

직접 토크 제어를 이용한 릴럭턴스 동기 전동기의 최대 효율제어

金男燯^{**}, 金東熙^{***}, 盧采均^{***}, 金玟會^{*}, 白元植^{**}

An Optimal Efficiency Control of Reluctance Synchronous Motor using Direct Torque Control

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

요 약

본 논문은 직접 토크 제어(Direct Torque control, DTC)를 이용한 릴럭턴스 동기전동기(Reluctance Synchronous Motor, RSM)의 최대 효율 제어에 관한 연구이다. 릴럭턴스 동기전동기의 등가모델 해석에 있어서 철손의 영향을 고려하여 이론적으로 분석하였으며, 최대효율제어를 위하여 토크 전류와 여자전류 사이의 최적 각을 유도하였다. 릴럭턴스 동기전동기의 경우는 자속이 전류에 비례하므로 유도전동기와는 달리 자속레벨을 제어하면서 토크의 동특성을 유지할 수 있다는 특징을 가지고 있으며, 제시된 연구에서는 릴럭턴스 동기전동기의 이러한 특징을 적용하여 직접 토크 제어의 장점인 빠른 토크 응답특성을 유지하면서 최대 효율 제어가 이루어지도록 한다. d/q 릴럭턴스 비가 2.57인 1.0 Kw 릴럭턴스 동기전동기를 이용하여 실험을 통해 제안된 방법들의 정당성을 입증하였다.

ABSTRACT

This paper presents an implementation of direct torque control (DTC) of Reluctance Synchronous Motor (RSM) with an efficiency optimization. The equipment circuit in Reluctance Synchronous Motor which consider with iron losses is theoretically analyzed and the optimal current ration between torque current and exiting current analytically derived to drive RSM at maximum efficiency. For RSM, torque dynamics can be maintained even with controlling the flux level because a torque is directly proportional to the stator current unlike induction motor. The experimental results are presented to validate the applicability of the proposed method. The developed control system show high efficiency features with 1.0 Kw RSM having 2.57 ratio of d/q reluctance.

Key words : DTC, Efficiency optimize, Reluctance Synchronous Motor

* 정회원, 영남이공대 전기자동화과 교수

E-mail : mhkim@ync.ac.kr

** 정회원, 영남대 대학원 전기공학과 박사과정

*** 정회원, 영남대 전자정보공학부 교수

접수일자 : 2002.8.26

1차심사 : 2002.10. 7

3차심사 : 2003. 3.18

2차심사 : 2002.12. 7

심사완료 : 2003. 4.10

1. 서 론

최근 산업이 발달함에 따라 산업 전반에서 전동기의 사용은 점차적으로 큰 비중을 차지하게 되었다. 이런 현상들은 전동기 손실을 최소로 하여 에너지 저감효과를 필요로 하게 되었고, 최대효율 문제에 대해 자연스

러운 관심을 불러일으키게 되었다. 이에 따라 동기전동기와 비동기전동기의 특성을 모두 가지고 있으며, 이상적으로 회전자에 전류가 흐르지 않으므로 유도전동기에 비해 손실을 줄일 수 있는 장점을 가지는 릴럭턴스 동기 전동기(Reluctance synchronous motor, RSM)를 선정하여 이에 대한 특성과 손실들을 비교 분석하고 최대 효율의 특성을 구현하고자 한다.

릴럭턴스 동기 전동기의 최대 효율 제어를 위해서는 일반적으로 벡터제어(Field oriented control, FOC) 이론을 사용한 제어시스템이 여러 분야에서 많이 적용되고 있다. 하지만 벡터제어 이론은 난해하고 많은 연산이 요구되는 제어 알고리즘으로 인하여 필수적으로 복잡한 하드웨어와 고속의 프로세서를 사용하여야만 구현이 가능하였다. 최근에는 빠른 동특성과 단순한 알고리즘을 가지는 직접 토크제어(Direct torque control, DTC)에 대한 관심이 집중되고 있다^[1-15]. 직접 토크제어는 히스테리시스 제어를 사용하므로 제어구조가 디지털 형태로 아주 단순하고, 빠른 동적 응답특성이 요구되는 시스템에 큰 장점을 가지는 제어방식이다.

RSM의 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 유발하게 된다. 제시된 전류 위상각을 일정하게 유지하는 방법은 경부하시와 중부하시에 최소한의 전류만을 흘림으로써 전동기 손실을 최소화하는 방식이다^{[5][9]}.

따라서 본 연구에서는 직접 토크제어에 의한 RSM의 최대 효율제어에 대해서 전압, 전류방정식을 바탕으로 이론해석을 하고, 실험을 통해 이론해석의 정당성을 입증하고, 효율개선에 따른 여러 가지 시스템에 대한 응용가능성을 검증할 것이다. 이를 위해 연구용으로 제작된 자속 장벽형(Flux barrier)의 회전자 구조를 가지는 릴럭턴스 동기전동기를 사용하여 일정 자속 제어 방식과 최대 효율제어 방식을 비교하였으며, 제시된 최대 효율제어 방식의 효율특성과 동특성을 고찰한 결과 우수한 특성의 고성능 제어가 얻어짐을 확인하였다.

2. 릴럭턴스 동기전동기

2.1 릴럭턴스 동기 전동기의 구조

RSM의 발생 토크는 회전자의 최대 인덕턴스와 최소 인덕턴스와의 비에 의해서 결정되어진다. 초기의

모델들은 인덕턴스 돌극비가(L_d/L_q) 낮은 단점을 가지고 있었으나 전력 전자 기술의 발달로 가변속 구동이 가능해지고, 회전자의 돌극비를 최대화하는 설계가 가능해짐에 따라 근래에는 돌극비가 8~20정도로 상승되었음이 연구결과로 나타나고 있다^[3]. 이러한 돌극비는 회전자의 형태상으로도 차이가 많이 나는데, 본 연구에서는 제작과 대량생산이 용이하고 저가로 제작할 수 있는 자속 장벽형(Flux barrier type)의 회전자를 사용하였다.

자속 장벽형 회전자의 d축은 등가적으로 자로가 통과하는 부분이 고정자와 회전자 사이의 코어만이 존재하게 되고, q축은 d축에 비해 상대적으로 아주 큰 공극이 존재하여 큰 릴럭턴스를 가진다. 이러한 자속 장벽형은 많은 수의 원형 코어로 만들어 이것을 적층하여 제조하는 형태로 장벽 부분에는 등가적인 공극을 만들기 위해 절연물을 채우거나 비워둔다. 그리고 d축과 q축 사이에는 기계적인 유지를 위하여 리브(Rib)가 존재하게 되며 q축의 자속이 미소하게나마 이 경로를 통과하므로 q축의 인덕턴스를 증가시키게 되고 돌극비를 감소시키는 원인이 되어 문제점으로 나타나고 있다. 이러한 리브는 제조공정상에서 그 크기를 작게 하거나 제품의 형질을 다르게 함으로써 이 단점을 보완할 수 있으며 리브를 빨리 포화시켜 인덕턴스의 변화를 막을 수도 있다^{[3][4][10]}.

2.2 릴럭턴스 동기전동기의 등가모델

RSM의 회전자는 자기적으로 돌극 구조를 가지며 전류가 흐르지 않으므로 RSM은 고정자 측면에서의 전압방정식만을 고려하면 된다. 실제의 회전자에는 공극을 통해 표면에 와전류가 존재하게 되지만 여기서는 회전자의 손실이 없는 이상적인 모델로 가정한다.

그림 1은 릴럭턴스 동기전동기의 벡터도를 보여주고 있다. R_m 에서 발생하는 철손과 자기포화를 무시하면, 릴럭턴스 동기전동기의 전압방정식과 운동방정식은 회전자 동기좌표계의 d-q 모델로 식 (1)로 표시되며, (1)식에서의 ω_r 은 일정한 변수가 아니며 식 (2)와 같이 토크와 관계가 있다. 토크는 식 (3)으로 유도되고, 자속은 식 (4)와 (5)로 표시된다. 여기서 Φ_{ds}^e 와 Φ_{qs}^e 는 동기좌표계에서의 d축 및 q축 고정자 자속, i_{ds}^e 와 i_{qs}^e 는 동기좌표계에서의 고정자 전류, i_a 와 i_{qs} 는 2상 정지좌표계에서의 고정자 전류, J는 관성모멘트, T_L 는 부하토크, B는 마찰계수, L_{ls} , L_{md} 와 L_{mq} 는 고정자 누설자속과 d축 및 q축의 자기 인덕턴스이며,

R_s 는 상당 고정자 저항이다. 또한 각 부분의 각은 그림 1에서 나타내었다^{[3][4][7][12]}.

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

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

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

$$\begin{aligned} T_e &= \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) (\Phi_{ds} i_{qs} - \Phi_{qs} i_{ds}) \\ &= \frac{3}{2} \frac{P}{2} L_d \left(1 - \frac{L_q}{L_d}\right) i_{ds}^e i_{qs}^e \\ &= \frac{3}{2} \frac{P}{2} (L_d - L_q) I_s \frac{\sin(2\epsilon)}{2} \\ &= \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{(L_d - L_q)}{L_d L_q} \Phi_s^2 \sin(2\delta) \end{aligned} \quad (3)$$

$$\Phi_{ds} = L_{ls} i_{ds}^e + L_{md} i_{ds}^e = L_d i_{ds}^e \quad (4)$$

$$\Phi_{qs} = L_{ls} i_{qs}^e + L_{mq} i_{qs}^e = L_q i_{qs}^e$$

$$|\Phi_s| = \sqrt{\Phi_{ds}^2 + \Phi_{qs}^2} \quad (5)$$

식 (3)에서 알 수 있듯이 RSM의 토크는 고정자 전류벡터 I_s 의 크기와 변위각 ϵ 에 의존됨을 알 수 있다. 그러므로 RSM의 출력 토크는 고정자 전류의 즉각적인 변화에 대응되며, 이는 유도전동기의 벡터제어에서처럼 선형적인 우수한 동적 응답특성을 얻기 위하여 일정한 자속을 유지할 필요가 없음을 의미한다. 또한 부하변화에 따라 고정자 자속을 변화시키므로 전동기의 동적특성을 유지하면서 최대 효율 운전을 할 수 있다^{[1]-[3]}.

RSM 제어시스템은 전동기의 토크와 자속 및 속도를 제어하는 것이다. 일반적으로 ϵ 을 일정하게 제어하는 기법은 고속영역과 큰 토크가 요구되는 시스템에서 장점을 가지고 있으며, ϵ 을 가변시키는 기법은 저속영역과 낮은 토크제어가 요구되는 시스템에서 장점을 가진다.

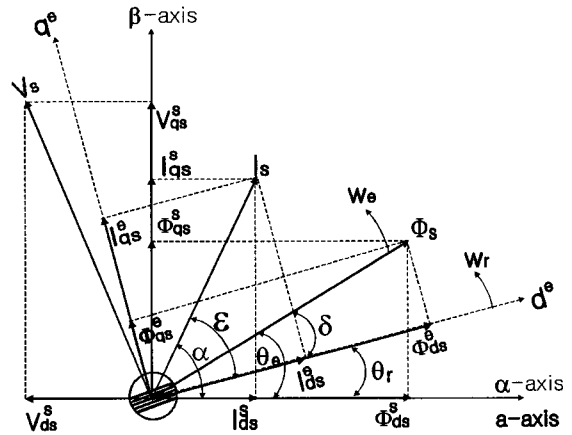


그림 1 RSM 벡터도
Fig. 1 Vector diagram of a RSM

2.3 인덕턴스 측정방법

RSM은 인덕턴스가 전류에 따라서 변화하므로 정밀 제어를 위해서는 인덕턴스의 측정이 필수적이다. 인덕턴스 측정방법에는 여러 가지 방법들이 연구되어지고 있으나 본 논문에서는 인덕턴스를 직접 측정하는 방법으로 그림 2와 같이 결선하고 단상의 교류전압을 인가하여 전압, 전류를 측정하는 방법을 적용하였다. 그림과 같이 교류전압을 인가하여 회전자 각의 한극을 고정자의 한극과 일정하게 두고서, 회전자의 각도를 변화시키면서 전압, 전류로부터 상 인덕턴스를 측정하여 최대의 인덕턴스(Lmax)와 최소의 인덕턴스(Lmin)를 측정하면, d-q축의 인덕턴스는 다음 식 (6)과 같이 구할 수 있다^[3].

$$Z = V_s / I_a, \quad L = \frac{\sqrt{(V_s / I_a)^2 - R^2}}{2\pi f} \quad (6)$$

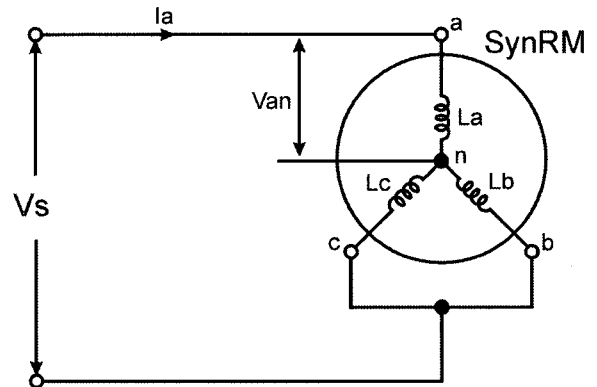


그림 2 인덕턴스 직접 측정법
Fig. 2 Direct measurement of inductance

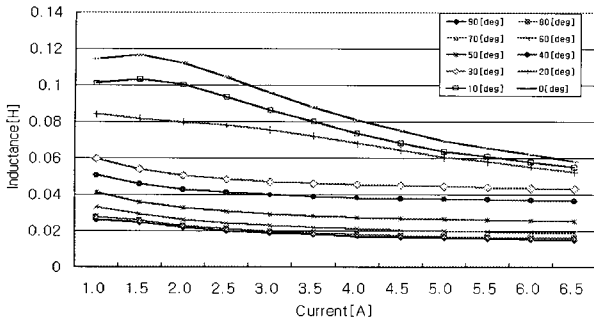


그림 3 고정자 위치에 따른 인덕턴스 측정값
Fig. 3 Measured inductance versus position angle

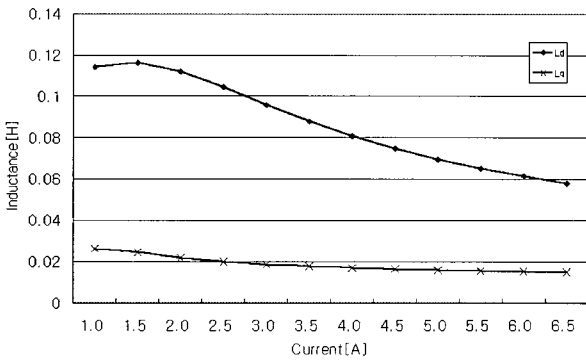


그림 4 고정자 전류 변화에 따라 측정된 Ld와 Lq
Fig. 4 Measured Ld and Lq versus stator current

그림 3은 고정자 위치에 따라 회전자를 변화 시켰을 때의 인덕턴스 변화를 측정한 값을 그림으로 나타낸 것이다. 그림 4는 고정자 전류를 변화시켰을 때 측정된 d-q축 인덕턴스를 나타낸 것이다. 그림에서도 볼 수 있듯이 d축의 인덕턴스가 q축의 인덕턴스에 비해 변화가 크다는 것을 볼 수 있으며 이는 둘극비의 변화에 큰 영향을 준다.

3. RSM의 최대 효율제어

그림 5는 동기 좌표계에서의 RSM 등가회로를 보여 주고 있다. 저항 R_s 는 고정자 저항으로 동손을 발생 시키며, R_m 은 철손저항으로 인덕턴스성분과 병렬로 구성되어있고, i_{ds}^e 는 자속을 발생시키는 전류성분, i_{do}^e 는 토크를 발생시키는 전류성분으로 실제로 측정할 수 없으므로 계산 또는 추정되어야 한다. 그림 5의 등가회로로부터 식 (7)을 구할 수 있다. 여기서 i_{qs}^e 와 i_{ds}^e 는 d-q축 고정자 전류성분으로 실제 측정할 수 있는 단

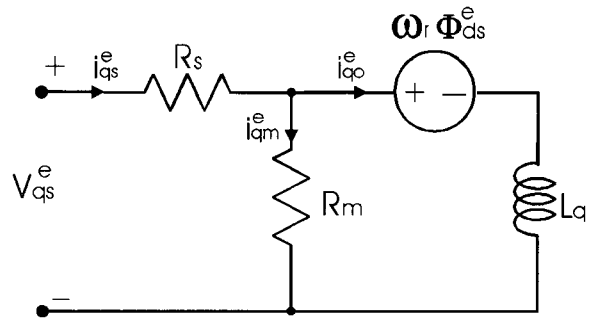
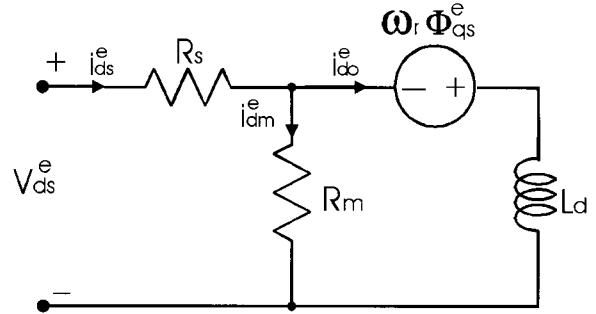


그림 5 철손을 고려한 RSM 등가회로
Fig. 5 Equivalent circuit of RSM with core loss

자 축의 전류분이고, L_d 와 L_q 는 각각 d-q축 인덕턴스를 나타낸다.

$$V_{ds}^e = R_s i_{ds}^e + \frac{d}{dt} (L_d i_{do}^e) - \omega_e L_q i_{qo}^e \quad (7)$$

$$V_{qs}^e = R_s i_{qs}^e + \frac{d}{dt} (L_q i_{qo}^e) + \omega_e L_d i_{do}^e$$

$$i_{do}^e = i_{ds}^e - i_{dm}^e = i_{ds}^e - \frac{1}{R_m} \left(\frac{d}{dt} (L_d i_{do}^e) - \omega_e L_q i_{qo}^e \right) \quad (8)$$

$$i_{qo}^e = i_{qs}^e - i_{qm}^e = i_{qs}^e - \frac{1}{R_m} \left(\frac{d}{dt} (L_q i_{qo}^e) + \omega_e L_d i_{do}^e \right)$$

식 (9)는 철손 저항을 고려한 토크 식으로 전류 i_{qo} , i_{do} 와 비례관계가 있다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (L_d - L_q) i_{do}^e i_{qo}^e \quad (9)$$

여기서 P는 극의 수(Pole number)를 나타낸다.

RSM의 토크는 d-q축 전류의 곱에 비례하므로 같은 토크 출력에 각 분배에 따라 하나의 자유도가 있으며,

고정자 전류의 동기 좌표계에서의 d축에 대한 전류 위상각을 $\epsilon(\tan^{-1}(i_{qo}^e/i_{do}^e))$ 라 하면 이 전류 위상각이 중요한 변수가 되며, 전류 위상각에 대하여 많은 연구들이 발표되었다^{[9][10]}.

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 [deg]로 하여 d-q축 전류를 똑같이 인가하면 되나, 실제 회로에서는 동손과 철손이 함께 발생하므로 동손과 철손을 고려한 전류 위상각을 적용해야한다. 정상 상태에서 철손을 고려한 전압, 전류식과 효율 최대화에 대한 전류 위상각은 전기적인 정상상태만 고려하면 된다^{[3][7][9]}.

동손과 철손을 동기좌표계의 토크분 전류와 자속분 전류인 i_{qo}^e, i_{do}^e 의 함수로 계산하면 식 (10), (11)과 같다^[11].

동손:

$$P_{co} = \frac{3}{2} R_s (i_{ds}^e + i_{qs}^e)^2 = \frac{3}{2} R_s \left\{ \left(i_{do}^e - \frac{\omega_e L_q i_{qo}^e}{R_m} \right)^2 + \left(i_{qo}^e + \frac{\omega_e L_d i_{do}^e}{R_m} \right)^2 \right\} \quad (10)$$

철손:

$$P_{ir} = \frac{3}{2} R_m (i_{dm}^e + i_{qm}^e)^2 = \frac{3}{2} R_m \left\{ \left(\frac{\omega_e L_q i_{qo}^e}{R_m} \right)^2 + \left(\frac{\omega_e L_d i_{do}^e}{R_m} \right)^2 \right\} \quad (11)$$

여기서, 손실은 고정자에 집중되고, 회전자에는 손실이 거의 존재하지 않으며 자속의 고조파 성분에 의하여 회전자 표면에서 발생될 수 있는데, 그 양은 매우 작다고 볼 수 있으며^[5], 전체 손실 $P_{total}(P_{co} + P_{ir})$ 을 최소화시킴으로써 전동기 효율을 최대화 할 수 있다. 토크에 직접 관여하는 d-q축 전류비를 $\zeta = i_{qo}^e/i_{do}^e$ 라 하고, 출력 토크가 식 (13)과 같이 일정하다고 가정할 때, 주어진 속도와 토크에 대하여 전체 손실을 최소화하는 최적비 식 (12)와 같이 구할 수 있다.

$$\partial P_{total} / \partial \zeta = 0 \quad (12)$$

그리고,

$$i_{do}^e i_{qo}^e = \text{constant} \quad (13)$$

식 (12)와 (13)을 풀면, 토크에 대한 최적비 ζ_{opt} 는 식 (14)와 같이 된다.

$$\zeta_{opt} = \sqrt{\frac{R_s R_m^2 + (R_s + R_m)(\omega_e L_d)^2}{R_s R_m^2 + (R_s + R_m)(\omega_e L_q)^2}} \quad (14)$$

식 (14)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 [deg]가 되면 동손은 최소가 된다^[3].

이러한 조건을 만족하기 위한 기준자속을 식 (5)와 같이 나타낼 수 있다. 이것을 d-q축 인덕턴스와 전류에 의한 벡터로 표현하면 식 (16)과 같이 나타낼 수 있다.

$$|\phi_s| = I_s \sqrt{(L_q)^2 \sin^2(\epsilon) + (L_d)^2 \cos^2(\epsilon)} \quad (15)$$

여기서 최적비가 1이 되어 전류 위상각이 45 [deg]가 되면 식 (15)를 다음 식 (16)과 같이 자속의 지령치로 다시 표현할 수 있다.

$$\phi_s^* = \frac{I_s}{\sqrt{2}} \sqrt{L_d^2 + L_q^2} \quad (16)$$

본 논문에서는 지금까지 알아본 바와 같이 전류 위상각을 45 [deg]로 하여 철손 저항을 무한히 크다고 가정하고, 동손을 최소로 하는 최적 비를 적용한 최대 효율 제어를 구현한다. 그리고 최적각을 구현하기 위해 실험을 통해 속도와 전류에 따라 철손이 보상된 자속을 측정하여 적용하였다.

4. RSM의 직접 토크 제어

일반적으로 교류전동기의 직접 토크제어(Direct torque control, DTC)는 인버터에 가해지는 최적 스위칭 모드 선택에 의하여 전동기에 공급되는 단자전압 제어에 의하여 이루어지므로 직접적으로 고정자의 자속과 발생하는 토크를 서로 독립적으로 제어 할 수 있으며 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 만들어지고, 이 때 토크는 고정자의 쇄교자속 벡터를 제어함으로써 빠르게 변화시킬 수 있다. 릴럭턴스 동기전동기의 직접 토크제어 방식에는 토크와 고정자 자속을 제어하는 방식, 토크

와 자속성분 전류를 제어하는 방식 그리고 토크와 무효토크 (Reactive torque) 를 제어하는 방식으로 나눌 수 있다^[1]. 이러한 DTC에 대한 연구는 최근까지 계속 되어오고 있으며 산업전반에 정밀제어방식 및 방식기계의 운전에 많이 사용되고 있다. 본 논문에서는 전동기에서 측정된 실제의 전압과 전류의 값을 측정하여 토크와 고정자 자속을 연산하고, 그 지령치들과 비교한 후 히스테리시스 제어기로 입력되어 연산한 후 최적의 전압 스위칭 벡터를 look-up table 에서 선정하여 출력하는 방식을 사용하였으며, 기준 자속은 부하 토오크에 따라 최대효율 제어를 수행하기 위해 고정자 전류 벡터의 변위각 (ϵ)을 45 [deg]로 유지시키는 값을 발생하였다. 최적의 스위칭 전압벡터는 출력의 토크와 고정자 자속의 상태 모두를 동시에 만족하게 하는 특수한 고정자의 전압벡터를 선택하는 것이다. 이것은 전압원 인버터(Voltage source inverter, VSI)에서 만들 수 있는 6개의 유효벡터와 2개의 영 전압벡터로 구성된다. 부하 및 속도의 가변에 의해 자속이나 토크의 증가 신호나 감소신호 그리고 현재 고정자 쇄교자속이 위치하는 섹터를 입력으로 하여 룩업 테이블에 의해 최적 스위칭 전압 벡터가 선택되어진다. 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 파라미터 변동에 영향이 적으며, 많은 제어기의 채용과 복잡한 알고리즘 계산에 요구되는 연산시간을 감소시킬 수 있고, 빠른 동적 응답특성이 요구되는 시스템에 큰 장점을 가지는 제어방식이다^{[5]-[8]}. 일반적으로 고정자 자속의 크기는 가능한 정상적인 안정상태로 유지하고 토크는 고정자와 회전자 사이의 각에 의하여 제어되는 방식을 많이 사용한다^{[1]-[4],[11]-[15]}.

5. 시스템 구성

그림 6은 본 연구에서 적용된 시스템 구성을 보여주고 있다.

실제 시스템 구성을 위해서 IGBT VSI (Voltage Source Inverter)와 TI사의 DSP인 TMS320C31을 사용하였고, 전압과 전류 검출에 따라 실제 자속과 토크를 관측하고, 실제 자속과 토크와의 비교에 의한 결과분에 따라 최적의 스위칭 전압벡터를 결정하여 전동기를 구동하고, d-q축 전류에 따라 인덕턴스의 값을 보상하고 최대의 효율 제어를 위해서 전류각이 45 [deg]

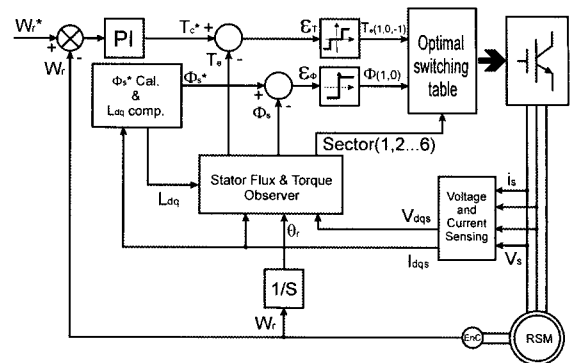


그림 6 시스템 구성도
Fig. 6 System configuration

표 1 적용된 릴럭턴스 동기전동기의 파라미터
Table 1 Applied motor parameters

정격부하	4.2 [N.m]	정격전류	5.0 [A]
관성모멘트	0.003 [kg.m ²]	L_d	76 [mH]
고정자극수	4	L_q	28 [mH]
회전자극수	4	R_s	1.0 [Ω]

를 유지하도록 기준 자속을 결정하였으며, 실험을 통해 얻은 철손을 고려한 자속값을 기준 자속과 비교하여 자속에러를 발생하였다. 표 1은 적용된 릴럭턴스 동기전동기의 파라미터를 나타내고 있다.

6. 실험 결과

본 논문에서는 직접토크제어를 적용한 릴럭턴스 동기 전동기의 최대 효율 제어를 구현하였다. 최대효율 구현을 위해 손실을 최소화 하는 최적비를 연산하고 이 최적비를 1로(철손 저항을 무한대)하는 전류위상각을 45 [deg]로 하여 동손을 최소화 하였다.

사진 1은 실험용으로 제작된 자속장벽형의 RSM을 나타내고 있으며, 그림 7은 전류위상각을 45 [deg]로 유지하였을 경우의 효율 특성과 일정 자속 방식의 효율특성을 비교하여 나타낸 것이다.

각각을 비교하면 0.5 [Nm]의 경부하시에는 효율 변화가 8 [%] 이상으로 향상되고, 부하토크가 점점 증가하여 1.5 [Nm] 이상에서는 효율 변화가 거의 없음을 알 수 있었다.

그림 8은 부하토크를 0.5 [Nm]를 인가하고 일정 자속 제어 방식을 하였을 경우의 (a)는 속도 응답 특성, (b)는 자속 파형, 그리고 (c)는 전류 파형을 나타낸 것이고, 그림 9는 부하토크를 0.5 [Nm]를 인가하고 전류

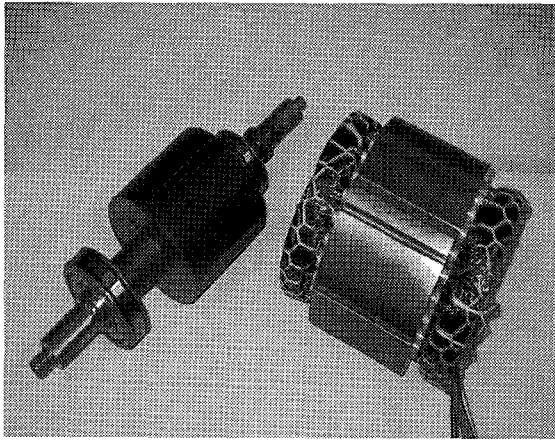
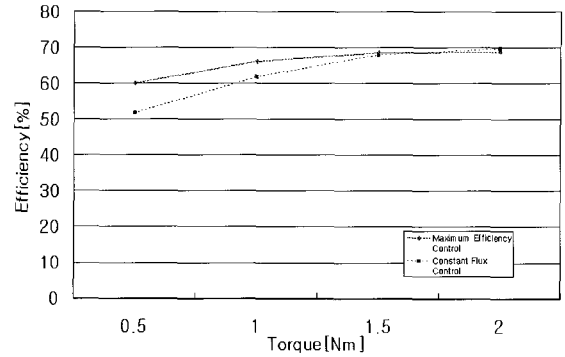
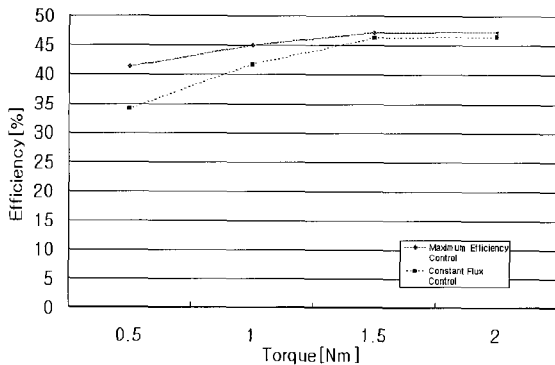


사진 1 릴럭턴스 동기 전동기의 실제모델
Photo 1 A Model of the Reluctance Synchronous Motor



(c) 1000 [rpm]에서의 효율 특성
(c) Efficiency characteristics at 1000 [rpm]



(a) 300 [rpm]에서의 효율 특성
(a) Efficiency characteristics at 300 [rpm]

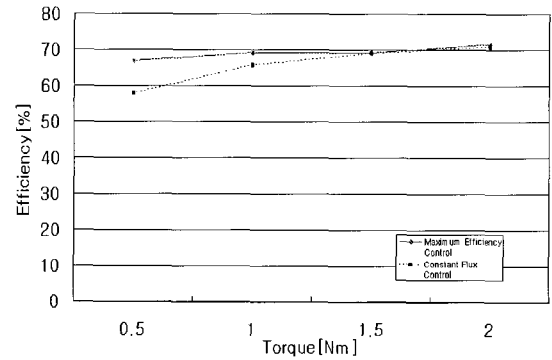
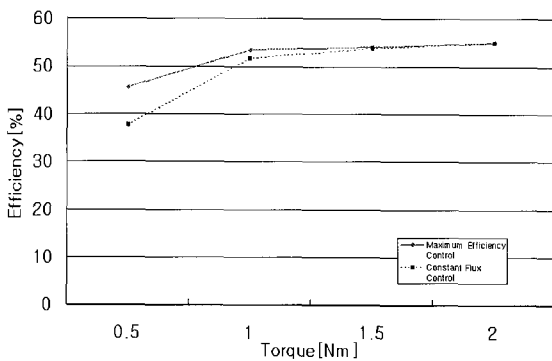


그림 7 제어방식에 대한 효율 특성
Fig. 7 Efficiency characteristics versus control method

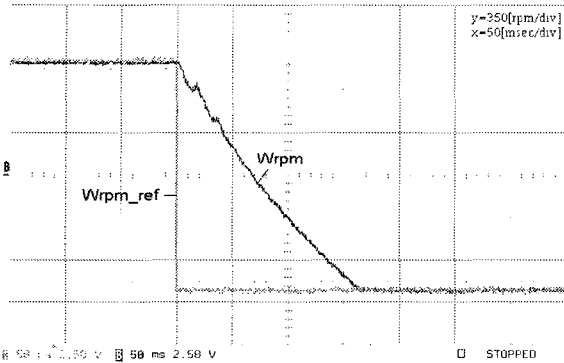


(b) 500 [rpm]에서의 효율 특성
(b) Efficiency characteristics at 500 [rpm]

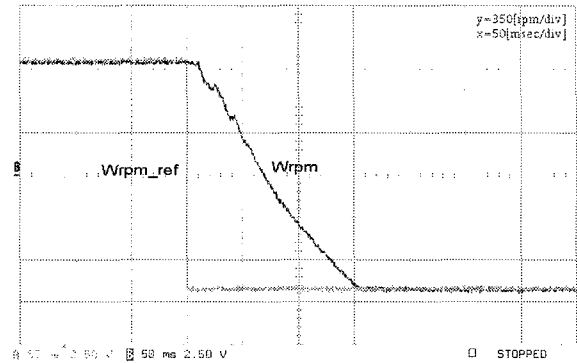
위상각을 45 [deg]로 유지하였을 경우의 (a)는 속도 응답 특성, (b)는 자속 파형, 그리고 (c)는 전류 파형을 나타낸 것이다.

그림 8과 9에서 알 수 있듯이 +1000 [rpm]에서 -1000 [rpm]으로 기준 속도를 변화하였을 경우, 전류 위상각을 45 [deg]로 제어한 방식은 0.15 [sec]의 응답 시간이 걸렸으며 경부하시 자속이 0.15 [Wb]를 유지하고 기준속도가 변화하는 시점에서는 0.375 [Wb]까지 올라가서 전동기의 동특성에 영향을 미친다는 것을 확인할 수 있었고, 일정 여자 방식에서는 0.165 [sec]의 응답 시간이 걸렸으며 자속은 항상 0.23 [Wb]로 일정하다는 것을 확인할 수 있었다.

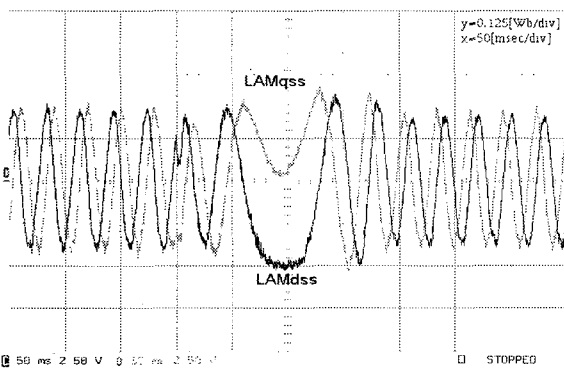
실험에서 알 수 있듯이 전류 위상각을 45 [deg]로 유지함으로써 과도 상태에서의 동특성이 향상되었고, 정상상태에서의 효율 특성도 향상됨을 볼 수 있었다.



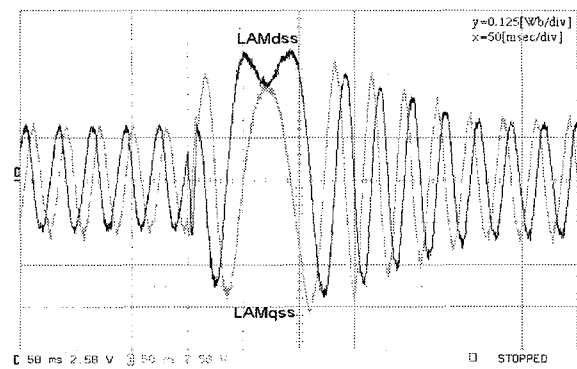
(a) 속도 응답특성
(a) Characteristics of speed response



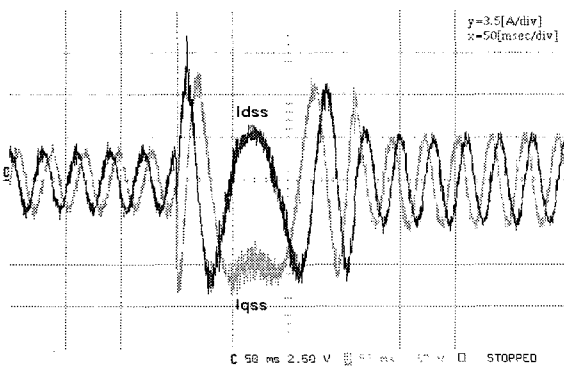
(a) 속도 응답특성
(a) Characteristics of speed response



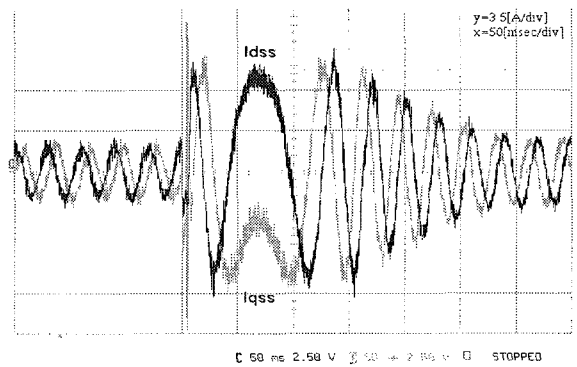
(b) 고정자 자속 파형
(b) Waveform of stator flux linkage



(b) 고정자 자속 파형
(b) Waveform of stator flux linkage



(c) 고정자 전류 파형
(c) Waveform of stator current



(c) 고정자 전류 파형
(c) Waveform of stator current

그림 8 일정 자속 제어 시의 전동기 응답 특성
Fig. 8 Control characteristics of constant flux control

그림 9 효율 최대화 제어 시의 전동기 응답 특성
Fig. 9 Control characteristics of efficiency optimized control

7. 결 론

본 논문은 직접토크제어를 이용한 릴럭턴스 동기 전동기의 최대 효율에 관한 연구이다. 릴럭턴스 동기 전동기는 자속레벨을 제어하면서 토오크의 동특성을 유지할 수 있어서 효율제어와 동특성을 모두 유지할 수 있다. 최대 효율 제어를 수행하기 위해 릴럭턴스 동기 전동기의 등가모형을 수식적으로 분석하고, 효율제어를 위한 기준 자속값을 수식적으로 유도하였다. 제시된 제어시스템의 효율특성과 동특성을 확인하기 위해서 일정 여자방식과 비교하였다. 실험결과 제시된 알고리즘이 일정여자 방식에 비해 경부하시에서 8% 정도의 효율향상을 보여주고 있으며, 동특성에서도 일정 자속방식에 비해 향상된 특성을 얻을 수 있었다.

이 연구는 2002년도 영남이공대학 전력응용 기술 연구 센터 지원에 의하여 수행되었음.

참 고 문 헌

[1] Peter Vas, "Sensorless Vector and Direct Torque Control", Oxford Press, 1998.
 [2] Bimal K. Bose, "Modern Power Electronics and AC Drives", Prentice Hall PRT, 2002.
 [3] Iron Boldea, "Reluctance Synchronous Machines and Drives", Oxford Science, 1996.
 [4] T. Matsuo and T.A. Lipo, "Field Oriented Control of Synchronous Reluctance Machine", in Proc. PESC, 1993.
 [5] 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.
 [6] 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.
 [7] A. Vagati and T.A. Lipo, "Synchronous Reluctance Motors and Drives: A New Alternatives, IEEE Industry Application Society Annual Meeting Tutorial, 1994.

[8] 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, pp. 1110~1121, Nov./Dec. 1993.
 [9] Seog-Joo Kang and Seung-Ki Sul, "Efficiency Optimized Vector Control of Synchronous Reluctance Motor", IAS '96, Vol. 1, pp. 117~121, 1996.
 [10] W.L. Soong, D.A. Staton and T.J.E. Miller, "Validation of Lumped-Circuit and Finite-Element Modeling of Axially-Laminated Brushless Motors", IEEE Conference on Electrical Machines and Drives, pp. 85~90, 1993.
 [11] 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.
 [12] A. Kiltbau and J.M. Pacas, "Sensorless Control of the Synchronous Reluctance Machine", JPE, Vol. 2, No. 4, pp. 95~103, April 2002.
 [13] 김민회, 김남훈, 최경호, "직접 토크제어에 의한 리럭턴스 전동기의 고성능 위치제어 시스템", 대한전기학회 논문지, 제 51B권 제3호, pp. 150~157, Mar. 2002.
 [14] 김민회, 김남훈, 백원식, "직접 토크제어에 의한 위치감출기 없는 리럭턴스 전동기의 고성능 제어시스템", 전력전자학회 논문지, 제7권 제1호, pp. 81~89, 2002. 2.

저 자 소 개



김남훈(金男燾)

1973년 6월 12일생. 1998년 삼척대 제어계측공학과 졸업. 2000년 2월 영남대 전기공학과 졸업(석사). 2002년 2월 동 대학원 박사과정 수료.



김동희(金東熙)

1950년 11월 20일생. 1973년 영남대 전기공학과 졸업. 1975년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 일본 Kobe대 졸업(박사). 1987년 1989년 한국전기연구소 전력전자 연구부장. 현재 영남대 전자정보공학부 교수. 현재 당 학회 경상지부장.



노채균(盧采均)

1938년 10월 7일생. 1961년 서울대 전기공학과 졸업. 1975년 영남대 전기공학과 졸업(석사). 1978년 영남대 전기공학과 졸업(공학박). 1982~1983년 미국 캔터기 주립대 교환교수. 현재 영남대 전자정보공학부 교수.



김민회(金玟會)

1951년 8월 25일생. 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. 현재 당 학회 부회장.



백원식(白元植)

1970년 10월 20일생. 1996년 계명대 수학과 졸업. 2002년 8월 영남대 전기공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 박사과정.