

약계자 영역에서의 유도전동기 과도 토오크 최대화 기법

宋 丞 鎬, 崔 鐘 宇, 薛 承 基

Transient Torque Maximizing Strategy of Induction Machine in Field Weakening Region

Seung-Ho Song, Jong-Woo Choi and Seung-Ki Sul

요 약

본 논문에서는 유도전동기의 전 속도 영역에서 출력토오크를 최대화 할 수 있는 새로운 약계자 제어기를 제시하였다. 전압제한과 전류제한을 모두 고려한 약계자 영역에서의 최적해를 구하였다. 제안된 알고리즘은 자속과 속도를 근거로 하여 변동하는 전압 제한 조건을 만족시키는 전류 기준값을 구하게 된다. 따라서 고정자 전압을 최대한 활용하므로 정상상태 뿐만 아니라 전동기의 자속의 크기가 변화하는 과도상태에서도 최대 출력 토오크와 빠른 제어 응답성을 얻을 수 있다. 시뮬레이션 및 실험결과를 통해 제안된 약계자 기법의 효용성을 보였다.

ABSTRACT

In this paper, a new field weakening algorithm which maximizes the output torque not only in steady state but also in transient state is proposed. Considering both voltage and current limit of system, analytic solutions for optimal torque utilization in field weakening region I and region II are obtained. This algorithm finds optimal currents considering dynamic voltage limit based on flux and speed. So the maximum usage of stator voltage even in transient state results in the maximum torque and fast response time. Simulation and experimental results show the effectiveness of the proposed field weakening scheme.

Key Word : Induction motor, Field weakening control. Maximum torque control

1. 서 론

벡터제어되는 유도전동기는 속도의 증가와 함께 자속분 전류를 감소시킴으로써 쉽게 자속을 감소시킬 수 있기 때문에 스피드나 전기 자동차와 같이 정출력 운전이 매우 중요시되는 응용분야에서 많이 적용되고 있다. 인버터가 출력할 수 있는 최대 토오크는 전동기에 공급되는 인버터의 최대전류와 최대전압에 대해서도 영향을 받지만, 적용된 약계자 제어 기법에 의해서도 영향을 받으므로 제한된 전류/전압 용량하에서 전 운전영역에서 단위전류당 최대 토오크를 얻기 위한

약계자 제어에 관해 많은 연구가 있어 왔다^[1~7]. 이러한 연구결과 중에서 쉽게 구현이 가능하고 성능이 우수한 방식중의 하나는 약계자 영역에서 최대 토오크를 얻기 위해 해석적인 최적해를 구한 참고문헌 [6]과 [7]의 기법이다. 이 방식에서는 전압 제한 타원과 전류 제한원의 위치 관계로부터 자속의 크기가 결정된다.

이 방식에서는 d축 회전자 자속, λ_{ds}^e 이 상호인덕턴스, L_m 와 d축 전류, i_{ds}^e 의 곱과 같다는 정상상태 조건을 가정하였는데, 이 가정은 약계자 영역에서 전동기의 속도가 변화하고, 자속의 크기가 변화하는 동적

인 영역에서는 성립하지 않는다. 그러므로 참고문헌 [6]과 [7]에 제시된 방식은 정상상태에서만 최대 토오크가 보장된다.

본 논문에서는 약계자 영역에서 최대 토오크를 출력할 수 있는 새로운 약계자 제어방식을 제안한다. 제안된 방식에서는 전압과 전류 제한 조건은 고려하지만 참고문헌 [6]과 [7]에서 사용된 정상상태 조건을 가정하지 않았다. 그러므로 제시된 알고리즘은 정상상태 뿐만 아니라 과도상태에서도 우수한 토오크 출력 특성을 나타낸다. 시뮬레이션과 실험 결과로부터 제안된 약계자 제어기법의 실현 가능성과 우수성을 확인하였다.

2. 유도전동기의 전압방정식

회전자 자속기준 벡터제어인 경우, 유도전동기의 전압방정식은 고정자와 회전자에서의 전압 및 자속 방정식을 조합함으로써 다음 식과 같이 얻을 수 있다

$$V_{ds}^e = r_s i_{ds}^e + \sigma L_s \frac{di_{ds}^e}{dt} - \omega_e \sigma L_s i_{qs}^e - r_r \frac{L_m}{L_r} (\lambda_{dr}^e - L_m i_{ds}^e) \quad (1)$$

$$V_{qs}^e = \left(r_s + r_r \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{qs}^e + \sigma L_s \frac{di_{qs}^e}{dt} + \omega_e \sigma L_s i_{ds}^e + \omega_r \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}^e \quad (2)$$

3. 전압 및 전류 제한

최대 고정자 전압 ($V_{s,max}$)은 PWM 방식과 직류링크 전압 그리고 전류제어를 위한 제어전압 여분의 정도에 의해 제한되므로 동기좌표계 d축 전압 (V_{ds}^e)과 q축전압 (V_{qs}^e)은 다음 전압 제한 부등식을 만족하여야 한다.

$$V_{ds}^e{}^2 + V_{qs}^e{}^2 \leq V_{s,max}{}^2 \quad (3)$$

최대 고정자 전류 ($I_{s,max}$) 역시 인버터의 전류 정격과 전동기의 열정격에 의해 제한되므로 d축 전류

(i_{ds}^e)와 q축 전류 (i_{qs}^e)는 다음 전류 제한 부등식을 만족하여야 한다.

$$I_{ds}^e{}^2 + I_{qs}^e{}^2 \leq I_{s,max}{}^2 \quad (4)$$

4. 기존의 약계자 제어 방식^{[6][7]}

정상상태에서는 고정자 전류의 시간 비분에 의한 전압강하를 무시할 수 있고, d축 회전자 자속 (λ_{dr}^e)은 $L_m i_{ds}^e$ 가 된다. 또, 고속에서는 고정자 저항의 전압강하 역시 무시될 수 있으므로 식 (1)과 (2)의 고정자 전압 방정식은 다음과 같이 간단히 된다.

$$V_{ds}^e = -\omega_e \sigma L_s i_{qs}^e \quad (5)$$

$$V_{qs}^e = \omega_e \sigma L_s i_{ds}^e + \omega_e \frac{L_m^2}{L_r} i_{ds}^e = \omega_e L_s i_{ds}^e \quad (6)$$

그러므로, 식 (3)의 전압 제한 부등식은 다음 식과 같이 된다.

$$(\omega_e \sigma L_s i_{qs}^e)^2 + (\omega_e L_s i_{ds}^e)^2 \leq V_{s,max}{}^2 \quad (7)$$

기존의 약계자 방식은 전압 제한 조건 (7)과 전류 제한 조건 (4) 하에서 식 (8)의 정상상태 토오크를 최대화 할 수 있는 최적의 고정자 전류를 구하는 것이다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m^2}{L_r} i_{ds}^e i_{qs}^e \quad (8)$$

식 (8)을 최대화하는 고정자 전류는 전류 평면에서 속도에 따라 변화하는 타원(식 (7))과 고정된 원(식 (4))의 위치관계에 따라 결정된다. 이에 따라, 고정자 전류의 해가 전압타원 및 전류원의 교점에서 주어지는 약계자 영역 I과 전압타원의 접점에서 발생하는 약계자 영역 II로 나뉘어진다.

4.1 약계자 영역 I ($\omega_{base} \leq \omega_e \leq \omega_1$)

전동기의 속도가 $\omega_{base} \leq \omega_e \leq \omega_1$ 인 경우에는, 식 (8)을 최대화하는 최적의 고정자 전류의 해는 전압타원과 전류원의 교점에서 주어진다. 식 (7)의 전압제한과

식 (4)의 전류제한의 부등식을 등식으로 바꾸어서 d축과 q축의 전류에 관해서 풀면 다음 식과 같이 구할 수 있다.

$$i_{ds}^c = \sqrt{\frac{(V_{smax}/\omega_e)^2 - (\sigma L_s I_{smax})^2}{L_s^2 - \sigma L_s^2}} \quad (9)$$

$$i_{qs}^c = \sqrt{I_{smax}^2 - i_{ds}^c{}^2} \quad (10)$$

여기서, 약계자 영역 I으로의 전이 주파수 ω_{base} 는

$$\omega_{base} = \frac{V_{smax}}{\sqrt{L_s^2 I_{ds,rate}^2 + \sigma L_s^2 (I_{smax}^2 - I_{ds,rate}^2)}} \quad (11)$$

이다.

4.2 약계자 영역 II ($\omega_e > \omega_1$)

전동기의 속도가 더욱 증가하여 $\omega_e > \omega_1$ 가 되면 식 (8)을 최대화하는 회전자 자속의 해는 전압태원의 접점에서 주어지며 이 때의 최적의 전류는 식 (7)과 (8)에 의해 다음과 같이 구할 수 있다.

$$i_{ds}^c = \frac{V_{smax}}{\sqrt{2} \omega_e L_s} \quad (12)$$

$$i_{qs}^c = \frac{V_{smax}}{\sqrt{2} \omega_e \sigma L_s} \quad (13)$$

약계자 영역 I에서 영역 II로의 전이 주파수는 다음과 같다.

$$\omega_1 = \frac{\sqrt{L_s^2 + \sigma L_s^2}}{2 L_s \sigma L_s} \frac{V_{smax}}{I_{smax}} \quad (14)$$

4.3 기존 약계자 방식의 구현

그림 1은 기존 방식의 블록도이다. 식 (9)와 (12)에서 얻어진 i_{ds}^c 는 d축 지령으로 사용되지 않고 필요한 회전자 자속 지령을 구하기 위해 사용한다. 회전자 자속지령 λ_{dr}^c 은 식 (15)와 같이 구하고 자속제어기를 사용하여 원하는 자속을 얻는다.

$$\lambda_{dr}^c = L_m i_{ds}^c \quad (15)$$

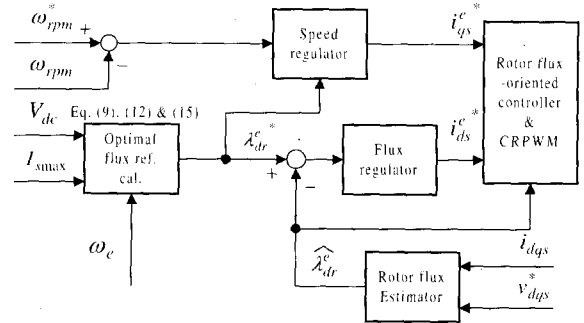


그림 1 기존방식의 블록도

Fig. 1 Block diagram of the conventional scheme

4.4 기존 약계자 방식의 문제점

기존의 약계자 방식의 문제점은 회전자 자속이 d축 전류와 상호 인덕턴스의 곱과 같다는 정상상태를 가정한다는 것이다. 즉, $\lambda_{dr}^c = L_m i_{ds}^c$ 상태가 유지되어야만 기존의 약계자 제어방식이 유효하다. 그러나 이 가정은 정상상태에서만 유효하고 실제적으로는 d축 회전자 자속과 d축 고정자 전류는 다음과 같은 1차 미분방정식으로 표현된다.

$$\frac{d\lambda_{dr}^c}{dt} = -\frac{r_r}{L_r} \lambda_{dr}^c + \frac{r_r}{L_r} L_m i_{ds}^c \quad (16)$$

전동기가 가속 혹은 감속하면서 회전자 자속 지령이 변동하는 과도상태에서는 d축 회전자 자속 (λ_{dr}^c)과 $L_m i_{ds}^c$ 의 값은 항상 다르다. 전동기가 가속하는 경우에는 회전자 자속의 크기가 감소하므로 식 (16)에 의해 실제 발생하는 d축 전류 (i_{ds}^c)의 값은 계산값

$\frac{\lambda_{dr}^c}{L_m}$ 보다 작게 된다. 이는 곧 낮은 d축 전류의 유입으로 q축 전압의 크기가 감소하게 되어 전압제한의 경계선 내부에서 운전되는 결과를 낳는다. 역으로 전동기가 감속하는 경우에는 실제 발생하는 d축 전류가 계산값보다 크게 되어 전압제한의 경계선 외부에서 운전되어 제어전압 여분의 부족으로 전류제어가 불안정해진다. 그러므로 기존의 방식으로는 전동기가 가속 혹은 감속하는 과도상태에서는 전압 제한의 경계에서 정확히 운전될 수 없어서 최대 토크 운전을 보장할 수 없다.

5. 제안된 약계자 기법

5.1 전압 제한

식(1)과 (2)에서, 기존 방식에서와 같이 고정자전류의 시간 미분에 의한 전압강하와 고정자 저항의 전압강하는 무시한다. 또, $r_r \frac{L_m}{L_r} (\lambda_{dr}^c - L_m i_{ds}^c)$ 항은 $\omega_e \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}^c$ 에 비해 상대적으로 매우 작은 전압이므로 무시하면 다음과 같은 전압 방정식을 얻는다.

$$V_{ds}^e = -\omega_e \sigma L_s i_{qs}^e \tag{17}$$

$$V_{qs}^e = \omega_e \sigma L_s i_{ds}^e + \omega_e \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}^c \tag{18}$$

기존 방식과의 차이점은 제안된 약계자 기법에서는 $\lambda_{dr}^c = L_m i_{ds}^e$ 이라는 가정을 적용하지 않았다는 것이다. 전압 제한은 (19)식과 같이 반지름이 $\frac{V_{smax}}{\omega_e \sigma L_s}$ 이고 중심이 $(-\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \lambda_{dr}^c, 0)$ 인 원으로 표현된다.

$$\left(i_{ds}^e + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \lambda_{dr}^c\right)^2 + i_{qs}^e{}^2 \leq \left(\frac{V_{smax}}{\omega_e \sigma L_s}\right)^2 \tag{19}$$

5.1 토오크 최대화 기법

제안된 약계자 제어기는 출력 토오크를 최대화하기 위하여 전압제한식 (19)와 전류제한식 (4)를 만족하면서 다음의 평가함수를 최대화하는 최적의 고정자 전류를 계산한다.

$$f(i_{ds}^e, i_{qs}^e, \lambda_{dr}^c) = i_{qs}^e (i_{ds}^e + \gamma \lambda_{dr}^c) \tag{20}$$

회전자 자속기준 벡터제어에서 토오크는 q축 고정자 전류와 d축 회전자 자속의 곱으로 주어지고 d축 회전자 자속은 d축 고정자 전류에 의해서 생성된다. 그러므로 토오크를 최대화 하기 위해서는 q축 고정자 전류와 d축 회전자 자속은 물론 d축 고정자 전류 역시 평가함수에 포함시켜야 한다. 식 (20)에서 γ 는 d축 고정자 전류와 d축 회전자 자속 사이의 가중치이며 본 논문에서는 γ 를 $\frac{L_m}{\sigma L_s L_r}$ 로 선정하여 평가함수 f

를 $i_{qs}^e \left(i_{ds}^e + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \lambda_{dr}^c\right)$ 로 하였다.

5.3 약계자 영역 I

전동기의 속도가 낮은 경우에는 식 (20)을 최대화하는 d축 전류는 정격 d축 전류보다 크게 계산되고 이 경우에는 d축 전류지령은 정격치로 제한된다. 속도가 증가하면서 계산되는 d축 전류의 값이 감소하게 되는데 이 값이 정격치보다 작아지게되면 약계자 제어가 시작된다. 약계자 영역 I은 평가함수 (20)을 최대화 하는 고정자 전류가 그림 2과 같이 식 (19)의 전압제한원과 식 (4)의 전류제한원의 교점에서 발생하는 영역이다.

$$i_{ds}^e = \frac{\left(\frac{V_{smax}}{\omega_e \sigma L_s}\right)^2 - \left(\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \lambda_{dr}^c\right)^2 - I_{smax}^2}{2 \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \lambda_{dr}^c} \tag{21}$$

$$i_{qs}^e = \sqrt{I_{smax}^2 - i_{ds}^e{}^2} \tag{22}$$

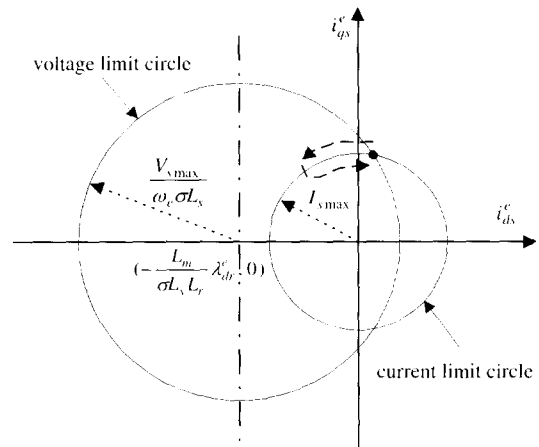


그림 2 약계자 영역 I에서의 최적의 전류
Fig. 2 Optimal current in field weakening region I.

5.4 약계자 영역 II

전동기의 속도가 증가할수록 전압 제한 원의 반경은 감소한다. 전압 제한원의 반경이 일정수준이하로 감소하게 되면 평가함수 식 (20)을 최대화하는 고정자 전류는 약계자 영역 I과 같이 두 원의 교점이 되지 않고 그림 3과 같이 전압원의 접점으로 주어진다.

$$i_{ds}^e = \frac{V_{smax}}{\sqrt{2} \omega_e \sigma L_s} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \lambda_{dr}^c \tag{23}$$

$$i_{qs}^e = \frac{V_{smax}}{\sqrt{2} \omega_e \sigma L_s} \quad (24)$$

5.5 제안된 약계자 제어방식의 구현

제안된 약계자 제어방식의 블록도는 그림 4와 같다. 기존의 방식과는 달리 식 (21)과 (23)에서 계산된 d축 전류가 직접 d축 전류지령으로 입력된다.

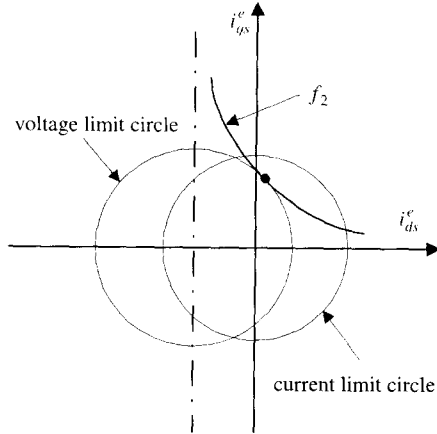


그림 3 약계자 영역 II에서의 최적의 전류
Fig. 3 Optimal current in field weakening region II

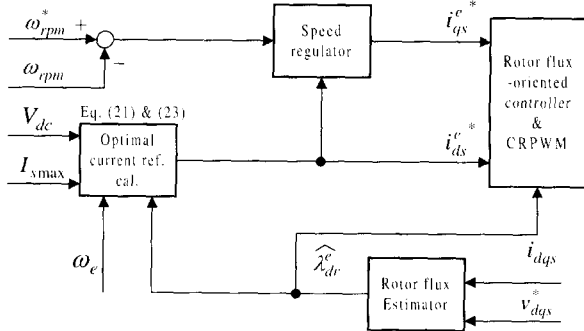
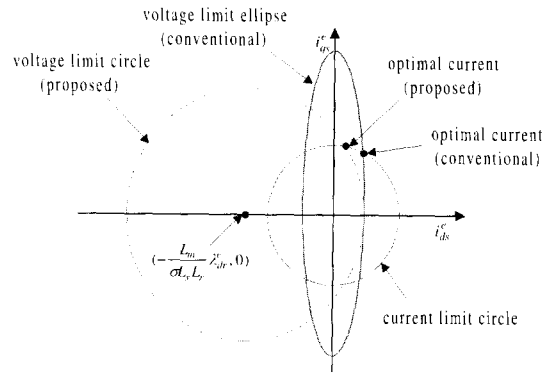


그림 4 제안된 기법의 블록도
Fig. 4 Block diagram of the proposed scheme.

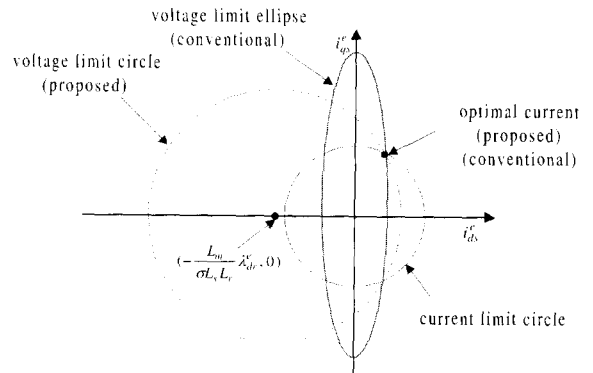
5.6 제안된 방식과 기존방식의 비교

기존의 약계자 제어방식은 전동기의 속도가 일정한 정상상태만을 고려하였지만 제안된 제어기는 정상상태조건을 가정하지 않음으로써 전동기의 속도가 급격히 가속 혹은 감속하는 과도상태에서 기존의 약계자 제어방식보다 더 큰 토크를 발생시킬 수 있다. 정상상태에서는 $\lambda_{dr}^e = L_m i_{ds}^e$ 의 관계식이 성립하므로 이 식을 식 (21)~(24)에 대입하면 기존의 방식과 같은 결

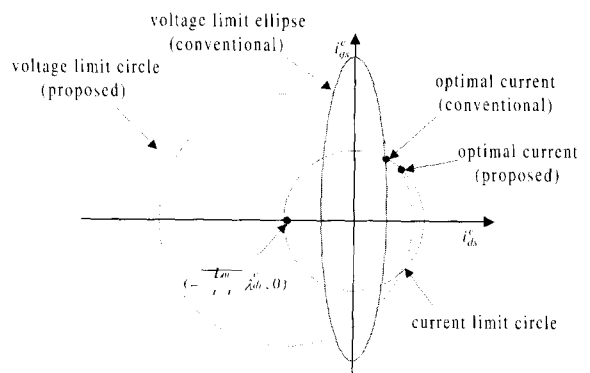
과가 나옴을 확인할 수 있다. 즉 정상상태에서는 제안된 약계자 제어기법과 기존의 방식이 일치한다.



(a) $\lambda_{dr}^e > L_m \times (\text{기존의 방식으로 구한 } i_{ds}^e)$



(b) $\lambda_{dr}^e = L_m \times (\text{기존의 방식으로 구한 } i_{ds}^e)$



(c) $\lambda_{dr}^e < L_m \times (\text{기존의 방식으로 구한 } i_{ds}^e)$

그림 5 제안된 방식과 기존 방식에서의 최적전류
Fig. 5 Optimal current in proposed method and conventional method

제안된 제어기와 기존의 제어기에서 출력하는 최적 전류를 약계자 영역 I인 경우에 대해 표시하면 그림 5와 같다. 자속이 정상상태 값보다 크게 되면 그림 5 (a)에서 알 수 있듯이 제안된 제어기에서는 전압원이 좌측으로 이동되고 이로 인해 d축 전류 지령이 기존의 방식보다 작게 설정되어 자속이 감소하게된다. 자속이 정상상태의 값과 일치하면 그림 5 (b)와 같이 기존의 방식과 제안된 방식은 같은 d축 전류지령을 가지게 되고, 자속이 정상상태 값보다 작은 경우에는 그림 5 (c)와 같이 제안된 제어기에서는 전압원이 우측으로 이동시켜 기존의 방식보다 높은 d축 전류지령을 발생시킴으로써 자속이 증가되어 자속이 자체적으로 조절되는 특성이 있다. 그러므로 제안된 제어기의 경우 자속제어기를 사용하지 않아도 구현이 가능하다.

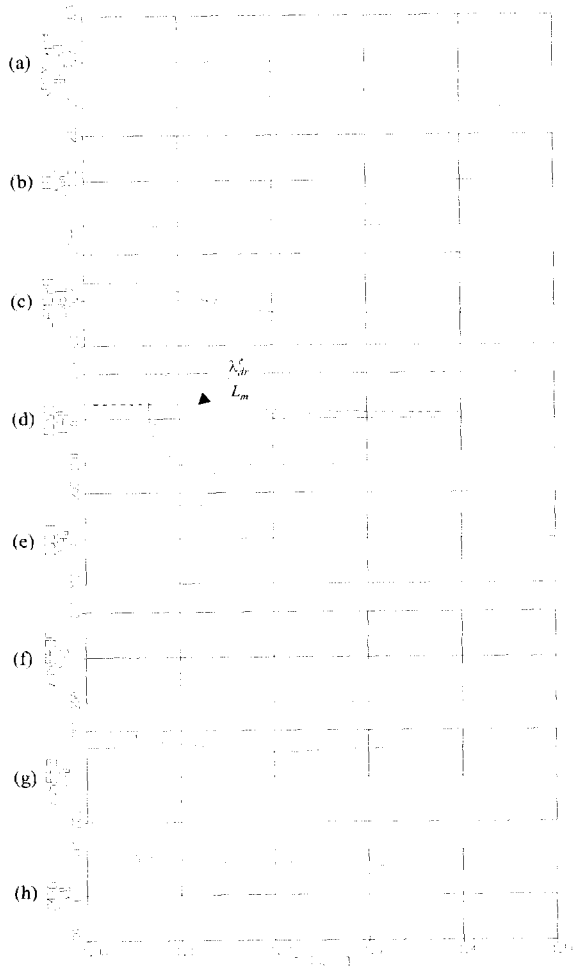


그림 6 기존의 약계자 방식의 과도응답 특성(시뮬레이션)
Fig. 6 Transient response of conventional field weakening scheme. (Simulation)

6. 시뮬레이션

시뮬레이션에서는 표 1과 같은 전동기상수를 가지는 22[kW] 유도전동기가 사용되었다. 직류링크 전압은 데드타임 영향과 제어여분 5%를 고려하여 300[V]로 정하여 $V_{s,max}$ 를 159[V]로 설정하였다. 최대 고정자 전 $I_{s,max}$ 는 정격전류의 150%인 150[A]로 설정하였다.

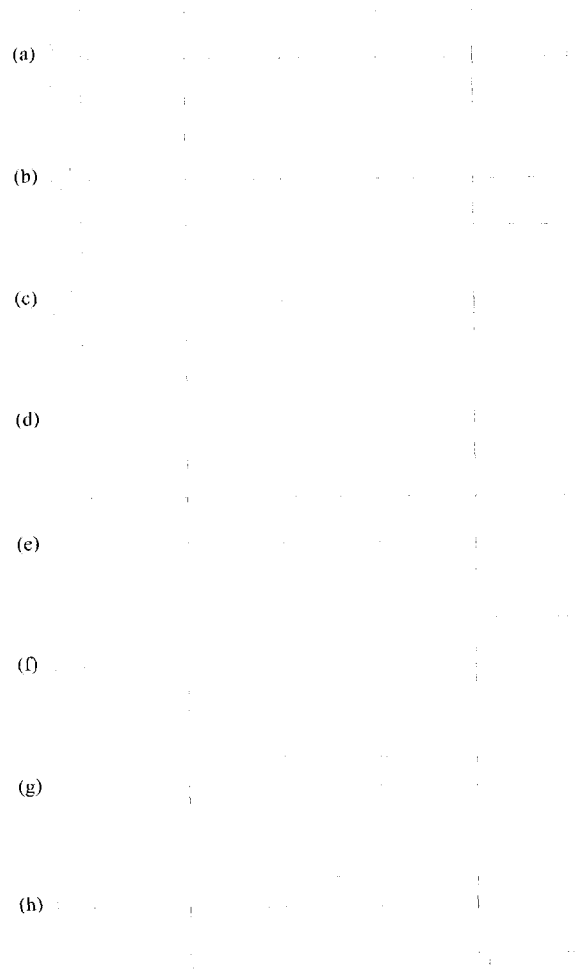


그림 7 제안된 약계자 방식의 과도응답 특성 (시뮬레이션)
(a) 속도 (b) 토오크 (c) d축 회전자자속
(d) q축 전류, (e) d축 전류 (f) d축 전압
(g) q축 전압, (h) 고정자 전압 크기

Fig. 7 Transient response of proposed field weakening scheme.(Simulation) (a) motor speed, (b) torque, (c) d-axis rotor flux, (d) q-axis current, (e) d-axis current, (f) d-axis voltage, (g) q-axis voltage, (h) stator voltage magnitude

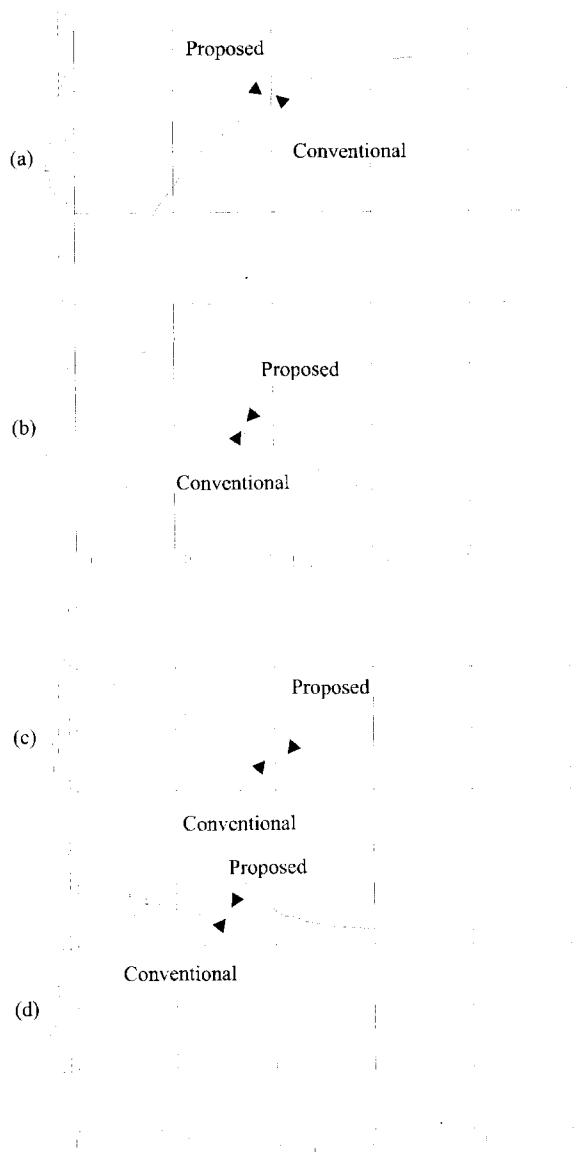


그림 8 두 방식의 비교(시뮬레이션) (a) 속도, (b) 토크, (c) 회전자 자속, (d) 고정자 전압 크기
 Fig. 8 Comparison of two schemes(Simulation). (a) Motor speed, (b) torque, (c) Rotor flux, (d) stator voltage magnitude

표 1 22kW 유도전동기의 상수
 Table 1 Parameters of 22kW induction machine

22[kW], 220[V], 4pole, 60[Hz], 1765[rpm]
$r_s : 0.0407[\Omega]$, $r_r : 0.0413[\Omega]$
$L_s : 13.28[mH]$, $L_r : 13.95[mH]$, $L_m : 13.65[mH]$

그림 6과 7은 각각 전동기의 속도가 1300[rpm]에서 3300[rpm]으로 가속할 때의 기존의 약계자 방식과 제안된 약계자 방식의 과도 응답특성을 보여준다. 기존의 방식에서는 약계자 영역으로의 전환주파수 ω_{base} 는 약 1550[rpm]이고 PID형태의 자속제어기가 사용되었다. 그림 6 (d)에서 알 수 있듯이, 과도상태에서는 실제의 d축 전류는 계산된 정상상태의 최적의 d축 전류의 제적(점선, λ_{dr}^c/L_m)보다 낮으며 이로 인해 그림 6 (h)에서 보듯이 고정자 전압의 크기 $|V_s|$ 가 최대 고정자 전압 $V_{s,max}$ 보다 낮게 되어 전압이 전압타윈의 경계선에서 운전되지 않음을 알 수 있다. 즉, 기존의 방식은 과도상태에서 최대 토크 발생을 보장할 수 없다. 반면에 제안된 방식에서는 그림 7(h)에서 볼 수 있듯이 과도상태동안에서도 최대 전압까지 전압을 이용하고 있다. 그림 8은 두가지 약계자 방식의 비교 파형이다. 속도 파형과 토크 파형에서 알 수 있듯이 제안된 약계자 제어기는 기존의 약계자 제어기보다 과도상태에서 더 큰 토크를 발생시키고 있다. 그림 8 (c)에서 과도상태동안에는 제안된 약계자 제어방식의 자속이 기존 방식의 경우보다 높은 값을 유지하고 있고 정상상태에서는 동일한 특성을 보여주고 있다.

7. 실험결과

실험장치는 22kW 유도전동기와 2.5kHz의 스위칭 주파수를 가지는 IGBT인버터로 구성하였으며 시뮬레이션과 동일한 조건에서 실험을 수행하였다.

그림 9와 10은 각각 기존의 방식과 제안된 방식의 과도응답 특성에 관한 실험 결과이다. 이 파형들은 시뮬레이션에서의 파형(그림 6과 7)과 일치된 결과를 보여준다. 그림 11은 기존의 방식과 제안된 방식의 비교 파형이다. 그림 11의 (c)의 자속을 살펴보면, 시뮬레이션의 경우와 마찬가지로, 과도상태에서 제안된 방식이 기존 방식보다 더 높은 자속의 크기를 유지하고 정상상태에서는 기존 방식과 동일한 정도의 자속의 크기를 유지함을 알 수 있다. 따라서 그림 11 (b)에서 보는 바와 같이 더 큰 토크를 발생시키고 있으며, 그 결과 그림 11 (a)에서 보듯이 가속시간이 짧아진 것을 알 수 있다. 이러한 차이가 발생한 원인은, 그림 11 (d)에 표시된 것과 같이, 고정자 전압을 과도상태동안에서도 최대 전압까지 잘 활용하였기 때문이다.

8. 결론

본 논문에서는 전 영역에서 출력토크를 최대화 할 수 있는 새로운 약계자 제어기를 제시하였다. 전압제한과 전류제한을 모두 고려한 약계자 영역에서의 최적해를 구하여 정상상태 뿐만 아니라 전동기의 자속의 크기가 변화하는 과도상태에서도 높은 출력토크를 얻을 수 있었다. 시뮬레이션 및 실험결과에서 제안된 약계자 기법이 기존의 약계자 기법에 비해 우수한 성능을 가짐을 확인하였다.

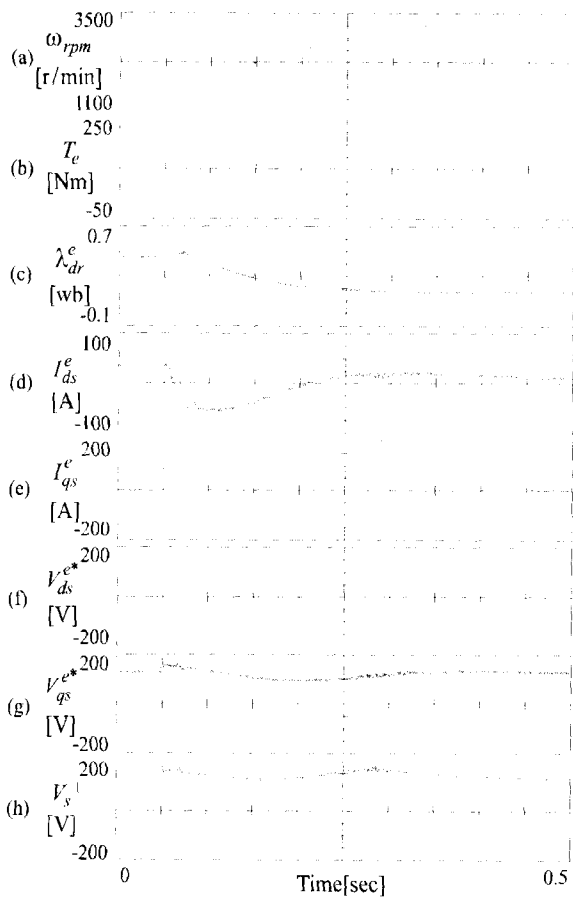


그림 9 기존의 약계자 방식의 과도응답 특성(실험)

- (a) 속도 (b) 토크 (c) d축 회전자자속
- (d) q축 전류 (e) d축 전류 (f) d축 전압
- (g) q축 전압 (h) 고정자 전압 크기

Fig. 9 Transient response of conventional field weakening scheme. (Experiment)

- (a) motor speed, (b) torque,
- (c) d-axis rotor flux, (d) q-axis current,
- (e) d-axis current, (f) d-axis voltage,
- (g) q-axis voltage, (h) stator voltage magnitude

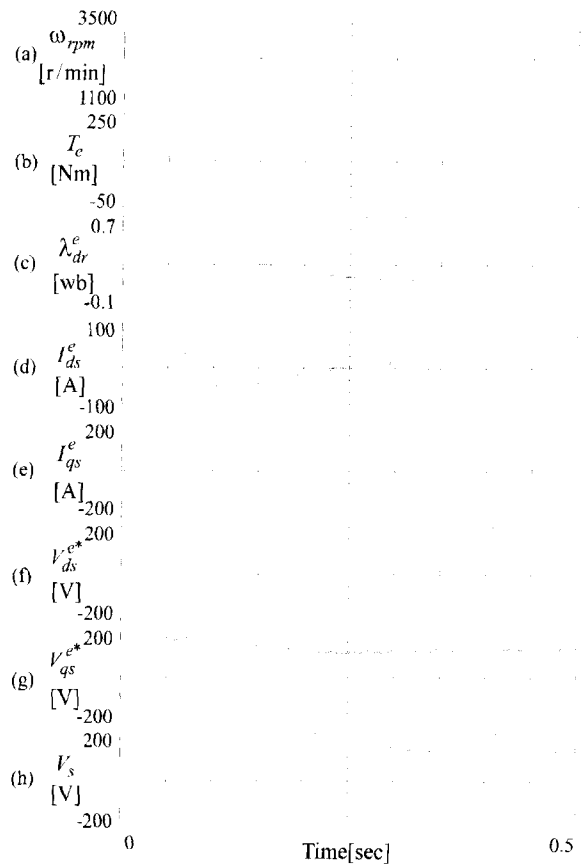


그림 10 제안된 약계자 방식의 과도응답 특성 (실험)
Fig. 10 Transient response of proposed field weakening scheme. (Experiment)

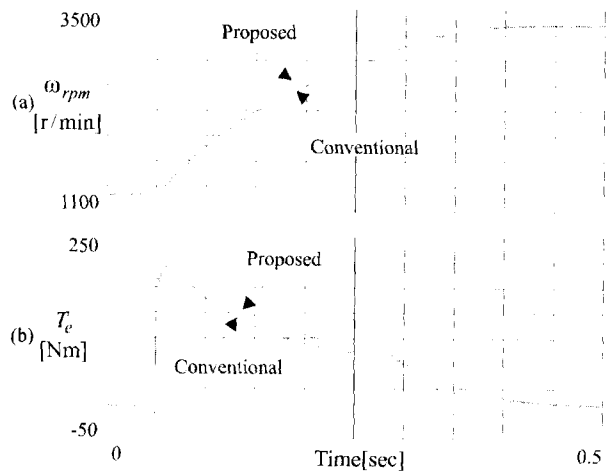


그림 11 두 방식의 비교 (실험) (a) 속도, (b) 토크,
Fig. 11 Comparison of two schemes (Experiment).
(a) Motor speed, (b) torque,

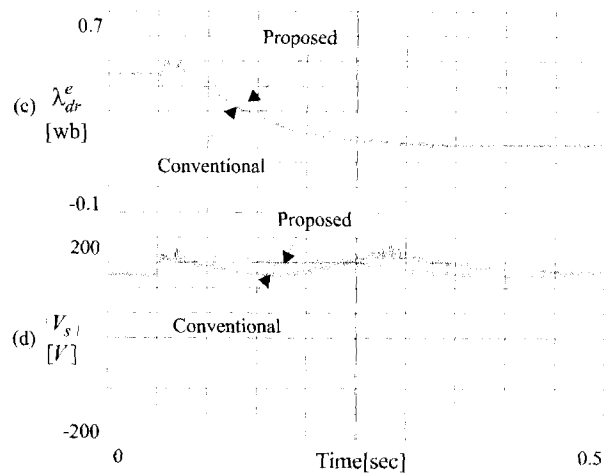


그림 11 두 방식의 비교 (실험) - 계속 -

(c) 회전자 자속, (d) 고정자 전압 크기

Fig. 11 Comparison of two schemes. - Continued -

(c) Rotor flux, (d) stator voltage magnitude

참 고 문 헌

- [1] X. Xu, R. De Donker and D. W. Novotny, "Stator Flux Orientation Control of Induction Machines in the Field Weakening Region," IEEE IAS Annual Meeting Conf. Rec., pp. 437~443, 1988.
- [2] X. Xu, and D. W. Novotny, "Selection of the Flux Reference for Induction Machine Drives in the Field Weakening Region," IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. IA-28, no. 6, Nov./Dec., pp. 1353~1358, 1992.
- [3] S.-H. Kim and S.-K. Sul, "Voltage Control Strategy for Maximum Torque Operation of an Induction Machine in the Field Weakening Region," IEEE Trans. on Ind. Electron., vol. IE-44, no. 4, Aug., 1997.
- [4] H. Grotstollen and J. Wiesing, "Torque Capability and Control of a Saturated Induction Motor Over a Wide Range of Flux Weakening," IEEE Trans. on Ind. Electron., vol. IE-42, no. 4, August, pp. 374~381, 1995.
- [5] M. Bodson, J. N. Chiasson, and R. T. Novotnak, "A Systematic Approach to Selecting Flux References for Torque Maximization in Induction Motors," IEEE Trans. on Contr. Syst. Technol., vol. 3, no. 4, December, pp. 388~397, 1995.
- [6] S.-H. Kim and S.-K. Sul, "Maximum Torque Control of an Induction Machine in the Field Weakening Region," IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. IA-31, no. 4, July/August, pp. 787~794, 1995.
- [7] D. W. Novotny and T. A. Lipo, "Vector Control and Dynamics of AC Drives," New York: Oxford

University Press, pp. 401~416, 1996.

- [8] S. H. Song, Jong Woo Choi, Seung Ki Sul, "Transient Torque Maximizing Strategy of Induction Machine in Field Weakening Region," IEEE Power Electronics Specialists Conference '98, pp. 1569~1574, 1998.

저 자 소 개



송 승 호(宋丞鎭)

1968년 8월 27일생. 1991년 서울대학교 공과대학 전기공학과 졸업(학사). 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1999년 8월 동 대학원 전기공학부 졸업(공학박). 1992년 8월~1995년 2월 포스콘 기술연구소 연구원. 현 기초전력공학공동연구소 전력전자연구센터 연구원.



최 종 우(崔鐘宇)

1969년 2월 25일생. 1991년 서울대학교 공과대학 전기공학과 졸업(학사). 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 8월 동 대학원 전기공학부 졸업(공학박). 1996년 8월~현재 LG산전 연구소 선임 연구원.



설 승 기(薛承基)

1958년 3월 25일생. 1980년 서울대학교 공과대학 전기공학과 졸업. 1986년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1986년~1988년 미국 Univ. of Wisconsin-Madison 객원 연구원. 현재 서울대학교 공과대학 전기공학부 부교수. 당 학회 학술이사.