

# 선박 추진용 저압 전동기에 대한 2레벨 및 3레벨 인버터의 직접토크제어 비교

류기탁 · 김종필<sup>1</sup> · 이윤형\*

한국해양수산연수원 해양기술교육팀 교수, <sup>1</sup>한국해양수산연수원 오션폴리텍팀 교수

## Comparison of DTC between two-level and three-level inverters for LV propulsion electric motor in ship

Ki-Tak RYU, Jong-Phil KIM<sup>1</sup> and Yun-Hyung LEE\*

*Professor, Ocean Technology Training Team, Korea Institute of Maritime and Fisheries Technology, Busan 48562, Korea*

*<sup>1</sup>Professor, Ocean Polytech Team, Korea Institute of Maritime and Fisheries Technology, Busan 48562, Korea*

In compliance with environmental regulations at sea and the introduction of unmanned autonomous ships, electric propulsion ships are garnering significant attention. Induction machines used as propulsion electric motor (PEM) have maintenance advantages, but speed control is very complicated and difficult. One of the most commonly used techniques for speed control is DTC (direct torque control). DTC is simple in the reference frame transformation and the stator flux calculation. Meanwhile, two-level and three-level voltage source inverters (VSI) are predominantly used. The three-level VSI has more flexibility in voltage space vector selection compared to the two-level VSI. In this paper, speed is controlled using the DTC method based on the specifications of the PEM. The speed controller employs a PI controller with anti-windup functionality. In addition, the characteristics of the two-level VSI and three-level VSI are compared under identical conditions. It was confirmed through simulation that proper control of speed and torque has been achieved. In particular, the torque ripple was small and control was possible with a low DC voltage at low speed in the three-level VSI. The study confirmed that the application of DTC, using a three-level VSI, contributes to enhancing the system's response performance.

Keywords: Propulsion electric motor, Direct torque control, Three-level VSI, PI controller

### 서론

전세계적으로 환경오염 문제가 대두됨에 따라 국제해사기구(IMO)에서도 해상운송으로 발생하는 온실가스

배출량을 규제하고, 해운분야의 탈탄소화를 달성하기 위한 전략을 채택하였다. 국내에서도 이런 국제적 합의를 이행하고, 깨끗한 해양환경 조성을 도모하기 위해

Received 6 February 2024; Revised 21 February 2024; Accepted 27 February 2024

\*Corresponding author: domse54@daum.net, Tel: +82-51-620-5823, Fax: +82-51-620-5743

Copyright © 2024 The Korean Society of Fisheries and Ocean Technology

환경친화적 선박의 개발 및 보급 촉진에 관한 법률(약칭: 친환경선박법)을 2018년에 제정하였다. 이 법에 따르면 선박의 추진시스템이 친환경적이어야 하며, 이를 위해 LNG, 메탄올, 암모니아 등과 같은 친환경 연료를 사용한 엔진과 결합된 전기추진 하이브리드 시스템 등을 적용해야 한다. 또한, 2023년 12월 '자율운항선박 개발 및 상용화 촉진에 관한 법률'(약칭: 자율운항선박법)이 국회 본회의를 통과했다. 이 법은 자율운항선박의 기술과 핵심 기자재 개발, 해상물류체계 구축 등을 포함한다. 또한, 선박검사, 선박 시설기준, 승무 정원 등 안전 기준을 완화하는 규제 특례 조항도 포함됐다. 비록 2025년 1월 시행되어 세부 법령 등이 마련되어야 하지만 국내 실증의 활성화 및 속도감 있는 기술 개발이 가능할 것으로 기대된다.

이처럼 이후 자율운항선박이 활성화되면 추진 전동기를 이용한 전기추진 방식도 많이 적용될 것으로 예상된다(Ryu and Lee, 2021).

일반적으로 전기추진 목적으로 적용되는 유도 전동기의 대표적인 속도 제어 방법은 자속기준제어(FOC: Field Oriented Control)와 직접토크제어(DTC: Direct Torque Control)이다. DTC는 FOC와 비교하여 전류 제어기와 자속의 회전 좌표계로의 변환이 필요 없고, 고정자 저항 정보만 필요하므로 전동기 파라미터 변동에 강한 장점이 있다(Abad et al., 2008; Sahu et al., 2011). 또한, 인버터가 자속과 토크의 히스테리시스 밴드 출력에 따라 스위칭 테이블에서 정해진 대로 동작 되어 매우 신속한 제어가 가능하다. 이와 같은 이유로 DTC가 1980년대에 처음 제시된 후 FOC의 대안으로 많이 적용되는 계기가 되었다(Takahashi and Noguchi, 1986; Depenbrock, 1988).

한편, 전동기 제어의 중요 장치인 인버터는 2레벨 또는 3레벨이 주로 사용되며 3레벨 인버터는 NPC(Neutral Point Clamped)방식을 많이 사용한다. 3레벨 인버터는 2레벨 인버터에 비해 반도체에 가해지는 전압 스트레스가 작고, 전압 왜곡이 적으며 고조파 성분이 작다(Dalessandro et al., 2008). 또한, 공간 전압을 12개 섹터로 세분화(2레벨은 6개 섹터)할 수 있어 출력 전압 벡터의 선택이 다양하고, 부하에 부담이 되는 서지 전압이 작으며, 출력 전류의 리플이 작다(Park, 2015).

많은 연구에서 저출력 유도 전동기의 속도제어를 위해 DTC를 적용하였으나 선박의 추진 전동기와 같은 고

출력 유도 전동기는 실험이 어렵고, 연구사례도 매우 부족한 실정이다. 따라서 본 논문에서는 실제 친환경 선박의 추진용 유도 전동기를 선정하고, 2레벨 및 3레벨 인버터에 각각 DTC를 적용하여 추진 전동기의 속도제어 특성을 비교하고자 한다. 이를 위해 속도제어기로 안티와 인드업 기법이 적용된 PI 제어기, 2레벨 및 3레벨 인버터, DTC 알고리즘을 Matlab Simulink (2021a) 기반으로 모델링한다. 선박의 텔레그라프의 조작에 따른 속도, 고정자 전류 및 토크 특성 등을 시뮬레이션을 통해 분석하여 2레벨과 3레벨 인버터의 제어특성을 비교한다.

## 재료 및 방법

### 직접토크제어

서론에서 설명한 것과 같이 DTC는 FOC에 비해 다양한 장점이 있어 유도 전동기에 이 기법을 많이 적용하고 있다. DTC를 적용하기 위해 유도 전동기는 고정자 좌표계(stator reference frame)로 나타내야 하며 식 (1)과 같이 정리할 수 있다(Cho, 2005; Casadei et al., 1994).

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

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

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

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

$$\phi_{\alpha s} = L_s i_{\alpha s} + M i_{\alpha r}, \phi_{\beta s} = L_s i_{\beta s} + M i_{\beta r} \quad (1c)$$

$$\phi_{\alpha r} = L_r i_{\alpha r} + M i_{\alpha s}, \phi_{\beta r} = L_r i_{\beta r} + M i_{\beta s} \quad (1d)$$

여기서,  $R$ ,  $L$ ,  $M$ 은 각각 권선 저항, 자기 인덕턴스, 상호 인덕턴스,  $P$ 와  $\omega_m$ 은 각각 자극쌍(pole pairs), 회전자 각속도 그리고  $p$ 와  $s$ ,  $r$ 은 각각 미분연산자 및 고정자와 회전자를 의미하는 아래 첨자이다.

Fig. 1은 직접 토크 제어의 제어 블록선도를 나타낸 것이다. 제어 시스템의 목표값은 원하는 고정자 자속  $\phi_s^*$  및 토크  $T^*$ 가 되고, 실제값(actual value)  $\phi_s$  및 토크  $T$ 는 유도전동기에서 측정된 고정자 전류와 제어 신호 그리고 직류 전압을 이용하여 계산한다. 이들의 순간적인 오차(error)는 자속과 토크의 히스테리시스 제어기를 통해 스위칭 테이블의 인버터 스위치 상태를 결정된다. 이러한 과정을 통해 인버터에서 출력된 공간벡터 고정

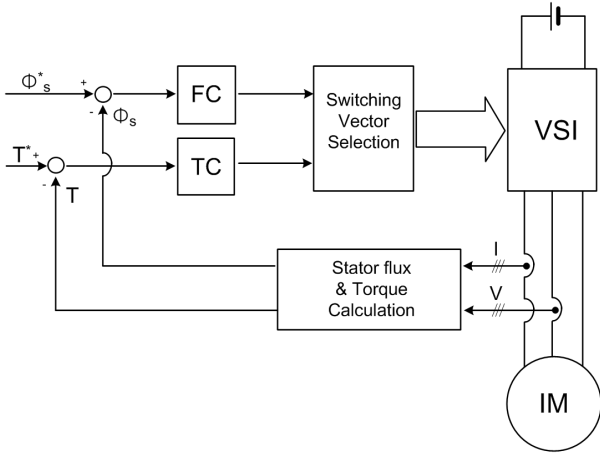


Fig. 1. Block diagram of direct torque control.

자 전압이 전동기 고정자에 공급된다.

고정자 자속 제어를 위해서는 Fig. 1과 같이 3상 전압과 전류를 측정하여 다음과 같이 고정자 자속을 계산해야 한다.

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

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

식 (1a)에서 고정자 저항  $R_s$ 는 매우 작으므로 전압강하를 무시할 수 있고, 시간이 매우 짧다면 식 (2)는 다시 식 (3)과 같이 나타낼 수 있다. 이를 통해 고정자 자속 변동  $\Delta\phi_s$ 의 크기가 고정자에 공급되는 전압  $v_s$ 와 인가된 시간  $\Delta t$ 에 비례하고, 그 방향은 공급된 공간벡터 전압과 같다는 것을 알 수 있다.

$$\Delta\phi_s = v_s \Delta t \quad (3)$$

고정자 자속 제어는 히스테리시스 밴드 제어를 사용하면 원형 궤적의 고정자 자속 벡터를 쉽게 유지하고 제어할 수 있다. 제어기는 기준 자속  $\phi_{s,ref}$ 와 현재 자속  $\phi_s$ 의 차이가 히스테리시스 밴드  $\Delta\phi_s$  이내로  $|\phi_{s,ref} - \phi_s| \leq \Delta\phi_s$ 와 같이 유지하도록 부울 변수를 출력한다.

한편, 토크 제어는 고정자와 회전자 자속 사이의 각도인 자속각(토크각)  $\theta$ 를 조절하여 제어한다. 정상 상태에서는 고정자와 회전자의 자속 벡터는 같은 각속도로 회

전한다. 만약, 이 두 벡터의 크기는 일정한 상태에서 상대적 위치 차이가 발생하면  $\theta$ 가 변하게 되고, 식 (4)에서 알 수 있듯이 전동기 토크는 변하게 된다.

$$T = \frac{3}{2} P \frac{M}{\sigma L_s L_r} \phi_s \phi_r \sin\theta \quad (4)$$

여기서  $\sigma = 1 - M^2/L_s L_r$ 는 전동기의 총누설계수 (total leakage coefficient)이다.

식 (4)의 회전자 자속  $\phi_r$ 은 식 (5)와 같이 고정자 자속  $\phi_s$ 함수로 나타낼 수 있다. 이 식을 통해  $\phi_r$ 는 시정수  $\sigma\tau_r$ 만큼 시간지연되어  $\phi_s$ 를 따라가는 것을 알 수 있다. 따라서 고정자에 공급하는 전압을 조절하여  $\phi_s$ 를 제어하면  $\phi_r$ 의 크기와 상대적 위치를 조절할 수 있으며, 결과적으로 토크를 제어할 수 있다.

$$\phi_r = \frac{\frac{M}{L_s}}{1 + s\sigma\tau_r - jP\omega_m\sigma\tau_r} \phi_s \quad (5)$$

여기서  $\tau_r = L_r/R_r$ 는 회전자 시정수이다.

최종적으로 유도 전동기에서 현재 발생하는 토크는 식 (6)과 같이 계산한다.

$$T = \frac{3}{2} P (\phi_{\alpha s} i_{\beta s} - \phi_{\beta s} i_{\alpha s}) \quad (6)$$

식 (2)와 식 (6)은 전동기에서 측정된 고정자 전압과 전류만으로  $\phi_s$ 와  $T$ 를 계산할 수 있고, 이는 DTC를 적용하기 위해  $R_s$  정보만 필요하다는 것을 의미한다. 이것이 대부분의 전동기 파라미터 정보가 필요한 FOC와 직관적인 차이점이다.

자속 제어와 유사하게 토크 제어도 토크 히스테리시스 제어를 사용하며 식 (6)에서 계산된 토크에 근거하여 부울 변수 형태의 값을 출력한다.

자속과 토크 제어를 위한 히스테리시스 밴드의 크기는 고정자 전류의 고조파 성분, 인버터의 스위칭 주파수,

토크 맥동, 손실에 많은 영향을 미치기 때문에 매우 중요한 설계 요소이다. 먼저, 자속의 히스테리시스 밴드는 고정자 전류의 THD (Total Harmonic Distortion)에 주로 영향을 준다. 밴드를 크게 하면 스위칭 주파수는 줄어드는 반면 고정자 전류의 THD가 상승한다. 따라서 스위칭 손실은 감소하지만 고조파로 인한 동손이 증가한다. 저차수 고조파 전류는 THD에 많은 영향을 주므로 전류 파형의 왜곡이 커진다. 다음으로 토크 히스테리시스 밴드는 주로 스위칭 주파수에 영향을 주며 밴드를 작게 할 경우 스위칭 손실이 커지게 된다(Buja et al., 1998).

### 2레벨 인버터

2레벨 인버터는 3상의 각 상별 레그(leg)에 2개의 스위치를 이용하여 인버터 스위칭 조작으로 8개의 전압 벡터를 나타낼 수 있는 장치이다. 각 상별 2개 스위치는 상보(complementary)관계를 가지며 공급하는 극전압(pole voltage)은  $+E/2$ ,  $-E/2$ 이고  $E$ 는 인버터의 직류 전압이다. 각 상의 상단 스위치를  $S_a, S_b, S_c$ 라 하면 3상 인버터 출력 상전압(phase voltage)은 식 (7)과 같이 스위칭 함수로 나타낼 수 있고, 식 (8)은 공간벡터로 표현한 것이다.

$$v_{as} = \frac{2S_a - S_b - S_c}{3} E \tag{7a}$$

$$v_{bs} = \frac{-S_a + 2S_b - S_c}{3} E \tag{7b}$$

$$v_{cs} = \frac{-S_a - S_b + 2S_c}{3} E \tag{7c}$$

$$v_s = \frac{2}{3} E (S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}}) \tag{8}$$

식 (8)로 표현되는 전압 벡터는 Fig. 2와 같이 8개의 벡터  $V_k(k=0, 1, \dots, 7)$ 로 표현되고, 고정좌표계를 6개의 섹터로 구분한다. 자속 히스테리시스 제어기는 고정자 자속의 오차가 양의 설정 밴드보다 클 때 1, 음의 설정 밴드보다 작을 때 0을 출력한다. 한편, 토크 히스테리시스 제어기는 토크 오차에 따라 토크의 감소를 위해서는 -1, 유지를 위해서는 0, 증가를 위해서는 1을 출력한다.

목표로 하는 자속과 토크를 동시에 조절하기 위해서는 적절한 공간벡터의 선정이 필요하다. 만약,  $\phi_s$ 가 Fig. 2와

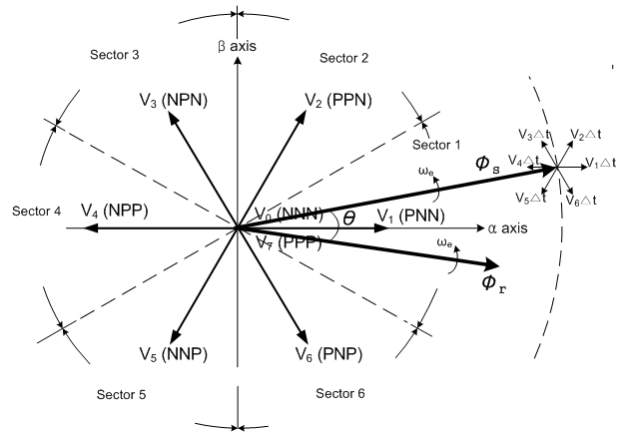


Fig. 2. Stator voltage space vector and sector configuration in 2-level VSI.

Table 1. Voltage vector table of DTC on 2-level VSI

Sector	FC	1			0		
	TC	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		$V_1$	$V_0$	$V_5$	$V_2$	$V_7$	$V_4$

같이 섹터 1에 위치하면 원하는 자속과 토크의 제어를 위해  $V_k \Delta t$  ( $k=0 \sim 7$ )의 전압 벡터 중 하나를 선정하여 인가한다. 영벡터는 고정자 자속을 유지할 경우 선택된다. 2레벨 인버터에서 자속과 토크의 히스테리시스 제어기 출력에 따라 선택되어야 할 최적의 전압벡터는 Table 1과 같다.

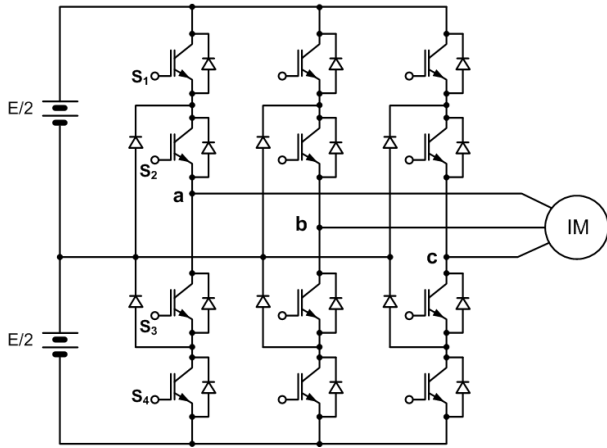
### 3레벨 인버터

본 논문에서 다루는 3레벨 인버터는 Fig. 3에 나타난 NPC이다. 각 레그에 있는 4개의 전력소자에 의해 Table 2와 같이 3개의 상태가 나타난다. 극전압이 양 또는 음의 2단계로만 발생하는 2레벨 인버터와는 다르게 NPC 인버터는 출력 전압이 양(+), 0(zero), 음(-)의 3단계로 나타난다. Fig. 3의 a지점을 살펴보면 Table 2와 같은 3가지 스위치 상태에 따라 인버터 출력 극전압이  $+E/2$ , 0,  $-E/2$ 의 3가지 전위(potential)를 가지게 된다.

선택할 수 있는 전압 벡터가 2레벨 인버터에 비해 많

**Table 2. Definition of switching state**

Switching state	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$(S_x)$
P	ON	ON	OFF	OFF	2
O	OFF	ON	ON	OFF	1
N	OFF	OFF	ON	ON	0



**Fig. 3. 3-level VSI for voltage source VSI.**

고, 전압 변화율(dV/dt)이 작으며 정현파에 가까운 출력 전압을 발생시킬 수 있어 부하 전류의 고조파가 저감된다(Schibili et al., 1998). 이러한 이유로 고전압, 고출력 분야에서 많이 적용된다.

Table 2의 스위칭 상태  $S_{xa}$ ,  $S_{xb}$ ,  $S_{xc}$ 와 직류 전압  $E$ 로부터 계산되는 3상 인버터 출력 고정자 상전압은 식 (9)와 같다.

$$v_{as} = \frac{2S_{xa} - S_{xb} - S_{xc}}{6} E \tag{9a}$$

$$v_{bs} = \frac{-S_{xa} + 2S_{xb} - S_{xc}}{6} E \tag{9b}$$

$$v_{cs} = \frac{-S_{xa} - S_{xb} + 2S_{xc}}{6} E \tag{9c}$$

고정자 좌표계에서 식 (9)의 공간벡터는 식 (10)과 같다.

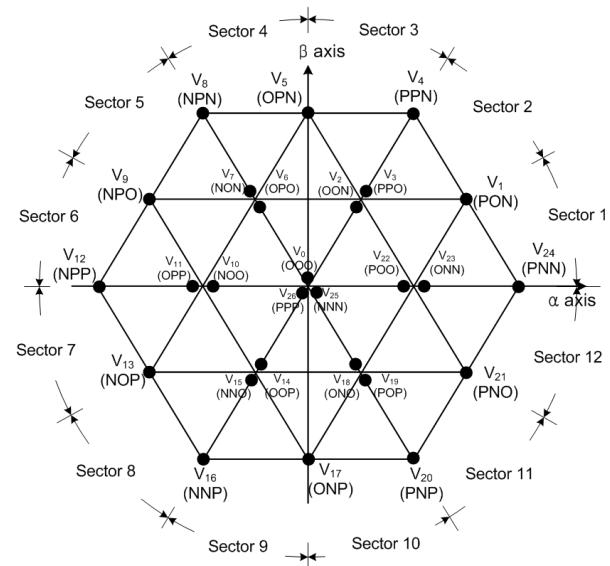
$$v_s = \frac{2}{3} E (S_{xa} + S_{xb} e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_{xc} e^{j\frac{4\pi}{3}}) \tag{10}$$

각 레그가 3개의 스위칭 상태를 고려할 때 나타날 수

있는 전압 공간 벡터는  $3^3 = 27$ 개의 스위칭 벡터가 된다. 그 크기를 고려하면 크기가  $2E/3$ ,  $\sqrt{3}E/3$ ,  $E/3$ , 0인 벡터로 구분된다.

Fig. 4는 고정자 좌표계에서 3레벨 NPC 인버터로 만들 수 있는 27개의 전압벡터와 스위칭 상태 나타낸 것이다.

Fig. 4에서와 같이 직접토크제어를 위한 적절한 전압 벡터를 선정하기 위해 고정좌표계를 12섹터로 나눈다. 고정자 자속이 어떤 섹터에 위치할 때 자속과 토크 제어는 27개의 벡터 중 하나를 선택하여 행한다. 자속 히스



**Fig. 4. Vectors tensions generated by 3-level VSI.**

**Table 3. Voltage vector table of DTC on 3-level VSI**

S	FC			1			0				
	TC	2	1	0	-1	-2	2	1	0	-1	-2
1	$V_4$	$V_3$	$V_{25}$	$V_{19}$	$V_{20}$	$V_8$	$V_7$	$V_{26}$	$V_{14}$	$V_{17}$	
2	$V_5$	$V_6$	$V_0$	$V_{22}$	$V_{21}$	$V_9$	$V_{10}$	$V_0$	$V_{19}$	$V_{20}$	
3	$V_8$	$V_7$	$V_{26}$	$V_{23}$	$V_{24}$	$V_{12}$	$V_{11}$	$V_{25}$	$V_{18}$	$V_{21}$	
4	$V_9$	$V_{10}$	$V_{25}$	$V_2$	$V_1$	$V_{13}$	$V_{14}$	$V_{26}$	$V_{23}$	$V_{24}$	
5	$V_{12}$	$V_{11}$	$V_0$	$V_3$	$V_4$	$V_{16}$	$V_{15}$	$V_0$	$V_{22}$	$V_1$	
6	$V_{13}$	$V_{14}$	$V_{26}$	$V_6$	$V_5$	$V_{17}$	$V_{18}$	$V_{25}$	$V_3$	$V_4$	
7	$V_{16}$	$V_{15}$	$V_{25}$	$V_7$	$V_8$	$V_{20}$	$V_{19}$	$V_{26}$	$V_2$	$V_5$	
8	$V_{17}$	$V_{18}$	$V_0$	$V_{10}$	$V_9$	$V_{21}$	$V_{22}$	$V_0$	$V_7$	$V_8$	
9	$V_{20}$	$V_{19}$	$V_{26}$	$V_{11}$	$V_{12}$	$V_{24}$	$V_{23}$	$V_{25}$	$V_6$	$V_9$	
10	$V_{21}$	$V_{22}$	$V_{25}$	$V_{14}$	$V_{13}$	$V_1$	$V_2$	$V_{26}$	$V_{11}$	$V_{12}$	
11	$V_{24}$	$V_{23}$	$V_0$	$V_{15}$	$V_{16}$	$V_4$	$V_3$	$V_0$	$V_{10}$	$V_{13}$	
12	$V_1$	$V_2$	$V_{26}$	$V_{18}$	$V_{17}$	$V_5$	$V_6$	$V_{25}$	$V_{15}$	$V_{16}$	

테리시스 제어기는 2레벨 인버터와 동일하게 고정자 자속의 오차가 양의 설정 밴드보다 클 때 1, 음의 설정 밴드보다 작을 때 0의 출력을 나온다. 그러나 토크 히스테리시스 제어기는 정밀한 토크제어를 위해 4개의 히스테리시스 밴드를 사용한다. 이 제어기의 출력은 정방향 토크 지령에 대해 토크 오차가 최상위 밴드보다 클 경우 2, 하위 히스테리시스 밴드보다 크고 상위 히스테리시스 밴드보다 작을 때는 1, 하위 히스테리시스 밴드 보다 작을 때는 0이 된다. 역방향 토크 지령에 대해서도 2개의 히스테리시스 밴드를 이용한다. 따라서 토크 제어기의 출력은 5단계인 -2, -1, 0, 1, 2가 된다.

3레벨 인버터에서 자속과 토크의 히스테리시스 제어기 출력에 따라 선택되어야 할 전압벡터는 Table 3과 같다.

### 결과 및 고찰

선박의 추진 전동기의 속도 제어를 위해 지금까지 설명한 DTC 기법을 Matlab Simulink (2021a) 기반으로 모델링하고, 시뮬레이션을 시행한다. 시뮬레이션은 2레벨 인버터와 3레벨 인버터를 구분하여 인버터 종류에 따른 특성을 비교한다. Table 4는 현재 운용되고 있는 선박의 전기 추진 전동기로 제어대상인 3상 유도 전동기 정격과 파라미터이다. 또한 선박의 주요 상세(principal particulars)는 총톤수 2,700톤으로 전장 89.2 [m], 형폭 12.8 [m], 흘수 3.3 [m]이다.

Table 5는 텔레그래프 위치에 따른 추진 전동기 속도, 출력, 토크를 나타낸 것이다. 속도 목표값은 선박의 텔레그래프에 따른 속도와 동일하게 하였고, 그 때 부하토크는 속도에 따른 설계된 전동기출력에 근거한다.

Fig. 5는 MATLAB Simulink에서 3레벨 NPC형 전압형 인버터를 이용하여 DTC를 적용한 추진 전동기 속도 제어 구조를 나타낸 것이다. 2레벨 전압형 인버터를 이용한 경우는 인버터를 제외하고는 모든 구조와 파라미터는 동일하다.

본 논문에서는 제어의 용이성, 신호의 급격한 변화와 노이즈 발생 등으로 인해 PI 제어를 속도 제어기로 적용하였으며 일반적으로 전동기의 속도, 토크, 전류 제어에 사용된다. 토크 목표값은 텔레그래프의 속도 지령에 대해 PI 제어를 통하여 정해지며 PI 제어기는 적분 제어의 포화상태를 고려하여 역계산에 의한 안티와인드업을 적용하였다. 여기서 토크는 Table 5의 정격토크로

Table 4. 3-phase induction motor rating and parameters

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

Table 5. 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

설정되어 있다. 고정자 자속과 전동기 토크는 인버터 출력측 값을 계측하여 계산하며, 이 때 고정자 좌표계의 자속값을 이용하여 고정자 자속의 현재 벡터를 계산한다. 현재의 고정자 자속 위치와 자속 히스테리시스 밴드 출력 및 토크 히스테리시스 밴드 출력을 기반으로 스위칭 테이블에서 인버터 스위칭 게이트 신호를 인버터로 보내 필요로 하는 PWM 고정자 전압을 전동기에 공급한다. 인버터의 직류 전압은 1100 [V]로 설정하였고 샘플링 시간은 1 [ $\mu$ s]이다. 정회전 방향의 시뮬레이션을 위해 Stop, Dead Slow, Slow, Half, Full, Nav. Full 단계로 텔레그래프 위치에 맞게 목표값을 단계적으로 변경시켰다. 0 [s]에서 Dead slow 지령후 0.8 [s]에서 Slow, 1.2 [s]에서 Half, 1.6 [s]에서 Full, 그리고 2.0 [s]에서 Nav. Full로 목표값을 계단 입력으로 변동하였다. 이 때 속도가 변동될 때 Table 5의 해당 속도에 대한 토크를 계단 입력의 부하로 인가하여 시뮬레이션 하였다.

Fig. 6은 3레벨 인버터와 2레벨 인버터의 특정 한 상

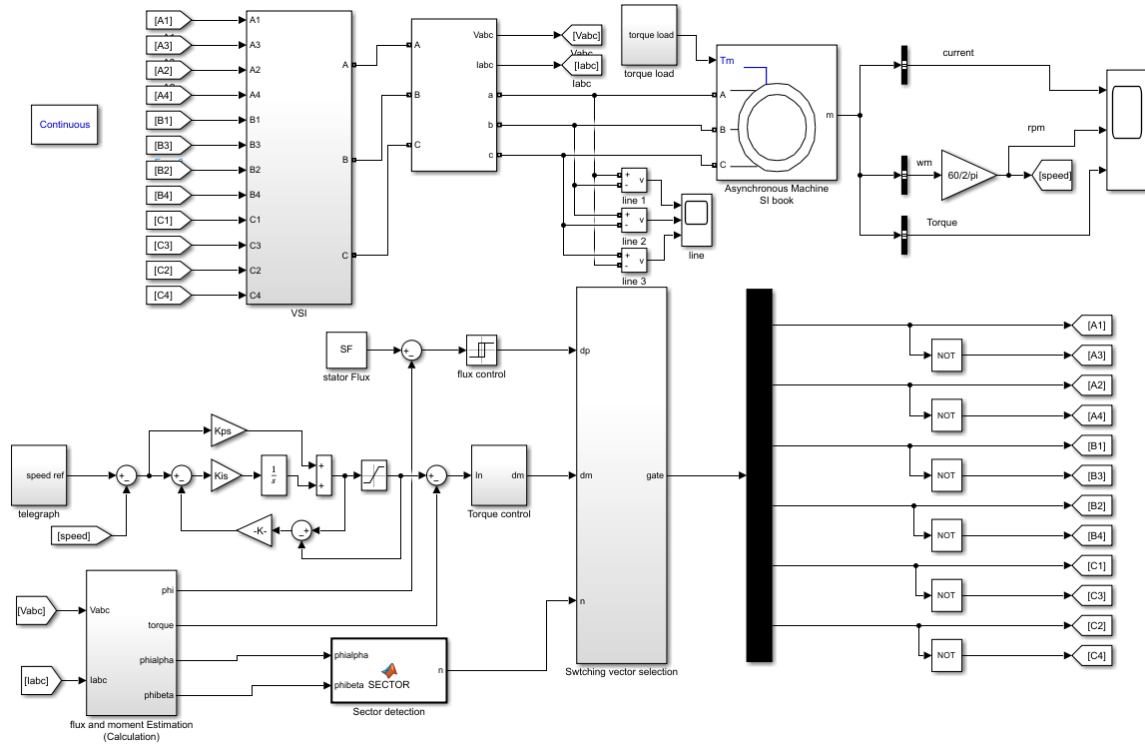


Fig. 5. Control structure of IM with DTC using 3-level VSI.

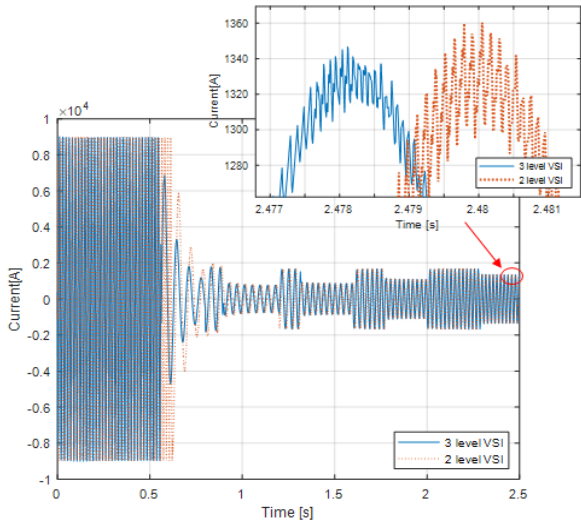


Fig. 6. Stator current of one phase for 2-level and 3-level VSI.

의 전류를 동시에 나타낸 것이다. 전류는 모두 정현파 형태로 전동기에 흐르며 속도가 빨라질수록 주기가 짧아지는 것을 알 수 있다. 3레벨 인버터는 초기 과도 상태에서 벗어나 전류가 감소하는 시점이 0.55 [s] 부근인 반면 2레벨 인버터는 0.62 [s] 부근으로 다소 늦은 것을

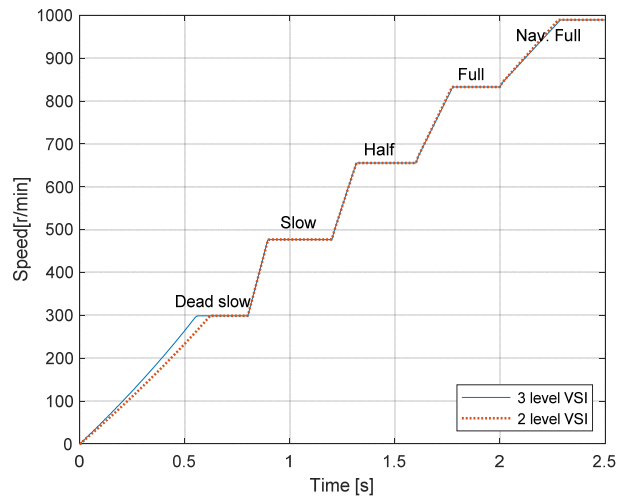


Fig. 7. Speed of PEM for 2-level and 3-level VSI.

알 수 있다. 또한, Fig. 6의 확대 표시한 부분은 Nav. Full 구간으로 전류 최대값에서의 전류 변동성이 3레벨 인버터가 작은 것을 알 수 있으며, 타 구간에서도 유사한 특성이 나타난다.

Fig. 7과 Fig. 8은 단계별 속도 변동에 따른 응답 특성

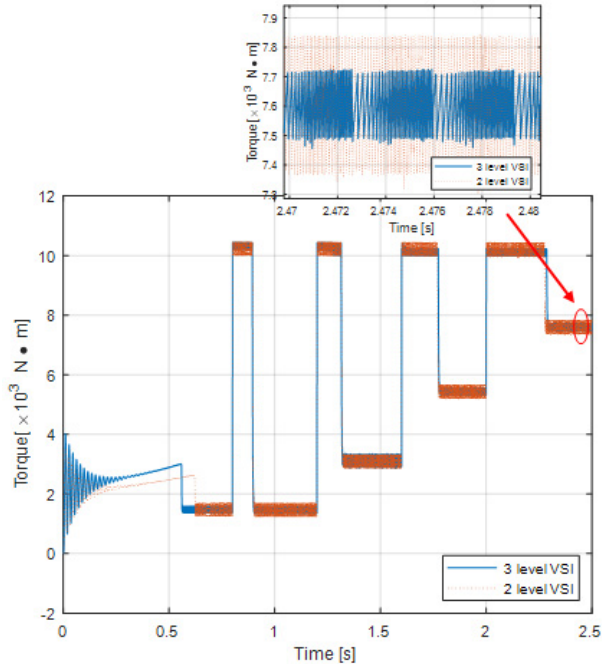


Fig. 8. Torque of PEM when applying 2-level and 3-level VSI.

과 토크 특성을 나타낸다. Fig. 7의 속도 응답특성은 초기 Dead slow 속도 상승에 있어 3레벨 인버터를 사용한 경우가 2레벨 인버터 보다 상승 기울기가 더 큰 것을 알 수 있다. Fig. 8의 토크 특성에서도 초기 과도 상태에서의 토크 응답성이 3레벨 인버터가 더 좋은 것을 알 수 있다. 즉, 초기 순간 토크가 더 크고, 이에 따라 목표값에 도달하는 시간도 더 짧은 것을 알 수 있다. 또한, 토크 리플이 3레벨 인버터에서 더 작은 것을 확인할 수 있다.

Fig. 9는 2레벨과 3레벨 인버터에 대해 추진 전동기에 인가되는 A상과 B상 사이의 선간전압을 나타낸 것이다. 3레벨 인버터는 Dead slow와 Slow 구간에서  $E/3$ , 0인 크기의 전압 벡터가 선정됨에 따라 550 [V]가 인가되어 2레벨 인버터에 비해 전압활용도가 높은 것을 알 수 있다. 저속구간에서는 낮은 전압이 인가되므로 인버터 스위치의 전압에 대한 스트레스가 감소하게 된다.

또한, Fig. 9의 Half 속도 이상에서는 3레벨 인버터의 출력 전압이 2레벨 인버터보다 정현파에 가까움을 알 수 있다.

### 결론

본 연구에서는 전기 추진 선박의 추진용 전동기에 직

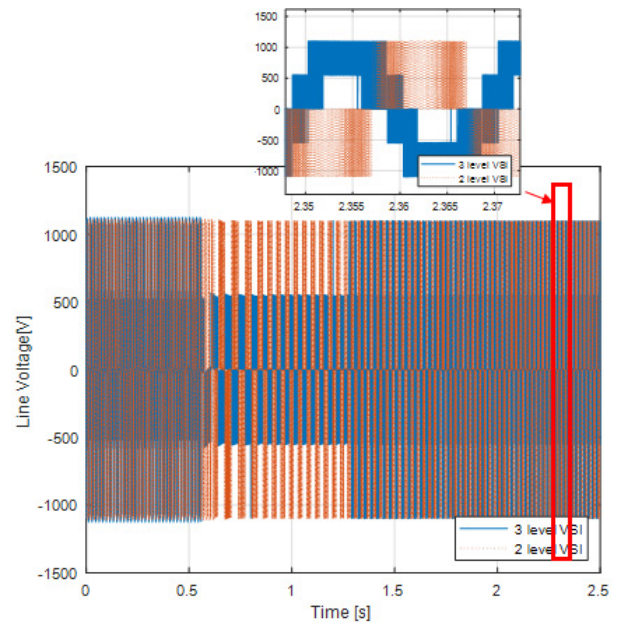


Fig. 9. A phase-to-phase voltage supplied to the PEM through 2-level and 3-level VSI.

접토크제어를 적용하여 속도제어를 하였다. 또한 2레벨 인버터와 3레벨 인버터를 각각 적용하여 시뮬레이션을 통해 그 특성을 비교하였다. 이 때 추진용 전동기는 선박에서 설치된 사양을 사용하고 제어기법과 파라미터들은 동일하게 하였다. 추진기 설계사양을 고려하여 정회전에 대해 시뮬레이션하고 고정자 전류, 속도, 토크 그리고 전압 특성을 분석하였다. 선박의 텔레그라프 위치에 따른 속도 변동을 그대로 모사하여 속도 지령과 전동기의 부하토크를 계단입력으로 인가하였다. 시뮬레이션은 Matlab Simulink (2021a)를 이용하였다.

고정자 전류는 두 인버터 모두 정현파 형태로 나타났으며 속도 변동에 따라 주기가 변하는 것을 확인하였다. 그러나 3레벨 인버터를 적용했을 때 전류 리플이 더 작은 것을 확인할 수 있었다. 토크의 경우 3레벨 인버터에서 토크 리플이 작고 특히 초기 속도 상승 시 순간 토크가 더 커서 더 빠르게 목표값에 도달하였다. 또한 3레벨 인버터에서 선택할 수 있는 전압벡터가 다양하여 직류 전압 활용도가 높았고 전동기에 공급되는 전압이 2레벨 인버터보다 더 정현파에 가까움을 확인하였다.

한편, 현재 시뮬레이션에서는 인버터 입력 직류 전압을 1100 [V]로 고정하였으나 추후 실제 선박을 반영하



여 발전기 전압을 직류 전압으로 정류하는 AFE (Active Front End)를 시뮬레이션에 포함시키는 연구가 더 필요할 것으로 사료된다.

### References

- Abad G, Rodriguez MÁ and Poza J. 2008. 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* 23, 1050-1061. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2008.921160>.
- Buja G, Casadei D and Serra G. 1998. Direct stator flux and torque control of an induction motor: theoretical analysis and experimental results. *Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society* 1, T50-T64. <https://doi.org/10.1109/IECON.1998.723933>.
- Casadei D, Grandi G, Serra G and Tani A. 1994. 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* 1, 299-304. <https://doi.org/10.1109/IECON.1994.397792>.
- Cho PS. 2005. The stator resistance compensation for direct torque control of sensorless induction motor. M.S. Thesis, Anyang University, Korea, 1-46.
- Dalessandro L, Round SD and Kolar JW. 2008. Center-point voltage balancing of hysteresis current controlled three-level PWM rectifiers. *IEEE Transactions on Power Electronics* 23, 2477-2488. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2008.2002060>.
- Depenbrock M.. 1988. Direct self-control (DSC) of inverter-fed induction machine. *IEEE Transactions on Power Electronics* 3, 420-429. <https://doi.org/10.1109/63.17963>.
- Park HS. 2015. A study on the finite control set model predictive torque control method of an induction motor using 2-level and 3-level inverters. M.S. Thesis, Seoul National University of Science and Technology, Korea, 1-52.
- Ryu KT and Lee YH. 2021. A study on the training contents of AC drive of the HV electrical propulsion ships. *The Journal of Fisheries and Marine Sciences Education* 33, 1347-1357. <https://doi.org/10.13000/JFMSE.2021.12.33.6.1347>.
- Sahu MK, Panigrahi BP and Panda AK. 2011. 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* 3, 4120-4130.
- Schibili N, Nguyen T and Rufer A. 1998. Three-phase multilevel converter for high-power induction motors. *IEEE Transactions on Power Electronics* 13, 978-986. <https://doi.org/10.1109/63.712325>.
- Takahashi I and Noguchi T. 1986. A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor. *IEEE Transactions on Industry Applications* IA-22, 820-827. <https://doi.org/10.1109/TIA.1986.4504799>.