

동기전동기의 직접 토크제어(DTC, Direct Torque Control)는 인버터에 가해지는 최적 스위칭 모드 선택에 의하여 전동기에 공급되는 단자전압제어에 의하여 이루어지므로 직접적으로 고정자의 자속과 발생하는 토크를 서로 독립적으로 제어할 수 있다. 빠른 토크응

답과 낮은 인버터 스위칭 주파수 및 적은 고조파 손실을 얻기 위하여 요구되는 스위칭 모드 선택은 고정자의 자속과 토크의 히스테리시스 밴드 안에서 오차 제한에 의하여 만들어지며, 이 때 토크는 고정자의 쇄교자속 벡터를 제어함으로써 빠르게 변화시킬 수 있다. 이에 따라 직접토크제어 방식은 전동기의 빠른 토크 응답과 유연성 있는 제어를 이룰 수 있다. 이 기술의 주장은 제어구조가 디지털 형태로 아주 단순하다는 것이며, 토크의 동적 특성이 전동기 회전자의 파라메타 변동에 영향이 적으며, 많은 제어기의 채용과 복잡한 알고리즘 계산에 요구되는 연산시간을 감소시킬 수 있는 특징을 가지고 있어 빠른 동적 응답특성이 요구되는 시스템에 큰 장점을 가지는 제어방식이다. 일반적으로 고정자 자속의 크기는 가능한 정상적인 안정상태로 유지하고 토크는 고정자와 회전자 사이의 각에 의하여 제어된다.

4.2 최적 스위칭 전압벡터

최적의 스위칭 전압벡터는 출력의 토크와 고정자 자속의 상태 모두를 동시에 만족하게 하는 특수한 고정자의 전압벡터를 선택하는 것이다. 이것은 전압원 인버터(VSI)에서 만들 수 있는 6개의 전압벡터와 2개의 영 전압벡터로 구성된다.

부하 및 속도가 가변 되어 고정자 쇄교자속의 증가가 요구될 때에는 $d\phi_s = 1$ 로, 감소가 요구될 때에는 $d\phi_s = 0$ 으로 나타낼 때, 2 레벨 자속 히스테리시스 비교기의 디지털 출력 신호는 식 (19)의 조건에서 결정되며, 토크의 증가가 요구될 때에는 $dT_e = 1$, 감소가 요구될 때에는 $dT_e = -1$, 토크변화가 없을 경우에는 $dT_e = 0$ 으로 나타낼 때, 3 레벨 토크 히스테리시스 비교기의 디지털 출력 신호는 정 방향 일 경우는 식 (20)으로, 역 방향 일 경우는 식 (21)의 조건을 적용한다^{[8],[12]}.

$$\begin{aligned} d\phi_s &= 1, & \text{if } |\overline{\phi}_s| &\leq |\overline{\phi}_s^*| - |\Delta\overline{\phi}_s| \\ d\phi_s &= 0, & \text{if } |\overline{\phi}_s| &\geq |\overline{\phi}_s^*| + |\Delta\overline{\phi}_s| \end{aligned} \quad (19)$$

$$\begin{aligned} dT_e &= 1, & \text{if } |T_e| &\leq |T_e^*| - |\Delta T_e| \\ dT_e &= 0, & \text{if } T_e &\geq T_e^* \end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} dT_e &= -1, & \text{if } |T_e| &\geq |T_e^*| + |\Delta T_e| \\ dT_e &= 0, & \text{if } T_e &\leq T_e^* \end{aligned} \quad (21)$$

여기서, $\Delta\phi_s$ 는 자속 히스테리시스 제어기의 밴드폭이고, ΔT_e 는 토크 히스테리시스 제어기의 밴드폭을 나타낸다.

4.3 최적 효율제어

직접토크제어에서는 빠른 토크응답을 얻기 위하여 일정한 고정자 자속의 크기를 유지할 필요는 없다. 따라서 빠른 토크응답과 최대효율 운전은 고정자 전류의 크기 변화에 의하여 $I_{ds}=I_{qs}$ 를 유지함으로써 확보할 수 있다. 고정자 전류가 주어지고, $L_d > L_q$ 인 경우, $\alpha=90^\circ$ 일 때 고정자 자속의 크기는 최소가 되고, $\alpha=0^\circ$ 또는 180° 에서 최대가 된다. 따라서 제어 기술은 고정자 전류의 위치가 $\alpha=45^\circ$ 에서 유지 되도록 동작되며, 만약 α 각의 오차가 일어나면 인버터의 근사적인 스위칭 작용에 의하여 오차가 영으로 되도록 동작한다.

그림 5는 실험에서 측정에 의하여 얻어진 그림 2의 결과를 이용하여 d-q축 전류를 똑같이 분배함 ($I_{ds}=I_{qs}$)으로서 전동기의 동손이 최소화되어 단위 전류당 최대토크를 발생하여 빠른 토크의 응답을 유지하면서 효율 최대화 운전이 이루어 질 때의 인덕턴스 (L_d/L_q)비의 변화를 나타낸 것이다^[8].

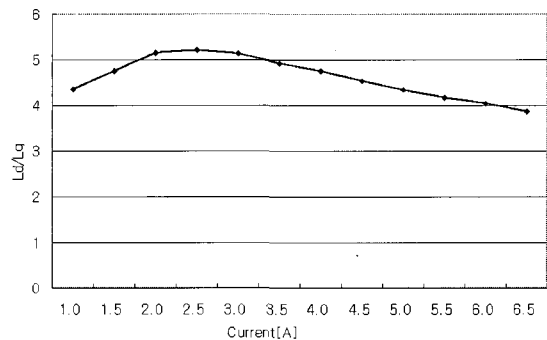


그림 5 고정자 전류 $I_d=I_q$ 일 때 L_d/L_q 비
Fig. 5 L_d/L_q ratio with stator current $I_d=I_q$

5. 제어시스템 구성

직접 고정자 자속과 토크제어에 의한 고성능 릴럭턴스 동기전동기의 제어 시스템을 구현하기 위하여 그림 6과 같은 제어시스템을 구성하였다. 위치제어는 PD제어기를, 속도제어는 PI 제어기를 사용하였으며, 최적 효율제어를 위해 전류각을 $45[\text{deg}]$ 로 유지하기 위한 기준 자속을 만들어주었으며, 토크 및 고정자 자속 추정은 전동기 단자에서 측정된 전압전류를 사용한 전압

전류모델 관측기를 이용하였고 자속은 2레벨로, 토크는 3레벨의 히스테리시스 밴드 제어를 사용하였다. 디지털 제어를 위한 제어기는 TI사의 TMS320C31 DSP를 사용하였다. 실험에 적용된 RSM의 특성은 표 1과 같다.

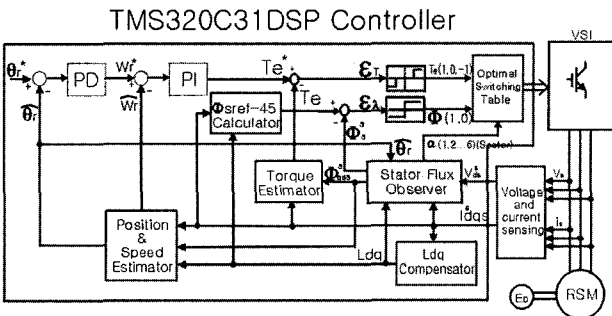


그림 6 제시된 위치검출기 없는 위치제어 시스템
Fig. 6 The suggested position sensorless position control system

표 1 적용된 RSM의 특성
Table 1 Applied RSM specifications

고정자 외경	128 mm	정격출력	1.0 kW
고정자 내경	79.46 mm	정격회전수	2400 rpm
공극	0.3 mm	정격부하	4.0 N.m
회전자 두께	65 mm	정격전류	5.0 A
관성모멘트	0.003 Kg.m ²	Ld	72.0 mH
고정자 극수	4	Lq	28.0 mH
회전자 극수	4	Rs	1.0 Ω

6. 실험결과

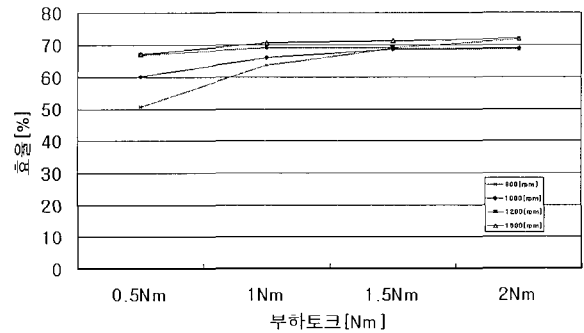
그림 6에서 제시된 제어시스템의 제어기 이득은 표 2와 같다.

그림 7은 본 논문에서 제시한 최대효율을 유지하기 위해 전류각을 45[deg]로 유지하였을 경우와 여자전류를 일정하게 유지하였을 경우의 효율을 측정하였다.

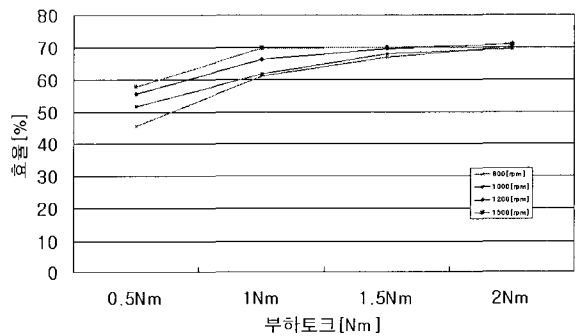
그림 8은 본 연구에서 제안하는 RSM 고성능 제어 시스템의 저속영역인 ±20rpm에서 위치제어의 실험결과를 보여준 것이다.

표 2 적용된 제어기 이득
Table 2 Applied controller gain

구분	Parameters
자속 Hys. 밴드폭	$ \phi_r^* \times 0.03$
토크 Hys. 밴드폭	$ T_r^* \times 0.03$
자속 관측기	$K_p=125, K_i=628$
속도제어기	$K_p=0.5, K_i=10$
위치제어기	$K_p=400, K_d=5000$



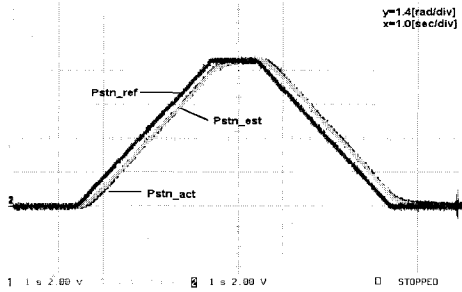
(a) 최적 효율제어
(a) Optimal efficiency control



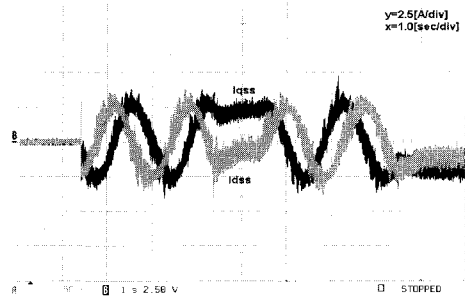
(b) 일정여자 방식
(b) Constant Id control

그림 7 효율특성의 실험결과
Fig. 7 Experimental results of efficiency characteristics

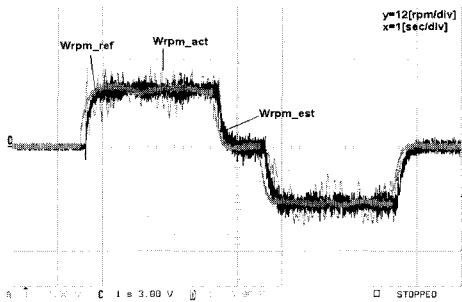
이때 부하는 파워드 브레이크 동력제어 장치를 사용하였다. (a) 위치제어 응답특성 (b) 속도제어 응답특성, (c) 토크제어 응답특성, (d) 고정자 자속파형, (e) 고정



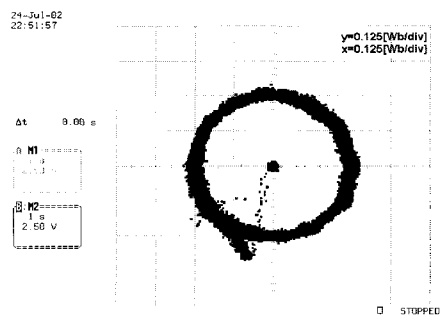
(a) 위치제어 응답특성
(a) Response characteristics of position control



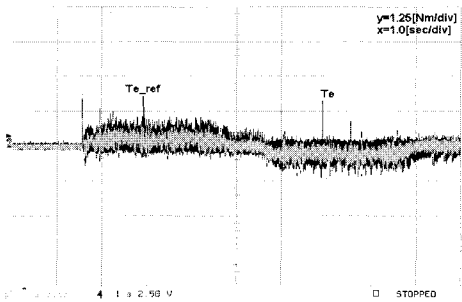
(e) d-q축 고정자 전류파형
(e) Stator current waveform of d-q axes



(b) 속도제어 응답특성
(b) Response characteristics of speed control



(f) 고정자 자속의 리사쥬도형
(f) Lissajous figure for stator flux

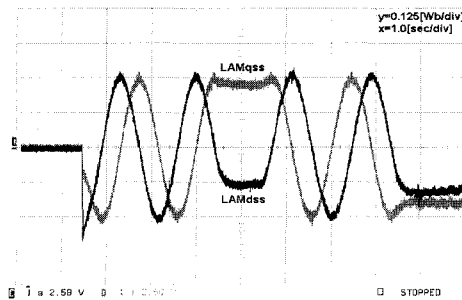


(c) 토크제어 응답특성
(c) Response characteristics of torque control

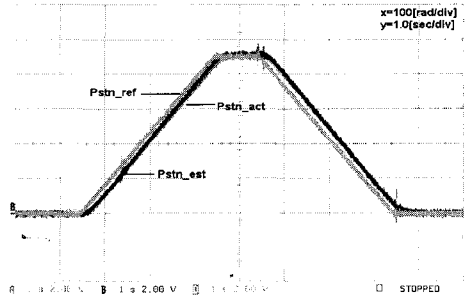
그림 8 정상상태 $\pm 20\text{rpm}$ 에서의 실험결과
Fig. 8 Experiment results of proposed drive system at $\pm 20\text{rpm}$

자 전류파형, (f) 고정자자속의 리사쥬 도형을 보여준 것이다.

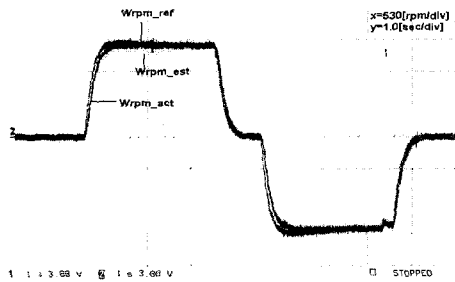
그림 9는 고속영역인 $\pm 1500\text{rpm}$ 에서 위치제어의 실험결과를 보여준 것이다. (a)는 위치제어 응답특성, (b) 속도제어특성, (c) 토크제어 응답특성, (d) d-q축 고정자 자속파형, (e)는 d-q축 전류파형을 보여준 것이다.



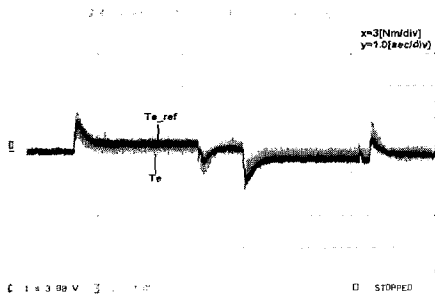
(d) d-q축 고정자 자속파형
(d) Stator flux waveform of d-q axes



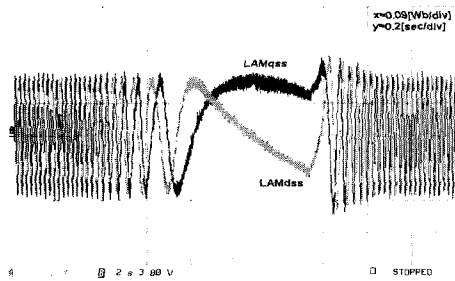
(a) 위치제어 응답특성
(a) Response characteristics of position control



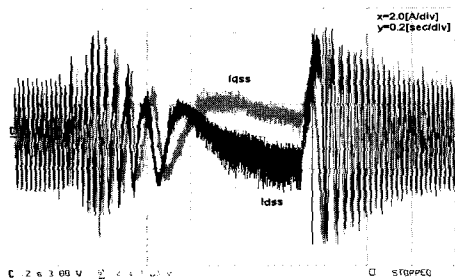
(b) 속도제어 응답특성
(b) Response characteristics of speed control



(c) 토크제어 응답특성
(c) Response characteristics of torque control



(d) d-q축 고정자 자속파형
(d) Stator flux waveform of d-q axes



(e) d-q축 고정자 전류파형
(e) Stator current waveform of d-q axes

그림 9 정상상태 ±1500rpm에서의 실험결과
Fig. 9 Experiment results of proposed drive system at ±1500rpm

7. 결 론

급속도로 발전되고 있는 산업분야에서 에너지 절감에 대한 관심이 고조되고 있으며, 센서를 사용하지 않는 정밀구동용 제어시스템에 대한 연구가 많이 이루어지고 있는 실정이다. 센서는 전체적인 시스템을 복잡하고 하고, 가격과 유지비를 증가시키며, 기계적 강인성과 신뢰성을 떨어뜨릴 뿐 아니라 적용 환경에 따라 존재하는 잡음에 매우 취약하다는 단점이 있다. 고성능 제어용 전동기로는 유도전동기와 동기전동기가 산업용으로 많이 적용되고 있으나, 유도전동기는 복잡한 제어 알고리즘으로 구현에 어려움이 따르며, 동기전동기는 회전자에 영구자석을 사용함으로써 가격상승과 구조적인 문제점이 따르게 된다.

이에 따라 본 연구에서는 유도전동기의 구조로서 영구자석 동기전동기의 특성을 가지는 미래 지향적인 릴럭턴스 동기전동기를 직접토크제어 방식을 적용하여 위치/속도 검출기 없이 고성능 정밀제어를 할 수 있는 제어 알고리즘과 최적효율 제어에 대한 알고리즘을 제시하고, 이 알고리즘에 의하여 속도제어 범위가 넓은 위치/속도 센서 없는 동기 릴럭턴스 전동기의 디지털 위치제어 시스템을 구현하였다. 제시된 제어시스템의 응답특성을 검증하기 위하여 실험을 실시하였으며, 실험결과 제시된 알고리즘과 구동시스템은 여러 가지 부하 영역에 일정여자 방식에 비해 높은 효율을 나타내었으며, ±20pm의 저속영역과 ±1500 rpm의 고속영역에서도 정역 운전의 우수한 동적 위치제어 특성이 얻어짐을 확인하였다.

본 연구는 한국전력공사의 지원에 의하여 기초전력 공학공동연구소 주관으로 수행되었음.

참 고 문 헌

- [1] Jehudi Maes and Jan A. Melkebeek, "Speed-Sensorless Direct Torque Control of Induction Motors Using an adaptive flux observer", IEEE Trans. IA., Vol. 36, No. 3, pp. 778~785, May/June 2000.
- [2] Cristial Lascu, Ion Boldea, and Fred Blabjerg, "A modified Direct Torque Control for Induction Motor Sensorless Drive", IEEE Trans. IA., Vol. 36, No. 1, pp. 122~130, Jan. 2000.
- [3] Min-Huei Kim, Nam-Hun Kim, Min-Ho Kim, and Dong-Hee Kim, "An Induction Motor Position Control System with Direct Torque Control",

- Proceedings of the ISIE 2001, pp. 771~774, June 2001.
- [4] 김민희, 김남훈, 백원식, "직접 토크제어에 의한 속도 검출기 없는 유도전동기의 고성능 제어시스템", 대한전기학회 논문지, 제51P권, 제1호, pp. 18~27, Mar. 2002.
- [5] 조금배, 최연옥, 정삼용, "확장된 루엔버거 관측기를 이용한 유도전동기의 회전자 자속 추정", 전력전자학회 논문지, 제6권, 제4호, pp. 115~124, 2001.
- [6] 김민희, 김남훈, 백원식, "직접 토크제어에 의한 위치검출기 없는 릴럭턴스 전동기의 고성능 제어시스템", 전력전자학회 논문지, 제7권 제1호, pp. 81~89, 2002. 2월
- [7] 김민희, 김남훈, 김민호, "직접 토크 및 자속 제어에 의한 유도전동기의 위치제어 시스템", 대한전기학회 논문지, 제49P권, 제2호 pp. 22~28, Oct. 2000.
- [8] 이교범, 송중호, 최익, 유지윤, "3레벨 인버터로 구동되는 유도전동기 직접토크제어의 토크리플 저감법", 전력전자학회 논문지, 제5권, 제6호, pp. 620~631.
- [9] Bimal K. Bose, *Power Electronics and Variable Frequency Drives*, IEEE Press, 1997.
- [10] Peter Vas, *Sensorless Vector and Direct Torque Control*, Oxford Press, 1998.
- [11] Ion Boldea and S.A. Nasar, *Electric Drives*, CRC Press, 1999.
- [12] Ion Boldea, *Reluctance Synchronous Machines and Drives*, Oxford Science, 1996.
- [13] Peter Vas, *Artificial-Intelligence-Based Electrical Machines and Drives*, Oxford Press, 1999.
- [14] Rolf Lagerquist, Ion Boldea, and T.J.E. Miller, "Sensorless Control of the Synchronous Reluctance Motor", *IEEE Trans. on I.A.*, Vol. 30, No. 3, pp. 673~682, May 1994.
- [15] Hyeoun-Dong Lee, Seog-Joo Kang, and Seung-Ki Sul, "Efficiency-Optimized Direct Torque Control of Synchronous Reluctance Motor using Feedback Linearization", *IEEE Trans. on I.E.*, Vol. 46, No. 1, pp. 192~198, Feb. 1999.
- [16] Alfio Consoli and Galogero Cavallaro, "Sensorless Torque Control of Syncrel Motor Drives", *IEEE Trans. on P.E.*, Vol. 15, No. 1, pp. 28~35, Jan. 2000.
- [17] H. Murakami, Y. Honda, S. Morimoto, and Y. Takeda, "Performance Evaluation of Synchronous Reluctance Motor and the other motors with the Same Distributed Winding and Stator Configuration", *T. IEEE Japan*, Vol. 120-D, No. 8/9, pp. 1062~1074, 2000.
- [18] Kuo-Kai Shyu, Chiu-keng Lai, and John Y. Hung, "Totally Invariant State Feedback Controller for Position Control of Synchronous Reluctance Motor", *IEEE Trans. on I.E.*, pp. 615~624, Vol. 48, No. 3, June 2001.
- [19] Patrick L. Jansen and Robert D. Lorenz, "A Physically Insightful Approach to Design and Accuracy Assessment of Flux Observers for Field Oriented Induction Machine Drives", *IEEE Trans. on I.A.*, pp. 101~110, Vol. 30, No. 1. Jan./Feb. 1994.
- [20] Manfred Schroedl and Peter Weinmeier, "Sensorless Control of Reluctance Machines at Arbitrary Operating Conditions Including Standstill," *IEEE Trans. on PE.*, Vol. 9, No. 2, pp. 225~231, March 1994.
- [21] Alfredo Vagati, Michele Pastorelli, Federico Scapino, and Giovanni Franceschini, "Impact of Cross Saturation in Synchronous Reluctance Motor of the Transverse-Laminated Type", *IEEE Trans. on I.A.*, Vol. 36, No. 4, pp. 1039~1046, July/August 2000.
- [22] Bimal K. Bose, *Modern Power Electronics and AC Drives*, Prentice Hall PTR, 2002.
- [23] Min-Huei Kim, Nam-Hun Kim, Dong-Hee Kim, S. Okuma, and J. Hung, "A Position Sensorless Motion Control System of Reluctance Synchronous Motor with Direct Torque Control", *ISIE 2002 Italy*, pp. 1148~1153, July 2002.

저 자 소 개



김동희(金東熙)

1950년 11월 20일생. 1973년 영남대 전기공학과 졸업. 1975년 영남대 전기공학과 졸업(석사). 1987년 Kobe대학 졸업(박사). 1987년~1989년 한국전기연구소 전력전자연구부장. 현재 영남대 전자정보공학부 교수. 당 학회 경상지부장.



김민희(金玟會)

1953년 7월 23일생. 1974년 영남대 전기공학과 졸업. 1980년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1989년 중앙대 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1979년 3월~현재 영남이공대학 전기자동화과 교수. 1993년 7월~1995년 8월 미국 테네시 주립대학(낙스빌) 전기공학과 전력전자응용연구센터(PEAC) 연구교수. 1996년 8월 IECON '96 최우수논문상 수상. 당 학회 재무이사.



김남훈(金男燾)

1973년 6월 12일생. 1998년 삼척대 제어계측공학과 졸업. 2000년 영남대 전기공학과 졸업(석사). 2002년 현재 영남대 박사과정 수료.



백원식(白元植)

1970년 10월 20일생. 1996년 계명대 수학과 졸업. 2002년 영남대 전기공학과 졸업(석사). 현재 영남대 전기공학과 박사과정.