
직접벡터제어방식을 사용하는 전기추진시스템의 고조파 제어

김종수* · 오세진**

Harmonics Control of Electric Propulsion System using Direct Torque Control

Jong-Su Kim* · Sae-Gin Oh**

요 약

전기추진선박의 추진시스템에서 중요하게 고려해야 할 사항이 전력변환장치에 의해 전동기에 공급되는 전압 및 전류에 포함되는 고조파 성분을 억제하는 것이다. 근래에 특수선박의 전기추진시스템에서 속도 및 토크 제어기 법으로 많이 사용하고 있는 벡터제어방식이 많은 제어기와 복잡한 연산을 요구하고 토크의 동적 특성이 전동기의 정수변화에 영향이 큰 단점을 가지고 있어서 대안으로 제시되고 있는 제어기법 중에 하나가 직접토크제어방식이다. 하지만 직접토크제어방식은 영벡터를 인가하지 않으므로 토크리플이 심하여 공급 전류파형에 고조파 성분이 포함되는 단점을 가지고 있으므로 이를 해결해야 한다. 본 논문에서는 유도전동기를 추진기로 채용하고 있는 LNG 선박의 전기추진시스템에서 직접토크제어방식을 사용하는 경우에 고조파 발생을 저감하기 위한 제어방식을 제시한다. 새로운 직접토크제어방식은 샘플링 주파수의 변화 없이 복잡한 제어를 사용하지 않고 인버터 스위칭 주파수를 일정하게 유지한 채 개선된 공간벡터 변조법에 의해 인버터를 제어하는 방식이다. 제안된 방식의 유효성은 추진기에 공급되는 전류파형에 포함된 고조파 성분의 분석과 속도제어 특성을 통해 입증한다.

ABSTRACT

Harmonics (or distortion in wave form) has always existed in electrical power systems. It is harmless as long as its level is not substantial. However, with the recent rapid advancement of power electronics technology, so-called nonlinear loads, such as variable frequency drives for motor power/speed control, are increasingly finding their way to shipboard or offshore applications. In this paper a new approach to direct torque control (DTC) of induction motor drive is presented. In comparison with the conventional DTC methods the inverter switching frequency is constant and is dramatically increased, requiring neither any increase of the sampling frequency, nor any high frequency dither signal. The well-developed space vector modulation technique is applied to inverter control in the proposed DTC-based induction motor drive system, thereby dramatically reducing the current harmonics. As compared to the existing DTC approach with constant inverter switching frequency, the presented new approach does not invoke any concept of deadbeat control, thereby dramatically reducing the computations.

키워드

고조파, 전력전자, DTC(직접토크제어), 비선형 부하, 선박

Key word

Harmonic, Power electronics, DTC(Direct Torque Control), Nonlinear loads, Shipboard

* 한국해양대학교
** 한국해양대학교 (교신저자)

접수일자 : 2009. 07. 29
심사완료일자 : 2009. 08. 18

I. 서 론

근래에 여러 가지 특수선박에서 전기추진시스템의 채용이 증가되고 있는 추세이며[1]-[3] 속도 및 토크 제어기법으로는 벡터제어가 많이 사용되고 있다. 하지만 벡터제어방식은 많은 제어기와 복잡한 연산을 요구하며 토크의 동적 특성이 전동기의 정수변화에 영향이 큰 단점을 가지고 있다. 이러한 단점을 보완할 수 있는 제어기법 중에 하나가 직접토크제어방식이다.[4]-[5]

직접토크제어방식은 유도전동기의 고정자 자속과 토크를 동시에 제어할 수 있으며 벡터제어와 비교해 볼 때 폐루프 전류제어가 필요 없고, 고정자 저항값만 사용되므로 파라미터 변화에 강인하며 좌표계의 변환이 요구되지 않으며 스위칭 테이블을 통해 인버터 스위칭 상태를 선택하므로 빠른 토크응답을 기대할 수 있다. 그러나 직접토크제어는 간과할 수 없는 몇 가지 단점이 있다. 토크와 자속의 오차를 일정범위내로 제한하여 양호한 추종성을 얻기 위해서는 샘플링 주파수 및 인버터 스위칭 주파수가 증가되어야할 뿐 아니라 스위칭 주파수가 균일하지 않아 필터를 설계하는 것이 어렵다. 또한, 영벡터를 인가하지 않으므로 토크리플이 심하여 공급 전류파형에 고조파 성분이 포함되게 된다.

전기추진선박에서 가장 우선시 되는 사항중에 하나가 바로 고조파 억제 대책임을 고려할 때 기존의 직접토크제어 방식의 사용으로 발생하는 문제들을 해결해야 할 필요가 있다.[4]-[5]

본 논문에서는 현재 유도전동기를 추진기로 채용하고 있는 LNG선박의 전기추진시스템에서 고조파 발생을 줄이기 위해서 샘플링 주파수의 변화없이 복잡한 제어기를 사용하지 않고 인버터 스위칭 주파수를 일정하게 유지한 채 개선된 공간벡터 변조법에 의해 인버터를 제어하는 새로운 직접토크제어방식을 사용함으로써 전류파형에 포함된 고조파 성분을 감소시키고자 한다.[6]-[9]

II. 기존의 직접토크제어

1. 직접토크제어알고리즘

그림 1은 직접토크제어[DTC] 방식에 대한 제어기 구성도를 보여주는데 이 방법은 전동기에서 전압(v_s)과 전류(i_s)값을 측정하여 고정자 자속(λ_s)과 토크(T_e)를 연산하고 매 주기마다 자속(λ_s^*)과 토크(T_e^*)의 지령치와 비교하여 자속과 토크의 오차가 각각 자속과 토크의 제어 정밀도에 따라 폭이 결정되는 히스테리시스 제어기로 입력된다. 히스테리시스 제어기의 출력은 전압벡터의 룩업 테이블[Look-Up table]의 입력으로 사용되며, 여기서 원하는 전압벡터를 찾아 출력한다. 직접토크제어는 자속과 토크를 독립적으로 제어하므로 빠른 응답성과 정확성을 얻을 수 있으며 제어구조가 디지털 형태로 아주 단순하고, 토크의 동적특성이 전동기 회전자파라미터 변동에 영향이 적다. 또한, 직접토크제어는 좌표변환 및 비간섭 제어가 필요 없으며, 제어기가 감소되고 Modulator를 사용하지 않으므로 연산시간을 감소시킬 수 있는 장점이 있다. 직접토크제어 루프는 자속비교기, 토크비교기, 고정자 자속과 토크계산부, 스위칭벡터 선정부로 구성되어 있다.[4]-[5]

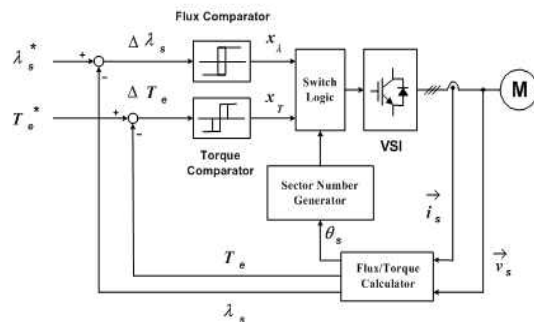


그림 1. 직접토크제어에 의한 제어 블록도
Fig. 1 Control block diagram for direct torque control

2. 기존의 유도전동기의 직접토크제어

유도전동기의 고정자 자속은 고정자 전압의 크기에 비례하고 방향은 같은 벡터로 생각할 수 있으며 식(1)과 같이 표현할 수 있다.

$$\Delta \lambda_s \approx V_s \Delta t \quad (1)$$

여기서, Δt 는 샘플링 주기이다.

즉, 고정자 자속은 고정자 전압벡터 \vec{V}_s 와 같은 방향으로 움직인다. \vec{V}_s 가 유효벡터일 때, λ_s 는 인버터의 출력전압 벡터와 일정한 비율의 속도로 움직이고, 무효벡터일 때는 매우 작은 속도로 움직인다. 따라서, 자속의 회전속도는 인버터 출력 전압 벡터의 유효벡터와 무효벡터의 비율에 의해 제어된다. 고정자 자속이 n번째 영역[Sector]에 있을 때 선택되어지는 전압벡터에 대한 의미를 표 1에 나타내었다.

표 1. 선택된 전압벡터와 그 의미
Table 1. Selected vector and means

V(n)	Radial positive voltage vector
V(n+1)	Forward positive voltage vector
V(n+2)	Forward negative voltage vector
V(n+3)	Radial negative voltage vector
V(n-1)	Backward positive voltage vector
V(n-2)	Back ward negative voltage vector
V(0)	Zero voltage vector

그림 2는 직접토크제어의 개념도로서 스위칭 벡터와 자속벡터를 나타낸 것이다. 히스테리시스 밴드 안에서 스위칭 벡터의 선택에 따라 회전하고 있는 자속의 궤적을 나타내고 있다. 자속은 맥동이 있는 원의 궤적을 그리면서 회전하게 된다.

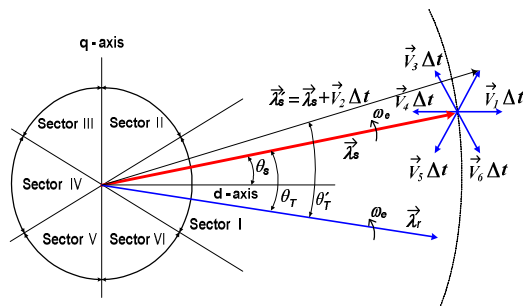


그림 2. 직접토크제어 개념
Fig. 2 Conception of direct torque control

식(2)는 자속의 히스테리시스 밴드를 나타내고 있다.

$$(|\lambda_s|^* - \Delta|\lambda_s|/2) \leq (|\lambda_s|) \leq (|\lambda_s|^* + \Delta|\lambda_s|/2) \quad (2)$$

일단 자속이 결정되면 토크는 식(3)에 의하여 결정되어진다.

$$T_e = \frac{3P}{2} \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \lambda_s \lambda_r \sin \theta_T \quad (3)$$

최적 스위칭 전압벡터 룩업 테이블 (Optimum Switching Voltage Vector Look-up table)에서 최적 전압벡터를 계산하기 위해서는 고정자 쇄교자속의 위치 정보를 알아야 한다. 이 위치정보는 정지좌표계에서의 고정자 쇄교자속의 α 축과 β 축의 값으로부터 식(4), (5), (6)을 이용하여 얻을 수 있다.

$$\vec{\lambda}_s = \lambda_{\alpha s} + j\lambda_{\beta s} = \int (v_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s}) dt + j \int (v_{\beta s} - R_s i_{\beta s}) dt \quad (4)$$

$$|\lambda_s| = \sqrt{\lambda_{\alpha s}^2 + \lambda_{\beta s}^2} \quad (5)$$

$$\theta_s = \tan^{-1} \left(\frac{\lambda_{\beta s}}{\lambda_{\alpha s}} \right) \quad (6)$$

여기서, $v_{\alpha s}$, $v_{\beta s}$, $i_{\alpha s}$, $i_{\beta s}$ 는 측정된 고정자 전압과 전류이다.

또한, 토크는 식(7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (i_{\beta s} \lambda_{\alpha s} - i_{\alpha s} \lambda_{\beta s}) \quad (7)$$

표 2는 이러한 자속과 토크 히스테리시스 비교기 특성을 근거로 만들어지는 최적 스위칭 전압벡터의 룩업 테이블을 나타낸 것이다.

표 2. 최적 스위칭 전압벡터 룩업테이블
Table 2. Optimum switching voltage vector look-up table

Comparator Output		Sector					
x_λ	x_T	I	II	III	IV	V	VI
+1	+1	\vec{V}_2	\vec{V}_3	\vec{V}_4	\vec{V}_5	\vec{V}_6	\vec{V}_1
+1	0	\vec{V}_0	\vec{V}_0	\vec{V}_0	\vec{V}_0	\vec{V}_0	\vec{V}_0
+1	-1	\vec{V}_6	\vec{V}_1	\vec{V}_2	\vec{V}_3	\vec{V}_4	\vec{V}_5
-1	+1	\vec{V}_3	\vec{V}_4	\vec{V}_5	\vec{V}_6	\vec{V}_1	\vec{V}_2
-1	0	\vec{V}_0	\vec{V}_0	\vec{V}_0	\vec{V}_0	\vec{V}_0	\vec{V}_0
-1	-1	\vec{V}_5	\vec{V}_6	\vec{V}_1	\vec{V}_2	\vec{V}_3	\vec{V}_4

지령값이 된다. 그리고 자속 지령치와 전압, 전류로 계산된 고정자 자속 추정치와의 오차가 PI 제어를 거쳐 자속전류 지령값이 된다. 기존의 DTC 방식과의 차이점을 비교하기 위해 그림 3에 점선으로 표시하였다.

2. 기존 직접토크제어방식과 새로운 직접토크제어 방식 비교

스위칭테이블만을 이용하는 기존의 직접토크제어방식은 토크, 자속 및 전류 리플이 발생하여 결국 전동기 속도에도 리플이 발행하게 된다.

하지만 새로운 직접토크제어방식은 전류 리플을 줄이기 위해 기존 직접토크제어방식에서 스위칭 테이블 대신 PI 제어기에 의해 지령값을 구하고, 보다 정확한 제어를 위해 PWM 기법을 사용하였다.

III. 고조파 감소를 위한 직접토크제어

1. 새로운 직접토크제어방식의 개념

본 논문에서 제안한 개선된 직접토크제어방식에 의한 유도전동기 속도제어계의 블록도는 그림 3과 같다.

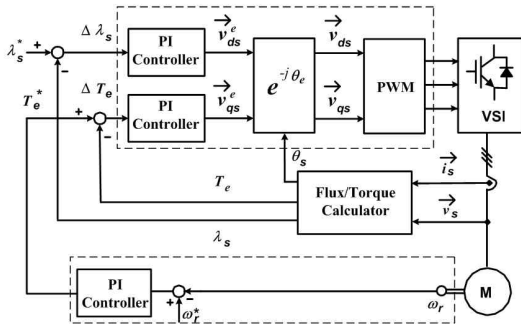


그림 3. 개선된 DTC의 속도제어 블록도
Fig. 3 Speed control block diagram of the improved DTC

제어블록은 크게 자속 및 토크 제어기, 고정자 자속 및 토크 연산기, PWM 전압벡터 선정기 등으로 구성되어 있다. 전력회로는 DC 입력단, 2레벨 인버터, 유도전동기로 구성된다. 속도 지령치와 속도 측정치의 오차가 PI 제어를 거쳐서 토크 지령치가 되며, 이 지령치와 실제 토크 추정치와의 오차가 PI 제어를 거쳐 토크전류

IV. 고조파의 전기적 특성

부하에 공급되는 전류는 전력변환 과정에서 외형파가 되며, 왜형파는 기본파와 고조파로 분해된다. 고조파는 전압 및 전류의 기본파에 대한 정수배의 주파수이고 고조파의 크기와 기본파에 대한 편위각의 크기에 따라 왜형파의 왜곡이 결정된다.

고조파는 전력용콘덴서의 고장, 전력케이블의 절연열화, 변압기의 과열, 개폐장치의 고장, 자동화 및 제어기기의 오동작, 발전기의 국부적 과열 등의 피해를 발생시킬 수 있다

고조파가 포함되어 있는 왜형파를 푸리에 변환에 의해 분석하면 다음과 같이 표현된다.

$$i_{(t)} = \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t + \theta_1) + \sum_{n=2}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \theta_n) \quad (8)$$

여기서, I_1 은 기본파 전류, I_n 은 n 차 고조파

V. 컴퓨터 시뮬레이션

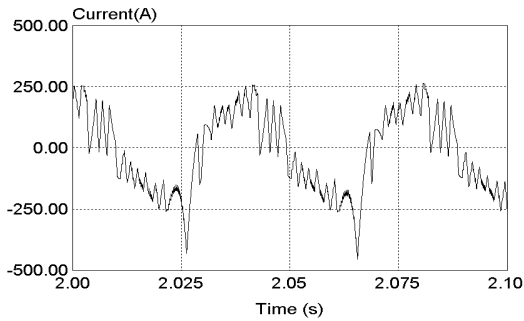
기존의 DTC 방식과 새로운 DTC 방식에 의한 전동기 공급 전류에 포함된 고조파 성분의 개선정도를 알아보기 위해서 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하였다. 부하인가

는 속도를 고려한 전부하 상태에서 시뮬레이션 하였다. 시뮬레이션에 사용된 추진전동기인 유도전동기는 현재 대형 LNG선박에서 사용하고 있는 전동기이며, 각종 파라미터는 표 3과 같다.

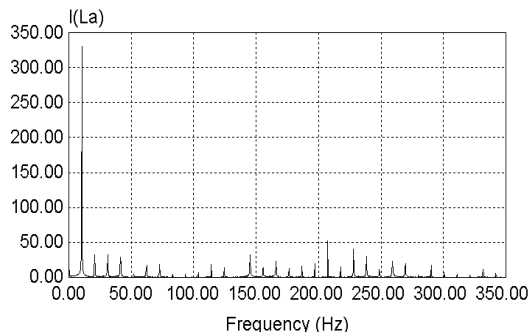
표 3. 시뮬레이션에 사용된 유도전동기의 파라미터 및 시스템 상수

Table 3. Parameters and system constants of induction motor used for simulation

정격출력	6000[kW]	L_s	1.49[mH]
정격전압	3300[V]	R_r	0.07[Ω]
정격전류	1200[A]	L_r	0.35[mH]
극수	6	L_m	48[mH]
R_s	0.0167[Ω]	J	169[kgm ²]



(a)

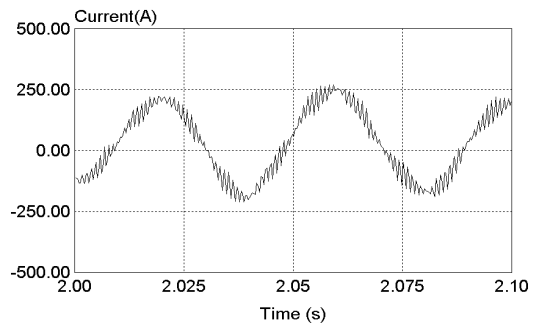


(b)

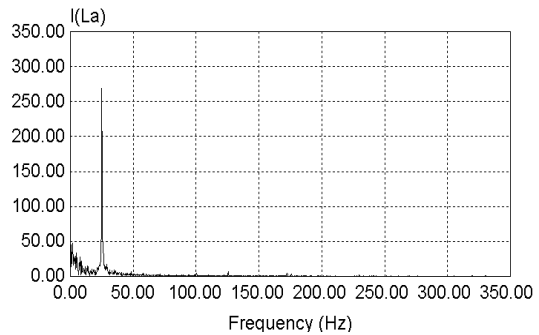
그림 4. 기존의 DTC 방식에 의한 상전류 파형 및 FFT 분석 결과 (0→500[rpm])
 (a) 상전류 파형 (b) 상전류 파형의 FFT 분석결과
 Fig. 4 Phase currents and FFT results by old DTC method (a) Phase currents (b) FFT results of Phase currents

그림 4 (a)와 (b)는 기존의 DTC 방식에 의해 속도지령이 500[rpm]인 경우에 있어서의 상전류 파형과 상전류 파형의 FFT 분석결과로써 고조파 성분이 다수 포함되어 상전류의 왜곡현상이 일어나고 있음을 알 수 있다.

그림 5 (a)와 (b)는 새로운 DTC 방식에 의해 속도지령이 500[rpm]인 경우의 상전류 파형과 상전류 파형의 FFT 분석결과로써 상전류 파형이 구형과 형태이며 상전류의 왜곡이 적음을 볼 수 있다.



(a)

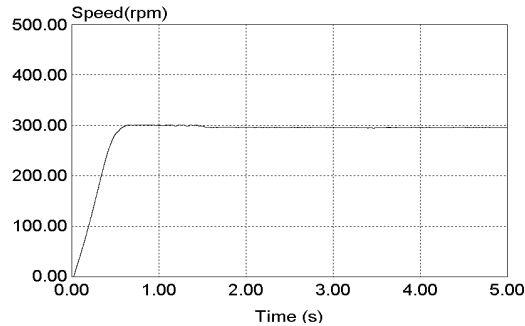


(b)

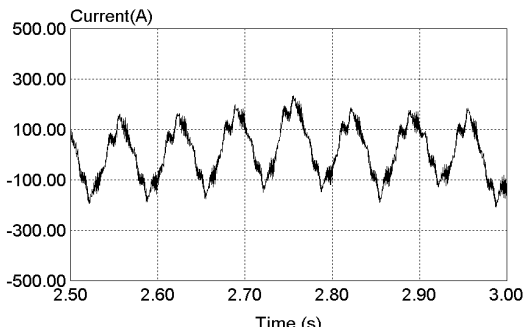
그림 5. 새로운 DTC 방식에 의한 상전류 파형 및 FFT 분석 결과 (0→500[rpm])
 (a) 상전류 파형 (b) 상전류 파형의 FFT 분석결과
 Fig. 5 Phase currents and FFT results by new DTC method (a) Phase currents (b) FFT results of Phase currents

그림 6 (a)와 (b)는 새로운 DTC 방식에 의해 속도지령이 300[rpm]인 경우의 속도응답 및 상전류 파형이며 저속에서의 속도제어 특성도 양호함을 알 수 있다.

참고문헌



(a)



(b)

그림 6. 새로운 DTC 방식에 의한 전동기 속도응답 및 상전류 파형 (a) 전동기 속도 (b) 상전류 파형
Fig. 6 Motor speed and Phase currents by new DTC method (a) Motor speed (b) Phase currents

VI. 결 론

기존의 DTC 방식은 토크와 자속의 오차를 일정범위 내로 제한하여 양호한 추종성능을 얻기 위해서 샘플링 주파수 및 인버터 스위칭 주파수를 증가시켜야 하며 영 벡터를 인가하지 않으므로 토크리플이 심하여 공급 전류파형에 고조파 성분이 포함된다. 반면에 기존 DTC 방식의 스위칭 테이블 대신 PI 제어기에 의해 지령값을 구하고, 보다 정확한 제어를 위해 PWM 기법을 사용하는 새로운 DTC 방식은 전류고조파를 감소시킨다.

이를 실증하기 위해 전기추진선박에 채용되는 추진 전동기를 대상으로 시뮬레이션을 행하였으며 우수한 결과를 얻을 수 있었다.

[1] David Gritter, Swarm S. Kalsi, and Nancy Henderson, "Variable Speed Electric Drive Options for Electric Ships", IEEE Electric Ship Technologies Symposium, pp. 347-354, 2005.

[2] 문양경, "LNG운반선 전기 추진 계통의 개요", 한국마린엔지니어링학회지 vol.31, No. 6, pp.16-28, 2007.

[3] Damir Radan, "Power Electronic Converters for Ship Propulsion Electric Motors", Marine Cybernetics-Energy Management Systems, ABB Marine AS/2007.

[4] P. Tiitinen, "The next generation motor control method, DTC direct torque control." in proceedings of the IEEE Intl. Conf. on Power Electronics, Drives, and Energy Systems for industrial Growth, 1996, pp.37-43.

[5] G. Buja, D. Casadei and G. Serra, "Direct Stator Flux and Torque Control of An induction Motor; Theoretical Analysis and Experimental Results", pp.T50-T64, IEEE' 98.

[6] T.G. Habetler, F. Profumo, M. Pastorelli, and L. M. Tolbert, "Direct torque control of induction machines using space vector modulation.", IEEE Trans. Ind, Appl., vol. 28, no.5, pp.1045-1053, 1992.

[7] J. Pedra, L. Sainz, and F. Corcoles, "Harmonic modeling of induction motors", Electric Power Systems Research 76, pp.936-944, 2006.

[8] Yoshihiro Murai, Yoichi Gohshi, Keiju Matsui and Isamu Hosono, "High-Frequency Split Zero-Vector PWM with Harmonic Reduction for Induction Motor Drive", IEEE Trans. Ind. Appl. vol.28, no.1, pp.105-112, 1992.

[9] A. F. Zobaa, "A new approach for voltage harmonics distortion minimization", Electric Power Systems Research 70, pp.253-260, 2004.

저자소개



김종수(Jong-Su Kim)

1994년 한국해양대학교 기관공학과
졸업
1998, 2002년 동 대학원 졸업
(석사, 박사)

현재 한국해양대학교 해사대학 선박전자기계공학부
조교수

※관심분야:전동기속도제어, 전력전자, 인버터



오세진(Sae-Gin Oh)

1996년 한국해양대학교 기관공학과
졸업
2000, 2003년 동 대학원 졸업
(석사, 박사)

현재 한국해양대학교 운항훈련원 실습전담교원

※관심분야:전동기속도제어, 인버터 및 컨버터