

철손을 고려한 동기형 릴럭턴스 모터의 벡터제어

*김길환, *이중호, **김정철, *현동석

*한양대학교 전기공학과, **LG전자 리빙시스템 연구소

Vector Control Scheme of Synchronous Reluctance Motor Considering Iron Loss

*Kil-Hwan Kim, *Jung-Ho Lee, **Jung-Chul Kim, and *Dong-Seok Hyun

*Dept. of Electrical Engineering, Hanyang University, Seoul 133-791, KOREA

**LG Electronics Co., Living System Lab., Seoul 153-023, KOREA

Abstract

In general, Vector control of synchronous reluctance motor (SynRM) is performed under the assumptions that all the parameters are constant and magnetizing flux saturation and iron loss effect can be negligible. Under these assumptions, however, torque nonlinear characteristic can be a possible performance deterioration when precision torque control is needed and operating speed is high.

This paper proposes the method, in the Synchronous Reluctance Motor (SynRM), which select appropriate stator d,q-axis currents that the influence of iron core loss on the developed torque can be minimized, and shows that the proposed method is comparable to the algorithm which compensates the iron core loss effect.

I. 서론

일반적으로 동기형 릴럭턴스 모터(SynRM)는 구조가 간단하고 견고하며 동기속도로 회전하기 때문에 제어기의 구성이 간단하며 회전자 손실이 거의 없어서 효율면에서 기타 3상 모터에 비해 우수한 특성을 가지고 있다. 또한 d축과 q축의 인덕턴스의 차($L_d - L_q$)나 비(L_d/L_q)를 크게 함으로써 유도기에 비해 토크특성이나 역율을 개선시킬 수 있기 때문에 회전자 설계에 관한 연구가 활발히 이루어지고 있다[1][2].

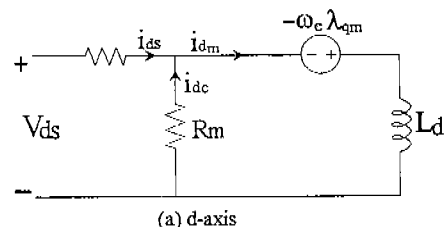
3상 모터의 벡터제어는 일반적으로 파라미터들이 일정하고 자속의 포화나 철손의 영향을 고려하지 않은 이상적인 경우를 가정하는 것이지만, 자속기준제어시 정확한 토크등의 동작특성을 필요로 할 때에는 반드시 고려 되어야 한다. 모터의 파라미터들이 일정하다는 가정하에서도 벡터제어시 토크의 비선형 특성이 나타나는 이유는 고정자의 전류성분 즉 자속성분과 토크성분이 서로 간섭이 없이 직접적으로 각각 자속이나 토크제어에 이용될 수 있다는 이상적인 일반적 모델링에서는 철손에 의해서도 발생하는 위의 두 전류성분(d-q축 전류)간의 간섭을 고려하지 않기 때문이다. 다시 말해 입력되는 고정자 전류가 그대로 모터의 동작특성을 결정짓는 자화전류성분들이라고

볼 수 없기 때문이다.

이에 따라 최근 철손이 벡터제어에 미치는 영향을 다룬 논문들이 발표 되었는데, E.Levi 와 G.O. Garcia 는 유도기에서 그 영향을 다루고 수정된 제어기를 설계하였으며[3][4], Longya Xu는 SynRM에서 그 영향과 전류 관측기를 통해 이를 보상한 제어 방법을 제시하였다[5]. 한편 R.E. Betz는 자속포화와 철손이 최대토크운전이나 최대효율운전, 최대토크변화율 운전 에 미치는 영향을 분석했다[6]. 그러나 위의 연구들은 철손에 의해 발생하는 토크의 비선형 특성을 개선하기 위해 보상 알고리즘을 추가하는 방법을 취하였으나 측정된 철손 등가저항이 필요하고 또 Longya Xu의 경우는 실제 토크에 기여하는 전류성분을 얻어 내기 위해 전류 관측기를 구성 해야 하는 단점을 지니고 있다.

따라서, 본 논문에서는 그림12의 회전자 구조를 가진 SynRM이 철손을 고려하지 않고 고정자 입력전류 성분(i_{ds}, i_{qs})에 의해 직접 제어된다는 이상적인 상황을 가정할 때 실제 발생하는 토크의 왜곡현상을 정량적으로 분석하고 간단한 보상 방법 및 보상을 통하지 않더라도 일정 토크 입력시 d-q축 전류 사이의 간섭이 발생 토크에 미치는 영향이 평균적으로 최소가 되게 하는 고정자 입력 d,q 축 전류를 제안된 전류비(i_{qs}^* / i_{ds}^*)를 통해 선정하면 개선된 선형적인 토크특성을 얻을 수 있음을 보인다. 아울러 제안된 방법의 타당성을 검증하기 위해 그림9와 같은 TMS320C31 이 장착된 실험장치를 구성하고 실험을 수행하였다.

II. 철손을 포함한 SynRM의 모델링



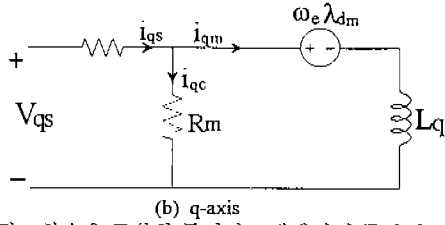


그림 1. 철손을 포함한 동기좌표계에서의 등가회로

등가 모델을 바탕으로 SynRM의 전압방정식과 토크 식을 동기축에서 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} v_{ds} &= R_s i_{ds} + L_d \frac{di_{dm}}{dt} - \omega_e \lambda_{qm} \\ v_{qs} &= R_s i_{qs} + L_q \frac{di_{qm}}{dt} + \omega_e \lambda_{dm} \\ i_{ds} &= i_{dm} - i_{dc} \\ i_{qs} &= i_{qm} + i_{qc} \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{3}{2} \frac{p}{2} (L_d - L_q) i_{dm} i_{qm} \\ &= \frac{3}{2} \frac{p}{2} (L_d - L_q) (i_{ds} + i_{dc})(i_{qs} - i_{qc}) \end{aligned} \quad (2)$$

그리고 정상상태에서는,

$$\begin{aligned} i_{dc} &= \frac{\omega_e \lambda_{qm}}{R_m} = \frac{\omega_e L_q i_{qm}}{R_m} \\ i_{qc} &= \frac{\omega_e \lambda_{dm}}{R_m} = \frac{\omega_e L_d i_{dm}}{R_m} \end{aligned} \quad (3)$$

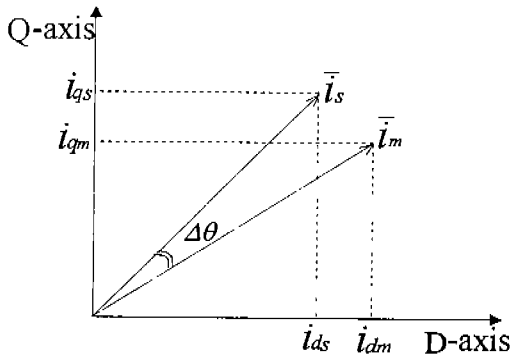


그림 2. 전류벡터 \vec{i}_s 와 \vec{i}_m 사이의 전류벡터각 오차

(1), (2), (3)에서 보듯이 토크 발생에 직접적인 영향을 미치는 i_{dm} , i_{qm} 는 입력 고정자 전류 i_{ds} , i_{qs} 와는 다르고 그림 2 처럼 두 전류벡터 사이에 오차각을 유발시킨다. i_{dm} 과 i_{qm} 에는 각각 i_{qm} , i_{dm} 가 포함되어 있어서 이에 따라 발생하는 두 성분 사이의 부가적인 간섭은 정확한 토크제어를 어렵게 만들며 그림 3(d)의 시뮬레이션 결과는 이 두 성분의 간섭현상을 보여준다.

III. 시뮬레이션 결과 및 토크 왜곡

철손 등가저항 R_m 을 포함한 SynRM의 시뮬레이션은 표 1에 보여진 파라미터를 바탕으로 하고 있다. 그

림 4는 기본 시스템의 구성도이며 PWM 방법으로는 공간벡터 변조법(SVPWM)이 사용되었다. 전류 제어는 매 $250 \mu\text{sec}$ 마다 행해졌다

그림 3의 시뮬레이션 결과에서도 알 수 있듯이 토크 발생에 직접 관계된 i_{dm} 과 i_{qm} 이 철손 등가저항에 흐르는 전류에 의해서로 간섭을 일으키고 모터의 입력 전류인 \vec{i}_s 를 제어한 결과 일정한 토크가 발생하지 않는 비선형 특성을 나타냈다. 즉 i_{ds} 와 i_{qs} 는 지령치 전류를 잘 추종하고 있지만 실제 토크에 기여하는 i_{dm} 과 i_{qm} 과는 오차가 있음을 알 수 있다.

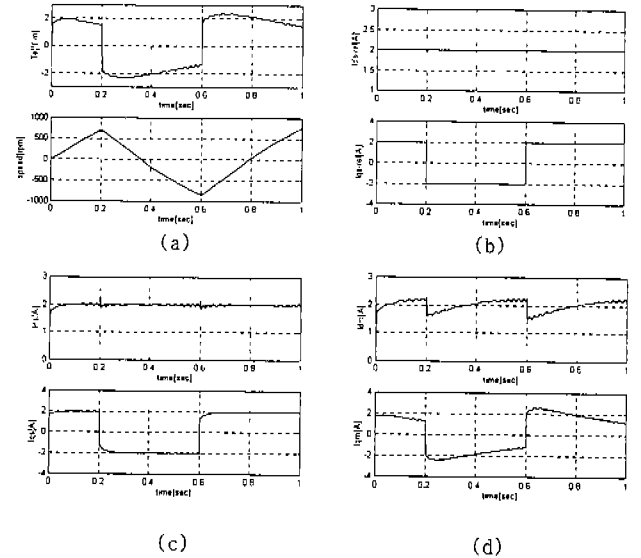


그림 3. 철손 보상이 없는 경우의 시뮬레이션 결과 (a) 토크와 속도 응답 (b) 고정자 d,q축 전류지령치 (c) 고정자 d,q축 전류 응답 (d) 실제로 토크응답에 영향을 미치는 d,q축 전류성분

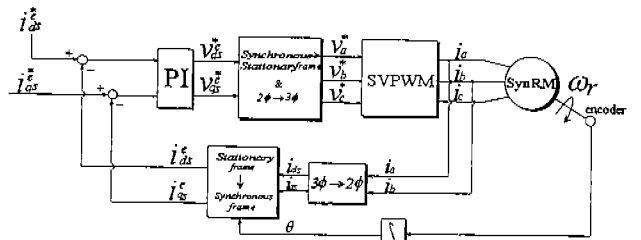


그림 4. 제어 시스템 구성도

IV. 토크 왜곡 특성의 정량적 해석

정상상태에서 철손이 무시 되었을 때와 철손이 고려 되었을 때 발생하는 토크를 정량적으로 해석하기 위해 $\%e_{\text{torque}}$ 를 다음과 같이 정의한다.

$$\%e_{\text{torque}} = \frac{T_{e-iron} - T_e}{T_{e-iron}} \times 100 [\%] \quad (4)$$

여기서,

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{p}{2} (L_d - L_q) i_{ds} i_{qs} \quad (5)$$

$$T_{e-iron} = \frac{3}{2} \frac{p}{2} (L_d - L_q) i_{dm} i_{qm}$$

T_e 와 T_{e-iron} 는 각각 철손이 무시 되었을 때와 고려

되었을 때의 발생 토크를 나타낸다.

(5)를 (4)에 대입하면,

$$\%e_{torque} = \left(1 - \frac{i_{ds} i_{qs}}{i_{dm} i_{qm}} \right) \times 100 \quad (6)$$

또, (1) 과 (3)을 (6)에 대입하면 ω_e 가 포함된 다음의 식을 얻을 수 있다.

$$\%e_{torque} = \left[1 - \frac{i_{ds} i_{qs}}{\left[\frac{1}{1 + \frac{\omega_e^2 L_d L_q}{R_m^2}} \right]^2 \left[-\frac{\omega_e L_d}{R_m} i_{ds}^2 + \frac{\omega_e L_q}{R_m} i_{qs}^2 + \left[1 - \frac{\omega_e^2 L_d L_q}{R_m^2} \right] i_{ds} i_{qs} \right]} \right] \times 100 \quad (7)$$

여기서, $i_{ds} i_{qs} = \text{constant}$

일정 토크입력(여기서는 2.17N.m)에서 ω_e 와 i_{ds} 변화에 따른 백분율 토크 오차($\%e_{torque}$)를 그림5에 나타내었다. 그림에서 알 수 있는 바와 같이 속도(ω_e)가 증가함에 따라 점차 철손의 영향이 커지게 되며 i_{ds} 가 1.6[A]일때 평균적으로 철손이 토크 오차에 미치는 영향이 가장 적게 나타났다.

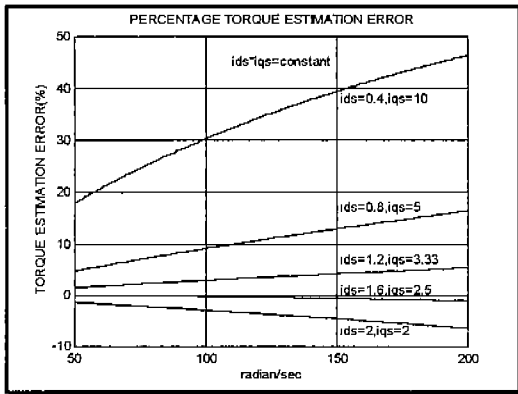


그림 5. 속도와 i_{ds} 에 따른 토크 오차

V. 간단한 보상 알고리즘을 이용한 토크 특성 개선

그림5에서 보듯이 고속 영역에서는 철손의 영향을 무시할 수 없기 때문에 이를 보상하기 위한 방법이 필요하다. 토크 특성을 개선 시키기 위한 간단한 알고리즘을 얻기 위해 식 (8)을 변형, 적용하였으며 이는 식 (1), (3)에서 얻어졌다.

$$i_{ds} = i_{dm} - \frac{\omega_e L_d i_{qm}}{R_m}, i_{qs} = i_{qm} + \frac{\omega_e L_d i_{dm}}{R_m} \quad (8)$$

식(8)로부터 i_{dm}^* 과 i_{qm}^* 를 이용해 새로운 지령치 i_{ds}^* 과 i_{qs}^* 를 얻었고 이를 그림 6의 전체 시스템 구성도에 나타냈다. 아울러 L_d 의 포화 특성을 고려하기 위해 L_d 의 포화 곡선테이블이 포함되었다. 그림 7의 시뮬레이션 결과에서도 알 수 있듯이 그림 3(a)의 보상을 통하지 않은 토크 응답특성에 비해 상당한 토크특성의 개선이 이루어졌다.

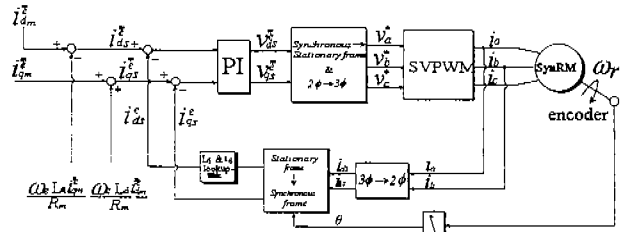


그림6. 보상을 위한 간단한 시스템 구성도

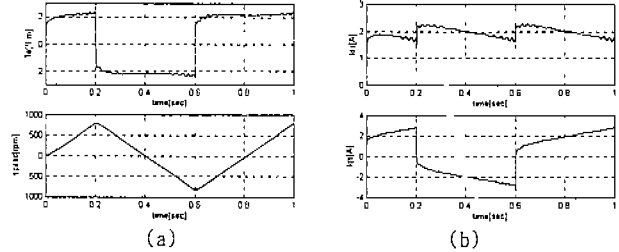


그림7. 보상알고리즘이 추가된 SynRM의 시뮬레이션 결과
(a) 토크와 속도 응답 (b) 고정자d,q축 전류 응답
(c) 실제로 토크응답에 영향을 미치는 d,q축 전류성분

VI. 전류비 (i_{qs}^* / i_{ds}^*) 산정법과 시뮬레이션

그림5에서 알 수 있듯이 앞의 방법처럼 철손을 보상하는 알고리즘을 사용하지 않더라도 일정 토크입력시 적당한 d,q축의 전류비를 산정하게 되면 토크의 왜곡을 평균적으로 줄일 수 있는데, 여기서는 그 전류비를 산정하는 방법을 제시하고 시뮬레이션을 통해 타당성을 입증하고자 한다. 시뮬레이션은 그림4의 시스템 구성을 그대로 이용하였다.

식(7)을 다시 쓰면,

$$\%e_{torque} = \left[1 - \frac{1}{\left[\frac{1}{1 + \frac{\omega_e^2 L_d L_q}{R_m^2}} \right]^2 \left[-\frac{\omega_e L_d}{R_m} i_{ds}^2 + \frac{\omega_e L_q}{R_m} i_{qs}^2 + \left(1 - \frac{\omega_e^2 L_d L_q}{R_m^2} \right) i_{ds} i_{qs} \right]} \right] \times 100$$

$$= \left[1 - \frac{1}{\left[\frac{1}{1 + \frac{\omega_e^2 L_d L_q}{R_m^2}} \right]^2 \left[\frac{\omega_e}{R_m} \left[-L_d \frac{i_{ds}^2}{i_{qs}} + L_q \frac{i_{qs}}{i_{ds}} + \frac{R_m}{\omega_e} - \frac{\omega_e L_d L_q}{R_m} \right] \right]} \right] \times 100 \quad (9)$$

(9)에서 분모는 다음을 통해 간략화 될 수 있다.

$$\frac{\omega_e L_d L_q}{R_m} \approx 0, -L_d \frac{i_{ds}}{i_{qs}} + L_q \frac{i_{qs}}{i_{ds}} = K \quad (10)$$

$$\text{denominator} = \left[\frac{1}{1 + \frac{\omega_e^2 L_d L_q}{R_m^2}} \right]^2 \left(\frac{\omega_e}{R_m} \right) \left(K + \frac{R_m}{\omega_e} \right) \quad (11)$$

만일 ω_e [rad/sec]가 정격속도 범위 안에 있다면,

$$1 / \left(1 + \frac{\omega_e^2 L_d L_q}{R_m^2} \right) \approx 1 \quad (12)$$

(10)과(12)를 (11)에 대입함에 의해 (11)은 다음과 같이 간략화 될 수 있다.

$$(11) = I^2 \cdot \left(\frac{\omega_e}{R_m} \right) \cdot K + 1 \quad (13)$$

만일 식(13)이 1에 가까워지면 (9)에서 % C_{torque} 는 0에 근접할 수 있으며 여기서 다음과 같은 관계가 얻어진다.

$$\therefore K = 0, -L_d \frac{i_{ds}}{i_{qs}} + L_q \frac{i_{qs}}{i_{ds}} = 0, \sqrt{\frac{L_d}{L_q}} = \frac{i_{qr}}{i_{ds}} \quad (14)$$

$$i_{ds} \cdot i_{qs} = \text{constant} \quad (15)$$

(14),(15)식을 통해 주어진 토크가 일정할 때 철손의 영향이 발생 토크에 미치는 영향이 평균적으로 최소가 되는 고정자 전류성분 i_{ds}, i_{qs} 를 계산할 수 있다. 그림8은 제안된 방법에 의한 고정자 전류성분을 산정해서 시뮬레이션을 행한 결과를 보여 준다. 여기서 i_{ds} 와 i_{qs} 의 전류는 식 (14)에 의해 각각 1.6[A]와 2.5[A]로 산정되었다. 이 결과에서도 알 수 있듯이 철손보상을 통하지 않더라도 그림3(a)와 비교시 개선된 토크 특성이 나타남을 알 수 있다.

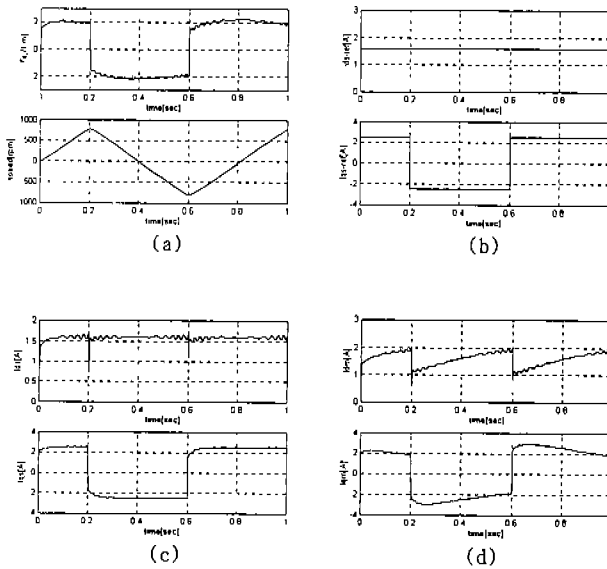


그림8. 제안된 방법에 의해 전류를 선정시의 시뮬레이션 결과 (a) 토크와 속도 응답 (b) 고정자 d,q축 전류지령치 (c)고정자 d,q축 전류 (d) 실제로 토크응답에 영향을 미치는 d,q축 전류성분

VII. 실험 결과

제안된 방법의 타당성을 검증하기 위하여 그림9와 같은 TMS320C31 DSP 제어보드와 전력회로를 구성하였다. 실험시 토크 지령치는 2.17[Nm]이며 이

값을 낼 수 있는 두 가지 경우 즉 고정자 d,q축 전류를 각각 2[A], 2[A]로 설정하였을 때와 제안된 방법에 의해 계산된 d,q 축 전류 1.6[A], 2.5[A]로 선정하였을 때의 속도 파형 비교를 통해 토크 특성을 관찰하였다. 실험결과 그림 10과 11에서 알 수 있듯이 제안된 전류비에 의해 고정자 d,q축 전류를 산정하면 토크의 비선형 특성이 실제로 개선될 수 있었다.

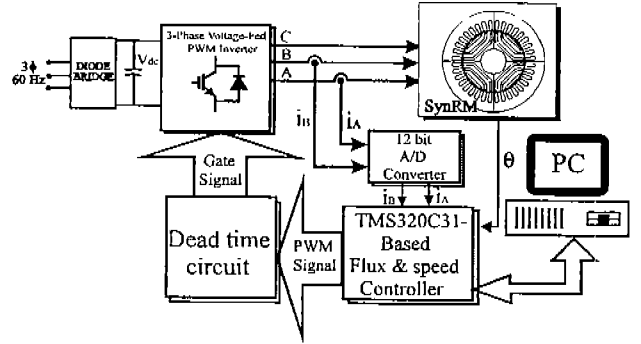


그림9. 실험 장치 구성도

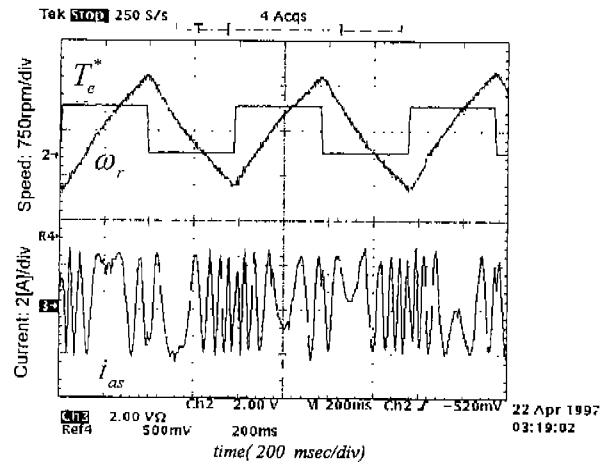


그림 10(a) 고정자 입력 전류가 $i_{ds}=2[A]$ $i_{qs}=2[A]$ 로 선정시 속도 응답 및 a상 전류파형

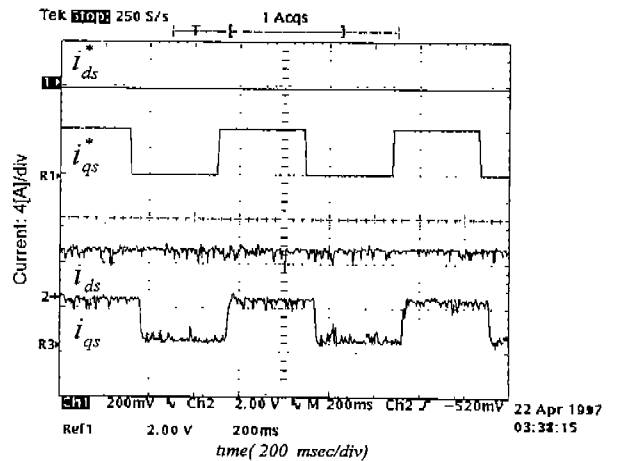


그림 10(b) 고정자 d,q 축 입력을 각각 2[A], 2[A]로 지정시 전류 응답파형

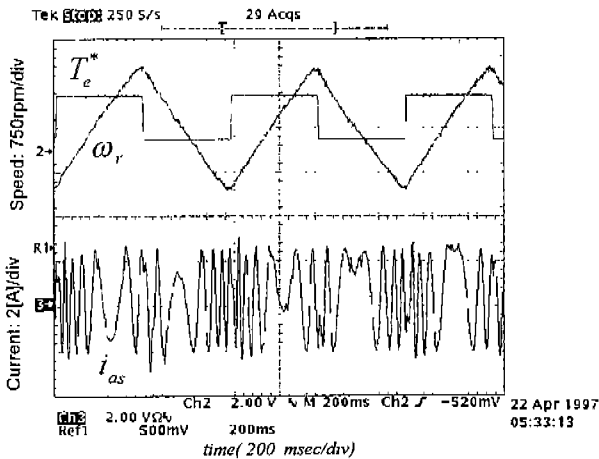


그림 11(a) 고정자 입력 전류가 제한된 방법에 의해 $i_{ds}=1.6[A]$
 $i_{qs}=2.5[A]$ 로 선정시 속도응답 및 a상 전류파형

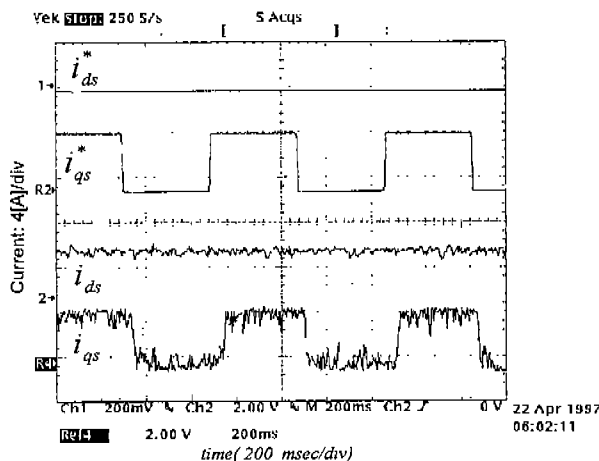


그림 11(b) 고정자 d,q 축 입력력을 각각 1.6[A], 2.5[A]로
지정시 전류 응답파형

VIII. 결론

본 논문에서는 동기형 릴럭턴스 모터의 벡터제어시 철손의 영향을 무시하고 입력 고정자 전류를 직접 제어함에 의해 발생하는 토크의 왜곡 현상을 정량적으로 살펴보고, 이를 개선하기 위해 간단한 보상방법을 제시하였으며 특별한 보상을 거치지 않고도 철손 증가저항에 의해 발생하는 d-q축 전류간의 간섭현상이 평균적으로 최소가 되게 하는 고정자 d,q 축 지령전류 입력을 제한된 방법을 통해 선정하면 개선된 토크 특성을 얻을 수 있음을 보였다. 또한 후자의 방법을 통해서 철손 보상 알고리즘에서 일반적으로 필요하게 되는 철손 증가저항을 측정하지 않아도 되는 이점을 얻었고, 이에 따라 부가적인 알고리즘의 추가 없이 기존의 제어방법을 그대로 사용할 수 있다. 한편 제안된 방법의 타당성을 검증하기 위해 행한 실험은 시뮬레이션 결과와 일치함을 알 수 있었다.

참고 문헌

[1] M.J. Kamper, A.F. Volshenk, "Effect of rotor dimensions cross magnetisation on L_d and L_q

inductances of reluctance synchronous machine with cageless flux barrier rotor", *IEEE Proc.-Power Appl.*, Vol. 141 No.4, pp.213-220, July 1994.

[2] I. Boldea, Z.X. Fu and S.A. Nasar, "Performance evaluation of axially-laminated anisotropic(ALA) rotor reluctance synchronous motors", *IEEE IAS Annual Meeting, Houston Texas*, pp212-218, October 1992.

[3] E.Levi, "Impact of iron loss on behaviour of vector controlled induction machines", *IEEE IAS Annual Meeting, Denver Colorado*, pp74-80, October 1994.

[4] G.O. Garcia, J.A. Santisteban, and S.D. Brignone, "Iron loss influence on a field-oriented controller", *IEEE IECON Conf. Rec.*, pp633-638, 1994.

[5] Longya Xu, and Jiping Yao, "A compensated vector control scheme of a synchronous reluctance motor including saturation and iron losses", *IEEE Tran. on Ind. Appl.*, vol. 28, No.6, pp1330-1338, November/December 1992.

[6] R.E. Betz, M. Jovanovic, R. Lagerquist, T.J.E. Miller, "Aspects of the control of synchronous reluctance machines including saturation and iron losses", *IEEE IAS Annual Meeting, Houston Texas*, pp456-463, October 1992

[7] K.H. Kim, J.H Lee, J.C. Kim, D.S. Hyun, "Iron Core Loss Minimization and Compensation Scheme on Vector Control for Synchronous Reluctance Motor", will be published in *IEEE IECON'97 Conf. Rec.*

부록: SynRM의 구조 및 사양

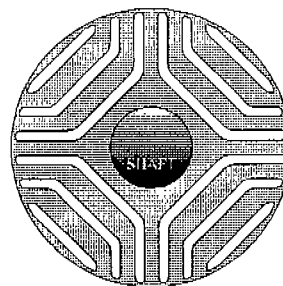


그림 12. Segmental 형태의 SynRM의 회전자 단면도

표 1: 실험용 SynRM의 사양

| Rotor type | Segmental Rotor |
|-------------------------|-----------------|
| Power rating | 400 W |
| Air gap | 0.4 mm |
| Rotor length | 55mm |
| Rated Speed | 1750 rpm |
| Stator phase resistance | 2.82 Ω |
| Number of phase | 3 phases |
| Poles | 4 |
| L_d | 0.3025 [H] |
| L_q | 0.1220 [H] |
| R_m | 147 Ω |