한국해양환경·에너지학회지
J. Korean Soc. Mar. Environ. Energy
Vol. 22, No. 2, 84-94, May 2019

https://doi.org/10.7846/JKOSMEE.2019.22.2.84
ISSN 2288-0089(Print) / ISSN 2288-081X(Online)

Original Article

진동수주형 파력발전시스템의 전력변환장치 제어를 위한 PWM 기법 비교

노 찬[1] · 김경환[2] · 김재혁[3] · 홍기용[4,†]

[1]한국해양과학기술원 부설 선박해양플랜트연구소 해양플랜트·에너지연구본부 연구원
[2]한국해양과학기술원 부설 선박해양플랜트연구소 해양플랜트·에너지연구본부 선임연구원
[3]원광대학교 전기공학과 교수
[4]한국해양과학기술원 부설 선박해양플랜트연구소 해양플랜트·에너지연구본부 책임연구원

A Comparison of PWM methods for Power Converter of OWC Wave Power Generation System

Roh Chan[1], Kyong-Hwan Kim[2], Jae Hyuck Kim[3], and Keyyong Hong[4,†]

[1]Researcher, Offshore Plant and Marine Energy Research Division, Korea Research Institute of Ships & Ocean Engineering, Daejeon 34103, Korea
[2]Senior Researcher, Offshore Plant and Marine Energy Research Division, Korea Research Institute of Ships & Ocean Engineering, Daejeon 34103, Korea
[3]Professor, Department of Electrical Engineering, Wonkwang University, Iksan 54538, Korea
[4]Principal Researcher, Offshore Plant and Marine Energy Research Division, Korea Research Institute of Ships & Ocean Engineering, Daejeon 34103, Korea

요 약

본 논문에서는 전기적 제어를 이용한 파력발전장치 제어를 위해 영구자석발전기(PMSG)와 전력변환장치의 모델링을 진행하였고, 기존의 간단하게 구성된 벡터 제어를 기반으로 전력변환장치의 효율 향상을 위한 개선된 펄스 폭 변조(PWM) 방법을 제안한다. 연속 공간 변조 방식을 사용하는 기존 벡터 제어의 기준 전압에 불연속 스위칭 동작을 할 수 있는 옵셋 전압을 인가해 변형된 기준 전압을 만든다. 변형된 기준 전압은 전류의 피크 부분에서 전력변환장치의 스위칭을 변화시키지 않으므로 스위칭 손실을 저감시킬 수 있고, 전력변환장치의 효율을 향상시킬 수 있다. 결과적으로 제안하는 방법의 성능 검증을 위해 기존 벡터 제어와 제안하는 벡터 제어는 동일한 시뮬레이션 조건에서 성능 비교를 진행하였다.

Abstract – In this paper, modeling of permanent magnet generator (PMSG) and power converter has been carried out to control the wave energy conversion using electrical control, and pulse width modulation (PWM) method has been proposed to improve the efficiency of power converter based on the conventional simple constructed vector control. An offset voltage capable of discontinuous switching operation is applied to a reference voltage of a conventional vector control using a continuous space vector modulation method to produce a modified reference voltage. The modified reference voltage does not change the switching of the power converter at the peak portion of the current, so that the switching loss can be reduced and the efficiency of the power converter can be improved. As a result, the performances of the proposed method are compared with that of the conventional vector control under the same simulation conditions.

Keywords: Permanent Magnet Linear Synchronous Generator(PMSG, 영구자석동기발전기), Power Conversion System(전력변환장치), Oscillating Water Column(OWC), Continuous-Space vector Pulse width modulation(연속 공간 변조), Discontinuous-Pulse width modulation(불연속 공간 변조)

†Corresponding author: khong@kriso.re.kr

1. 서 론

오늘날 환경 문제에 대한 이슈와 화석 에너지 고갈로 인해 신재생에너지의 활용을 통한 새로운 발전 방식에 대해 관심이 높아지고 있다(Cho[2015]). 많은 신재생에너지가 대체 에너지원으로 고려되고 있지만 그 중에서도 에너지 밀도가 매우 높은 에너지원인 해양에너지에 대한 관심이 높은 가운데 여러 연구가 진행되고 있다. 국토 면적은 좁지만 바다에 인접한 특징을 갖는 한국의 지형 특성상 해양에너지가 유용한 자원이 될 것이며, 파랑에너지에 대한 활용이 중요할 것이다.

파랑에너지를 이용한 발전장치 중에서 진동수주(Oscillating Water Column, OWC) 파력발전장치는 기계 부품이 해수에 잠기지 않기 때문에 상대적으로 다른 형태에 비하여 안정적이다(Drew *et al.*[2009]). OWC는 19세기부터 바다에서 길을 안내하기 위한 안개 경보용으로 연구되어왔다. 이러한 기술을 바탕으로 항해 부표의 조명의 전기를 공급하기 위해 1947년부터 OWC 발전 장치를 적용해 왔다(Heath[2012]). 1970년대 이후로 계통에 연계하여 더 많은 전력을 공급하는 OWC 발전 장치를 연구하기 시작하였지만 개발 및 유지보수 비용, 수명 문제로 인해 OWC의 확산에 제한이 생겼다. 파력발전장치는 수 년 동안 상업화를 위해서 많이 노력하고 있고, 최근의 몇몇의 회사가 바다에서 파력발전장치 개발을 시도하기 시작했으며 그 중에서 OWC가 방파제 역할로서 가장 좋은 평판을 얻고 있다.

파력발전의 제어 방안은 크게 기계적 제어(Falcao *et al.*[2012]; Babarit and Clement [2006]; Falcao[2007]; Cho *et al.*[2011]), 전기적 제어(Luan *et al.*[2009]; Wang *et al.* [2008]; Aubry *et al.*[2012])로 구분할 수 있다. 기계적/전기적 통합 제어도 연구는 되었지만, 연구 결과가 많지는 않다(Alberdi *et al.*[2012]). 파력발전장치 제어를 위한 기계적 제어 방법은 위상 제어(Falcao *et al.* [2012]), 래칭 제어(Babarit and Clement [2006]), 최적 제어(Falcao[2007]), 밸브 제어(Cho *et al.*[2011]) 등 다양한 방법이 연구되었고, 전기적 제어 방법은 Proportional Integral(PI) 제어(Luan *et al.*[2009]), 전력 제어(Wang *et al.*[2008]), 전류 제어(Aubry *et al.*[2012]) 등 다양한 방법이 연구되었다. 하지만 전기적 제어 기법보다 파력발전을 위한 제어 방법은 입사파와 공진조건을 이용한 기계적 제어 방식들이 대부분 연구 되었고, 이는 전력변환장치(Power Conversion System, PCS)의 제어기 구현에 어려움을 제공하였다(Park *et al.*[2016]). 논문(Park *et al.*[2016])에서는 전력변환장치 모델링을 통한 단순하고 간단한 벡터제어기법(Space Vector PWM, SVPWM)을 제안했다. 논문 (Park *et al.*[2016])에서는 2상 회전좌표계에서 D축, Q축 전류 제어를 통해 파력발전장치를 제어하였고, 이는 빠른 응답성과 높은 효율을 나타내었다. 하지만 여기서 제안된 벡터 제어 방법은 연속 공간 벡터 변조 방식(Continuous-SVPWM, C-SVPWM)을 사용하기 때문에 스위칭 개수가 증가한다. 이에 따라 전력변환장치의 손실이 증가할 수 밖에 없고, 전력변환장치의 효율을 감소시키는 요인이 된다.

본 논문에서는 파력발전장치 제어기 성능 확인을 위한 영구자석 동기발전기(PMSG)와 전력변환장치의 모델링을 진행하였고, 기존의 C-SVPWM을 이용한 벡터 제어 방법이 아닌 전력변환장치의 효율 향상을 위한 개선된 벡터 제어 방법을 제안하였다. 기존의 벡터 제어와 마찬가지로 2상의 회전좌표계에서 D축, Q축 전류 제어를 통해서 발전기의 댐핑을 조절할 수 있지만, 전류의 피크 부분에서 불연속 공간 벡터 변조 방식(Discontinuous-SVPWM, D-SVPWM)을 통해 전력변환장치의 손실 감소 및 효율 향상을 얻을 수 있다. 기존의 방법은 구간에 상관없이 연속적인 스위칭 동작을 하기 때문에 스위칭 개수가 증가하고 이는 스위칭 손실을 증가시킨다. 하지만 제안하는 방법은 기준 전압에 불연속 스위칭 동작을 위한 옵셋 전압 인가를 통해 새로운 기준 전압을 생성하고 이를 통해 D-SVPWM 방법을 사용한다. 이전에 제안되었던 D-SVPWM 방법은 상전압 피크 부분에서 60° 불연속 구간을 위한 옵셋 전압을 계산했다(Jeong *et al.*[2017], Yoo *et al.*[2015]). 이는 손실에 직접적으로 영향을 주는 상전류를 고려하여 옵셋 전압을 계산하지 않았기 때문에 손실 저감에 큰 영향을 줄 수 없다. 그래서 제안하는 방법은 상전류 기반의 옵셋 전압을 계산하고, 상전류 피크 부분에서 60° 불연속 구간 설정한다. 이를 통해 제안하는 방법은 전체적으로 높은 스위칭 손실 저감을 통해 전력변환장치의 전체 효율 향상을 기대할 수 있다. 제안하는 방법의 제어기 성능을 검증하기 위해 250 kW급 파력발전장치를 PSIM을 통해 시뮬레이션을 진행하였고, 결과 분석을 통해 제안하는 방법의 성능을 입증한다.

2. OWC 파력발전장치를 위한 기존 제어 방법

2.1 파력발전장치를 위한 전력변환장치 구성

본 연구에 사용되는 OWC 파력발전장치는 Fig. 1에 나타난 것처럼 제주도 한경면 용수리에 설치된 500 kW급 용수파력발전장치 구조처럼 구성되어 있다. OWC 파력발전장치는 파도에너지를 기계적에너지로 변환하고, 최종적으로 기계적 에너지를 전기에너지로 변환한다. OWC 파력발전장치는 파랑에 의한 챔버 내의 공기가 상하로 진동하고 이에 따라 공기가 외부/내부로 왕복 운동을 한다. 왕복 운동하는 공기가 블레이드를 통과함으로써 터빈을 회전시키게

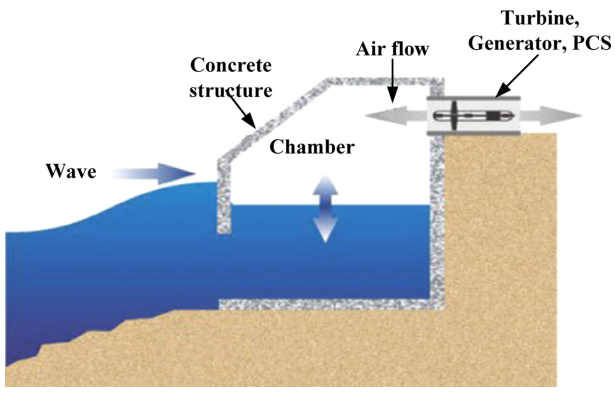

Fig. 1. Construction diagram of OWC wave power generator.

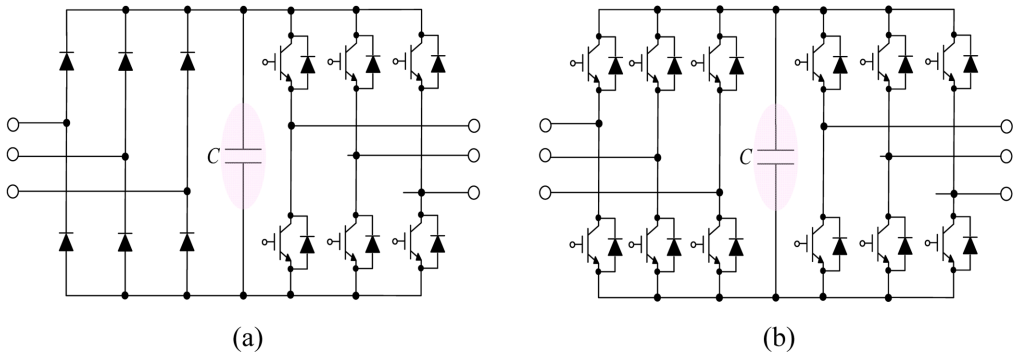

Fig. 2. Power converter type: (a) Diode rectifier type (D-converter), (b) Back to Back converter type (BTB-converter).

되고 이는 기계적 에너지로 변환한다. 터빈으로 전달된 기계 에너지는 발전기를 통해 전기 에너지로 변환된다. 하지만 신재생에너지 특성상 일정하지 않는 전압이 발생하기 때문에 이렇게 전달된 에너지는 전력변환장치(Power Conversion System, PCS)를 거쳐 일정한 전압과 주파수를 갖는 전기적에너지로 변환한다. 즉, 기계적 에너지를 통한 발전기의 출력은 변화하는 주파수와 전압의 크기를 갖는 전기적 에너지이기 때문에 계통에 연계하여 파력발전장치를 운행하기 위해서는 PCS가 필수적으로 필요하다.

PCS는 다양한 토폴로지를 가지고 있다. 그 중에서 국내의 파력발전장치는 Fig. 2에 나타난 것처럼 2가지 형태의 전력변환장치가 있다. Fig. 2의 (a)는 제주시 한경면 용수리에 위치한 파력시험장에 설치된 300 kW급 부유진자형 파력발전장치에 사용되었고, Fig. 2의 (b)는 동일한 위치에 500 kW급 용수파력발전장치에 사용되었다. 각각의 토폴로지는 장단점을 갖고 있다. Fig. 2(a)에 나타난 토폴로지(D-converter)는 가격이 저렴하고, 제어가 간단하다는 장점을 갖고 있지만 입/출력 제어의 범위에 한계가 있다. 그래서 일반적으로 소용량(~수십 kW급) PCS에 사용된다. Fig. 2(b)에 나타난 토폴로지(Back to Back(BTB) converter)는 제어의 범위가 넓지만, 가격이 상승하고 제어가 복잡해지는 단점을 갖고 있다. 그래서 가격이 증가하더라도 성능이 중요한 대용량 전력변환장치에 사용된다. 본 논문은 수 백 kW급 OWC 파력발전장치를 위해 입/출력 제어의 범위가 넓고 대용량 전력변환장치에 적합한 BTB converter를 사용하여 분석을 진행하였다.

2.2 발전기 측 전력변환장치 모델링

Fig. 3에는 BTB converter 토폴로지의 발전기 측 제어를 위한 블록 다이어그램이 나타나 있다. 상위 제어기는 발전기의 속도를 제어하는 속도제어기로 구성하였고, 하위 제어기는 발전기의 토크, 파워, 그리고 전류를 제어하기 위한 전류제어기로 구성하였다. 전류제어기의 출력은 C-SVPWM을 이용해서 발전기 측 컨버터를 제

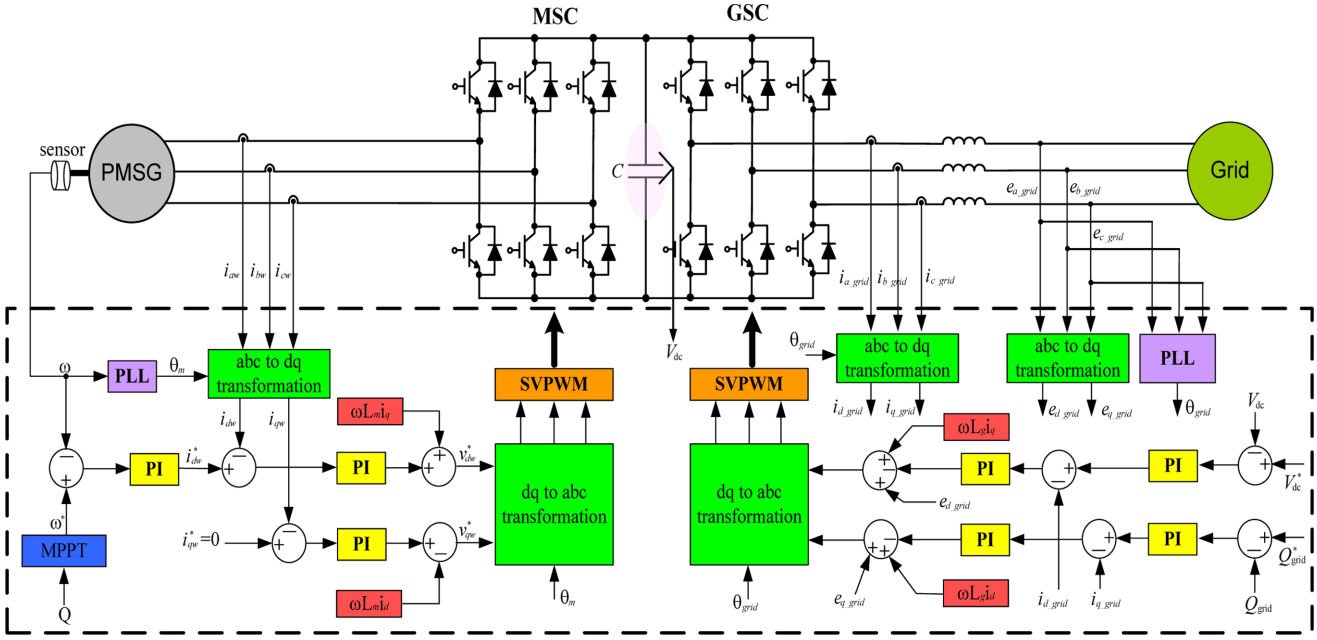

Fig. 3. Conventional vector control block diagram for controlling power converter of OWC wave power system.

어하였다. 발전기 측 컨버터를 제어하는 이유는 발전기에서 최대의 파워를 출력해야하기 때문이다. 즉, 발전기에서 최대의 파워를 만들어내는 발전기의 속도를 기준 속도로 속도제어기를 구성한다.

발전기의 역기전력(Back-EMF)는 정현파이고, 자기포화(magnetic saturation)을 무시한다고 가정한다면 다음과 같이 발전기의 수학적 모델을 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} v_{aw} \\ v_{bw} \\ v_{cw} \end{bmatrix} = R_{sw} \begin{bmatrix} i_{aw} \\ i_{bw} \\ i_{cw} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{aw} \\ \lambda_{bw} \\ \lambda_{cw} \end{bmatrix} \tag{1}$$

여기서, λ_{aw}, λ_{bw}, λ_{cw}는 발전기 고정자의 각 상의 쇄교자속이고, i_{aw}, i_{bw}, i_{cw}는 각 상의 전류, 그리고 v_{aw}, v_{bw}, v_{cw}는 각 상의 전압을 나타낸다. 이를 *D-Q* 변환을 통해 회전좌표계로 식 (1)을 나타내면 식 (2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} v_{dw} \\ v_{qw} \end{bmatrix} = R_{sw} \begin{bmatrix} i_{dw} \\ i_{qw} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{qw} \\ \lambda_{dw} \end{bmatrix} - \omega_m \begin{bmatrix} \lambda_{qw} \\ \lambda_{dw} \end{bmatrix} \tag{2}$$

여기서 λ_{dw}, λ_{qw}는 회전 좌표계 상의 *D-Q* 쇄교자속, v_{dw}, v_{qw}는 회전 좌표계 상의 *D-Q* 전압, i_{dw}, i_{qw}는 회전 좌표계 상의 *D-Q* 전류를 각각 나타내고, 그리고 ω_m는 회전속도이다.

$$\lambda_{dw} = L_{qw} * i_{qw} \tag{3}$$

$$\lambda_{qw} = L_{dw} * i_{dw} + \Phi_f \tag{4}$$

여기서 Φ_f는 고정자 권선에 쇄교하는 자속을 나타내고, 그리고 이에 따른 전자기적 토크는 식 (5)에 나타나 있다.

$$T_{mw} = \frac{3}{2}(\Phi_f * i_{qw} + (L_{dw} - L_{qw}) * i_{dw} * i_{qw}) \tag{5}$$

2.3 계통 측 전력변환장치 모델링

Fig. 3에 OWC 파력발전시스템의 계통 측 전력변환장치 제어를 위한 블록 다이어그램이 나타나 있다. 계통 측 제어 시스템은 DC-Link 전압 제어와 계통에 보내는 무효 전력 제어의 기능이 필요하다. 계통 측으로 전압 방정식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} v_{a_inv} \\ v_{b_inv} \\ v_{c_inv} \end{bmatrix} = R_{grid} \begin{bmatrix} i_{a_grid} \\ i_{b_grid} \\ i_{c_grid} \end{bmatrix} + L_{grid} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{a_grid} \\ i_{b_grid} \\ i_{c_grid} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{a_grid} \\ e_{b_grid} \\ e_{c_grid} \end{bmatrix} \tag{6}$$

여기서, i_{a_grid}, i_{b_grid}, i_{c_grid}는 각 상의 계통 전류, 그리고 v_{a_inv}, v_{b_inv}, v_{c_inv}는 각 상의 인버터 전압을 나타내고 e_{a_grid}, e_{b_grid}, e_{c_grid}는 각 상의 계통 전압을 나타낸다. 이를 회전좌표계로 *D-Q* 변환을 하면 다음 식 (7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} v_{d_inv} \\ v_{q_inv} \end{bmatrix} = R_{grid} \begin{bmatrix} i_{d_grid} \\ i_{q_grid} \end{bmatrix} + L_{grid} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{d_grid} \\ i_{q_grid} \end{bmatrix} + \omega_e L_{grid} \begin{bmatrix} -i_{q_grid} \\ -i_{d_grid} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_{d_grid} \\ e_{q_grid} \end{bmatrix} \tag{7}$$

여기서, R_{grid}, L_{grid}는 인버터와 계통 사이의 임피던스이고, 여기서 인버터 *D-Q* 전압 v_{d_inv}, v_{q_inv}과 계통 *D-Q* 전류 i_{d_grid}, i_{q_grid}를 통해서 계통 측 유효 전력과 무효 전력을 구할 수 있다. 계통 측 유효/무효 전력은 다음 식 (8), (9)에 나타나있다.

$$P_{grid} = \frac{3}{2}(v_{d_inv} * i_{d_{grid}} + v_{q_inv} * i_{q_grid}) \tag{8}$$

$$Q_{grid} = \frac{3}{2}(v_{q_inv} * i_{d_{grid}} - v_{d_inv} * i_{q_grid}) \tag{9}$$

D-Q 변환을 통해 *D*축의 전류는 DC-Link 전압 제어가 가능하고, *Q*축의 전류는 계통으로 보내는 무효 전력의 제어가 가능하다.

2.4 기존의 연속 공간 벡터 변조 기법(Continuous-SVPWM, C-SVPWM)

Fig. 3에 나타난 것처럼 기준 전압을 만들고 BTB converter를 제어하기 위해서는 스위칭 신호를 만들어야 한다. 스위칭 신호를 만들기 위해서 PWM 방식을 사용하는데, 일반적으로 널리 사용되는 전압 변조 방식은 C-SVPWM이다.

C-SVPWM은 PWM 방식 중 하나로써 기준 전압 벡터를 벡터 공간상의 한 위치에 두고 기준 전압과 가까운 전압 벡터의 조합으로 스위칭 신호를 만든다.

Fig. 4(a)는 2-레벨 토폴로지의 공간 벡터도를 나타낸다. 2-레벨 토폴로지는 총 8개의 전압 상태(v_0~v_7)를 갖으며, 인접한 벡터를 기준으로 총 6개의 섹터로 구분할 수 있다. Fig. 4(a)에 나타난 것처럼 기준 전압(v^*)이 섹터 1에 있으면 인접한 전압 벡터(v_1, v_2, v_0)의 합으로 기준 전압(v^*)을 다음 식과 같이 계산할 수 있다.

$$v^* * T_s = v_1 * T_1 + v_2 * T_2 + v_0 * T_0 \tag{10}$$

$$T_s = T_1 + T_2 + T_0 \tag{11}$$

여기서 T_1, T_2, T_0는 각 전압 벡터(v_1, v_2, v_0)에 인가되는 시간이고, T_s는 샘플링 주기를 나타낸다. 각 벡터의 인가되는 시간 T_1, T_2, T_0는 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$T_1 = \frac{2}{\sqrt{3}} * T_s * M_i * \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta^*\right) \tag{12}$$

$$T_2 = \frac{2}{\sqrt{3}} * T_s * M_i * \sin(\theta^*) \tag{13}$$

$$T_0 = T_s - T_1 + T_2 \tag{14}$$

여기서, M_i는 모듈레이션 인덱스를 나타내고, θ^*는 기준 전압의 각을 나타낸다. 위에서 계산된 시간과 전압 벡터를 이용해 스위칭 신호를 만든다. Fig. 4(b)는 섹터 1일 때 PCS의 스위칭 패턴을 나타낸다.

하지만 연속 공간 벡터 변조 방식은 매 샘플링 주기마다 스위칭을 하기 때문에 수 백 [kW]급 이상의 대용량 파력발전시스템에서는 스위칭 손실이 과다하고 스위칭 주파수를 제한하여 사용해야 한다. 그래서 전력변환장치의 전류에 성능에는 영향을 거의 주지 않으면서 스위칭 손실을 저감할 수 있는 연구가 필요하다.

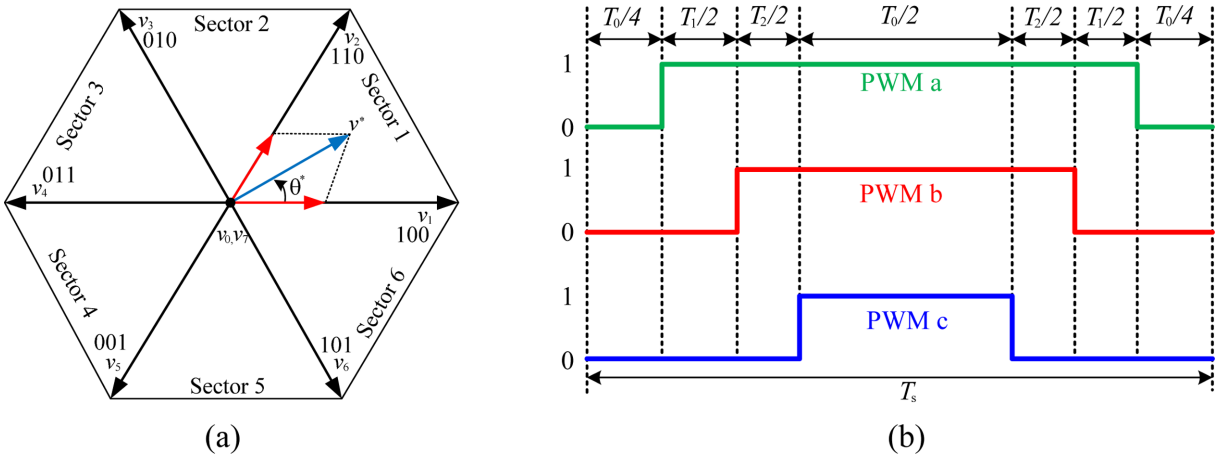

Fig. 4. (a) The space vector of the 2-level converter, (b) the switching sequence of space vector modulation according to sector 1.

3. OWC 파력발전장치의 효율 향상을 위한 불연속 변조 기법(Discontinuous-PWM, D-SVPWM)

일반적으로 널리 사용되는 C-SVPWM은 한 주기 동안 모든 스위치가 한 번씩 스위칭하는 전압 변조 방식이다. 하지만 스위칭 손실 저감을 위해 3상의 스위칭 중에 2상만 스위칭하는 D-SVPWM 방식이 있다. 불연속 구간을 어디에 설정하는가에 따라서 여러가지 변조 방식이 존재하지만, 본 논문에서 제안하는 방법은 불연속 구간을 전류의 피크 부분에서 스위칭을 하지 않는 방법을 사용한다. 이는 전류에는 영향을 거의 주지 않으면서 스위칭 손실도 최대로 저감할 수 있는 장점을 갖는다.

이전에 D-SVPWM 방법은 상전압의 피크를 기준으로 불연속 구간을 설정하였다. 하지만 이 방법은 손실에 직접적으로 영향을 주는 상전류를 고려하지 않았기 때문에 손실 저감에 큰 영향을 줄 수 없다(Jeong *et al.*[2017]; Yoo *et al.*[2015]). 그래서 제안하는 방법은 한 주기 중에서 상전류의 피크 60°를 기준으로 스위칭을 하지 않도록 하여 스위칭 주파수를 감소시킨다. 즉 한 주기 동안 스위칭이 1/3이 감소하기 때문에 스위칭 주파수를 1/3 정도 감소해서 할 수 있다. 이전에 D-SVPWM 방법처럼 상전압을 기준으로 피크 60° 구간 동안 스위칭을 안하는 방법보다 제안하는 방법처럼 상전류를 기준으로 피크 60° 구간 동안 스위칭을 하지 않는 방법이 스위칭 손실 측면에서 더욱 손실 저감이 가능하다. 이는 손실에 영향을 주는 것은 실제적으로 전류에 기반하기 때문이다.

Fig. 5은 변조 방식에 따른 기준 전압 및 스위칭 파형을 나타낸다. Fig. 5(a)에 나타난 방법은 기존에 사용하는 C-SVPWM의 방법으로 모든 구간에서 스위칭을 하기 때문에 스위칭 손실이 증가할 수 밖에 없다. 하지만 Fig. 5(b)에 나타난 제안하는 D-SVPWM 방법은 전류의 크기가 가장 큰 60도 구간에서 스위칭을 하지 않기 때문에 스위칭 손실이 감소될 수 있다.

제안하는 D-SVPWM방법은 기존의 PI 제어기를 이용한 연속 공간 변조 방식에서 얻은 각 상의 기 준 전압을 그대로 이용하는 것이 아니라 기준 전압을 변형시켜 불연속 구간을 만들기 위해 Fig. 6에 나타난 것처럼 D-SVPWM을 하기 위한 옵셋 전압을 각 상의 기준 전압에 인가한다. 제안하는 D-SVPWM의 옵셋 전압을 계산하는 방법은 다음과 같다. 먼저 식 (2), (7)을 이용해 다시 *DQ-abc*변환을 하면 각 상의 기준 전압(v_a^*, v_b^*, v_c^*)을 생성할 수 있다. 이렇게 얻어진 각 상의 기준 전압을 이용해 다음 식 (14), (15)를 통해 최댓값과 최솟값을 고르고 중간 값은 생략한다.

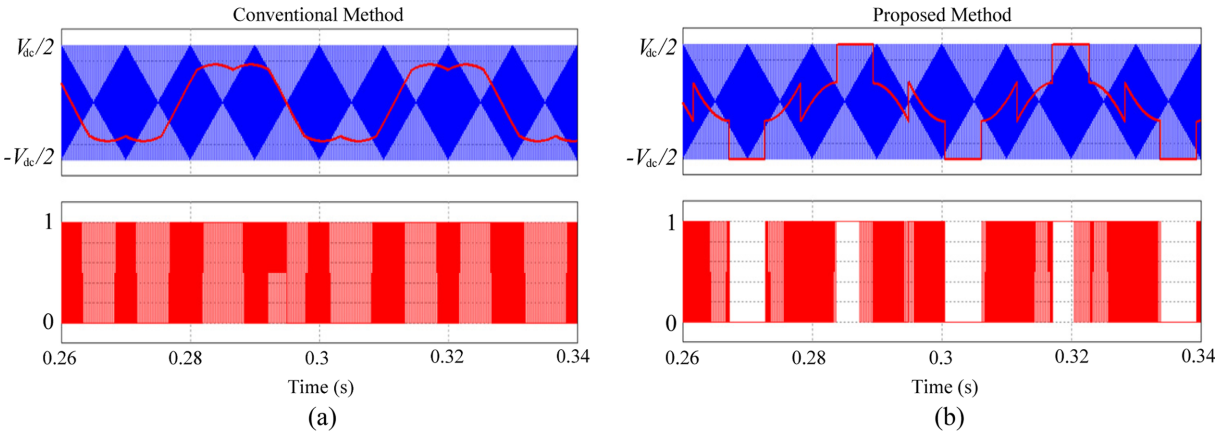

Fig. 5. Comparison of reference voltage and switching waveform according to PWM method: (a) C-SVPWM, (b) D-SVPWM

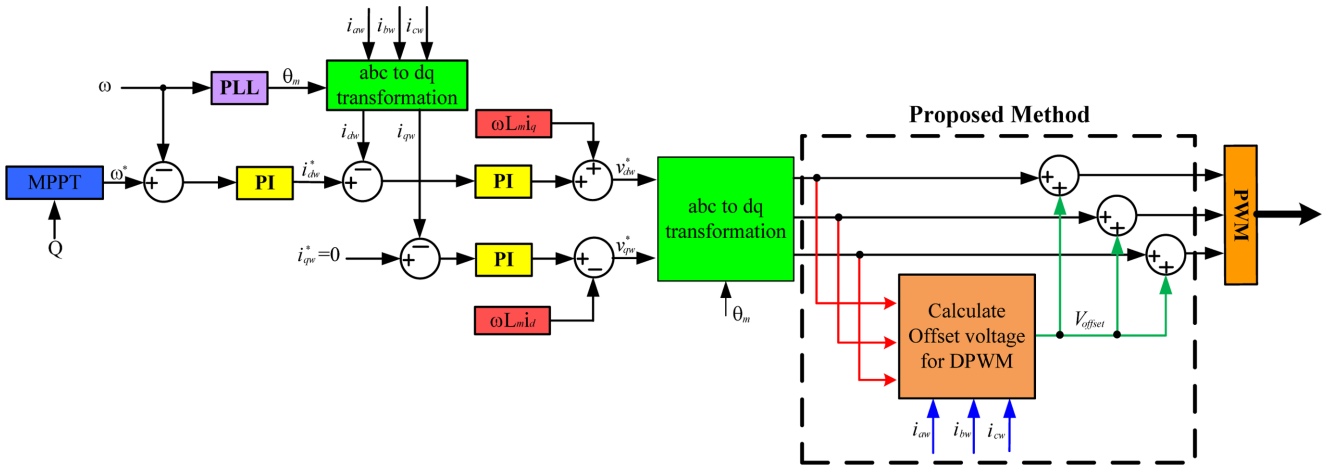

Fig. 6. Control block diagram of the proposed D-SVPWM method.

$$v_{max} = \max(v_a^*, v_b^*, v_c^*) \tag{15}$$

$$v_{min} = \min(v_a^*, v_b^*, v_c^*) \tag{16}$$

그 다음 계산된 v_{max}, v_{min}에 대응하는 기준 상전류를 계산한다. 기준 상전류는 기준 전압의 각(θ^*)과 컨버터나 컨버터/인버터의 *R, L* 성분을 고려하여 계산할 수 있다. v_{max}에 해당하는 기준 상전류를 i_{max}, i_{min}에 해당하는 기준 상전류를 i_{min}이라고 정의한다. 그리고 i_{max}, i_{min}의 절대 값을 비교해서 다음 식과 같이 제안하는 D-SVPWM을 위한 옵셋 전압을 계산할 수 있다.

$$V_{offset} = \begin{cases} \frac{V_{dc}}{2} - v_{max} & (|i_{max}| > |i_{min}|) \\ -\frac{V_{dc}}{2} - v_{min} & (|i_{max}| < |i_{min}|) \end{cases} \tag{17}$$

4. 시뮬레이션 결과 및 데이터 분석

4.1 시뮬레이션 결과

제안하는 방법의 성능을 검증하기 위해 연속 공간 벡터 방식과 제안하는 D-SVPWM의 시뮬레이션을 진행하였다. Table 1은 OWC 파력발전시스템의 전력변환장치 모델링을 위한 시뮬레이션 조건을 나타내고 있다. 기존 방법(C-SVPWM)과 제안하는 방법(D-SVPWM)은 Table 1에 나타난 것처럼 동일 시뮬레이션 조건 하에서 성능 비교를 진행하였다.

Table 1. Simulation conditions of power converter of OWC wave power device

Parameter	Values	Unit
Rated input Power	250	kW
Rated phase voltage (generator side)	575	V
Rated phase current (generator side)	278.9	A
DC-Link voltage	1100	V
Rated Output power	237.5	kW
Rated phase voltage (grid side)	220	V

Fig. 7는 정상 상태에서 발전기 측 컨버터의 입력 전압/전류, 3상 입력 전류, 입력 PLL, a-상 입력 전류의 FFT 분석을 나타낸다. Power Factor(P·F)는 전압과 전류의 위상 차이를 알아보는 지표이며, 전압과 전류의 위상(θ)을 가지고 cos(θ)를 통해 계산할 수 있다. 다시 말해서, 전압과 전류의 위상이 발생하지 않으면 P·F는 1에 수렴할 것이고, 이는 유효 전력만 공급할 수 있다. C-SVPWM과 D-SVPWM 모두 입력 전압과 전류가 동상이기 때문에 Power Factor (P·F) 값이 1에 수렴하는 것을 확인할 수 있다. 이는 두 방법 모두 입력 측의 발전기의 각을 이용해서 전류 제어의 *D-Q* 변환을 수행했기 때문이다. 이는 입력 Phase Lock Loop(PLL) 파형을 통해서도 확인할 수 있다. PLL은 입력 전압의 위상을 확인하는 방법인데, 두 방법 모두 입력 전압의 위상을 전류가 정확하게 따라가는 것을 확인 할 수 있다. 하지만, 기존 C-SVPWM이 제안하는 D-SVPWM 방법보다 전류 성능이 뛰어나다. 이는 C-SVPWM은 매 샘플링 주기마다 스위칭을 하기 때문에 불연속 스위칭 동작하는 D-SVPWM보다 전류의 파형이 좋고(리플이 감소), 이는 전류 FFT 분석을 통해서 입력 전류의 성능이 D-SVPWM보다 C-SVPWM이 좋은 것을 확인할 수 있다.

Fig. 8은 정상 상태에서 계통 측 컨버터의 계통 전압/전류, 3-상 계통 전류, 계통 PLL, a-상 계통 전류의 FFT 파형을 나타낸다. 계통 측 컨버터의 역시 Power Factor(P·F) 값이 1에 수렴하는 것을 확인할 수 있다. 이는 두 방법 모두 계통 전압을 이용해 PLL을 수행하기 때문이다. 그림 8에 나타난 것처럼 발전기 측 컨버터와 다르게 계통 측 컨버터는 D-SVPWM을 사용하더라도 계통 전류에는 크게 영향이 없는 것을 확인할 수 있다. 이는 3-상 계통 전류 파형과 계통 전류의 FFT 분석을 통해서 확인할 수 있다. 즉, D-SVPWM의 불연속 동작 스위칭 동작은 계통 전류에는 크게 영향을 주지 않는 것을 확인 할 수 있다. 결론적으로 제안하는 방법을 사용했을 때는 입력 전류에는 영향을 줄 수 있지만 실제 출력 전류에는 거의 영향을 주지 않는 것을 확인할 수 있다.

Fig. 9은 입력 측/계통 측에서 기존 방법과 제안하는 방법의 a-상

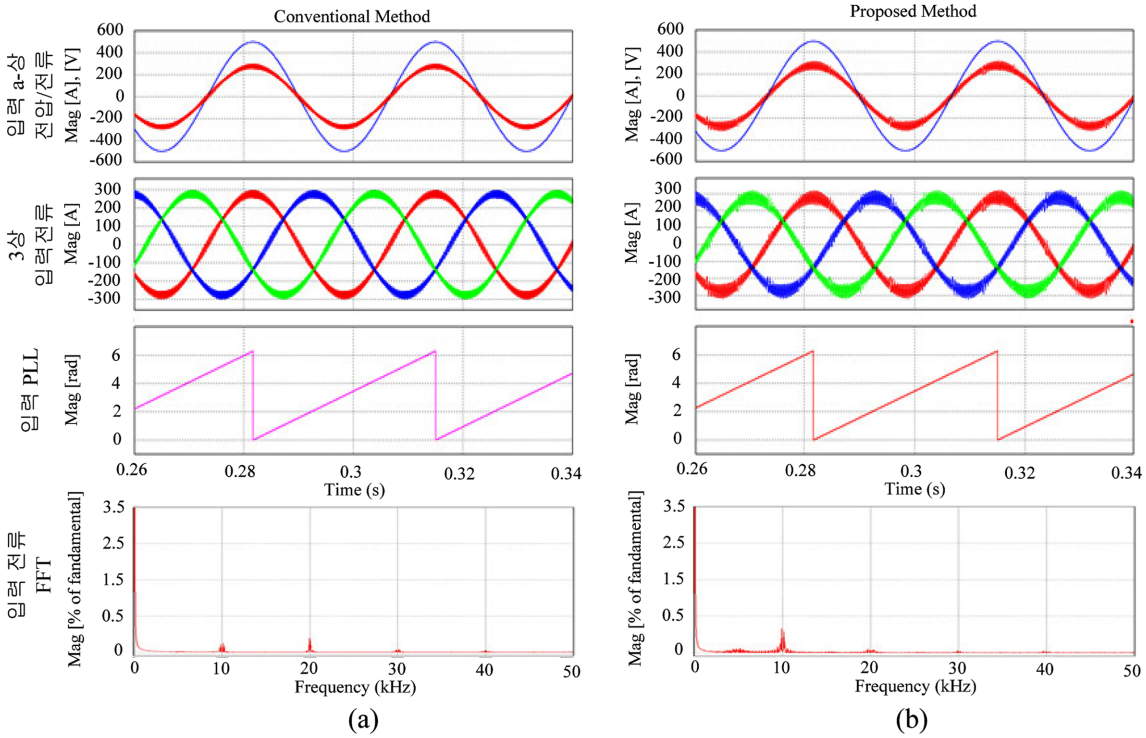

Fig. 7. Simulation waveforms of input a-phase voltage (v_{sa})/current (i_{sa}), three-phase input current (i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}), input PLL (PLL_{in}), the FFT analysis of input current: (a) C-SVPWM, (b) D-SVPWM

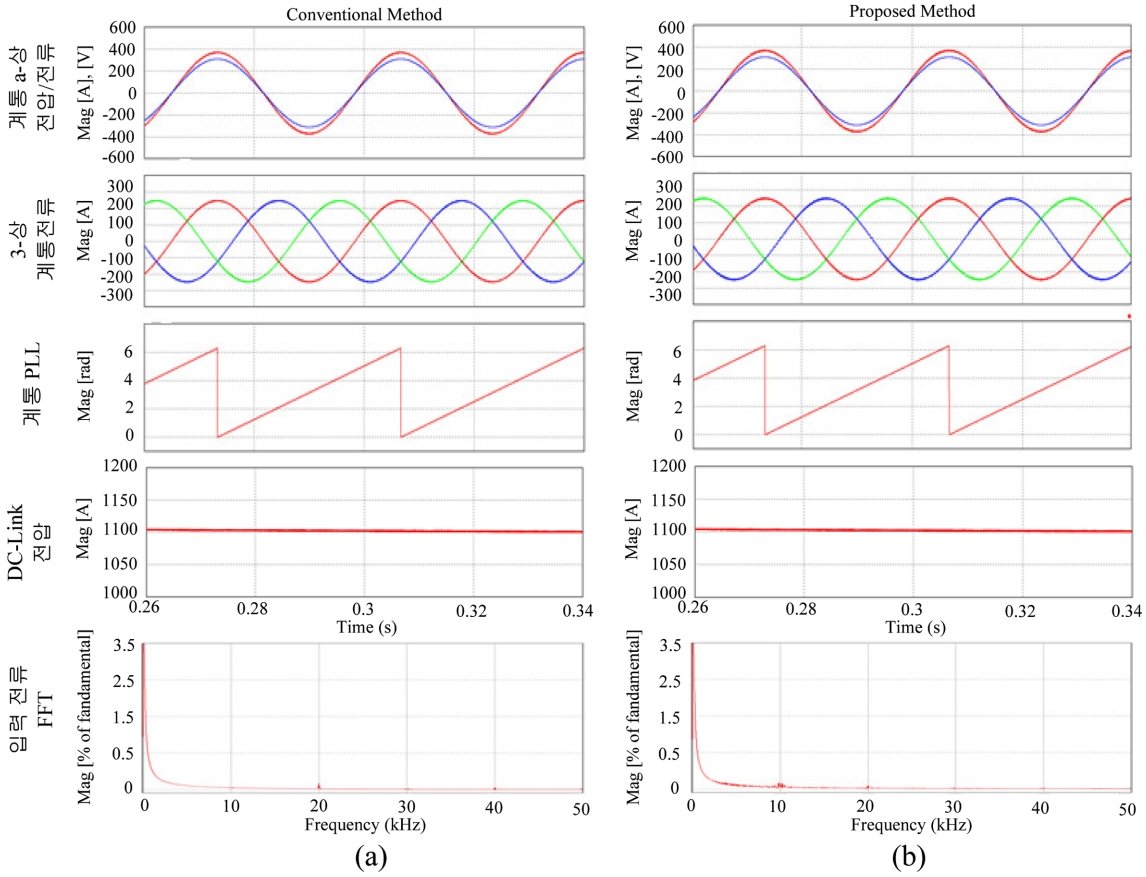

Fig. 8. Simulation waveforms of grid a-phase voltage (i_{a_grid})/current (i_{a_grid}), three-phase input current (i_{a_grid}, i_{b_grid}, i_{c_grid}), grid PLL (PLL_{grid}) FFT of grid current and DC-Link voltage (V_{dc}): (a) C-SVPWM, (b) D-SVPWM

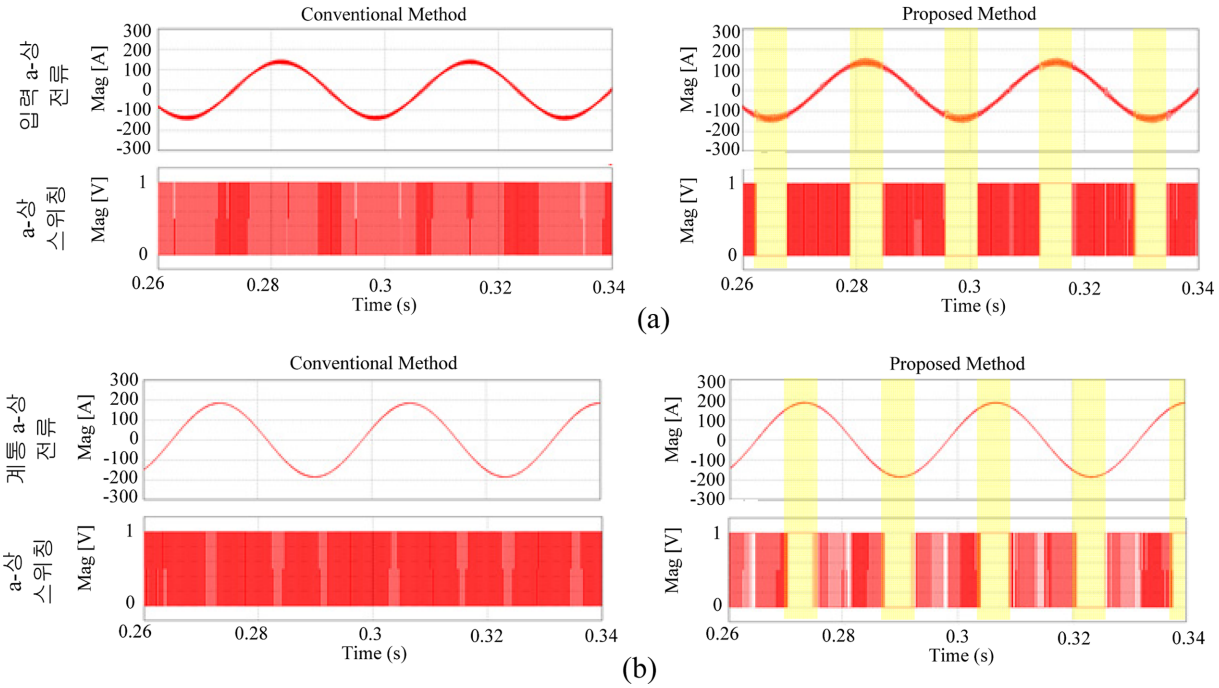

Fig. 9. Simulated waveforms of a-phase current (i_{sa}) and a-phase switch (s_{au_in}) of the conventional method and the proposed method at (a) input side/(b) grid side

전류, a-상 스위치의 시뮬레이션 파형을 나타내고 있다. 제안하는 방법은 기준 전압에 불연속 구간을 만들기 위한 옵셋 전압을 넣어서 변형된 기준 전압을 사용한다. 그래서 제안하는 방법은 기준 전압 변경에 따른 입력 측/계통 측 스위칭 파형이 불연속 하게 나타나는 것을 확인할 수 있다. 하지만 입력 측의 전류와 다르게 계통으로 나가는 계통 전류에는 C-SVPWM하고, 전류의 성능이 크게 차이가 나지 않는 것을 확인할 수 있다. 이는 DC-Link가 범퍼 역할을 할 수 있고, 계통의 전압이 일정 크기와 주파수를 갖기 때문에 변동성이 크지 않기 때문이다.

Fig. 10은 입력 파워 변화에 따른 a-상 입력 전압/전류, a-상 스위치, *D*-축 전류, *Q*-축 전류의 시뮬레이션 파형을 나타내고 있다. C-SVPWM과 D-SVPWM은 입력 파워가 변화하더라도 정확히 기준치를 추종하는 것을 확인할 수 있다. 하지만 D-SVPWM은 기존 방법보다 불연속 스위치 동작에 따른 스위칭 개수가 줄어들기 때문

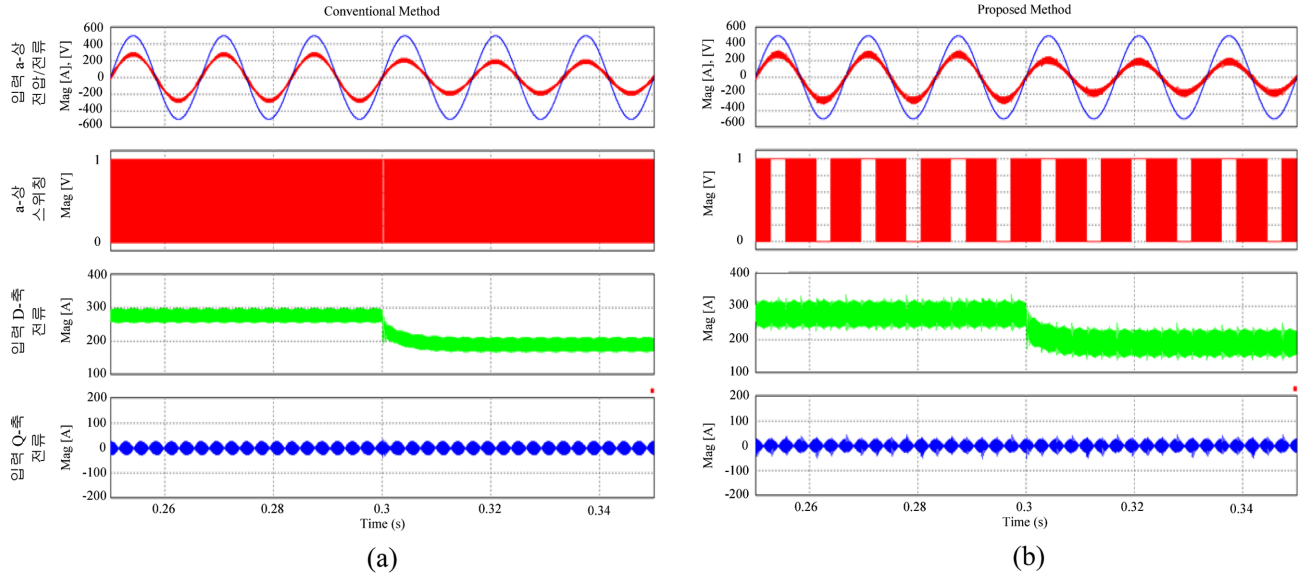

Fig. 10. Simulated waveforms of a-phase input voltage (v_{sa})/current (i_{sa}), a-phase switch waveform (s_{au_in}), D-axis current (i_{sD}), Q-axis current (i_{sQ}) during transient state from100 [%] to 70 [%] of rated power : (a) C-SVPWM, (b) D-SVPWM

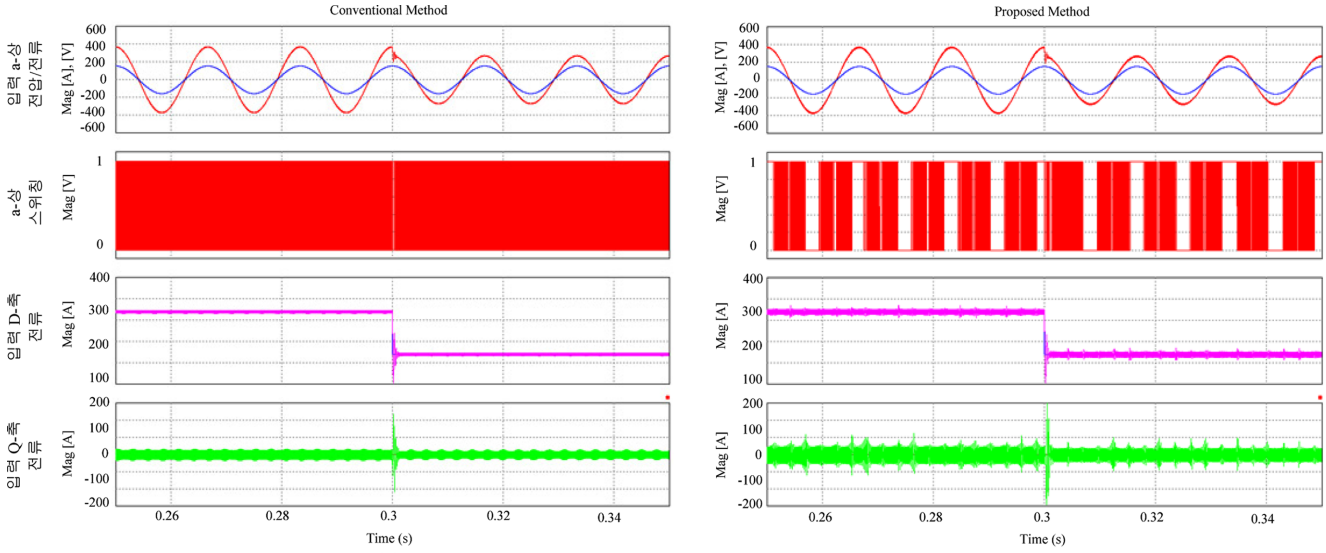

Fig. 11. Simulated waveforms of a-phase grid voltage (v_{a_grid})/current (i_{a_grid}), a-phase switch waveform (s_{au_grid}), D-axis current (i_{D_grid}), Q-axis current (i_{D_grid}) during transient state from100 [%] to 50 [%] of output power : (a) C-SVPWM, (b) D-SVPWM

에 전류의 리플이 약간 증가한 것을 확인할 수 있다.

Fig. 11은 출력 파워 변화에 따른 a-상 계통 전압/전류, a-상 스위치, *D*-축 전류, *Q*-축 전류의 시뮬레이션 파형을 나타내고 있다. C-SVPWM과 D-SVPWM은 입력 파워 변동과 마찬가지로 출력 파워가 변화하더라도 정확히 기준치를 추종하는 것을 확인할 수 있다. 또한, 제안하는 방법은 기존 방법보다 스위칭 개수가 줄어들었지만 입력 측과 다르게 계통 측 전류의 리플은 크게 변화하지 않는다. 이는 제안하는 방법은 불연속 스위칭 알고리즘을 사용 하더라도 계통 측에 전류에는 크게 영향을 주지 않는다. 결과적으로 제안하는 방법은 입력 측에서는 전류의 리플이 증가하게 되지만, 커패시터 이후에 제어하는 계통으로 출력하는 전류의 성능에는 크게 영향을 주지 않는 것을 확인할 수 있다. 이는 발전기 단에서 DC 전압으로 변환하고 일정 DC 전압을 가지고 출력 측에 전력을 공급하기 때문에 입력 측보다 출력 측에서는 좀 더 안정된 전류를 공급한다.

4.2 데이터 분석자료

Fig. 12는 C-SVPWM과 D-SVPWM의 입력 파워 변화에 따른 전류(i_{sa}, i_{a_grid})의 THD 값을 보여주고 있다. C-SVPWM은 연속 스위칭 동작을 하기 때문에 스위칭 개수가 D-SVPWM보다 많다. 그래서 기존 방법이 전체적으로 제안하는 방법보다 THD 값이 더 낮은 것을 확인할 수 있다. 하지만 계통 측 전류의 THD는 입력 파워가 약 60 [kW] 이상이 되었을 때 D-SVPWM 역시 5 [%] 이하의 THD를 갖는다. 이는 입력 파워가 약 60 [kW] 이상이 되었을 때 제안하는 방법처럼 불연속 스위칭 동작을 하더라도 계통에서 요구하는 THD가 5 [%] 이하의 전류 성능을 갖을 수 있다.

Fig. 13는 입력 파워에 따라서 전력변환장치 스위치의 평균 스위칭 주파수를 나타낸다. 제안하는 방법은 입력 파워의 크게 상관없이 평균 스위칭 주파수가 기존 방법보다 작은 것을 확인할 수 있다. 이는 D-SVPWM은 구간에 따라 불연속 동작을 하기 때문이다.

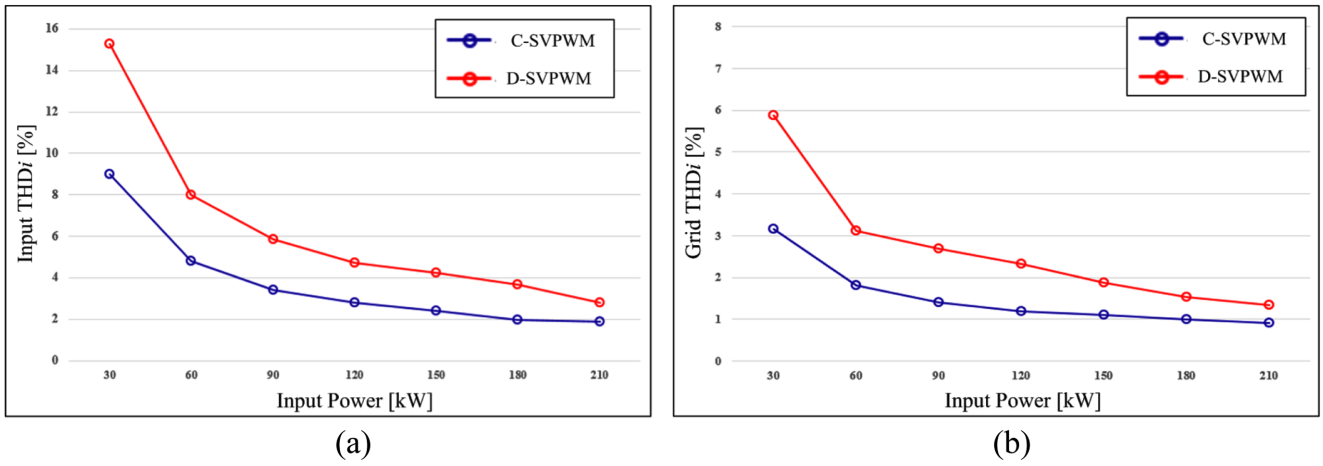

Fig. 12. Comparison graph of current THD according to C-SVPWM and D-SVPWM with input power change at (a) Machine side current (i_{sa}), (b) Grid side current (i_{a_grid})

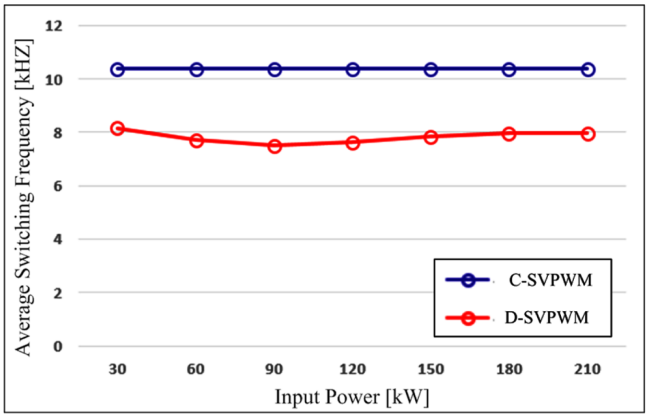

Fig. 13. Comparison graph of average switching frequency of C-SVPWM and D-SVPWM according to input power change.

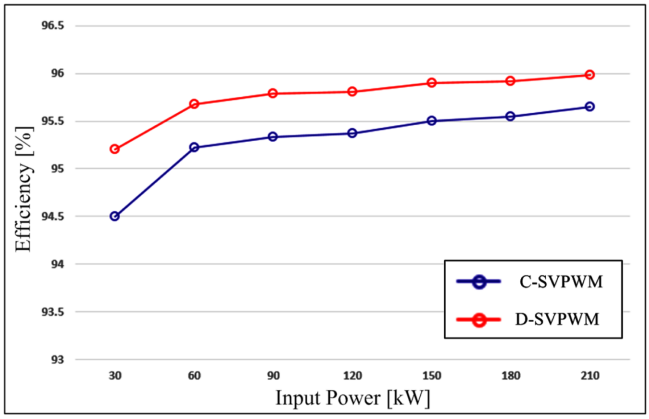

Fig. 15. Total efficiency of C-SVPWM and D-SVPWM with input power variation (η_{conv}).

Fig. 14는 입력 파워에 따른 기존 방법과 제안하는 방법의 스위칭 손실과 총 손실 그래프를 나타낸다. 컨버터에서 발생하는 손실(P_{loss})는 다음과 같이 스위칭 동작을 통해서 발생하는 스위칭 손실(P_{loss_swit})과 스위치가 온 되었을 때 흐르는 전류에 의해서 온 저항에서 발생하는 도통 손실(P_{loss_cond})로 구성된다.

$$P_{loss} = P_{loss_swit} + P_{loss_cond} \tag{17}$$

모든 입력 파워에서 C-SVPWM보다 D-SVPWM의 스위칭 손실과 총 손실이 더 작게 나타나는 것을 확인할 수 있다. 이는 D-SVPWM은 불연속 스위칭을 통해 스위칭 손실이 감소하였지만 도통 손실은 거의 일정하기 때문에 총 손실에서는 기존 방법보다 더 작을 수 있다.

Fig. 15은 입력 파워에 따른 발전기/계통 측 전력변환장치의 총 효율(η_{conv})을 나타낸다. 총 효율(η_{conv})은 식 (17)을 이용해 다음 식을 통해서 계산할 수 있다.

$$\eta_{conv} = \frac{P_{input} - P_{loww}}{P_{input}} * 100 \tag{18}$$

여기서, P_{input}는 입력 파워의 크기이고, P_{loss}는 컨버터의 총 손실을 나타낸다. D-SVPWM은 입력 파워에 따라서 기존 방법보다 약

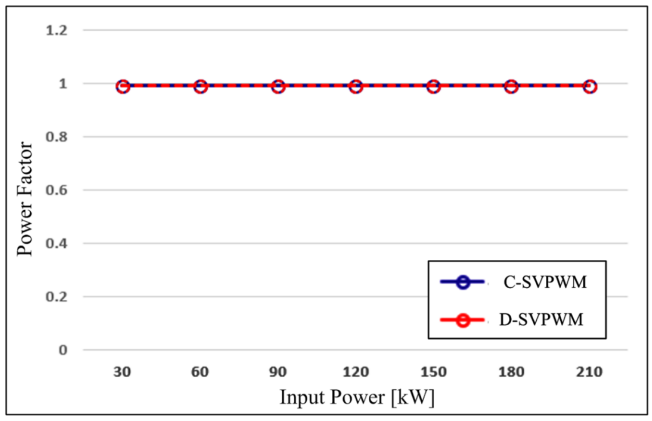

Fig. 16. Power Factor(P·F) of C-SVPWM and D-SVPWM with input power variation.

0.3~0.5 [%] 정도의 효율이 상승한 것을 확인할 수 있다. 이는 기존에 보고된 다른 문헌들처럼[Jeong *et al.*[2017], Yoo *et al.*[2015]] 유사한 효율 상승을 보여준다. 이는 정격용량 210kW 기준으로 손실측면에서 1050W정도 저감이 가능하고, 전체 파력발전장치(1차변환, 2차변환, 3차변환)의 효율은 더욱 크게 증가할 수 있다.

Fig. 16은 기존 방법과 제안하는 방법에서 입력 파워 변화에 따

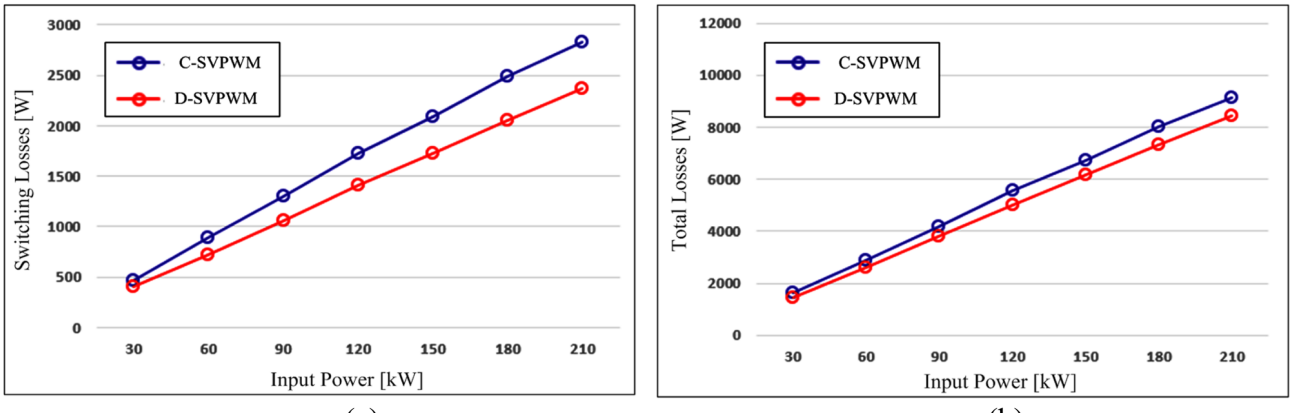

Fig. 14. Comparison graph of loss of C-SVPWM and proposed method (D-SVPWM) according to rated power: (a) switching loss, (b) total loss.

Table 2. Performance comparison between conventional (C-SVPWM) and proposed (D-SVPWM) methods

Features	C-SVPWM	D-SVPWM
THD_i(Converter) [%]	1.89	2.68
THD_i(Inverter) [%]	0.98	1.32
Average switching frequency [kHz]	10.375	7.82
Total loss [kW]	9.1	8.4
Efficiency [%]	95.71	96
Power factor	0.99	0.99

라서 Power Factor(P·F)를 나타내고 있다. 기존 방법과 제안하는 방법 모두 입력 파워에 상관없이 Power Factor(P·F)가 약 1이 나오는 것을 확인할 수 있다. Table 2는 출력 용량 210 [kW]에서 C-SVPWM과 D-SVPWM의 성능 비교를 정리한 표이다.

5. 결 론

본 논문은 영구자석동기발전기(PMSG)와 전력변환장치(PCS) 모델링을 통해 파력발전장치를 위한 전기적 제어 기법을 제안하였다. 기존 벡터 제어와 마찬가지로 2상 회전좌표계(*D*-*Q*변환)에서 전류 제어 기반 제어기를 사용하였고, 이는 간단하게 구현될 수 있는 장점이 있다. 하지만 제안하는 방법은 기존 벡터 제어에서 사용하는 C-SVPWM이 아닌 기준 전압에 D-SVPWM을 위한 옵셋 전압을 인가해 새로운 기준 전압을 사용하는 벡터 제어 방식을 사용하였다. 이전에 D-SVPWM 방법처럼 상전압 피크 부분에서 불연속 스위칭 동작을 하지 않고 제안하는 방법의 변형된 기준 전압은 상전류의 피크 부분에서 불연속 스위칭 동작을 하기 때문에 전류 성능에는 큰 영향을 주지 않지만 스위칭 손실을 감소시키고 전력변환장치의 효율을 증가시켰다. 제안하는 방법은 시뮬레이션을 통해 기존 벡터 제어 방법보다 성능이 향상된 것을 확인할 수 있다. 추후 영구자석동기발전기(PMSG) 및 전력변환장치의 축소 모델을 이용해서 제안된 방법의 성능을 검증할 예정이다.

후 기

본 논문은 선박해양플랜트연구소의 주요사업인 “파력발전 통합성능 및 구조안전성 해석기반 구축을 위한 WECAN 개발”에 의해 수행되었습니다(PES3240).

References

[1] Alberdi, M., Amundarain, M., Garrido, A., Garrido, I., 2012, “Neural control for voltage dips ride-through of oscillating water column-based wave energy converter equipped with doubly-fed induction generator. Renew Energy”, 48, 16-26.

[2] Aubry, J., Ben Ahmed, H., Multon, B., 2012, “Sizing optimization methodology of a surface permanent magnet machine-converter system over a torque-speed operating profile: Application to a wave energy converter”, IEEE Trans, Ind Electron, 59(5), 2116-2125.

[3] Babarit, A., Clement, A.H., 2006, “Optimal latching control of a wave energy devicein regular and irregular waves”, Appl Ocean Res, 28(2), 77-91.

[4] Cho, B.H., Yang, D.S., Park, S.Y., Choi K.S., Lee, D.H., Byun, S.H., Jung H., 2011, “Modeling and control of a 75 kW class variable liquid-column oscillator for highly efficient wave energy converter”, OceanEng, 38(2), 436-443.

[5] Cho, I.H., 2015, “Latching Control Technology for Improvement of Extracted Power from Wave Energy Converter”, J. Korean Soc. Mar. Environ. Energy, 18(4), 282-290.

[6] Drew, B., Plummer, A.R. and Sahinkaya, M.N., 2009, “A review of wave energy converter technology”, Proc. Inst. Mech. Eng. Part A: J. Power Energy, 223, 887-902.

[7] Falcao, A.F.O., 2007, “Modelling and control of oscillating-body wave energy converters with hydraulic power take-off and gas accumulator”, OceanEng, 34(14), 2021-2032.

[8] Falcao, A.F.O., Candido J. J., Justino, P. A.P., Henriques, J.C.C., 2012, “Hydrodynamics of the IPS buoy wave energy converter including the effect of non-uniform acceleration tube cross section”, Renew Energy, 41, 105-114.

[9] Heath, T.V., 2012, A review of oscillating water columns. Phil. Trans. R. Soc. A., 370, 235-245.

[10] Jeong, M.G., Kim, S.M., Lee, J.S., Lee, K.B., 2017, “Discontinuous PWM Scheme for Switching Losses Reduction in Modular Multilevel Converters”, Journal of Power Electronics, 17(6), 1490-1499.

[11] Luan, H., Onar, O.C., Khaligh, A., 2009, “Dynamic modeling and optimum load control of a PM linear generator for ocean wave energy harvesting application”, 24th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC, Washington, USA, 739-743.

[12] Park, J.S., Hyon, B.J., Yun, J.B., Lee, J., Choi, J.Y., Choi, J.S., Hong, K.Y., 2016, “Vector control for wave power generation system using permanent magnet linear synchronous generator”, J. Korean Soc. Mar. Environ. Energy. 19(2), 120-128.

[13] Wang, L., Lee, W.J., Lee, D.J., Chen, Z., 2008, “Analysis of an ovelautonomous marine hybrid power generation/energy storage system with a high-voltage direct current link”, J Power Sources, 185(2), 1284-1292.

[14] Yoo, S.J., Lee, J.S., Lee, K.B., 2015, “A new discontinuous PWM method of three-level inverter for neutral-point voltage ripple reduction”, 9th International Conference on Power Electronics-ECCE Asia, Seoul, Korea

Received 2 January 2019
Revised 14 March 2019
Accepted 30 April 2019