

직접토크제어에 의한 리럭턴스 동기전동기의 고성능 제어시스템

論 文

51P-2-3

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

金 玟 會
(Min-Huei Kim)

Abstract - This paper presents an implementation of high-dynamic performance 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 drives are the nonlinear variable flux and inductance 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 using the adapted neural network from measuring the modulus and angle of the stator current. 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, we have some actual experimental system using 6000 pulse/rev encoder at ± 10 and ± 1500 rpm. The developed digitally high-performance control system are shown some good response characteristics of control results and high performance features using 1.0kW RSM of which has 2.57 L_d/L_q salient ratio.

Key Words : DTC, RSM, Maximum Torque Control, Compensated Stator Flux Observer, Neural Network

1. 서 론

최근 급속도로 발전되고 있는 산업분야에서 서보구동용 제어시스템은 고도의 정밀도와 빠른 응답특성을 갖는 시스템이 필수적이다. 이를 위해 종전에 사용되어온 직류전동기 대신 교류전동기에 벡터제어 이론을 도입한 제어시스템이 여러 분야에서 많이 적용되고 있다. 벡터제어는 복잡하고 많은 연산이 요구되므로, 최근에는 제어구조가 디지털 형태로 매우 단순하면서 벡터제어에서처럼 많은 제어기와 복잡한 연산을 요구하지 않고, 토크의 동적 특성이 전동기의 정수변화에 영향이 적으면서 토크와 고정자 자속을 독립적으로 제어할 수 있는 직접토크제어(DTC, Direct Torque Control) 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 발생

되는 리럭턴스 동기전동기(RSM, Reluctance Synchronous Motor)가 산업의 발전과 제작기술의 향상으로 RSM의 구동에 관한 연구가 활발하게 이루어지고 있다[3]-[13]. 이 전동기의 장점은 공급되는 전압의 주파수에 따라 동기속도로 회전하며, 회전자에 전류가 흐르지 않으므로 회전자 손실이 적고, 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 역율과 출력토크가 낮은 단점을 가지는 것이 특징이다. 그러나 최근 리럭턴스 비를 증가시키는 구조의 회전자에 대한 연구로 유도전동기에 버금가는 정도의 역율과 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 응답이 요구되는 시스템을 위해서는 부하변화에 따라 철손과 자기회로의 포화를 고려함으로써 토크의 비선형을 인덕턴스의 순시보상에 의하여 응답특성을 개선할 수 있다. RSM의 고정자 자속은 전류에 직접 비례하므로, d-q축 전류를 똑같이 분배함으로써 전동기의 동손이 최소화되어 단

正 會 員 : 嶺南理工大學 電氣自動化科 教授 · 工博
接受日字 : 2002年 4月 29日
最終完了 : 2002年 6月 12日

위 전류당 최대토크를 발생하여 빠른 토크의 응답을 유지하면서 효율 최대화 운전의 수행을 가능하게 한다. 실 시스템에서는 동손이외에도 철손이 존재하고, d축 전류가 커짐에 따라 Ld가 철심의 포화에 의해 적어지기 때문에 단위 전류당 최대토크 발생지점은 부하전류에 따라 변하는 특성을 가지게 된다^{[7],[10]-[15]}.

이에 따라 본 연구에서는 자속관측기에 사용된 인덕턴스를 고정자 전류벡터를 적용하여 부하 전류변화에 따른 Ld 및 Lq를 보상하는 제어 알고리즘을 제시하고, 실제로 측정된 고정자 자속과 전류곡선을 사용하여 부하변화에 따라 최대토크를 발생하여 효율이 최대인 지점에서 운전되도록 신경회로망을 사용하였다. 또한, 고정자 자속의 기준지령 값이 단위 전류당 최대토크를 발생하는 값으로 설정되는 직접토크제어에 의한 리액턴스 동기전동기의 고성능 제어 시스템을 제시하였다. 제안된 고성능 제어시스템의 타당성을 입증하기 위하여 연구용으로 설계 제작된 회전자 구조가 멀티 전위 장벽형으로 리액턴스비(Ld/Lq)가 2.57을 가진 1.0 kW 리액턴스 동기전동기를 적용하여, TMS320C31 DSP 제어기와 IGBT 전압형 인버터에 의해 구동되는 제어시스템의 실험에서 우수한 응답특성이 얻어짐을 확인하였다.

2. RSM의 특성과 제어

2-1. 전압 및 토크방정식

리액턴스 동기전동기의 벡터도는 그림 1에서 보여주고 있다. 자기포화를 무시하여 리액턴스 동기전동기의 전압방정식과 운동방정식을 회전자 동기좌표계의 d-q 모델로 표시하면 다음 (1)과 (2)식으로 표시되며, 토크는 식(3)으로 유도된다. 또한 자속은 식(4)와 (5)로 표시되며, 역율은 식(6)으로 된다. 여기서 $I_{ds}^s, I_{qs}^s, \Phi_{ds}^s, \Phi_{qs}^s$ 는 정자좌표계상에서의 d축 및 q축 전류와 자속, $I_{ds}^r, I_{qs}^r, \Phi_{ds}^r, \Phi_{qs}^r$ 은 동기좌표계상에서의 d축 및 q축 전류와 자속, L_{ls}, L_{md}, L_{mq} 는 고정자 누설자속과 d축 및 q축의 자기 인덕턴스, L_d, L_q 는 d축 및 q축의 인덕턴스, α 는 dq전류각, B는 마찰계수, J는 관성모멘트, 그리고 R_s 는 상당 고정자 저항이다.

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

$$V_{qs}^r = R_s I_{qs}^r + \frac{d\Phi_{qs}^r}{dt} + \omega_r \Phi_{ds}^r \quad (2)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (T_e - T_L - B\omega_r) \quad (3)$$

$$\begin{aligned} T_e &= \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) (\Phi_{ds}^s I_{qs}^s - \Phi_{qs}^s I_{ds}^s) \\ &= \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) (L_d I_q^r - L_q I_{ds}^r) \\ &= \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) (L_d - L_q) I_s \frac{\sin(2\alpha)}{2} \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} \Phi_{ds}^r &= L_{ls} I_{ds}^r + L_{md} I_{ds}^r = L_d I_{ds}^r \\ \Phi_{qs}^r &= L_{ls} I_{qs}^r + L_{mq} I_{qs}^r = L_q I_{qs}^r \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} |\Phi_s| &= \sqrt{\Phi_{ds}^r{}^2 + \Phi_{qs}^r{}^2} \\ &= I_s \sqrt{(L_q)^2 \sin^2(\alpha) + (L_d)^2 \cos^2(\alpha)} \end{aligned} \quad (6)$$

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

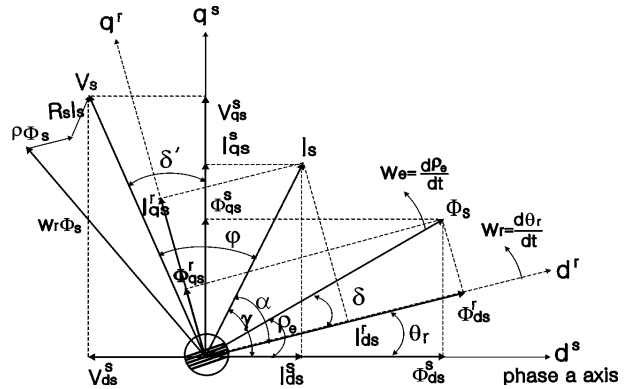


그림 1 RSM의 벡터도
Fig. 1 Vector diagram of a RSM

2-2. 전류변화에 따른 자속과 인덕턴스 변화

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 대응하므로 부하변화에 따라 고정자 자속의 크기를 조절하여 전류에 대한 토크의 비를 최대화 할 수 있다. 이는 유도전동기의 벡터제어에서처럼 선형적인 우수한 동적 응답 특성을 얻기 위하여 일정한 자속을 유지할 필요가 없음을 의미한다.

RSM에서 고정자 자속과 토크는 단지 고정자 전류벡터의 진폭(크기)과 위치(변위각)에 따라 결정된다. 단위 전류당 최대 토크(Torque/Ampere)의 발생은 $I_{ds}^r = I_{qs}^r$ 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]}.

$$|T_e|_{\alpha=45} = (3/2) (P/2) (L_d - L_q) (I_s^2/2) \quad (7)$$

$$|\Phi_s|_{\alpha=45} = \sqrt{\Phi_{ds}^2 + \Phi_{qs}^2} = I_s \sqrt{(L_q)^2 + (L_d)^2} / \sqrt{2} \quad (8)$$

직접토크제어에서는 빠른 토크응답을 얻기 위하여 일정한 고정자 자속의 크기를 유지할 필요는 없다. 따라서 토크응답을 빠르게 하고, 최대 효율운전을 위해서는 고정자 전류의 크기 변화를 $I_{ds}^r = I_{qs}^r$ 로 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 유지되도록 동작되며, 만약 α 각의 오차가 발생하면 적절한 인버터의 스위칭 작용에 의하여 오차가 영이 되도록 한다.

그림 2는 1 kW RSM을 사용하여 실험에 의하여 얻어진 고정자 전류의 크기와 변위 각에 따라 측정된 자속변화를 보여준 것이며, 그림 3은 부하전류 변화에 따라 Ld 및 Lq의 변

화를 측정에 의하여 얻어진 결과이다^[13]. 또한 그림 4는 d-q 축 전류를 똑같이 분배함($I_{ds}^r = I_{qs}^r$)으로서 전동기의 동손을 최소화하여 단위 전류당 최대토크가 발생하도록하여 빠른 토크 응답을 유지하면서 효율 최대화 운전이 이루어질 때의 인덕턴스(Ld/Lq)비의 변화를 나타낸 것이다^{[8],[10]}.

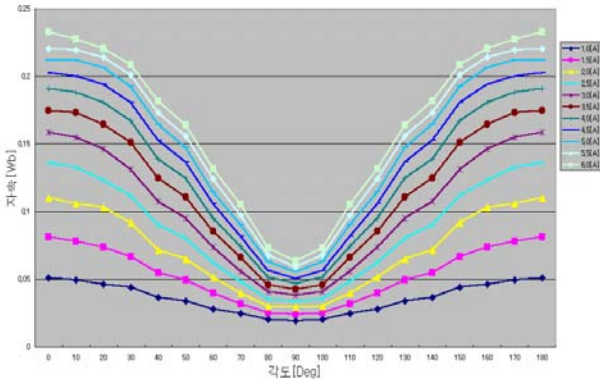


그림 2 고정자 전류 진폭과 변위 각 변화에 따라 측정된 자속곡선
Fig. 2 Measured flux curves for different stator current amplitudes and angular displacement

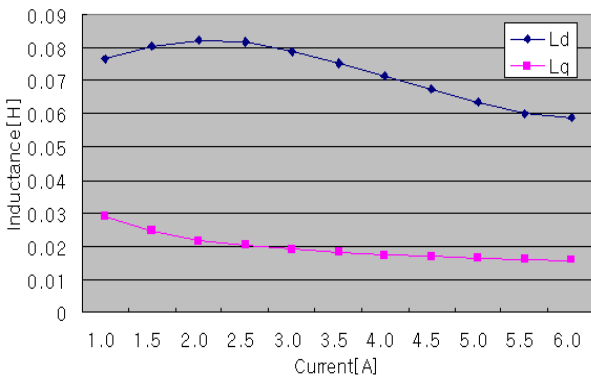


그림 3 고정자 전류 변화에 따른 측정된 Ld 및 Lq
Fig. 3 Measured Ld and Lq versus stator current(Is)

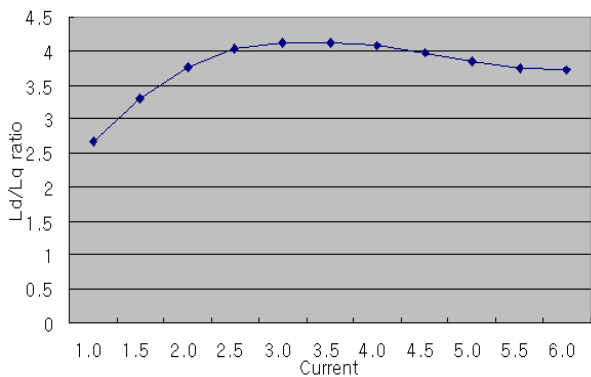


그림 4. 고정자 전류 Id=Iq 일 때 Ld/Lq 비
Fig. 4. Ld/Lq ratio with stator current Id=Iq

2-3. RSM 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 α 가 $\pi/4$ (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^[14]. α 를 가변시키는 기법은 저속영역과 낮은 토크 제어가 요구되는 시스템에서 장점을 가지며, I_{ds}^r 전류를 일정하게 유지하고 I_{qs}^r 전류는 토크에 따라 α 를 제어한다. d 축 인덕턴스 L_d 는 과부하 시에는 전류가 증가하고 자기 포화의 영향이 크게 일어나므로 급격히 저하된다. 또한 부하전류가 증가하면 전류 위상각 α 가 증가하여 45° 보다 크게 된다.

직접 토크제어에 의한 리덕턴스 동기전동기의 고성능 제어에서는 회전자 위치 또는 자속의 정보가 필수적으로 요구된다. 이들을 얻는 방법에 따라 여러 가지 방법들이 적용되고 있으며, 전동기의 파라미터는 R_s 와 L_d 및 L_q 가 사용된다. 본 연구에서는 전동기 단자로부터 얻어진 전압과 전류를 사용하여 고정자 쇄교자속 공간벡터를 추정하는 방법을 적용한다^{[8],[14]}.

3. 고정자 자속 관측기

그림 5는 본 연구에서 적용한 넓은 속도 제어범위에서 우수한 특성이 얻어지는 전압전류 모델로, 안정되고 빠른 응답의 자속을 얻기 위하여 부하전류 변화에 따라 L_d 와 L_q 의 변화성분을 보상하여 고정자 자속을 피드백하여 적용하는 고정자 자속 관측기이다. 여기서 각 부분의 수식은 (7)-(11)에서 나타내었다^{[1],[3]-[5]}.

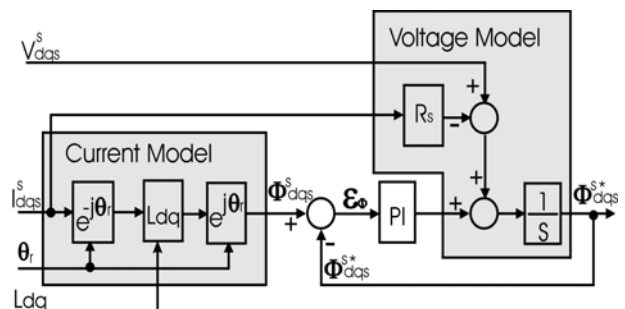


그림 5 보상된 Ld와 Lq를 사용한 고정자 자속관측기
Fig. 5 Stator flux observer using compensated Ld and Lq

$$I_{qds}^r = \text{Exp}(-j\theta_r) I_{qds}^s \quad (7)$$

$$\Phi_{qds}^r = L_{qd} I_{qds}^r \quad (8)$$

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

$$\Phi_{qds}^s = \int [(V_{qds}^s - R_s I_{qds}^s) + \epsilon_\phi (K_P + \frac{K_I}{P})] dt \quad (10)$$

$$\varepsilon_{\Phi} = (\Phi_{qds}^s - \Phi_{qds}^{s*}) \quad (11)$$

여기서, I_{dqs}^r 은 동기좌표계상에서의 전류, I_{dqs}^s 는 정지좌표계상의 전류, Φ_{dqs}^r 는 동기좌표계상의 자속, Φ_{dqs}^s 는 정지좌표계상에서의 자속, K_P 와 K_I 는 자속관측기의 이득을 나타낸다.

4. 신경회로망을 이용한 자속 및 인덕턴스 보상

그림 2, 3, 4에서는 실 시스템을 사용하여 부하전류의 크기와 변위 각에 따른 고정자 쇄교자속의 비선형적인 변화곡선과 L_d 및 L_q 의 철심포화에 의한 변화상태를 보여 주었다. 이 그림에서 알 수 있는 바와 같이 부하 전류벡터의 변화에 따라 복잡하게 비선형적으로 변화된다. 이를 제어 시스템에 적용하기 위하여 그림 6과 같이 구현이 용이하고 순방향 다층의 학습에 효과적인 역전파 알고리즘인 Back Propagation Training의 신경회로망을 적용하였다. 신경회로망의 입력은 부하전류의 크기 및 변위각이며, 출력은 단위 전류 당 최대 토크를 발생하는 기준지령자속과 고정자 전류변화의 크기에 따라 변화한 성분인 L_d 와 L_q 이며, Hidden layer는 6층으로 설정하였고, 각 뉴런의 활성화 함수는 시그모이드 함수를 사용하였으며, 학습 규칙으로는 델타규칙(Delta-Rule)을 적용하였다. 사용된 프로그램은 NeuralWare사의 NeuralWorks Professional II/Plus V. 5.4를 사용하였다^{[16],[17]}.

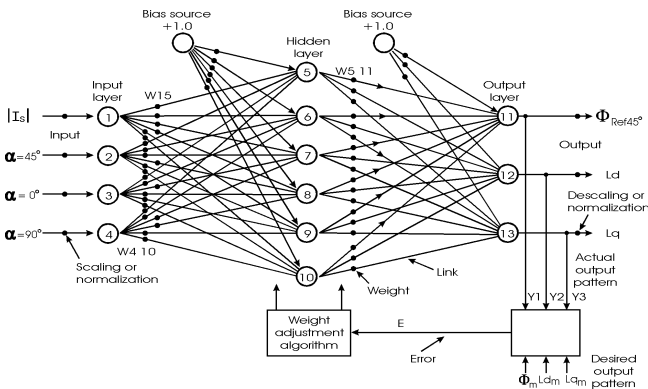


그림 6 최대 토크제어를 위한 역 전파 신경회로망 학습기의 구조
Fig. 6 Structure of back propagation training for maximum torque control

5. RSM의 직접 토크제어

동기 리액턴스 전동기의 직접 토크제어는 인버터에 가해지는 최적 스위칭 모드 선택에 의하여 전동기에 공급되는 단자 전압제어에 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 만들어진다. 이 때 토크는 고정자의 쇄교자속 벡터를 제어함으

로써 빠르게 변화시킬 수 있으므로 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 파라미터 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.

최적의 스위칭 전압벡터는 출력의 토크와 고정자 자속의 상태 모두를 동시에 만족하게 하는 특수한 고정자의 전압벡터를 선택하는 것이다. 이것은 전압원 인버터에서 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 신호에서 결정되며, 토크의 증가가 요구될 때에는 $dT_e = 1$, 감소가 요구 될 때에는 $dT_e = -1$, 토크변화가 없을 경우에는 $dT_e = 0$ 으로 나타낼 때, 3 레벨 토크 히스테리시스 비교기의 디지털 출력 신호는 정 방향 또는 역 방향의 조건을 이용하여 룩업 테이블에서 최적 전압벡터를 선택한다^{[3]-[5]}.

6. 시스템 구성

직접 고정자 자속과 토크제어에 의한 고성능 리액턴스 동기전동기의 제어 시스템을 구현하기 위하여 그림 7과 같은 속도제어시스템을 구성하였다. 속도제어는 PI 제어기를 사용하였으며, 토크 및 고정자 자속 추정은 전동기 단자에서 측정된 전압과 전류를 사용한 전압전류모델 관측기를 이용하였다. 자속관측기에서 전동기의 인덕턴스는 부하변화에 따라 비선형적으로 변화하므로 신경회로망에서 보상하여 얻어진 값을 사용하며, 자속은 2레벨로, 토크는 3레벨의 히스테리시스 밴드 제어기를 사용하였다. 디지털 제어를 위한 제어기는 TMS320C31 DSP를 사용하였다. 연구에 적용하기 위하여 제작된 RSM의 구조 및 특성은 표 1과 같으며, 회전자의 속도와 위치를 검출하기 위해서 6000 Pulse/rev의 엔코더를 이용하였다.

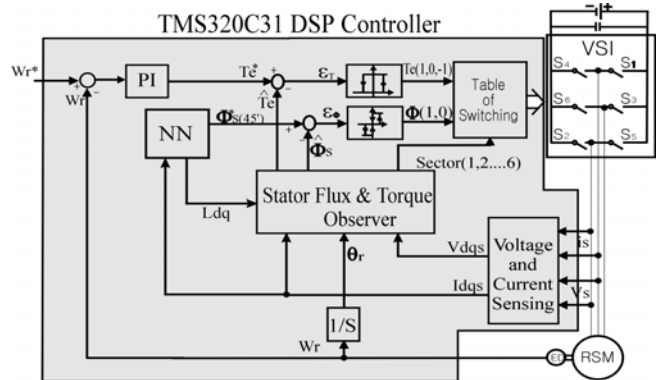


그림 7 제안된 RSM의 속도제어 시스템
Fig. 7 Proposed speed control system of RSM

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 Nm
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

표 2 적용된 제어기 이득

Table 2 Applied controller gain

구 분	Parameters
자속 Hys. 밴드폭	$ \Phi_s^* \times 0.05$
토크 Hys. 밴드폭	$ T_e^* \times 0.05$
자속 관측기	Kp= 188, Ki= 1256
속도제어기	Kp= 0.5, Ki=3

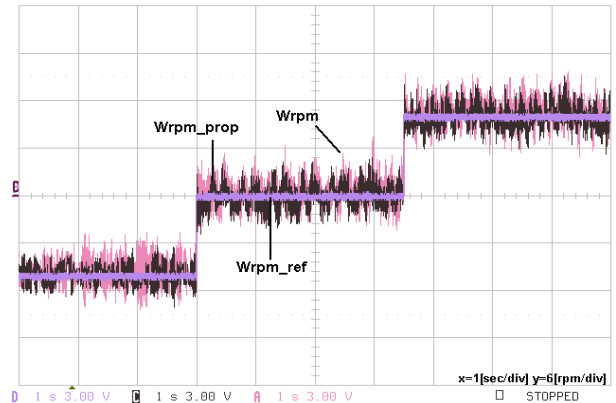
7. 실험결과

7-1. 실험결과

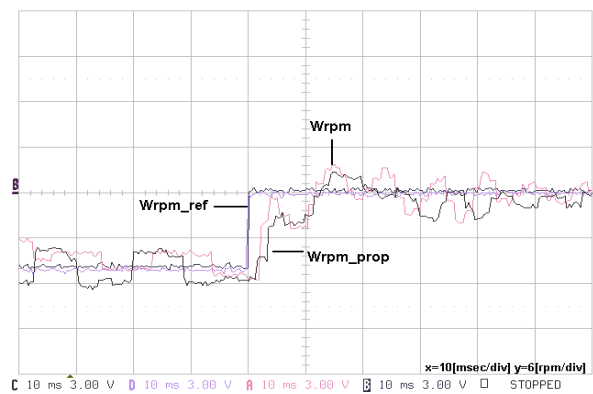
본 연구에서 제안된 제어시스템의 응답특성을 확인하기 위하여 다음과 같이 실제 제어시스템을 구성하여 저속영역인 1rpm 및 10rpm과 고속영역인 1500rpm에서 실험을 실시하였다. 또한 일반적으로 적용하는 방법인 인덕턴스 L_{dq} 와 d축 자속을 일정하게 고정시킨 상태에서 제어하는 방식과 본 연구에서 제시한 부하전류의 변화에 따라 변하는 성분의 인덕턴스를 보상하며, 지령자속이 항상 단위 전류 당 최대 토크를 발생하는 값으로 설정되는 방법을 비교 실험하였다. 그림 4에서 제시된 제어시스템의 제어기 이득 결정은 시행오차에 의하여 결정되었으며 표 2와 같다. 이때 부하는 파워터 브레이크 동력제어장치를 사용하였다. 그림 8은 저속영역인 10rpm(0 - +10 - +20rpm)의 계단운전에서 속도제어의 응답특성을 보여준 것으로, (a)는 속도제어 응답특성, (b)는 0 속도에서 +10 rpm으로 지령될 때 확장된 속도응답특성, (c)는 +10 rpm에서 +20 rpm으로 지령될 때 확장된 속도응답특성, (d)는 제안된 방식의 고정자 d-q축 자속파형, (e)는 자속과 인덕턴스를 일정하게 제어하는 경우의 d-q축 자속파형 (f)와 (g)는 토크제어 응답특성, 그리고 (h)와 (i)는 고정자 전류파형을 나타낸 것이다.

그림 9는 고속영역인 ±1500 rpm(+1500 - 0 - -1500 rpm)의 계단 정역운전에서 속도제어의 응답특성을 보여준 것으로, (a)는 속도제어 응답특성, (b)는 +1500 rpm에서 0 rpm으로 변화될 때 확장된 속도응답특성, (c)는 0 rpm에서 -1500 rpm으로 지령될 때 확장된 속도응답특성, (d)는 제안된 방식의 고정자 d-q축 자속파형, (e)는 자속과 인덕턴스를 일정하게 제어하는 경우의 d-q축 자속파형 그리고 (f)와 (g)는 토크 제어 응답특성을 나타낸 것이다.

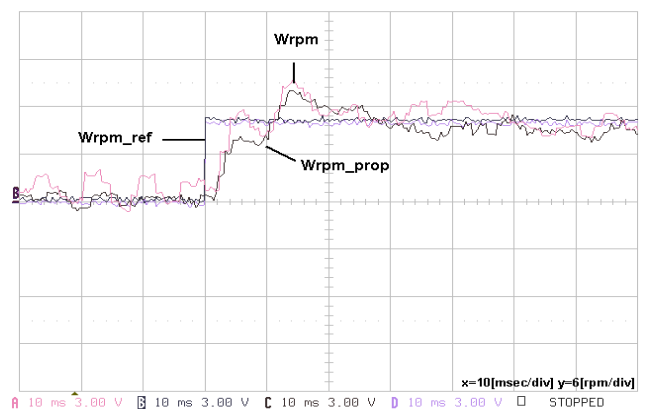
그림 10은 극 저속영역인 ±1 rpm(-1 - 0 +1rpm)에서 정역운전의 속도제어 응답특성 실험결과를 보여준 것이다. (a)는 속도제어 응답특성이며, 그리고 (b) d-q축 고정자 자속파형을 보여준 것이다.



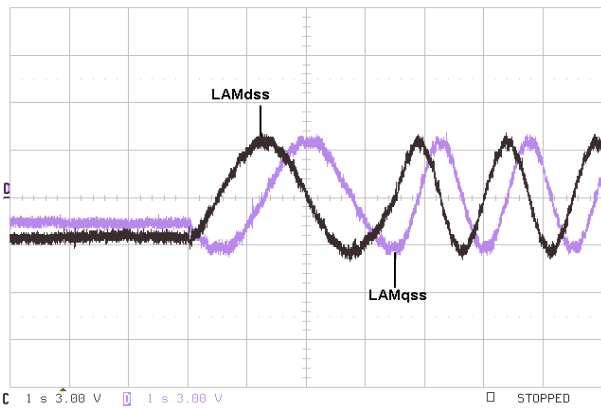
(a) 속도제어 응답특성
(a) Response characteristics of speed control



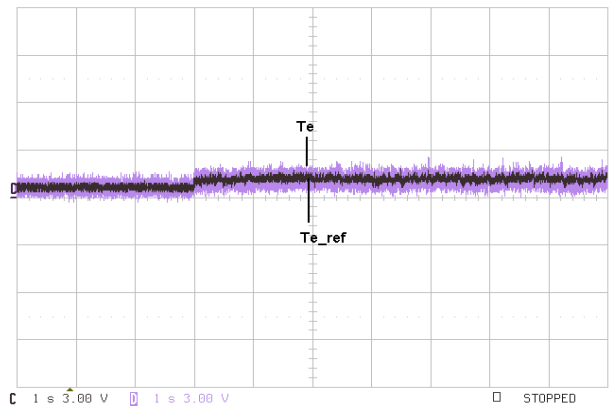
(b) 확장된 속도제어 응답특성 (0속도에서 +10rpm)
(b) Extended Response characteristics of speed control (from 0 to +10rpm)



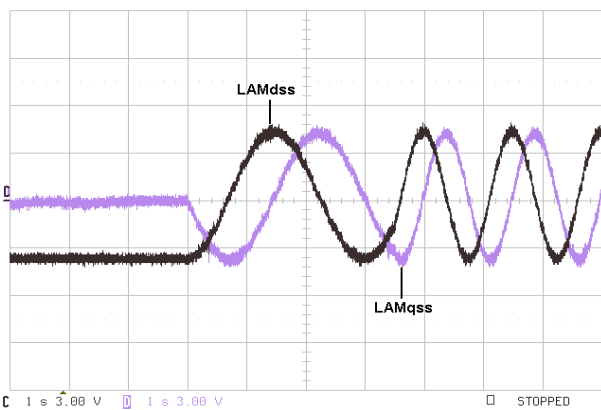
(c) 확장된 속도제어 응답특성 (+10에서 +20rpm)
(c) Extended Response characteristics of speed control (from +10 to +20rpm)



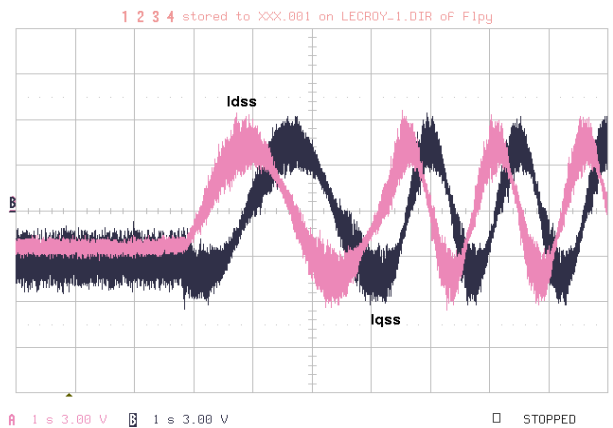
(d) 제안된 시스템의 d-q축 고정자 자속파형
(d) Stator flux waveform of d-q axes in the suggested system



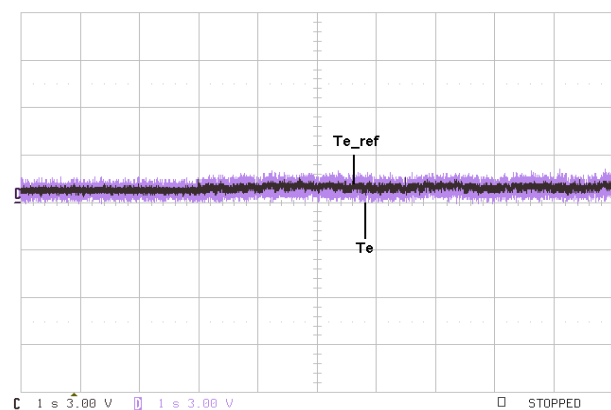
(g) 일반적인 시스템의 토크제어 응답특성
(g) Response characteristics of torque control in a conventional system



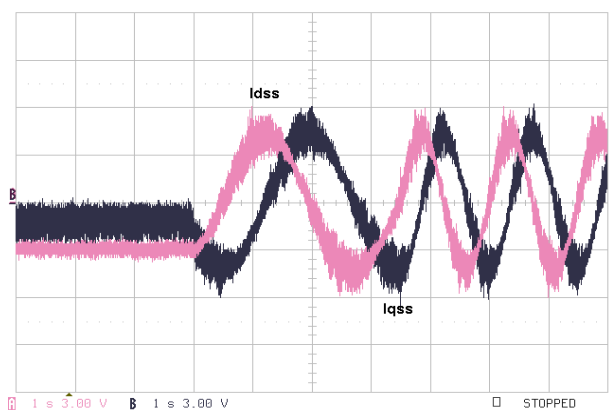
(e) 일반적인 시스템의 d-q축 고정자 자속파형
(e) Stator flux waveform of d-q axes in a conventional system



(h) 제안된 시스템의 d-q축 고정자 전류파형
(h) Stator current waveform of d-q axes in the suggested system

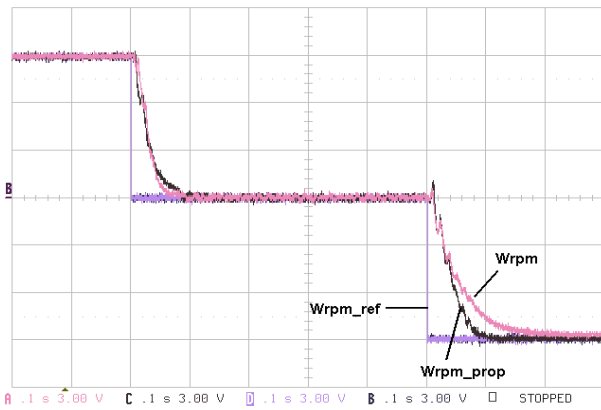


(f) 제안된 시스템의 토크제어 응답특성
(f) Response characteristics of torque control in the suggested system

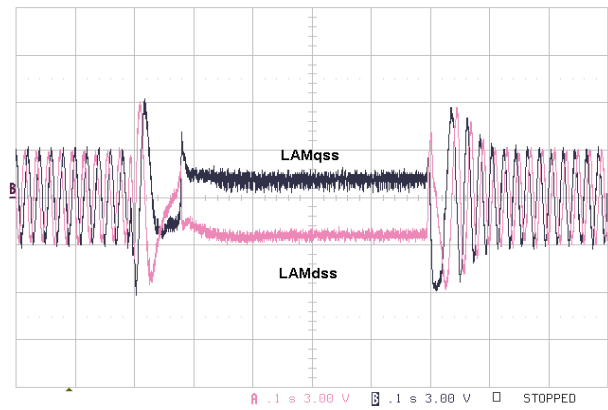


(i) 제안된 시스템의 d-q축 고정자 전류파형
(i) Stator current waveform of d-q axes in a conventional system

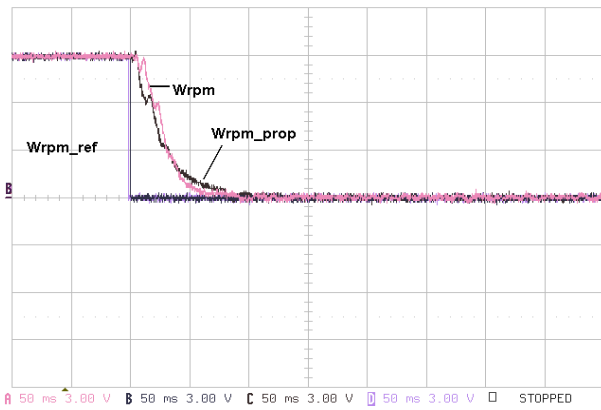
그림 8 과도상태인 10 rpm에서의 실험결과
Fig. 8 Experiment results of proposed drive system at 10 rpm



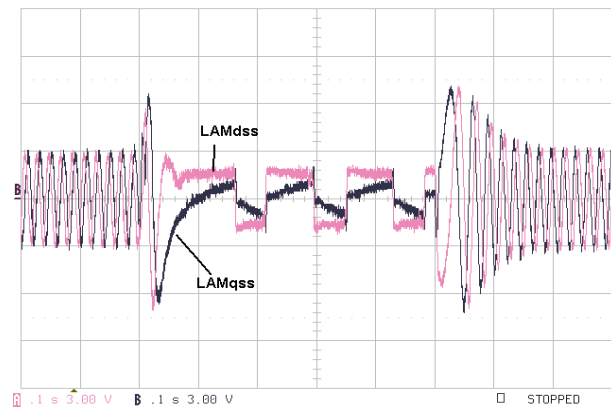
(a) 속도제어 응답특성
(a) Response characteristics of speed control



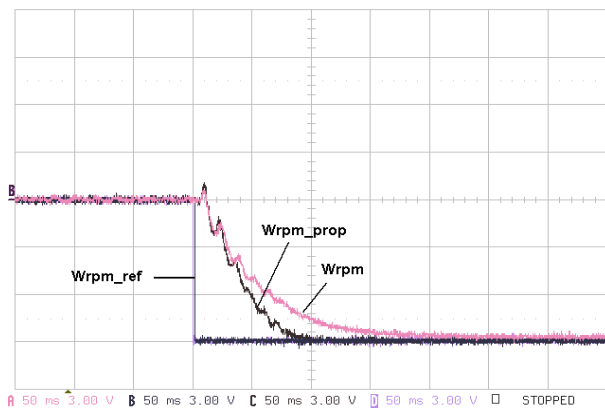
(d) 제안된 시스템의 d-q축 고정자 자속파형
(d) Stator flux waveform of d-q axes in the suggested system



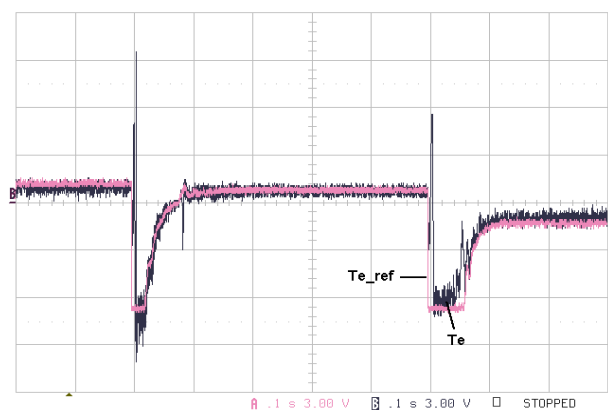
(b) 확장된 속도제어 응답특성 (+1500에서 0 rpm)
(b) Extended Response characteristics of speed control (from +1500 to 0rpm)



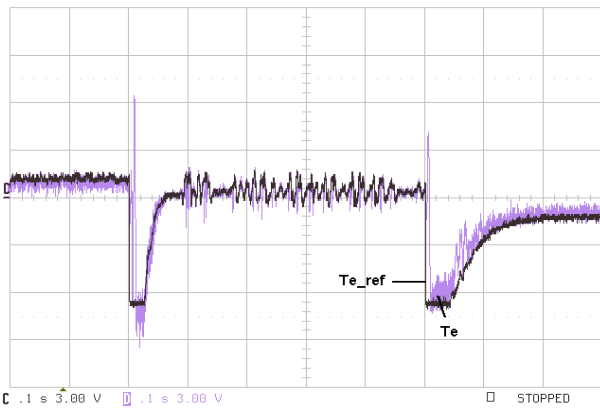
(e) 일반적인 시스템의 d-q축 고정자 자속파형
(e) Stator flux waveform of d-q axes in a conventional system



(c) 확장된 속도제어 응답특성 (0에서 -1500 rpm)
(c) Extended Response characteristics of speed control (from 0 to -1500rpm)

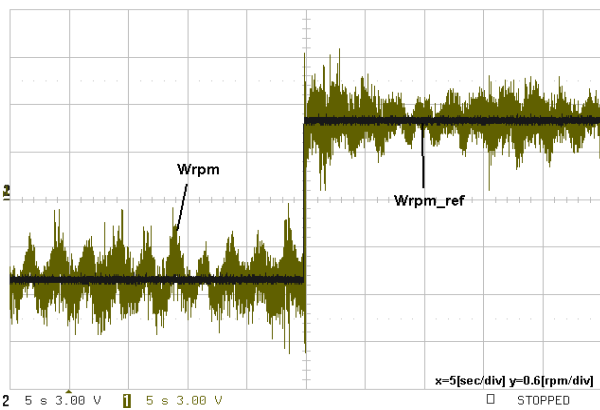


(f) 제안된 시스템의 토크제어 응답특성
(f) Response characteristics of torque control in the suggested system

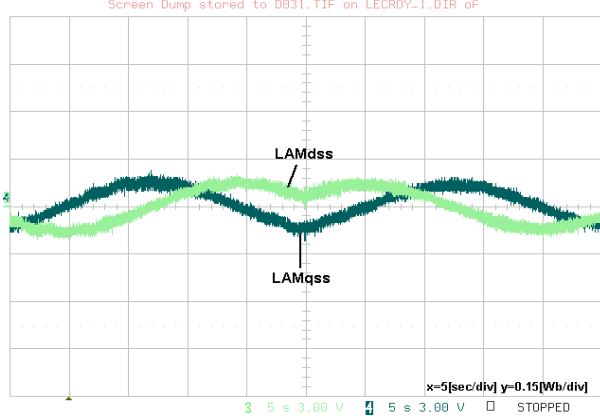


(g) 일반적인 시스템의 토크제어 응답특성
 (g) Response characteristics of torque control in a conventional system

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



(a) 속도제어 응답특성(-1rpm - +1rpm)
 (a) Response characteristics of speed control



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

그림 10 과도상태인 ±1rpm에서의 실험결과
 Fig. 10 Experiment results of proposed drive system at ±1rpm

7-2. 실험결과 검토

본 연구에서 제시된 시스템은 부하전류에 따라 변하는 인덕턴스를 보상하고, 자속지령이 단위 전류 당 최대 토크를 발생하는 값으로 설정되는 직접토크제어에 의한 RSM의 속도제어 시스템으로, 실 시스템의 실험에서 얻어진 결과는 우수한 속도응답특성이 얻어짐이 확인되었다. 일반적으로 적용되고 있는 인덕턴스와 d축 성분이 일정하게 제어하는 방법과 제시된 방법 모두 저속영역인 10rpm에서는 거의 같은 응답특성을 보여주고 있으나, 고속영역인 ±1500rpm에서는 그림 8(c)에서 보는 것처럼 제안된 시스템이 보다 빠른 속도응답이 얻어짐을 보여주고 있다. 또한 그림 8의 (d)와 (e)에서 보는 것처럼 제시된 시스템이 일반적인 제어시스템에 비해 영속도에서 고정자 자속파형이 안정됨이 확인되었으며, (f)와 (g)의 토크응답특성에서 나타난 것처럼 빠른 응답과 맥동이 적어짐을 알 수 있다. 그림 9에서 보는 바와 같이 극 저속영역인 ± 1 rpm에서 정역운전의 우수한 과도응답 특성이 얻어짐이 또한 확인되었다. 특히 저속영역에서 속도 및 토크의 리플이 큰 특성을 보여주고 있는데 이는 직접토크제어 기법이 가지는 결점으로 사료되며, 앞으로 해결되어야 할 연구과제이다.

8. 결론

리액턴스 동기 전동기(RSM)의 직접토크제어는 고정자 쇄교자속벡터 또는 전류벡터를 적용하여 제어하는 방법이 일반적으로 적용되고 있다. 발생토크는 고정자의 자속벡터 또는 전류벡터와 d-q축의 리액턴스 비에 의하여 결정된다. d-q축의 인덕턴스 Ld와 Lq가 부하의 변화에 따라 비선형적으로 변화하므로 고정자 자속관측기에 의하여 자속을 추정할 경우에는 오차에 따른 보다 긴 수렴시간이 요구되어 토크응답시간을 길게한다. 또한 부하전류의 변화에 따라 철손과 자기적인 포화로 인하여 고정자 자속이 회전자에 위치해 따라 비선형적으로 변화하게 된다. RSM의 고정자 자속은 전류에 직접 비례하므로 d-q축 전류를 똑 같이 분배(Ids=Iqs, α=π/4)함으로써 전동기의 동손이 최소화되어 단위 전류 당 최대토크를 발생하여 빠른 토크의 응답을 유지하면서 효율 최대화 운전의 수행이 가능하게 하나, 실 시스템에서는 철손 이외에도 동손이 존재하고, d축 전류가 커짐에 따라 Ld가 철심의 포화에 의해 적어지기 때문에 단위 전류 당 최대토크 발생지점은 부하 전류벡터에 따라 변하는 특성을 가지게 된다. 이에 따라 응답특성을 개선하기 위해서는 부하변화에 따라 고정자 자속과 인덕턴스의 비선형적인 변화성분의 순시보상이 필요하다.

본 연구에서는 자속관측기에 사용된 인덕턴스를 고정자 전류벡터를 적용하여 부하전류 변화에 따라 Ld 및 Lq를 보상하는 제어 알고리즘을 제시하였으며, 실제로 측정된 고정자 자속과 전류곡선을 사용하여 부하변화에 따라 최대토크를 발생하는 지점에서 운전되도록 신경회로망을 사용한 고정자 자속의 기준지령 값이 단위 전류 당 최대토크를 발생하는 값으로 설정되는 직접토크제어에 의한 리액턴스 동기전동기의 고성능 제어 시스템을 제시하였다. 제시된 알고리즘의 타당성을 검증하기 위하여 연구용으로 설계 제작된 회전자의 구조가 멀티전위 장벽형으로 리액턴스 비(Ld/Lq)가 2.57을 가진 1.0

kW 리럭턴스 동기전동기를 적용하여, TMS320C31 DSP 제어기와 IGBT 전압형 인버터에 의해 구동하는 제어시스템을 구성하여 실험을 실시하였다. 실험결과 제시된 알고리즘과 구동시스템은 ± 1 rpm과 10 rpm의 저속영역과 ± 1500 rpm의 고속영역에서도 정역 속도제어 시스템에서 보다 개선된 우수한 응답특성이 얻어졌으며, 고성능 제어시스템이 요구되는 서보 구동용에 적용 가능성을 확인하였다.

이 논문은 2001학년도 영남이공대학 연구조성비 지원에 의한 것임

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] 김민회, 김남훈, 최경호, "직접 토크제어에 의한 리럭턴스 전동기의 고성능 위치제어 시스템," 대한전기학회 논문지, 제 51B권 제3호 pp. 150-157, Mar. 2002.

[4] 김민회, 김남훈, 백원식, "직접 토크제어에 의한 위치검출기 없는 리럭턴스 전동기의 고성능 제어시스템," 전력전자학회 논문지, 제7권 제1호, pp. 81-89, 2002. 2월

[5] 김민회, 김남훈, 김민호, "직접 토크 및 자속 제어에 의한 유도전동기의 위치제어 시스템," 대한전기학회 논문지, 제 49P권 제2호 pp. 22-28, Oct. 2000.

[6] Rolf Lagerquist, Ion Boldea and Tim J. E. Miller, "Sensorless Control of the Synchronous Reluctance Motor," IEEE Trans. on IA., Vol. 30, No. 3, pp. 673-682, May, 1994.

[7] 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 IE., Vol. 46, No. 1, pp. 192-198, Feb. 1999.

[8] Alfio Consoli, and Galogero Cavallaro, "Sensorless Torque Control of Syncrel Motor Drives," IEEE Trans. on PE., Vol. 15, No.1, pp. 28-35, Jan. 2000.

[9] H. Murakami, Y. Honda, S. Morimoto, and Y. Takeda, "Performance Evaluation of Synchronous Reluctance Motor and the Order motors with the Same Distributed Winding and Stator Configuration," T.IEEE Japan, Vol. 120-D, No.8/9, pp. 1062-1074, 2000.

[10] 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 IE., pp. 615-624, Vol. 48, No. 3, June 2001.

[11] 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.

[12] 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 IA., Vol. 36, No. 4, pp.1039-1046, July/August 2000.

[13] Iron Boldea, "Reluctance Synchronous Machines and Drives," Oxford Science, 1996.

[14] Peter Vas, "Sensorless Vector and Direct Torque Control," Oxford Press, 1998.

[15] Iron Boldea, "Electric Drives," CRC Press, 1999.

[16] Min-Huei Kim, M. G. Simoes, and Bimal K. Bose, "Neural Network-Based Estimation of Power Electronic Waveforms," IEEE Transection on Power Electronics, Vol. 11, No. 2, pp. 383-389, March 1996.

[17] Bimal K. Bose, "Modern Power Electronics and AC Drives," Prentice Hall PTR, 2002.

저 자 소 개



김민회(金玟會)

1953년 7월 23일 생. 1974년 영남대 공과대학 전기공학과 졸업. 1980년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1989년 중앙대 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1979년 3월~현재 영남이공대학 전기전자계열 교수. 1993년 7월~1995년 8월 미국 테네시주립대학(낙스빌) 전기공학과. 전력전자응용연구센터(PEAC) 연구교수. 1996년 8월 IECON'96 최우수 논문상 수상. 현재 당 학회 편집위원

Tel : (053)650-9263,
 Fax: (053)624-4736
 E-mail : mhkim@ync.ac.kr