

## Efficiency Optimization Control of SynRM with ANN Speed Estimation

崔正植\* · 高在涉\* · 鄭東和\*\*

(Jung-Sik Choi · Jae-Sub Ko · Dong-Hwa Chung)

**Abstract** - This paper is proposed an efficiency optimization control algorithm for a synchronous reluctance motor(SynRM) which minimizes the copper and iron losses. Also, this paper presents a speed estimated control scheme of SynRM using artificial neural network(ANN).

There exists a variety of combinations of  $d$  and  $q$ -axis current which provide a specific motor torque. The objective of the efficiency optimization controller is to seek a combination of  $d$  and  $q$ -axis current components, which provides minimum losses at a certain operating point in steady state. It is shown that the current components which directly govern the torque production have been very well regulated by the efficiency optimization control scheme.

The proposed algorithm allows the electromagnetic losses in variable speed and torque drives to be reduced while keeping good torque control dynamics. The control performance of ANN is evaluated by analysis for various operating conditions. Analysis results are presented to show the validity of the proposed algorithm

**Key Words** : Synchronous Reluctance Motor, Efficiency optimization control, Artificial Neural Network, Sensorless Control.

## 1. 서 론

최근, 전 세계적으로 환경문제의 인식이 높아지고 에너지 및 자원의 절약이 요구되면서 가변속 드라이브에 대한 관심이 고조되고 있다. 전력용 반도체의 진보, 마이크로프로세서 및 DSP의 응용으로 가변속 드라이브에 대한 연구는 한층 박차를 가하게 되었다. SynRM(Synchronous Reluctance Motor) 드라이브는 냉장고, 에어컨등의 가전용에서 공작기계, 펌프, 전기자동차등 산업용에 이르기까지 핵심 전력전자 기기로 응용되고 있다.

SynRM은 유도전동기 보다 회전자손실이 작고 제어가 용이하며 단위 전류당 토크가 큰 장점을 갖고 있다. 또한 성능과 가격면에서도 유도전동기 보다는 우수하다. PMSM(Permanent Magnet Synchronous Motor) 보다 가격이 싸고 약계자 운전이 가능한 점 등의 장점이 있다. SRM(Switched Reluctance Motor) 보다 벡터제어의 구현이 용이하고 인버터의 토폴로지의 구성이 쉽다는 장점을 갖고 있다.

SynRM의 벡터제어에서 고정자전류의  $d$ 와  $q$ 축 성분은 상호 독립적인 변수이며, 어떤 속도에 대한 특정 토크는  $d$ 와  $q$ 축의 전류성분의 다양한 합성으로 얻을 수 있다.[1-5]  $d$ 와  $q$ 축 전류성분을 분해하여 특정 토크를 얻을 수 있으나 전동기

의 효율은 매우 광범위하게 변화한다.  $d$ 축 전류가 크면 철손이 커지고 매우 작으면 전류 및 동손이 증가한다. 따라서 전동기의 모든 동작점에서 최적효율에 관계된 설정 토크를 구하면 이 토크에서 발생하는 최적전류를 얻을 수 있다.

효율 최적화 제어기는 전동기의 실제적 구현시에 나타나는 인덕턴스 포화, 철손 계수, 온도 및 고조파 영향등을 파라미터 값으로 하는 손실모델에 의해 얻을 수 있다. 어떠한 동작점에서 제어기는 효율 최적화 동작조건을 계산하고 최적치를 추적할 때까지 모델에서 하나 이상의 변수를 조절한다. 이러한 최적치는 드라이브 조절기의 지령치로 사용한다. 이러한 연구의 유용성은 정확한 손실모델에 의존하여 얻을 수 있다.

SynRM 드라이브를 위한 위치 및 속도 추정에 관한 연구가 다양하게 이루어지고 있다.[6]-[13] 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[6] 또는 전류 파형에서 인버터의 스위칭 리플을 이용하여[7]-[9] 회전자의 위치와 속도를 추종하는 기법들이 제시되었다. 이 기법들은 칼만필터를 기초한 알고리즘에서 저·고속에서 최적 추종을 얻을 수 있었다.[10] 또한 고정자자속 기준[11], 상전류의 시간에 대한 변화율을 추정[12] 및 전속도 영역[13] 등 다양한 방식이 제시되었다. 그러나 이러한 방식들은 큰 오차 변화가 발생하거나 인버터의 잡음에 대한 적절한 신호의 처리가 필요하고 특정상태에서 인버터의 스위칭을 가하는 특별한 처리가 필요하였다.

\* 學生會員 : 順天大 工大 電氣工學科 碩士課程

† 교신저자, 正會員 : 順天大 工大 電氣工學科 正教授 · 工博

E-mail : hwa777@sunchon.ac.kr

接受日字 : 2006年 4月 13日

最終完了 : 2006年 8月 11日

본 논문에서는 ANN(Artificial Neural Network)에 의한 SynRM의 손실이 최소가 되는 효율 최적화 제어를 제시한다. 추정 토크는 동기좌표계에서 전류와 전동기의 파라미터로부터 직접 계산하며 토크 제어기의 출력인  $d$ 와  $q$ 축 전류는 지령 토크를 추종한다. SynRM에서 철손 및 포화에 의해 토크의 비선형성을 해결하기 위하여 철손을 고려한 모델을 대상으로 해석한다. 철손을 고려한 모델을 이용하여 손실이 최소화되고 효율이 최적화된  $d$ 축 전류의 조건을 구한다. 제시된 알고리즘에서는 간단한 철손 보상 루틴을 첨가하여 철손 때문에 야기되는 토크의 비선형성을 보상한다. 효율 최적화 제어는 종래의  $d$ 축 전류의 일정제어와 비교하여 손실이 최소가 되고 토크 성능이 양호하게 나타난다. 본 연구의 효율 최적화 제어의 타당성을 입증하고 그 결과를 제시한다.

2. 철손을 고려한 SynRM의 모델링

그림 1은 SynRM의 철손저항을 고려한  $d$ 와  $q$ 축의 등가 회로를 나타낸다. 철손을 고려한  $R_c$ 는 속도전압과 병렬로 연결되어 있다. 토크를 발생시키는 전류는  $i_{d0}$ 와  $i_{q0}$ 이며 이는 철손을 발생시키기 때문에 단자전류  $i_{ds}$ 와  $i_{qs}$ 와는 다르다.

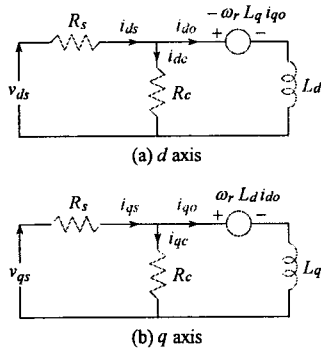


그림 1 SynRM의 등가회로  
Fig. 1 Equivalent circuit of SynRM

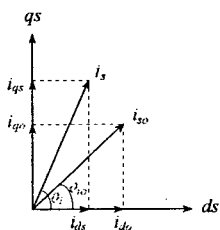


그림 2 SynRM의 전류 벡터도  
Fig. 2 Current vector diagram of SynRM

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

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + L_d \frac{di_{d0}}{dt} - \omega_r L_q i_{q0} \tag{1}$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + L_q \frac{di_{q0}}{dt} + \omega_r L_d i_{d0} \tag{2}$$

$$i_{ds} = i_{d0} + i_{dc} = i_{d0} + \frac{1}{R_c} (L_d \frac{d}{dt} i_{d0} - \omega_r L_q i_{q0}) \tag{3}$$

$$i_{qs} = i_{q0} + i_{qc} = i_{q0} + \frac{1}{R_c} (L_q \frac{d}{dt} i_{q0} + \omega_r L_d i_{d0}) \tag{4}$$

식(1)-(4)를 상태 미분방정식 형태로 표시하면 다음과 같다.

$$p \begin{bmatrix} i_{d0} \\ i_{q0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & \omega_r L_q \\ L_d(1+R_s/R_c) & -R_s \\ -\omega_r L_q & L_q(1+R_s/R_c) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d0} \\ i_{q0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ L_q(1+R_s/R_c) & 1 \\ 0 & L_q(1+R_s/R_c) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} \tag{5}$$

발생 토크는 전류의 성분  $i_{d0}$ 와  $i_{q0}$ 에 비례한다.

$$T_e = \frac{3P}{2} (L_d - L_q) i_{d0} i_{q0} \tag{6}$$

3. ANN에 의한 속도추정

ANN은 인간 두뇌의 간단한 모델에 의해 사고하는 구조로 된 컴퓨팅 시스템이다. ANN은 비선형 동적 시스템의 파라미터를 추정 및 제어를 하는데 사용된다.

ANN을 위한 이상적인 적용은 비선형 시스템의 추정분야에 있다. 실질적으로 어떤 이산 비선형 시스템은 지연 입·출력에서 시스템을 표현할 수 있는 NARMAX(Nonlinear AutoRegressive Moving Average with eXogenous inputs) 모델에 의해서 나타낼 수 있다. 일반적으로 NARMAX 모델은 다음과 같은 형태로 나타낼 수 있다.

$$y(k+1) = f(y(k), \dots, y(k-d_y), u(k), \dots, u(k-d_u)) \tag{7}$$

여기서  $d_u$ 와  $d_y$ 는 입력과 출력 벡터  $u$ 와  $y$ 에서 최대 지연을 나타낸다. 이 모델의 형태는 모델이 전적으로 기지 양으로 표현되기 때문에 시스템의 추정을 추구하는데 이상적이다. 그림 3은 ANN을 이용한 시스템의 추정을 나타낸다. ANN은 시스템의 NARMAX 모델을 추정하는데 사용하며 이를 위해 식(7)에서 필요한 입력과 예측 출력벡터  $\hat{y}(k+1)$ 로서 ANN의 출력을 구성한다. 시간  $k+1$ 에서 예측 출력벡터를 실제 출력 벡터와 비교하여 식(7)에서 함수  $f(\cdot)$ 를 에뮬레이트하기 위하여 학습한다. 그리고 오차 역전파 알고리즘에 의해 ANN 하중을 새롭게 하기 위하여 오차를 사용한다.

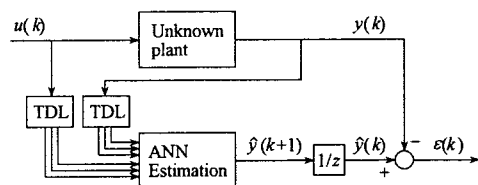


그림 3 ANN을 이용한 시스템 추정  
Fig. 3 System estimation using ANN

ANN을 이용한 시스템의 추정에서 구한 최종 추정속도는 다음 식과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_r(k+1) &= \hat{\omega}_r(k) + \Delta\hat{\omega}_r(k) \\ &= \hat{\omega}_r(k) - \frac{\Delta W_2(k)}{T} \\ &= \hat{\omega}_r(k) - \frac{\eta}{T} \{ \frac{1}{c} [i_{qm}(k) - \hat{i}_{qm}(k)] \hat{i}_{dm}(k-1) \\ &\quad - c [i_{dm}(k) - \hat{i}_{dm}(k)] \hat{i}_{qm}(k-1) \} - \frac{\alpha}{T} \Delta W_2(k-1) \end{aligned} \quad (8)$$

여기서  $T$ 는 샘플링 주기를 나타내며  $\eta$ 는 학습계수이며 학습과정에서 학습율을 나타낸다. 이 계수가 크면 하중 변화가 크다. 실제 구현을 위하여 학습율은 진동이 유발되지 않는 범위에서 큰 값으로 선정한다. 계수  $\alpha$ 는 현재 하중에서 변동하는 과거 하중의 영향을 결정한다.

추정속도를 이용하여 회전자 자극의 위치는 다음과 같다.

$$\hat{\theta}(k+1) = \hat{\theta}(k) + T \cdot \hat{\omega}_r(k) \quad (9)$$

그림 4는 신경회로망을 이용한 SynRM의 벡터제어 시스템을 나타낸다.

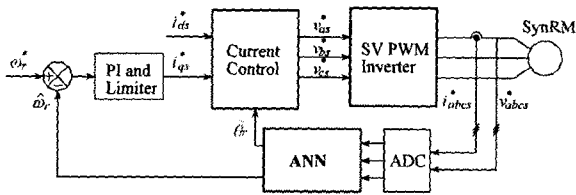


그림 4 SynRM의 벡터제어 시스템  
Fig. 4 Vector control system of SynRM

그림 5는 위치제어를 위한 블록도이다. 지령위치와 추정 위치를 비교하여 지령속도를 구하고 지령속도를 추정속도와 비교하여 제어한다. 속도제어기는 PI 제어기와 리미터로 구성되어 있으며 출력은 지령  $q$ 축 전류  $i_{qs}^*$ 를 발생시킨다. 지령  $d-q$ 축 전류를 SV(Space Vector) PWM 인버터의 블록에서 전류제어기와 좌표변환을 수행하고 PWM에 의해 실제 3상 전류를 발생시킨다.

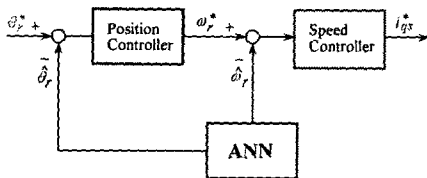


그림 5 위치제어기의 블록도  
Fig. 5 Block diagram of position controller

#### 4. 효율 최적화 제어

SynRM은 자속은 전류에 직접 비례하므로 효율 최적화를 위하여 자속을 조절한다. 자속을 조절할 경우에도 토크의

동특성은 그대로 유지할 수가 있다. 동손만 고려한다면 효율을 최적화를 위한 전류 위상각은  $45^\circ$ 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.

식(1)-(4)를 이용하여 철손과 동손을 구한다. 동손은 다음 식과 같다.

$$\begin{aligned} P_{cl} &= \frac{3}{2} R_s i_s^2 = \frac{3}{2} R_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) \\ &= \frac{3}{2} R_s \left\{ \left( i_{do} - \frac{\omega_r L_q i_{qo}}{r_c} \right)^2 + \left( i_{qo} + \frac{\omega_r L_d i_{do}}{r_c} \right)^2 \right\} \end{aligned} \quad (10)$$

철손은 다음 식과 구할 수 있다.

$$P_{ll} = \frac{3}{2} \frac{(\omega_r \lambda_m)^2}{R_c} = \frac{3}{2} \left\{ \frac{(\omega_r L_q i_{qo})^2}{R_c} + \frac{(\omega_r L_d i_{do})^2}{R_c} \right\} \quad (11)$$

따라서 전체 손실은 동손과 철손의 합으로 다음과 같다.

$$\begin{aligned} P_{total} &= P_{cl} + P_{ll} = \frac{3}{2} \left\{ \left( R_s + \frac{(\omega_r L_d)^2}{R_c} + \frac{R_s}{R_c^2} (\omega_r L_d)^2 \right) i_{do}^2 \right. \\ &\quad \left. + \left( R_s + \frac{(\omega_r L_q)^2}{R_c} + \frac{R_s}{R_c^2} (\omega_r L_q)^2 \right) i_{qo}^2 + \left( \frac{2R_s}{R_c} \omega_r (L_d - L_q) \right) i_{do} i_{qo} \right\} \end{aligned} \quad (12)$$

$P_{total}$ 을  $i_{do}$ 항으로 표현하기 위해 식(6)을 변형하면 다음과 같다.

$$i_{qo} = \frac{T_c^*}{\frac{3}{2} P} \frac{K}{(L_d - L_q) i_{do}} = \frac{K}{i_{do}} \quad (13)$$

식(13)을 식(12)에 대입하여 정리하면 다음과 같다.

$$P_{total} = \frac{3}{2} \{ A i_{do}^2 + B i_{do}^{-2} + C \} \quad (14)$$

여기서 계수는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} A &= R_s + \frac{(\omega_r L_d)^2}{R_c} \left( 1 + \frac{R_s}{R_c} \right) \\ B &= K^2 \left\{ R_s + \frac{(\omega_r L_q)^2}{R_c} \left( 1 + \frac{R_s}{R_c} \right) \right\} \\ C &= 2K \frac{R_s}{R_c} \omega_r (L_d - L_q) \end{aligned}$$

전동기의 효율의 최적화는 전체손실  $P_{total}$ 을 최소화하여 얻을 수 있다.

$P_{total}$ 를  $i_{do}$ 로 미분하여 영으로 놓는다.

$$\begin{aligned} \frac{dP_{total}}{di_{do}} &= \frac{3}{2} \{2Ai_{do} - 2Bi_{do}^{-3}\} = 3Ai_{do}^{-3} \{i_{do}^4 - B/A\} \\ &= 3Ai_{do}^{-3} \{i_{do}^2 + \sqrt{B/A}\} \{i_{do} + (B/A)^{1/4}\} \{i_{do} - (B/A)^{1/4}\} = 0 \end{aligned} \quad (15)$$

전체손실  $P_{total}$  이 최소가 되는  $i_{do-min}$  를 구하면 전체손실을 최소로 하는 조건을 구할 수 있다.

$$i_{do-min} = (B/A)^{1/4} \quad (16)$$

그림 6은 SynRM을 위한 효율 최적화 제어의 구성도를 나타낸다. 지령속도와 실제속도를 비교한 다음 속도제어기에서 지령토크를 구한다. 속도제어기는 적용 FNN 제어기를 사용하였으며 지령토크와 실제속도를 이용하여 효율 최적화 제어 알고리즘을 수행한다. 지령  $d, q$  축 전류를 구하고 철손을 보상한 다음  $i_{ds}^*$ 와  $i_{qs}^*$ 를 구하여 전류 제어기와 SV PWM 인버터를 통하여 SynRM을 제어한다.

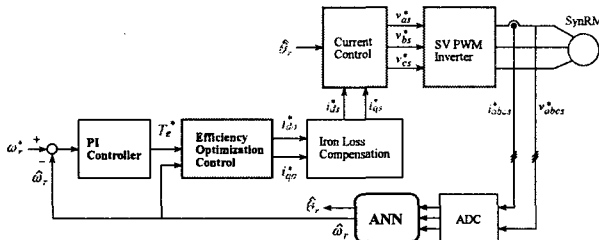


그림 6 SynRM을 위한 효율 최적화 제어  
Fig. 6 An efficiency optimization control configuration for SynRM

### 5. 시스템의 성능결과

표 1은 3.75[kW] SynRM의 파라미터를 나타낸다.

표 1 SynRM의 파라미터  
Table 1 Parameters 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	0.026[kg·m <sup>2</sup> ]

그림 7은 본 논문에서 제시한 센서리스 벡터제어를 이용하여 부하토크 0.5[pu]의 조건에서 0.2초 후에 스텝 지령속도 200[rpm]으로 추정하는 응답특성을 나타낸다. 그림 7(a)

는 지령속도와 실제속도를 나타내며 그림 7(b)는 지령속도와 추정속도를 나타낸다. 저속의 경우에 추정속도는 실제속도에 양호하게 추종되고 있다. 그림 7(c)는 실제 회전각을 나타내며 그림 7(d)는 추정 회전각을 나타낸다. 추정 회전각은 실제 회전각에 양호하게 추정하고 있으며 그림 7(e)는  $a$ 상 전류를 나타낸다. 그림 8은 제시한 센서리스 벡터제어이며 부하토크 1.0[pu] 조건에서 0.2초 후에 스텝 지령속도 1800[rpm]으로 추정하는 응답특성을 나타낸다. 그림 8(a)는 지령속도와 실제속도를 나타내며 그림 8(b)는 지령속도와 추정속도를 나타낸다. 고속의 경우에도 추정속도는 지령속도 및 실제속도에 양호하게 추종되고 있다. 그림 8(c)는 실제 회전각을 나타내며 그림 8(d)는 추정 회전각을 나타낸다. 추정 회전각도 실제 회전각에 양호하게 추정하고 있으며 그림 8(e)는  $a$ 상 전류를 나타낸다.

그림 9는 지령속도를 정·역회전인 4상한 운전을 시켰을 경우의 센서리스 벡터제어의 응답특성을 나타낸다. 팬, 펌프 및 송풍기에 적용되는 속도의 2승에 비례하는 부하를 인가하였다. 그림 9(a)는 지령속도와 실제속도이며 그림 9(b)는 지령속도와 추정속도이다. 4상한 운전에서도 추정속도는 실제속도에 양호하게 추종되고 있다. 그림 9(c)는 실제 회전각을 나타내고 그림 9(d)는 추정 회전각을 나타내며 그림 9(e)는  $a$ 상 전류를 나타낸다. 추정 회전각도 실제 회전각에 매우 양호하게 추정되고 있다. 따라서 그림 7-9에서 다양한 속도와 부하의 변동에도 추정위치 및 속도는 실제위치 및 속도에 양호하게 추종되고 있다.

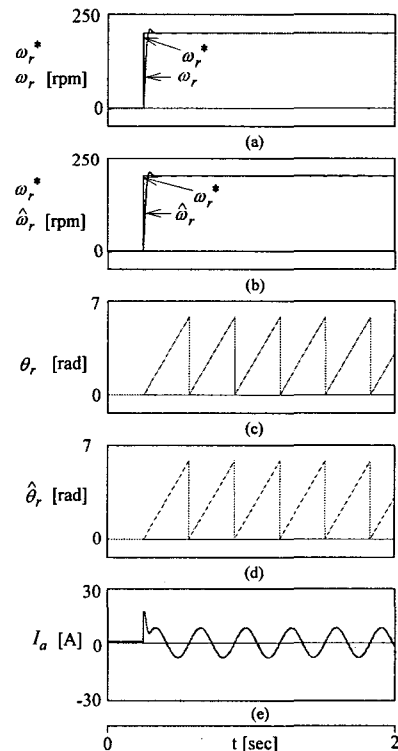


그림 7 스텝 지령속도에 의한 응답특성(저속)  
Fig. 7 Response characteristics with step command speed(low speed)

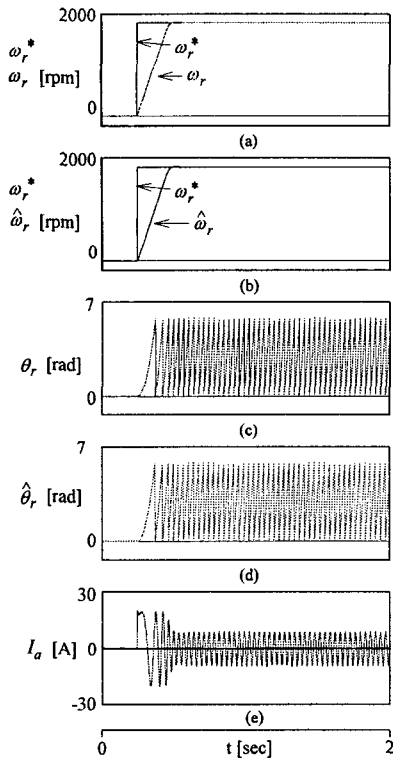


그림 8 스텝 지령속도에 의한 응답특성(고속)  
 Fig. 8 Response characteristics with step command speed(high speed)

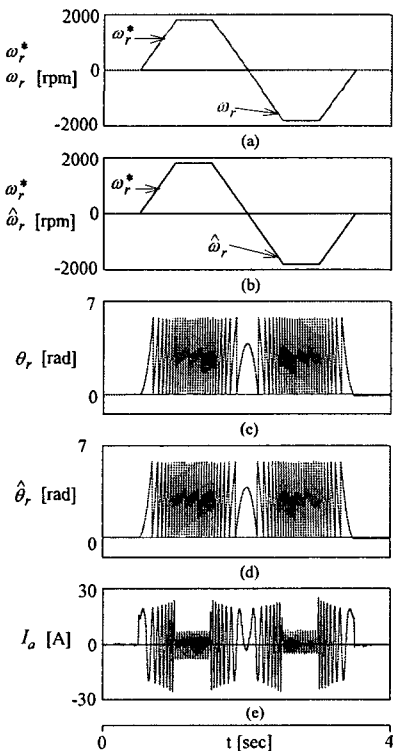


그림 9 지령속도의 정·역회전 변화에 대한 운전특성  
 Fig. 9 Drive characteristics with changing the rotational direction from forward to reverse

전 속도 영역에서 추정 성능은 페루프의 위치제어로서 가능하다. 그림 10과 11은 부하토크를 각각  $0.5[pu]$  및  $1.0[pu]$ 의 조건에서 위치제어기에 의한 응답특성을 나타낸다. 그림 10은 지령위치는  $0.2$ 초에서  $3\pi[rad]$ 로 운전하다가  $1$ 초에서  $-3\pi[rad]$ 로 운전했을 경우이며 그림 10(a)는 지령위치, 실제위치 및 추정위치를 나타낸다. 그림 10(b)는 실제속도와 추정속도를 나타내고 그림 10(c)는 실제각과 추정각을 나타내며 그림 10(d)는  $q$ 축 전류를 나타낸다. 추정위치는 실제위치에 양호하게 추정되고 있으며 추정속도도 실제속도에 매우 양호하게 추정되고 있다. 그리고 추정각도 실제각에 양호하게 추정되고 있다. 그림 11은 지령위치가  $0.2$ 초에서  $20\pi[rad]$ 로 운전하다가  $1.5$ 초에서  $-20\pi[rad]$  운전했을 경우이며 그림 11(a)는 지령위치, 실제위치 및 추정위치를 나타낸다. 그림 11(b)는 실제속도와 추정속도를 나타내고 그림 11(c)는 실제각과 추정각을 나타내며 그림 11(d)는  $q$ 축 전류를 나타낸다. 고속의 경우에도 추정위치는 실제위치에 양호하게 추정되고 있으며 추정속도도 실제속도에 매우 양호하게 추정되고 있다. 그리고 추정각은 실제각에 양호하게 추정되고 있다.

그림 12는 지령속도는  $1800[rpm]$ 이며 무부하로 정상운전한 후,  $t=1[sec]$ 에서  $T_L=5[N \cdot m]$ 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  $d$ 축 전류의 일정 제어방식을 사용하였다. 그림 12(a)는 지령속도와 추정속도 그림 12(b)는 실제 회전각과 추정 회전각 그림 12(c)는  $d$ 축 전류 그림 12(d)는  $q$ 축 전류를 그리고 그림 12(e)는  $a$ 상 전류를 나타내고 있다. 추정속도와 추정 회전각은 실제속도와 실제 회전각에 양호하게 추종하며  $d$ 축 전류는 일정하게 나타나고 있다.

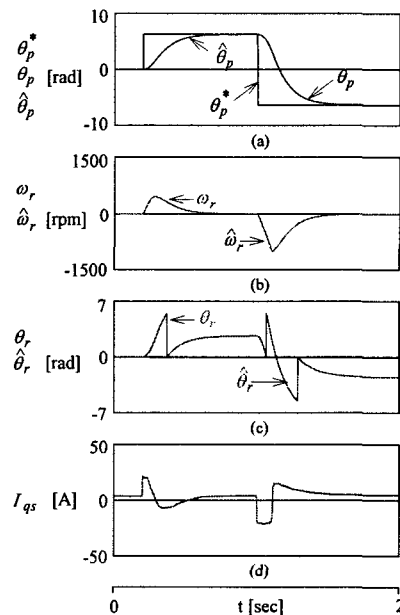


그림 10 위치제어의 응답특성 ( $3\pi[rad] \rightarrow -3\pi[rad]$ )  
 Fig. 10 Response characteristics of position control

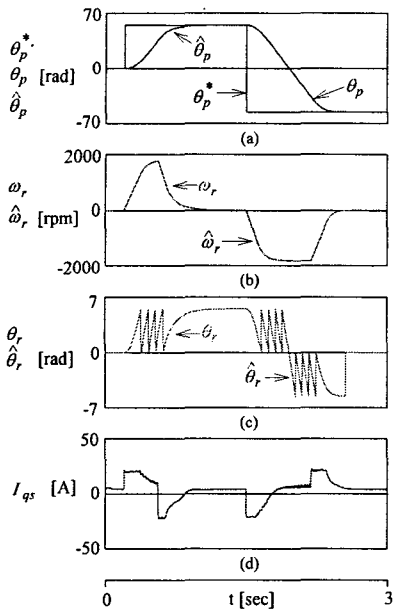


그림 11 위치제어의 응답특성 ( $20\pi[\text{rad}] \rightarrow -20\pi[\text{rad}]$ )  
 Fig. 11 Response characteristics of position control

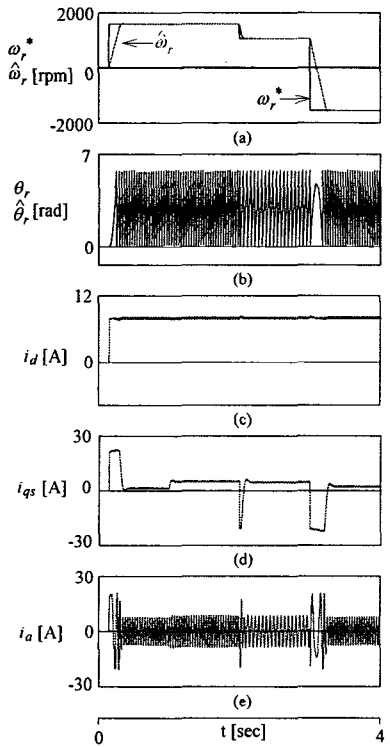


그림 12 속도 및 부하변화에 의한 일정 d축 전류 제어의 응답특성  
 Fig. 12 Response characteristics of constant d-axis current control with variation of speed and load

그림 13은 종래의  $d$ 축 전류의 일정 제어방식으로 그림 12와 같은 운전조건에서 동손, 철손 및 전 손실을 나타낸다.

그림 14은 그림 12와 같은 조건에서 운전하며 본 논문에서 제시한 효율 최적화 제어의 응답특성을 나타낸다. 그림 14(a)는 지령속도와 추정속도 그림 14(b)는 실제 회전각과 추정 회

전각 그림 14(c)는  $d$ 축 전류 그림 14(d)는  $q$ 축 전류를 그리고 그림 14(e)는  $a$ 상 전류를 나타내고 있다. 추정속도와 추정 회전각은 실제속도와 실제 회전각에 양호하게 추종하며  $d$ 축 전류는 효율을 최적화하는 방향으로 나타난다.

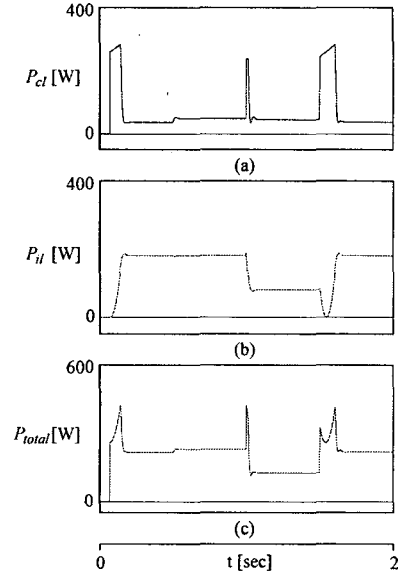


그림 13 일정 d축 전류 제어의 손실  
 (a) 철손 (b) 동손 (c) 전체 손실  
 Fig. 13 Losses of constant d-axis current control  
 (a) Copper loss (b) Iron loss (c) Total loss

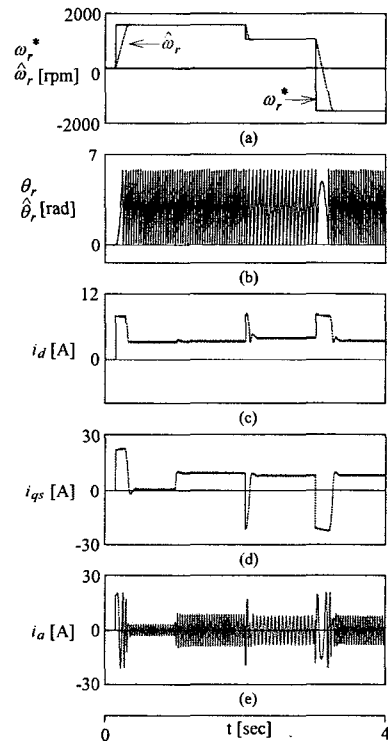


그림 14 속도 및 부하 변화에 의한 효율 최적화 제어의 응답특성  
 Fig. 14 Response characteristics of Efficiency optimization control with variation of speed and load

그림 15는 본 논문에서 제시한 효율 최적화 제어방식으로 그림 15와 같은 운전조건에서 동손, 철손 및 전 손실을 나타낸다. 그림 16은 그림 13과 그림 15의 전 손실을 비교한 결과이며 본 논문에서 제시한 효율 최적화 제어가 종래의 일정  $d$ 축 전류 제어방식보다 정상상태에서는 손실이 대폭 감소된다.

그림 17은 정상상태에서 종래의 일정  $d$ 축 전류 제어와 본 논문에서 제시한 효율 최적화 제어를 할 경우에 부하토크에 대한 효율의 변화를 나타낸다. 그림 17(a)는 종래의  $d$ 축 전류 일정제어이며 그림 17(b)는 본 논문에서 제시한 효율 최적화 제어를 나타낸다. 효율 최적화 제어에서는 종래의 일정  $d$ 축 전류 제어 보다 효율이 향상되며 특히 부하의 변화가 빈번한 경부하에서는 효율이 대폭적으로 증가한다. 따라서 본 논문에서 제시한 효율 최적화 제어의 타당성을 입증할 수 있다.

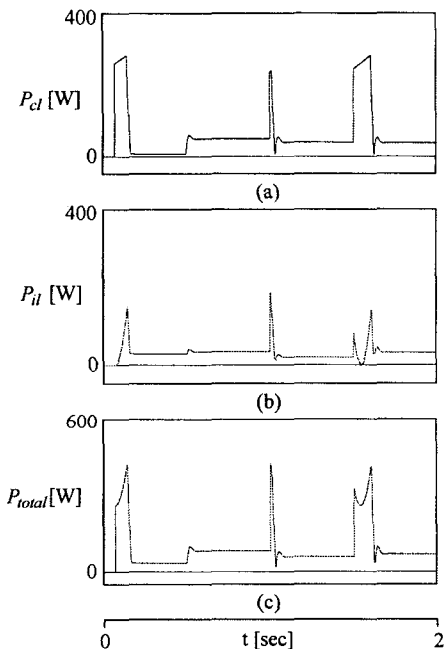


그림 15 효율 최적화 제어의 손실  
(a) 동손 (b) 철손 (c) 전체 손실  
Fig. 15 Losses of Efficiency optimization control  
(a) Copper loss (b) Iron loss (c) Total loss

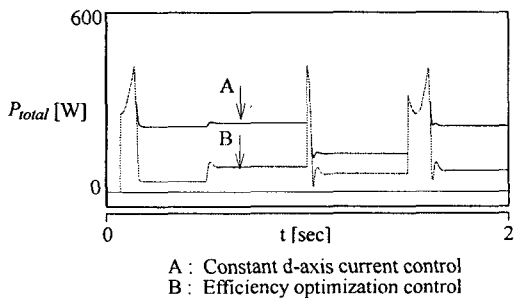


그림 16 일정  $d$ 축 전류제어와 효율 최적화 제어의 전체 손실비교  
Fig. 16 Total losses comparison of constant  $d$ -axis current control and efficiency optimization control

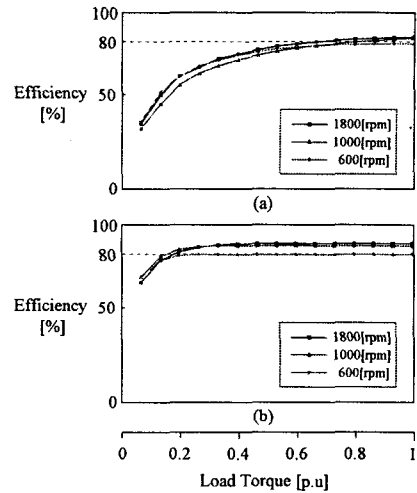


그림 17 부하 변화에 의한 효율 비교  
Fig. 17 Efficiency comparison of load variation

### 6. 결 론

본 논문에서는 유도전동기와 경쟁할 수 있는 강인하며 저렴한 모든 속도와 부하변화에 적용 가능한 SynRM 드라이브를 구현하기 위하여 센서리스 벡터제어 알고리즘을 제시하였다. 센서리스 벡터제어의 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 응답특성은 양호하였다.
- (5) 저속과 고속의 부하토크의 변화에도 위치제어의 응답특성은 양호하였다.
- (6) 속도와 부하변동에 의한 효율 최적화 제어의 응답은 우수하게 나타났다.
- (7) 효율 최적화 제어는 종래의 일정  $d$ 축 전류제어에 비해 손실이 대폭적으로 감소하였다.
- (8) 부하 변화에 대한 효율은 효율 최적화 제어가 일정  $d$ 축 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. Matsuo and T. A. Lipo, "Field oriented control of synchronous reluctance machine," in Proc. PESC, pp. 425-431, 1993.  
[2] A. Fratta, A. Vagati and F. Villata, "Control of a reluctance synchronous motor for spindle application,"

in Proc. IPEC-Tokyo, pp. 708-715, 1990.

- [3] R. E. Betz, et al., "Control of synchronous reluctance machines," IEEE Trans. Ind. Appli., vol. 29, no. 6, pp.1110-1121, 1993.
- [4] 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.
- [5] A. Vagati, T. A. Lipo, et al., "Synchronous reluctance motors and drives - A New Alternative," IEEE IAS Annu. Meet. Tutorial Course Note, 1994.
- [6] 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.
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] 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.
- [10] 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.
- [11] 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.
- [12] 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.
- [13] 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.

저 자 소 개



**최 정 식 (崔 正 植)**  
 2005년 순천대학교 공대 전기제어공학과 졸업 2005년 3월 순천대학교 대학원 전기공학과 석사과정  
 Tel : 061-750-3543,  
 Fax : 061-752-9841  
 E-mail : 1108cjs@daum.net



**고 재 섭 (高 在 涉)**  
 2005년 순천대학교 공대 전기제어공학과 졸업 2005년 3월 순천대학교 대학원 전기공학과 석사과정  
 Tel : 061-750-3543,  
 Fax : 061-752-9841  
 E-mail : kokos22@naver.com



**정 동 화 (鄭 東 和)**  
 1979년 영남대 공대 전기공학과 졸업. 1981년 한양대 대학원 전기공학과 졸업 (석사). 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1988년~1989년 현대중전기(주) 기술연구소 책임연구원. 1989년 ~ 현재 순천대학교 정보통신공학부 교수

Tel : 061-750-3543  
 Fax : 061-752-9841  
 E-mail : hwa777@sunchon.ac.kr  
 WebPage: <http://pelab.sunchon.ac.kr/~hwa777>