

신경회로망을 이용한 동기 릴럭턴스 전동기의 직접토크제어 시스템

論 文

54P-1-4

A Direct Torque Control System for Reluctance Synchronous Motor Using Neural Network

金 玟 會[†]
(Min-Huei Kim)

Abstract - This paper presents an implementation of efficiency optimization of reluctance synchronous motor (RSM) using a neural network (NN) with a direct torque control (DTC). The equipment circuit considered with iron losses in RSM is analyzed theoretically, and the optimal current ratio between torque current and exciting current component are derived analytically. For the RSM driver, torque dynamic can be maintained with DTC using TMS320F2812 DSP Controller even with controlling the flux level because a torque is directly proportional to the stator current unlike induction motor. In order to drive RSM at maximum efficiency and good dynamics response, the Backpropagation Neural Network is adapted. The experimental results are presented to validate the applicability of the proposed method. The developed control system show high efficiency and good dynamic response features with 1.0 [kW] RSM having 2.57 inductance ratio of d/q .

Key Words : Reluctance Synch- rous Motor, Direct Torque Contro, Neural Network, TMS320F2812 DSP Controller

1. 서 론

최근 산업이 발달함에 따라 산업 전반에서 전동기의 사용은 점차적으로 큰 비중을 차지하게 되었다. 이런 현상들은 고성능 특성이 얻어지면서 전동기 손실을 최소화 하여 에너지 저감효과를 가져 올 수 있는 전동기와 구동 시스템 개발이 요구되고 있다. 이에 따라 동기전동기와 비동기 전동기의 특성을 모두 가지고 있으며, 이상적으로 회전자에 전류가 흐르지 않으므로 유도전동기에 비해 손실을 줄일 수 있는 장점을 가지는 릴럭턴스 동기 전동기 (Reluctance Synchronous Motor, RSM)가 미래 지향적인 전동기로 대두됨으로 RSM에 대한 빠른 응답특성과 최대 효율의 운전특성을 가지는 시스템을 구현하여 가전용 기기 및 산업용 전동기제어 시스템에 적용하고자 하는 연구가 이루어지고 있다[1]-[15].

릴럭턴스 동기 전동기의 고성능 운전과 최대 효율 제어를 위해서는 일반적으로 벡터제어(Field oriented control, FOC) 이론을 사용한 제어시스템이 여러 분야에서 많이 적용되고 있다. 그러나 벡터제어 이론은 난해하고 복잡한 제어기 설계와 많은 연산이 요구되는 제어 알고리즘으로 인하여 필수적으로 복잡한 하드웨어와 고속의 프로세서를 사용하여야만 구현이 가능하였다. 이에 따라 최근 산업응용 분야에서 비선형적인 전달함수를 쉽게 구현할 수 있는 신경회로망

(Neural Network, NN)과 빠른 동특성과 단순한 알고리즘을 가지는 직접토크제어 (Direct Torque Control, DTC)에 대한 관심이 증가하고 있다[2]-[8]. 직접 토크제어는 히스테리시스 제어를 사용하므로 제어구조가 디지털 형태로 아주 단순하고, 빠른 동적 응답특성이 요구되는 시스템에 큰 장점을 가지는 제어방식으로 알려져 있다. RSM 제어시스템의 직접토크제어 방식에는 크게 여자전류를 일정하게 유지하는 방식과 전류의 위상각을 일정하게 유지하는 방법이 있으며, 일반적으로 많이 사용되는 일정 자속제어 방식은 경부하시나 중부하시에 항상 일정한 여자 전류를 흘림으로써 경부하시 전동기의 불필요한 손실을 가져오게 된다[9]-[13].

또한 현재 산업현장에서 많이 쓰이고 있는 전동기 제어기에는 대부분이 수치해석 전용으로 개발된 TMS320C3x 계열의 DSP를 많이 적용하고 있다. 이 DSP는 가격대 성능비가 뛰어나고 부동 소수점 방식으로 소수점의 계산이 가능하다는 장점을 기반으로 제어기의 안정성 및 대역폭을 크게 향상 시킬 수 있고 수식의 계산이 간편하다는 이유로 전동기 제어의 용도에 맞게 개조하여 서보 전동기 제어용으로 많이 사용되고 있다. 그러나 이 계열의 DSP는 제어 프로그램의 작성이 용이한데 반해 전동기 제어에 필수적인 PWM 신호 발생회로와 엔코더 입력회로 및 아날로그-디지털 변환기(ADC) 등과 같은 전동기 제어에 필수적인 회로가 내부에 없으므로 외부에서 신호를 처리하여 제어할 수 있는 별도의 주변회로가 필요하게 된다. 이에 따라 제어 회로의 복잡성과 보드의 대형화 및 생산 단가의 상승으로 서보 전동기 드라이브 시스템의 경쟁력에 가장 큰 단점으로 대두되어 최근 전동기제어 전용 DSP가 개발되어 적용 및 응용에 대한 연구가 많이 진행되고 있다[11][12][14].

따라서 본 연구에서는 정밀용 전동기 제어시스템 분야에

[†] 교신저자, 正會員 : 嶺南理工大學 電氣自動化科 教授 · 工博
E-mail : mhkim@ync.ac.kr
接受日字 : 2004年 12月 17日
最終完了 : 2005年 2月 22日

이용할 수 있는 과도응답 특성이 얻어지는 저가형 시스템 개발을 위하여, 최근 전동기 제어 전용으로 개발된 TI사의 TMS320F2812 DSP를 사용하여 부하의 변화에 따라 최대 효율운전과 우수한 응답특성이 얻어지는 릴럭턴스 동기전동기 제어시스템을 구현하는데 있다[11]-[15]. 제시된 제어시스템의 알고리즘은 경부하시와 중부하시에 신경회로망을 이용하여 최소한의 전류만을 흘림으로써 전동기 손실을 최소화하여 최대효율로 운전하며, 직접 토크제어에 의하여 고성능 제어시스템을 제안하고, 실험을 통해 속도제어 응답과 효율특성을 관찰하여 정밀서보제어 시스템에서 응용가능성을 검증한다. 이를 위해 연구용으로 제작된 자속 장벽형(Flux barrier type)의 회전자 구조를 가지는 1[kW] 릴럭턴스 동기전동기를 사용한다[15].

2. 릴럭턴스 동기전동기

2.1 릴럭턴스 동기전동기의 구조

일반적으로 전동기는 유도전동기와 같은 비동기 전동기와 동기전동기로 구분되며 동기전동기는 표면부착형 영구자석 동기전동기(SPMSM), 매입형 영구자석 동기전동기(PMSM), 릴럭턴스 동기전동기(RSM)로 나뉘어진다. 특히 RSM 고정자의 구조는 기존의 동기전동기나 유도전동기와 동일하며, 회전자의 구조는 자기적으로 돌극을 갖는 구조로 되어있지만 기계적으로는 원통형의 구조를 갖는다[3][7]. RSM의 발생 토크는 유도전동기나 기존의 동기전동기의 상호토크가 아니라 릴럭턴스가 최소화 되도록 정렬하려는 릴럭턴스 토크에 기인하며 그 크기는 회전자의 릴럭턴스 돌극비에 비례한다. RSM의 회전자 구조는 자속 장벽형과 축방향 성층형이 있으며, 자속 장벽형은 코어를 펀칭하여 길이 방향으로 적층한 것이고, 내부의 공간은 절연물을 채우거나 공기로 둔다. 자속장벽형의 경우는 기계적인 유지를 위하여 리브가 존재하게 되는데 이 리브를 통하여 q축의 자속의 경로가 발생하여 자속의 포화를 발생하게 되어 돌극비가 낮아지고 토크의 성능을 저하시킬 수 있으며 일반적으로 제작공정이 단순하고 제작단가가 싸다는 이점을 가지고 있다. 축 방향 성층형은 개개의 철판을 절곡하여 그사이에 절연물을 삽입하여 축 방향으로 절연한 것이다. d축의 경우는 공극을 제외하고 코어만을 통과하고, q축의 경우는 절연물이 등가적인 공극으로 작용하여 인덕턴스를 매우 작게 한다. 그럼으로써 인덕턴스의 비(L_d/L_q)를 크게 할 수 있으나 유도전동기에 비해 제작공정이 복잡하고 제작단가가 비싸다는 단점이 있다[1].

2.2 릴럭턴스 동기전동기의 등가회로

릴럭턴스 동기 전동기의 최대 효율 제어를 위해서는 일반적으로 벡터제어 이론을 사용한 제어시스템이 여러 분야에서 많이 적용되고 있다. 그러나 벡터제어 이론은 난해하고 많은 연산이 요구되는 제어 알고리즘으로 인하여 필수적으로 복잡한 하드웨어와 고속의 프로세서를 사용하여야만 구현이 가능하였다. 그러나 직접 토크제어는 제어구조가 단순하므로 부하와 속도에 대해 적절하게 기준 자속값을 제어하

면 효율제어가 가능하게 된다. RSM의 직접토크제어 방식에는 크게 두 가지 방식으로, 여자전류를 일정하게 유지하는 방식과 전류의 위상각을 일정하게 유지하는 방법이 있다. 일반적으로 많이 사용되는 일정 자속제어 방식은 경부하시나 중부하시에 항상 일정한 여자 전류를 흘림으로써 경부하시 전동기의 불필요한 손실을 유발하게 된다[2][9][10].

그림 1은 동기 좌표계에서의 RSM 등가회로를 보여주고 있다. 저항 R_s 는 고정자 저항으로 동손을 발생 시키며, R_m 은 철손저항으로 인덕턴스성분과 병렬로 구성되어 있고, i_{q0} 는 자속을 발생시키는 전류성분, i_{d0} 는 토크를 발생시키는 전류성분으로 실제로 측정할 수 없으므로 계산 또는 추정되어야 한다.

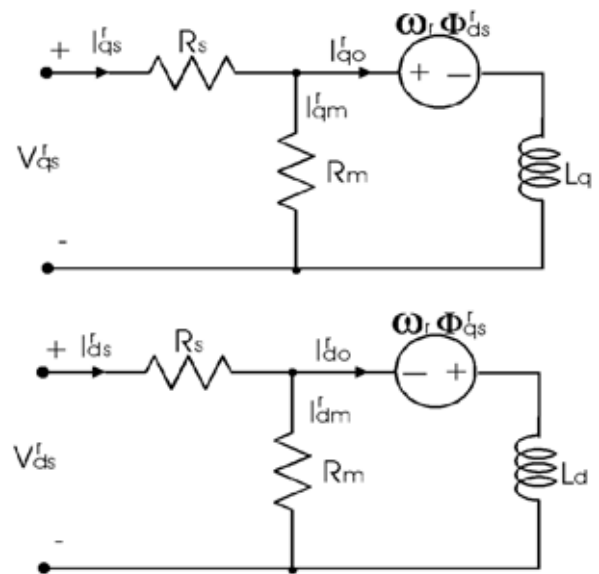


그림 1 철손을 고려한 동기릴럭턴스 전동기의 등가회로
Fig. 1 Equivalent circuit of RSM with core loss

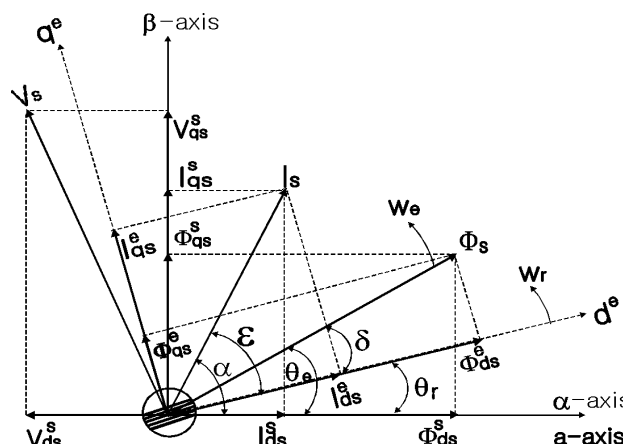


그림 2 동기릴럭턴스 전동기의 벡터도
Fig. 2 Vector Diagram of RSM

그림 1의 등가회로로부터 식(1)과 (2)를 구할 수 있다. 여기서 i_{qs}^r 와 i_{ds}^r 는 d-q축 고정자 전류성분으로 실제 측정할

수 있는 단자 축의 전류분이고, L_d 와 L_q 는 각각 d-q축 인덕턴스를 나타낸다. 그림 2는 RSM의 구동을 위해 벡터도를 나타낸 것이다.

$$\begin{aligned} V_{ds}^r &= R_s i_{ds}^r + \frac{d}{dt}(L_d i_{do}^r) - \omega_r L_q i_{qo}^r \\ V_{qs}^r &= R_s i_{qs}^r + \frac{d}{dt}(L_q i_{qo}^r) + \omega_r L_d i_{do}^r \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} i_{do}^r &= i_{ds}^r - i_{dm}^r \\ &= i_{ds}^r - \frac{1}{R_m} \left(\frac{d}{dt}(L_d i_{do}^r) - \omega_r L_q i_{qo}^r \right) \\ i_{qo}^r &= i_{qs}^r - i_{qm}^r \\ &= i_{qs}^r - \frac{1}{R_m} \left(\frac{d}{dt}(L_q i_{qo}^r) + \omega_r L_d i_{do}^r \right) \end{aligned} \quad (2)$$

식 (3)은 철손 저항을 고려한 토크 식으로 전류 i_{do}^r , i_{qo}^r 와 비례관계가 있다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (L_d - L_q) i_{do}^r i_{qo}^r \quad (3)$$

여기서 P는 극의 수를 나타낸다. RSM의 토크는 d-q축 전류의 곱에 비례하므로 같은 토크 출력의 각 분배에 따라 하나의 자유도가 있으며, 고정자 전류의 동기 좌표계에서 d 축에 대한 전류 위상각을 $\epsilon(\tan^{-1}(i_{qo}^r/i_{do}^r))$ 라 하면 이 전류 위상각이 중요한 변수가 되며, 전류 위상각에 대하여 많은 연구들이 발표되고 있다[3].

위에서 제시한 바와 같이, RSM은 자속이 전류에 직접 비례하므로 효율 최대화를 위해 자속을 조절하여도 토크 동특성이 유지되는 장점이 있다. 동손만을 고려한 최대 효율운전에서는 전류 위상각을 45°로 하여 d-q축 전류를 똑같이 인가하면 가능하나, 실제 회로에서는 동손과 철손이 함께 발생하므로 동손과 철손을 고려한 전류 위상각을 적용해야한다. 정상 상태에서 철손을 고려한 전압과 전류 및 효율 최대화에 대한 전류 위상각은 전기적인 정상상태만 고려하면 된다[5][13].

동손과 철손을 동기좌표계의 토크성분 전류와 자속성분 전류인 i_{qo}^r, i_{do}^r 의 함수로 계산하면 동손은 식(4)로, 철손은 (5)로 된다.

$$\begin{aligned} P_{co} &= \frac{3}{2} R_s (i_{ds}^r{}^2 + i_{qs}^r{}^2) \\ &= \frac{3}{2} R_s \left\{ \left(i_{do}^r - \frac{\omega_r L_q i_{qo}^r}{R_m} \right)^2 + \left(i_{qo}^r + \frac{\omega_r L_d i_{do}^r}{R_m} \right)^2 \right\} \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} P_{ir} &= \frac{3}{2} R_m (i_{dm}^r{}^2 + i_{qm}^r{}^2) \\ &= \frac{3}{2} R_m \left\{ \left(\frac{\omega_r L_q i_{qo}^r}{R_m} \right)^2 + \left(\frac{\omega_r L_d i_{do}^r}{R_m} \right)^2 \right\} \end{aligned}$$

(5)

여기서, 손실은 고정자에 집중되고, 회전자에는 손실이 거의 존재하지 않으며 자속의 고조파 성분에 의하여 회전자 표면에서 발생할 수 있는데, 그 양은 매우 작다고 볼 수 있으며, 전체 손실 $P_{total}(P_{co} + P_{ir})$ 을 최소화시킴으로써 전동기 효율을 최대화 할 수 있다. 토크에 직접 관여하는 d-q축 전류비를 $\zeta = i_{qo}^r/i_{do}^r$ 라하고, 출력 토크가 식(6)과 전류비가 일정하다고 가정할 때, 주어진 속도와 토크에 대하여 전체 손실을 최소화하는 최적의 비율인 식(7)에서 구할 수 있다.

$$i_{do}^r i_{qo}^r = \text{constant} \quad (6)$$

$$\frac{\partial P_{total}}{\partial \zeta} = 0 \quad (7)$$

식 (6)의 조건하에서 (7)을 풀면, 토크에 대한 최적비 ζ_{opt} 는 식 (8)과 같이 된다.

$$\zeta_{opt} = \sqrt{\frac{R_s R_m^2 + (R_s + R_m)(\omega_e L_d)^2}{R_s R_m^2 + (R_s + R_m)(\omega_e L_q)^2}} \quad (8)$$

식 (8)에서 철손이 무시할 만큼 크다면 철손 저항은 무한대가 된다. 즉 다시 말하면 $R_m \rightarrow \infty$ 가 되고, 토크 최적비 ζ_{opt} 는 1이 되어 전류 위상각이 45°가 되면 동손은 최소가 된다. 이러한 조건을 만족하기 위한 기준자속의 크기를 식 (9)와 같이 나타낼 수 있다.

$$|\Phi_s| = \sqrt{(L_q i_{qo}^r)^2 + (L_d i_{do}^r)^2} \quad (9)$$

식(9)를 d-q축 인덕턴스와 전류에 의한 벡터로 표현하면 식 (10)으로 나타낼 수 있다.

$$|\Phi_s| = I_s \sqrt{(L_q)^2 \sin^2(\epsilon) + (L_d)^2 \cos^2(\epsilon)} \quad (10)$$

여기서 최적비가 1이 되어 전류 위상각이 45°가 되면 식 (10)을 다음 식 (11)과 같이 자속의 지령치로 다시 표현할 수 있다.

$$\Phi_s^* = \frac{I_s}{\sqrt{2}} \sqrt{L_d^2 + L_q^2} \quad (11)$$

2.3 부하에 따른 파라미터 보상

RSM의 d, q축 인덕턴스는 비선형적인 자기특성으로 인

하여 정확한 파라미터를 얻기 위해서 여러 가지 방법들이 이용되고 있다[3]. d축 인덕턴스는 전류와 회전자의 위치에 따라 인덕턴스의 변화가 크고, q축 인덕턴스는 공극이 크므로 d축 인덕턴스에 비해 상대적으로 작은 특성을 가지고 있다. 그러므로 정밀한 전동기 토크제어를 위해서는 반드시 전류와 회전자 위치에 따라 d, q인덕턴스의 비선형적인 변화부분을 보상해 주어야 한다. 본 논문에서는 인덕턴스를 보상하기 위해서 인덕턴스를 직접 측정하여 적용하는 방법을 적용하였다[10].

회전자의 한극을 고정자의 한극과 일정하게 두고서, 회전자의 각도를 10° 단위로 변화시키면서 상 인덕턴스인 최대의 인덕턴스(Lmax)와 최소의 인덕턴스(Lmin)를 측정하였으며, 전류는 1.0 [A]에서 6.5 [A]까지 0.5 [A]씩 증가시키면서 측정하였다[1][5]. 이 결과 d-q축의 인덕턴스는 그림 3과 4와 같이 얻어진다[3].

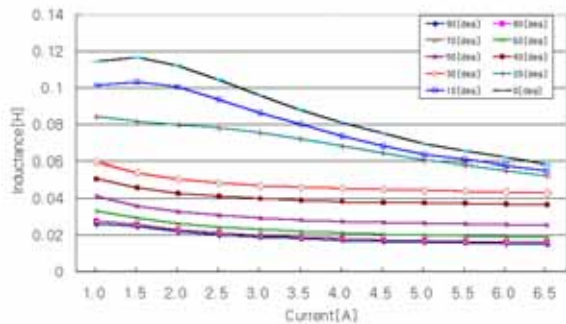


그림 3 고정자 위치에 따른 인덕턴스 측정값
Fig. 3 Measured inductance value versus position angle

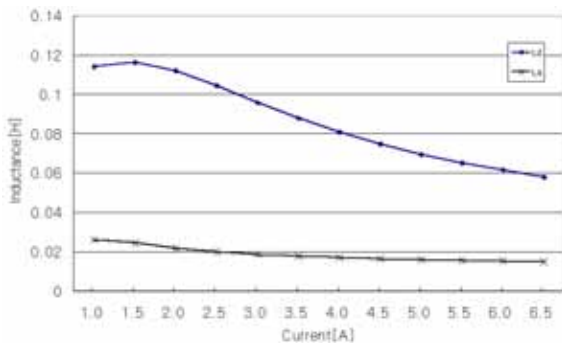


그림 4 고정자 전류 변화에 따라 측정된 Ld와 Lq
Fig. 4 Measured Ld and Lq versus stator current

그림 3과 4에서 알 수 있듯이 L_q 는 L_d 에 비해 변화하는 비율이 크지 않다는 것을 알 수 있다. 이는 q축의 공극이 상대적으로 d축에 비해 크므로 포화가 빨리 일어나 인덕턴스의 변화가 거의 일어나지 않는 것이다.

그림 5에서는 측정된 데이터를 바탕으로 하여 회전자의 위치와 고정자의 인가전류에 대한 공극의 자속을 보여주고 있다.

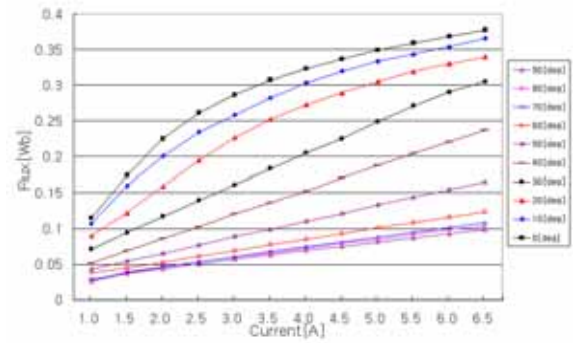


그림 5 고정자 위치에 따른 자속 측정값
Fig. 5 Measured stator flux value versus position angle

2.4 신경회로망

최대효율 제어를 위해서는 신경회로망을 이용하여 전류와 속도의 비선형적인 함수로 학습하였다[8][13]. 그림 6은 제안된 역전파 신경회로망의 구조를 보여주고 있다. 적용된 신경회로망의 구조는 2개의 입력(속도와 고정자 전류), 6개의 은닉층, 그리고 하나의 출력(기준 자속)을 가진다. 은닉층과 출력층의 활성화 함수로는 시그모이드 함수를 사용하였으며, 신경회로망을 학습하기 위해서 NeuralWorks사의 Professional II/Plus V.5.4 프로그램의 Back Propagation (BP) rule을 사용하여 weight를 off-line의 학습을 통해서 결정하였다[16].

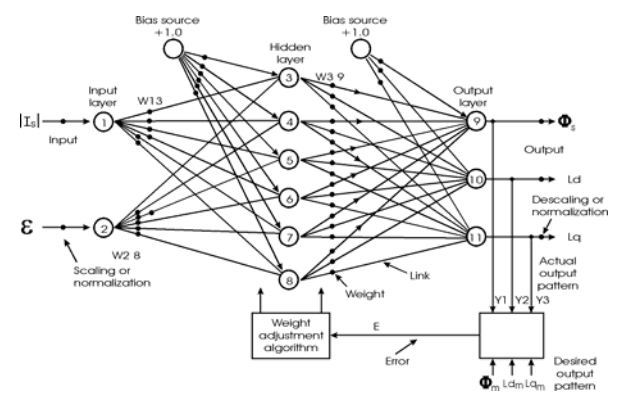


그림 6 적용된 신경회로망의 구조
Fig. 6 Configuration of applied neural network

2.5 릴럭턴스 동기전동기의 직접토크 제어

일반적으로 동기전동기의 직접 토크제어는 인버터에 가해지는 최적 전류 스위칭 벡터나 전압 스위칭 벡터를 인가함으로써 동기전동기의 토크와 쇄교자속을 제어한다. 전류형 인버터를 사용하는 경우에는 최적 전류 스위칭 벡터가 선택되어지며, 전압형 인버터 경우는 최적 전압 벡터가 선택되어진다. RSM의 직접 토크제어 방식에는 토크와 고정자 자속을 제어하는 방식과 토크와 자속성분 전류를 제어하는 방식으로 나눌 수 있다[1][3][4]. RSM의 토크는 전류의 크기와 자속 각에 의존함을 알 수 있다. 이는 RSM의 출력 토크는 고정자 전류의 즉각적인 변화에 대응된다는 것을 나타내고,

유도전동기의 벡터제어나 직접토크제어에서처럼 선형적인 우수한 동적 응답특성을 얻기 위하여 일정한 자속을 유지할 필요가 없음을 의미한다. 다시 말하면, 유도전동기의 효율제어에서와 같이 자속레벨을 조정할 경우 과도상태에서 회전자 쇄교자속이 회전자 시상수에 의해서 지연되어서 생기는 현상이 없으므로 전동기의 동특성과 효율제어의 두 가지 특성을 모두 개선할 수 있다[9].

2.6 고정자 자속 관측기

그림 7은 본 연구에서 적용한 넓은 속도 제어범위에서 우수한 특성이 얻어지는 전압전류 모델로, 안정된 자속을 얻기 위하여 고정자 자속을 피드백하여 적용하는 자속 관측기이다. 여기서 각 부분의 수식은 (12)-(16)에서 나타내었다 [3][6][14].

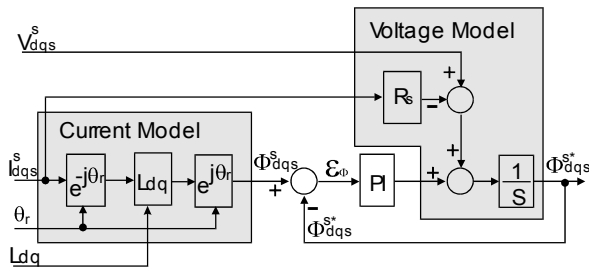


그림 7 동기릴럭턴스 전동기의 고정자 자속관측기

Fig. 7 Stator flux observer for RSM

$$\begin{bmatrix} I_{dr}^s \\ I_{qr}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds}^s \\ I_{qs}^s \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{dr}^s \\ \Phi_{qr}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{dr}^s \cdot L_d \\ I_{qr}^s \cdot L_q \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ds_CM}^s \\ \Phi_{qs_CM}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{dr}^s \\ \Phi_{qr}^s \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$\epsilon_\phi = \Phi_{dqs_CM}^s - \Phi_{dqs}^{s*} \quad (15)$$

$$\Phi_{dqs}^{s*} = \int [(V_{dqs}^s - R_s \cdot I_{dqs}^s) + \epsilon_\phi (K_1 + \frac{K_2}{P})] dt \quad (16)$$

3. TMS320F2812 DSP의 특성

3.1 DSP 특성비교

현재 일반적으로 산업용 전동기제어 시스템에 적용되고 있는 수치 제어용으로 개발된 TMS320C32는 가격대 성능비가 뛰어나고 부동 소수점 연산을 하므로 복잡한 소수점 연산이나 알고리즘을 적용하기 쉬운 제어기의 안정성 및 대역

폭을 크게 향상 시킬 수 있다. 그러나 ADC와 PWM 발생회로 등과 같은 전동기 제어기 주변회로의 부재로 소형과 경량화 및 저가격화의 요구에 부응하지 못한다. 또한 전동기 제어 전용으로 개발된 TMS320F240은 내부에 ADC, PWM 발생회로, 엔코더에서 직접 신호를 읽을 수 있는 QEP (Quad-ature Encoder Pulse)회로 등의 주변회로를 내장하고 있으나 TMS320C32보다 느린 연산 속도로 인하여 실제 산업용 정밀 전동기제어 시스템에 적용하기에는 문제점이 있다.

그러나 TMS320F2812는 전동기 제어용 저전압(1.8[V] core, 3.3[V] I/O) DSP로 TMS320F240과 같이 내부에 ADC, PWM 발생회로, 엔코더에서 직접 신호를 읽을 수 있는 QEP 회로 등의 주변회로를 내장하고 있으며 150[Mhz] 연산 속도로 고도의 정밀성과 빠른 응답특성을 원하는 산업용 서보 전동기에 적용한다면 소형, 경량화, 저가격화의 요구에 충분히 부응할 것으로 예상된다. 표1은 TMS320F2812와 TMS320F240, TMS320C32와의 특성 비교를 나타내고 있다.

표 1 TMS320F2812와 TMS320F240, TMS320C32의 특성 비교
Table 1 Comparison of TMS320F2812 with TMS320F240 and TMS320C32

Device Name Characteristic	TMS320F2812	TMS320F240	TMS320C32
CPU	32bit Fixed Pointing	16bit Fixed Pointing	32bit Floating Pointing
Clock	150[MHz]	20[MHz]	60[MHz]
MIPS	150[MIPS]	20[MIPS]	60[MIPS]
ROM	·	16K[word]	·
RAM	18K[word]	544[word]	521[word]
Flash	128K[word]	·	·
ADC Channels	16	16	·
PWM Channels	16	6	·
Timer	3	3	2
Maker	TI	TI	TI

3.2 내부구성

그림 8은 TMS320F2812의 블록 다이어그램을 나타내고 있다. 블록도의 ①은 플래쉬 메모리와 RAM 그리고 부트 ROM을 보여주고 있으며, 플래쉬 메모리와 RAM은 알고리즘 보호기능을 사용할 수 있다. 이외에 사용자가 정의하는 부트로더와 록업 테이블 등을 저장할 수 있는 ROM이 있다. ②의 위쪽은 전동기 제어에 필요한 주변회로로 PWM 신호 발생 회로와 QEP를 포함하는 두 개의 이벤트 매니저와 ADC등을, 아래쪽은 이 DSP가 지원하는 통신 모듈을 보여주고 있다. 블록도의 ③은 DSP의 곱셈기와 타이머등과 같은 내부 구조의 블록도를 간략하게 보여주고 있다. 또한 전동기 제어에 전용으로 사용되는 PWM 신호 발생, 엔코더 신호 입력, DAC, ADC모듈 등을 내장하고 있다.

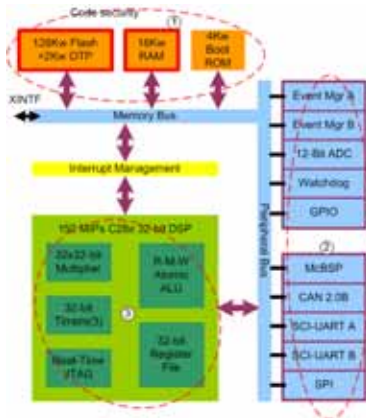


그림 8 TMS320F2812 DSP의 내부구조
Fig. 8 Internal structure of TMS320F2812 DSP

4. 제어시스템 구성

그림 9는 본 연구에서 제안된 시스템의 구성을 보여준다 [13][16]. 제어시스템은 IGBT 전압원 인버터, 고정자 자속관측기, 2개의 히스테리시스 제어기, 신경회로망, 최적 스위칭 룰업 테이블, 그리고 TMS320F2812 DSP 보드로 구성되어 있다. 비선형적인 인덕턴스를 보상하기 위해서 d축과 q축 전류에 따라 보상된 L_d , L_q 를 사용하였다. 기준자속은 최적 효율 제어를 위해서 신경망을 이용하여 최적 각을 유지하도록 하였다. 표2는 적용된 전동기의 파라미터를 보여준다.

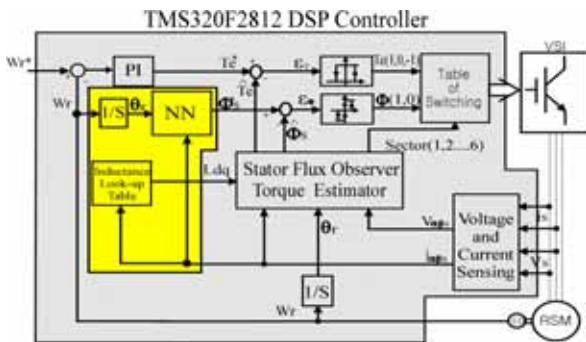


그림 9 시스템 구성
Fig. 9 System configuration

표 2 적용된 동기릴렉턴스 전동기의 특성

Table 2 Applied RSM specifications

고정자 외경	128mm	정격출력	1010W
고정자 내경	79.46mm	정격회전수	2400rpm
공극	0.3mm	정격부하	4.2Nm
회전자 두께	65mm	정격전류	5.0A
관성모멘트	0.003Kgm ²	L_d	36.0mH
고정자 극수	4	L_q	14.0mH
회전자 극수	4	R_s	1.0 Ω

5. 실험결과 및 검토

본 연구에서는 직접토크제어에 의한 RSM의 고성능 및 최대 효율제어 시스템을 산업용 정밀 전동기 제어 시스템에 적용하기 위하여 구현하였다. 최대효율 구현을 위해 손실을 최소화 하는 최적 비를 연산하고, 신경회로망을 이용하여 손실을 최소화하는 기준자속을 Off-line의 학습을 통해서 유도하였다. 그림 10은 실험용으로 제작된 자속장벽형의 RSM을 나타내고 있으며, 그림 11은 신경회로망을 이용하여 최대효율 제어를 한 경우와 일정자속제어인 경우의 300[rpm]과 1500[rpm]에서 효율특성을 보여준 것이다. 각각을 비교하면 제안된 시스템이 0.5[Nm]의 경우하시에는 효율 변화가 8% 이상으로 향상되고, 부하토크가 점점 증가 하여 1.5[Nm]이상에서는 효율 변화가 거의 없음을 알 수 있었다.

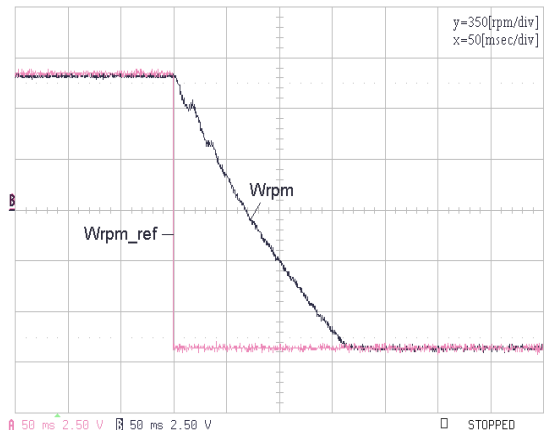
그림 12는 부하토크를 0.5[Nm]를 인가하고 일정 자속 제어 방식을 하였을 경우로, (a)는 속도응답특성, (b)는 자속파형, 그리고 (c)는 전류파형을 나타낸 것이다. 그림 12와 13에서 알 수 있듯이 +1000rpm에서 -1000rpm으로 지령속도를 변화하였을 경우, 신경회로망을 이용하여 최대효율 제어를 한 방식은 0.15[sec]의 응답시간이 걸렸으며 경우하시 자속이 0.15[Wb]를 유지하고 지령속도가 변화하는 시점에서는 0.375[Wb]까지 올라가서 전동기의 동특성에 영향을 미친다는 것을 확인할 수 있었으며, 일정 여자 방식에서는 0.165[sec]의 응답시간이 걸렸으며 자속은 항상 0.23[Wb]로 일정하다는 것을 확인할 수 있었다. 실험에서 알 수 있듯이 본 연구에서 제시하는 제어시스템인 신경회로망을 이용하여 최대효율 제어를 함으로써 과도 상태에서의 동특성이 향상되었고, 정상상태에서의 효율 특성도 향상됨을 볼 수 있었다.

그림 14는 속도를 -1000rpm에서 0로 그리고 +1000rpm으로 (-1000rpm ⇔ 0 ⇔ +1000rpm) 지령 할 때 속도응답특성과 고정자 자속변화 상태를 비교 관측한 결과로, (a)는 속도응답특성, (b)는 0 rpm에서 +1000rpm으로 지령하였을 때 과도상태를 관측한 속도응답특성, (c)는 본 연구에서 제안된 시스템의 최대효율제어에서 고정자 자속 변화 상태, (d)는 자속일정제어 방식에서 고정자 자속의 변화 상태를 관측한 결과를 보여주고 있다.

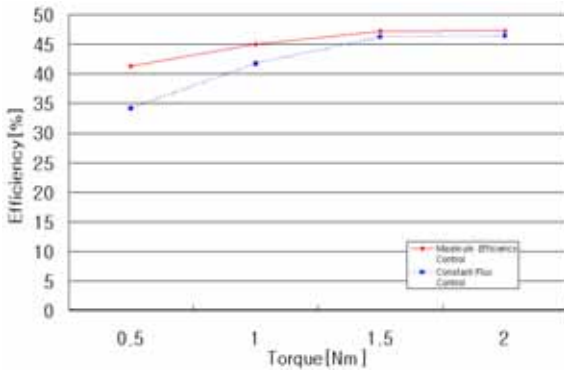


그림 10 실험용으로 제작된 동기릴럭턴스 전동기의 회전자와 고정자

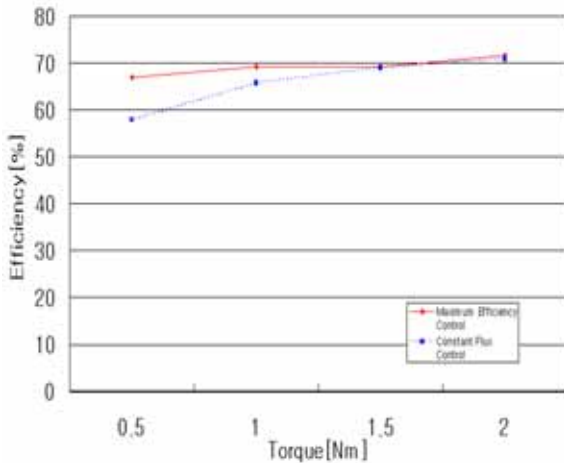
Fig. 10 Manufactured rotor and stator of RSM for experiment



(a) 속도응답특성



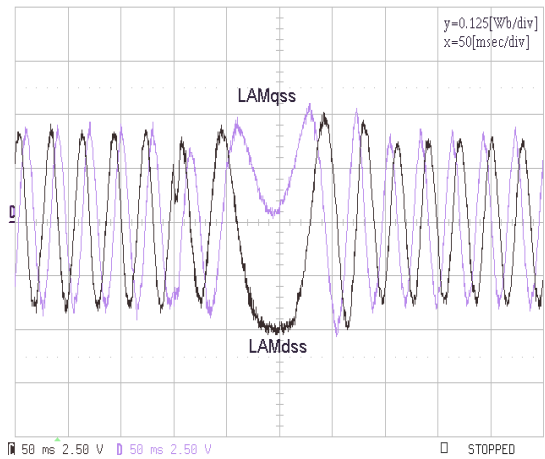
(a) 300[rpm]에서의 효율 특성



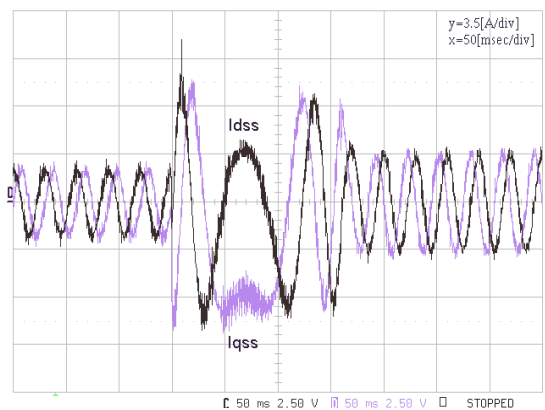
(b) 1500[rpm]에서의 효율 특성

그림 11 제어방식에 따른 효율특성

Fig. 11 Efficiency characteristics versus control method



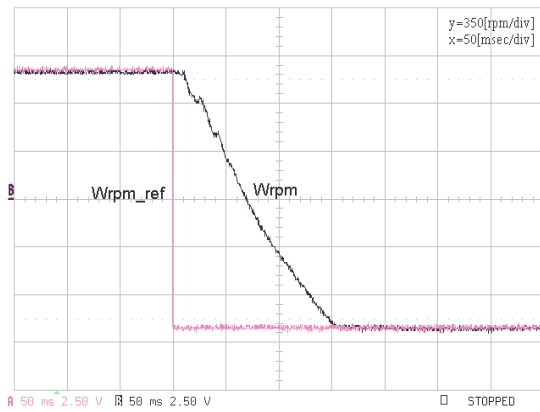
(b) 고정자 자속파형



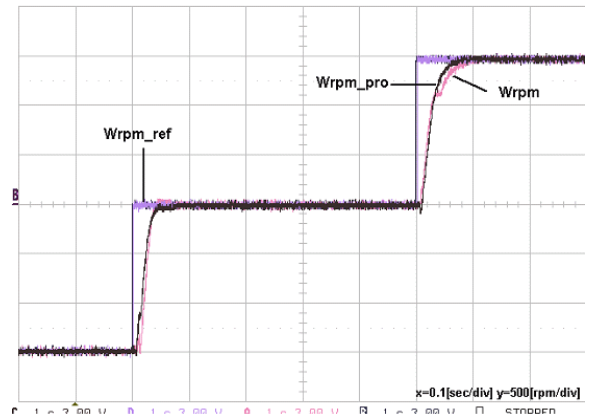
(c) 고정자 전류파형

그림 12 일정 자속제어 시의 전동기 응답 특성(+1000rpm ⇔ -1000rpm)

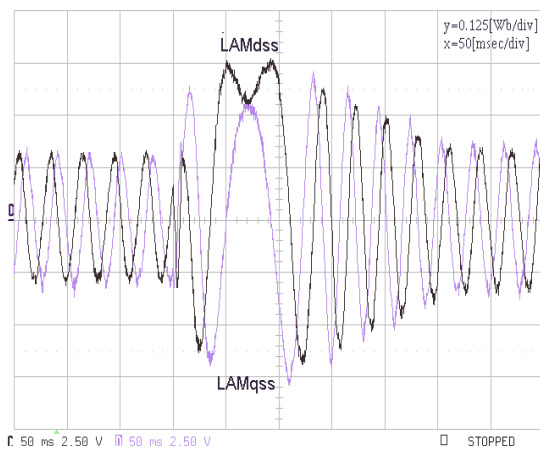
Fig. 12 Control characteristics with constant flux control (+1000rpm ⇔ -1000rpm)



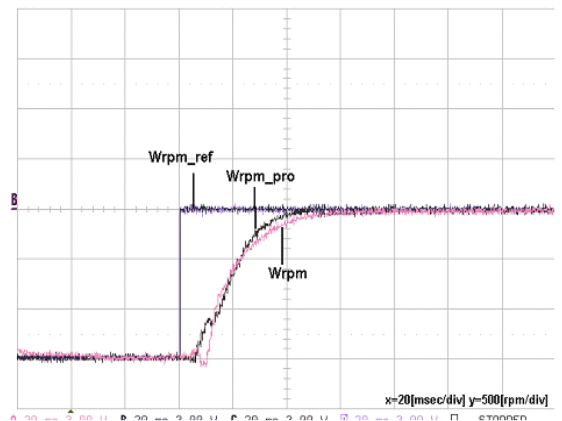
(a) 속도응답특성



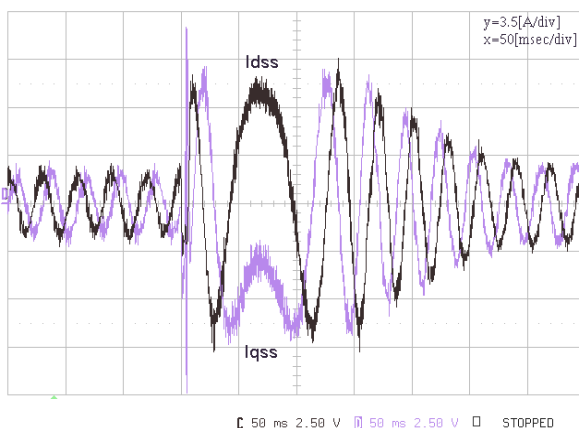
(a) 속도응답특성 비교(-1000rpm ⇔ 0 ⇔ +1000rpm)



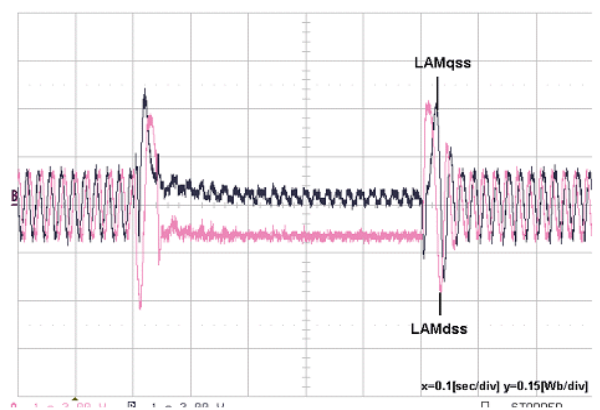
(b) 고정자 자속파형



(b) 과도상태에서 확장된 응답특성(0 ⇔ +1000rpm)



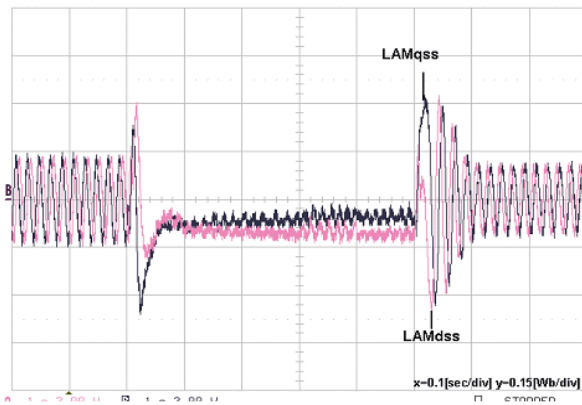
(c) 고정자 전류파형



(c) 제안된 방법에 의한 고정자 쇄고 자속파형

그림 13 효율 최대화제어 시의 전동기 응답특성 (+1000rpm ⇔ -1000rpm)

Fig. 13 Control characteristics of efficiency optimized control (+1000rpm ⇔ -1000rpm)



(d) 자속일정방법에 의한 고정자 쇄교 자속파형

그림 14 제어특성 비교 (-1000rpm ⇨ 0 ⇨ +1000rpm)

Fig. 14 Compared control characteristics (-1000rpm ⇨ 0 ⇨ +1000rpm)

6. 결 론

앞으로 산업응용분야에서 정밀용 전동기 제어시스템에 적용하기 위하여 저가격으로 최대효율과 빠른 속도응답 특성이 얻어지는 릴럭턴스 동기전동기 제어시스템을 제안하였다. 릴럭턴스 동기전동기는 자속이 고정자 전류에 직접 비례하기 때문에 자속의 크기를 제어하면서 전동기의 동특성을 유지할 수 있는 특성을 이용하여 전동기의 손실을 줄이면서 동특성을 향상시킬 수 있는 최적제어 각을 수식적으로 유도하여 신경회로망의 Off-line 학습을 통해서 손실을 최소화 할 수 있는 기준자속 값을 설정하는 제어 알고리즘이다. 구현을 위한 기법은 벡터제어처럼 복잡한 연산과 많은 제어기 설계가 요구되는 벡터제어기법을 적용하지 않고 구조가 디지털 형태로 대단히 간단한 직접토크제어 (DTC) 방식을 채용하였으며, 최대효율 제어와 고성능제어를 위해서는 부하의 변화에 따라 인덕턴스가 비선형적으로 변화하는 영향 등을 보상하기 위하여 신경회로망에 의한 자속추정기법을 적용하였다. 또한 소형 경량화와 저가격화를 위하여 최근 전동기제어 전용으로 개발된 TI사의 TMS320F2812 DSP를 적용하였다. 제안된 방법의 특성을 확인하기 위해서 1.0kW 자속장벽형의 회전자를 가지는 동기릴럭턴스 전동기를 이용하여 실험을 하였다. 실험결과 제안된 방식이 일정여자 방식에 비해 경부하에서 약 8%정도의 효율향상이 얻어졌으며, 동특성 역시 향상됨을 확인할 수 있었다.

본 연구는 2004학년도 영남이공대학 연구구성비 지원에 의한 것이다.

참 고 문 헌

[1] Iron Boldea, Reluctance Synchronous Machines and

Drives, Oxford Science, 1996.

- [2] 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 Industrial Electronics, vol. 46, no. 1, pp. 192-198, Feb. 1999.
- [3] 김민회, 김남훈, 백원식 "직접토크제어에 의한 위치검출기 없는 릴럭턴스 동기전동기의 고성능 제어시스템", 전력전자학회 논문집 제 7권, 제1호, pp. 81-90, 2002. 02
- [4] 김민회, 김남훈, 최경호, "직접토크제어에 의한 릴럭턴스 동기전동기의 고성능 위치제어 시스템", 대한전기학회 논문집, 51B권, 03호, pp. 150-157, 2002. 03
- [5] Min-Huei Kim, Nam-Hun kim, and Won-Sik Baik "A High-Performance Sensorless Control System of Reluctance Synchronous Motor with Direct Torque Control by Consideration of Nonlinearly Inductances", Journal of Power Electronics, vol. 2, no. 2, pp. 146-153, April 2002
- [6] 김민회, "직접토크제어에 의한 속도검출기 없는 릴럭턴스 동기전동기의 고성능 제어시스템", 대한전기학회 논문집, 51P권, 02호, pp. 68-76, 2002. 06. 25
- [7] 2002. 07. 08, Min-Huei Kim, Nam-Hun Kim, Dong-Hee Kim, Shigeru Okuma and James C. Hung, "A Position Sensorless Motion Control System of Reluctance Synchronous Motor with Direct Torque Control", 2002 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, pp. 1148-1153. 2002. 07. 08
- [8] 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.
- [9] R. E. Betz, R. Lagerquist, M. Jovanovic, and T. J.E. Miller, "Control of Synchronous Reluctance Machines," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 29, no. 6, November/December, pp. 1110~1121, 1993.
- [10] Seog-Joo Kang, and Seung-Ki Sul "Efficiency Optimized Vector Control of Synchronous Reluctance Motor." IEEE Trans. on Industry Applications, vol.'96, no. 1, pp. 117-121, 1996.
- [11] A. Kilthau, and J.M. Pacas, "Sensorless Control of the Synchronous Reluctance Machine", Journal of Power Electronics, vol. 2, no. 4, pp. 95-103, April, 2002.
- [12] 김남훈, 김동희, 노채균, 김민회, 백원식, "직접토크제어를 이용한 릴럭턴스 동기전동기의 최대효율제어," 전력전자학회 논문지, 제8권, 제3호, pp. 211-220, 2003년 6월.
- [13] Min-Huei Kim, Nam-Hun Kim, Won-Sik Baik, Kyeong-Ho Choi, Don-Ha Hwang and Dong-Hee Kim, "An Optimal Efficiency Control Of Reluctance Synchronous Motor Using Neural Network with Direct Torque Control", IECON 2003, pp. 1590-1595,

2003. 11.

- [14] 김동희, 김민회, 김남훈, 백원식, "직접토크제어에 의한 위치검출기 없는 릴럭턴스 동기전동기의 위치 제어시스템," 전력전자학회 논문지 제7권 제5호, pp. 427-436, Oct. 2002.
- [15] Min-Huei Kim, Nam-Hun Kim, Kyeong-Ho Choi, Dong-Hee Kim, Don-Ha Hwang, "A High-Performance Sensorless Control System of Reluctance Synchronous Motor with Direct Torque Control", ICPE'01, pp. 355-359, 2001. 10. 15
- [16] 김민회, 백원식, 이상석, 박찬규, "신경회로망을 이용한 위치센서 없는 스위치드 릴럭턴스 전동기의 제어시스템," 전력전자학회 논문지 제9권 제3호, pp. 246-252, 2004. 06

저 자 소 개



김민회 (金玟晷)

1951년 8월 25일생. 1974년 영남대 공과대학 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 전력전자응용연구센터(PEAC) 연구교수. 1996년 8월 IECON'96 최우수논문상 수상. 현재 전력전자학회 전동력응용연구회 위원장.

Tel : 053) 650-9263

Fax : 053) 624-4736

E-mail : mhkim@ync.ac.kr