

# 출력 커패시터가 없는 위상천이 폴브릿지 컨버터의 전류 전향 보상을 이용한 출력 전압 제어 기법

신유승<sup>1</sup>, 백승우<sup>1</sup>, 김학원<sup>†</sup>, 조관열<sup>1</sup>, 강정원<sup>1</sup>

## Output Voltage Control Technique Using Current Forward Compensation for Phase Shifted Full Bridge Converter Without Output Capacitor

You-Seung Shin<sup>1</sup>, Seung-Woo Baek<sup>1</sup>, Hag-Wone Kim<sup>†</sup>, Kwan-Yual Cho<sup>1</sup>, and Jeong-Won Kang<sup>1</sup>

### Abstract

At present, the low-voltage, high-current type power supply is mainly used for effective sterilization in the ballast water treatment system. Research on PSFB converters without output capacitors has been ongoing. Such converters effectively treat ballast water without a separate disinfectant through electric pulses by applying a pulse-type power to the output electrode without an output capacitor. However, in the case of the pulse-type electrolysis treatment method, voltage overshoot can occur due to abrupt voltage fluctuations when the load changes, resulting in circuit reliability problems because of the output capacitorless system. Therefore, a new voltage control algorithm is required. In this paper, we will discuss voltage control for pulsed electrolysis topology without an output capacitor. The proposed voltage control method has been verified using Simulation and experiment. The usefulness of the proposed control method has been proven by the experimental results.

**Key words:** PSFB (Phase Shift Full Bridge Converter), Ballast water, Voltage control

### 1. 서 론

세계 경제 성장과 더불어 국가 간의 경제 교류가 늘어남에 따라 선박을 통한 해상무역의 중요성이 증가하고 있다. 그에 따라 선박 주요 장치인 선박 평형수 처리 장치의 중요성 또한 증가하고 있다. 선박 평형수는 선박의 좌측 및 우측에 물탱크를 위치하여 선박이 안정적으로 물에 잠기게 해주는 역할을 수행한다. 그러나 선박을 통한 교류 시 타 지역의 평형수가 인근 해양 지역에 유입되거나 역으로 유출되는 문제가 발생한다. 유입 및 유출된 평형수는 토착 생태계를 교란시킬 뿐만 아니라 해

양 생태계 파괴의 주 원인이 되고 있다. 이러한 평형수의 미생물 처리를 위해 UV(Ultraviolet) 살균, 여과 장치, 오존 살균, 열처리 등 여러 방식이 존재한다. 이들 방식 중 우수한 살균력과 지속성을 가지는 저전압 대전류 형식의 전기분해 처리 방식이 주로 사용되고 있다<sup>[1]</sup>.

전기 분해 처리 방식은 저전압 대전류 정류기 방식이 요구되는데, 선박 평형수 처리 장치는 일반적으로 높은 입력전압과 전류밀도를 위해 출력단을 보호하는 목적으로 절연형 DC-DC 컨버터를 사용한다. 해당 컨버터는 3상 위상제어 정류기 방식, 3상 전파정류기에 고주파 인버터 방식을 추가한 방식, 위상천이 폴브릿지 컨버터(Phase Shift Full Bridge, PSFB) 등이 존재한다<sup>[2]</sup>. 3상 전파 정류기나 3상 위상제어 정류기 방식은 저주파수 대역의 변압기를 사용하기 때문에 역률 특성이 좋지 않으며 큰 용량의 변압기가 필요하다는 단점이 존재한다. 또한 입력전압이 높기 때문에 스위칭 손실도 크다. 그러나 PSFB 컨버터는 영전압 스위칭을 통해 스위칭 동작 시에 스위칭 손실을 줄일 수 있으며 변압기 체적 또한 감소할 수 있고, 제어가 용이하다는 장점이 있다.

그중 출력 커패시터 없이 출력 전극에 펄스형 전원

Paper number: TKPE-2022-27-1-6

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

<sup>†</sup> Corresponding author: khw@ut.ac.kr, Dept. of Control & Instrumentation Engineering, Korea National University of Transportation, Korea

Tel: +82-43-841-5322 Fax: +82-43-841-5320

<sup>1</sup> Dept. of Control & Instrumentation Engineering, Korea National University of Transportation, Korea  
Manuscript received Sep. 30, 2021; revised Oct. 21, 2021; accepted Nov. 4, 2021

— 본 논문은 2021년 전력전자학술대회 우수추천논문임

인가로, 전기 펄스를 통해 별도의 소독 물질 없이도 효과적으로 선박평형수를 처리하는 PSFB 컨버터 연구가 진행되어 왔다<sup>[3]</sup>. 그러나 펄스형 전원 토폴로지는 출력 커패시터(Capacitor)가 존재하지 않기 때문에, 부하 변동 시 급격한 전압 변동으로 오버슈트(Overshoot)가 생겨 회로의 신뢰성 문제가 발생된다. 선박평형수 처리 장치는 위와 같은 문제를 과전압 방지 기능(OV Protection)을 통해 PRU(Power rectifier Unit, PRU) 기능을 정지하여 토폴로지를 보호하거나, 다른 방식의 별도 PI(Proportional Integral, PI) 제어를 설계해서 전압을 제어했다. 과전압 방지 기능 사용 시 기능이 정지되어 평형수 처리를 할 수 없게 되고, PI 제어를 설계할 경우 커패시터 부재로 인해 일반적인 전압제어의 설계 방식의 적용이 어렵다.

본 논문에서는 이러한 문제점을 해결하고자, 출력 커패시터 부재에 따른 전달함수를 분석하여 펄스형 선박평형수 처리 장치의 전압제어 기법을 제안한다. 제안하는 방법은 커패시터 부재에 따른 전달함수 특성에 따라 실시간으로 계측되는 출력 전압과 전류를 통해 저항을 계산하고 해당 저항을 전류 지령치로 환산하여 전압 보상함으로 전압 제어 기능을 수행한다. 제안된 제어기를 Power simulation(PSIM)을 사용하여 부하 조건에 따라 전압 제어를 검증하고 TI 염가형 DSP 28075를 통하여 제어기 성능을 입증한다. 본 논문에서 제안하는 출력 전압 제어 알고리즘을 부하 조건에 따라 전압 명령을 잘 추종하는 것을 모의해석 및 실험을 통해 검증한다.

## 2. 출력 커패시터가 없는 PSFB 모델

그림 1은 출력 커패시터가 없는 펄스형 PSFB 컨버터이다. 효과적인 선박 평형수 처리를 위해 출력 커패시터 없이 펄스형으로 미생물을 살균하는 것이 일반적이다. 그러나 해수 염분에 따라 부하가 변동할 경우 회로 특성상 급격한 전압 변동으로 오버슈트가 생겨 토폴로지 신뢰성에 문제가 발생한다. 이러한 신뢰성 문제에 대응하기 위해 과전압 방지 기능을 통해 특정 부하 구간에서 기능을 정지하거나, 별도의 PI 제어를 설계하여 전압을 제어했다. 본 장에서는 PSFB 컨버터 구동 원리를 통해 소신호 모델링을 분석하고, 출력 커패시터가 없는 PSFB 컨버터와 비교한다.

그림 2는 출력 커패시터 유·무에 따른 듀티 변동분에 전압( $\hat{v}_o$ ), 전류( $\hat{i}_l$ ) 전달함수의 보드플롯이다. 그림으로부터 출력 커패시터는 없지만 보드플롯 비교로부터 출력 커패시터가 있는 전달함수와 특성이 동일하다는 것을 알 수 있다. 또한 그림 5은 커패시터 유무에 따른 PSFB 컨버터의 출력 전압과 1차측 전류이다. 빨간색 파형은 출력 커패시터가 존재하는 전압과 전류의 파형이고 파랑색 파형은 출력 커패시터가 존재하지 않는 전압과 전류 파형이다. 출력 전압으로부터 파형이 다르나 전류의 상승

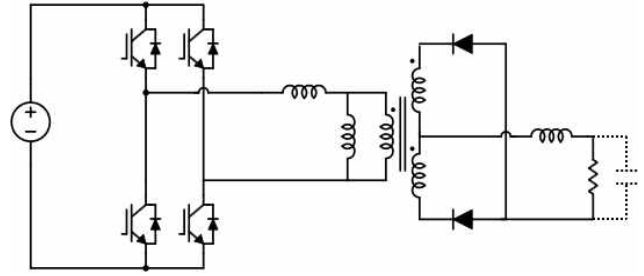
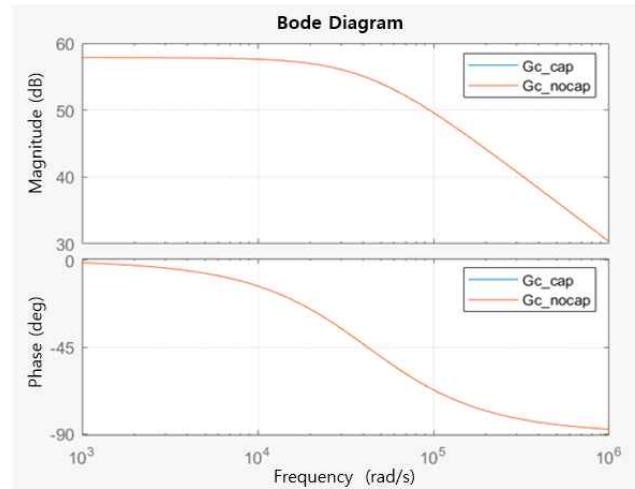
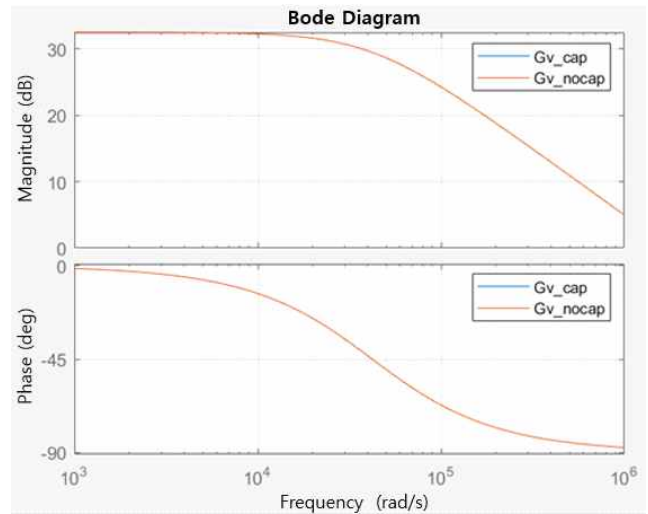


Fig. 1. Pulsed PSFB converter circuit without output capacitor.



(a) Current transfer function bode plot



(b) Voltage transfer function bode plot

Fig. 2. Voltage and current bode plots according to duty variations.

구간에서 볼 수 있듯이 유효 듀티 구간에서 전압의 평균값은 같다. 또한 1차측 전류는 커패시터 유무에 상관없이 동일한 값을 가지는 것을 확인할 수 있기 때문에 기존의 PSFB 컨버터와 동일한 상태 평균화를 적용하여 전달함수를 구할 수 있다.

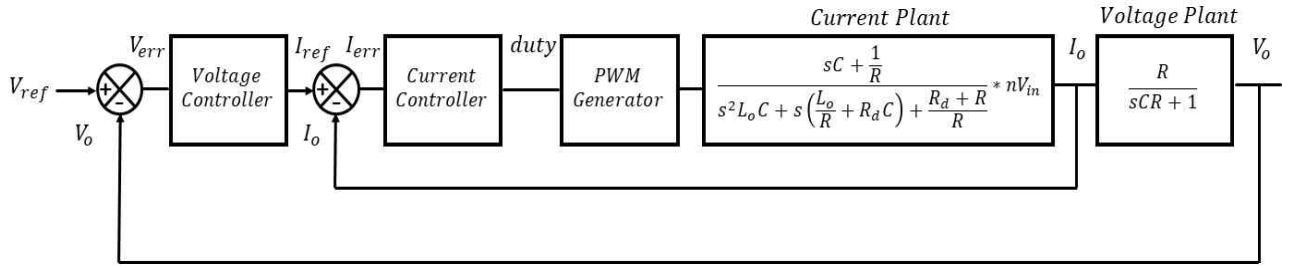


Fig. 3. Conventional control block diagram of PSFB converter.

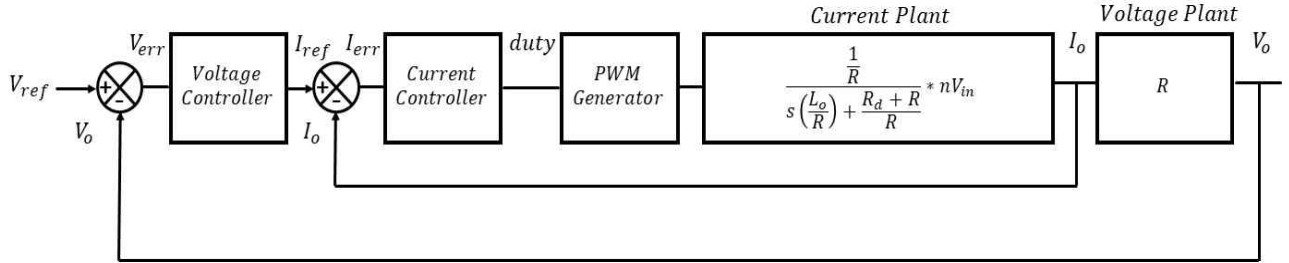


Fig. 4. Conventional control block diagram of pulsed PSFB converter.

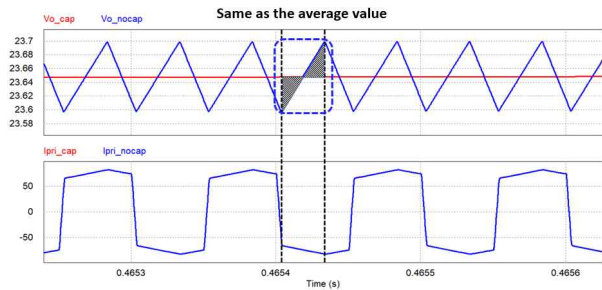


Fig. 5. PSFB converter output voltage, current waveform with/without output capacitor

## 2.1 일반적인 PSFB 컨버터 모델

PSFB 컨버터 제어기 설계를 위해서는 소신호 해석이 필요하다. 그림 6은 벡 컨버터 소신호 등가회로이며 그림 7는 PSFB 컨버터 소신호 등가회로이다<sup>[4]</sup>. PSFB 컨버터는 벡(Buck) 컨버터 기반이지만 무효 듀티 구간이 존재하고 입력전압 변동( $\hat{d}_v$ )과 출력 전류 변동( $\hat{d}_i$ )에 따라 무효 듀티 구간이 변화한다. 입력 전압과 출력 전류 변동에 따른 PSFB 컨버터의 유효듀티 영향을 벡 컨버터의 소신호 모델을 적용하여 그림 4에 나타냈다<sup>[4]</sup>. 그림 7의 소신호 해석을 통해 구한 PSFB의 전달함수는 식 (1) - (3)과 같다<sup>[5]</sup>.

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} = \frac{1}{s^2 L_o C + s \left( \frac{L_o}{R} + R_d C \right) + \frac{R_d + R}{R}} * n V_{in} \quad (1)$$

$$\frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} = \frac{sC + \frac{1}{R}}{s^2 L_o C + s \left( \frac{L_o}{R} + R_d C \right) + \frac{R_d + R}{R}} * n V_{in} \quad (2)$$

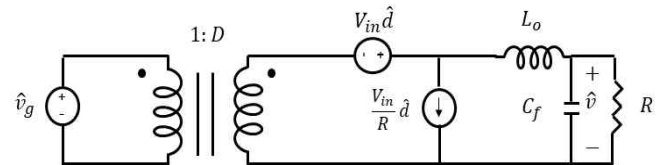


Fig. 6. Dynamic equivalent circuit of buck converter.

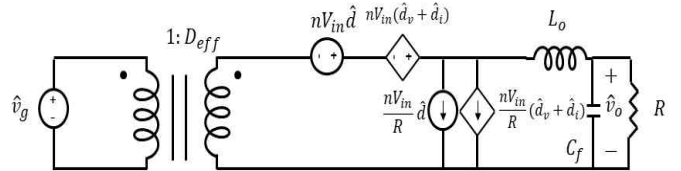


Fig. 7. Dynamic equivalent circuit of phase shift full bridge converter.

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_L} = \frac{R}{sCR + 1} \quad (3)$$

여기서  $C$ 는 출력 커패시터,  $L$ 은 출력 인덕터,  $R$ 은 출력 저항을 나타내고  $R_d = 4n^2 L_{lk} f_{sw}$ 로서 소신호 모델링을 통해 얻은 가상의 저항이다.  $L_{lk}$ 와  $f_{sw}$  각각 누설 인덕턴스와 스위칭 주파수를 나타낸다. 식 (3)으로부터 벡 컨버터와 동일한 전압 플랜트 모델임을 알 수 있기 때문에 같은 방식으로 전압제어기 이득을 선정할 수 있다. 그러나 전류 플랜트 모델은  $R_d$ 항이 제어기 설계에 영향을 미치기 때문에 이득 선정에 주의해야 한다. 위의 플랜트 모델을 통해 PI 제어기를 설계하여 전압제어를 수행한다. 그림 3은 PSFB 컨버터의 이중 루프 제어기 블록선도이다. 부하로부터 측정된 출력 전압, 전류를 받아 정격 전압을 제어한다<sup>[6]-[10]</sup>.

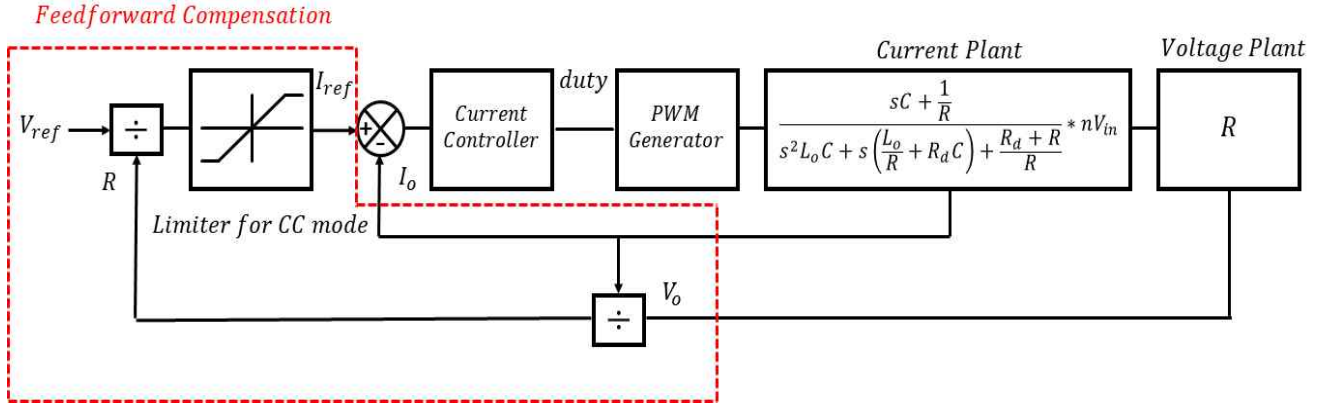


Fig. 8. Proposed control block diagram of pulsed PSFB converter.

## 2.2 펄스형 PSFB 컨버터 모델

선박평형수 처리로 사용되는 펄스형 PSFB 컨버터는 그림 1과 같이 펄스형(Pulsed)으로 출력되는 토폴로지 특성으로 인해 출력 커패시터가 없다. 이로 인해 일반적인 방식으로 PI 제어기 설계가 어려울 뿐만 아니라 설계하더라도 부하가 급격히 변동하는 경우 이중 루프로 제어 시 오버슈트가 발생한다. 또한 커패시터 부재에 따라 기존 PSFB 컨버터와 달리 별도의 소신호 해석이 필요하다. 그림 2와 5에서 설명했듯이 기존의 PSFB와 동일한 소신호 모델을 사용하고 커패시터가 없기 때문에 펄스형 PSFB 컨버터 전달함수는 식 (4) - (6)으로 정리된다.

$$\frac{\widehat{v}_o}{d} = \frac{n^* V_{in}}{s \left( \frac{L_o}{R} \right) + \frac{R_d + R}{R}} \quad (4)$$

$$\frac{\widehat{i}_L}{d} = \frac{\frac{1}{R} * n^* V_{in}}{s \left( \frac{L_o}{R} \right) + \frac{R_d + R}{R}} \quad (5)$$

$$\widehat{v}_o = \widehat{i}_L R \quad (6)$$

위의 식 (4)와 (5)으로부터 알 수 있는 바와 같이, 컨버터 듀티와 출력 전압은 커패시터가 없으므로 기존 커패시터가 있는 PSFB 컨버터와 달리 펄스형 PSFB 시스템은 2차 시스템이 1차 시스템으로 바뀌게 된다. 이에 따라 그림 4과 같이 기존에 일반적으로 사용되던 이중 루프(Two loop) 제어기 사용 시 전압 플랜트 함수가 정적 함수( $R$ )가 되기 때문에 전압 제어기의 보드 선도를 통한 PI게인 값 선정이 불가하여 제어기 설계가 어렵다. 한편 식 (6)로부터 알 수 있는 바와 같이 전류를 제어할 경우 부하 저항이 변동되게 되면, 출력 전압이 변동되게 된다. 특히 부하저항이 증가하면 되면, 출력 전압이 커져서 과전압으로 인한 문제가 발생하게 된다.

## 3. 제안하는 제어 기법

### 3.1 전류 전향 보상 기법

앞에서 설명한 바와 같이 펄스형 PSFB 시스템을 기존 이중 루프 제어기 사용의 경우 부하 변동 후 제어기가 대응하여 오버슈트가 발생한다. 이에 본 논문에서는 커패시터 없는 PSFB의 전달함수를 통해 부하 조건에 따른 새로운 전압제어 기법을 제안한다. 제안하는 방식을 변동되는 저항을 통해 계산된 전류 지령치를 실시간으로 제어기 앞단 전압 지령치와 나누어 전향 보상하는 전류 전향 보상 기법을 적용하여 문제를 해결한다.

그림 8은 제안하는 전류 전향 보상 기법 블록선도를 나타낸다. 각각의 전류플랜트와 전압 플랜트로 부터 나온 출력 전압과 전류를 실시간으로 측정한다면, 부하변동으로 인해서 예측된 출력 전압과 전류를 통해 저항을 알 수 있고, 해당 저항을 고려하여 전류 명령을 생성한다면 부하가 변동하더라도 실시간으로 전압 제어가 가능하다. 또한 전류 레퍼런스 제한기(Limiter)를 통해 부하가 증가하더라도 정전류(Constant current) 모드로 동작하여 정격 전류 제어가 가능하다. 제안하는 제어 기법을 통해 출력 커패시터가 없는 PSFB 컨버터에서 전압 PI 제어기 없이 전류 전향보상과 리미터를 통해 정전류, 정전압 모드를 각각 동작시킬 수 있으며 평형수 부하 특성인 부하변동에 대해서도 대응할 수 있다.

### 3.2 저항 계산

먼저 평형수 부하 특성에 따른 부하 변동에 대응하기 위해 변동되는 부하저항 값을 계산할 필요가 있다. 커패시터 부재로 인한 PSFB 전달함수인 식 (6)의 특성을 통해 저항을 계산한다. 출력 전압과 출력 전류를 실시간으로 측정할 수 있다면 식 (7)을 통해 실시간 저항을 계산할 수 있다.

$$R = \frac{\widehat{v}_o}{\widehat{i}_L} \quad (7)$$

TABLE I  
PULSED PSFB CONVERTER PARAMETER

Item	Mark	Value	Unit
Rated output power	$P_o$	30	$kW$
Rated output voltage	$V_o$	24	$V$
Rated output current	$I_o$	1125	$A$
Input voltage	$V_{in}$	625	$V$
Turn ratio ( $N_2/N_1$ )	n	0.0666	-
Leakage inductance	$L_{lk}$	16	$\mu H$
Switching frequency	$f_{sw}$	20	$kHz$

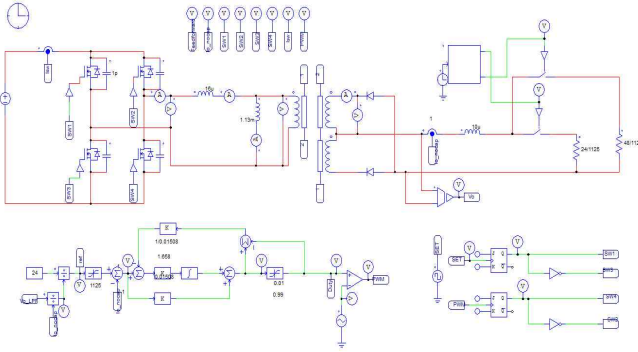


Fig. 9. Simulation circuit for proposed current forward compensation controller.

### 3.3 전류 지령치(Reference) 계산

식 (7)을 통해 부하가 급격이 변동하더라도 저항값을 계산할 수 있다. 변동하는 저항값에 정격을 내기 위한 전류 지령치를 계산한다면 부하가 변동에 대응하여 정격 전압 제어가 가능하다. 식 (8)을 통해 계산된 저항을 가지고 전압 지령치를 생성하기 위해 필요한 전류 지령치를 알 수 있다. 해당 지령치를 전향 보상함으로 실시간으로 정격 전압을 제어한다.

$$\frac{V_{ref}}{R} = I_{ref} \quad (8)$$

## 4. 모의해석 및 실험 결과

본 장에서는 제안하는 선박 평형수의 전압제어를 위한 펄스형 PSFB 컨버터 전류 전향 보상 제어 알고리즘을 모의 해석과 실험을 비교 분석하여 전압제어기 성능을 검증하였다. 모의 해석은 PSIM을 사용하였다. 시뮬레이션을 위한 펄스형 PSFB 컨버터는 표 1의 파라미터를 사용하여 그림 9와 같이 구현하였다.

### 4.1 모의해석 결과

그림 10은 제안하는 제어기에서 1차측 전류와 1차측 컨버터 출력 전압 그리고 2차측 출력 전압을 나타내었

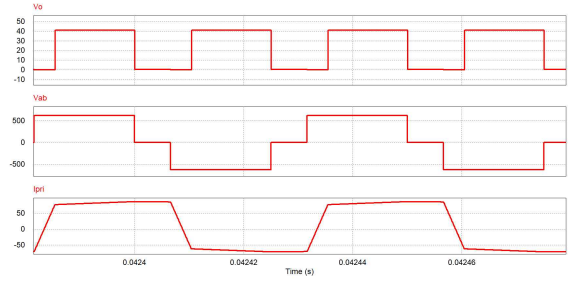


Fig. 10. Output voltage and trans voltage, input current simulation waveform for proposed pulsed PSFB converter waveform.

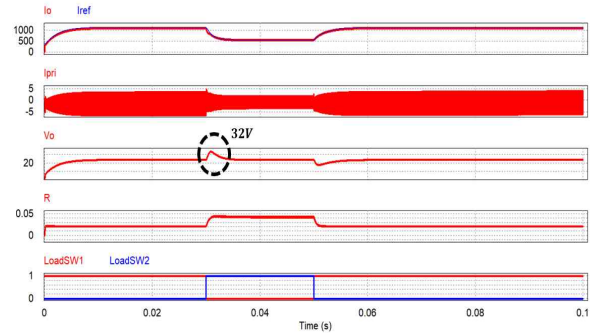
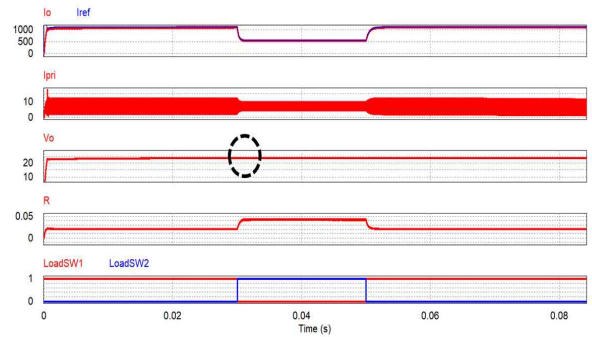
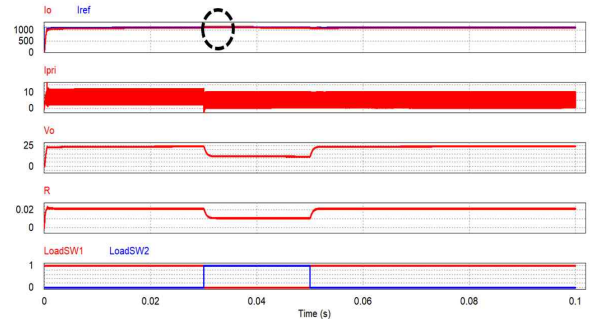


Fig. 11. Output current, voltage and resistance, load switch waveform of conventional PI controller method.



(a) Proposed method on constant voltage mode waveforms



(b) Proposed method on constant current mode waveforms

Fig. 12. Output current, voltage and resistance, load switch simulation waveform for proposed PSFB converter current forward compensation controller.

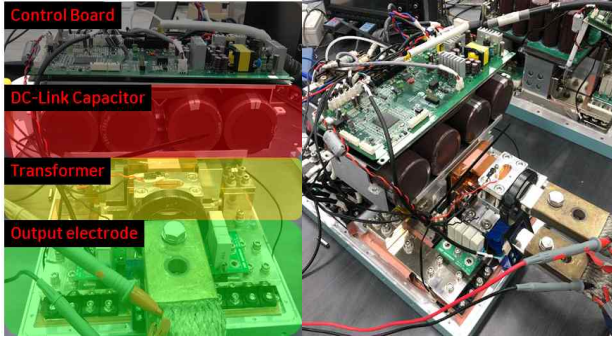


Fig. 13. Inside the panel and control panel.

다. 출력 전압 파형으로부터 펄스형 PSFB 컨버터의 특징인 구형파를 확인할 수 있고, 1차측 전류와 1차측 양단 전압으로부터 유효 듀티 구간 및 PSFB 컨버터의 동작특성을 확인할 수 있다. 그림 11은 0.03sec과 0.05sec에서 부하변동에 따른 기존 제어기와 제안하는 전압 보상 제어기의 모의해석 결과이다. 정전압 제어 검증에 위한 모의해석에서 기존 방식 제어기의 경우 부하 변동 시 32V 오버슈트를 확인할 수 있다. 그러나 제안하는 전압 보상 제어기는 부하변동에도 전류 전압 보상을 통해 출력 전압 오버슈트 없이 정격에 맞게 24V로 제어되는 것을 확인할 수 있다. 또한 그림 12(b)와 같이 정전류 제어 검증에 위한 부하 저항 감소 시 기존 PI 제어와 동일하게 정격 1125A로 전류 제어 동작을 확인할 수 있다.

#### 4.2 실험 결과

그림 13은 실험에 사용된 펄스형 PSFB 토폴로지 실험 장비를 나타낸다. 해당 장비는 입력단, 제어보드, 직류 평활단 커패시터(DC-Link), 변압기, 출력 전극으로 구성되어 있다. 그림 13은 펄스형 PSFB 컨버터 토폴로지의 부하 100% 조건에 따른 1차측 전류, 1차측 양단 전압, 출력 전압을 나타내었다.  $V_o$ 는 출력 전압,  $V_{ab}$ 는 1차측 양단 전압,  $I_{pri}$ 은 1차측 전류이다. 출력 전압으로부터 출력 커패시터가 없는 펄스형 전압을 확인할 수 있다. 모의해석으로 확인했던 그림 10과 동일한 결과를 나타내고 있으며 오실로스코프의 실효값(RMS)으로부터 본 논문에 적용된 전류 전압 보상 기법을 통해 전압 PI 제어 없이도 정격 전압 24V로 제어되고 있는 것을 알 수 있다. 그림 15는 부하를 120% 증가 시 정전류 모드에 따른 1차측 전류, 전압 및 출력 전압이다. 정전류 모드를 위해 출력 전압이 줄어든 것을 출력 전압 파형의 실효값을 통해 확인할 수 있다. 또한 그림 16은 부하 20% 감소 시 기존 PI 제어 방식에 따른 1차측 전류, 전압 및 출력 전압이다. 그림 16(a)로부터 부하 변동 구간에서 오버슈트를 확인할 수 있으나 그림 16(b)로부터 제안하는 전압보상 제어 방식은 오버슈트 없이 정격 전압 24V로 제어 동작하는 것을 확인할 수 있다. 추가적으로

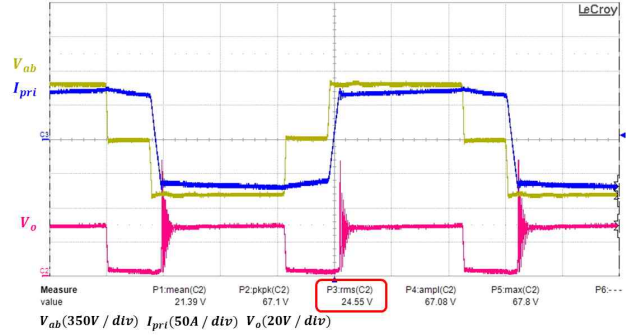


Fig. 14. Output voltage, current and trans voltage pulsed PSFB converter experimental waveform (load : 100%).

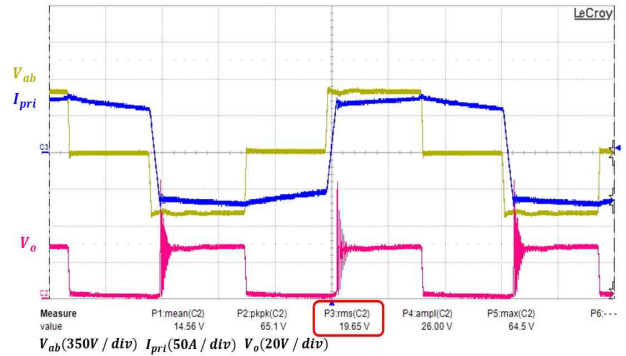
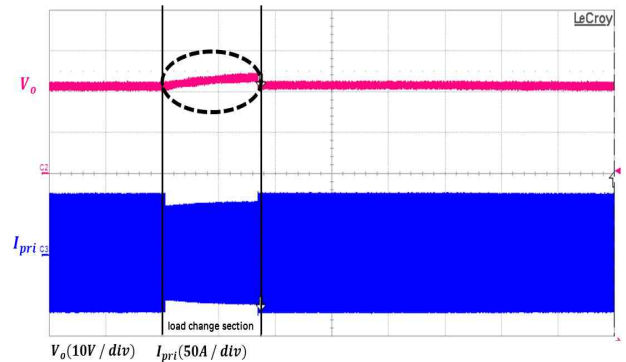
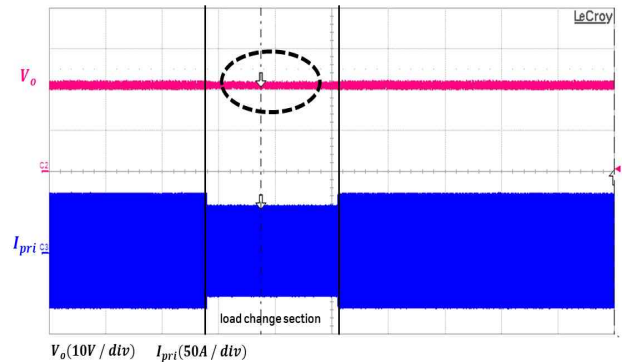


Fig. 15. Output voltage, current and trans voltage pulsed PSFB converter experimental waveform (load: 120%).

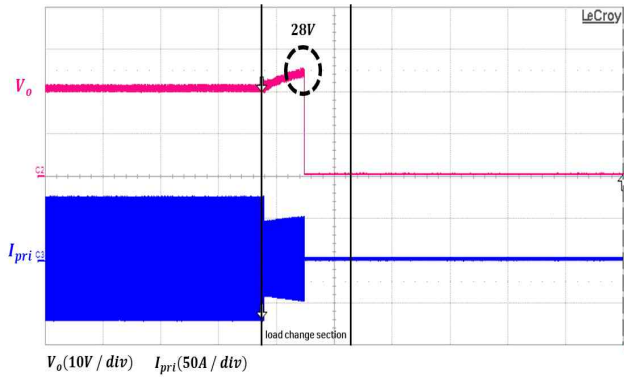


(a) Conventional PI controller method waveform

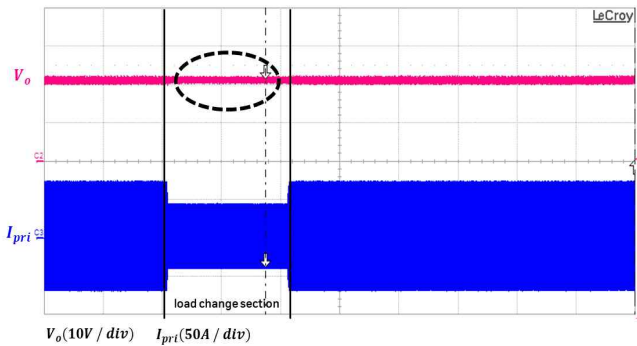


(b) Proposed pulsed PSFB converter waveform

Fig. 16. Output voltage, current and trans voltage pulsed PSFB converter experimental waveform (load: 100% → 80%).



(a) Conventional PI controller method waveform



(b) Proposed pulsed PSFB converter waveform

Fig. 17. Output voltage, current and trans voltage pulsed PSFB converter experimental waveform (load: 100% → 60%).

그림 16은 부하 40% 감소 시 기존 PI 제어 방식과 제안하는 전향보상 제어방식에 따른 1차측 전압, 전류 및 출력전압이다. 그림 17(a)로부터 부하 변동구간에서 오버슈트가 28V 이상 발생하여 실험 장비 과전압 방지기능(OV)으로 동작을 중지한 것을 확인할 수 있다. 그러나 그림 17(b)로부터 제안하는 전향보상 제어 방식은 부하 감소 시에도 전류보상을 통해 오버슈트 없이 정격 전압 24V 제어 동작을 확인하였다.

## 5. 결 론

본 논문에서는 출력 커패시터가 없는 펄스형 PSFB 컨버터에서 전달함수 특성을 활용하여 출력 전압과 출력 전류를 통해 저항을 구하고 해당 저항을 전류 레퍼런스로 환산하여 전향 보상 형태로 제어기 입력으로 넣는 제어 기법을 제안하였다. 선박 평형수 특성상 해수의 양과 염도에 따라 부하가 변동하기 때문에 출력 커패시터가 없는 펄스형 PSFB 컨버터의 경우 급격히 부하가 변동하여 토폴로지 신뢰성에 문제가 생긴다. 이에 시간으로 저항을 계산하고 전류 레퍼런스를 보상함으로써 부하 변동에도 오버슈트 없이 전압을 제어하는 제어 기법을 제안하였다. 제안된 제어 기법을 부하 조건에 따라 전압 명령을 잘 추정하는 것을 모의해석 및 실험 결과를 통해 검증하였다.

이 연구는 (주)테크로스의 연구비 지원을 받아 수행한 연구과제입니다.

이 성과는 정부(과학기술정보통신부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임. (No. 2020R1A2C1101867)

본 연구는 국토교통부철도차량 스마트 유지보수 기술개발사업의 연구비 지원(21QPW0-B1522-23-03)에 의해 수행되었습니다.

## References

- [1] T. O Kim, S. K. Lee, and G. H. Kang, "A study on the ballast water treatment system for the laboratory test," in *Annual Conference of the KIPE*, pp. 136 - 137, Jul. 2011.
- [2] W. W. Cho, J. Y. Kim, I. D. Kim, E. C. Nho, G. W. Goh, and S. B. Bae, "Design of high-current inverter-type rectifier for electronic disinfection of ship ballast water," *The Transactions of Korea Institute of Power Electronics*, Vol. 16, No. 5, pp. 451 - 531, Oct. 2011.
- [3] R. Narsetti, R. D. Curry, K. F. McDonald, T. E. Clevenger, and L. M. Nichols, "Microbial inactivation in water using pulsed electric fields and magnetic pulse compressor technology," *IEEE Transactions on Plasma Science*, Vol. 34, No. 4, pp. 1386 - 1393, Aug. 2006.
- [4] V. Vlatkovic, J. A. Sabate, R. B. Ridley, F. C. Lee, and B. H. Cho, "Small-signal analysis of the phase-shifted PWM converter," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 7, No. 1, pp. 128 - 135, Jan. 1992.
- [5] J. U. Lee, H. W. Kim, H. W. Kim, S. W. Baek, and K. Y. Cho, "Current reference compensation for fast response in PCMC of PSFB converter," *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 23, No. 2, pp. 147 - 151, Apr. 2018.
- [6] S. M. Oh, J. h. Ko, H. W. Kim, and K. Y. Cho, "A hybrid current mode controller with fast response characteristics for super capacitor applications," *MDPI Electronics*, Vol. 8, No. 1, pp. 112-125, Jan. 2019.
- [7] S. R. Lee, H. W. Kim, K. Y. Cho, H. C. Jung, J. H. Kim, and G. C. Park, "An output control algorithm for phase shift full bridge converter for ballast water treatment," *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 18, No. 6, pp. 530 - 539, Dec. 2013.
- [8] J. U. Lim, S. T. Lee, S. W. Baek, H. W. Kim, and K. Y. Cho, "A study of design single phase boost converter controller for compensated load current and duty," in *Annual Conference of the KIPE*, pp. 160 -

161, 2017.

- [9] T. S. Bae, S. M. Lim, and J. H. Choi, "On-board battery charger for plug-in hybrid electric vehicle using PSFB," in *Annual Conference of the KIPPE*, pp. 163 - 164, 2012.
- [10] K. M. Lee, S. W. Baek, H. W. Kim, K. Y. Cho, and J. W. Kang, "3-level boost converter having lower inductor for interleaving operation," *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 26, No. 2, pp. 96 - 105, Apr. 2021.



### **신유승(辛柔昇)**

1995년 2월 19일생. 2019년 충주대 제어계측공학과 졸업. 2020년~현재 한국교통대 전자공학과 석사과정.



### **백승우(趙官烈)**

1991년 4월 4일생. 2016년 한국교통대 제어계측공학과 졸업. 2016년~현재 동 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 2018년~현재 동 대학원 제어계측공학과 박사과정.



### **김학원(金學源)**

1968년 3월 30일생. 1989년 고려대 전기공학과 졸업. 1991년 한국과학기술원 전기및전자공학과 졸업(석사). 2005년 동 대학원 전기및전자공학과 졸업(공학박). 1991년~2008년 LG전자 디지털 어플라이언스 연구소 책임연구원. 2008년~현재 한국교통대 제어계측공학과 부교수. 당 학회 수석부회장.



### **조관열(趙官烈)**

1964년 2월 20일생. 1986년 서울대 전기공학과 졸업. 1988년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1993년 동 대학원 전기 및 전자공학과 졸업(공학박). 1993년~2004년 LG전자 DA연구소 책임연구원. 2004년~현재 한국교통대 제어계측공학과 교수.



### **강정원(姜正遠)**

1973년 3월 6일생. 2002년 중앙대 졸업(공학박). 2006년~2007년 California at Riverside 대학교 박사 후 과정. 2007년~2008년 LG Siltron 선임연구원. 2008년~2013년 한국교통대 컴퓨터공학과 교수. 2013년~현재 동 대학교 교통대학원 교통시스템공학과 교수.