

직접토크제어를 이용한 저압용 친환경 선박 추진 전동기의 속도제어

류기탁, 이윤형*
한국해양수산연수원 해양기술교육팀

Speed Control for Low Voltage Propulsion Electric Motor of Green Ship through DTC Application

Ki-Tak Ryu, Yun-Hyung Lee*
Ocean Technology Training Team, Korea Institute of Maritime and Fisheries Technology

요약 직접토크제어(DTC: Direct Torque Control)는 1980년대 AC 전동기에 대한 자속기준제어(FOC: Field Oriented Control)의 대안으로 제안되었으며 현재까지도 가장 우수한 토크 제어방법으로 현장에서 적용되고 있다. 이 방법은 인버터의 직접적인 스위칭 논리 테이블을 기반으로 하므로 동작이 매우 신속하다. 또한, 전류 제어가 없어 더 간단한 제어 체계를 제공하고, 전동기 파라미터에 덜 민감한 특징을 가진다. 본 논문에서는 선박용 추진 전동기에 직접토크제어와 2레벨 인버터, 안티 와인드업이 포함된 PI 제어를 적용하여 전동기의 속도를 제어한다. 전동기는 현재 실제 선박에서 운용되고 있는 유도 전동기로 1.3 [MW]급의 대용량, 10 [kNm]급의 대출력이며 저압인 690 [V]의 선간전압을 사용한다. Matlab Simulink 환경에서 제어시스템을 모델링하고, 선박의 운항을 고려하여 전동기의 정방향 및 역방향 모두에 대해 시뮬레이션을 시행한다. 단계별 속도 지령을 시뮬레이션한 결과 속도와 토크 양방향에서 모두 우수한 제어 성능을 보였고, 전동기 회전 방향에 따른 고정자 자속의 방향 전환도 확인하였다. 또한, 정현파 형태의 고정자 전류와 이에 대한 고조파 분석 및 선간전압 특성을 통해 제안한 방법의 유효성을 확인하였다.

Abstract DTC (Direct Torque Control) was proposed as an alternative to FOC (Field Oriented Control) for AC motors in the 1980s and is still applied in the industry for excellent torque control. This strategy provides rapid operation based on the switching logic table directly on the inverter. In addition, it provides a simpler structure because there is no current controller and less sensitivity to motor parameters. In this paper, DTC, a two-level inverter, and a PI controller with anti-windup were applied to a propulsion electric motor (PEM) to control the rotor speed. The induction motor, actually operated in the ship, has a large capacity of 1.3 [MW] and a large power of 10 [kNm] and uses a line-to-line voltage of 690 [V]. The control system was modeled using MATLAB/Simulink software, and simulations were performed for both the Ahead and Astern directions. The simulation for the speed step reference of the telegraph showed that both speed and torque had great control performance, and the direction change of the stator flux was also confirmed according to the motor rotation direction. Furthermore, the effectiveness of the proposed scheme was confirmed using the sinusoidal stator current and its harmonic analysis and line-to-line voltage characteristics.

Keywords : DTC, FOC, Inverter, Propulsion Electric Motor, PI Controller

*Corresponding Author : Yun-Hyung Lee(Korea Institute of Maritime and Fisheries Technology)
email: domse54@daum.net

Received May 12, 2023
Accepted July 7, 2023

Revised June 9, 2023
Published July 31, 2023

1. 서론

전세계적으로 환경오염 문제가 대두됨에 따라 해운분야에서도 환경규제가 지속적으로 강화되고 있다. 특히 IMO 2020 SO_x(황산화물) 규제 및 IMO 2030 & 2050 GHG(온실가스) 규제 도입은 친환경선박의 기술개발을 요구하고 있다. 이와 같은 IMO의 조치는 무탄소 또는 탈탄소 연료의 개발 및 공급의 추구가 포함되어 있어 장기적으로 선박의 연료 변화는 필수적이라고 할 수 있다. 국내에서는 환경친화적 선박의 개발 및 보급 촉진에 관한 법률(약칭 친환경선박법)을 제정(2018년)하고, 시행(2020년)하여 친환경 에너지 또는 연료를 사용하는 선박의 개발 및 보급을 진행하고 있다.

국제표준에 부합하는 친환경선박 대체연료는 LNG, LPG, 바이오가스, 메탄올, 암모니아, 수소 등이 있으며, 전기 하이브리드 추진 시스템은 대체연료 적용 확대를 위해 필수적이다. 또한, 무인 자율화 선박이 활성화되면 추진 전동기를 이용한 전기추진 방식이 많이 적용될 것으로 예상할 수 있다[1].

전기 추진 목적으로 주로 사용되는 유도 전동기는 속도 및 토크 제어를 위해 자속기준제어(FOC: Field Oriented Control) 또는 직접토크제어(DTC: Direct Torque Control)를 주로 적용한다. 자속기준제어는 벡터제어로 칭하며 매우 정교한 좌표변환과 복잡한 자속계산, 및 전류 제어가 필요하다[2-4]. 그러나 직접토크제어는 구조적으로 고정자 자속의 회전 좌표계 변환과 전류 제어가 필요하지 않다. 또한, 인버터가 자속과 토크의 히스테리시스 제어를 이용한 전압벡터로 스위칭 되어 매우 신속한 인버터 동작이 가능하므로 토크 응답이 빠르고, 전동기의 파라미터 변동에 강인하다[5,6]. 이러한 이유로 직접토크제어 개념이 처음 제시된 후 자속기준제어 방식의 대안으로 적용되고 있다[7,8].

한편, 전기 추진 선박의 움직임은 추진 전동기의 영향이 절대적이다. 접·이안 시 또는 협수로를 저속으로 통항할 때나 충돌, 좌초 등 비상 상황의 대응에 있어 추진 전동기의 빠른 응답성은 선박 안전 확보에 필수적인 요소이다. 기존의 많은 직접토크제어 연구는 저출력 유도 전동기를 제어 대상으로 사용하였다. 그러나 친환경 선박의 전기 추진 전동기는 고효율, 대용량 유도 전동기를 적용하므로 직접적으로 실험이 어렵고, 관련 데이터를 확보하기 어려워 연구가 매우 부족한 실정이다. 이와 함께 선박의 항행특성과 전동기 사양에 따라 자속과 토크의 히스테리시스 밴드를 적절히 선정해야 하고, 속도

제어를 위해서 별도의 속도제어기가 추가되어야 한다.

따라서 본 논문에서는 실제 친환경 선박에 적용되는 대용량, 대출력의 추진용 유도 전동기를 선정하고, 2레벨 전압형 인버터를 적용하여 속도제어하고자 한다. 이를 위해 안티-와인드업(anti-windup) 기법이 적용된 PI 제어기, 대상 선박과 전동기에 적합한 자속과 토크 제어를 위한 히스테리시스 밴드 제어를 포함하는 직접토크제어 시스템을 Matlab Simulink 기반으로 모델링한다. 제어시스템은 선박의 텔레그래프(telegraph)의 조작에 따른 정회전(ahead) 및 역회전(astern) 방향으로 시뮬레이션을 시행하여 고정자 전류 및 자속, 선간전압, 토크, 속도, FFT 특성을 분석하여 그 유효성을 확인한다.

2. 직접토크제어

직접토크제어는 1986년 Takahashi에 의해 처음 소개되었으며 유도 전동기의 고정자 자속과 토크를 각각의 히스테리시스 밴드 제어를 이용하는 비선형 제어기법이다[7]. 유도 전동기의 고정자 자속은 회전자 자속보다 빠른 동특성을 가지고 있고 예측하기 쉽기 때문에 이를 적절히 조절하면 회전자 자속 또한 제어할 수 있어 원하는 토크를 얻을 수 있다.

자속기준제어에 비해 인버터 출력 전압을 미리 계산된 스위칭 테이블에서 선택하므로 연산 및 제어기 구성이 간단하여 토크 응답성이 빠르다. 또한, 회전 좌표계로의 축 변환이 필요 없을 뿐만 아니라 제어시스템 구성 시 전동기의 고정자 저항만 요구되므로 전동기의 운전 에 따른 파라미터 변동의 영향이 작다.

직접토크제어 적용을 위해서는 유도 전동기를 Eq. (1)과 같은 고정자 좌표계(stator reference frame)로 표현한 수학적 모델[9,10]이 필요하다.

$$v_{\alpha s} = R_s i_{\alpha s} + p\phi_{\alpha s} \quad (1a)$$

$$v_{\beta s} = R_s i_{\beta s} + p\phi_{\beta s}$$

$$0 = R_r i_{\alpha r} + p\phi_{\alpha r} + P\omega_m \phi_{\beta r} \quad (1b)$$

$$0 = R_r i_{\beta r} + p\phi_{\beta r} - P\omega_m \phi_{\alpha r}$$

$$\text{Where } \phi_{\alpha s} = L_s i_{\alpha s} + M i_{\alpha r}, \quad \phi_{\beta s} = L_s i_{\beta s} + M i_{\beta r}$$

$$\phi_{\alpha r} = L_r i_{\alpha r} + M i_{\alpha s}, \quad \phi_{\beta r} = L_r i_{\beta r} + M i_{\beta s}$$

and

R : winding resistance

L, M : self and mutual inductance
 p : differential operator(d/dt)
 P : pole pairs
 s, r : subscripts for stator and rotor quantities
 ω_m : rotor angular speed

Fig. 1은 직접토크제어의 제어 블록선도이다. 원하는 고정자 자속 ϕ_s^* 와 토크 T^* 가 제어 시스템의 목표값이 되고 실제값 ϕ_s 와 T 는 유도 전동기에서 측정된 고정자 전류와 제어 신호 그리고 DC 전압을 이용하여 계산된다. 원하는 자속과 토크를 동시에 만족하기 위해 이들의 순간적인 오차를 기반으로 인버터의 스위치 상태가 미리 정해진 스위칭 테이블에 의해 결정된다.

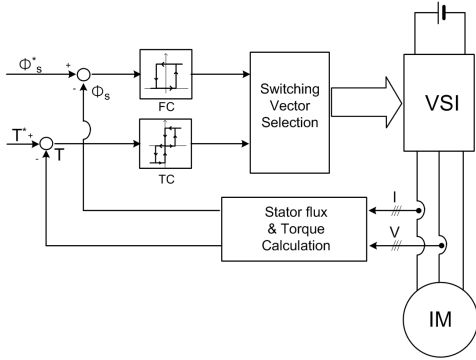


Fig. 1. Block diagram of direct torque control

2.1 자속 제어

고정자 자속은 전동기에서 3상 전압과 전류를 측정 후, 다음과 같이 고정자 좌표계로 변환할 수 있다.

$$\phi_{\alpha s} = \int (v_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s}) dt \quad (2a)$$

$$\phi_{\beta s} = \int (v_{\beta s} - R_s i_{\beta s}) dt \quad (2b)$$

또한, ϕ_s 의 크기와 위치는 Eq. (3) 및 Eq. (4)와 같다.

$$\phi_s = \sqrt{\phi_{\alpha s}^2 + \phi_{\beta s}^2} \quad (3)$$

$$\theta_s = \tan^{-1} \left(\frac{\phi_{\beta s}}{\phi_{\alpha s}} \right) \quad (4)$$

Eq. (1)은 다음과 같이 고정자 좌표계를 기준으로 하는 공간벡터로 다시 표현할 수 있다.

$$v_s = R_s i_s + p\phi_s \quad (5a)$$

$$0 = R_r i_r + p\phi_r - jP\omega_m \phi_r \quad (5b)$$

$$\phi_s = L_s i_s + M i_r \quad (5c)$$

$$\phi_r = M i_s + L_r i_r \quad (5d)$$

고정자 저항 R_s 는 매우 작으므로 전압강하를 무시하면 Eq. (5a)는 Eq. (6)으로 다시 나타낼 수 있다.

$$v_s \cong \frac{d\phi_s}{dt}, \quad d\phi_s = v_s dt \quad (6)$$

만약, 시간 간격이 매우 짧으면 다음과 같이 다시 표현할 수 있다.

$$\Delta\phi_s = v_s \Delta t \quad (7)$$

위 식은 고정자 자속 변동 $\Delta\phi_s$ 의 크기가 고정자에 공급되는 전압과 인가된 시간에 비례하고, 그 방향은 공급된 공간벡터 전압과 같다는 것을 의미한다. 즉, ϕ_s 의 궤적은 고정자 권선에 공급된 전압 벡터와 시간에 의해 결정된다.

$\Delta\phi_s$ 는 Fig. 2와 같이 ϕ_s 를 따라 회전하는 r-t 축의 수직하는 두 성분 $\Delta\phi_{sr}$ 과 $\Delta\phi_{st}$ 로 분해할 수 있고, 고정자 자속의 크기는 $\Delta\phi_{sr}$ 의 크기를 증감시키는 고정자 전압 벡터를 통해 조절할 수 있다.

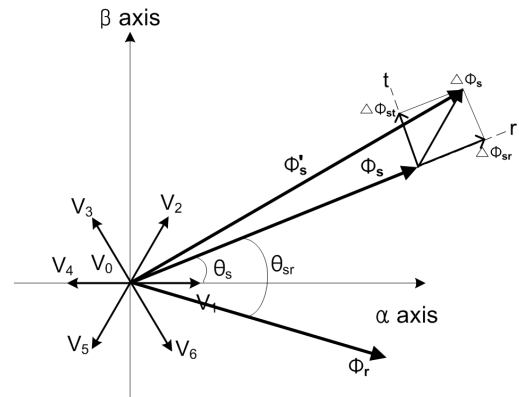


Fig. 2. Radial and tangential component of the flux variation

고정자 자속 제어기는 기준 자속 ϕ_s^* 와 현재 실제 자속 ϕ_s 의 차이가 히스테리시스 밴드 $\Delta\phi_s$ 이내 즉, $|\phi_s^* - \phi_s| \leq \Delta\phi_s$ 이 유지되도록 부울 변수(boolean variable)로 출력한다. 고정자 자속 값은 항상 양의 값을 가지므로 고정자 자속의 오차가 히스테리시스 밴드보다 클 경우에는 1, 밴드보다 작을 경우에는 0이 출력된다. 이를 통해 ϕ_s 는 원형 궤적으로 유지되고, 목표값을 추종하도록 제어할 수 있게 된다.

2.2 토크제어

고정자와 회전자 자속 벡터는 정상 상태에서 같은 각속도로 회전한다. 이 두 벡터 사이의 각도인 자속각(토크각) θ_{sr} 은 Eq. (8)에서 알 수 있듯이 전동기 토크를 결정한다.

$$T = \frac{3}{2} P \frac{M}{\sigma L_s L_r} \phi_s \phi_r \sin \theta_{sr} \quad (8)$$

where $\sigma = 1 - M^2/L_s L_r$ is the total leakage coefficient of the motor.

일반적으로 직접토크제어에서 토크는 고정자와 회전자 자속의 크기가 일정한 상태에서 θ_{sr} 을 조절하여 제어한다. Fig. 2에서 $\Delta\phi_{st}$ 의 크기를 증가시키는 고정자 전압벡터를 공급하면 θ_{sr} 이 증가하여 전동기의 토크는 커진다. 자속과 토크에 대한 이들 과정을 통해 변경된 새로운 자속 $\phi_s' = \phi_s + v_s \Delta t$ 이 된다.

한편, 고정자 전압이 토크에 영향을 미치는 것에 대한 관계를 Eq. (5)를 이용하여 상태방정식으로 표현하면 Eq. (9)와 같다.

$$\frac{d\phi_s}{dt} = -\frac{R_s}{\sigma L_s} \phi_s + \frac{R_s M}{\sigma L_s L_r} \phi_r + v_s \quad (9a)$$

$$\frac{d\phi_r}{dt} = \frac{R_r M}{\sigma L_s L_r} \phi_s + (jP\omega_m - \frac{R_r}{\sigma L_r}) \phi_r \quad (9b)$$

Eq. (9b)에서 고정자 전압 v_s 가 명시적으로 나타나지 않지만 Eq. (9a)와 Eq. (9b)의 관계에서 v_s 가 고정자 자속을 통해 회전자 자속에 영향을 주는 것을 알 수 있다. 또한, Eq. (5)를 이용하면 회전자 자속은 다음과 같이 고정자 자속의 함수로 나타낼 수 있다.

$$\phi_r = \frac{M/L_s}{1 + s\sigma\tau_r - jP\omega_m\sigma\tau_r} \phi_s \cong \frac{M/L_s}{1 + s\sigma\tau_r} \phi_s \quad (10)$$

where $\tau_r = L_r/R_r$, s is the complex variable in the s-domain

Eq. (10)은 회전자 자속이 시정수 $\sigma\tau_r$ 만큼 시간 지연되어서 고정자 자속을 따라가는 것을 의미한다.

따라서 고정자 전압의 공급시간을 $\sigma\tau_r$ 보다 작게 제어하면 회전자 자속의 크기와 상대적 위치를 조절할 수 있고, 결과적으로 토크를 제어할 수 있다.

유도 전동기의 현재 유기되는 토크는 Eq. (11)과 같이 계산한다.

$$T = \frac{3}{2} P (\phi_{\alpha s} i_{\beta s} - \phi_{\beta s} i_{\alpha s}) \quad (11)$$

Eq. (2)와 Eq. (11)은 ϕ_s 와 T 가 측정된 고정자 전압과 전류만으로 계산될 수 있고, 이는 전동기 파라미터 중 R_s 만 필요하다는 것을 의미한다. 이것이 대부분의 전동기 파라미터 정보가 필요한 FOC와 직관적인 차이점이라 할 수 있다.

토크 제어도 자속 제어와 유사하게 히스테리시스 밴드 제어를 사용하며 토크의 증감 또는 유지에 따라 제어가 출력이 부울 변수로 표시된다. 다만 토크 제어 시에는 정·역회전 토크 지령에 대해 모두 추종이 가능해야 한다. 따라서 토크 오차가 양의 히스테리시스 밴드보다 클 때 1, 작을 때 0이 출력된다. 또한, 음의 히스테리시스 밴드보다 작을 때 -1, 클 때 0이 출력된다. 즉, 토크 오차에 따라 히스테리시스 제어기의 출력은 3단계인 -1, 0, 1의 출력이 나타난다.

자속제어와 토크제어는 고정자 전압 벡터를 조정하여 $\Delta\phi_s$ 를 변화시키고, 이를 통해 ϕ_s 와 T 를 조절하므로 FOC 처럼 본질적으로 자속과 토크를 독립적으로 제어하는 것은 아니다. 그러나 ϕ_s 와 T 를 유지하기 위해 2개의 히스테리시스 밴드 내에서 적절한 전압을 공급하기 때문에 직접·독립적으로 제어하는 것과 같은 효과를 가진다.

3. 2레벨 전압형 인버터

직접토크제어에서 인버터는 자속제어와 토크제어를 위해 필요한 고정자 전압 공간벡터를 형성하는 역할을 담당한다. Fig. 3은 본 논문에서 사용하는 2레벨 3상 전

압형 인버터(VSI: Voltage Source Inverter)를 나타낸 것이다.

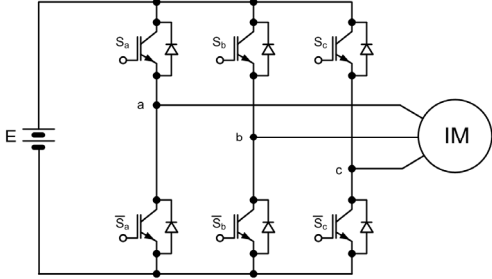


Fig. 3. Two-level VSI

그림에서 E는 DC 전압, S_a, S_b, S_c 는 a, b, c 상의 스위칭 함수를 의미한다. $S_a=1$ 이면 S_a 스위치가 On이 되며 a지점의 전위는 $E/2$ 가 된다. $S_a=0$ 이면 S_a 스위치가 Off되며 a지점의 전위는 $-E/2$ 가 된다. 인버터 하단의 스위치는 상단 스위치와 반대로 동작하여 DC 전압이 단락되지 않도록 한다. 그러므로 가능한 인버터 스위칭 조합은 $2^3 = 8$ 이 된다.

Fig. 3에 대해 스위칭 함수로 표현되는 3상 인버터 출력 상전압은 Eq. (12)와 같다.

$$v_{as} = \frac{E}{3} (2S_a - S_b - S_c) \quad (12a)$$

$$v_{bs} = \frac{E}{3} (-S_a + 2S_b - S_c) \quad (12b)$$

$$v_{cs} = \frac{E}{3} (-S_a - S_b + 2S_c) \quad (12c)$$

Eq. (12)는 고정자 좌표계에서 Eq. (13)과 같이 공간 벡터 v_s 로 나타낼 수 있다.

$$v_s = \frac{2}{3} E (S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (13)$$

위 식은 Fig. 4와 같이 6개의 구분된 섹터에 8개의 공간 벡터 $V_k(k=0,7)$ 로 표현되며 $V_1 \sim V_6$ 는 유효 전압 벡터(active voltage vector)로 Eq. (14)와 같이 나타낼 수 있다. V_0, V_7 은 영 전압 벡터(zero voltage vector)로 크기와 각도가 모두 0이다.

$$V_k = \frac{2}{3} E e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}}, k = [1,6] \quad (14)$$

Fig. 4에서 문자 P는 스위치가 도통되는 의미로 Eq. (12) ~ (13)에서 $S_a, S_b, S_c = 1$ 을 의미하고, 문자 N은 반대인 0을 의미한다.

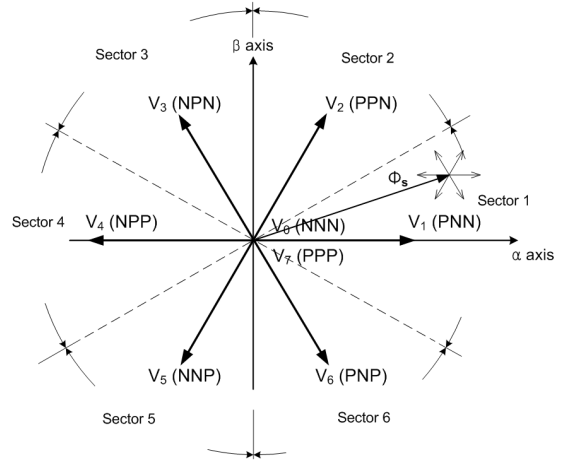


Fig. 4. Stator voltage space vector and sector in two-level VSI

목표로 하는 자속과 토크를 얻기 위해 적절한 공간 벡터가 선정되어야 한다. 만약, 고정자 자속이 Fig. 4와 같이 섹터 1에 위치하면 자속과 토크의 제어는 자속 회전 방향, 자속과 토크 오차에 대한 히스테리 밴드 출력 등을 감안하여 8개의 전압 벡터를 중 하나를 선정하여 인가한다. 영벡터는 고정자 자속을 유지할 경우 선택된다. 고정자 자속이 반시계 방향으로 회전할 때 히스테리시스 밴드 출력이 따라 선택되어야 할 전압 벡터 즉, 스위칭 로직은 Table 1과 같다.

Table 1. Switching logic for ϕ_s^* rotating CCW direction

Sector	FC TC	1			0		
		1	0	-1	1	0	-1
1		V_2	V_7	V_6	V_3	V_0	V_5
2		V_3	V_0	V_1	V_4	V_7	V_6
3		V_4	V_7	V_2	V_5	V_0	V_1
4		V_5	V_0	V_3	V_6	V_7	V_2
5		V_6	V_7	V_4	V_1	V_0	V_3
6		V_1	V_0	V_5	V_2	V_7	V_4

4. 시뮬레이션 및 성능 고찰

친환경 선박의 대용량 추진 전동기의 속도 제어를 위해 지금까지 설명한 직접토크제어 기법을 MATLAB Simulink 기반으로 모델링하고, 시뮬레이션을 시행한다.

4.1 친환경 선박의 추진 전동기 사양

제어 대상 전동기는 현재 000 선박에서 운용되고 있는 추진용 유도 전동기이며 Table 2는 명판의 정격값이다. 명판에서 확인할 수 있듯이 1.3 [MW]급의 대용량, 10 [kNm]급의 대출력, 선간전압 690 [V]를 사용하는 저전압 전동기이다.

Table 2. 3-phase induction motor rating and parameters

Parameter	Value	Parameter	Value
Power	1300[kW]	Rs	0.0038[Ω]
Voltage(L-L)	690[V]	Rr	0.0024[Ω]
Current	1348.9[A]	Xs	0.0442[Ω]
Frequency	60[Hz]	Xr	0.0260[Ω]
Torque	10432[Nm]	Xm	0.8260[Ω]
Speed	1190[r/min]	Moment of Inertia	45.3[kg·m ²]
Number of poles	6		

Table 3은 텔레그래프 위치에 따른 전동기의 속도, 출력, 토크를 나타낸 것이다. 속도 제어를 위한 목표값은 해당 선박의 텔레그래프에 따른 속도이고, 이때 부하토크는 속도에 따라 설계된 전동기 출력에 근거한다.

Table 3. The speed, power and torque correspondence according to telegraph lever

Direction	Telegraph position	Motor Speed [r/min]	Power [kW]	Torque [N·m]
Ahead	Nav. Full	990	788	7600
	Full	833	474	5434
	Half	655	212	3091
	Slow	476	73	1464
	Dead slow	298	46	1474
STOP		0	0	0
Astern	Dead slow	-298	46	-1474
	Slow	-476	73	-1464
	Half	-559	137	-2340
	Full	-643	203	-3015
	Nav. Full	-714	259	-3464

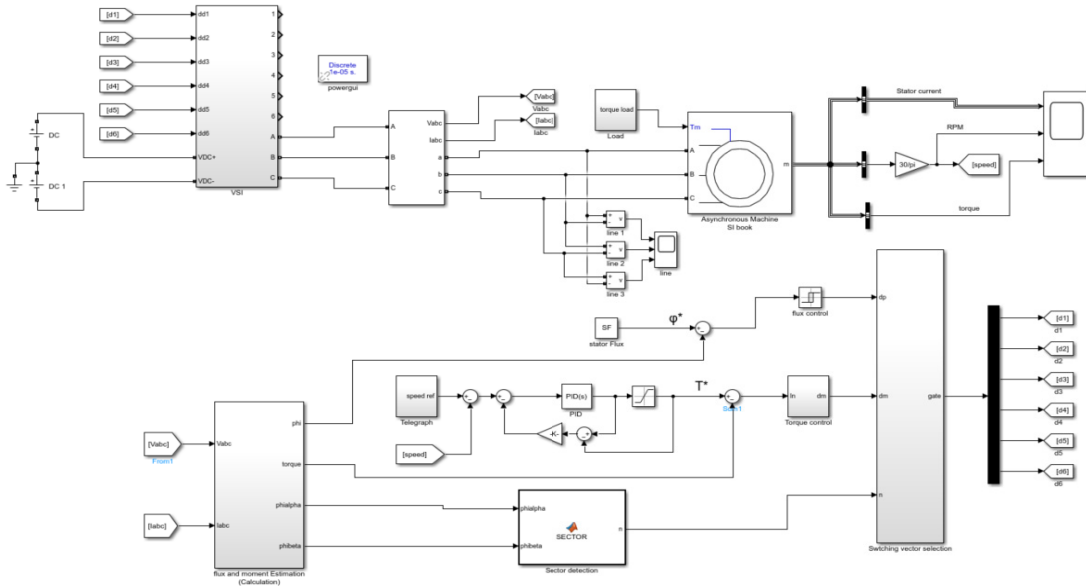


Fig. 5. Control structure of IM with DTC using two level VSI

4.2 직접토크제어 적용 속도제어 시스템

추진 전동기의 속도 제어를 위해 PI 제어기를 적용하며 이 제어기 출력은 토크 목표값 T^* 으로 설정된다. 이때 실제 전동기 사양을 반영하여 토크는 Table 2의 정격토크로 제한하고, 이를 위해 제한기(limiter)를 포함한다. 이로 인해 속도 제어기에서 토크 목표값을 출력해도 실제 인가되는 값이 제한되어 속도 제어기가 원하는 출력과 실제 인가되는 값은 달라진다. 이때 발생하는 적분기의 누적을 방지하는 다양한 방법[11] 중 본 논문에서는 이 둘 중 동특성이 가장 좋다고 알려진 역계산에 의한 안티 와인드업 방법을 적용한다.

Fig. 5는 MATLAB Simulink에서 모델링한 추진 전동기 속도제어 시스템을 나타낸 것이다. 2레벨 인버터의 DC 전압은 실제 선박과 동일한 1100 [V]로 설정하였고, 샘플링 시간 $T_s=10$ [μ s], 측정하는 신호는 전동기 속도, 3상 선간전압 및 선전류이다. ϕ_s 와 T 는 계측한 선간전압과 선전류를 이용하여 각각 Eq. (2)와 Eq. (11)을 통해 계산한다. 이때 ϕ_s 의 현재 벡터는 Eq. (4)를 이용하여 'SECTOR 블록'에서 검출한다. 인버터 스위칭 게이트 신호는 현재의 ϕ_s 위치와 자속 및 토크 히스테리시스 밴드 출력을 기반으로 Table 1을 통해 생성되어 최종적으로 PWM 고정자 전압을 전동기에 공급한다.

부하 토크는 속도 변화 시작 시점부터 Table 3의 텔레그래프 위치에 대한 추진 전동기의 정격 토크를 다음 속도 변화 전까지 계단상으로 인가한다.

선박의 추진기에 적합한 제어 특성을 확보하기 위해서는 적절한 자속과 토크의 히스테리시스 밴드의 선정이 필요하다. 왜냐하면, 밴드 폭의 크기에 따라 고정자 전류의 고조파 성분, 인버터의 스위칭 주파수, 토크 맥동, 손실에 많은 영향을 주기 때문이다. 주로 자속 밴드는 고정자 전류의 THD에 영향을 주고 토크 밴드는 스위칭 주파수에 영향을 준다[12]. 이 기존의 연구를 참조하고, 선박의 특성을 고려하여 자속 밴드는 정격의 0.12 [%], 토크 밴드는 정격의 4 [%]로 선정한다.

4.3 정회전 방향 속도제어

정회전 방향의 시뮬레이션을 위해 정지상태에서 Dead slow \rightarrow Slow \rightarrow Half \rightarrow Full \rightarrow Nav. Full 단계로 목표속도를 변경시켰다. Fig. 6과 Fig. 8은 각각 속도 제어 성능과 토크 변동 특성을 나타낸 것이다. 0 [s]에서 Dead slow 지령 후 0.62 [s]만에 해당 목표속도인 298

[r/min]까지 도달하고, Table 3에 표시된 해당 토크를 잘 유지하는 것을 볼 수 있다. 다만 이 구간에서는 대용량, 대출력 전동기의 과도응답 특성이 나타나고 있다. 이후 0.8 [s]에 Slow의 속도를 목표값으로 하고, 0.4 [s]간격으로 단계를 증가시켰다. 속도 변동이 있는 과도구간에서 토크는 Table 2의 정격토크까지 상승하고, 속도가 다음 목표값에 도달하면 Table 3의 그 속도에 해당하는 토크를 유지하고 있다. Fig. 7과 Fig. 9는 전동기의 고정자 전류로 고조파가 포함되어 있지만 그 성분이 크지 않고 정현파 형태로 전동기에 잘 인가된다. Fig. 11은 A상 고정자 전류의 FFT로 150 [Hz] 이상의 신호에서는 유의미한 고조파가 나타나지 않아 가동성을 위해 350 [Hz]까지만 표시하였다. 분석결과 파형을 왜곡시키만한 고조파는 보이지 않고, 기본주파수 60 [Hz] 이외에 노이즈 형태의 성분만 있는 것을 알 수 있다. Fig. 11에서 총고조파 왜형을 THD=3.55 [%]로 계산되었다. Fig. 10은 고정자 자속을 $\alpha\beta$ 평면에 나타낸 것이고, Fig. 12는 시간에 대한 고정자 자속 변화를 나타낸 것이다. Fig. 10을 보면 고정자 자속이 고정자 좌표계에서 반시계방향(CCW)의 원 형태로 회전한다. Fig. 13은 A-B 선간전압으로 2레벨로 나타나며 전동기 회전속도가 빨라질수록 변동주기가 짧아지고 있다.

4.4 역회전 방향 속도제어

Fig. 14 ~ 21은 역회전 방향의 시뮬레이션 결과이며 전체적으로 정회전 시와 유사하다. Fig. 14와 Fig. 16은 속도제어 및 Table 3에 따른 토크 성능을 나타내었다. 단계별 속도에 따라 Table 3의 해당 토크가 유지되며, 속도 변동 시 반대 방향 정격토크까지 상승한다. Half 지령속도부터는 속도 목표값의 상승 폭이 정방향보다 작아 더 짧은 시간 안에 목표값에 도달한다. Fig. 15, 17에서 고정자 전류는 정현파 형태이고, 전류 왜곡은 크지 않다. 다만, 목표값 속도가 정회전 방향 보다 작아 전류의 크기가 작다. Fig. 19는 A상 고정자 전류의 FFT 분석으로 큰 고조파는 보이지 않으며, THD=3.40 [%]로 계산되었다. Fig. 20은 시간에 따른 고정자 자속이고, 전동기가 역회전해야 하므로 정회전 시와 반대로 고정자 자속이 $\alpha\beta$ 평면에서 시계방향(CW)의 원형으로 회전한다. Fig. 21의 선간전압 V_{AB} 은 정회전 시와 유사한 특성을 보인다.

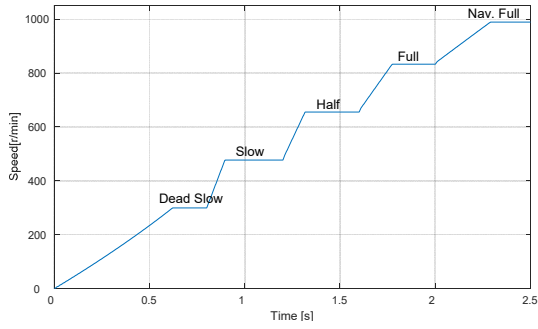


Fig. 6. Speed of PEM

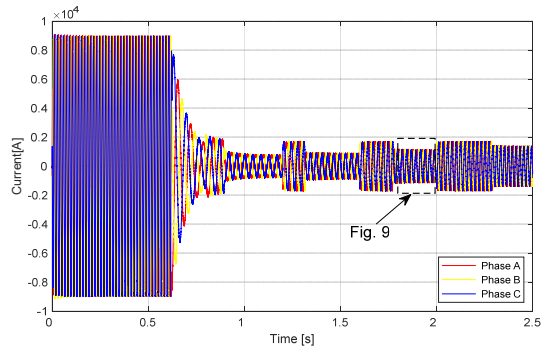


Fig. 7. Stator current

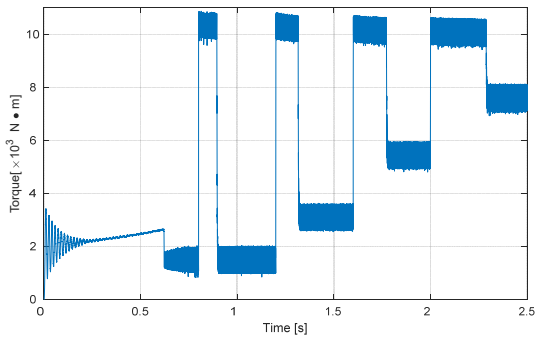


Fig. 8. Torque of PEM

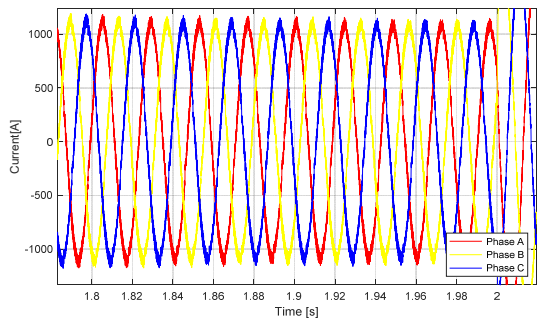


Fig. 9. Zoom of stator current in Fig. 7

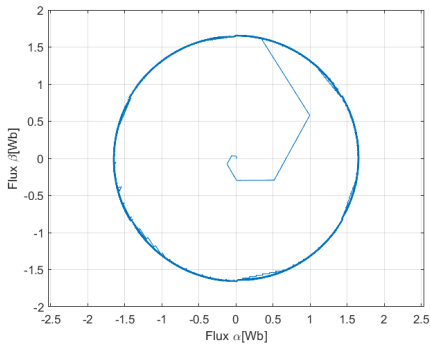


Fig. 10. Stator flux in the $\alpha\beta$ phase plane

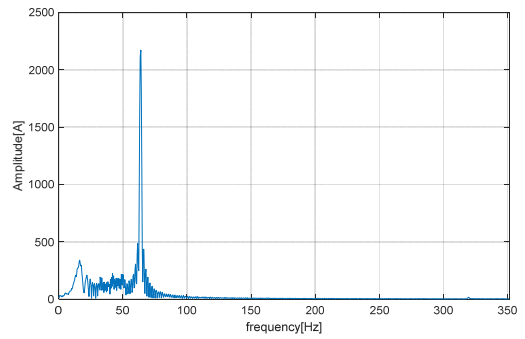


Fig. 11. FFT results of phase A current

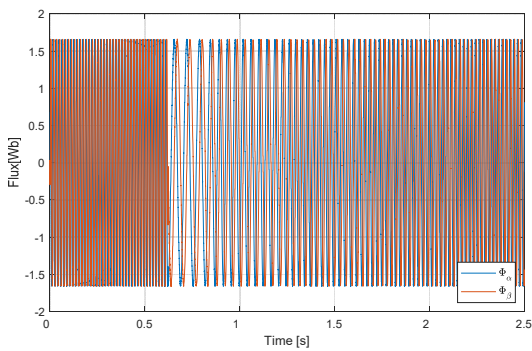


Fig. 12. Stator flux time evolution

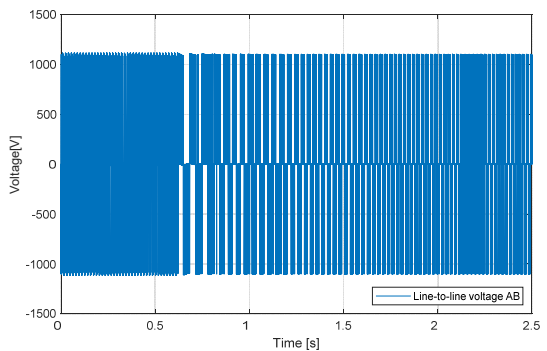


Fig. 13. Line-to-line voltage between A and B phase

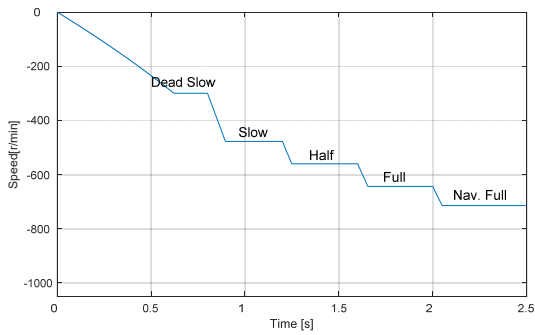


Fig. 14. Speed of PEM at reverse direction

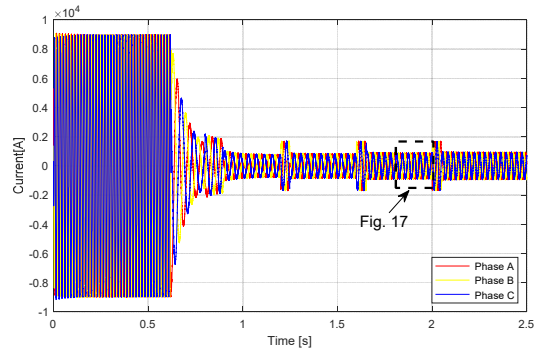


Fig. 15. Stator current at reverse direction

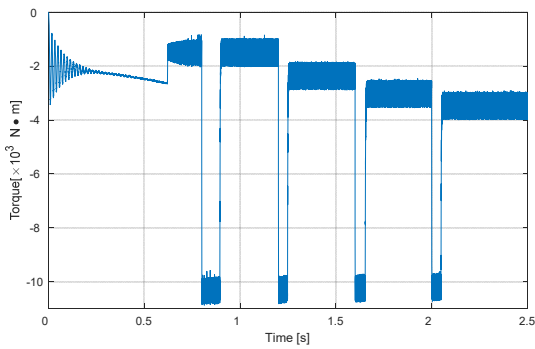


Fig. 16. Torque of PEM at reverse direction

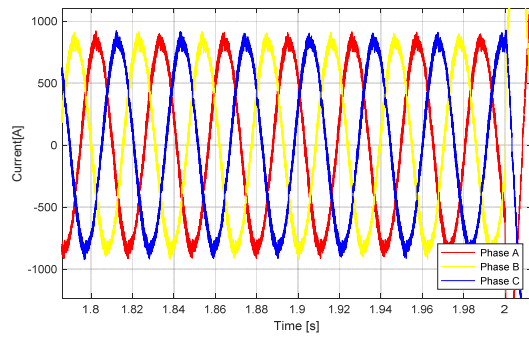


Fig. 17. Zoom of stator current in Fig. 15

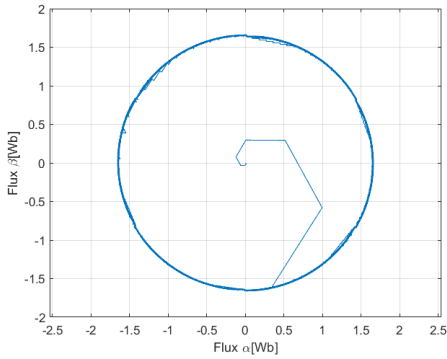


Fig. 18. Stator flux in the α/β phase plane at reverse direction

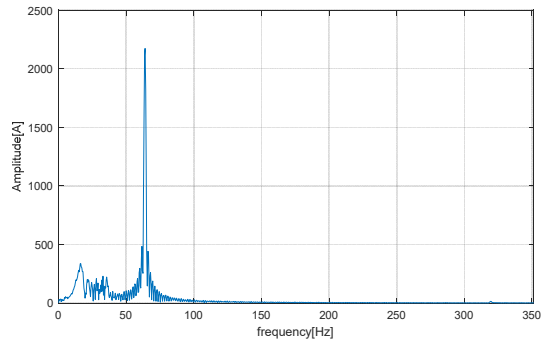


Fig. 19. FFT results of phase A current at reverse direction

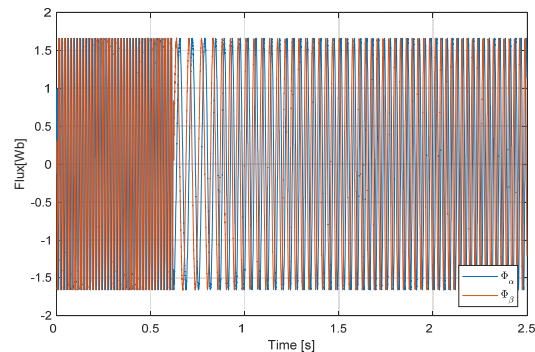


Fig. 20. Stator flux time evolution at reverse direction

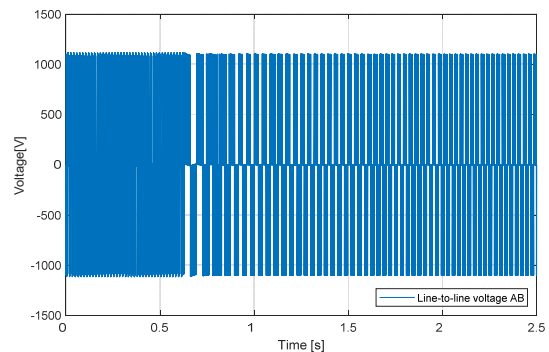


Fig. 21. Line voltage between A and B phase at reverse direction

5. 결론

본 연구에서는 전기 추진 선박용 저압 대용량, 대출력 추진 유도전동기에 직접토크제어 기법과 2레벨 전압형 인버터를 적용하였다. 선박의 운전조건을 고려하여 정회전 및 역회전에 대해 시뮬레이션을 시행하여 속도, 토크, 자속, 전압 및 고조파 특성을 분석하였다.

이때 고정자 자속과 토크는 측정된 전동기의 선간전압과 선전류로 계산한다. 2레벨 인버터는 고정자 자속 위치에 대한 섹터를 6개로 나누고, 자속과 토크의 히스테리시스 밴드 출력에 따라 미리 정해진 스위칭 테이블에서 8개의 고정자 전압 공간벡터를 선택하여 인버터의 게이트 신호로 사용한다. 한편, 추진 전동기는 선박에 적용된 사양을 사용하였으며 지령속도와 해당 속도에서의 토크도 실제 선박의 정방향과 역방향에 대해 텔레그라프 위치에 따라 그대로 모사하였다. 전동기 속도제어는 안티 와인드업이 포함된 PI 제어기를 적용하였고, 이 출력이 토크 히스테리시스 제어기의 목표값으로 인가된다.

MATLAB 2021a의 Simulink를 이용하여 시뮬레이션을 수행하였으며 텔레그라프 위치별 속도 지령과 속도별 정격 토크를 계단입력으로 전동기에 인가한 후, 전동기의 속도, 고정자 전류, 토크, 고정자 자속, 선간전압, 전류파형의 FFT를 분석하였다.

정방향과 역방향 모두에서 고정자 전류는 왜곡이 크지 않은 정현파 형태로 나타났으며 FFT와 THD 분석으로 확인하였다. 속도 및 토크도 모델링한 전동기 및 선박의 사양에 맞게 빠른 동특성으로 제어가 이루어졌으며, 고정자 자속은 전동기의 회전 방향에 따라 그 방향이 바뀌어 물리적 현상을 잘 반영하였다. 또한, 2레벨 전압형 인버터를 적용함에 따라 선간전압이 ± 1100 [V]로 나타났고, 속도가 증가함에 따라 변동주기도 함께 짧아졌다.

이를 통해 선교의 텔레그라프에서 주어지는 목표 속도 변화에 대해 대응하도록 본 논문에서 설계된 속도 제어기, 자속 및 토크 히스테리시스밴드가 추진 전동기에 적합한 것을 확인하였다. 또한, 이러한 속도 제어 방법이 저압용 대용량, 대출력 추진 전동기의 속도 제어에 대한 하나의 방법이 될 수 있을 것으로 생각한다.

References

- [1] K. T. Ryu, Y. H. Lee, "A Study on the Training Contents of AC DRIVE of the HV Electrical Propulsion Ships," *The Korea Society for Fisheries and Marine Sciences Education*, vol. 33, no. 6, pp. 1347-1357, 2021.
DOI: <http://dx.doi.org/10.13000/JFMSE.2021.12.33.6.1347>
- [2] H. Haq, M. H. Imran, H. I. Okumus, M. Habibullah, "Speed Control of Induction Motor using FOC Method," *Journal of Engineering Research and Applications*, vol. 5, no. 3, pp. 154-158, 2015.
- [3] B. G. Ramon, *High performance sensorless vector control of induction motor drives*, Ph.D dissertation, University of Nottingham, pp. 27-50, 1995.
- [4] M. S. Zaky, H. A. Maksoud, S. M. Shaban, "Analysis of hysteresis band variations in DTC on the performance of IM drives," *Journal of Electrical Systems*, vol. 16, no. 3, pp. 350-365, 2020.
- [5] G. Abad, M. Á. Rodriguez, J. Poza, "Two-Level VSC Based Predictive Direct Torque Control of the Doubly Fed Induction Machine With Reduced Torque and Flux Ripples at Low Constant Switching Frequency," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 3, pp. 1050-1061, 2008.
DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/TPEL.2008.921160>
- [6] M. K. Sahu, B. P. Panigrahi, A. K. Panda, "An utility friendly direct torque control technique of three phase induction motor with two-level inverter using 180 degree conduction mode," *International Journal of Engineering Science and Technology*, vol. 3, no. 5, pp. 4120-4130, 2011.
- [7] I. Takahashi, T. Noguchi, "A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-22, no. 5, pp. 820-827, 1986.
DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/TIA.1986.4504799>
- [8] M. Depenbrock, "Direct self-control (DSC) of inverter-fed induction machine," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 3, no. 4, pp. 420-429, 1988.
DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/63.17963>
- [9] P. S. Cho, *The stator resistance compensation for direct torque control of sensorless induction motor*, Master's thesis, Anyang University, Anyang, Korea, pp. 12, 2005.
- [10] D. Casadei, G. Grandi, G. Serra, A. Tani, "Effects of flux and torque hysteresis band amplitude in direct torque control of induction machines," *Proceedings of IECON'94 - 20th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, Bologna, Italy, vol. 1, pp. 299-304, 1994.
DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/IECON.1994.397792>
- [11] Y. Peng, D. Vrancic, R. Hanus, "Anti-windup, bumpless, and conditioned transfer techniques for PID controllers," *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 16, no. 4, pp. 48-57, 1996.
DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/37.526915>
- [12] G. Buja, D. Casadei, G. Serra, "Direct stator flux and torque control of an induction motor: theoretical

analysis and experimental results," *IECON '98. Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*(Cat. No.98CH36200), Aachen, Germany, vol. 1, pp. T50-T64, 1998.
DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/IECON.1998.723933>

류 기 탁(Ki-Tak Ryu)

[정회원]



- 2008년 2월 : 한국해양대학교 대학원 기관시스템공학과 (공학석사)
- 2023년 2월 : 한국해양대학교 대학원 메카트로닉스공학과 (공학박사)
- 2007년 5월 ~ 현재 : 한국해양수산연수원 교수

<관심분야>

비선형제어, 최적제어, 선박 전기 및 전력시스템, AC드라이브

이 윤 형(Yun-Hyung Lee)

[정회원]



- 2007년 8월 : 한국해양대학교 대학원 메카트로닉스공학과 (공학박사)
- 2008년 2월 ~ 2014년 6월 : 한국항만연수원 교수
- 2014년 7월 ~ 현재 : 한국해양수산연수원 교수

<관심분야>

유전알고리즘 이론 및 응용, 퍼지제어, 비선형제어, 시스템식별, 선박 전기 및 제어시스템