

직접토크제어에 의한 위치센서 없는 리럭턴스 동기전동기의 위치제어 시스템

°김민회*, 이복용**, 김경식***

영남이공대학 전기자동화과*, 동서울대학 전기정보제어과**, 경북전문대학 전기과***

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

Min-Huei Kim*, Bok-Yong Lee**, Kyung-Sik Kim***

Yeungnam College of Science and Technology*, Dong Seoul College**, Kyeungbook College***

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 DTC for high-dynamic performance and maximum efficiency RSM drive due to a saturated stator linkage flux and nonlinear inductance curve 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 and angle of the stator current space vector. 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 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 control system are shown some good response characteristic of control results and high performance features using 1.0kW RSM of which has 2.57 L_d/L_q salient ratio.

1. 서 론

최근 급속도로 발전되고 있는 산업분야에서 서보구동용 제어시스템은 고도의 정밀도와 빠른 응답특성을 갖는 시스템이 필수적이다. 이를 위해 중전에 사용되어온 직류전동기 대신 교류전동기에 벡터제어 이론을 도입한 제어시스템이 여러 분야에서 많이 적용되고 있다. 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 직접전동기의 토크와 고정자 자속을 독립적으로 제어할 수 있는 직접 토크제어 구동 시스템에 대한 연구에 관심이 집중되고 있다⁽¹⁾⁻⁽⁵⁾.

고성능 전동기 정밀제어분야는 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 리럭턴스 동기전동기(RSM, Reluctance Synchronous Motor)가 산업의

발전과 제작기술의 향상으로 구동에 관한 연구가 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 리럭턴스 비를 증가시키는 구조의 회전자에 대한 연구로 유도전동기에 버금가는 정도의 역률과 출력토크가 얻어지고 있다^{(9),(10),(13)}.

RSM의 직접토크제어는 일반적으로 고정자 쇄교자속의 변화를 적용하는 방법과 고정자 전류벡터를 적용하여 제어하는 경우로 크게 2가지 방법이 적용되고 있다. 따라서 RSM의 발생토크는 고정자의 자속벡터 또는 전류벡터와 d-q축의 리럭턴스 비에 의하여 결정되며, 인덕턴스 L_d 와 L_q 는 부하의 변화에 따라 비선형적으로 변화하므로 고정자 자속관측기에 의하여 자속을 추정할 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 똑 같이($I_{ds}=I_{qs}$) 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 최대토크 발생지점은 부하전류에 따라 변하는 특성을 가지게 된다^{(7),(10)-(23)}.

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 리럭턴스 동기전동기의 고성능제어 시스템을 제시하였다. 이의 타당성을 입증하기 위하여 연구용으로 설계 제작된 회전자의 구조가 멀티 전위 장벽형으로 리럭턴스비(L_d/L_q)가 2.57을 가진 1.0 kW 리럭턴스 동기전동기를 적용하여, TMS320C31 DSP 제어기와 IGBT 전압형 인버터에 의해 구동되는 위치검출기 없는 위치제어 시스템의 실험에서 우수한 응답특성이 얻어졌으며, 고성능 제어시스템이 요구되는 서보 구동용에 적용 가능성을 확인 하였다.

2. RSM의 제어

2.1 전압 및 토크 방정식

리럭턴스 동기전동기의 벡터도는 그림 1에서 보여주고 있으며, 회전자에서 발생하는 철손과 자기포화를 무시하면, 리럭턴스 동기전동기의 전압방정식과 운동방정식은 회전자 동기좌표계의 d-q 모델로, 다음 (1)과 (2) 식으로 표시되며, 토크는 식 (3)으로 유도된다. 또한 자속은 식 (4)와 (5)로 표시되며, 역율은 식 (6)으로 된다^{[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.

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

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

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

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

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

$$\cos \phi = \cos(\delta' + \pi/2 - \gamma) \quad (6)$$

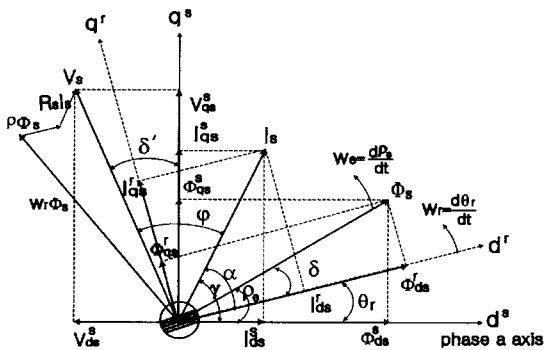


그림 1. RSM의 벡터도
Fig. 1. Vector diagram of a RSM

2.2 RSM의 제어

RSM 제어시스템은 전동기의 토크와 자속 및 속도를 제어하는 것이다. 일반적으로 α 를 일정하게 제어하는 기법은 고속영역과 큰 토크가 요구되는 시스템에서 장점을 가지는 것으로, 최대 토크제어를 위해서는 $\alpha = \pi/4$ (45°)로 유지되도록 제어하며, 토크의 최대 변화율은

$\alpha = \text{Arctan}(L_d/L_q)$ 일 때 얻어지며, 최대 역율제어는 $\alpha = \text{Arctan}\sqrt{L_d/L_q}$ 일 때 얻어진다. α 를 가변 시키는 기법은 저속영역과 낮은 토크제어가 요구되는 시스템에서 장점을 가지며, I_{ds}^r 전류는 일정하게 유지하고 I_{qs}^r 전류는 토크에 따라 α 를 제어한다. d축 인덕턴스 L_d 는 과부하 시에는 전류가 증가하고 자기포화의 영향이 크게 일어나므로 급격히 저하된다. 또한 부하전류가 증가하면 전류 위상각 α 가 증가하여 45° 보다 크게 된다^[16].

직접 토크제어에 의한 리럭턴스 동기전동기의 고성능 제어에서는 회전자 위치 또는 자속의 정보가 필수적으로 요구된다. 이들을 얻는 방법에 따라, 고정자의 단자전압과 전류를 사용하여 고정자 쇄교자속 공간벡터의 속도를 추정하는 방법, 단자전압이 포함하고 있는 포화된 제3고조파 성분을 사용하여 추정하는 방법, 인덕턴스 변화를 이용하여 추정하는 방법, 칼만필터 등 관측기를 사용하여 추정하는 방법, 피지-뉴럴회로를 이용하여 추정하는 방법들이 적용되고 있으며, 전동기의 파라미터는 R_s 와 L_d 및 L_q 의 3개가 사용된다. 본 연구에서는 전동기 단자로부터 얻어진 전압과 전류를 사용하여 고정자 쇄교자속 공간벡터를 추정하는 방법을 적용한다.

2.3 최대토크발생 자속

식(3)에서 보는 것처럼, 토크는 고정자 전류벡터 I_s 의 크기와 인덕턴스 차이의 변화 및 변위각 α 에 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 전류벡터의 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, 이때 토크와 자속의 크기는 식 (3)과 (5)로부터 식(7)과 (8)로 표시된다^{(8), [10]}.

$$|\Phi_s|_{\alpha=45} = \sqrt{\Phi_{ds}^2 + \Phi_{qs}^2} = I_s \sqrt{(L_q)^2 + (L_d)^2} / \sqrt{2} \quad (7)$$

$$|T_{e\max}|_{\alpha=45} = (3/2) (P/2) (L_d - L_q) (I_s^2/2) \quad (8)$$

3. 고정자 자속, 위치, 속도 및 토크 관측기

3.1 고정자 자속관측기

그림 2는 본 연구에서 적용된 넓은 속도 제어범위에서 우수한 특성이 얻어지는 페루프 전압전류 모델로, 안정되고 빠른 응답특성의 자속을 얻기 위하여 부하변화에 따라 L_d 및 L_q 의 변화성분을 보상하여 보상된 고정자 자속을 피드백 하여 적용하는 인덕턴스 성분을 보상하는 제안된 자속 관측기를 보여주고 있으며, 토크와 속도 관측기도 함께 나타내고 있다.

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

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

$$\Phi_{qdr}^r = L_{qd} I_{qds}^s \quad (10)$$

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

4. RSM의 직접토크제어

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

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

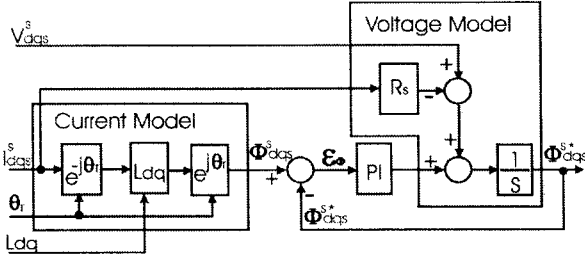


그림 2. 보상된 Ld와 Lq를 사용한 고정자 자속관측기
Fig. 2. Stator flux observer using compensated Ld and Lq

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 3은 이 식을 이용한 회전자의 위치와 속도 및 토크관측기를 보여주고 있다.

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

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

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

$$\delta = \sin^{-1} \left(\frac{\Phi_{qs}^r}{|\Phi_s|} \right) = \sin^{-1} \left[\frac{L_q I_{qs}^s}{\sqrt{(L_d I_{ds}^s)^2 + (L_q I_{qs}^s)^2}} \right] \quad (17)$$

$$= \left(\frac{1}{2} \right) \sin^{-1} \left[\frac{\left(\frac{4}{3P} \right) (L_d L_q) T_e}{|\Phi_s|^2 (L_d - L_q)} \right] \quad (18)$$

$$r = \frac{d\theta_r}{dt} = \frac{d\rho_e}{dt} - \frac{d\delta}{dt}$$

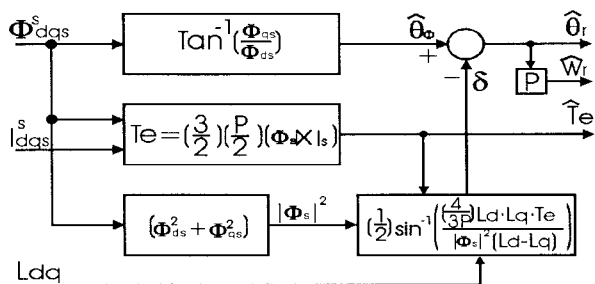


그림 3. 회전자의 위치와 속도 및 토크 관측기
Fig. 3. Rotor position, speed and torque observer

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 토크응답과 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 토크응답과 유연성 있는 제어를 이룰 수 있다. 이 기술의 주 장점은 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 회전자사이의 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 영전압벡터로 구성된다.

부하 및 속도가 가변 되어 고정자 쇄교자속의 증가가 요구될 때에는 $d\Phi_s = 1$ 로, 감소가 요구될 때에는 $d\Phi_s = 0$ 로 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 $dT_e = 0$ 로 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⁽¹²⁾. 이 식을 이용하여 표1의 룩업 테이블에서 최적 전압벡터를 선택한다⁽⁸⁾.

$$d\Phi_s = 1, \text{ if } |\overline{\Phi}_s| \leq |\overline{\Phi}_s^*| - |\Delta\overline{\Phi}_s| \quad (19)$$

$$d\Phi_s = 0, \text{ if } |\overline{\Phi}_s| \geq |\overline{\Phi}_s^*| + |\Delta\overline{\Phi}_s|$$

$$dT_e = 1, \text{ if } |T_e| \leq |T_e^*| - |\Delta T_e| \quad (20)$$

$$dT_e = 0, \text{ if } T_e \geq T_e^*$$

$$dT_e = -1, \text{ if } |T_e| \geq |T_e^*| + |\Delta T_e|$$

$$dT_e = 0, \text{ if } T_e \leq T_e^* \quad (21)$$

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

표 1. 최적 전압 스위칭 벡터의 룩업 테이블

Table 1. Look-up table of optimum voltage switching vector

$d\Phi_s$	dT_e	Sector 1	Sector 2	Sector 3	Sector 4	Sector 5	Sector 6
1	1	\bar{V}_2	\bar{V}_3	\bar{V}_4	\bar{V}_5	\bar{V}_6	\bar{V}_1
	0	\bar{V}_7	\bar{V}_0	\bar{V}_7	\bar{V}_0	\bar{V}_7	\bar{V}_0
	-1	\bar{V}_6	\bar{V}_1	\bar{V}_2	\bar{V}_3	\bar{V}_4	\bar{V}_5
0	1	\bar{V}_3	\bar{V}_4	\bar{V}_5	\bar{V}_6	\bar{V}_1	\bar{V}_2
	0	\bar{V}_0	\bar{V}_7	\bar{V}_0	\bar{V}_7	\bar{V}_0	\bar{V}_7
	-1	\bar{V}_5	\bar{V}_6	\bar{V}_1	\bar{V}_2	\bar{V}_3	\bar{V}_4

4.3 인덕턴스 보상

그림 4는 실험에 적용한 RSM의 고정자 전류변화에 따른 인덕턴스 변화를 보여준 것으로, 실험에 의하여 측정된 L_d 와 L_q 값의 변화상태를 나타낸 것이다. 부하변화에 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].

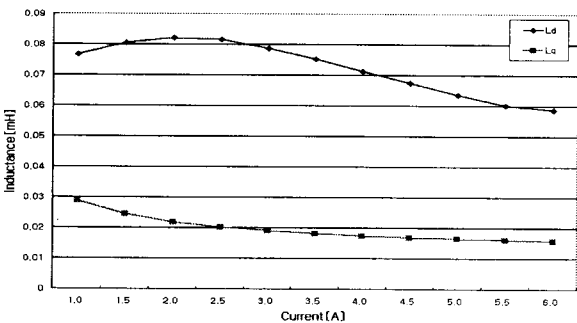


그림 4. 고정자 전류 변화에 따른 측정된 L_d 및 L_q
Fig. 4. Measured L_d and L_q versus stator current (I_s)

4.4 최적효율제어

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 확보 할 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 4의 결과를 이용하여 d-q축 전류를 똑 같이 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].

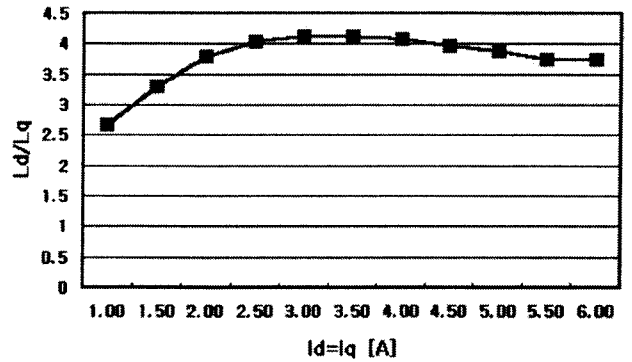


그림 5. 고정자 전류 $I_d=I_q$ 일 때 L_d/L_q 비
Fig. 5. L_d/L_q ratio with stator current $I_d=I_q$

5. 제어시스템 구성

직접 고정자 자속과 토크제어에 의한 고성능 리액턴스 동기전동기의 제어 시스템을 구현하기 위하여 그림 6과 같은 제어시스템을 구성하였다. 위치제어는 PD제어기를, 속도제어는 IP 제어기를 사용하였으며, 토크 및 고정자 자속 추정은 전동기 단자에서 측정된 전압전류를 사용한 전압전류모델 관측기를 이용하였으며, 자속은 2레벨로, 토크는 3레벨의 히스테리시스 밴드 제어를 사용하였다. 디지털 제어를 위한 제어기는 전동기제어 전용으로 개발된 F240 DSP를 사용하였다. 실험에 적용된 RSM의 특성은 표 2와 같다.

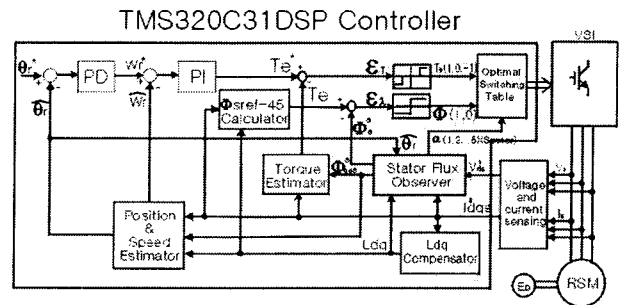


그림 6. 제시된 위치검출기 없는 위치제어 시스템
Fig. 6. The suggested position sensorless motion control system

표 2. 적용된 RSM의 특성
Table 2. Applied RSM specifications

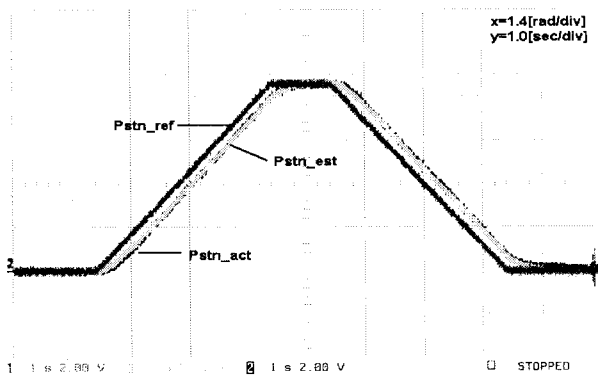
고정자 외경	128 mm	정격출력	1.0 kW
고정자 내경	79.46 mm	정격회전수	2400 rpm
공극	0.3 mm	정격부하	4.0 N.m
회전자 두께	65 mm	정격전류	5.0 A
관성모멘트	0.003 Kg.m ²	L_d	72.0 mH
고정자 극수	4	L_q	28.0 mH
회전자 극수	4	R_s	1.0 Ω

표 3. 적용된 제어기 이득
Table 3. Applied controller gain

구분	Parameters
자속 Hys. 밴드폭	$ \Phi_s^* \times 0.05$
토크 Hys. 밴드폭	$ T_e^* \times 0.05$
자속 관측기	$K_p = 125, K_i = 628$
속도제어기	$K_p = 0.5, K_i = 10$
위치제어기	$K_p = 400, K_d = 5000$

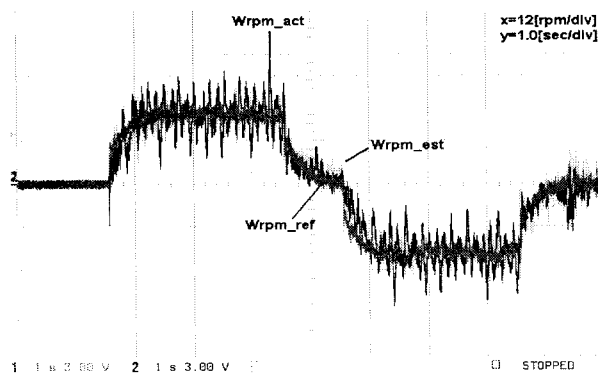
6. 실험결과

그림 6에서 제시된 제어시스템의 제어기 이득 결정은 시행오차에 의하여 결정되었으며 표 3과 같다. 그림 7은 본 연구에서 제안하는 RSM 고성능 제어시스템의 저속영역인 $\pm 20\text{rpm}$ 에서 위치제어의 실험결과를 보여준 것이다. 이때 부하는 파워더 브레이크 동력제어 장치를 사용하였다. (a) 위치제어 응답특성 (b) 속도제어 응답특성, (c) 토크제어 응답특성, (d) 고정자 자속파형, (e) 고정자 전류파형, (f) 고정자 자속의 리사츄도형을 보여준 것이다. 그림 8는 고속영역인 $\pm 1500\text{rpm}$ 에서 위치제어의 실험결과를 보여준 것이다. (a)는 위치제어 응답특성, (b) 속도제어 특성, (c) 토크제어 응답특성, (d) d-q축 고정자 자속파형, (e)는 d-q축 전류파형을 보여준 것이다



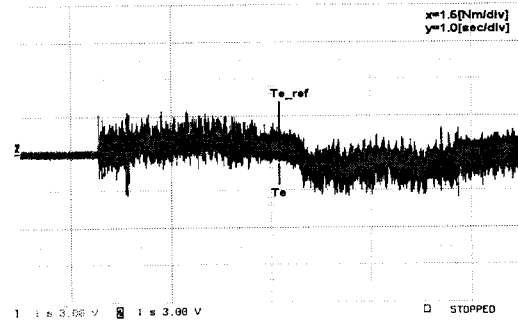
(a) 위치제어 응답특성

(a) Response characteristics of position control



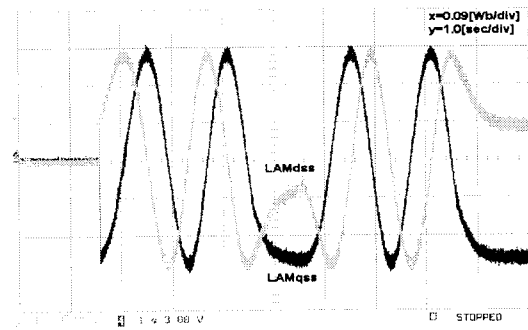
(b) 속도제어 응답특성

(b) Response characteristics of speed control



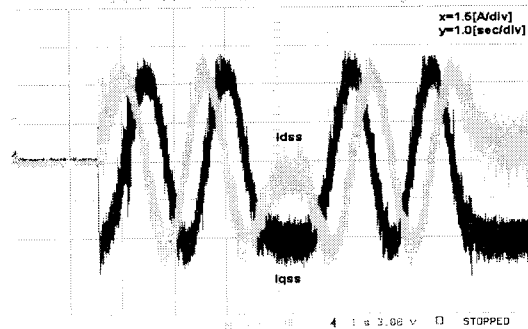
(c) 토크제어 응답특성

(c) Response characteristics of torque control



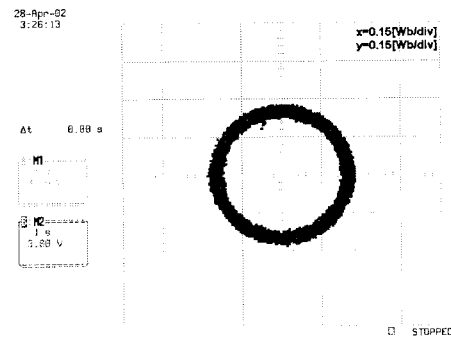
(d) d-q축 고정자 자속파형

(d) Stator flux waveform of d-q axes



(e) d-q축 고정자 전류파형

(e) Stator current waveform of d-q axes

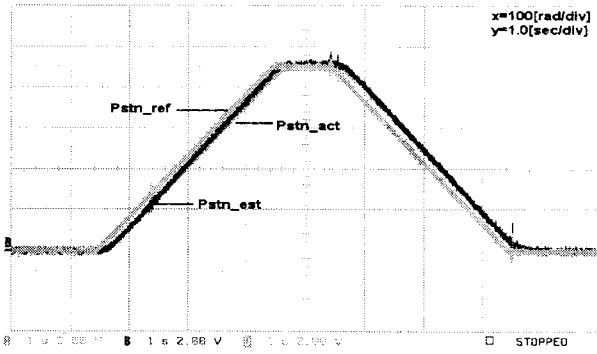


(f) 고정자 자속의 리사츄도형

(f) Lissajous figure for stator flux

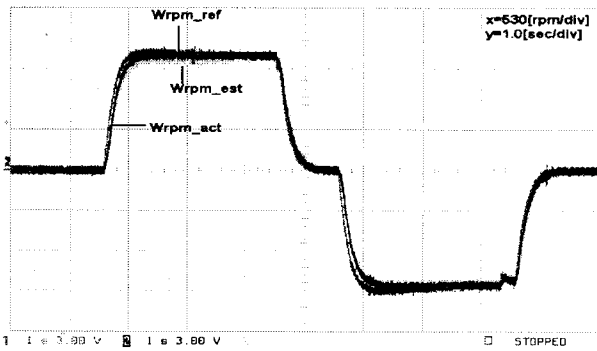
그림 7. 정상상태 $\pm 20\text{rpm}$ 에서의 실험결과

Fig. 7. Experiment results of proposed drive system at $\pm 20\text{rpm}$



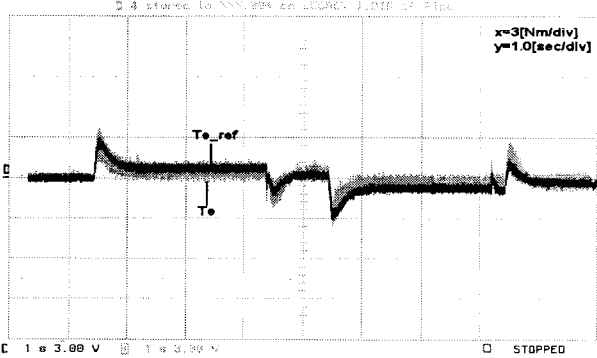
(a) 위치제어 응답특성

(a) Response characteristics of position control



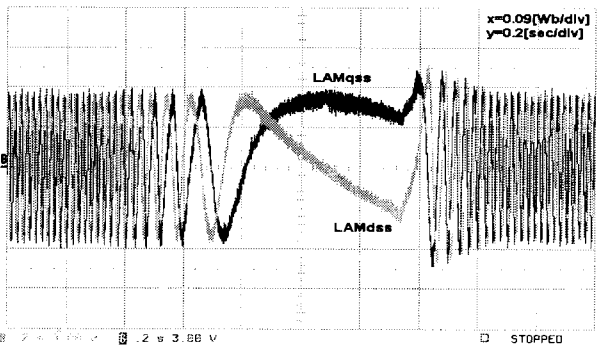
(b) 속도제어 응답특성

(b) Response characteristics of speed control



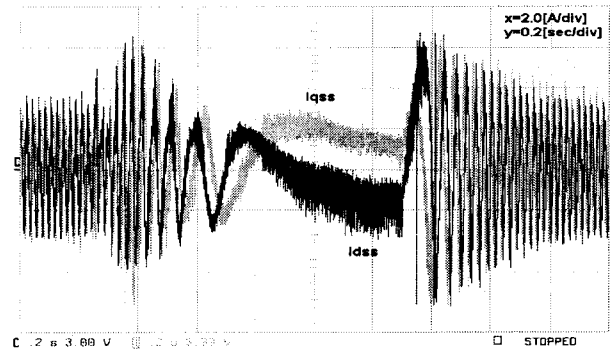
(c) 토크제어 응답특성

(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 8. 정상상태 ± 1500 rpm에서의 실험결과

Fig. 8. Experiment results of proposed drive system at ± 1500 rpm

7. 결 론

급속도로 발전되고 있는 산업분야에서 정밀구동용 제어시스템은 고도의 정밀도와 빠른 응답특성을 갖는 시스템이 필수적이다. 이를 위해 속도검출기나 위치검출기를 사용한 교류전동기에 벡터제어 이론을 도입한 제어시스템이 많이 적용되고 있다. 그러나 벡터제어에 의한 시스템은 복잡하고, 가격과 유지비를 증가시키며, 기계적 강인성과 신뢰성을 떨어뜨릴 뿐 아니라 적용 환경에 따라 존재하는 잡음에 매우 취약하고, 많은 연산이 요구되는 제어 알고리즘으로 인하여 필수적으로 복잡한 하드웨어와 고속의 프로세서를 사용하여야만 구현이 가능하였다. 또한 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 리럭턴스 동기전동기를 직접토크제어 방식을 적용하여 위치/속도 검출기 없이 고성능 정밀제어를 할 수 있는 제어 알고리즘을 제시하고, 이 알고리즘에 의하여 속도제어 범위가 넓은 위치/속도 센서 없는 동기 리럭턴스 전동기의 디지털 위치제어 시스템을 구현하였다. 제시된 제어시스템의 응답특성을 검증하기 위하여 실험을 실시하였으며, 실험결과 제시된 알고리즘과 구동시스템은 정격부하에서 ± 20 rpm의 저속영역과 ± 1500 rpm의 고속영역에서도 정역 운전의 우수한 동적 위치제어 특성이 얻어짐을 확인하였다.

[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 검

- 출기 없는 유도전동기의 고성능 제어시스템." 대한전기학회 논문지, 제 51P권 제1호 pp. 18-27, Mar. 2002.
- [5] 김민회, 김남훈, 최경호, "직접 토크제어에 의한 리럭턴스 전동기의 고성능 위치제어 시스템," 대한전기학회 논문지, 제 51B권 제3호 pp. 150-157, Mar. 2002.
- [6] 김민회, 김남훈, 백원식, "직접 토크제어에 의한 위치검출기 없는 리럭턴스 전동기의 고성능 제어시스템," 전력전자학회 논문지, 제7권 제1호, pp. 81-89, 2002. 2월
- [7] 김민회, 김남훈, 김민호, "직접 토크 및 자속 제어에 의한 유도전동기의 위치제어 시스템," 대한전기학회 논문지, 제 49P권 제2호 pp. 22-28, Oct. 2000.
- [8] 김민회, 김남훈, "DSP를 이용한 유도전동기 디지털 제어 시스템", 한국산업응용학회 논문집, Vol. 3, No. 1, pp. 9~15, 2000.
- [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 P.E.*, 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] Jun-Koo Kang, and Seung-Ki Sul, "New Direct Torque Control of Induction Motor for