

선박 평형수 처리용 Phase Shift Full Bridge Converter 출력 제어 알고리즘

이상리¹, 김학원[†], 조관열¹, 정호철², 김종혁², 박귀철²

An Output Control Algorithm for Phase Shift Full Bridge Converter for Ballast Water Treatment

Sang-Ri Lee¹, Hag-Wone Kim[†], Kwan-Yuhl Cho¹, Ho-Chul Jung²,
Jong-Hyug Kim², and Gwi-Cheol Park²

Abstract - In large vessels, proper water level must be maintained with a balance for right and left equilibrium by absorbing or draining sea water in ballast water tank. However, this ship's ballast-water can be drained marine organisms to local sea area by world trade and this can be a source of ecological disturb. In order to solve these problems, marine organisms must be removed in accordance with the international covenant for the emission of microorganisms. By this reason, the seawater electrolysis rectifier of low-voltage high-current rectifiers with excellent ability for microbial treatment is required. In this paper, PSFB converter will be discussed for the seawater electrolysis rectifier. Furthermore, a new output control method with the power limit operation under the limited maximum voltage condition is proposed for this rectifier. The simulation for the proposed current control method for PSFB Converter is shown using MATLAB/SIMULINK. Finally the usefulness of the proposed control method is presented by the experimental results.

Keywords: PSFB(Phase Shift Full Bridge) converter, ballast water, control algorithm for ballast rectifier

1. 서 론

선박 평형수는 선박이 바다로 향해 할 때 선박이 뜨지 않고 좌우 평형을 맞추기 위해 선박의 좌측과 우측에 물탱크를 설치하여 바다 속으로 잠기게 해주는 역할을 해주며 좌우 균형을 맞춰 주기 위해 물을 흡수 또는 배수하게 된다. 전 세계 대부분의 물동량은 선박을 통한 것으로, 선박을 통한 수출 또는 수입 시 선박 평형수를 통해 해양 유기체를 타 지역에서 인근 해양으로 또는 그 반대로 유입 또는 유출시키게 된다. 유입, 유출된 해양 유기체는 그 지역의 토착 생태계를 교란시켜 생태

환경을 파괴시키기 때문에 이와 같은 문제를 해결하기 위해 선박 평형수를 배출할 때에는 반드시 미생물을 기준에 따라 제거하여 배출하도록 국제 규약이 마련되었다^{[1],[2]}. 한편, 선박 평형수의 미생물처리 방법에는 여과 장치, UV 살균, 오존 살균, 열처리, 염소, 전기분해 등 여러 가지 처리 기술이 존재하는데 이 중에서도 전기분해 처리 방식이 뛰어난 살균 효과와 지속적인 살균 효과에 우수한 것은 잘 알려져 있다^[3].

한편, 전기 분해 처리 방식을 위해 요구되는 저전압 대전류 정류기 방식은 높은 입력전압과 높은 전력 밀도로 인해 출력 측을 보호하기 위하여 절연 DC-DC 컨버터가 사용된다. 절연 DC-DC 컨버터 방식은 크게 3상 위상제어 정류기 방식과 3상 전파정류기 초퍼 방식, 위상 천이 폴 브리지 (Phase Shift Full Bridge, 이하 PSFB) 컨버터 등이 있다^[4]. 3상 위상 제어 정류기 방식과 3상 전파 정류기 초퍼 방식은 입력단에 저주파의 변압기가 필요한 저주파 링크 방식으로, 역률이 좋지 않으며 큰 부피의 변압기가 필요한 단점이 있다. 그에 비해 PSFB 컨버터방식은 변압기의 무게와 부피를 감소시킬

Paper number: TKPE-2013-18-6-4

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

[†] Corresponding author: khw@ut.ac.kr, Dept. of Control & Instrumentation Eng., Korea Nat'l Univ of Transportation
Tel: +82-43-841-5322 Fax: +82-43-841-5320

¹ Dept. of Control & Instrumentation Engineering, Korea Nat'l Univ of Transportation

² Power Research Lab. DongAh Elecomm.

Manuscript received June 24, 2013; accepted Sep. 9, 2013

수 있으며 제어가 용이한 장점을 가지고 있어 참고 문헌 [4]에서 선박 평형수용 전기 분해용 정류기로 제안된 바 있으며 부하에 공급되는 전류를 제어하는 방법에 대하여 기술되어있다. 그러나 해수의 양과 염도에 따라 달라지는 부하 조건으로 인하여 특정 조건에서 특정 전류로 제어하게 되면, 과도한 출력 전압으로 인하여 시스템의 신뢰성에 영향을 미치게 된다. 이에 따라 전기 분해 방식의 절연형 컨버터를 부하 조건에 따라, 정전류, 정전압, 정전력으로 제어할 필요가 있다. 그림1은 선박평형수 전기분해 처리 시스템을 나타낸다.

본 논문에서는 선박 평형수의 미생물처리에 우수한 능력을 가지며 뛰어난 살균 효과와 지속적이 살균이 가능한 해수 전기분해용 정류기에 대해 논하며 정류기는 저전압 대전류 정류기 방식의 PSFB 컨버터의 제어기에 대해 다룰 것이다. PSFB의 소신호 모델은 참고문헌 [5]에서 벽 컨버터를 기본으로 하여 도출된 바 있다. 본 논문에서는 PSFB 컨버터의 소신호 모델에 대하여 검토하고, 선박 평형수의 전기 분해를 위한 정전류, 정전력, 정전압 제어기를 제안한다. 제안된 제어기는 MATLAB/SIMULINK를 사용하여 PSFB 컨버터를 모델링(Modeling)하여 모의해석을 실시한다. 또한 TI 의 염가형 DSP인 피콜로시리즈의 28035를 활용하여 시스템을 구현하여 제안된 제어기의 성능을 확인한다. 본 논문에서 제안된 출력 제어 알고리즘은 부하 조건에 따른 전류 명령, 전력 명령, 및 전압 명령을 잘 추종하는 것을 모의해석 및 실험 결과를 통해 입증한다.

2. PSFB 동작 원리 및 소신호 모델

선박 평형수를 위한 저전압 대전류 출력 정류기는 여러 가지 회로 방식을 고려할 수 있으나^[4], PSFB 컨버터는 영전압 스위칭으로 인해 스위칭 손실이 작아, 상대적으로 스위칭 손실이 커질 가능성이 있는 높은 입력 전압 응용에서 특히 유용하다. 일반 적으로 선박 평형수를 위한 정류기의 출력 부하는 해수 염분의 밀도에 따라 증감을 하게 되는데^[3] 선박 평형수를 위한 PSFB 컨버터는 부하조건에 따라 정전류, 정전압, 정전력 모드로 동

작되어야 한다. 본 장에서는 PSFB 컨버터의 동작 원리에 대하여 살펴보고, 소신호 모델에 대하여 고려한다. 그 후 3장에서는 PSFB 컨버터를 부하 조건에 따른 정전류, 정전력, 정전압 제어를 위한 새로운 제어기를 제안한다.

2.1 PSFB 컨버터 동작 원리

그림 2는 절연형 DC-DC 컨버터(Converter)인 PSFB 컨버터 회로이다. PSFB 컨버터는 입력 누설(leakage) 인덕터와 변압기의 자화 인덕턴스, 출력 인덕터를 포함하고 있다. PSFB컨버터는 풀-브리지 특성으로 대각선 스위치 쌍을 켜게(Turn On) 되면 1차측 권선의 전압이 V_{IN} 값을 가지며, 1차측 권선의 전압이 $0.5V_{IN}$ 인 하프브리지 컨버터보다 큰 부하 조건에 적합한 토폴로지(Topology)이다. PSFB를 구동하기 위한 스위칭 함수를 그림 3에 나타내었고, 이 스위칭 함수에 따른 PSFB 컨버터의 동작원리는 그림 4로 설명한다. PSFB의 스위칭 방법은 그림 3에서 보이는 것과 같이 Q_1, Q_4 스위치의 위상 (Phase Angle) ϕ 을 조절하여 진상 브리지와 지상 브리지를 통하여 전압을 인가한다. Q_2 는 Q_4 와 데드 타임을 가지고 상보적으로 켜지고 꺼지며, Q_3 는 Q_1 과 데드 타임을 가지고 상보적으로 켜지고 꺼진다. 2차 측으로 전력을 전달 가능하게 되는 능동 듀티(Active Duty) 구간은 위상(Phase angle) ϕ 만큼이다. PSFB는 기본적으로 벽 컨버터에서 도출된 토폴로지이므로 벽컨버터와 유사한 전압 전달비를 가지게 되며 PSFB의 위상 0°는 벽 컨버

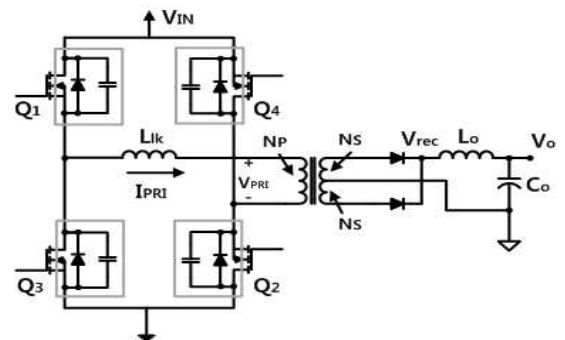


Fig. 2 Phase-shift full bridge converter circuit

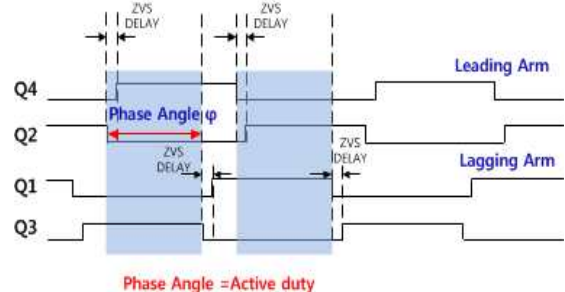


Fig. 3 Switching function of phase-shift full bridge converter

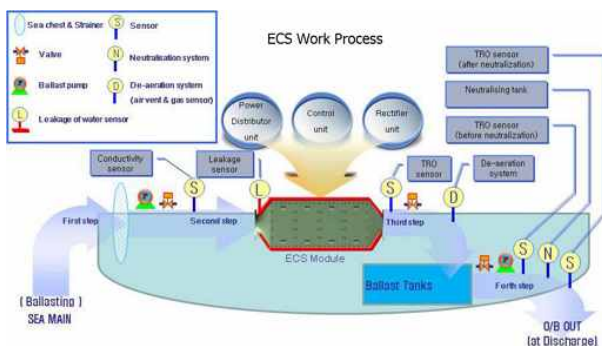


Fig. 1 Ballast water treatment system

터의 듀티 0에 해당하고 위상 180°는 벡컨버터 듀티 1에 해당한다. 그림 4는 그림 3의 스위칭 함수가 PSFB에 인가될 각 모드별 동작 상태를 나타내었다^[5].

Mode 1($t_0 \sim t_1$): Mode 1이 시작되기 전 Q_1, Q_4 가 켜져 있다고 가정하자. 이 때 1차 측 변압기의 전압 V_{pri} 는 0[V]이며 1차 측 전류는 음의 값이다. Mode 1이 시작될 때 Q_4 가 꺼지며, 이때 변압기의 누설 인덕터의 전류로 인하여 Q_4 의 기생 캐패시터는 충전되고 Q_2 의 기생 캐패시터는 방전된다. Q_4 가 DC Link 전압으로 완전 충전되고, Q_2 의 기생 캐패시터가 완전 방전되면 Q_2 와 역병렬로 연결된 다이오드가 켜지며, 풀 브리지(Full Bridge) 출력 전압이 V_{dc} 가 된다. 이때 변압기 자화 인덕턴스 전류가 1차 측 전류보다 큰 조건이 발생되며, 이로 인해 2차 측 다이오드가 모두 켜지고, L_m 에 인가되는 전압은 0[V]가 된다. 이에 따라 1차 측에 인가된 V_{dc} 는 모두 변압기 누설 인덕터에 인가되어 1차 측 전류 i_{PRI} 의 기울기는 양의 방향으로 바뀌게 된다.

Mode 2($t_1 \sim t_2$): Q_2 가 데드 타임(dead time)이 지난 후 켜지게 된다. 이 때 1차 측 전류는 음의 값으로 Q_2 와 역병렬로 연결된 다이오드가 도통 상태에 있다. 이 전류가 양의 값으로 바뀌기 전에 Q_2 를 켜주면, 1차 측 전류가 양의 값이 되면서 1차 측 전류는 Q_2 를 통해 도통된다. 이 상태는 Mode1과 전류 방향만 다를 뿐 각 소자에 인가되는 전압은 동일하므로 1차 측 전류의 기울기는 유지된다. 비록 Q_1 과 Q_2 가 켜져 있는 상태이긴 하지만, 변압기의 1차 측 전압이 0[V]가 인가되어 2차 측으로 전력 전달이 이루어지지 않는다. 이때의 상태는 능동 듀티(Active Duty)상태이나 입력전압이 출력으로 전달되는 유효 듀티(Effective Duty)에는 해당되지 않는다.

Mode 3($t_2 \sim t_3$): 1차 측의 전류가 증가하여, 1차 측 전류 i_{PRI} 가 1차 측으로 환산된 2차 측 전류와 같아지게 되면, 2차 측 2개의 다이오드중 하나의 다이오드가 만

도통 된다. 그러면 L_m 에는 직류 링크 전압 V_{dc} 가 모두 인가되며, 2차 측으로 전력 전달이 이루어진다.

Mode 4($t_3 \sim t_4$): Q_1 가 꺼지면 1차측의 전류는 Q_1 의 기생 콘덴서를 충전하고, Q_3 의 기생 콘덴서를 방전시킨다. Q_1 의 기생 콘덴서가 완전히 V_{dc} 로 충전되고 Q_3 의 기생 콘덴서가 완전히 방전되어 0[V]가 되면 모드 4는 종료된다.

Mode 5($t_4 \sim t_5$): Q_1 가 꺼지면 L_m 전류가 크므로 전류를 유지 시켜주기 위해 Q_3 의 역병렬 다이오드를 통해 프리휠링을 하며 이 때 변압기의 1차측 전압이 0[V]가 되며 권선 저항에 의해 i_{PRI} 는 서서히 줄어들게 된다.

2.2 소신호 모델 해석^[5]

선박평형수 처리용 PSFB 컨버터 제어기 설계를 위해서는 소신호 모델 해석이 필요하다. PSFB 컨버터는 벡컨버터를 기반으로 구성된 토폴로지 이다. PSFB 컨버터와 벡 컨버터의 차이를 알면 PSFB 컨버터의 소신호 모델을 구할 수 있다. 그림 5는 벡 컨버터의 소신호 모델이고, 그림 6은 PSFB 컨버터의 소신호 모델이다. 벡 컨버터는 스위치의 온, 오프에 따른 능동 듀티(Active Duty)로 전력 전달이 이루어지지만, PSFB 컨버터는 변압기 1차 측에서 2차 측으로 유효 듀티(Effective Duty)로 전력 전달이 된다. 유효 듀티는 그림 4에서 나타낸 능동 듀티 구간인 모드 1, 모드 2, 모드 3 중 모드 3구간만 해당된다. 모드 1 구간과 모드 2 구간은 변압기의 2차측이 단락된 구간으로 그림 3의 능동 듀티 구간에 속하지만 출력으로 전력이 전달되지 않아 유효 듀티를 감소시키는 구간이다. PSFB 컨버터의 유효 듀티에 영향을 미치는 입력 전압 변동으로 인한 요인과 2차측 전류

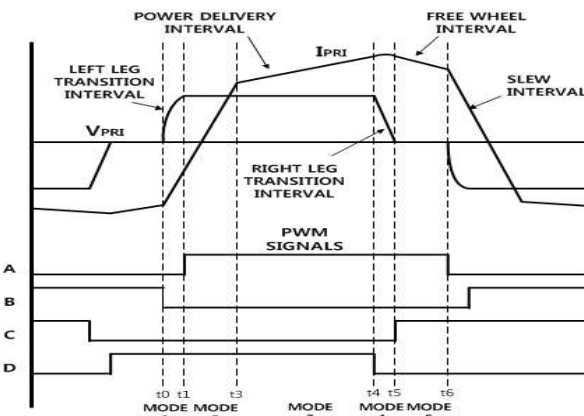


Fig. 4 Waveform of PSFB converter

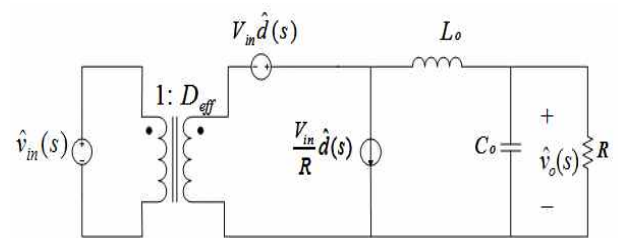


Fig. 5 Buck converter small signal model

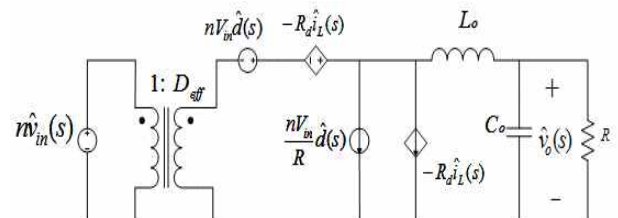


Fig. 6 PSFB converter small signal model

변동으로 인한 요인을 벡 컨버터의 소신호 모델에 적용하면 PSFB 컨버터의 소신호 모델을 그림 6과 같이 나타낼 수 있다^[5]. 그림 6의 소신호 모델을 통해 얻어진 PSFB 컨버터 전달 함수를 통해 제어기 설계가 가능하다.

3. 제안된 정전류, 정전력, 정전압 제어기

선박 평형수는 해수의 양과 염도에 따라 부하 조건이 달라진다. 특히 해수의 양이 감소하여 부하 저항이 증가되는 경우, 출력 전압이 과도하게 상승하여 시스템 신뢰성에 나쁜 영향을 미치게 된다. 그러므로 선박 평형수 속 미생물을 전기 분해하기 위해서는 부하 조건에 따라 정전류, 정전압, 정전력으로 각각 제어하여야 한다. 본 장에서는 PSFB 컨버터의 제안된 출력 제어기와 제안된 출력 제어기를 위한 전압제어기와 전류제어기의 설계 방법에 대해 논한다.

3.1 선박 평형수용 정전류, 정전력, 정전압 제어기

그림 8은 본 논문에서 제안된 PSFB 컨버터 제어기의 전체 블록도를 나타낸다. 그림 8에서 알 수 있는 바와 같이, 제안된 제어기는 전류 명령 발생부와 전류 제어부로 구성된다. 전류 명령 발생부는 해수의 양과 염도에 따라 달라지는 부하 조건에 따라 정전류, 정전력, 정전

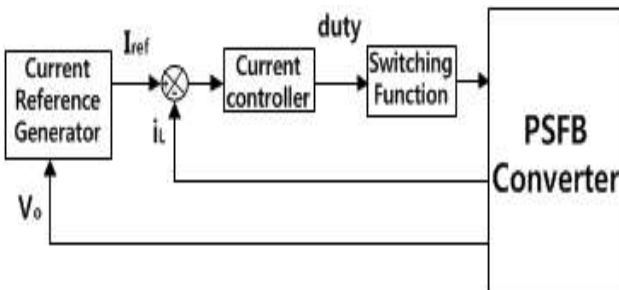


Fig. 7 Proposed output controller for PSFB converter

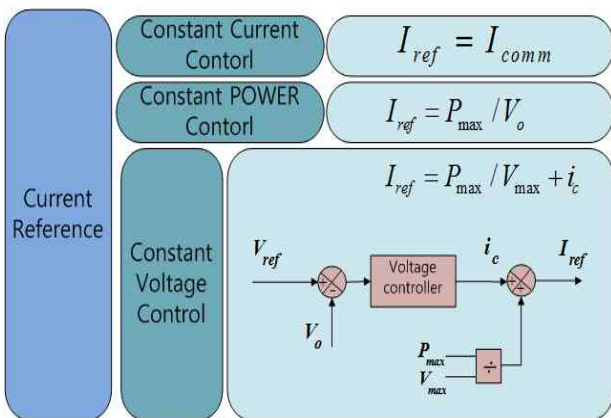


Fig. 8 Proposed current reference generator by the operation mode

압 제어가 가능하도록 전류 명령을 발생하는 기능을 행한다. 만약 해수의 양과 염도에 따라 단순히 정전류 제어를 행하게 될 경우, 선박 평형수용 정류기에 문제가 발생할 수 있다. 특히 정전류 제어 중 해수의 양이 작아지면 부하 저항이 증가하여 출력 과전압이 발생할 수 있고, 정전압 제어 모드가 없을 경우 선박 평형수용 PSFB를 동작 정지 시키지 않으면 시스템이 과전압에 의해 파괴가 될 우려가 크다. 이런 이유로 전류 명령 발생부는 각 각 정전류, 정전력, 정전압 모드로 구분하여 전류 명령을 발생한다. 그림 8은 전류 명령 발생부의 각 모드별의 전류명령에 대한 설명을 나타낸다. 정전류 제어 모드는 애초에 설계되었던 정격 전류로 전류 명령을 전달하는 모드가 된다. 부하조건이 변동이 없는 한 정전류 제어 모드로 동작하게 된다. 정전력 제어 모드는 부하조건이 변하게 되어 애초에 설계되었던 정격전력을 초과할 경우 정격전력을 유지시키게 하기위한 모드이다. 이 모드에서 전류 명령은 정격전력을 한계로 하여 현재 출력 전압으로 나눠준 값을 전류 명령으로 한다. 정전압 제어 모드는 부하조건이 작아질 경우 출력 전압이 설계한 최대 전압으로 제한하여 시스템을 보호해주기 위한 모드이다. 이 모드에서는 전압 제어를 사용하며, 전압 제어기의 전압 명령은 정전압 명령이다. 전압 제어기의 전압 명령과 실제 전압의 오차를 PI제어기를 통해 전류 명령을 생성하며 모드 별 전류 연속성을 위하여 정전력과 정전압 경계점에서 전류 명령을 전향 보상한다. 이를 식으로 나타내면 아래와 같다.

$$i_{ref} = \frac{P_{max}}{V_{max}} + i_c \tag{1}$$

각 각의 전류 명령 모드는 동시에 진행이 되며 3개의 모드 중 전류 명령을 비교하여 가장 작은 값을 선택하여 전류제어기에 전류 명령을 전달하게 된다. 그림 9는 선박평형수용 PSFB 컨버터의 출력 전압에 따른 출력

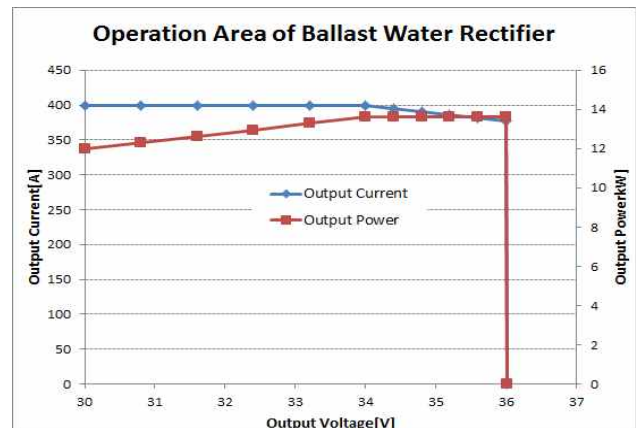


Fig. 9 Operation area of PSFB converter for ballast water system

전류 및 출력 전력을 나타내었다. 그림 9의 출력 조건으로부터 제안된 출력 전류 명령 발생부의 정전력 제어를 위한 P_{max} 는 13.6[kW]로 정전압 출력 제어를 위한 V_{max} 를 36[V]로 설정할 수 있다. 만약 PSFB 컨버터가 최대 부하 조건으로 운전한다고 가정하여 제안된 전류 명령 발생부의 동작을 살펴보자. 최대 부하 운전 조건의 경우 출력 전압 34[V] 미만으로 정전류 제어기의 전류 명령이 가장 작은 값을 갖는다. 이 때 정전력 제어기의 전류 명령은 13.6[kW]를 현재의 전압 값으로 나눈 값으로 400[A]보다 큰 값이다. 또한 정전압 제어기의 경우 출력 전압이 출력 전압 지령에 도달하지 않았으므로 제어기 이득에 따라 큰 전류 명령을 갖게 된다. 정전력 동작 영역인 출력 전압 34[V]~36[V] 영역에서는 정전력 제어기의 전류 명령이 가장 작은 값을 갖는다. 36[V] 초과시 정전압 제어기의 전류 명령이 가장 낮은 값을 갖는다. 이에 따라 정전류, 정전압, 정전력 제어에 의한 전류 명령 중 가장 작은 값을 전류 제어 명령으로 전류 제어기에 인가하면 PSFB 컨버터의 출력 영역이 그림 8과 같은 동작 영역을 가지게 된다. PSFB 컨버터의 출력 부하가 최대 부하 조건이 아니라면, 위의 제안된 전류 명령 발생 부를 활용하면 정전류 모드에서 정전압 모드로 바로 진입할 수 있게 된다.

3.2 전압 제어기 및 전류 제어기 설계

제안된 전류 명령 발생부에서 발생한 전류 명령을 실제 전류가 추종하기 위한 전류 제어기와 전류 명령 발생부를 위한 전압 제어기의 설계가 필요하다. 제어기 설계를 위해 선박 평형수를 위한 PSFB 컨버터의 파라미터를 정리하면 표 1과 같다. 전류제어기 설계를 위해서는 PSFB 컨버터의 듀티 변동에 대한 출력 전류 응답의 전달 함수를 그림 6을 이용하여 구하면 식 (2)과 같다.

$$G_{i,d}(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = nV_{IN} \frac{sC_o + \frac{1}{R}}{s^2L_oC_o + s\left(\frac{L_o}{R} + C_oR_d\right) + \frac{R+R_d}{R}} \quad (2)$$

여기서, $R_d = 4n^2L_{lk}f_s$ 이며 R_d 는 L_{lk} 의 함수이다[5].

L_o 은 출력 인덕턴스, C_o 는 출력 캐패시턴스, V_g V는 컨버터 입력전압, n 은 변압기 턴 비, R 은 부하 저항, \hat{d} 는 소신호 컨버터 능동 듀티, \hat{i}_L 은 소신호 인덕터 전류를 의미한다. 그림 10는 듀티 변동에 대한 출력 전류 응답에 대한 보드 선도(Bode Plot)이다. PSFB 컨버터의 전류응답은 식(1)의 전달 함수를 통해 한 개의 영점과 두 개의 극점을 가지나, $R \ll R_d$ 인 경우 영점과 극점이 상쇄가 가능하다. 본 컨버터의 경우 대용량 컨버터로 부하 저항이 매우 작으므로 단일 극점을 갖는 단순한 시스템으로 나타낼 수 있다. 전류 제어기의 대역폭을 스위칭 주파수의 1/20이 되도록 1[kHz]로 설계 하며 제어기

Table 1 PSFB converter design parameter

Item	Mark	Value	Unit
Rated output power	P_{no}	13.6	kW
Rated output voltage	V_{no}	34	V
Rated output current	I_{no}	400	A
Input voltage	V_g	550	V
Turn ratio(N_2/N_1)	n	0.125	-
Leakage inductance	L_{lk}	16.5	μH
Secondary inductance	L_o	3	μH
Switching frequency	f_{sw}	20	kHz

는 단일 극점 시스템이므로 식 (3)로 나타내어지는 간단한 PI제어기로 설계가 가능하다.

$$G_{ic}(s) = \frac{ki \left(\frac{kp}{ki} s + 1 \right)}{s} = \frac{ki \left(\frac{s}{\omega_{pi}} + 1 \right)}{s} \quad \left(\because \omega_{pi} = \frac{ki}{kp} \right) \quad (3)$$

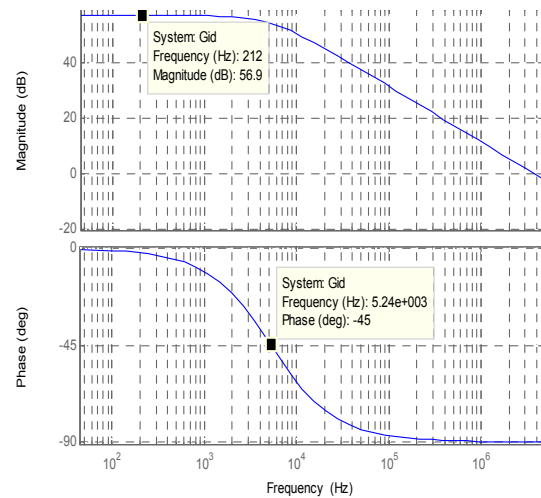


Fig. 10 Bode plot of the current response of the PSFB converter

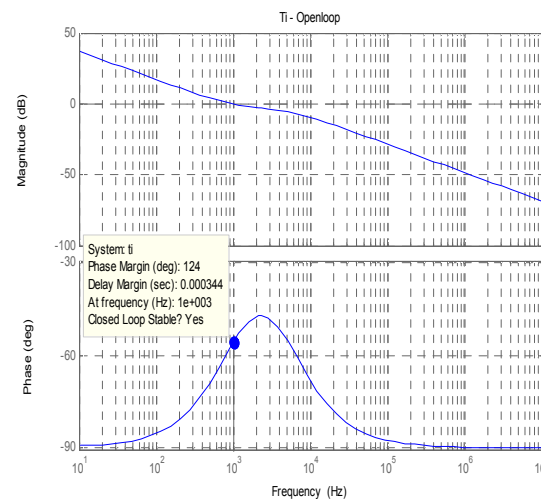


Fig. 11 Bode plot of the compensated current response(open-loop) of the PSFB converter

PI제어기로 설계된 전류제어기로 보상된 개루프 보드 선도를 그림 11에 나타내었다. 그림 11에서 알 수 있는 바와 같이 전류제어기 설계를 통해 위상 여유와 이득 여유를 충분히 확보한 것을 확인 할 수 있다.

한편, 전압제어기 설계를 하기 위해 전류 제어와 유사하게 그림 6으로부터 PSFB 컨버터의 듀티 변동에 대한 출력전압 응답을 전달함수로 구하면 식(4)과 같다.

$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = n V_{IN} \frac{1}{s^2 L_o C_o + s \left(\frac{L_o}{R} + C_o R_d \right) + \frac{R + R_d}{R}} \quad (4)$$

$$G_v(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_L(s)} = \frac{R}{sRC + 1} \quad (5)$$

식(5)는 PSFB 컨버터의 출력전류에 대한 출력 전압 응답을 전달함수로 나타내었다. 그림11는 PSFB 컨버터의 전압 응답 보드 선도(Bode Plot)이다. PSFB 컨버터의 전압응답 보드 선도를 통해 2MHz부근에서 단일 극점을 가진다는 것을 알 수 있다. 그림 12의 PSFB 컨버터의 전압 응답을 이용하여 전압제어기를 설계하며, 전압제어기의 대역폭은 전류제어기 대역폭의 1/10주파수인 100[Hz]부근으로 설계한다. PSFB 컨버터의 소신호 전압 응답의 극점이 전압 제어기의 대역폭보다 큰 주파수에 있으므로, 전압 제어기는 PI제어기와 페루프 대역폭 부근의 개루프 이득을 낮춰 주기 위한 극점을 추가한 형태로 전류 제어기를 설계한다. 식 (6)는 설계된 전압제어기의 전달함수이다.

$$G_{vc}(s) = \frac{ki \left(\frac{kp}{ki} s + 1 \right)}{s \left(\frac{s}{\omega_p} + 1 \right)} = \frac{ki \left(\frac{s}{\omega_{pi}} + 1 \right)}{s \left(\frac{s}{\omega_p} + 1 \right)} \left(\because \omega_{pi} = \frac{ki}{kp} \right) \quad (6)$$

그림 13은 전압제어기로 보상된 전압 응답의 개루프 보드 선도이다. 그림 13에서 보듯이 전압제어기 설계를 통해 위상 여유와 이득 여유를 충분히 확보하였으며 페루프 대역보다 높은 주파수에서 이득을 충분히 낮춰준 것을 확인 할 수 있다.

4. 모의 해석 및 실험 결과

본 장에서는 시뮬레이션과 실험을 비교 분석하여 제안한 제어기의 유용성을 입증한다.

4.1 시뮬레이션 결과

본 논문에서 제안한 선박 평형수를 위한 PSFB 컨버터 제어 알고리즘의 타당성을 검증하기 위하여 시뮬레이션을 실시하였다. 시뮬레이션은 MATLAB/ SIMULINK와 PSIM을 연동하여 진행하였다. 시뮬레이션 및 실험

에서 사용된 PSFB 컨버터의 파라미터는 표 1에 나타난 값과 동일한 파라미터를 사용하였다. 그림 14는 각각 시간에 따라 부하를 100%, 82%, 26%로 감소 시켰을 경우에 대한 모의해석 결과로 얻어진 전압, 전류, 전력의 실효값을 나타낸 파형이다. 100% 부하일 경우 정전류 제어기의 전류 명령이 가장 작으므로 400A로 정전류 모드로 제어되며, 82% 부하일 경우 정전력 제어기의 전류 명령이 가장 작으므로 정전력 모드로 제어된다. 26% 부하로 부하가 작아질 경우 정전압 모드로 제어되는데, 정전압으로 모드 전환 시 약간의 오버 슈트(Over Shoot)이 존재하게 된다. 이는 전압 제어기의 대역폭에 의한 전압 오버 슈트로, 설계 시 내압의 여유를 주어 설계하여야 한다. 그림 15는 각각 시간에 따라 부하를 26%, 82%, 100%로 증가 시켰을 경우에 대한 모의해석 결과로 얻어진 전압, 전류, 전력 파형의 실효값을 나타낸 파형이다. 26% 부하일 경우 정전압을 초과하여 정전압 제어기의

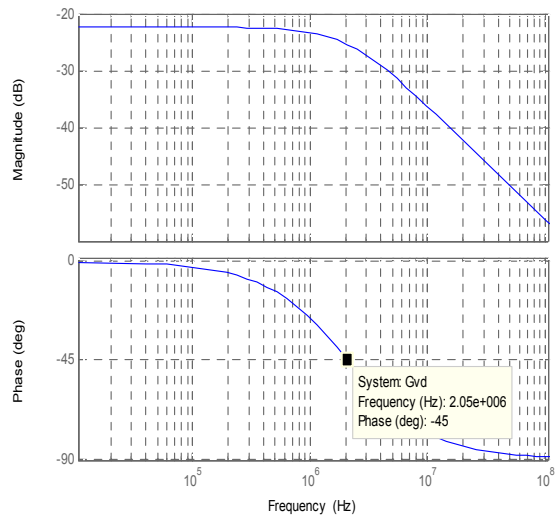


Fig. 12 Bode plot of the voltage response of PSFB converter

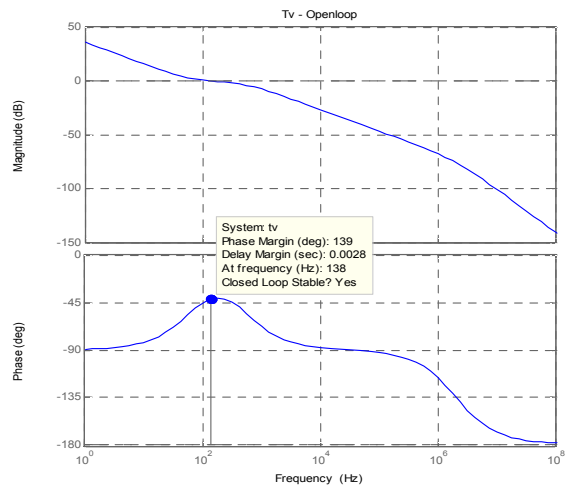


Fig. 13 Bode plot of the compensated voltage response(open-loop) of PSFB converter

전류 명령 값이 작으므로 정전압 모드로 제어된다. 82% 부하 조건에서는 정전력 한계값을 초과하여 정전력 모드로 제어가 되며 26%의 부하조건이 82%의 부하조건으로 바뀌게 될시 순간적인 모드 변환으로 인해 언더 슈트(Under Shoot)이 발생하게 되며, 이는 정전력 운전에 진입하기 전에 잠깐 발생하는 것으로 PSFB 컨버터의 동작에 무리는 없다. 100% 부하조건에서는 정전류 제어기의 400A 정전류 명령에 따라정전류 모드로 제어가 된다. 그림 16와 그림 17, 그림18은 각각 100%, 82%, 26% 부하에서 동작하는 출력 전류와 1차측 변압기 전압, 1차측 전류, 2차측 변압기의 전압 확대 파형이다. 앞서 언급한 PSFB 동작 원리에 따라 동작을 하며 부하가 작아 지더라도 ZVS동작을 하는 것을 알 수 있다.

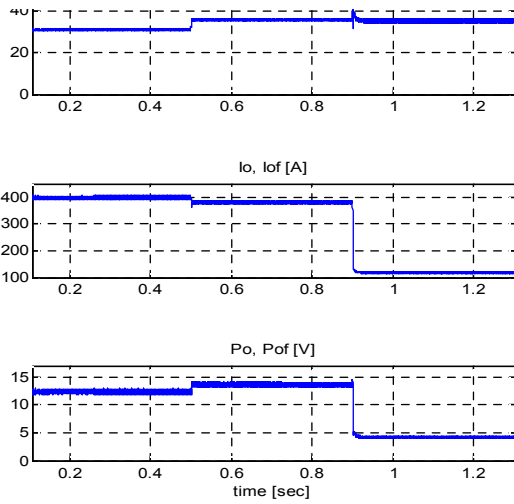


Fig. 14 Current command of each mode-specific condition. (load : 100% →82% →26%)

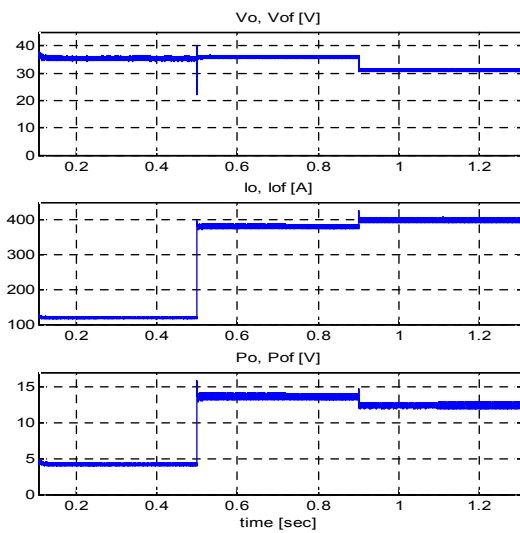


Fig. 15 Current command of each mode-specific condition. (load : 26% →82% →100%)

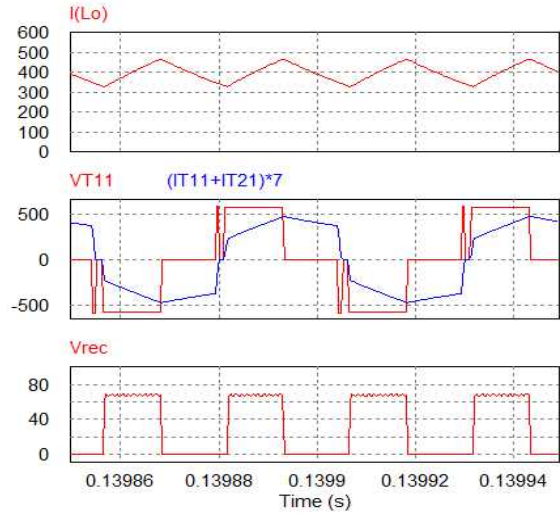


Fig. 16 Constant current operation(load : 100%)

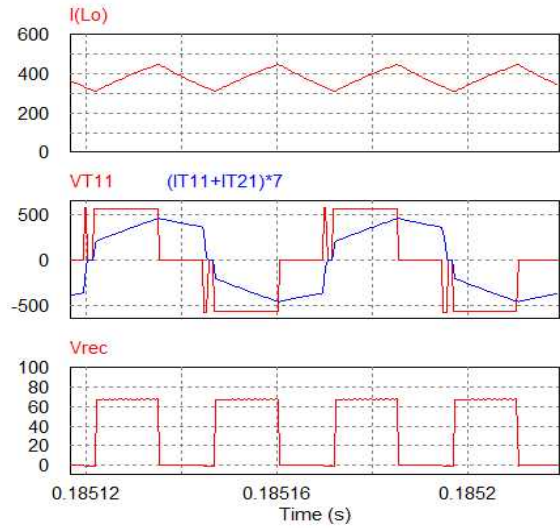


Fig. 17 Constant power operation(load : 82%)

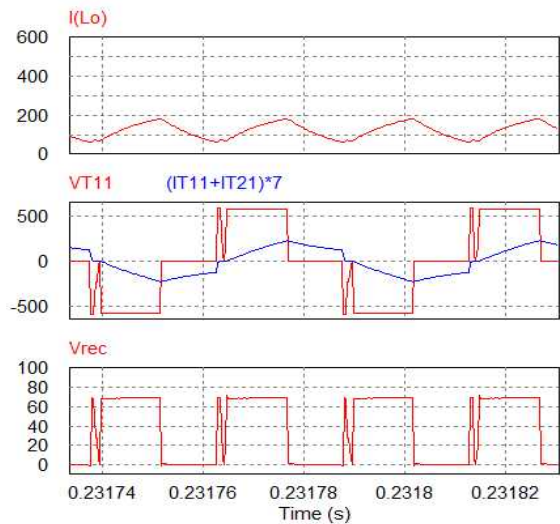


Fig. 18 Constant voltage operation(load : 26%)

한편, 2차측 다이오드가 모두 도통되어 1차측 전류가 급격히 증가하는 Mode 1과 Mode 2에서 전압이 순간적으로 영전압이 되는 현상이 발생하는데, 이는 변압기의 내부 누설 인덕턴스 값이 작아 데드타임 동안 1차측 전류의 값이 영전류가 되어 발생하는 현상으로 이로 인해 전력용 반도체가 영전압 스위칭이 되지 않는다. 이런 경우 변압기 외부에 다소 큰 값의 누설 인덕터를 직렬로 연결을 하면 이 문제를 해결할 수 있으나, 이는 시스템의 체적을 증가시키는 문제가 발생된다. 또한 선박 평형수 처리용 PSFB 컨버터의 입력 전압은 3상 380V를 다이오드 정류한 전압으로 DC 링크 전압이 높아 IGBT를 사용하며, IGBT의 경우 턴 오프 손실에 비해 턴 온 손실의 비중이 작아 누설 인덕터 추가로 인한 효율 개선효과가 상대적으로 작아서 적용하지 않았다.

4.2 실험 결과

제안한 선박 평형수 처리용 PSFB 컨버터 제어 알고리즘의 타당성을 검증하기 위하여 모의해석과 동일한 조건으로 실험을 실시하였다. 그림 19은 실험을 하기 위해 제작된 선박평형수 처리를 위한 PSFB 판넬이다. 판넬의 내부를 보면 좌측에는 제어 보드가 자리해 있으며 중간에는 입력 전압 캐패시터, 우측에는 입력 전압 정류기 부분이 자리해 있다. PSFB 회로는 적층 구조로 하여 아래층에 자리해 있다.

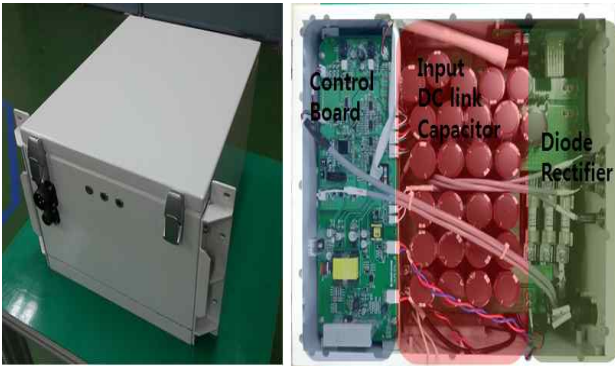


Fig. 19 Inside the panel and control panel

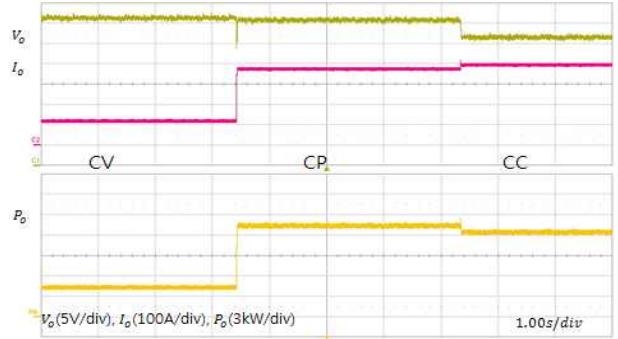


Fig. 21 Current command of each mode-specific condition. experiment (load : 26% →82% →100%)

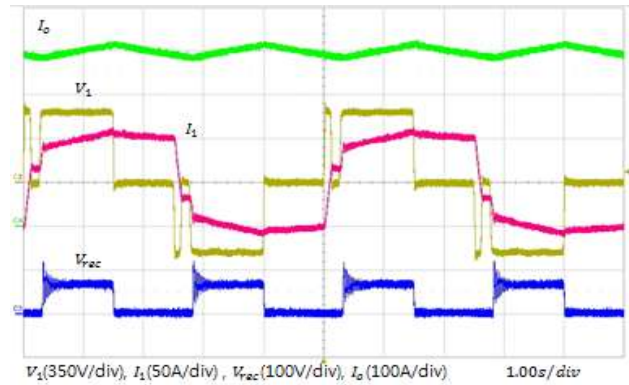


Fig. 22 Constant current operation(load : 100%)

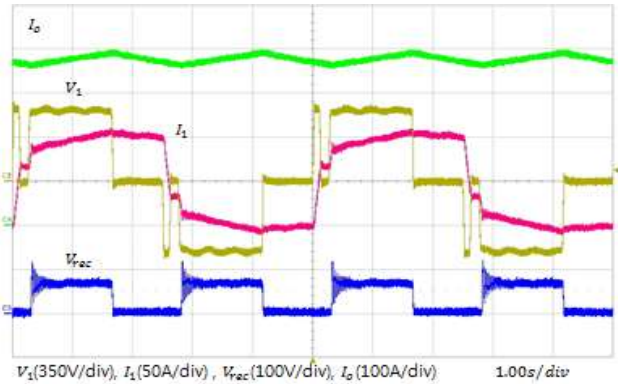


Fig. 23 Constant power operation(load : 82%)

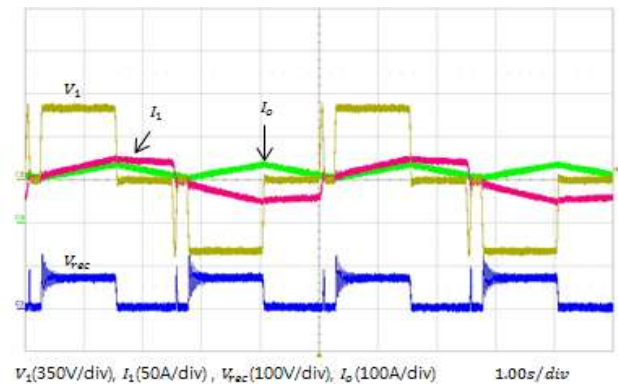


Fig. 24 Constant voltage operation(load : 26%)

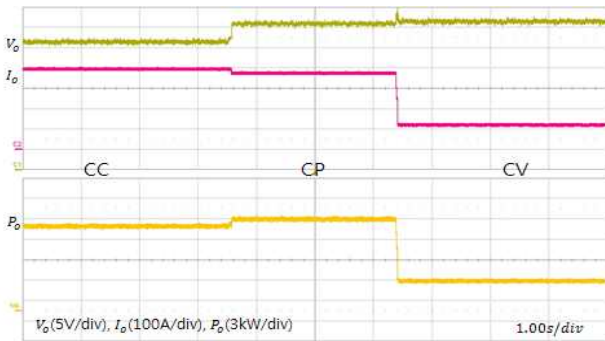


Fig. 20 Current command of each mode-specific condition experiment(load : 100% →82% →26%)

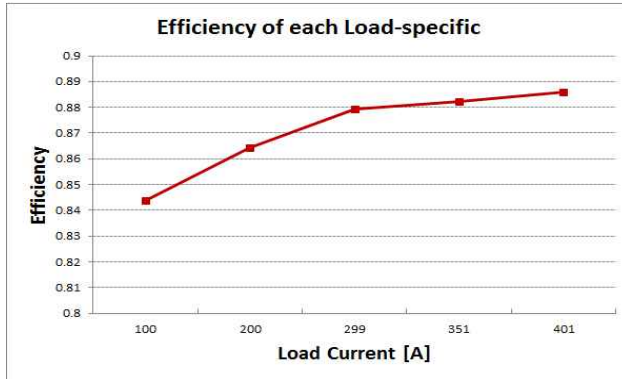


Fig. 25 Efficiency of each load-specific

그림 20은 각각 시간에 따라 부하를 100%, 82%, 26%로 감소 시켰을 경우 실험으로 얻어진 전압, 전류, 전력 파형의 실효값을 나타낸다. 그림 14과 동일하게 100% 부하일 경우 400A로 정전류 모드로 제어되며, 82% 부하일 경우 정전력 제어기의 전류 명령이 가장 작으므로 정전력 모드로 제어된다. 26% 부하일 경우 정전압을 초과하여 정전압 모드로 제어가 되었으며 모의해석과 유사한 오버슈트를 가지고 있다. 그림 21는 각각 시간에 따라 부하를 26%, 82%, 100%로 증가 시켰을 경우 실험으로 얻어진 전압, 전류, 전력 파형의 실효값을 나타낸다. 그림 15와 동일하게 26% 부하일 경우 정전압을 초과하여 정전압 모드로 제어된다. 82%부하 조건에서는 정전력 모드로 제어가 되며 모의해석과 유사하게 26%의 부하조건이 82%의 부하조건으로 바뀌게 될 때 순간적인 모드 변환으로 인해 언더 슈트가 발생하게 된다. 100% 부하 조건에서는 정전류 제어기의 400A 정전류 명령에 따라 정전류 모드로 제어가 된다. 그림 22, 그림 23, 그림 24는 각각 정전류 모드, 정전력 모드, 정전압 모드로 PSFB 컨버터가 동작될 때 1차측 전압과 전류, 2차측 전압과 출력전류를 확대한 파형이다. 시뮬레이션과 유사한 현상이 발생하였으나 IGBT를 사용하므로 문제가 되지 않았다. 그림 25는 선박 평형수 각 부하별 효율을 나타낸 그래프이다. 부하가 커질수록 효율이 높아지는 것을 알 수 있으며, 정격 최대 부하 조건에서 89%의 효율을 가짐을 알 수 있다.

5. 결 론

본 논문에서는 부하 조건에 따른 전류 명령, 전력 명령, 및 전압 명령을 추종하는 출력 제어 알고리즘을 제안하였다. 선박 평형수는 해수의 양과 염도에 따라 달라지는 부하 조건으로 인하여 특정 전류로 제어하게 되면, 과도한 출력 전압으로 인하여 시스템의 신뢰성에 영향을 미치게 된다. 이에 따라 전기 분해 방식의 절연형 컨버터를 PSFB Converter를 설계하여 부하 조건에 따라,

정전류, 정전압, 정전력으로 제어하는 알고리즘을 제안하였다. 본 논문에서 제안된 선박평형수 처리를 위한 PSFB 출력 제어알고리즘을 통해 부하 조건에 따른 전류 명령, 전력 명령, 및 전압 명령을 잘 추종하는 것을 모의해석 및 실험 결과를 통해 입증하였다.

본 연구는 2011년도 지식경제부의 재원으로 한국에너지기술평가원(KETEP)의 지원을 받아 수행한 연구 과제입니다. (No. 20114010203030)

본 연구는 (주)동아일렉콤의 연구비 지원을 받아 수행한 과제입니다.

References

- [1] IMO, "Ballast Water Performance Standard," *Regulation D-2 1/2*, 2004.
- [2] IMO, "Guideline for Approval of Ballast Water Management System (G8)," *RESOLUTION MEPC.174(58)* Adopted on 10 Oct. 2008.
- [3] Tae-O Kim, Sun-Kwon Lee, Gyu-Hong Kang, "A Study on the Ballast Water Treatment System for the Laboratory Test," *Annual Conference of the KIPE*, pp. 136-137, Jul. 2011.
- [4] Won-Woo Cho, Jin-Young Kim, In-Dong Kim, Eui-Cheol Nho, Gang-Woo Goh, and Sang-Bum 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.
- [5] Vlatko Vlatkovic, Juan A. Sabate, Raymond B. Ridley, Fred C. Lee, Bo 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.
- [6] David J. Hamo, "A 50W, 500kHz, Full-Bridge, Phase Shift, ZVS Isolated DC to DC Converter Using HIP4081A," *Intersil Intelligent Power Application No. AN9506*, pp. 2, April 1995.
- [7] Robert W. Erickson, Dragan Maksimovic, "Fundamentals of Power Electronics Second Edition," *Kluwer Academic Publishers*, pp. 331-340, 2001.
- [8] <http://www.ballastwater-treatment.org/product-list/electro-cl-teen-system>.
- [9] Yun-Sung Kim, Min-Hee Jeon, Jong-Hyug Kim, Gwi-Cheol Park, Byoung-Kuk Lee, "Development of a 20kw power supply module for ballast water treatment systems," *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, 2012 IEEE.



이상리(李相梨)

1987년 12월 9일생. 2012년 충주대 제어계측공학과 졸업. 2012년~현재 한국교통대 대학원 제어계측공학과 석사과정.



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 학술위원.



조관열(趙官烈)

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



정호철(鄭虎喆)

1973년 2월 7일생. 2012년 한경대 전자공학과 졸업. 1993년~현재 동아일렉콤 전원연구소 책임연구원.



김종혁(金鐘赫)

1974년 8월 12일생. 2001년 명지대 전자공학과 졸업. 2000년~현재 동아일렉콤 전원연구소 책임연구원.



박귀철(朴貴哲)

1963년 11월 8일생. 1989년 한양대 전기공학과 졸업. 1996년 한양대 산업대학원 졸업(석사). 2008년 목포대 전기공학과 졸업(공학박). 1988년~현재 동아일렉콤 전원연구소 연구소장.