

## 선박 평형수 처리용 대전류 인버터 방식의 정류기 설계

趙原佑<sup>\*</sup>, 金珍永<sup>\*\*</sup>, 金仁東<sup>†</sup>, 魯義哲<sup>\*\*\*</sup>, 高江雨<sup>\*\*\*\*</sup>, 裴相範<sup>\*\*\*\*</sup>Design of High-Current Inverter-type Rectifier  
for Electrolytic Disinfection of Ship Ballast Water

Won-Woo Cho, Jin-Young Kim, In-Dong Kim, Eui-Cheol Nho, Gang-Woo Goh, and Sang-Bum Bae

## 요 약

세계화와 더불어 수출·입 물동량이 크게 늘어남에 따라 세계를 왕래하는 선박의 평형수(Ballast water) 속에 존재하는 해양 유기체에 의한 생태계의 파괴가 큰 문제가 되고 있다. 이와 같은 문제를 해결하기 위해 국제규약은 선박의 평형수를 배출할 때는 반드시 미생물을 제거한 다음 바다로 배출할 것을 요구하고 있다. 이는 위한 염소발생용 전기분해 수 처리 시스템을 위해 우수한 성능을 가지는 저전압 대전류 방식의 정류기의 필요성이 커지고 있다. 본 논문에서는 선박의 평형수 처리를 위한 해수 전기분해용 정류기에 적합한 저전압 대전류 정류기 방식을 제안하고, 정류기 전력회로 설계와 제어기 설계에 필요한 실제적인 설계 가이드라인을 제시하고자 한다.

## ABSTRACT

As the import and export cargos across the world increase with global trade environments, the ecocide caused lots of small marine organisms in the ship's ballast water is a big issue. The implementation of the BWTS (Ballast water treatment system) thus needs low-voltage high-current rectifier for electrolytic disinfection. So this paper proposes a suitable high-current inverter-type rectifier for electrolytic disinfection of seawater and analyzes its output characteristics. It also suggests the practical design guidelines for the proposed rectifier in terms of power circuit and controller designs.

**Key Words** : Ballast water treatment system, Low-voltage high-current rectifier, Power circuit design, Controller design

## 1. 서 론

선박은 부력에 의한 선박의 과도한 부유를 방지하고 선박의 프로펠러가 해수 속에 충분히 잠겨 추진력을

원활히 발휘 할 수 있도록 하기위해 선박의 좌우에 평형수 탱크를 설치하여 필요에 따라 해수를 흡·배수하도록 설계되어있다. 하지만 최근 세계화와 더불어 화물선을 통한 수출·입 물동량이 크게 늘어남에 따라 평형수 속의 해양 유기체가 타 지역으로 유출되어 그 지역의 토착 생태계를 교란시키는 문제점이 발생하고 있다<sup>[1]-[4]</sup>. 이에 따라 이를 저감하기 위한 우수한 성능의 저전압 대전류방식의 정류기의 필요성이 커지고 있다<sup>[5]-[6]</sup>. 저전압 대전류 출력을 가지는 정류기를 구성하기 위한 기존의 방식으로는 그림 1과 같은 3상 위상 제어 정류기를 사용하는 방식과 그림 2와 같은 3상 전

<sup>†</sup>교신저자 : 정회원, 부경대 전기공학과 교수

E-mail : idkim@pknu.ac.kr

<sup>\*</sup>정회원, LG전자 에어컨 사업부 연구원

<sup>\*\*</sup>학생회원, 부경대 전기공학과 박사과정

<sup>\*\*\*</sup>정회원, 부경대 전기공학과 교수

<sup>\*\*\*\*</sup>정회원, 광산 기술연구소 책임연구원

접수일자 : 2010. 10. 11

1차 심사 : 2010. 10. 28

2차 심사 : 2011. 6. 15

심사완료 : 2011. 8. 22

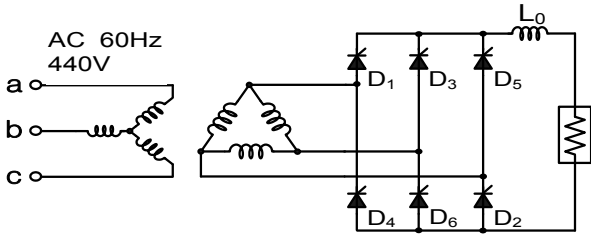


그림 1 60[Hz] 변압기 + 3상 위상제어 정류기 방식  
Fig. 1 60[Hz] Trans. +3-phase phase-controlled rectifier

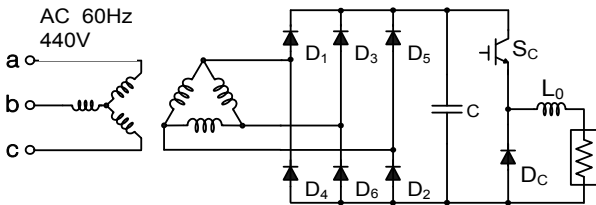


그림 2 60[Hz] 변압기 + 3상 전파정류기 초퍼 방식  
Fig. 2 60[Hz] trans. +3-phase diode rectifier chopper

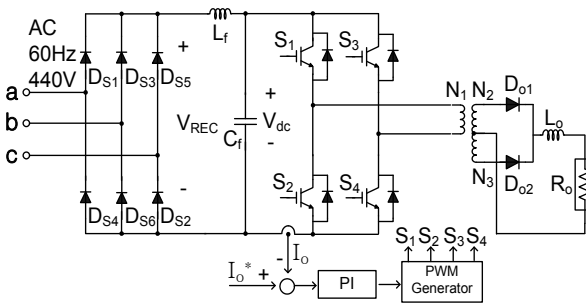


그림 3 3상전파정류기 + 고주파 인버터 방식  
Fig. 3 3-phase diode rectifier +high-frequency inverter

파정류기의 출력을 초퍼 방식을 이용해 구성하는 방식이 있다. 하지만 이러한 방식은 표 1에서 정류기 방식을 상세히 비교한 바와 같이 부피가 큰 60[Hz] 변압기가 필요할 뿐만 아니라 역률이 낮고 큰 정격용량을 가지는 스위칭 소자를 필요로 하는 단점을 가진다<sup>[7]-[9]</sup>. 이러한 단점을 보완하기 위해 그림 3과 같은 3상 전파정류기 + 고주파 인버터 + 고주파 변압기의 방식을 제안하고자 한다. 고주파 인버터를 사용함으로써 변압기의 무게와 부피를 현저히 감소시킬 수 있으며 제어가 간단하고 높은 역률을 가지는 정류기를 구현할 수 있다.

따라서 본 논문에서는 인버터 타입 정류기 방식을 활용한 그림 4와 같은 새로운 해수 전기분해용 정류기를 제안한다. 또한 고주파 인버터 방식을 이용한

표 1 저전압 대전류 정류기 방식 비교  
Table 1 Comparison of High-current Rectifier types

구성 방식	특성
60[Hz] 변압기 + 3상 위상제어 정류기 (그림 1)	<ul style="list-style-type: none"> <li>- 60[Hz] 변압기 필요</li> <li>- 전류 용량이 큰 변압기 및 사이리스터 필요</li> <li>- 낮은 입력단 역률과 많은 고조파성분 포함</li> <li>- 입력전압과 스위칭 신호의 동기화 알고리즘 필요</li> </ul>
60[Hz] 변압기 + 3상 전파정류 + 초퍼방식 (그림 2)	<ul style="list-style-type: none"> <li>- 60[Hz] 변압기 필요</li> <li>- 매우 큰 전류용량을 가지는 스위칭 소자가 필요</li> <li>- 제어가 용이</li> </ul>
3상 전파정류 + 고주파인버터 + 고주파 변압기 (그림 3)	<ul style="list-style-type: none"> <li>- 고주파인버터 사용에 따른 변압기의 무게 및 부피 감소</li> <li>- 출력단 다이오드만이 출력전류와 같은 전류용량의 소자 필요</li> <li>- 제어가 용이</li> </ul>

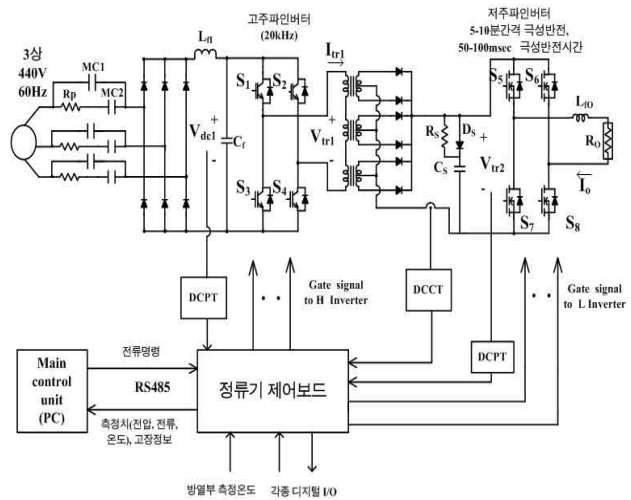


그림 4 해수 전기분해용 대전류 인버터 방식의 정류기 전체회로도  
Fig. 4 Overall circuit diagram of the proposed rectifier

12[V], 1200[A], 14.4[kW]급 정류기의 전력회로 파라미터 및 제어기 설계 방법을 제시하며 그 출력특성을 분석하였다.

## 2. 전력회로 설계

그림 5는 부하변동과 입력 전원전압 변동에 관계 없이 출력전류를 일정하게 제어하기 위한 듀티 사이클 d와 이때의 출력전압  $V_o$ 를 나타낸다. 그림에서

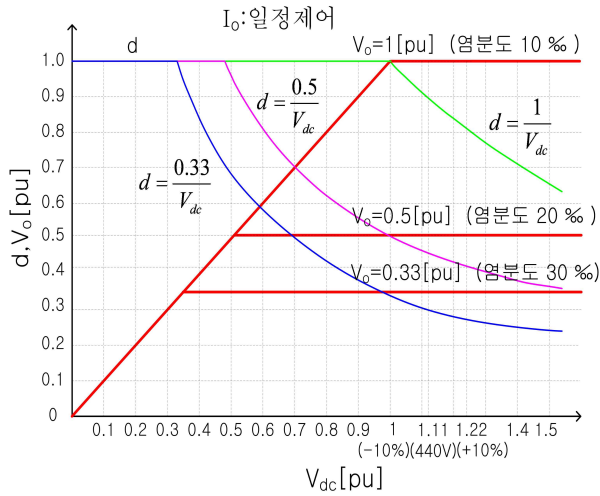


그림 5 부하 전류의 일정 제어시 부하변동과 전원전압변동에 따른 듀티사이클(d)과 출력전압(Vo)  
 Fig. 5 Duty cycle and output voltage vs. dc link voltage with respect to several load variations during constant output current operation

보는 바와 같이 전기분해 부하의 경우 해수의 염분도에 따라 부하저항이 변동하며, 전기분해량을 제어하기 위해 일정 전류제어를 행한다. 이를 위해 정류기 내의 고조파 DC/DC 컨버터의 듀티 사이클을 적절하게 제어해야 한다.

본 정류기의 정격전류는  $I_o=1200[A]$ , 정격 출력전압은  $V_o=12[V]$ 이며, 정격 출력은  $P_L=14.4[kW]$ , 과부하내량은 150[%] 1분간이다. 본 설계의 주요한 설계 동작점은 그림 5에서의 입력전압  $440+10\%[V]$ 와 염분도가 10[%]인 점으로서 이때의 듀티 사이클은  $d=0.82$ 이다.

그림 4와 그림 6으로부터 입력단의 다이오드 정류기 브리지의 출력전압  $V_{REC}$ 를 푸리에 시리즈로 전개 하면<sup>[3]</sup>,

$$V_{REC} = 1.35 V_{L-L} \left( 1 + \frac{2}{35} \cos 6\omega t - \frac{2}{143} \cos 12\omega t + \dots \right) \quad (1)$$

이며, 고조파성분 전류가 필터 커패시터로 흐르게 해야 하므로

$$\frac{1}{n\omega C_f} \ll R_L \quad (2)$$

필터 인덕터 전류에서 가장 낮은 고조파 성분은  $n=6$ 이며,

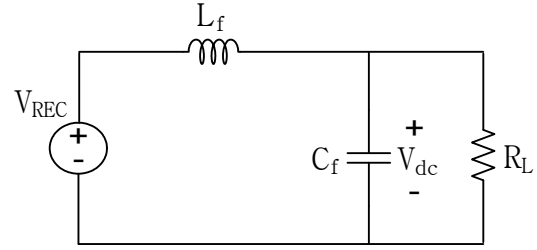


그림 6 입력단 LC 필터의 등가회로  
 Fig. 6 Equivalent circuit of input LC filter

$$R_L = \frac{V_{dc}^2}{P_o/\eta} = \frac{594^2}{14.4[kW]/0.75} = 18.4[\Omega] \quad (3)$$

이므로

$$C_f \gg \frac{1}{n\omega R_L} = \frac{1}{6 \times 2\pi \times 60 \times 18.45} \doteq 24[\mu F] \quad (4)$$

위의 값보다 30배 큰  $C_f$ 을 고려하면

$$C_f = 30 \times 24[\mu F] = 720[\mu F] \quad (5)$$

출력단의  $n$ 차 고조파성분은  $L_f$ 과  $C_f$ 의 임피던스 전압분배에 의해 결정되므로

$$V_{on} = \left| \frac{-1/(n\omega C_f)}{n\omega L_f - 1/(n\omega C_f)} \right| V_{nh} = \frac{1}{|(n\omega)^2 L_f C_f - 1|} V_{nh} \quad (6)$$

리플전압의 대부분은 최저고조파인 6고조파 성분이므로 리플율(Ripple factor : RF)은

$$RF = \frac{V_{ac}}{V_{dc}} = \frac{V_{6h}}{V_{dc}} \cdot \frac{1}{|(12\pi f)^2 L_f C_f - 1|} \quad (7)$$

리플율을  $RF = 0.01$ 로 선정하면

$$(12\pi f)^2 L_f C_f - 1 = \frac{V_{6h}/\sqrt{2}}{RF \cdot V_{dc}} = \frac{\sqrt{2}}{35} \cdot \frac{1}{0.01} = 4.04 \quad (8)$$

$$L_f = \frac{1+4.04}{(12\pi f)^2 C_f} = 1370[\mu H] \quad (9)$$

한편 3상 전파 다이오드 정류기에서 출력 전류 연속을 위한 출력필터의 임계 인덕턴스 값  $L_c$ 는 20[%] 부하에서

$$L_C = \frac{R_L}{3\pi k(k^2-1)f} = \frac{18.4/(0.2)}{3\pi 6(6^2-1)60} = 774[\mu H] \quad (10)$$

여기서 3상 전파 정류기의 경우 k=6이다[1]. 따라서 식(9)와 (10)으로부터 정류기 출력 필터의 인덕턴스  $L_f$ 로 1[mH]를 선정한다.

정격부하에서 필터 인덕터의 평균전류  $I_{dc}$ 는 정류기의 효율을  $\eta=0.75$ 로 가정하면

$$I_{L_f.av} = \frac{P_o/n}{V_{dc}} = \frac{14.4[kW]/0.75}{594[V]} = 32[A] \quad (11)$$

과부하 내량 150[%]와 전류 리플성분 최대 10[%]를 고려하면 인덕터의 포화 전류값  $I_{L_f.sat}$ 는

$$I_{L_f.sat} = I_{L_f.av} \times 1.5 \times 1.1 = 52.8[A] \quad (12)$$

DC link 전압  $V_{dc}$ 와  $V_o$ 의 관계는 다음과 같다.

$$V_o + 2V_{ON.SCR} + V_{F.SCH} = \frac{N_2}{N_1} d \frac{V_{dc}}{m} \quad (13)$$

여기서  $V_{ON.SCR}$ 은 다이오드의 전압강하이고  $V_{F.SCH}$ 는 스위칭 소자의 전압강하이며  $m$ 은 변압기의 개수로서 본 설계에서는  $m=3$  이며, 변압기의 입력단은 직렬, 출력단은 병렬 연결한다.

$V_{dc}$ 전압의 최소값은  $V_{dc.min}=523[V]$ 이고 듀티 사이클  $d$ 가 최대값  $d_{max}=0.98$ 일 때 최대  $V_{o,max}=12[V]$ 를 얻기 위한 변압기의 권선비  $N_1/N_2$ 는

$$\begin{aligned} \frac{N_1}{N_2} &= \frac{d_{max} \cdot (V_{dc.min}/m)}{V_{o,max} + 2V_{ON.SCR} + V_{F.SCH}} \\ &= \frac{0.98 \times 532/3}{12[V] + 2 \times 1 + 1.3} = 11.35 \end{aligned} \quad (14)$$

변압기 2차측 권선에는 대전류가 흐르므로 권선수를 복수로 하기 어려우므로  $N_2=1$ 로 정하며, 변압기의 권선 비는  $N_1/N_2 = 11$ 로 한다.

변압기의 출력  $P_{o,TR}$ 은 부하출력( $P_o$ )과 SCR에서의 손실( $P_{SCR}$ ), Schottky 다이오드에서의 손실( $P_{sch}$ )의 합이므로 100[%] 부하 일때는

$$P_{o,TR} = P_o + P_{SCR} + P_{SCH}$$

$$= 14.4 + 2.160 + 1.440 = 17[kW] \quad (15)$$

150% 부하에서는

$$P_{o,TR,150\%} = 21.6 + 3.60 + 2.34 = 27.5[kW] \quad (16)$$

변압기 1차 권선에서의 전압 실효치는

$$\begin{aligned} V_{1,rms} &= \frac{N_1}{N_2} (V_o + 2V_{ON.SCR} + V_{ON.SCH}) / \sqrt{d} \\ &= 11 \times 16.9[V] = 185.9[V] \end{aligned} \quad (17)$$

1차 권선에서의 전류 실효치는

$$\begin{aligned} I_{1,rms} &= \sqrt{\left(\frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{I_o}{m}\right)^2 \frac{T_{on}}{T}} \\ &= \frac{N_2}{N_1} \frac{I_o}{m} \sqrt{d} = \frac{1}{11} \times \frac{1200}{3} \cdot \sqrt{0.82} = 32.9[A] \end{aligned} \quad (18)$$

그림 7에서 2차 권선에서 한 상의 전압 실효치는

$$\begin{aligned} V_{2,rms} &= (V_o + 2V_{ON.SCR} + V_{F.SCH}) / \sqrt{d} \\ &= (12 + 2 \times 1 + 1.3) / \sqrt{0.82} = 16.9[V] \end{aligned} \quad (19)$$

전류 실효치는

$$\begin{aligned} I_{2,rms} &= \sqrt{\left(\frac{I_o}{m}\right)^2 \frac{d}{2} + \left(\frac{I_o}{2m}\right)^2 \left(\frac{1}{2} - \frac{d}{2}\right)^2} \\ &= \frac{I_o \sqrt{1+d}}{2m} = 268[A] \end{aligned} \quad (20)$$

2차권선 한상의 전력 용량  $P_2$ 는

$$\begin{aligned} P_2 &= V_{2,rms} I_{2,rms} \\ &= \frac{(V_o + 2V_{ON.SCR} + V_{ON.SCH}) I_o \sqrt{1+d}}{2m \sqrt{d}} \\ &= \frac{(12 + 2 + 1.3) 1200 \sqrt{1.82}}{2 \times 3 \times \sqrt{0.82}} = 4.6[KVA] \end{aligned} \quad (21)$$

변압기 1차 권선에서의 전압 실효치는

$$\begin{aligned} V_{1,rms} &= \frac{N_1}{N_2} (V_o + 2V_{ON.SCR} + V_{ON.SCH}) / \sqrt{d} \\ &= 11 \times 16.9[V] = 185.9[V] \end{aligned} \quad (22)$$

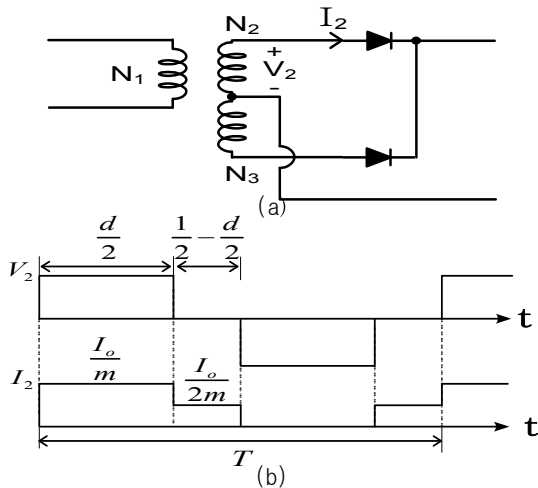


그림 7 (a) 고주파 센터탭 변압기 및 정류회로 입력단 (b) 2차권선의 전압  $V_2$  및 전류  $I_2$   
Fig. 7 (a) Center-tapped transformer and diode rectifier. (b) its related wave forms

1차 권선에서의 전류 실효치는

$$I_{1,rms} = \sqrt{\left(\frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{I_o}{m}\right)^2 \frac{T_{om}}{T}}$$

$$= \frac{N_2}{N_1} \frac{I_o}{m} \sqrt{d} = \frac{1}{11} \times \frac{1200}{3} \cdot \sqrt{0.82} = 32.9 [A] \quad (23)$$

따라서 1차 권선 각 변압기의 정격 용량은 식 (24)와 같이 계산이 가능하다.

$$P_1 = V_{1,rms} I_{1,rms} = (V_o + V_{ON,SCR} + V_{ON,SCH}) \times \frac{I_o}{m}$$

$$= 15.3 \times 400 = 6.1 [KVA] \quad (24)$$

그림 8로부터 출력단의 필터 인덕터는  $d=0.5$ 일 때 출력전류  $I_o$ 의 Peak-to-Peak 리플을 정격전류의 5[%]로 가정하면, 출력단 인덕턴스의 전압식  $L_o \frac{\Delta I}{\Delta t} = 0.5 \times V_{o,rat}$ 로부터

$$L_o = \frac{12.5 [\mu sec] \times 0.5 \times 12 [V]}{1200 [A] \times 0.05} = 1.25 [\mu H] \quad (25)$$

실제 결선에서 정류기의 출력단자와 전극까지의 거리를 2[m]이상으로 가정하면 선로의 기생 인덕턴스가 4[ $\mu H$ ] 이상 예상되므로 별도의 추가 인덕턴스는 필요하지 않으나, 결선에 관계없이 안정적인 동작을 위해 5[ $\mu H$ ]로 선정하였다.

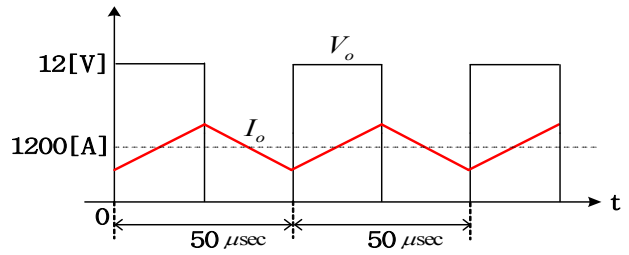


그림 8 출력 전압  $V_o$  및 전류  $I_o$   
Fig. 8 Output voltage  $V_o$  and current  $I_o$

표 2 대전류 정류기의 선정된 설계값  
Table 2 Designed high-current rectifier parameters

구분	설계 값	비고
DC link 필터 $L_f$	$L_f=1 [mH]$ $I_{LF,SAT}= 60 [A]$	
DC link 필터 $C_f$	$C_f=750 [\mu F]$ $U_N=840 [V]$ (20% margin)	
Transformer (100% 정격부하)	1차권선 : 6.8 [kVA] $V_1=205 [V_{rms}]$ $I_1=32.9 [Arms]$ 2차권선 : 4.6 [kVA] $V_2=16.9 [V_{rms}]$ $I_2=268 [Arms]$ (권선비 11:1)	1차권선 : 각 변압기의 정격 2차권선 : 각 변압기의 각 상의 정격
출력단 필터 $L_o$	5 [ $\mu H$ ], 1800 [A]	전극과 거리 2[m] 이상시 불필요
블로킹 커패시터 $C_B$	$C_B=20 [\mu F]$ , 200 [V] $I_B=70 [A]$	

### 3. 제어회로 설계

#### 3.1 해수 분해 정류기의 기동/정지 시퀀스

제한하는 정류기를 제어하기 위한 기동 및 정지 시퀀스제어의 타이밍 다이어그램을 그림 9에 나타내었다. 기동 방법은 주제어부의 PC는 RS-485 통신을 통해 정류기 제어보드로 기동신호(Start)를 보내고 이 기동 신호로부터 정류기를 기동시키기 위해 DC-Link 커패시터 충전에 위한 MC2(Magnetic Connector2)를 ON한다. MC2가 ON됨에 따라 MC2와 직렬로 연결된 충전저항 $R_p$ 와 전파 정류 다이오드 정류기에 의해 DC-Link 커패시터가 충전된다. DC-Link 커패시터 전압이 충분히 전원의 전파정류전압의 피크 값에 도달하도록 6[sec]동안의 시간지연 후 주접촉기 MC1을 ON한다. 이로부터 0.6[sec]의 지연시간 후 MC2를 OFF하고, 동시에 저주파 인버터(LF-INV: MOSFET 인버

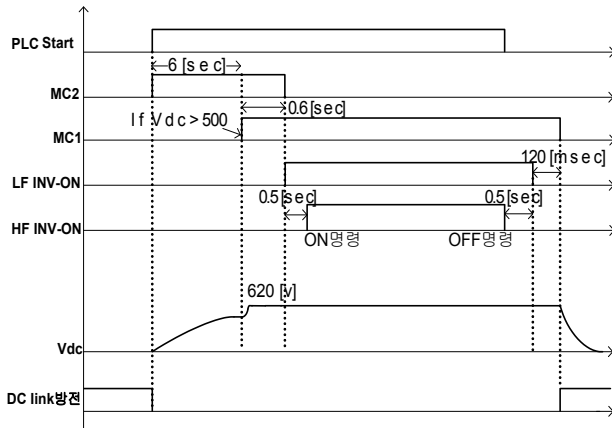


그림 9 해수 전기분해 정류기의 기동/정지 시퀀스  
Fig. 9 Start/ stop sequences of the proposed rectifier

터)의 MOSFET이 극성반전을 위한 스위칭동작을 개시하며, 0.5[sec]의 시간지연 후 고주파 인버터(HF-INV: IGBT 인버터) ON지령에 의해 DC/DC 컨버터가 PWM 동작을 개시하며, 전체 시스템이 해수 전기분해용 정류기로 동작을 시작한다.

해수 전기분해용 정류기의 정지동작은 앞에서 설명한 기동동작과 반대 순서로 진행된다. 먼저 PC에서의 정지신호에 의해 정류기제어보드는 고주파 인버터 OFF지령에 의해 IGBT 인버터가 OFF되며, 이어서 저주파 인버터 OFF 지령에 의해 IGBT가 OFF됨에 따라 입력단 인덕터의 전류가 0으로 감소하며, IGBT가 OFF된 후 120[msec] 후에 주점촉기 MC1를 OFF함에 따라서 해수 전기분해용 정류기는 전원으로부터 분리되어 정지하게 된다.

### 3.2 저주파 인버터의 극성 반전 제어 알고리즘

해수 전기분해 정류기의 경우 고정극성으로 대전류를 계속해 흘리게 되면 해수 속에 이온화 되어있는 불순물이 양 극판에 결정화 되어 전기 분해 성능을 저하시킨다. 이를 제거 하기위해 5~10분 간격으로 출력 전압의 극성을 반전하는 제어 알고리즘이 필요하다. 극성반전 시 ZVS/ZCS 스위칭을 수행하기 위해 아래와 같은 알고리즘으로 정류기를 제어한다. 200[msec]동안의 극성 반전 시간 중 100[msec]동안 전류 명령치를 감소시켜 출력 전류가 0[A]에 도달하였을 때 저주파 인버터를 반대로 스위칭하여 극성을 반전시킨 후 100[msec] 동안 전류 명령치를 상승시킨다.

### 3.3 전류 제어루프의 설계

대전류 인버터 방식의 정류기의 부하로 작용하는 해

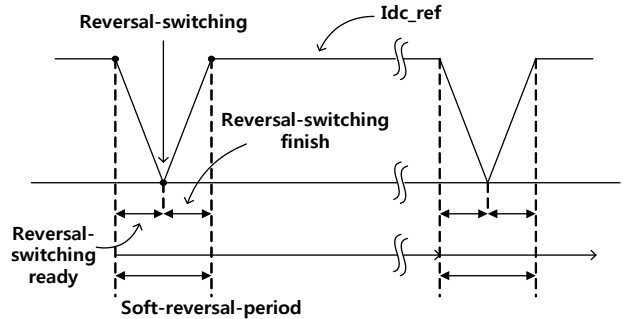


그림 10 저주파 인버터의 극성 반전 제어 알고리즘  
Fig. 10 Low-frequency inverter control algorithms for inverting the polarity

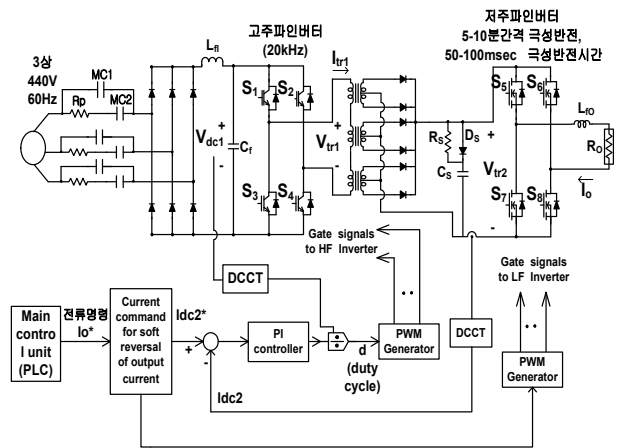


그림 11 정류기의 전류제어 블록다이어그램  
Fig. 11 Rectifier current control block diagram

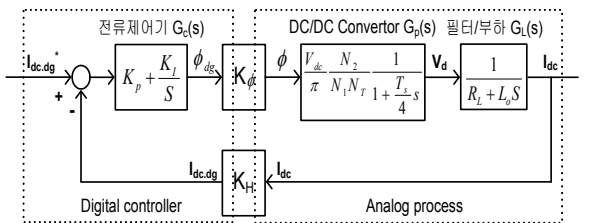


그림 12 정류기의 제어 블록다이어그램  
Fig. 12 Rectifier's control block diagram

수의 염분도는 특정 지역과 위도에 따라 40[%]에서 12[%]까지 달라진다. 정류기의 부하저항은 해수의 염분도에 따라 변동하는데 부하 저항의 변동시에도 전류 명령치를 빠르게 추종 할 수 있도록 하는 제어기의 설계가 필요하다.

정류기의 전달 함수는 그림 12와 같이 모델링 할 수 있으며 안정한 위상여유를 얻기 위해서는 정류기의 이득 곡선이 0[dB]과의 교차점에서 -20 [dB/dec]의 기울

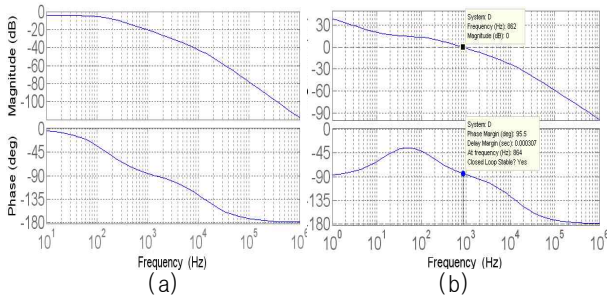


그림 13 (a) 피드백루프로만 이루어진 보드선도  
 (b) PI제어기로 보상된 피드백루프의 보드선도  
 Fig. 13 (a) Bode plot with unity gain controller  
 (b) Bode plot with PI controller

기를 가지며 감소하여야 한다. 또한 좋은 과도 특성을 얻기 위해 위상여유는 45~60[ ]정도가 되도록 제어기를 설계하여야 한다.

그림 12의 정류기 제어 블록 다이어그램에서 루프이득  $G_{LG}(s)$ 는 식 (26)와 같다.

$$G_{LG}(S) = (K_p + \frac{K_I}{S}) K_o \frac{V_{dc}}{\pi} \frac{N_2}{N_1 N_T} \frac{1}{1 + \frac{T_s}{4} S} \frac{1}{R_L + L_o S} K_H \quad (26)$$

피드백루프만 구성하였을 때 즉  $K_p=1, K_I=0$  일때 그림 13(a)에서 보는 것처럼 저주파 대역에서 루프이득이 1보다 작아 정상상태 오차가 큰 시스템이므로 PI제어기의 이득  $K_p$ 와  $K_I$ 에 대한 설계가 필요하다. 한편 그림 10에서 보는 것처럼 출력단 저주파 인버터의 스위칭 조건을 영진류로 하기 위한 전류제어를 200[msec]에서 완료하기 위해 전류의 감소와 상승은 최소한 각각 100[msec]내에 이루어져야한다. 따라서 정류기의 전류제어 루프의 설계에서 스텝입력에 대한 상승시간(Rise time :  $T_r$ ) 사양은 주어진 전류 감소명령 시간 혹은 상승명령 시간의 1/10 보다 작거나 같으면 되므로 5[msec]로 설정하는 것이 적절하다. 이를 위한 전류제어 루프의 대역폭  $f_{BW}$ 는

$$f_{BW} = \frac{0.5}{T_r} = 100[Hz] \quad (27)$$

에 의해 100[Hz] 이상으로 설계해야 한다.  $K_p=9$ 로 설정하면 위상여유(phase margin)가 거의 90[ ]이며 교차주파수(gain crossover frequency :  $f_c$ )는 약 1[kHz]이므로 위의 요구 조건을 만족한다.

또한 정상상태 오차를 제거하기 위해 PI제어기의 영점  $f_z$ 를  $f_c/10$  정도의 주파수에 대응하도록  $K_I$ 를 설계하면

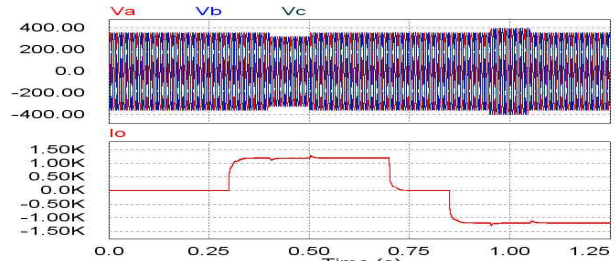


그림 14 10[%]의 전원전압 변동에 따른 부하 전류 파형  
 Fig. 14 Load current when input voltage changes ±10[%]

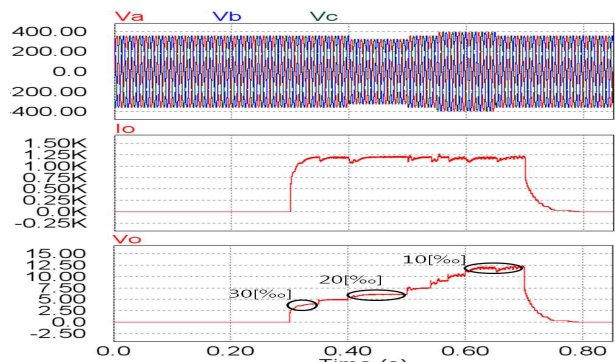


그림 15 전원전압과 염분도의 변동에 따른 부하전류, 전압파형  
 Fig. 15 Output Characteristic when load condition and input voltage are changed

$$\frac{K_I}{K_p} = \frac{f_c}{10} \quad (28)$$

식 (28)에 의해  $K_I=900$  이다.

그림 13(b)는 설계된 PI제어기에 의해 보상된 정류기의 보드선도이다. 교차주파수 1[kHz]에서 -20[dB/dec]의 기울기로 0[dB]를 교차하고 95.5[°]의 위상여유를 가지며 안정하게 제어되는 것을 확인할 수 있다.

#### 4. 시뮬레이션 및 실험

그림 14는 ±10[%]의 전원전압 변동에 따른 부하 전류의 시뮬레이션 파형이다. 전원전압의 순간적인 변동에도 5[%]이내의 오버슈트만이 발생하며, 수십[msec] 이내에 정상 전류 명령치를 추종하고 있음을 알 수 있다.

그림 15는 전원 전압의 변동과 동시에 해수의 염분도가 10[%]에서 30[%]까지 단계적으로 변화할 때의 정류기 출력전압과 전류의 시뮬레이션 파형이다. 해수 염분도의 감소는 부하의 증가로 작용하며 그림 15를 통해 전원전압의 변동과 염분도의 동시적인 변화에도 출력 전류가 전류 명령치를 안정적으로 추종하고 있음을 확인할 수 있다.

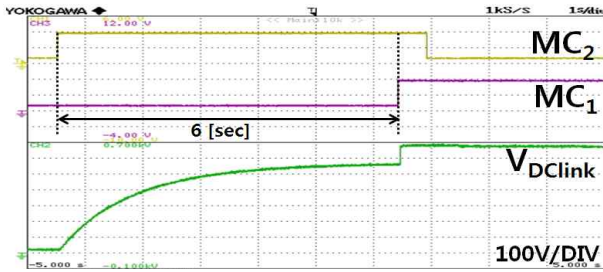


그림 16 기동 시퀀스에 의한 MC<sub>2</sub>, MC<sub>1</sub>, DC-link 전압파형  
Fig. 16 Waveforms of soft-start mode

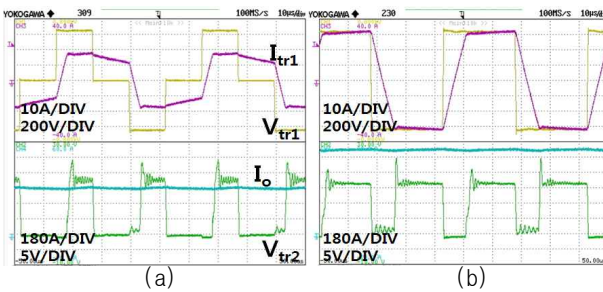


그림 17 변압기1차 전압, 전류 및 2차 전압, 부하전류 파형  
(a) 50 [%] 부하에서  
(b) 100 [%] 부하에서  
Fig. 17 Experimental waveforms of each parts  
(a) at 50 [%] load  
(b) at 100 [%] load

전력회로의 전압, 전류, 온도 등의 상태를 확인하고 제어신호의 처리 및 출력을 위해 TI사의 32-bit DSP TMS320F2808을 사용하였다. DC-Link 커패시터와 출력 전압을 센싱하여 정격전압의 130[%]이상의 과전압 감지시 Over-Voltage Protection 동작을 수행하며 전 원측의 상전류와 부하전류를 센싱하여 정격부하의 150[%] 부하에서 1분간 동작이 가능하며 175[%]이상의 부하시 Over-Current Protection 동작을 수행하도록 제어보드와 프로그램을 설계하였다. DC-Link 필터  $L_{f1}=1[mH]$ ,  $C_{f1}=750[\mu F]$ 이며 출력단 필터  $L_o=5[\mu H]$ 이다.

그림 16은 기동 시퀀스에 의한 MC<sub>2</sub>, MC<sub>1</sub> 그리고 DC-link 충전 전압 파형이다. soft-start를 위한 R<sub>p</sub>가 직렬연결되어 있는 MC<sub>2</sub>를 on한 후 6[sec] 후에 MC<sub>1</sub>을 on 함으로써 V<sub>DClink</sub>가 안정적으로 초기 충전되고 있는것을 확인할 수 있다.

그림 17은 50, 100[%] 부하에서의 각 부분의 실험파형이다. 부하의 증가에 따라 phase-shift pwm 으로 동작하는 고주파 인버터의 위상차  $\phi$ 가 90[°]에서 180[°]로 증가하여 부하전류가 증가한 것을 확인할 수 있다.

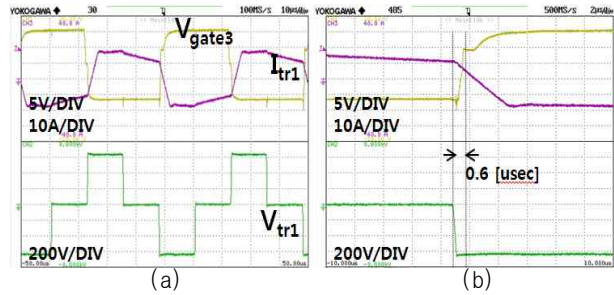


그림 18 S<sub>3</sub>의 게이트 신호 및 변압기1차 전압, 전류 파형  
Fig. 18 Waveforms of each parts

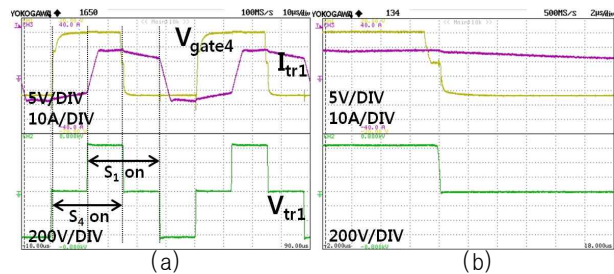


그림 19 S<sub>4</sub>의 게이트 신호 및 변압기1차 전압, 전류 파형  
Fig. 19 Waveforms of each parts



그림 20 저주파 인버터의 ZCS 극성반전  
Fig. 20 Waveforms of each parts

그림 18은 그림 11의 S<sub>3</sub>의 게이트 신호 및 변압기1차 전압, 전류 파형이다. 그림 18(b)는 그림 18(a)에서 V<sub>gate3</sub>가 on 되는 순간을 확대하여 나타낸 그림이다. 그림 18(b)에서와 같이 S<sub>3</sub>은 S<sub>1</sub>이 off 되어 S<sub>1</sub>의 기생 커패시터에 V<sub>DClink</sub>의 전압이 충전 된 후 on 되므로 고주파 인버터 스위치의 on시 ZVS를 수행하고 있는것을 확인할 수 있다.

그림 19는 그림 11의 S<sub>4</sub>의 게이트 신호 및 변압기1차 전압, 전류 파형이다. 그림 19(b)는 그림 19(a)에서 V<sub>gate4</sub>가 off 되는 순간을 확대하여 나타낸 그림이다. 그림 19(b)에서와 같이 S<sub>4</sub>는 S<sub>1</sub>과 S<sub>4</sub>가 on 되어 S<sub>2</sub>의



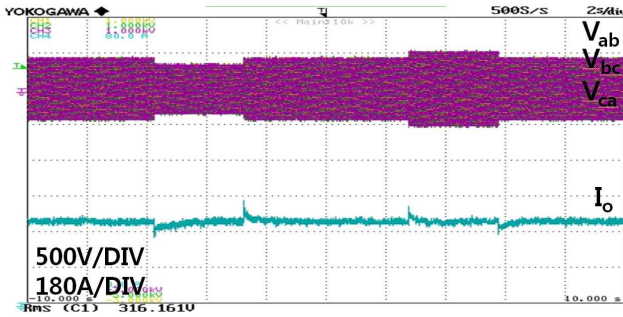


그림 21 ± 20 [%]의 전원전압 변동에 따른 부하 전류 파형  
Fig. 21 Load current waveform when input voltage changes ± 20[%]

표 3 실험을 통한 각 부분의 파라미터  
Table 3 Each parts's experimental parameter

파라미터	계산방식
스위치의 기생 커패시턴스 = 4.27 [nF]	$-\Delta V_{C_s} = \frac{1}{C_s} \int i_{C_s} dt$ $= \frac{1}{C_s} \langle i_{C_s} \rangle \cdot T_{rise1}$ <p>※ <math>\Delta V_{C_s} = 640[V], \langle i_{C_s} \rangle = 10.5[A],</math> <math>T_{rise} = 260[nsec]</math></p>
변압기의 누설 인덕턴스 = 82.58 [uH]	$-\Delta I_{L_L} = \frac{1}{L_L} \int V_{L_L} dt$ $= \frac{1}{L_L} \langle V_{L_L} \rangle \cdot T_{rise2}$ <p>※ <math>\Delta I_{L_L} = 62[A], \langle V_{L_L} \rangle = 640[V],</math> <math>T_{rise} = 8[usec]</math></p>

기생 커패시터에  $V_{DClink}$ 의 전압이 충전된 상태에서 off 되므로 고주파 인버터 스위치의 off시 ZVS를 수행하고 있는것을 확인할 수 있다.

그림 20은 저주파 인버터의 극성반전 알고리즘에 의한  $S_5, S_6$ 의 게이트 신호 파형과 부하전류 파형이다. 전류 명령치를 0으로 제어하여 부하전류가 0[A]가 된 후 극성을 반전함으로써 저주파 인버터가 ZCS를 수행하고 있는것을 확인할 수 있다.

그림 21은 ±20[%]의 전원전압 변동에 따른 부하전류 파형이다. 전원전압의 변동에도 부하전류가 명령치를 안정적으로 추종하고 있는것을 확인할 수 있다.

표 3에서는 실험을 통해 얻은 스위치의 기생 커패시턴스와 변압기의 누설 인덕턴스의 값과 계산방식에 대해 설명하였다.



(a) 정류기 전체구성 (b) 전면 제어 패널 (c) 제어 보드

그림 22 제작완료 된 대전류 인버터 방식의 정류기  
Fig. 22 Manufactured high-current rectifier

### 5. 결 론

화물선의 평형수에 의한 생태계의 파괴 문제가 심화되고 있으며 이를 해결하기위한 우수한 성능의 저전압 대전류 방식의 정류기의 필요성이 커지고 있다. 본 논문에서는 저전압 대전류 방식의 정류기 중 선박에 실장하여 활용되기 가장 적합한 정류 방식을 제안하고 전력 회로의 파라미터 선정 방법과 구현하고자 하는 시스템에 적합한 제어가 되도록 하기위한 제어기 설계의 가이드라인을 제시하였으며 실험을 통해 그 출력특성을 확인 및 분석하였다.

본 과제(결과물)는 중소 기업청의 지원으로 수행한 구매조건부 신제품 개발 사업의 연구결과입니다.

### 참 고 문 헌

- [1] IMO, "Guidelines For Approval Of Ballast Water Management Systems (G8)", RESOLUTION MEPC.174 (58), Adopted on 10 October 2008.
- [2] M. David, S. Gollasch, C. Hewitt, L. Jakomin, "Ballast Water Management for European Seas - Is There a Need for a Decision Support System?," OCEANS 2007 - Europe, pp 3500.1-5.
- [3] Lloyd's Register, "Ballast Water Treatment Technology -Current Status", Lloyd's Register, 2008, September.
- [4] Eun-Chan Kim, Kang-Pyung Lee, "Development of ballast water treatment system based on electro chemical disinfection technology," OCEANS 2009-EUROPE, pp. 1-8.
- [5] M. H. Rashid, Power Electronics Handbook, Academic Press, 2001.
- [6] D.Cretu, W.D.Dunford, G.Garabandic and M.Edmunds, "Single Stage DC-DC Converter for High Current High Power Applications", IEEE APEC 1997, pp. 617-622.

- [7] M. H. Rashid, Power Electronics-Circuits, Devices and Applications, 3rd edition, Pearson-Prentice Hall 2004.
- [8] In-Dong Kim, E. C. Nho and G. H. Cho, "Novel Constant Frequency PWM DC/DC Converter with Zero Voltage Switching for Both Primary Switches and Secondary Rectifying Diodes," *IEEE Trans. on Ind. Elec.*, Vol. 39, No. 5, pp.444-452, 1992, Oct.
- [9] In-Dong Kim and Eui-Cheol Nho, "Module-Type Switching Rectifier for Cathodic Protection of Underground and Maritime Metallic Structures," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 52, No. 1, pp. 181-189, 2005, Feb.



**고강우(高江雨)**

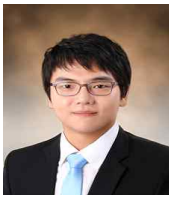
1974년 10월 30일생. 2002년 부경대 공대 제어계측공학과 졸업. 2009년~현재 동 대학원 전기공학과 석사과정. 2008년~현재 (주)광산 기술연구소 책임연구원.



**배상범(裒相範)**

1973년 11월 28일생. 1999년 부경대 공대 제어계측공학과 졸업. 2002년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 2010년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(공학). 2009년~현재 (주)광산 기술연구소 책임연구원.

저 자 소 개



**조원우(趙原佑)**

1983년 7월 6일생. 2009년 부경대 공대 전기공학과 졸업. 2011년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2011년~현재 LG전자 에어컨 사업부 인버터 개발팀 연구원.



**김진영(金珍永)**

1977년 7월 30일생. 2004년 부경대 공대 전기공학과 졸업. 2006년 부산대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2008년~현재 부경대 대학원 박사과정.



**김인동(金仁東)**

1960년 8월 27일생. 1984년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1987년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1991년 동 대학원 졸업(공학). 1991년~1996년 대우중공업 철도차량연구소 책임연구원.

1997년~1998년 미국 Univ. of Tennessee 방문교수. 2004~2005년 미국 Virginia Tech 방문교수. 1996년~현재 부경대학교 공대 전기공학과 교수. 당 학회 기획이사.



**노의철(魯義哲)**

1960년 8월 2일생. 1984년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1986년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1991년 동 대학원 졸업(공학). 1997년~1998년 미국 Univ. of Wisconsin-Madison 방문교수.

2005년~2006년 미국 University of California-Irvine 방문연구교수. 1995년~현재 부경대학교 전기공학과 교수. 당 학회 편집이사.