

論文2002-39SC-6-8

효율 최적화 제어를 위한 SynRM의 위치 및 속도 센서리스 벡터제어

(Position and Speed Sensorless Vector Control of SynRM for Efficiency Optimization Control)

李廷喆*, 鄭東和*

(Jung-Chul Lee and Dong-Hwa Chung)

요약

본 논문에서는 최적 효율과 고성능으로 동작하는 SynRM(Synchronous Reluctance Motor)을 위한 위치 및 속도 센서리스 벡터제어를 제시한다. 제시한 제어 방법은 고정자 전압과 전류의 자속 추정에 기초한다. 그리고 동손과 철손을 최소화하는 효율 최적화의 전류각 조건은 SynRM의 등가회로를 기초로 유도한다. 페루프 위치 및 속도 제어의 연구결과는 최적화 제어의 입증하였다.

Abstract

This paper proposes a position and speed sensorless vector control for Synchronous Reluctance Motor(SynRM) operating at optimum efficiency and high response, in which core loss is taken into account, and discusses the performance of system. The proposed control scheme is based on the flux estimation combined stator voltage and current. In this paper, current angle condition of efficiency optimization which minimizes the copper and iron losses is derived based on the equivalent circuit model of the SynRM. The research result of closed loop position and speed control with efficiency optimization control is given to verify the proposed scheme.

Keyword : SynRM, Efficiency Optimization Control, High Performance, Sensorless Vector Control, Loss Minimization.

1. 서론

최근 SynRM(Synchronous Reluctance Motor)은 교류전동기를 대체하여 적용이 가능하다는 점이 인식되어 많은 연구가들에게 관심이 집중되고 있다.^[1] 회전자 설계를 개선하여 유도전동기 보다 역률과 효율면에서

우수하며^[2-3] 벡터제어 기법에 의한 제어성능이 다른 고성능 교류전동기 보다 양호하다는 것이 입증되었다.^[4]

SynRM 드라이브를 위한 위치 및 속도 센서리스 벡터제어의 연구가 다양하게 이루어지고 있다.^[5-12] SynRM은 고유의 돌극 특성과 회전자 위치에 대한 인덕턴스 변화가 빈번하여 유도전동기보다 센서리스 구현이 용이하다. 센서리스 SynRM 드라이브는 가격이 저렴하고 기계적으로 강인하며 제어성능이 우수한 장점을 가지고 있다. 센서리스 벡터제어 시스템은 권선에서 유도된 전압^[5] 또는 전류 파형에서 인버터의 스위칭 리플을 이용하여^[6-8] 회전자의 위치와 속도를 추종하는 기법들이 제시되었다. 이 기법들은 칼만필터를 기초한 알고리

* 正會員, 順天大學校 情報通信工學部

(SunChon National University, School of Information & Communication Engineering)

※ 본 연구는 한국과학재단 목적기초연구 (R01-2001-000-00301-0) 지원으로 행되었음.

接受日:2001年10月23日, 수정완료일:2002年10月22日

습에서 저·고속에서 최적 추종을 얻을 수 있었다.^[10]

Lagerquist는 고정자자속 기준의 센서리스 제어를 제안하였으나 저속영역에서 한계가 나타났으며 고정자자속각의 갑작스런 변화에 대한 속도추정에 큰 오차를 발생하였다.^[10] Matsuo은 전동기 상전류의 시간에 대한 변화율을 측정하여 회전자 위치를 검출하였다.^[11] 이 방법은 정확한 인덕턴스의 값이 요구되고 전류의 미분치가 적용되므로 인버터의 잡음에 대한 적절한 신호의 처리가 필요하였다. Schroedl은 전속도 영역에 적용 가능한 제어 알고리즘을 제안하였다.^[12] 그러나 위치 추정에 있어서 전기각 10 정도의 오차를 가지고 적절한 추정을 위해 특정상태에서 인버터의 스위칭을 가하는 특별한 처리가 필요하였다.

SynRM의 벡터제어에서 고정자전류의 d와 q축 성분은 상호 독립적인 변수이며, 어떤 속도에 대한 특정 토크는 d와 q축의 전류성분의 다양한 합성으로 얻을 수 있다.^[4, 13-16] d와 q축 전류성분을 분해하여 특정 토크를 얻을 수 있으나 전동기의 효율은 매우 광범위하게 변화한다. d축 전류가 크면 철손이 커지고 d축 전류가 매우 작으면 전류 및 동손이 증가한다. 따라서 전동기의 모든 동작점에서 최적효율에 관계된 실정 토크를 구하면 이 토크에서 발생하는 최적전류를 얻을 수 있다.

SynRM은 동일 토크에 대하여 d, q축 전류의 비율을 조정할 수 있는 한개의 자유도가 있으며, 단위 전류당 최대 토크제어, 최대 역률제어, 일정 d축 전류제어^[13], 쇠교 자속당 최대 토크제어^[17] 등을 위한 전류 위상각이 제시되었다. 그리고 철심의 포화를 고려하면 전류 위상각이 변화되며 이를 고려한 전류 위상각도 연구되었다.^[18] Fletcher^[19]는 동기형 리액턴스 전동기의 철손을 실험을 통하여 측정하였고, 일정 d축 전류 제어보다 단위 전류당 최대 토크제어를 통하여 전동기의 효율을 향상시킬 수 있었다. 그러나 철손분을 포함한 전류 위상각의 해석은 복잡하였으며 효율이 최적화된 d축 전류조건은 고려하지 않았다.

본 논문에서는 효율 최적화 제어를 위한 SynRM의 위치 및 속도 센서리스 벡터제어를 제시한다. 전류와 전압을 측정하고 역기전력 성분을 보상하여 자속각을 추정하고 자속각에 의하여 정확한 회전자각을 추정한다. 추정된 회전자각에 의하여 고속이고 노이즈 없는 정확한 속도추정을 위하여 폐루프 속도 제어기와 위치 추정기를 설계한다. 그리고 SynRM의 센서리스 벡터제어를 이용하여 고성능 운전을 위하여 손실이 최소가 되는

효율 최적화 제어를 제시한다. SynRM에서 철손 및 포화에 의해 토크의 비선형성을 해결하기 위하여 철손을 고려한 모델을 대상으로 해석한다. 철손을 고려한 모델을 이용하여 손실이 최소화되고 효율이 최적화된 d축 전류의 조건을 구한다. 본 논문의 센서리스 벡터제어 및 효율 최적화 제어의 타당성을 입증하고 그 결과를 제시한다.

II. 센서리스 벡터제어

1. 철손을 고려한 모델링

<그림 1>은 SynRM의 철손저항을 고려한 d와 q축의 등가회로를 나타낸다. 철손을 고려한 R_s 는 속도전압과 병렬로 연결되어 있다. 토크를 발생하는 전류는 i_{dm} 와 i_{qm} 이며 이는 철손을 발생시키기 때문에 고정자전류 i_d 와 i_q 와는 다르다.

<그림 2>는 철손을 고려한 경우의 SynRM의 전류 벡터도를 나타낸다. <그림 1>의 등가회로에서 전압방정식을 구하면 다음과 같다.

$$v_d = R_s i_d + L_d \frac{di_{dm}}{dt} - \omega_r L_q i_{qm} \quad (1)$$

$$v_q = R_s i_q + L_q \frac{di_{qm}}{dt} + \omega_r L_d i_{dm} \quad (2)$$

$$i_d = i_{dm} + i_{ds} = i_{dm} + \frac{1}{R_s} (L_d \frac{d}{dt} i_{dm} - \omega_r L_q i_{qm}) \quad (3)$$

$$i_q = i_{qm} + i_{qs} = i_{qm} + \frac{1}{R_s} (L_q \frac{d}{dt} i_{qm} + \omega_r L_d i_{dm}) \quad (4)$$

식(1)-(4)를 상태 미분방정식 형태로 표시하면 다음과 같다.

$$P \begin{bmatrix} \dot{i}_{dm} \\ \dot{i}_{qm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & \omega_r \frac{L_q}{L_d} \\ L_d(1+R_s/R_s) & -R_s \\ -\omega_r \frac{L_d}{L_q} & L_q(1+R_s/R_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dm} \\ i_{qm} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ L_d(1+R_s/R_s) & 0 \\ 0 & 1 \\ & L_q(1+R_s/R_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (5)$$

발생토크는 전류의 성분 i_{dm} 와 i_{qm} 에 비례한다.

$$T_e = \frac{3P}{2} (L_d - L_q) i_{dm} i_{qm} \quad (6)$$

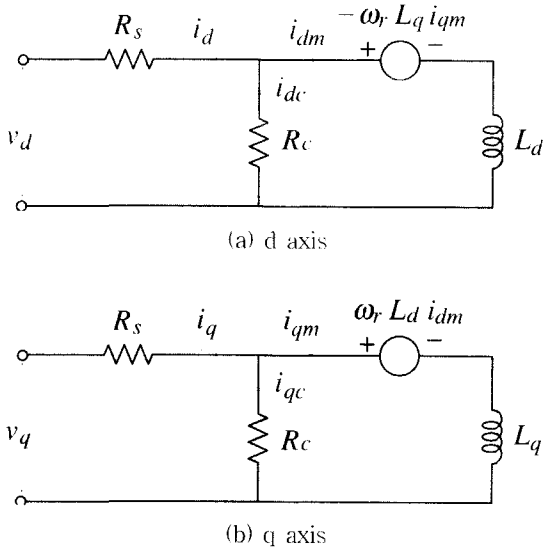


그림 1. SynRM의 철손을 고려한 등가회로
Fig. 1. Equivalent circuit of SynRM with core loss resistance.

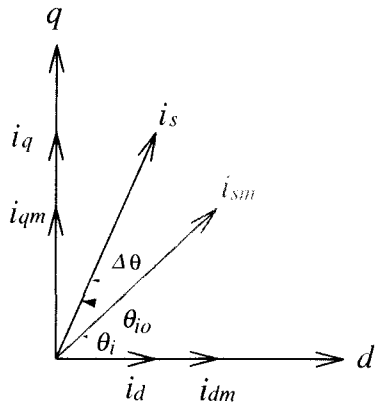


그림 2. SynRM의 전류 벡터도
Fig. 2. Current vector diagram of SynRM.

2. 회전자 위치 및 속도 추정

가. 위치 추정

위치 추정 기법은 전압과 전류 신호를 이용하여 자속을 추정하고 추정된 자속으로 위치각을 구한다. <그림 3>은 <그림 1>의 등가 회로를 기본으로 하여 고정 및 회전 좌표계의 자속 벡터를 나타낸다. $d-q$ 상은 고정 좌표계를 나타내고 d^e-q^e 상은 회전 좌표계를 나타낸다. 회전 좌표 상에서 자속 벡터의 위치는 d^e 축에 근접하고 있으며, 이는 d 축 인덕턴스 L_d 가 q 축 인덕턴스

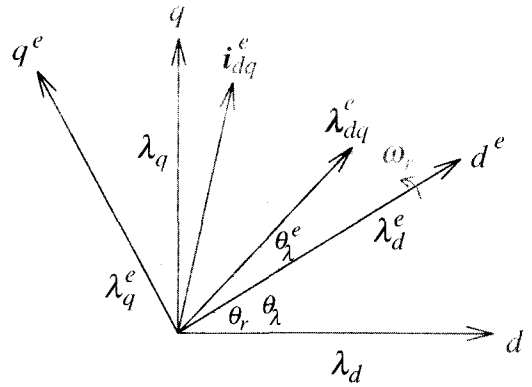


그림 3. SynRM의 자속 벡터도
Fig. 3. Flux vector diagram of SynRM.

스 L_q 보다 크므로 전류가 인가될 경우 자속은 $\lambda_d \gg \lambda_q$ 이 되기 때문이다.

회전 좌표계의 추정자속은 다음과 같다.

$$\hat{\lambda}_d = L_d i_{dm} \quad (7)$$

$$\hat{\lambda}_q = L_q i_{qm} \quad (8)$$

식(7)와 (8)에서 회전자 추정 자속각은 다음과 같다.

$$\hat{\theta}_\lambda = \tan^{-1} \left(\frac{\hat{\lambda}_q}{\hat{\lambda}_d} \right) \quad (9)$$

일반적인 적분만으로 고정자 자속을 추정할 경우 오차가 발생할 수 있으며, 전압의 윽셋이 발생할 경우 적분이 발산하는 문제가 있다. 고정 좌표계 $d-q$ 상의 고정자 자속은 고정자 전압을 적분하고 역기전력 성분을 보상하여 구한다.

$$\hat{\lambda}_d = \int (v_d - R_s i_d) dt + \hat{\omega}_r L_q i_{qm} \quad (10)$$

$$\hat{\lambda}_q = \int (v_q - R_s i_q) dt - \hat{\omega}_r L_d i_{dm} \quad (11)$$

고정자 추정 자속각 $\hat{\theta}_\lambda$ 은 식(10)과 (11)을 이용하여 구하면 다음과 같다.

$$\hat{\theta}_\lambda = \tan^{-1} \left(\frac{\hat{\lambda}_q}{\hat{\lambda}_d} \right) \quad (12)$$

자속의 회전각 $\hat{\theta}_\lambda$ 은 고정자 자속각 $\hat{\theta}_d$ 과 회전자 자속각 $\hat{\theta}_q$ 에서 추정한다.

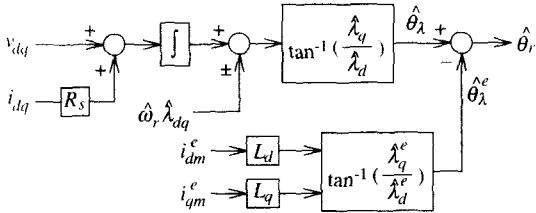


그림 4. 고정자자속의 추정에 의해 추정된 회전자 각
Fig. 4. Rotor angle estimated by stator flux estimation.

$$\hat{\theta}_r = \hat{\theta}_\lambda - \hat{\theta}_\lambda^e \quad (13)$$

<그림 4>는 자속의 회전각에 의한 회전자 위치 추정을 위한 블록도를 나타낸다.

나. 속도 추정

속도제어 시스템에 필요한 궤환 속도 신호는 자속에 의해 측정된 위치에 의해 추정하며 <그림 5>에 나타낸다. <그림 5>는 지령토크와 추정된 위치에 의해 속도를 추정하는 시스템이며 이는 근사화한 개루프 모델과 폐루프 시스템 모델을 포함하고 있다. 개루프 시스템은 빠른 속도추정을 가능하게 하며 위치를 미분하여 얻은 속도 ω_r 는 간단하지만 정확성에서 제한이 있고 많은 노이즈를 포함하고 있다. 폐루프 시스템은 정확한 속도의 추정을 위해 필요하며 정상상태의 오차를 제거하기 위하여 적분항을 추가한다. 이러한 속도 관측기는 정격속도 뿐 아니라 저속과 영 속도까지도 정확하게 추정할 수 있다.

속도 관측기의 정밀한 속도 추정은 회전자 위치를 정확하게 추정할 수 있어야 한다.

3. 위치 및 속도 제어

속도 센서리스 제어를 위한 블록도는 <그림 6>과 같다.

<그림 7>을 <그림 6>의 A, B, C 및 D에 연결하면 완성된 센서리스 속도제어기의 블록도가 된다. 상전류와 전압을 측정하여 위치 추정기를 통해 위치를 추정하고 속도 관측기로서 추정 속도를 구한다. 추정속도를 지령속도와 비교하여 속도제어기, 효율 최적화 제어 및 공간 벡터 PWM를 통해 SynRM을 제어한다.

<그림 8>은 위치제어를 위한 블록도이다. <그림 8>을 <그림 6>의 A, B, 및 C에 연결하면 완성된 센서리스 위치제어기의 블록도가 된다. 지령 위치와 추정 위치를 비교하여 지령 속도를 구하고 지령 속도를 추정

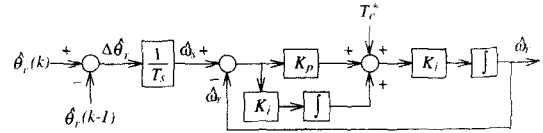


그림 5. 속도관측기의 블록도
Fig. 5. Block diagram of speed observer.

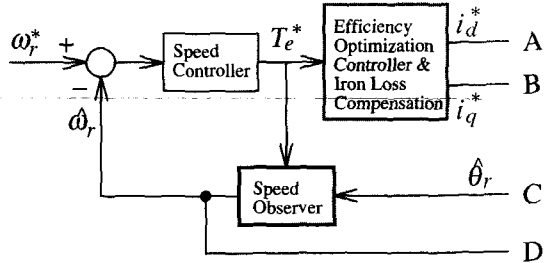


그림 6. 센서리스 속도제어기의 블록도
Fig. 6. Block diagram of sensorless speed controller.

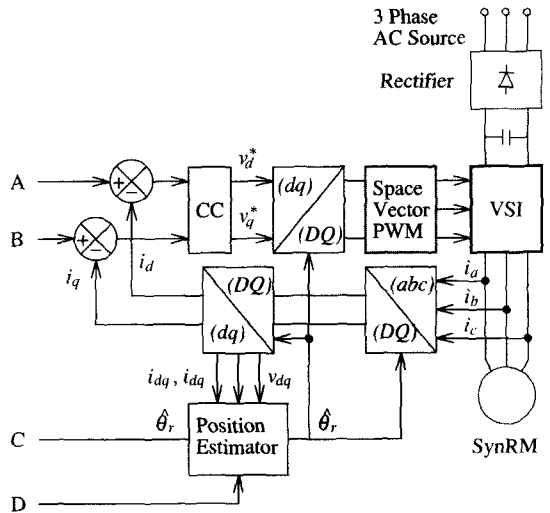


그림 7. 센서리스 제어기의 블록도
Fig. 7. Block diagram of sensorless controller.

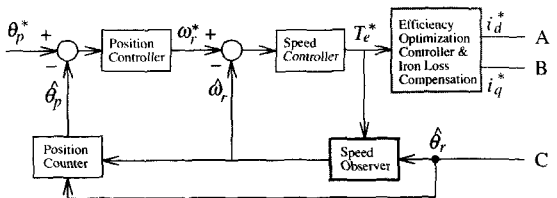


그림 8. 센서리스 위치제어기의 블록도
Fig. 8. Block diagram of sensorless position controller.

속도와 비교하여 제어한다. 위치제어를 할 경우 추정된 회전각은 주기적으로 변화한다. 이때 속도에 맥동이 발

생하고 위치를 연속적으로 나타낼 수 없다. 그러므로 회전자각의 연속적인 추정에 의한 위치제어를 위해 이 동 거리연산을 가능하게 하는 위치 카운터가 필요하다.

Ⅲ. 효율 최적화 제어

1. 철손을 고려한 전 손실

SynRM은 자속은 전류에 직접 비례하므로 효율 최적화를 위하여 자속을 조절한다. 자속을 조절할 경우에도 토크의 동특성은 그대로 유지할 수가 있다. 동손만 고려한다면 효율 최적화를 위한 전류 위상각은 45°로 하여 $d-q$ 축 전류를 동일하게 인가한다. 그러나 실제로 동손과 함께 철손이 발생하고 있으므로 동손과 철손을 고려한 전류 위상각을 구한다. 효율 최적화를 위한 전류 위상각에서는 전기적인 정상상태만 고려하면 충분하다. 그러므로 철손을 고려한 정상 상태에서 $d-q$ 축 전압은 식(1), (2)와 같고 전류방정식은 다음과 같다.

$$i_{dm} = i_d + \frac{\omega_r L_q i_{qm}}{R_s} \quad (14)$$

$$i_{qm} = i_q - \frac{\omega_r L_d i_{dm}}{R_s} \quad (15)$$

$$\lambda_m = \sqrt{(\lambda_{dm}^2 + \lambda_{qm}^2)} \quad (16)$$

식(14)-(16)을 이용하여 철손과 동손을 구한다. 동손은 다음 식과 같다.

$$P_{ci} = \frac{3}{2} R_s i_s^2 = \frac{3}{2} R_s (i_d^2 + i_q^2) \\ = \frac{3}{2} R_s \left\{ \left(i_{dm} - \frac{\omega_r L_q i_{qm}}{R_s} \right)^2 + \left(i_{qm} + \frac{\omega_r L_d i_{dm}}{R_s} \right)^2 \right\} \quad (17)$$

철손은 다음 식과 같다.

$$P_{Hl} = \frac{3}{2} \frac{(\omega_r \lambda_m)^2}{R_c} = \frac{3}{2} \omega_r^2 \left\{ \frac{(L_q i_{qm})^2}{R_c} + \frac{(L_d i_{dm})^2}{R_c} \right\} \quad (18)$$

따라서 전체 손실은 동손과 철손의 합으로 다음과 같다.

$$P_{total} = P_{ci} + P_{Hl} = \frac{3}{2} \left\{ \left(R_s + \frac{(\omega_r L_d)^2}{R_c} + \frac{R_s}{R_c^2} (\omega_r L_d)^2 \right) i_{dm}^2 \right. \\ \left. + \left(R_s + \frac{(\omega_r L_q)^2}{R_c} + \frac{R_s}{R_c^2} (\omega_r L_q)^2 \right) i_{qm}^2 \right. \\ \left. + \left(\frac{2R_s}{R_c} \omega_r (L_d - L_q) \right) i_{dm} i_{qm} \right\} \quad (19)$$

전체 손실 P_{total} 을 i_{dm} 항으로 표현하기 위해 토크식을 다음과 같이 정의한다.

$$i_{qm} = \frac{T_c^*}{\frac{3}{2} P} \frac{1}{(L_d - L_q) i_{dm}} = \frac{K}{i_{dm}} \quad (20)$$

$$K = \frac{T_c^*}{\frac{3}{2} P (L_d - L_q)} \quad (21)$$

식(20)를 식(19)에 대입하여 정리하면 다음과 같다.

$$P_{total} = \frac{3}{2} \{ A i_{dm}^2 + B i_{dm}^{-2} + C \} \quad (22)$$

여기서 계수는 다음과 같이 표현된다.

$$A = R_s + \frac{(\omega_r L_d)^2}{R_c} \left(1 + \frac{R_s}{R_c} \right) \quad (23)$$

$$B = K^2 \left\{ R_s + \frac{(\omega_r L_q)^2}{R_c} \left(1 + \frac{R_s}{R_c} \right) \right\} \quad (24)$$

$$C = 2K \frac{R_s}{R_c} \omega_r (L_d - L_q) \quad (25)$$

2. 손실 최소화

전동기의 효율의 최적화는 전체손실 P_{total} 을 최소화하여 얻을 수 있다. 전체손실 P_{total} 의 최소값을 구하기 위해 i_{dm} 으로 미분한다.

$$\frac{dP_{total}}{di_{dm}} = \frac{3}{2} \{ 2A i_{dm} - 2B i_{dm}^{-3} \} = 3A i_{dm}^{-1} \{ i_{dm}^4 - B/A \} \\ = 3A i_{dm}^{-1} \{ i_{dm}^2 + \sqrt{B/A} \} \{ i_{dm} + (B/A)^{1/4} \} \{ i_{dm} - (B/A)^{1/4} \} \quad (26)$$

전체손실 P_{total} 이 최소가 되는 조건 i_{dm-min} 를 구하면 전체손실을 최소화할 수 있으며 다음과 같다.

$$i_{dm-min} = (B/A)^{1/4} \quad (27)$$

식(29)를 만족하는 효율 최적화를 만족하는 전류 위상각은 다음과 같다.

$$\theta_i^* = \sqrt{\frac{R_s^2 R_c + (\omega_r L_d)^2 (R_c + R_s)}{R_s^2 R_c + (\omega_r L_q)^2 (R_c + R_s)}} \quad (28)$$

이 조건에서 고려할 사항은 출력토크를 일정하게 유

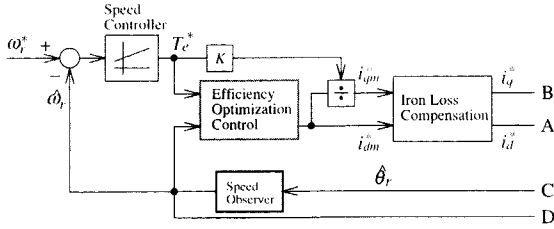


그림 9. 효율 최적화 제어기의 블록도
Fig. 9. Block diagram of efficiency optimization controller.

지하기 위해 다음과 같은 전제조건이 되어야 한다.

$$i_{dm}^* i_{qm}^* = const \quad (29)$$

효율 최적화 조건에서 철손저항을 고려하지 않으면 철손저항은 무한대가 되어 전류 위상각 $\theta_r = 45^\circ$ 가 된다. 이는 $i_{dm}^* = i_{qm}^*$ 이 되는 이상적인 전동기의 단위 전류당 최대 토크 제어시와 동일하게 된다. 이때 토크는 다음과 같다.

$$T_c^* = \frac{3P}{2} (L_d - L_q) i_{dm}^{*2} \quad (30)$$

<그림 9>는 SynRM의 효율 최적화 제어를 위한 시스템의 블록도를 나타낸다. <그림 9>를 <그림 6>의 A, B, C 및 D에 연결하면 효율 최적화 제어기의 블록도가 완성된다.

IV. 시뮬레이션

본 연구에서 사용한 SynRM의 파라미터는 <표 1>과

표 1. SynRM의 파라미터
Table 1. Parameter of SynRM.

정격 용량	3.75 [kW]
정격 전압	250 [V]
정격 토크	19.8 [N·m]
정격 주파수	60 [Hz]
극 수	4
고정자 저항 R_s	0.238 [Ω]
d 축 인덕턴스 L_d	43 [mH]
q 축 인덕턴스 L_q	3.5 [mH]
관성계수	0.0026 [kg·m ²]

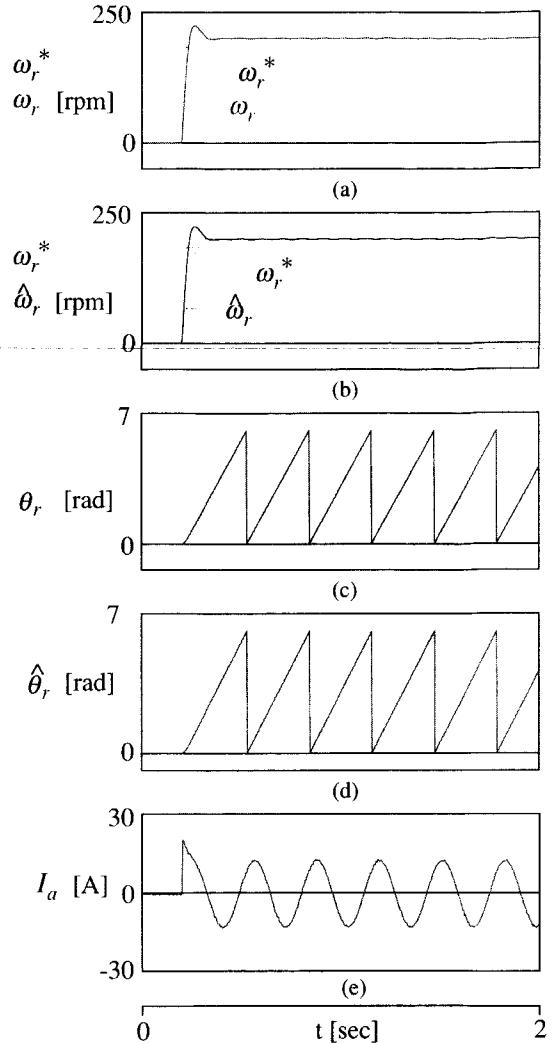


그림 10. 스텝 지령속도에 의한 응답특성(저속)
Fig. 10. Response characteristics with step command speed (low speed).

같다.

<그림 10>은 본 논문에서 제시한 센서리스 벡터제어를 이용하여 부하토크 0.5 [pu]의 조건하에서 0.2초 후에 스텝 지령속도 200 [rpm]으로 추정하는 응답특성을 나타낸다. <그림 10(a)>는 지령속도와 실제속도를 나타내며 <그림 10(b)>는 지령속도와 추정속도를 나타낸다. 저속의 경우에 추종속도는 실제속도에 양호하게 추종되고 있다. <그림 10(c)>는 실제 회전각을 나타내며 <그림 10(d)>는 추정 회전각을 나타낸다. 추정 회전각은 실제 회전각에 양호하게 추정하고 있으며 <그림 10(e)>는 a상 전류를 나타낸다. <그림 11>은 제시한

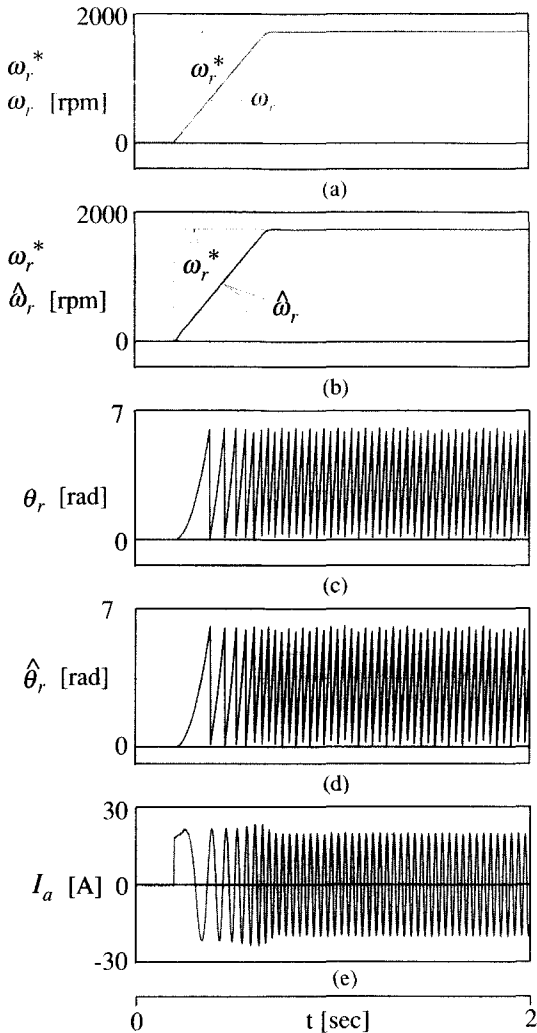


그림 11. 스텝 지령속도에 의한 응답특성(고속)
 Fig. 11. Response characteristics with step command speed(high speed).

센서리스 벡터제어이며 부하토크 1.0[pu] 조건에서 0.2 초 후에 스텝 지령속도 1800[rpm]으로 추정하는 응답 특성을 나타낸다. <그림 11(a)>는 지령속도와 실제속도를 나타내며 <그림 11(b)>는 지령속도와 추정속도를 나타낸다. 고속의 경우에도 추종속도는 지령속도 및 실제속도에 양호하게 추종되고 있다. <그림 11(c)>는 실제 회전각을 나타내며 <그림 11(d)>는 추정 회전각을 나타낸다. 추정 회전각도 실제 회전각에 양호하게 추정하고 있으며 <그림 11(e)>는 a상 전류를 나타낸다.

<그림 12>는 지령속도를 정·역회전인 4상한 운전을 시켰을 경우의 센서리스 벡터제어의 응답특성을 나타낸다. 팬, 펌프 및 송풍기에 적용되는 속도의 2승에 비

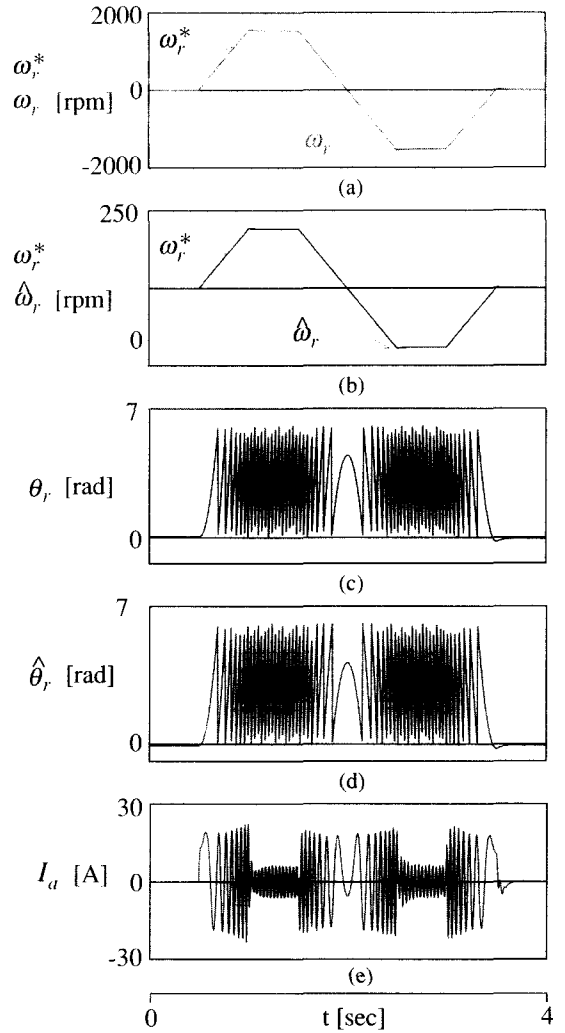


그림 12. 지령속도의 정·역회전 변화에 대한 운전특성
 Fig. 12. Drive characteristics with changing the rotational direction from forward to reverse.

례하는 부하를 인가하였다. <그림 12(a)>는 지령속도와 실제속도이며 <그림 12(b)>는 지령속도와 추정속도이다. 4상한 운전에서도 추종속도는 실제속도에 양호하게 추종되고 있다. <그림 12(c)>는 실제 회전각을 나타내며 <그림 12(d)>는 추정 회전각을 나타내며 <그림 12(e)>는 a상 전류를 나타낸다. 추정 회전각도 실제 회전각에 매우 양호하게 추정되고 있다. 따라서 <그림 10~12>에서 다양한 속도와 부하의 변동에도 추정위치 및 속도는 실제위치 및 속도에 양호하게 추종되고 있다.

전 속도 영역에서 추정 성능은 페루프의 위치제어로서 가능하다. <그림 13~14>는 부하토크를 각각 0.5[pu]

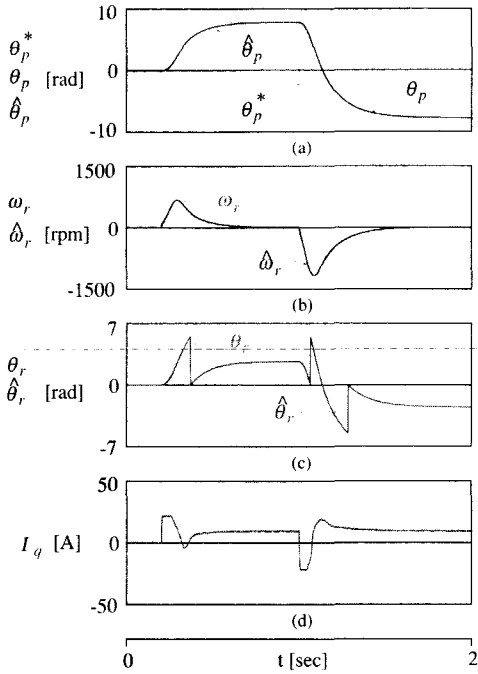


그림 13. 위치제어의 응답특성 ($3\pi[rad] \rightarrow -3\pi[rad]$)
 Fig. 13. Response characteristics of position control ($3\pi[rad] \rightarrow -3\pi[rad]$).

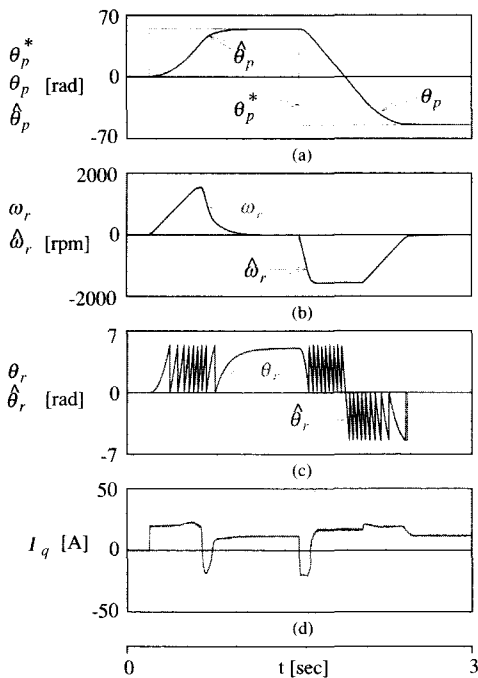


그림 14. 위치제어의 응답특성 ($20\pi[rad] \rightarrow -20\pi[rad]$)
 Fig. 14. Response characteristics of position control ($20\pi[rad] \rightarrow -20\pi[rad]$).

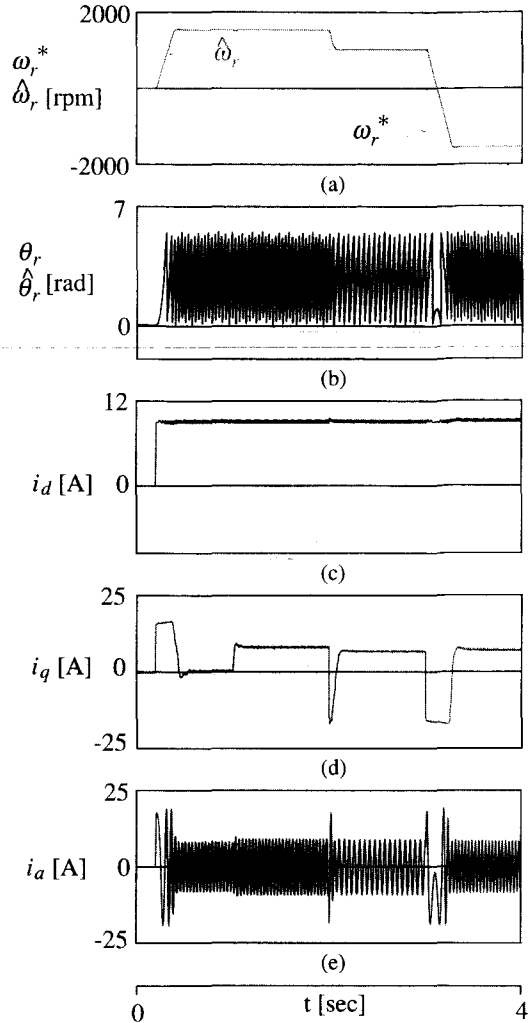


그림 15. 속도 및 부하변화에 의한 일정 d축 전류 제어의 응답특성
 Fig. 15. Response characteristics of constant d-axis current control with variation of speed and load.

및 $1.0[pu]$ 의 조건하에서 위치제어기에 의한 응답특성을 나타낸다. <그림 13>은 지령위치는 0.2초에서 $3\pi[rad]$ 로 운전하다가 1초에서 $-3\pi[rad]$ 운전했을 경우이며 <그림 13(a)>는 지령위치, 실제위치 및 추정위치를 나타낸다. <그림 13(b)>는 실제속도와 추정속도를 나타내고 <그림 13(c)>는 실제각과 추정각을 나타내며 <그림 13(d)>는 q축 전류를 나타낸다. 추정위치는 실제위치에 양호하게 추정되고 있으며 추정속도도 실제속도에 매우 양호하게 추정되고 있다. 그리고 추정각도 실제각에 양호하게 추정되고 있다. <그림 14>는 지령

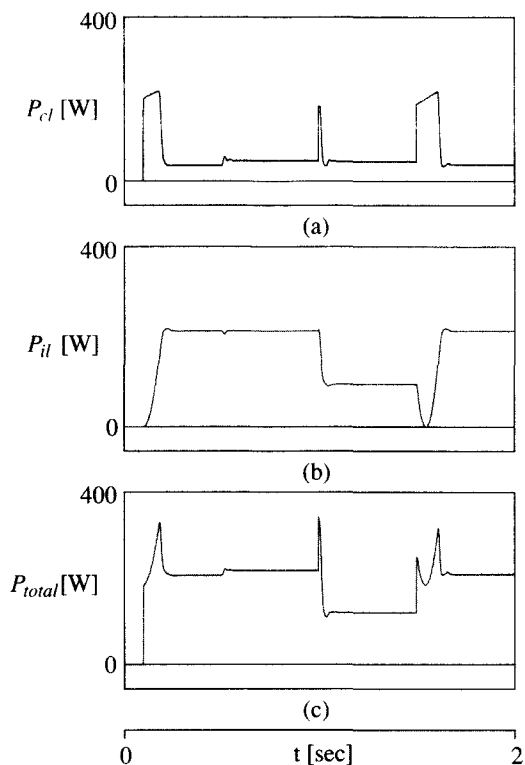


그림 16. 일정 d축 전류 제어의 손실 (a) 철손 (b) 동손 (c) 전체 손실

Fig. 16. Losses of constant d-axis current control. (a) Copper loss (b) Iron loss (c) Total loss

위치가 0.2초에서 20π [rad]로 운전하다가 1.5초에서 -20π [rad]운전했을 경우이며 <그림 14(a)>는 지령위치, 실제위치 및 추정위치를 나타낸다. <그림 14(b)>는 실제속도와 추정속도를 나타내고 <그림 14(c)>는 실제각과 추정각을 나타내며 <그림 14(d)>는 q축 전류를 나타낸다. 고속의 경우에도 추정위치는 실제위치에 양호하게 추정되고 있으며 추정속도도 실제속도에 매우 양호하게 추정되고 있다. 그리고 추정각은 실제각에 양호하게 추정되고 있다.

<그림 15>는 지령속도는 1800[rpm]이며 무부하로 정상 운전 한 후 $t=1$ [sec]에서 $T_L=5$ [N·m]의 부하를 인가하고 $t=2$ [sec]에서 지령속도를 1200[rpm]으로 감속한 다음 $t=3$ [sec]에서 -1800[rpm]으로 운전 할 경우의 응답특성을 나타낸다. 종래의 d축 전류의 일정 제어 방식을 사용하였다. <그림 15(a)>는 지령속도와 추정속도 <그림 15(b)>는 실제 회전각과 추정 회전각 <그림 15(c)>는 d축 전류 <그림 15(d)>는 q축 전류를 그리고 <그림 15(e)>는 a상 전류를 나타내고 있다. 추정

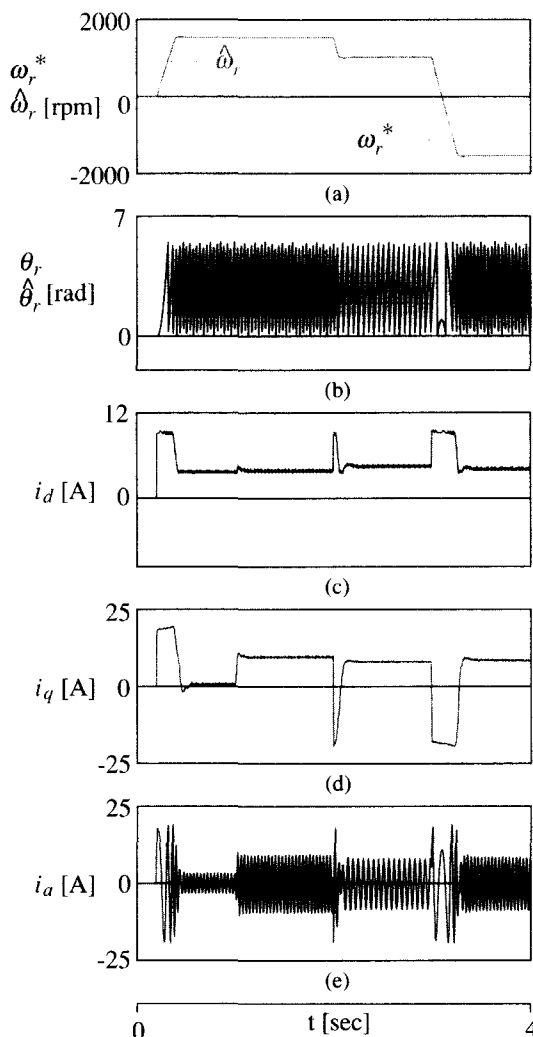


그림 17. 속도 및 부하 변화에 의한 효율 최적화 제어의 응답특성

Fig. 17. Response characteristics of Efficiency optimization control with variation of speed and load.

속도와 추정 회전각은 실제속도와 실제 회전각에 양호하게 추종하며 d축 전류는 일정하게 나타나고 있다.

<그림 16>은 종래의 d축 전류의 일정 제어방식으로 그림 15와 같은 운전조건에서 동손, 철손 및 전 손실을 나타낸다.

<그림 17>은 <그림 15>와 같은 조건에서 운전하며 본 논문에서 제시한 효율 최적화 제어의 응답특성을 나타낸다. <그림 17(a)>는 지령속도와 추정속도 <그림 17(b)>는 실제 회전각과 추정 회전각 <그림 17(c)>는 d축 전류 <그림 17(d)>는 q축 전류를 그리고 <그림

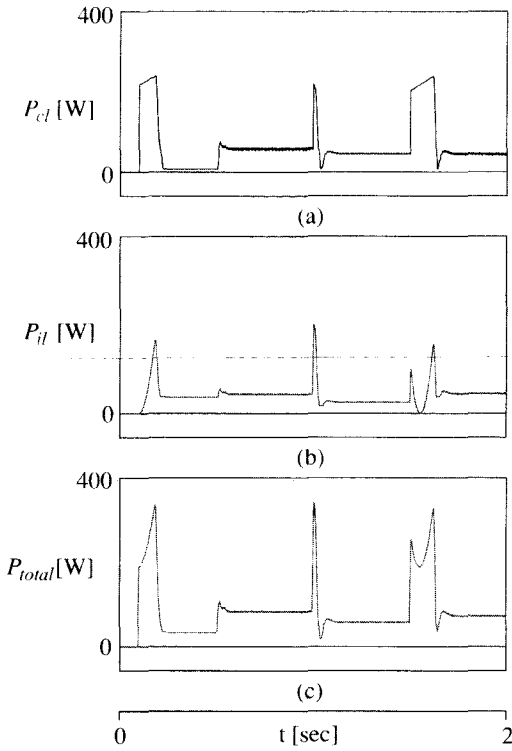


그림 18. 효율 최적화 제어의 손실 (a) 동손 (b) 철손 (c) 전체 손실
 Fig. 18. Losses of Efficiency optimization control. (a) Copper loss (b) Iron loss (c) Total loss

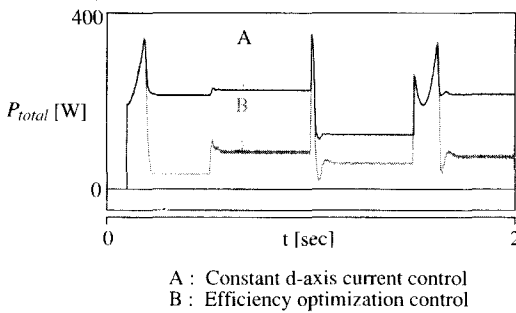


그림 19. 일정 d축 전류제어와 효율 최적화 제어의 전체 손실비교
 Fig. 19. Total losses comparison of constant d-axis current control and efficiency optimization control.

17(e)>는 a상 전류를 나타내고 있다. 추정속도와 추정 회전각은 실제속도와 실제 회전각에 양호하게 추종하며 d축 전류는 효율을 최적화하는 방향으로 나타난다.
 <그림 18>은 본 논문에서 제시한 효율 최적화 제어 방식으로 <그림 17>과 같은 운전조건에서 동손, 철손

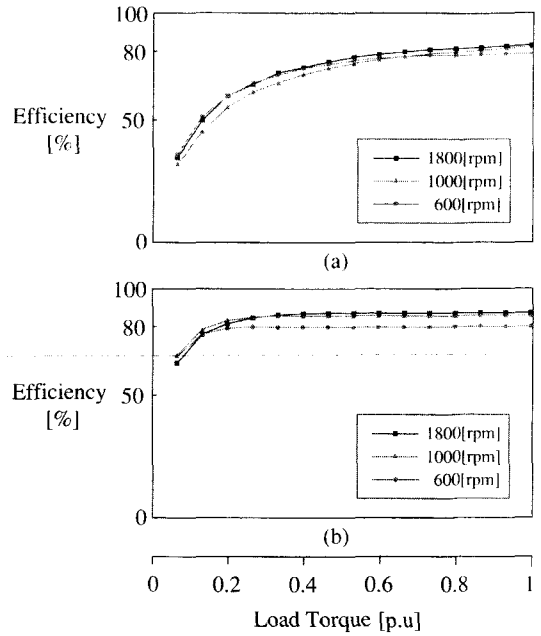


그림 20. 부하 변화에 의한 효율 비교
 Fig. 20. Efficiency comparison of load variation.

및 전 손실을 나타낸다. <그림 19>는 <그림 16>과 <그림 18>의 전 손실을 비교한 결과이며 본 논문에서 제시한 효율 최적화 제어가 종래의 일정 d축 전류 제어 방식보다 정상상태에서는 손실이 대폭 감소된다.

<그림 20>은 정상상태에서 종래의 일정 d축 전류 제어와 본 논문에서 제시한 효율 최적화 제어를 할 경우에 부하토크에 대한 효율의 변화를 나타낸다. <그림 20(a)>는 종래의 d축 전류 일정제어이며 <그림 20(b)>는 본 논문에서 제시한 효율 최적화 제어를 나타낸다. 효율 최적화 제어에서는 종래의 일정 d축 전류 제어보다 효율이 향상되며 특히 부하의 변화가 빈번한 경우 부하에서는 효율이 대폭적으로 증가한다. 따라서 본 논문에서 제시한 효율 최적화 제어의 타당성을 입증할 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 유도전동기와 경쟁할 수 있는 강인하며 저렴하고 모든 속도와 부하변화에 적용 가능한 SynRM 드라이브를 구현하기 위하여 위치 및 속도 검출기 없는 센서리스 백터제어 알고리즘을 제시하였다. 센서리스 백터제어의 알고리즘을 사용하여 철손과 동손을 최소화한 효율 최적화 제어를 제시하였으며 본

논문에서는 다음과 같은 결과를 얻었다.

- (1) 저속과 고속의 스텝 지령속도에 의한 추정속도 및 위치는 실제속도 및 위치에 양호하게 추정하였다.
 - (2) 저속과 고속에서 부하토크의 변화에도 추정속도 및 위치는 실제속도 및 위치에 양호하게 추정하였다.
 - (3) 지령속도의 4상한 운전에도 추정속도 및 위치는 실제속도 및 위치에 양호하게 추정하였다.
 - (4) 저속과 고속의 스텝 지령위치에서 위치제어의 응답 특성은 양호하였다.
 - (5) 저속과 고속의 부하토크의 변화에도 위치제어의 응답 특성은 양호하였다.
 - (6) 속도와 부하변동에 의한 효율 최적화 제어의 응답은 우수하게 나타났다.
 - (7) 효율 최적화 제어는 종래의 일정 d축 전류제어에 비해 손실이 대폭적으로 감소하였다.
 - (8) 부하 변화에 대한 효율은 효율 최적화 제어가 일정 d축 전류제어 보다 높게 나타났으며 특히 경부하에서는 효율이 매우 높게 나타났다.
- 따라서 본 논문의 센서리스 벡터제어 및 효율 최적화 제어의 타당성을 입증할 수 있었다.

참 고 문 헌

- [1] T. A. Lipo, "Synchronous reluctance machines: A viable alternative for A.C. drives?," in Proc. Int. Conf. Evolution and Modern Aspects of Synchronous Machines, Zurich, Switzerland, Aug., pp. 27~29, 1991.
- [2] T. Matsuo and T. A. Lipo, "Rotor design optimization of synchronous reluctance machine," IEEE Trans. Energy conversion, vol. 9, no. 2, pp. 359~365, 1994.
- [3] A. Staton, T. J. E. Miller and S. E. Wood, "Optimization of the synchronous reluctance motor geometry," in Conf. Rec. Electrical machines and Drives, London, UK, pp. 156~160, 1991.
- [4] T. Matsuo and T. A. Lipo, "Field oriented control of synchronous reluctance machine," in Conf. Rec. IEEE Power Electron Specialists Conf., pp 425~431, 1993.
- [5] M. S. Arefeen, M. Ehsani and T. A. Lipo, "An analysis of the accuracy of indirect shaft sensor for synchronous reluctance motor," IEEE Trans. on IA, vol. 30, no. 5, pp. 1202~1209, 1994.
- [6] Y. Q. Xiang and S. A. Nasar, "Estimation of rotor position and speed of a synchronous reluctance motor for servodrives," IEE Proc EPA, vol. 142, no. 3, pp. 201~205, 1995.
- [7] T. Matsuo and T. A. Lipo, "Rotor Position Detection Scheme for Synchronous reluctance motor Based on Current Measurement, IEEE Transactions on Industry Applications," vol. 31, no. 4, July/August, pp. 860~868, 1995.
- [8] M. G. Jovanovic, R. E. Betz and D. Platt, "Sensorless vector controller for a synchronous reluctance motor," IEEE IAS Ann. Meet., pp. 122~129, 1996.
- [9] M. Schroedl and P. Weinmeier, "Sensorless Control of Reluctance machines at Arbitrary Operating Conditions Including Standstill," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 9, no. 2, Narch, pp. 225~231, 1994.
- [10] R. Lagerquist, I. Boldea and T. J. E. Miller, "Sensorless Control of the Synchronous reluctance motor," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 30, no. 3, May/June, pp. 673~682, 1994.
- [11] T. Matsuo and T. A. Lipo, "Rotor Position Detection Scheme for Synchronous reluctance motor Based on Current Measurement, IEEE Transactions on Industry Applications," vol. 31, no. 4, July/August, pp. 860~868, 1995.
- [12] M. Schroedl and P. Weinmeier, "Sensorless Control of Reluctance machines at Arbitrary Operating Conditions Including Standstill," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 9, no. 2, Narch, pp. 225~231, 1994.
- [13] A. Fratta, A. Vagati and F. Villata, "Control of a reluctance synchronous motor for spindle application," in Proc. IPEC-Tokyo, pp. 708~715, 1990.
- [14] R. E. Betz, et al., "Control of synchronous reluctance machines," IEEE Trans. Ind. Appli.,

- vol. 29, no. 6, pp. 1110~1121, 1993.
- [15] L. Xu and J. Yao, "A compensated vector control scheme of a synchronous reluctance motor considering saturation and iron losses," IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 1A-28, no. 6, pp. 1330~1338, 1992.
- [16] A. Vagati, T. A. Lipo, et al., "Synchronous reluctance motors and drives - A New Alternative," IEEE IAS Annu. Meet. Tutorial Course Note, 1994.
- [17] A. Chiba, M. Pastorelli and G. Franceschini, "High performance control of synchronous reluctance motors," IEEE Trans. on IA, vol.28, no. 3, pp. 600~606, 1993.
- [18] R. E. Betz, et al., "Apects of the control of synchronous reluctance machines including saturation and iron loss," IEEE IAS Annu. Meet., pp. 456~463, 1992.
- [19] J. E. Fletcher, B. W. Williams and T. C. Green, "Loss reduction in a synchronous reluctance drive system using DSP control," IEEE IAS Annu. Meet., pp. 402~407, 1995.

 저 자 소 개



鄭 東 和(正會員)

1979년 : 영남대전기공학과 졸업.
 1981년 : 한양대 대학원 전기공학과 졸업.
 1987년 : 동 대학원 전기공학과 졸업(박사).
 1988년~1989년 : 현대중전기(주) 기술연구소 책임연구원.
 1989년~현재 : 순천대학교 전기제어공학과 교수

교 전기제어공학과 교수



李 廷 喆(正會員)

1995년 : 순천대 전기공학과 졸업.
 1998년 : 동 대학원 전기공학과 졸업(석사).
 2002년~현재 : 동 대학원 박사과정