

철손과 포화를 고려한 동기 릴럭턴스 모터의 최대토크제어

論 文

49B-2-6

Maximum Torque Control of Synchronous Reluctance Motor including iron loss and saturation

白童基* · 金民太** · 黃永聖*** · 成世鎭§

(Tong-Ki Paek · Min-Tae Kim · Young-Seong Hwang · Se-Jin Seong)

Abstract - In the high speed range for salient type synchronous reluctance motor, the effect of iron loss can not be negligible. We have investigated the voltage equations including iron loss from the model that is added the equivalent iron loss in the equivalent inductance in series. In this paper, we derive L_d linear approximate equation from saturation range of L_d , L_q vs applied voltage characteristics and obtain equations including saturation and iron loss related to maximum torque control using L_d . The effect of saturation and iron loss is investigated under maximum torque control. And we show that the proposed maximum torque control scheme achieves the desired performances through experimental results.

Key Words : Salient type synchronous reluctance motor, Saturation and iron loss, Maximum torque control, Optimal current angle

1. 서 론

최근 고속회전을 필요로 하는 부하의 증가로 전동기의 고속화에 대한 요구와 관심이 높아져 가고 있으며, 지금까지는 유도전동기가 많이 사용되었으나, 유도전동기는 회전자와 원심력에 의한 변형 및 발열이 문제가 되고 있다. 이러한 문제점을 보완할 수 있는 전동기로 동기 릴럭턴스 모터(이하 SynRM라함)를 들 수 있으며 회전자의 구조가 단순하여 견고하다는 특징이 있어 고속운전에 적합하다. 그러나 여자전류를 고정자 권선으로 공급해주게 되어있어 일차 전류가 비교적 크고 역율이 낮다는 단점이 있기 때문에 사용범위가 한정되어 있으나 전력전자 기술의 발전에 따라 구동회로의 성능이 좋아지고 가격이 저렴해지고 있어 가변속 전동기로 주목받고 있다[1, 2].

종래의 SynRM의 특성 및 구동에 대한 연구는, 주로 dq 축 인덕턴스와 저항분만이 고려된 이상적 모델(불포화 또는 손실 없음)에 대한 이론적인 해석과 다양한 제어 방법의 구현에 있었다[5, 6]. 손실 측면에서, 고정자나 회전자의 동손만이 고려되고 철손의 영향은 무시되었으나, 전동기의 고속

화에 따라 증가하는 고정자 철손의 영향을 무시할 수 없게 되었다. 철손을 고려하는 방법으로, 철손을 등가 철손저항으로 하고, 물리적인 고찰에 의해 여자 인덕턴스에 병렬로 삽입한 모델에 대하여, 철손 저항을 포함하는 회로 정수의 측정법이나 벡터제어법 등이 검토되어 왔다[4, 7, 8]. 철손을 고려하는 다른 방법으로, 등가 인덕턴스에 등가 철손 저항을 직렬로 삽입하는 모델을 이용하여, 제어 성능을 향상시키려는 노력도 계속되고 있으나[3, 9, 10], 이를 이용하여 포화와 철손의 영향을 명확하게 해석하고 실험을 통하여 그 타당성을 검토한 적은 아직 없는 실정이다.

본 논문에서는, 돌극형 SynRM에 대하여, 고정자 철손이 고정자 내의 등가 와전류에 의해서 발생한다는 가정 하에서, 철손저항을 고려하여 유도한 전압방정식을 이용하여[3, 10], 포화가 고려된 L_d 근사식을 구하고, 최대 토크 제어와 관련된 여러 수식을 유도하였다. 구해진 수식으로 SynRM의 최대 토크 제어 하에서 포화와 철손의 영향을 수식적으로 검토하였다. 그리고, 이러한 해석을 바탕으로 DSP를 이용한 구동 시스템을 구축하여, 실험을 통해서 자기 포화와 철손의 영향을 고려한 최대 토크 속도제어 실험을 통하여 해석의 타당성을 확인하였다.

2. SynRM의 모델

철손을 포함하는 전압방정식으로부터 입력전류에 대한 토크 및 전류관계식을 유도하고, SynRM의 포화영역에서 L_d 의 자기 포화 특성을 직선 근사화 해서 L_d 근사식을 구하였다.

* 正 會 員 : 舟城大 電氣系列 副教授

** 準 會 員 : 忠南大 大學院 電氣工學科 碩士課程

*** 正 會 員 : 國防科學研究所 責任研究員

§ 正 會 員 : 忠南大 工大 電氣工學科 教授 · 工博

接受日字 : 1999年 7月 8日

最終完了 : 1999年 12月 24日

2.1 철손을 고려한 전압 방정식

그림 1은 SynRM의 벡터도이다. 여기서, L_d, L_q, R 은 각각 d축 인덕턴스, q축 인덕턴스, 손실 저항이다. I 는 선전류이고, I_d, I_q 는 각각 d축 전류, q축 전류이고, θ_i 는 입력 전류각, V 는 상전압, ϕ 는 역률각이며, λ 는 자속을 나타낸다.

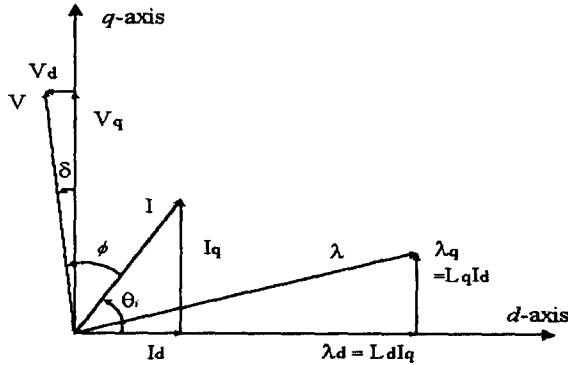


그림 1 SynRM의 벡터도
Fig. 1 Vector diagram of SynRM

돌극형 SynRM에 대하여 고정자 철손이 고정자 내의 등가 와전류에 의해서 발생한다는 가정 하에서, 철손저항을 고려한 전압방정식을 유도하였다. 모델식을 구할 때 전류 및 자속의 고조파성분, 자기포화현상, 회전자 철손 및 표유부하손은 고려하지 않았으며, 고정자 및 등가 와전류회로의 누설 자속은 없다고 가정하였다. 고정자 철손을 고려한 과도상태의 전압방정식, dq축 자속쇄교수, 그리고 전자토크의 순시값을 구하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + R_m + pL_d & -\omega_r L_q + pR_m/\omega_r \\ \omega_r L_d - pR_m/\omega_r & R_s + R_m + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned} \lambda_d &= L_d i_d - (R_m/\omega_r) i_q \\ \lambda_q &= L_q i_q + (R_m/\omega_r) i_d \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} \tau_{em} &= \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \\ &= \frac{3}{2} \frac{P}{2} \left\{ (L_d - L_q) i_d i_q - \frac{R_m}{\omega_r} (i_d^2 + i_q^2) \right\} \end{aligned}$$

여기서, P는 극수로 2이고, R_s 는 전기자저항, R_m 은 철손 저항, p는 미분연산자이다.

정상상태에서의 등가회로는 그림 2와 같이 된다. 그림에서 E_d 와 E_q 는 I_{ds} , I_{qs} 의 전기자 반작용에 의한 속도 기전력므로, $E_d = \omega_e L_d I_{ds}$, $E_q = \omega_e L_q I_{qs}$ 이다.

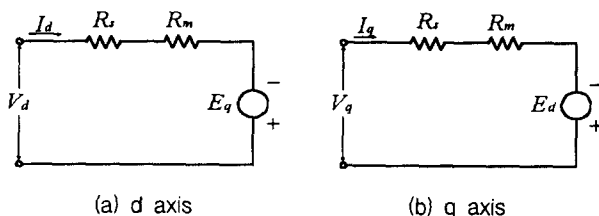


그림 2 정상상태에서의 등가회로
Fig. 2 Equivalent circuit at steady state

일반적으로 철손을 가진 대부분의 기기의 고속운전에서는 역기전력에 비해 고정자저항 전압강하는 무시해도 될 만큼 작으므로, 고정자 저항을 무시하면 수식을 간략화 시킬 수 있다. 또, 정상상태(p=0) 조건을 식 (1)의 전압방정식에 적용하면, 정상상태 전압방정식은 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} v_d &= R_m i_d - \omega_r L_q i_q \\ v_q &= \omega_r L_d i_d + R_m i_q \end{aligned} \quad (2)$$

2.2 포화를 고려한 Ld 근사식

SynRM의 포화영역에서 L_d, L_q 는 전압이 높은 만큼 자기포화의 영향으로 L_d 는 크게 감소하며, 여기서는 전압과 L_d 의 관계를 직선 근사시켜 L_d 의 자기포화 특성 관계식을 구한다. PQ원선도법으로 구한 선간전압에 대한 L_d 그림(자기포화곡선)에서, L_d 의 자기포화특성을 직선 근사시킨다. 포화의 근사식은 다음과 같이 된다.

$$\frac{L_d - L_{d0}}{L_{d0}} = -k_f \frac{v - V_0}{V_0} \quad (3)$$

여기서, L_{d0} 는 정격시의 d축 인덕턴스, V_0 는 정격전압, k_f 은 포화의 영향의 강함을 나타내는 계수이고, $1 > k_f > 0$ 이다.

식 (2)를 제곱하고 $v^2 = v_d^2 + v_q^2$ 에 대입하여 정리하면, 다음식과 같이 된다.

$$\begin{aligned} v^2 &= R_m^2 (i_d^2 + i_q^2) + \omega_r^2 (L_d^2 i_q^2 + L_q^2 i_d^2) \\ &\quad + 2\omega_r R_m (L_d - L_q) i_d i_q \end{aligned} \quad (4)$$

여기서, 그림 1에서, $\tan \theta_i = i_q/i_d$ 이므로, $i_d = i \cos \theta_i$, $i_q = i \sin \theta_i$, $i^2 = i_d^2 + i_q^2$, $\sin \theta_i \cos \theta_i = \sin 2\theta_i / 2$ 의 관계가 있으므로, 이것을 식 (4)에 대입하여 정리하면 다음과 같이 입력 전류에 대한 전압식을 구할 수 있다.

$$v = \sqrt{\frac{R_m^2 + \omega_r^2 (L_d^2 \cos^2 \theta_i + L_q^2 \sin^2 \theta_i) + \omega_r R_m (L_d - L_q) \sin 2\theta_i}{\omega_r R_m (L_d - L_q) \sin 2\theta_i}} \cdot i \quad (5)$$

식 (5)를 직선 근사식에 대입하여 L_d 에 대하여 정리하면, 다음과 같이 구하고자 하는 자기포화를 고려한 L_d 에 관한식이 구해진다.

$$L_d = \frac{V_0^2 + k_f V_0^2 + k_f^2 \omega_r L_{d0} R_m i^2 \sin \theta_i \cos \theta_i + L_{d0} \sqrt{B}}{V_0^2 - \omega_r^2 k_f^2 L_{d0}^2 i^2 \cos^2 \theta_i} \quad (6)$$

단,

$$\begin{aligned} B &= k_f^2 i^2 (2k_f^2 \omega_r^3 L_{d0}^2 L_q R_m i^2 \cos^3 \theta_i \sin \theta_i + k_f^2 \omega_r^2 L_{d0}^2 V_0^2 \cos^2 \theta_i \\ &\quad + \omega_r^2 L_{d0}^2 V_0^2 \cos^2 \theta_i + 2k_f \omega_r^2 L_{d0}^2 V_0^2 \cos \theta_i^2 + k_f^2 \omega_r^4 L_{d0}^2 L_q^2 i^2 \cos^4 \theta_i \\ &\quad + \omega_r^2 L_q^2 V_0^2 - \omega_r^2 L_q^2 V_0^2 \cos^2 \theta_i + 2k_f \omega_r L_{d0} R_m V_0^2 \sin \theta_i \cos \theta_i) \end{aligned}$$

$$+ 2\omega_r L_d R_m V_0^2 \sin \theta_i \cos \theta_i - k_f^2 \omega_r^4 L_d^2 L_q^2 i^2 \cos^2 \theta_i + R_m^2 V_0^2 - k_f^2 \omega_r^2 L_d^2 R_m^2 i^2 \cos^2 \theta_i - 2\omega_r L_q R_m V_0^2 \sin \theta_i \cos \theta_i$$

여기서, V_0 는 정격전압, L_d, L_q 는 정격시의 d축, q축의 인덕턴스이다. $L_d=29.1\text{mH}$, $L_q=11.9\text{mH}$, $k_f=0.68$ 이다.

또, SynRM은 d축 gap과 비교해서 q축 gap가 크고, 분명하게 L_q 의 자기포화에 의한 감소는 L_d 와 비교해서 작으므로, L_q 는 일정값으로 취급한다.

3. SynRM의 최대 토크 제어

위에서 구한 L_d 근사식과 토크 및 전류관계식에 의하여 포화의 영향을 수식으로 규명하였으며, 최대 토크를 발생시키는 입력 전류각(θ_i^*) 수식을 구하여, 최대 토크 제어의 SynRM 특성 파라미터를 최적화 시키도록 하였다.

3.1 토크와 전류 관계식

실제 기기에서 토크-속도 특성으로 주어진 동작점에서, 최대 토크 제어방법의 SynRM 특성 파라미터를 최적화 시키기 위해서는 입력 전류각(θ_i)를 결정하여야만 한다. 이를 위하여, 먼저 전압방정식과 토크식을 이용하여 토크 및 전류 관계식을 구한다.

그림 1의 dq축 벡터도의 전류관계식을 토크식에 대입하여 정리하면, 다음과 같이 포화를 고려하지 않은 토크식을 구할 수 있다.

$$\tau = \frac{3P}{4} \left\{ (L_d - L_q) \frac{\sin 2\theta_i}{2} - \frac{R_m}{\omega_r} \right\} i^2 \quad (7)$$

또, 입력 전류의 크기는 다음과 같이 된다.

$$i = \sqrt{\frac{8}{3P} \frac{\omega_r \cdot \tau_{em}}{\omega_r (L_d - L_q) \sin 2\theta_i - 2R_m}} \quad (8)$$

이때, 식(8)에서 전류를 최소로 하는 값은 $\theta_i = \pi/4[\text{rad}]$ 이다. 포화를 고려하였을 때의 전류와 토크식은 앞에서 구한 L_d 근사식을 고려하면 구할 수 있다. 위의 식에서, $\theta_i^* = \pi/4[\text{rad}]$ 일 때 정지하는 것을 제외하고, 이상적인 경우가 아니라면, $\theta_i^* > \pi/4[\text{rad}]$ 이 되는 것은 명백하다.

최적 전류 입력각(θ_i^*)에 대한 포화의 영향과 토크의 경향을 검토하기 위하여, 식 (6)을 토크식 (7)에 대입하여 전류각에 대한 토크 크기를 구하였고, 결과는 그림 3과 같다. 포화를 고려한 경우와 포화를 고려하지 않은 경우의 두 가지에 대하여, 3개의 전류값에 대한 토크의 궤적을 구하였다. 그림에서, 점선은 포화를 고려하지 않은 경우이고, 실선은 포화를 고려한 것이다. 보다 큰 토크에서 최적 전류입력각(θ_i^*)에 대한 포화의 영향은 더 크고, 따라서, $\pi/4[\text{rad}]$ 으로부터 θ_i^* 의 변화가 더 커짐을 알 수 있다. 즉, 작은 토크에서는 포화의 영향 및 θ_i^* 의 변화가 작아지고, 그 영향을 무시할 수도 있다고 말할 수 있다. 포화에 따른 θ_i^* 의 증가는 L_d 의 감소로 설명할 수 있고, 따라서, 필요한 토크를 발생시키기 위해서는 더 많은 i_{qs} 전류가 필요하게 됨을 확인할 수

있다. 여기서 정격 전류에 대한 기기 토크 성능의 한계를 결정할 수 있고, 포화의 영향을 이해할 수 있다. 그림에서 전류가 일정할 때 포화의 영향으로 토크가 하락함을 알 수 있다.

3.2 최적 입력 전류각

식 (8)에서 최적 입력전류각 θ_i^* 를 구할 수 있으나, 결과식은 수식적으로 매우 복잡하여 θ_i^* 에 대한 근사 수식을 구하기가 불가능하게 된다. 포화와 철손을 고려하지 않을 경우, 토크가 최대가 되는 각도는 $\theta_i = \pi/4[\text{rad}]$ 이다. 따라서, 포화와 철손을 고려한다면 θ_i^* 을 $\pi/4[\text{rad}]$ 보다 크게 하지 않으면 안 된다. 최대 토크를 발생시키는 전류각을 구하기 위해서, 토크식 (7)에 포화 근사식 (6)을 대입하고 $\theta_i > \pi/4[\text{rad}]$ 임을 고려하여, $d\tau/d\theta_i=0$ 를 풀면 다음과 같이 구해진다.

$$\theta_i^* = \tan^{-1} \sqrt{\frac{2\{v_0^2(L_d - L_q + k_f L_d) + (1 + k_f)k_f^2 \omega_r^2 L_d^3 R_m i^2\}}{v_0^2(L_d - L_q + k_f L_d) + k_f^2 \omega_r^2 L_d^2 L_q R_m i^2}} \quad (9)$$

여기서, 포화를 고려하지 않거나 $R_m=0$ (철손 무시) 또는 $\omega_r=0$ (정지)인 경우에 최적 전류각은 $\pi/4[\text{rad}]$ 가 됨을 확인할 수 있다.

그림 4는 포화를 고려하고, 입력 전류를 25[A]로 하였을 때, 3개의 철손저항을 변화시켜 속도에 대한 최적 전류각의 궤적을 그린 것이다. 철손저항의 존재로 최적 전류각은 속도의 영향을 받게되고, 같은 속도에서 철손저항이 클수록 최적 전류각도 커짐을 알 수 있다. 또, 속도의 증가에 따라서 최적 전류각에 대한 철손저항의 영향은 커지므로, 고속 영역에서는 무시할 수 없게 된다.

그림 5는 최적 전류각으로 동작할 때의 기기 출력 성능을 알아보기 위하여, 속도에 대한 최대 토크의 궤적을 구한 것으로 포화를 고려하였다. 이 그림은 그림 4와 밀접한 관계에 있다.

그림 4와 5에서 속도가 증가함에 따라, 철손 저항이 증가하므로, 낮은 속도 보다는 높은 속도에서 철손 저항의 영향이 증대됨을 확인할 수 있다. 속도와 함께 철손 저항이 증가하면, 최적전류각도 증가하나, 최대토크는 감소함을 알 수 있다. 두 그림에서 모든 곡선은 속도가 0인 경우 모두 출발점이 같으며, 최적 전류각과 최대 토크에 대한 곡선의 기울기는 철손저항이 크면 크게 된다. 따라서, 속도가 증가할수록 철손저항의 영향이 매우 커짐을 알 수 있다.

그림 6은 회전 각속도가 377[rad/s]이고, 최적 전류각으로 운전할 때, 입력전류가 0에서 정격전류까지 변하는 동안의 최대 토크를 구한 것으로, 넓은 출력 범위에 걸쳐서 기기가 동작할 때, 기기의 토크 성능에 대한 포화와 철손 저항의 영향을 비교해볼 수 있다. 그림에서, 점선은 포화를 고려하지 않은 경우이고, 실선은 포화를 고려한 것이다. 실선과 점선을 비교하여 보면, 철손 저항이 없는 경우에는 두 곡선이 낮은 전류에서 잘 일치한다. 이것은 이 범위에서, 최대토크의 변화가 포화의 영향을 받지 않고, 주로 철손 저항의 영향을 받는다는 것을 말한다. 또, 이 이상으로 전류가 증가하면 철손저항 보다 포화의 영향이 커져 곡선들의 차이가 더 커지게 됨

을 알 수 있다.

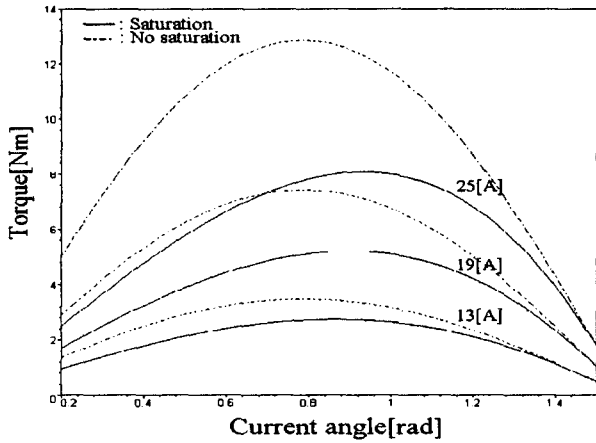


그림 3 토크 - 전류각 특성
Fig. 3 Test machine torque at various current angles for constant currents

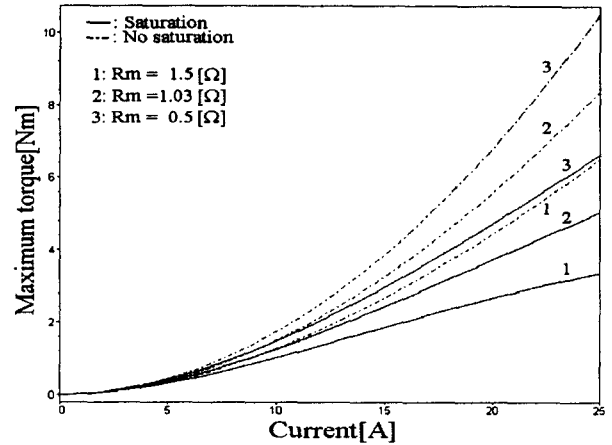


그림 6 최대 토크 - 전류 특성
Fig. 6 Maximum torque at various currents

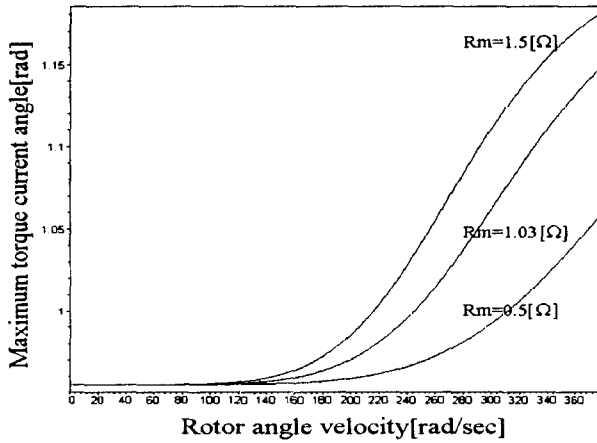


그림 4 최대 토크 전류각 - 속도 특성
Fig. 4 Maximum torque current angle at various speeds and 25A

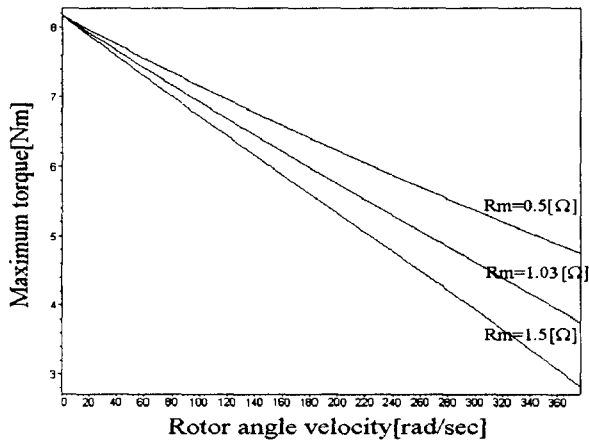


그림 5 최대 토크-속도 특성
Fig. 5 Maximum torque at various speed and 25A

실험용 기기에서, 최적 전류각은 정격 범위 내에서 $\theta_i^* = 53^\circ \sim 63^\circ$ 의 범위를 갖을 것으로 추정된다.

4. 실험 결과 및 고찰

4.1 구동 시스템의 구성

그림 7은 실험에 사용된 SynRM 구동 시스템의 구성을 보여준다. 이 시스템은 SynRM, 전압형 인버터, 가변 전압 직류전원과 이것을 제어하는 제어회로로 되어 있다. 피드백 루프에는 모두 PI 제어를 사용하였다. 디지털 제어기로는 TMS320C-32-50MHz를 장착한 일본 MyWay(기연)의 DSP 시스템을 사용하였다. 사용한 DSP의 A/D부 동작시간은 2.0 $[\mu s]$ 이며, D/A부 동작시간은 4.5 $[\mu s]$ 이다. 인버터의 지령은 공간벡터변조기법(SVPWM)을 적용하여 발생시켰으며, 샘플링주기는 100 $[\mu s]$ 로 계산하였다.

그림 7에서, MTC 블록은 앞에서 구한 수식을 이용하여, SynRM에서 필요로 하는 토크를 발생시키기 위한 dq전류를 계산하여, 그 값을 전류 PI 제어기에 입력되어 SVPWM 패턴을 만드는데 사용된다.

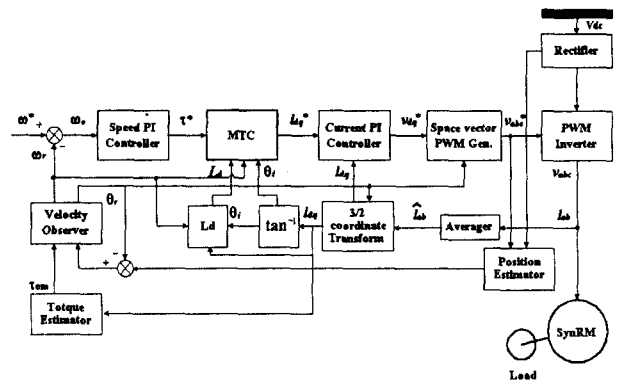


그림 7 실험에 사용한 구동 시스템의 블록도
Fig. 7 Test system overall block diagram

본 실험에 사용된 알고리즘은 부동 소수점 산술을 이용하여 완전히 소프트웨어로 구현하였다.

실험에 사용된 기기는 유도전동기에서 회전자를 떼어내고 고정자만을 사용하였다. 회전자는 직접 제작한 것을 사용하였다. 표1은 실험에 사용된 기기의 파라미터이다.

표 1 실험에 사용한 기기의 파라미터

Table 1 Experimental parameter

정격출력	3.5[kW]	직축인덕턴스	0.0291[H]
정격전압	3상 220[V]	횡축인덕턴스	0.0119[H]
정격전류	16 [A]	고정자 저항	1.3[Ω]
극수	2	철손 저항	1.03[Ω]

4.2 실험 결과

다음은 실험용 SynRM에 대하여 암페어 당 최대 토크 제어 알고리즘을 사용하여 구한 실험 결과이다. 토크 과도 응답은 오실로스코프에 직접 기록할 수 없으나, 토크식을 이용한 계산에 의하여 구하였다.

그림 8은 실험에 사용된 속도 지령과 실측된 속도 값이다. 대상 SynRM은 고속 회전용으로 사용하기 위한 목적이 있으므로, 속도 지령은 가감속 기간 4[sec], 정속 기간은 2[sec]의 경사를 주었고, 0[rpm]을 중심으로 양방향으로 ±3600[rpm] 사이에서 실험이 이루어지도록 하였으며, 정회전에서 역회전으로 반전을 주었다. 실측된 속도 응답을 관찰하면 가감속 기간 중에 지령치에 비교적 양호한 속도제어가 이루어짐을 알 수 있다.

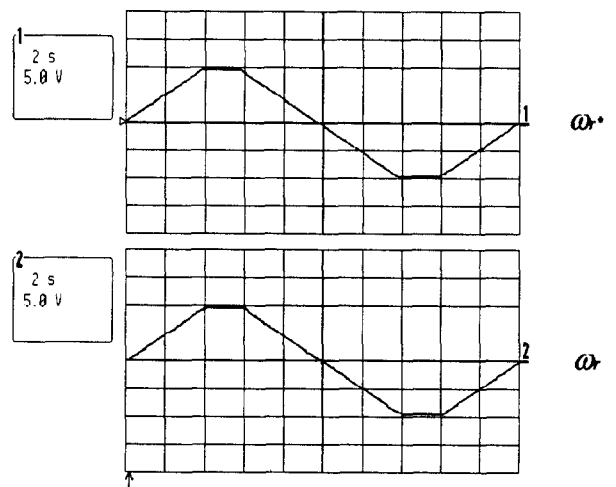
그림 9는 그림 8과 같은 속도 지령치를 주었을 때, 실험 기기에 입력되는 상전류이다. 정상 속도에 도달하기 직전으로 최대 약 8[A]정도가 되었다. 가감속시에는 정상속도보다 큰 토크가 필요하므로 최대 약 35[A]정도의 큰 전류가 입력되고, 정상 속도에서는 일정한 토크가 필요하므로 약 5[A] 정도의 적은 전류가 입력되었다. 전반적으로 기대치보다 약간 많은 전류가 흐르는데, 이는 기기의 이너서 및 마찰에 영향을 받은 것으로 예상된다.

그림 10은 전 속도 구간에서의 i_d 전류와 i_q 전류의 파형이다. 가감속 기간은 포화의 존재가 철손을 지배하여 그림 11(b)에서와 같이 최적 전류각은 증가하게 되고, 포화상태에서 모터의 회전속도가 감소하는 동안에는 브레이크를, 역전에서는 기동시와 마찬가지로 기동을 위해 큰 토크가 필요하게 되어, 속도 반전 전후로 매우 큰 전류가 들어가는 것을 볼 수 있다. 최적 전류각이 55° 가 넘음은 모터가 반전하는 순간의 i_d 와 i_q 전류 크기를 비교하여 보면 확인할 수 있다.

그림 11(a)는 전 속도 구간에서의 계산된 토크 파형을 보여준다. 토크 특성은 앞에 언급한 것처럼 측정된 것이 아니고, 모델링한 수식을 사용하여 추정된 파라미터와 상전류의 계측으로부터 유도하였다. 토크특성 그림과 전류 그림에서 가감속시는 속도를 추종하기 위하여 토크를 필요로 하므로 전류와 토크 맥동은 정지 상태의 것과 비교해서 훨씬 큰 것을 볼 수 있다.

그림 11(b)는 계산된 최적 전류각의 파형이다. 그림을 보

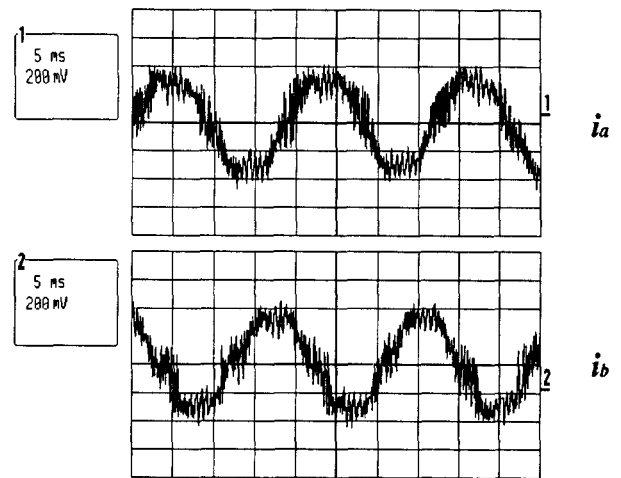
면 가감속 기간에는 약 58° 이고, 정속 기간에는 약 55° 근처의 일정한 값을 유지하고 있음을 보여준다. 여기서, 포화 및 철손의 영향으로 최적 전류각이 포화 및 철손을 고려하지 않은 이상적인 최적값인 45° 보다 커졌음을 알 수 있다. 정속기간에서 i_q 전류가 i_d 전류보다 약간 큰 데, 이것은 i_d 전류가 i_q 전류의 그림을 비교해보면 바로 확인할 수 있다. 가감속 기간 동안에 기기는 완전히 포화되므로 i_d 전류가 i_q 전류보다 더 크고, 포화가 존재하는 기기의 토크를 최대로 하기 위하여 전류각은 약 58° 로 증가한다. 가감속 기간중에 예상보다 큰 최적 전류값이 나타나지 않은 이유는 속도가 경사지게 증가하면서 저속에서는 필요로 하는 전류는 크나, 정상 속도에 도달할 즈음에는 필요로 하는 전류가 적어지기 때문인 것으로 해석된다.



speed: 2000[rpm/div], time: 2[sec/div]

그림 8 속도 지령치와 실측 속도응답

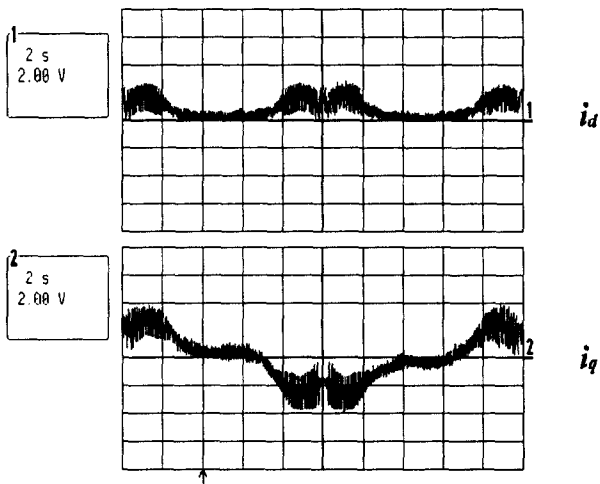
Fig. 8 Speed performance while varying the speed reference between ±3600rpm: upper: Speed reference waveform, lower: Speed response waveform



ia, ib: 5[A/div], time: 5[ms/div]

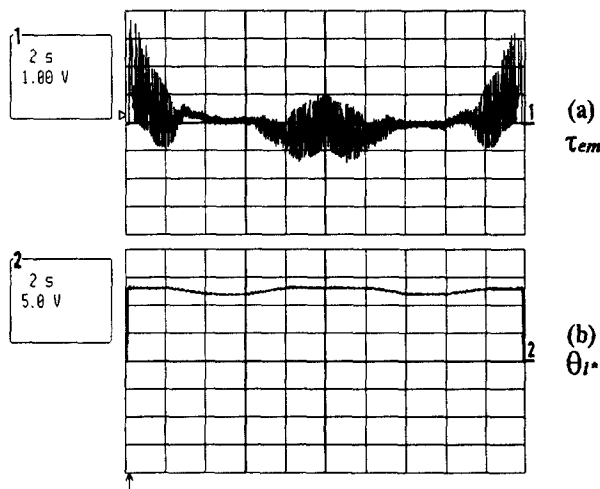
그림 9 상전류(ia, ib)

Fig. 9 Phase current(ia, ib) response waveform



$i_d, i_q: 20[A/div], time: 2[sec/div]$

그림 10 전 속도 구간에서의 dq전류 특성
 Fig. 10 dq current (i_d, i_q) response waveform over a changing speed reference between ± 3600



$\tau_{em}: 10[Nm/div], \theta_i^*: 22.5[deg/div], time: 2[sec/div]$

그림 11 전 속도 구간에서의 특성: (a) 토크, (b) 최적전류각
 Fig. 11 Performance while varying the speed reference between ± 3600 rpm: (a) Torque, (b) Optimal current angle

이상과 같은 실험 결과에서, 기기는 넓은 범위에 걸쳐서 비교적 효과적으로 제어되었음을 확인하였다. 최적 전류각은 기기 속도와 전류의 크기에 영향을 받았으며, 포화 및 철손의 영향 때문에 이상적인 전류각 45° 로부터의 변화가 발생함을 알 수 있었다. 포화된 dq모델로부터 최적 전류각에 대한 예측은 전 속도 범위에 걸쳐서 정확하였으나, 최대 토크의 추정 정밀도는 비교적 낮았다. 또한, 고속으로 기기를 구동하기 위해서는 포화는 물론 철손의 영향을 무시해서는 안됨을 확인할 수 있었다.

5. 결 론

본 논문에서는 고속 회전용으로 적합한 특성을 가진 돌극형 SynRM에 대하여 다음과 같은 점을 밝혔다.

(1) 기존의 고정자 철손을 고려하는 방법과는 달리, 등가 인덕턴스에 직렬로 등가철손저항이 삽입되는 모델에 대하여 자기 포화를 고려하여 관련 수식을 유도하고, 포화와 철손의 영향을 해석적으로 검토하였다.

(2) 최대 토크 전류각의 수식을 구하여 최적화 시킨 SynRM의 특성 파라미터의 관계를 규명하였다.

(3) 구해진 최대 토크 전류각을 적용하여, 실험을 통해서 최대 토크 제어가 양호하게 이루어짐을 확인하였다.

추후로, SynRM의 역률 및 효율 개선, 최적 토크변화율 등 특성 향상과 개선된 센서레스 제어 등에 대하여 검토할 예정이다.

참 고 문 헌

- [1] 深尾 正, 千葉 明, 松井幹彦, "超高速リラクタンス電動機閉ループ制御の一方式", 電學論D, 107卷2号, pp.271~278, 昭62.
- [2] Akira Chiba, Tadashi Fukao, "A Closed-Loop Operation of Super High-Speed Reluctance Motor for Quick Torque Response", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.28, No.3, May/June 1992.
- [3] 백동기, 성세진, "고속 동기 릴럭턴스 전동기의 비간섭벡터제어", 조명·전기설비학회논문지, 12권 4호, pp.128~135, 1998.
- [4] Min-Tae Kim, Hang-Shin Jo, Se-Jin Seong, Tong-Ki Paek, "Speed Control of High Speed Synchronous Reluctance Motor by Vector Control", ICPE98, pp.742~747, 1998.
- [5] A.Vagati, T.A. Lipo, I.Bolea et. al. Synchronous reluctance motors and drives-a new alternative. Tutorial Presented at the 29th IEEE IAS Annual Meeting, October 1994.
- [6] I.Bolea, Reluctance Synchronous Machines and Drives, Clarendon press · Oxford, 1996
- [7] L.Xu, X.Xu, T.A. Lipo and D.W.Novotny, "Vector Control of a Synchronous Reluctance Motor Including Saturation and Iron Loss", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.27, No.5, pp.977-985, May/June 1992.
- [8] R.E.Betz, "Aspects of the Control of Synchronous Reluctance Machines Including Saturation and Iron Losses", Annual Meeting IEEE-IAS, Houston USA, pp.456-463, October 1992.
- [9] 千住 智信, 面田 晶宏, 上里 勝實, "固定子鐵損を考慮したリラクタンスモータの高效率制御", 電氣學會研究資料, RM-97-16, pp55~60, 1997
- [10] 上里 勝實, 千住 智信, 友利 好克, "固定子鐵損を考慮したリラクタンスモータのモデル化とパラメータ測定法"

", 電學論D, 114卷9号, pp.855~861, 平成6年.

- [11] M.G.Jovanovic, R.E.Betz, "Maximum Torque Control of a Sensorless Synchronous Reluctance Motor Drive", IEEE-ISA, Annual Meeting, New Orleans, Louisiana, October 5-9, 1997.

저 자 소 개



백 동 기 (白童基)

1957년 9월 3일생. 1984년 전북대 공대 전기공학과 졸업(학사). 1992년 충남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 박사과정 수료. 1984년~1986년 LG 전자 근무. 1986년~1993년 한국 기계연구원 근무.

1993년~현재 주성대학 전기전자통신공학부 부교수

Tel : 0431-210-8202

E-mail : ptk@ns.jsc.ac.kr



황 영 성 (黃永成)

1949년 11월 25일생. 1972년 홍익대 전기공학과 졸업(학사), 1991년 연세대 대학원 전기공학과 졸업(석사), 1998년 충남대 대학원 박사과정 수료, 현재 국방과학연구소 책임연구원/팀장

Tel : 042-821-3325



김 민 태 (金民太)

1972년 9월 15일생. 1997년 군산대 공대 전기공학과 졸업(학사), 1999년 충남대 대학원 전기공학과 석사과정 수료

Tel : 042-821-7603

E-mail : mtkim@smeps.ee.chungnam.ac.kr



성 세 진 (成世鎭)

1948년 7월 15일생. 1973년 서울대 공대 공업교육과 졸업. 1975년 동 대학원 졸업(석사). 1988년 일본 동경공업대 대학원 졸업(공학). 현재 충남대 전기공학과 교수

Tel : 042-821-56 54