

단위전류당최대토크 제어기의 성능 비교를 통한 경부하에서 대안모델의 유도전동기 동특성 예측에 관한 연구

권춘기, 김동식[†]

Study on Predicting Induction Motor Characteristics of Alternate QD Model Under Light Loads by Comparing Performance of MTPA Control

Chun-Ki Kwon, Dong-Sik Kim[†]

Abstract

This study investigates a high-accuracy alternate QD model to estimate the characteristics of induction motor under light loads. To demonstrate the usefulness of the alternate QD model, a maximum torque per amp (MTPA) control based on the alternate model is shown to outperform MTPA control based on the standard QD model. The experimental study conducted in this work exhibits that the MTPA control based on the alternate QD model tracks torque commands between 20 Nm and 30 Nm with 5% error, whereas the MTPA control based on the standard QD model generates torques lower by over 23% compared with the aforementioned torque commands. This result indicates that the alternate QD model is a highly accurate model for induction motors under light loads.

Key words: MTPA(Maximum Torque Per Amp) control, Induction motor, Induction motor drives, Light load, Alternate QD

1. 서 론

유도전동기의 동특성을 표현하는 수학적 모델링은 유도전동기의 성능을 예측하거나 제어알고리즘을 설계하는 데에 중요하다^[1]. 과거에 상용전원을 인가하여 정격동작점에서 구동하는 유도전동기의 동특성 예측에 상대적으로 정확도가 높은 표준모델(Standard QD model)은 짧은 계산시간과 적용의 용이성으로 지금도 널리 사용되고 있다^{[2][3]}.

그러나, 반도체의 발달에 따른 인버터의 사용과 다양한 제어 방법의 출현으로 유도전동기를 경부하부터 정격부하에까지 자유롭게 구동이 가능한 인버터를 활용한 구동 방식이 정밀제어에서는 일반화되고 있어, 표준모델에서 간과한 고정자 및 회전자의 누설자속, 자화자속의

포화, 인버터의 스위칭 동작으로 인한 회전자의 표피효과 등을 포함하는 모델이 필요하게 되었다^{[4]-[9]}.

표준모델을 개선하기 위한 다양한 노력이 있어왔지만, 위에서 언급한 개선점을 동시에 고려한 모델은 없었다^{[4]-[9]}. 자속의 포화를 고려한 모델은 참고문헌 [4],[5],[7]-[9]에서 언급되었으며, 회전자의 표피효과는 참고문헌 [6]-[9]에서 거론되었다. 참고문헌 [9]는 자속 포화, 회전자의 표피효과 등을 포함하고 있지만, 회전자 회로의 고주파수에 대한 응답특성이 빠져있다. 최근에 참고문헌 [10]에서 제안된 대안 모델(Alternate QD Model)은 자속 포화, 회전자 표피효과 및 고주파수 응답 특성을 동시에 고려하고 있어, 유도전동기의 동특성 예측이 매우 우수할 뿐만 아니라, 짧은 계산 시간을 가지고 있어 사용이 편리하다. 하지만, 대안모델의 추출할 파라미터의 개수가 많아, 다단계의 특성절차를 수행해야 하는 복잡한 특성절차가 요구되며 앞선 단계에서의 오차가 다음 단계에 전달되는 단점이 있다^[11].

이러한 대안모델에 대한 특성절차의 복잡성을 개선하기 위해, 기본주파수에 대한 응답특성과 회전자주속 상태에서의 주파수 응답특성을 구하는 두가지 절차로 간소화한 후 유전자 알고리즘을 활용하여 다수의 파라미

Paper number: TKPE-2016-21-1-9

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

[†] Corresponding author: dongsik@sch.ac.kr, Dept. of Electrical Eng., Soonchunhyang University

Tel: +82-41-530-1370 Fax: +82-41-530-1494

Manuscript received Dec. 17, 2015; revised Dec. 28, 2015;

accepted Jan. 4, 2016

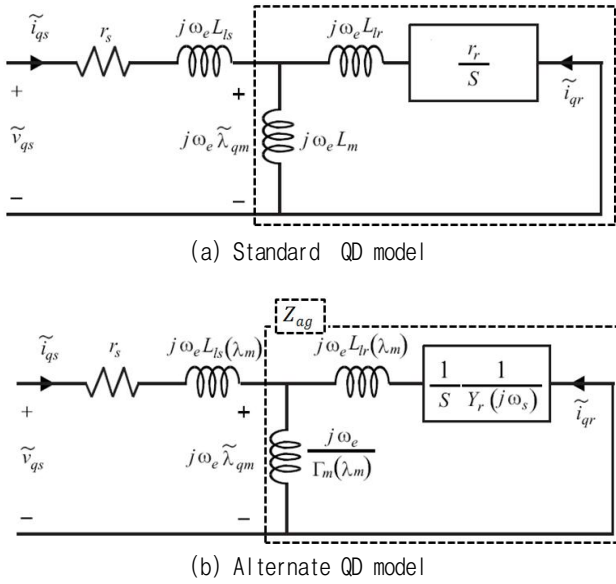


Fig. 1. Steady-state equivalent circuit of alternate and standard QD model.

터를 추출하는 비선형 최적화 문제로 제안되었다^[12]. 간소화된 특성절차의 유용성은 대안모델을 활용한 단위전류당최대토크 (Maximum Torque Per Amp, MTPA) 제어기가 정격부하에서 토크 지령에 가까운 토크를 출력함을 보임으로써 입증되었다^[12]. 하지만, 정격부하에서의 토크 추종은 표준모델을 활용한 MTPA 제어기도 성취할 수 있어 대안모델의 유도전동기 특성 예측 능력에 대한 우수성을 검증하기에는 부족한 부분이 있다.

따라서, 본 논문에서는 경부하에서 대안모델과 표준모델을 활용한 MTPA 제어기의 추종 성능을 실험으로 비교하여 유도전동기의 동특성을 예측하는 대안모델의 우수성을 입증하고자 한다.

2. 표준모델(Standard QD Model)과 대안모델(Alternate QD Model)

일반적으로 많이 사용되는 상수파라미터의 표준모델은 그림 1 (a)에서 보는 바와 같이 정격동작점에서의 동특성 예측에 대해 높은 정확성을 가지지만 정격동작점이 아닌 대부분의 동작점에서는 동특성 예측의 정확성이 현저히 떨어진다^[1]. 이러한 표준모델이 가지는 문제점을 해결하기 위한 여러 가지 방안 중의 하나인 대안모델은 유도전동기의 전반적인 동작점에서 특성절차가 이루어지므로 누설자속 및 자화자속의 포화, 표피효과와 같은 회전자의 특성을 포함하여, 유도전동기의 동특성에 대해서 정확한 예측이 가능하다^{[10][11]}. 그림 1 (b)의 대안모델의 정상상태 등가회로에서 보는 바와 같이, 고정자와 회전자의 누설자속 그리고 자화자속은 자속, $\lambda_m (= \sqrt{2} |\tilde{\lambda}_{qm}|)$ 의 함수로 나타나며, 각각 $L_{ls}(\lambda_m)$,

TABLE I
RESULTANT PARAMETER OF STANDARD MODEL

Parameter	$L_{ls}(mH)$	$L_{lr}(mH)$	$L_m(mH)$	$r_r(\Omega)$
value	4.16	4.16	91.5	0.159

TABLE II
RESULTANT PARAMETER OF ALTERNATE MODEL

L_{ls}		$\Gamma_m(\cdot)$		$Y_r(\cdot)$	
l_{s1}	9.06e-4	m_1	6.79e 0	y_{a1}	5.65e 0
$L_{lr}(\cdot)$		m_2	6.62e-1	y_{b1}	3.21e-2
l_{r1}	1.40e-4	m_3	5.03e 0	y_{a2}	4.40e-2
l_{r2}	4.15e-3	m_4	1.85e 0	y_{b2}	4.78e-4
l_{r3}	7.35e-1	m_5	8.68e-1	y_{a3}	3.17e-3
l_{r4}	2.59e 0	m_6	1.29e-1	y_{b3}	8.76e-8

$L_{lr}(\lambda_m)$, 그리고 $\Gamma_m(\lambda_m)$ 으로 표기된다. 또한, 회전자의 표피효과를 포함하는 회전자 임피던스, $Z_r(j\omega_s)$ 는 라플라스 형태로 표현한다. 대안모델과 명칭에 대한 세부적인 사항은 참조문헌 [10][11]에 기술되어 있으며, 본 논문에서는 생략하였다.

대안모델 파라미터의 함수는 여러 형태가 가능하지만, 본 연구에서는 다음과 같이 규정한다.

$$L_{ls} = l_{s1} \quad (1)$$

$$L_{lr}(\lambda_m) = l_{r1} + \frac{l_{r2}}{1 + (l_{r3}\lambda_m)^{l_{r4}}} \quad (2)$$

$$\Gamma_m(\lambda_m) = m_1 + m_2\lambda_m + e^{m_3(\lambda_m - m_4)} + e^{m_5(\lambda_m - m_6)} \quad (3)$$

$$Y_r(s = j\omega_s) = \frac{1}{Z_r(s = j\omega_s)} = \frac{y_{a1}}{y_{b1}s + 1} + \frac{y_{a2}}{y_{b2}s + 1} + \frac{y_{a3}}{y_{b3}s + 1} \quad (4)$$

표준모델과 대안모델에 기반한 단위전류당최대토크 (MTPA) 제어기의 경부하에서의 성능을 비교하기 위하여, 4극, 460V, 37kW, 60Hz, Δ 결선 농형 유도전동기를 본 연구에서 사용하였다. 표준모델의 특성절차는 참고문헌 [1]에서 제시하는 일반적인 방법으로 무부하 시험과 회전자자속 시험을 통하여 상수값의 파라미터를 구하였으며, 대안모델의 특성절차는 참고문헌 [11][12]에서 제공하는 특성절차 수행방법을 활용한다. 테스트 유도전동기의 표준모델과 대안모델의 파라미터는 표 1과 표 2에 나열하고 그림 2에 도시하였다.

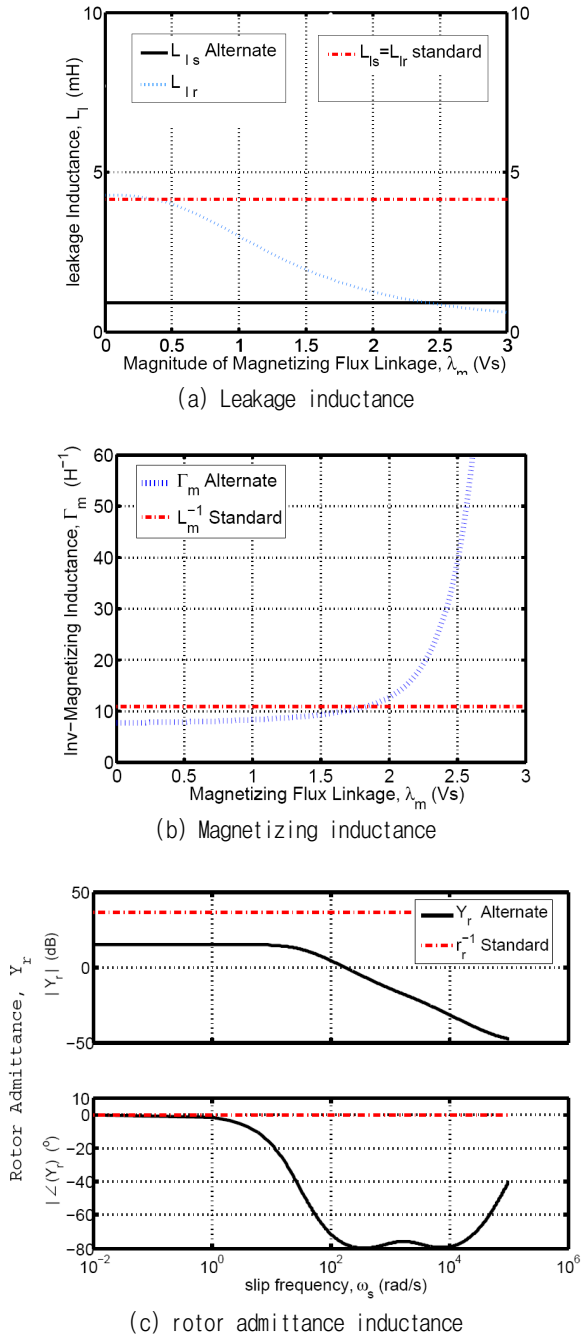


Fig. 2. Resultant parameters of standard and alternate QD model.

3. 단위전류당최대토크 (MTPA) 제어기

3.1 제어기의 구조

단위전류당최대토크(MTPA) 제어기의 설계는 참고문헌 [13]에서 세부적으로 다루고 있으며, 편의상 이 논문에서 간단하게 기술한다. MTPA 제어기는 토크 지령에 상응하는 최소한의 고정자 전류 실효치 크기인 I_s 와 슬립주파수, ω_s 를 발생하여 모터의 실제 출력이 토크지령과 동일하도록 제어하는 제어기로서, 식 (5)와 (6)으로 표현할 수 있다. MTPA 제어기에서는 고정자 전류 크기

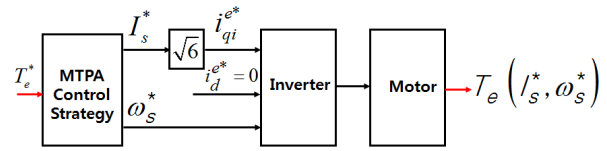


Fig. 3. Structure of MTPA control.

를 활용하므로, 동기좌표계상의 모든 전류가 q축에 있는 것으로 가정한다 ($\sqrt{2} I_s = i_{qs}^e$).

$$\| T_e(\omega_s^*, I_s^*) - T_e^* \| < \epsilon \quad (5)$$

$$T_e(\omega_s^*, I_s^*) = \max_{\omega_s} \{ T_e(I_s, \omega_s) \} \quad (6)$$

그림 3은 MTPA 제어기의 블록도를 도식화한 것이다.

3.2 대안모델에 기반한 MTPA 제어기 설계

MTPA 제어기를 설계하기 위해서는 동기좌표계에서의 토크방정식 (7)을 고정자 전류 I_s 와 슬립주파수 ω_s 로 표현한다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\lambda_{dm}^e i_{qs}^e - \lambda_{qm}^e i_{ds}^e) = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\lambda_{dm}^e i_{qs}^e) \quad (7)$$

동기좌표계에서의 q/d축 변수와 q축 페이저 변수와의 관계를 식 (7)에 대입하면 식 (7)은 고정자 전류와 자속 페이저의 함수로 식 (8)와 같이 표현된다.

$$T_e = \frac{3}{2} P \text{Imag}(\tilde{\lambda}_{qm} I_s) \quad (8)$$

식 (8)에서 자속 페이저 $\tilde{\lambda}_{qm}$ 은

$$\tilde{\lambda}_{qm}(\omega_s, I_s) = \frac{\lambda_m}{\sqrt{2}} = \frac{Z_{ag}(\lambda_m, \omega_s)}{j\omega_e} I_s \quad (9)$$

와 같이 표현된다. 식 (9)에서의 Z_{ag} 는 $j\omega_e/\Gamma_m$ 와 $j\omega_e L_{lr}(\lambda_m) + Z_r(j\omega_s)/S$ 의 병렬 임피던스이며 식 (10)과 같다.

$$Z_{ag}(\lambda_m, \omega_s, r_r) = \frac{\omega_e}{-j\Gamma_m(\lambda_m) + \frac{\omega_s}{j\omega_s L_{lr}(\lambda_m) + Z_r}} \quad (10)$$

식 (8)에 식 (9)를 대입하면, 동기좌표계상의 일반적인 토크방정식인 식 (7)은 고정자 전류 I_s 와 슬립주파수, ω_s 에 대한 토크로서 표현된다.

$$T_e = \frac{3}{2} P \text{Imag} \left(\left(\frac{Z_{ag}(\lambda_m, \omega_s)}{j\omega_e} I_s \right) I_s \right) \quad (11)$$

식 (11)에서 $\lambda_m(I_s, \omega_s)$ 은 식 (9)의 변형인 식 (12)을 임의의 비선형식 해법을 통하여 구할 수 있으며, 본 연구에서는 Newton-Rapson 방법을 사용하였다.

$$|\omega_e \lambda_m| = \sqrt{2} |I_s \cdot Z_{ag}(\lambda_m, \omega_s)| \quad (12)$$

그러므로, 단위전류당 최대토크를 발생시키는 제어기는 식 (13)과 같이, 고정자 전류 I_s 에 대해서 최대토크를 발생시키는 슬립주파수 ω_s 를 구하는 최적화 문제로 접근한다.

$$\max_{\omega_s} \frac{3}{2} P \text{Imag} \left(\left(\frac{Z_{ag}(\lambda_m, \omega_s)}{j\omega_e} I_s \right) I_s \right) \quad (13)$$

고정자 전류는 0 A부터 정격전류까지 범위를 가지므로 식 (13)의 반복적인 연산을 수행하게 된다. j 번째 I_s 를 $I_{s,j}^*$ 로 표기하면, $I_{s,j}^*$ 에 대한 최적 슬립주파수 ω_s 는 식 (13)의 I_s 를 $I_{s,j}^*$ 로 대입한 후 계산하여 구한 최적 슬립주파수 $\omega_{s,j}^*$ 와 최대토크 $T_{e,j}^*$ 로 표기된다.

따라서, 최종적으로 MTPA 제어기는 최적 슬립주파수 ω_s^* 와 최대토크 T_e^* 에 대한 데이터 셋을 활용하여, 고정자전류와 최대토크의 관계, 슬립주파수와 최대토크와의 관계를 정립하여 구함으로써 완성된다. 고정자전류 I_s 와 토크지령 T_e 의 관계는 고정자전류와 최대토크의 데이터 셋 $\{I_{s,j}^*, T_{e,j}^*\}$ 에 대한 곡선적합(Curve Fitting) 과정을 적용하여 구한다. 본 연구에서 사용된 관계식은 계수 a_1, a_2, a_3, b_1, b_2 를 갖는 식 (14)이다.

$$I_s^*(T_e^*) = a_1 T_e^* + a_2 T_e^{*b_1} + a_3 T_e^{*b_2} \quad (14)$$

본 연구에서는 참고문헌 [14]의 유전자 알고리즘 틀을 활용하여 계수를 구하였으며, 그 결과식은 식 (15)이다.

$$I_s^*(T_e^*) = 0.102 T_e^* - 6.410 T_e^{*0.011} + 7.790 T_e^{*0.152} \quad (15)$$

동일한 방법으로 슬립주파수 ω_s 와 토크지령 T_e 의 관계는 슬립주파수 ω_s 와 최대토크의 데이터 셋 $\{\omega_{s,j}^*, T_{e,j}^*\}$ 에 대한 곡선적합 기법을 활용하여 구한다. 본 연구에서 사용된 관계식은 계수 c_0, c_1, c_2, c_3, c_4 를 갖는 식 (16)이다.

$$\omega_s^*(T_e^*) = c_0 + c_1 T_e^* + c_2 T_e^{*2} + c_3 T_e^{*3} + c_4 T_e^{*4} \quad (16)$$

본 연구에서 사용한 유전자알고리즘을 활용하여 계수를 구하였으며, 결과식은 식 (17)이다.

$$\omega_s^*(T_e^*) = 1.3 + 0.007 T_e^* + 25.7 \cdot 10^{-6} T_e^{*2} - 63.1 \cdot 10^{-9} T_e^{*3} + 42.1 \cdot 10^{-12} T_e^{*4} \quad (17)$$

3.3 표준모델에 기반한 MTPA 제어기 설계

표준모델에 기반한 MTPA 제어기에서 필요한 토크 지령 T_e 와 고정자 전류 $I_{s,std}$, 그리고 토크지령 T_e 와 슬립주파수 $\omega_{s,std}$ 에 대한 관계에 대한 결과식은 식 (18) ~ (19)에 기술하였다. 식에 대한 자세한 유도과정은 한정된 지면으로 생략하였고, 참고문헌 [2]를 참조한다.

$$I_{s,std} = \sqrt{T_e} \frac{\sqrt{\omega_b L_{rr}}}{\omega_b L_m} \sqrt{\frac{r_r}{\omega_s L_{rr}} + \frac{\omega_s L_{rr}}{r_r}} I_{s,bas e} \quad (18)$$

슬립주파수 $\omega_{s,std}$ 는 토크 지령이 자속의 포화가 되는 여부에 따라 달라진다. 자속이 포화될때의 토크를 $T_{e,bp}$ 로 표기하면, 슬립주파수 $\omega_{s,std}$ 는

$$\omega_{s,std}^*(T_e^*) = \begin{cases} \frac{r_r}{L_{rr}} & \text{if } T_e \leq T_{e,bp} \\ \frac{1 - \sqrt{1 - 4(T_e^*)^2 bc}}{2T_e c} & \text{if } T_e > T_{e,bp} \end{cases} \quad (19)$$

과 같이 된다. 식 (19)에서

$$T_{e,bp} = \frac{\omega_b r_r L_{rr}}{b(\omega_b L_{rr})^2 + (c \omega_b r_r)^2} T_{e,bas e} \quad (19-1)$$

$$b = \frac{\omega_b r_r [L_m^4 + L_X^2 L_{rr}^2 + 2L_m^2 L_X L_{rr}]}{L_{rr}^2 L_m^2} \quad (19-2)$$

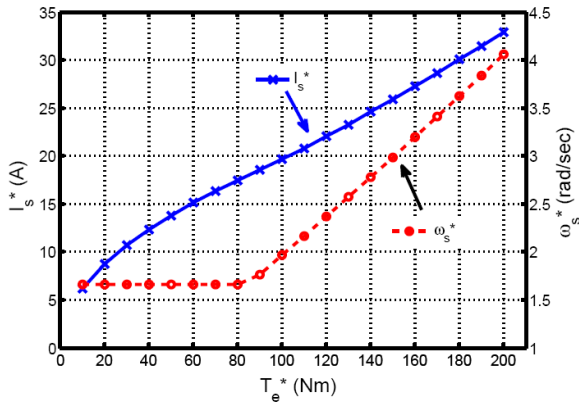
$$c = \frac{\omega_b L_X^2 L_{rr}^2}{r_r L_m^2}, L_{rr} = L_m + L_{lr}, L_X = L_{ls} + \frac{L_m L_{lr}}{L_{rr}} \quad (19-3)$$

이다. 2절에서 기술한 표준모델의 파라미터를 식 (18)과 (19)에 대입하면, 최종 결과식은 식 (20)과 (21)과 같다.

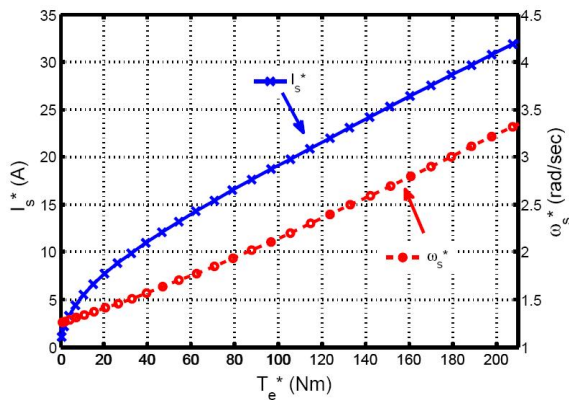
$$I_{s,std} = 4.7 \sqrt{T_e} \sqrt{\frac{1.6621}{\omega_s} + 0.6016 \omega_s} \quad (20)$$

슬립주파수 $\omega_{s,std}$ 는 토크 지령이 자속의 포화가 되는 여부에 따라 달라진다. 자속이 포화될때의 토크를 $T_{e,bp}$ 로 표기하면, 슬립주파수 $\omega_{s,std}$ 는

$$\omega_{s,std}^*(T_e^*) = \begin{cases} 1.6621 & \text{if } T_e \leq 84.8 \\ \frac{1 - \sqrt{1 - 45.1(T_e^*)^2}}{0.12 T_e} & \text{if } T_e > 84.8 \end{cases} \quad (21)$$



(a) Standard QD model



(b) Alternate QD model

Fig. 4. MTPA control based on Standard QD model and alternate QD model.

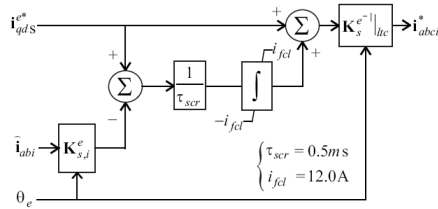


Fig. 5. Schematic diagram of SCR.

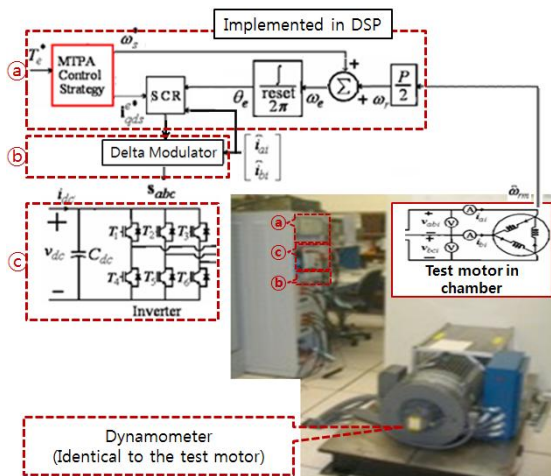


Fig. 6. Experimental testbed for MTPA control based induction motor drive.

표준모델과 대안모델에 기반한 MTPA 제어기의 제어 규칙과 데이터 셋을 그림 4에 도시하였다. 그림 4에서 보는바와 같이, 고정자 전류와 토크 지령에 대한 관계는 두 모델에 대해서 동일하지만, 슬립주파수에 대해서는 확연히 차이를 보여준다.

4. 실험 환경

대안모델이 제공하는 경부하에서의 유도전동기 동특성 예측에 대한 우수성을 검증하기 위하여, 표준모델과 대안모델로 설계한 MTPA 제어기의 성능을 경부하에서 비교하였다.

본 연구에서 사용된 구동드라이브는 전류제어형 유도전동기 드라이브로서, 유도전동기로 흘러들어가는 전류와 토크 지령에 상응하는 전류 지령이 같아지도록 두 전류의 오차를 적분하여 전류지령에 더하는 PI타입으로 구성되는 SCR (Synchronous Current Regulator)이 사용되었으며, 그림 5에 SCR의 블록도가 도시되었다. $K_s^{e-1}|_{lfc}$ 는 K_s^{e-1} 의 왼쪽 두열을 의미한다.

IGBT 게이트 T_1, \dots, T_6 를 스위칭 하기 위한 신호 s_{abc}^* 을 발생하기 위해 델타 모듈레이터를 사용하였다. 델타 모듈레이터는 매 100us 마다 SCR에서 출력된 상전류 i_{xi}^* 와 측정전류 \hat{i}_{xi} 의 오차를 계산하여, $e_{xi} > 0$ 이면 s_{abc}^* 는 로직 '1'값을, 그렇지 않은 경우는 로직 '0'의 값을 갖도록 한다.

$$e_{xi} = i_{xi}^* - \hat{i}_{xi} \quad (22)$$

'x'는 'a', 'b', 그리고 'c'상이다.

그림 6은 본 연구에서 활용한 유도전동기 드라이브의 전체적인 블록 다이어그램을 보여준다.

5. 실험 검증

본 연구에서는 경부하에서의 토크 지령 추종 성능을 비교하여 대안모델의 유도전동기 동특성 예측에 대한 우수성을 검증하는 것이므로, 경부하에 해당하는 20 Nm와 30 Nm를 토크지령으로 설정하고 유도전동기는 900 rpm으로 회전시켰다. 유도전동기가 발생시키는 토크는 측정된 선간전압과 상전류를 입력으로 하는 토크 예측기를 활용하여 측정하여 평균을 취한 값으로 Fig. 7에서 도시하였다. 본 실험에서 활용한 토크 예측기는 고속에서의 토크 예측 능력이 우수한 전압식에 기반하여 자속을 추정하는 토크예측기를 활용하였다^[15].

그림 7에서 보는 바와 같이, 정격부하 (토크지령 150Nm)와 경부하(토크지령 20Nm와 30Nm)에서 대안모델을 활용한 MTPA 제어기가 표준모델을 활용한 제어

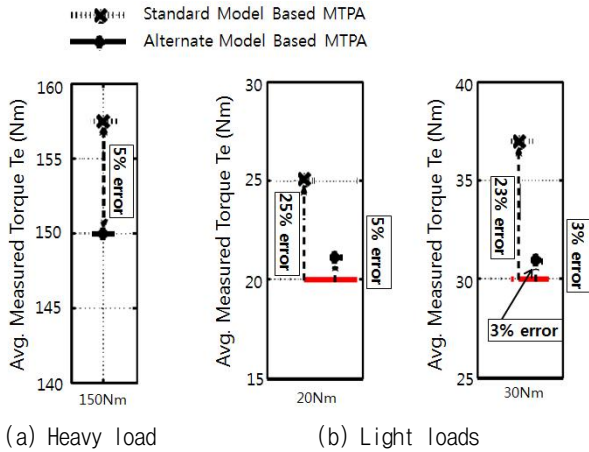


Fig. 7. Comparison of tracking performance of two MTPA controls based on Alternate QD model and Standard QD model.

기보다 더 토크지령에 적은 오차로 추종함을 볼 수 있다. 또한, 정격부하에 가까운 150 Nm의 토크 지령에서는 표준모델로 활용한 제어기도 토크 지령대비 5%의 오차로 토크지령을 추종하고 있어, 정격부하에서는 표준모델의 유도전동기 동특성 예측 성능도 상대적으로 우수함을 볼 수 있다. 하지만, 토크 지령이 20Nm와 30Nm의 경부하에서는 표준모델을 활용한 MTPA제어기는 토크 지령대비 각각 25%와 23%의 큰 오차로 추종하는 반면, 대안모델을 활용한 제어기는 5%와 3%의 작은 오차로 추종하고 있다.

6. 고 찰

진 절에서의 실험 검증 결과에서 보는 바와 같이, 정격부하에서의 취득한 데이터를 활용하여 상수 파라미터를 추출하는 표준모델은 정격부하가 아닌 동작영역에서는 모터의 실제파라미터와 표준모델의 파라미터가 가지는 불일치로 표준모델을 활용하여 설계한 MTPA 제어기가 토크지령 추종시 큰 오차를 보여주고 있다. 하지만, 유도전동기의 진 영역에서 취득한 데이터를 활용하여 자속 포화 및 회전자의 표피효과 등을 고려하여 추출된 파라미터를 가지는 대안모델은 경부하에서도 모터의 실제 파라미터와 근접한 파라미터를 가지므로, 대안모델을 활용한 MTPA 제어기는 경부하에서도 토크지령 추종시 오차가 작은 우수한 성능을 보여준다. 따라서, 대안모델이 유도전동기의 진 영역에서의 동특성 예측을 하는 데에 적합한 모델임이 입증되었다.

7. 결 론

본 논문에서는 표준모델과 대안모델에 기반한 단위전류당최대토크 제어기의 성능을 경부하에서 비교함으로써, 경부하에서 대안모델의 유도전동기 동특성 예측의

우수성을 검증하였다. 경부하에서의 우수한 유도전동기 동특성 예측 성능을 가지는 대안모델은 특히, 전기자동차와 같이 경·중부하에서 운전 영역이 많은 응용분야에서 더 적합한 유도전동기 모델임을 본 연구를 통해서 입증되었다.

본 연구는 2014년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단 기초연구사업의 지원을 받아 수행한 과제입니다. (NRF-2011-0015130)

본 연구는 2015학년도 순천향대학교 교수 연구년제에 의하여 연구된 과제입니다.

References

- [1] P. C. Krause, O. Wasynczuk, and S. D. Sudhoff, "Analysis of electric machinery and drive systems," IEEE Press, 2002.
- [2] O. Wasynczuk, S. D. Sudhoff, K. A. Corzine, J. L. Tichenor, P. C. Krause, I. G. Hansen, and L. M. Taylor, "A maximum torque per ampere control strategy for induction motor drives," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 13, No. 2, pp. 163-169, Jun. 1998.
- [3] T. A. Najafabadi, F. R. Salmasi, and P. Jabehdar-Maralani, "Detection and isolation of speed-, DC-link voltage-, and current-sensor faults based on an adaptive observer in induction-motor," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 58, No. 5, pp. 1662-1672, 2011.
- [4] R. J. Kerkman, "Steady-state and transient analyses of an induction machine with saturation of the magnetizing branch," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 21, No. 1, pp. 226-234, Jan/Feb. 1985.
- [5] C. R. Sullivan and S. R. Sanders, "Models for induction machines with magnetic saturation of the main flux path," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 31, No. 4, pp. 907-917, Jul/Aug. 1995.
- [6] J. Langheim, "Modelling of rotorbars with skin effect for dynamic simulation of induction machines," *Conference Record of the 1989 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pp. 38-44, 1989.
- [7] T. A. Lip and A. Consoli, "Modeling of induction motors with saturable leakage reactances," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 20, No. 1, pp. 180-189, Jan/Feb. 1984.
- [8] A. C. Smith, R. C. Healey, and S. Williamson, "A transient induction motor model including saturation and deep bar effect," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 11, No. 1, pp. 8-15, Mar. 1995.
- [9] S. Moon, A. Keyhani, and S. Pillutla, "Nonlinear

neural-network modelling of an induction machine,” *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Vol. 7, No 2, pp. 203-211, Mar. 1999.

- [10] S. D. Sudhoff, D. C. Aliprantis, B. T. Kuhn, and P. L. Chapman, “An induction machine model for predicting inverter-machine interaction,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 17, pp. 203-210, Jun. 2002.
- [11] S. D. Sudhoff, D. C. Aliprantis, B. T. Kuhn, and P. L. Chapman, “Experimental characterization of an advanced induction machine model,” 2005 *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 18, pp. 48-56, Mar. 2003.
- [12] C. Kwon and S. D. Sudhoff, “A genetic algorithm based induction machine characterization procedure,” 2005 *International Electric Machines and Drives Conference*, pp. 1358-1364, May 2005.
- [13] C. Kwon and S. D. Sudhoff, “An improved maximum torque per amp control for induction motor drives,” *In 20th annual IEEE Applied Power Electronics conference and Exposition*, pp. 740-745, Mar. 2005.
- [14] “Energy Systems Analysis Consortium (ESAC) Non-Encoded Genetic Algorithm Toolbox (ENEGAT) Ver 5.5,” School of Electrical and Computer Engr., Purdue Univ., West Lafayette, IN, 47907, 2003.
- [15] P. L. Jansen and R. D. Lorenz, “A physically insightful approach to the design and accuracy assessment of flux observer for field oriented induction machine drives,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 30, No. 1, pp. 101-110, Jan/Feb. 1994.



과 부교수.

권춘기(權椿起)

1969년 4월 27일생. 1992년 고려대 전기공학과 졸업. 1994년 고려대 전기공학과 졸업(석사). 2005년 퍼듀대 전기공학과 졸업(공학박사). 2006년~2008년 현대자동차 HEV설계팀 책임연구원. 2014년~현재 순천향대 의료IT공학과



김동식(金東植)

1963년 9월 10일생. 1986년 고려대 전기공학과 졸업. 1988년 고려대 전기공학과 졸업(석사). 1992년 동대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1992년~현재 순천향대 전기공학과 교수.