

식스 스텝 운전을 이용한 선박용 DC 전력 시스템의 직류단 전압 제어

윤종훈¹, 손영광², 설승기[†]

DC Bus Voltage Regulation With Six-Step Operation in Maritime DC Power System

Jonghun Yun¹, Young-Kwang Son², and Seung-Ki Sul[†]

Abstract

Active AC/DC converters with PWM operation are utilized to regulate rectified DC bus voltage of a permanent magnet synchronous generator in the maritime DC power system. A DC bus voltage regulation strategy that exploits the six-step operation is proposed in this study. Compared with that of the PWM operation, switching loss of the converter can be significantly reduced under the six-step operation. Moreover, conduction loss can also be reduced due to the high modulation index and reduced flux-weakening current of the six-step operation. A controller is used for the proposed DC bus voltage regulation strategy to verify its validity with the simulation and experimental setup. The simulation and the experimental test results showed that the converter loss reduces to a maximum of 70% and 19%, respectively.

Key words: Six-step operation, DC grid, Electric propulsion, Variable engine speed drive, PMG (Permanent Magnet Generator)

1. 서 론

화석 연료 가격의 불안정성과 친환경 선박에 대한 시장의 요구로 인하여 선박용 추진 시스템은 연료 소모를 줄이고 제어 성능을 향상시키는 방향으로 발전해왔다^{[1],[2]}. 국제해사기구(IMO)는 2050년까지 온실가스 배출량을 총 50% 감축하겠다는 목표를 세우기도 하였다^[2]. 이에 따라 일부 선종에 한하여 전기 추진 시스템이 점차 기계 추진 시스템을 대체하는 경향이 있다^[3]. 전기 추진 시스템은 기계 추진 시스템과 달리 발전부와 추진부가

통합되어 있는 통합 추진 시스템으로서, 원동기 개수를 줄이고 연료 효율을 증가시킬 수 있다. 특히, 전기 추진 시스템은 저속 운항 비율이 높은 선박에 적용하는 것이 유리하다고 알려진 바 있다^{[3],[4]}.

전기 추진 시스템의 배전을 구성하는 방식은 크게 AC 배전과 DC 배전으로 구분할 수 있다. 일반적으로, DC 배전은 AC 배전보다 우수한 시스템 효율을 갖는 것으로 알려져 있다^[5]. AC 배전에서는 엔진의 회전 속도가 전원 주파수에 동기화되어야 하는 반면, DC 배전에서는 엔진의 회전 속도가 특정 주파수에 고정될 필요가 없다. 따라서 DC 배전에서는 엔진의 회전 속도가 최적 효율 운전점(Optimal Operating Line, OOL)을 추종하도록 제어될 수 있다. 엔진의 손실이 총 추진 손실의 대부분을 차지하고, 모든 전력은 기본적으로 엔진에서 생성되기 때문에 엔진의 최적 효율 운전은 시스템 효율 개선에 크게 기여할 수 있다.

선박의 DC 전력 시스템의 발전부는 전통적으로 계자 권선 발전기와 다이오드의 조합으로 구성되어 왔다^{[6],[7]}. 이때, 직류단 전압은 자동 전압 조정 장치(AVR)의 계자 전류 조절을 통해 제어되었다. 이와 같은 전통적인 발전

Paper number: TKPE-2021-26-4-4

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

[†] Corresponding author: sulsk@plaza.snu.ac.kr, Dept. of Electrical and Computer Engineering, Seoul National University, Korea

Tel: +82-2-880-7251 Fax: +82-2-878-1452

¹ Dept. of Electrical and Computer Engineering, Seoul National University, Korea

² Korea Electrotechnology Research Institute

Manuscript received Feb. 26, 2021; revised Mar. 18, 2021; accepted Apr. 5, 2021

— 본 논문은 2020년 추계학술대회 우수추천논문임

부 구성은 설치 비용이 저렴하고 제어 방식이 단순하다는 장점을 가지고 있는 반면, 전압 조정 장치의 느린 동특성과 계자 권선 발전기의 낮은 효율이 단점으로 여겨져 왔다.

계자 권선 발전기의 단점을 피하고자 영구자석 발전기를 적용하는 방안들이 연구되기도 하였다. 계자 권선 발전기와 달리, 회전자의 자속 형성에 영구자석을 사용하는 영구자석 발전기는 계자 회로를 필요로 하지 않는다. 따라서 계자 회로가 없는 영구자석 발전기는 계자 권선 발전기보다 높은 시스템 효율과 동특성을 보인다. 이러한 영구자석 발전기의 장점을 활용하기 위하여, 영구자석 발전기의 직류단 전압을 제어하기 위한 여러 연구들이 제안되었다^{[8]-[12]}.

먼저, 영구자석 발전기와 능동형 AC/DC 컨버터(Active Front End, AFE)의 조합으로 발전부를 구성하는 방식이 연구되었다^{[8]-[10]}. 이 경우, 컨버터의 PWM 운전으로 발전기의 출력 전압과 관계 없이 직류단 전압을 제어할 수 있다. 따라서 OOL을 따라 엔진을 동작시키면서도 단위 전류당 최대 전력(Maximum Power per Ampere, MPPA) 운전을 통해 직류단 전압 제어가 가능하다. 하지만 AFE의 스위칭 손실로 인하여 상당한 컨버터 손실이 발생한다는 단점이 있다.

이러한 단점을 보완하기 위하여, AFE 대신 다이오드 정류기로 영구자석 발전기의 출력 전압을 제어하고자 하는 연구가 제안되기도 하였다^[11]. 다이오드 정류기는 발전기의 운전점을 제어할 수 있는 자유도가 없기 때문에, 엔진 속도를 변동시킴으로써 직류단 전압을 제어하였다. 이 경우, 정류기의 효율이 높다는 장점이 있었지만, 일부 부하 구간에서는 엔진의 최적 효율 운전이 불가능하다는 한계가 있었다.

마지막으로, 전기 자동차 분야에서 AFE의 식스 스텝 운전을 통해 영구자석 발전기의 직류단 전압을 제어하는 방법이 제안되었다^[12]. 식스 스텝 운전은 AFE의 운전 방식 중 하나로서, 전압각에 따라 컨버터의 전압 벡터를 출력하는 방식이다^{[13]-[15]}. 식스 스텝 운전은 PWM 운전에 비해 훨씬 낮은 스위칭 주파수와 소프트 턴-온 동작에 의해 대폭 감소된 스위칭 손실 특성을 나타낸다. 해당 연구는 식스 스텝 운전을 통해 컨버터 효율을 개선하였지만 식스 스텝 운전의 MPPA 운전에 대해서는 고려하지 않았다는 한계가 있었다. 직류단 전압을 고정된 값으로 제어하기 때문에 해당 연구에서는 MPPA 운전이 불가능하였다.

본 논문에서는 AFE의 식스 스텝 운전을 통해 컨버터의 손실을 줄이면서도 엔진의 최적 효율 운전이 가능한 직류단 전압 제어 방식을 제안한다. 이전 연구들과 달리 본 연구는 식스 스텝 운전의 MPPA 운전을 고려하였다. 엔진의 부하와 회전 속도를 고려한 가변 직류단 전압 제어를 통해 식스 스텝 운전의 MPPA 운전을 구현하였다. 제안 방법은 컨버터 손실을 크게 저감하기 때문에,

최적화 설계 시 컨버터의 사이즈를 축소시킬 수 있다.

본 논문에서는 AFE를 PWM 방식으로 동작시키는 시스템을 제안 시스템과 비교할 '기존 시스템'으로 선정하였다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 식스 스텝 운전의 MPPA 운전을 위한 조건을 분석한다. 3장에서는 식스 스텝을 활용한 직류단 전압 제어 기법을 상세하게 다룬다. 4장에서는 제안 방법을 실험과 시뮬레이션상에서 기존 방법과 비교함으로써 제안 방법의 성능을 검증한다.

2. AFE의 MPPA 운전

2.1. 기존 시스템의 MPPA 운전

PWM 방식으로 영구자석 발전기를 구동하는 기존 시스템의 경우, 직류단 전압 V_{dc} 를 정상 상태 조건에서 일정한 값으로 제어하기 위해서는 두 가지 제한 조건이 성립해야 한다. 첫 번째는 발전기 출력 상전압 전압 크기에 관한 조건으로, 과변조를 하지 않을 때, dq 축상에서 영구자석 발전기의 출력 상전압 \mathbf{v}_{dqs}^r ($:= [v_{ds}^r \ v_{qs}^r]^T$)의 크기 $|\mathbf{v}_{dqs}^r|$ 는 $(1/\sqrt{3})V_{dc}$ 이하여야 한다. 영구자석 발전기의 돌극성과 저항에 의한 전압 강하가 무시할 정도로 작다고 가정할 때, 전압 제한은 식 (1)과 같이 표현될 수 있다.

$$v_{ds}^r{}^2 + v_{qs}^r{}^2 = (\omega_r L_s i_{qs}^r)^2 + (\omega_r L_s i_{ds}^r + \omega_r \lambda_f)^2 \leq \left(\frac{1}{\sqrt{3}} V_{dc} \right)^2 \quad (1)$$

식 (1)에서 v 는 전압, i 는 전류, λ_f 는 영구자석에 의한 회전자 쇄교자속, L_s 는 고정자 동기 인덕턴스, ω_r 은 전기각으로 표시한 회전자 각속도, 그리고 위첨자 r 은 회전자 기준 좌표계를 의미한다.

다음 제한 조건은 전력 평형에 관한 조건으로, 정상 상태에서 영구자석 발전기의 출력 전력 P_{gen} 은 부하 전력 P_{load} 와 같아야 한다. 이때, P_{gen} 은 식 (2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{gen} = -\frac{3}{2} \omega_r \lambda_f i_{qs}^r \quad (2)$$

전력 평형 조건에 의해 P_{gen} 과 P_{load} 가 같아야 하므로 i_{qs}^r 은 식 (3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$i_{qs}^r = -\frac{2 P_{load}}{3 \omega_r \lambda_f} \quad (3)$$

두 제한 조건을 모두 고려하였을 때, 유효한 dq 축상에서 영구자석 발전기의 상전류 \mathbf{i}_{dqs}^r ($:= [i_{ds}^r \ i_{qs}^r]^T$)는 그림 1(a)과 같이 전압 제한 원 내 등토크 직선으로 나타난다. 한편, 영구자석 발전기의 MPPA 운전을 위해서는 전류 운전점이 MPPA 곡선 위에 존재해야 한다. 여기서

MPPA 곡선은 단위 전류당 최대 출력을 갖는 i_{dqs}^r 의 집합이다. 돌극성이 무시되었을 때, i_{ds}^r 은 P_{gen} 에 기여하지 않으므로, MPPA 곡선은 q 축과 동일하다. 따라서, MPPA 운전을 위한 i_{dqs}^r 은 그림 1(a)과 같이 전압 제한원 내부의 등토크 직선과 q 축의 교점으로 나타난다.

MPPA 운전을 위해서는 등토크 직선과 q 축의 교점이 전압 제한원 내부에 존재해야 한다. P_{load} 가 증가하여 교점이 전압 제한원을 벗어나게 되면 그림 1(b)와 같이 약자속(flux-weakening) 운전이 수행되어야 한다. 약자속 운전 중에는 음의 i_{ds}^r 이 존재하게 된다.

2.2. 식스 스텝 운전상에서의 MPPA 운전

기존 시스템에서의 PWM과는 달리, 식스 스텝 운전상에서는 $|v_{dqs}^r|$ 가 $(2/\pi)V_{dc}$ 로 포화된다. 그러므로 전압 제한은 식 (4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$v_{ds}^r{}^2 + v_{qs}^r{}^2 = (\omega_r L_s i_{qs}^r)^2 + (\omega_r L_s i_{ds}^r + \omega_r \lambda_f)^2 = \left(\frac{2}{\pi} V_{dc}\right)^2 \quad (4)$$

이때, 전압 제한 조건은 원의 내부가 아닌 원주상의 점으로 나타난다.

전력 평형 조건은 기존 시스템과 동일하다. 두 조건을 모두 고려하였을 때, 유효한 i_{dqs}^r 은 그림 2(a)와 같이 전압 제한원과 등토크 직선의 교점으로 나타난다. V_{dc} 가 변하지 않는다면, 어떤 운전점도 MPPA 곡선상에 존재하지 않기 때문에 MPPA 운전이 불가능하다. 따라서 0이 아닌 i_{ds}^r 에 의해 추가적인 동손이 발생한다.

본 논문은 식스 스텝 운전상에서의 MPPA 운전을 위한 가변 직류단 전압 제어를 제안한다. 제안 방법은 가변 직류단 제어를 통해 전압 제한원의 반경을 조절한다. 이를 통해 그림 2(b)와 같이 MPPA 곡선상에 i_{dqs}^r 을 배치한다. MPPA 운전을 위한 전압 지령 $V_{dc,MPPA}^*$ 은 식 (3)과 식 (4)를 연립함으로써 식 (5)와 같이 유도할 수 있다.

$$V_{dc,MPPA}^* = \frac{\pi}{2} \omega_r L_s \sqrt{\left(\frac{\lambda_s}{L_s}\right)^2 + \left(\frac{2P_{load}}{3\lambda_f \omega_r}\right)^2} \quad (5)$$

한편, 선급과 표준 단체들(DNV-GL, ABS, Lloyd's Register, IEEE)은 선박 DC 배전 시스템의 직류단 전압 변동률을 기준 직류단 전압의 $\pm 10\%$ 수준으로 규정하고 있다^[16]. 이러한 규정들은 강제보다는 권장 사항에 가깝다. 그 예시로 DNV-GL의 경우, 의도적인 직류단 전압 변동에 대해서는 기준 직류단 전압의 10%를 넘는 전압 변동을 허용한다^[17]. 본 논문에서는 제안 방법의 범용성을 위해, 직류단 전압 상한 $V_{dc,lim}^+$ 과 직류단 전압 하한 $V_{dc,lim}^-$ 을 표준 규정에 따라 각각 직류단 전압의 110%와 90%로 설정한다.

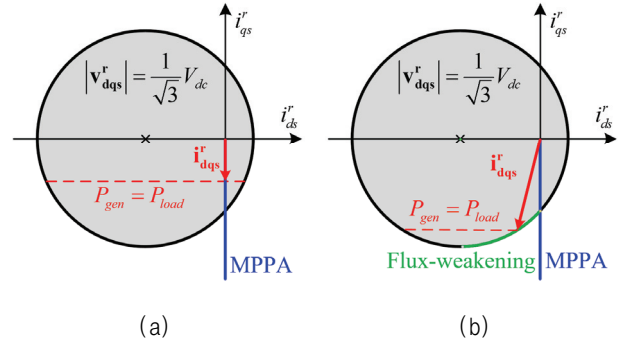


Fig. 1. i_{dqs}^r of the conventional system for (a) MPPA operation and (b) the flux-weakening operation.

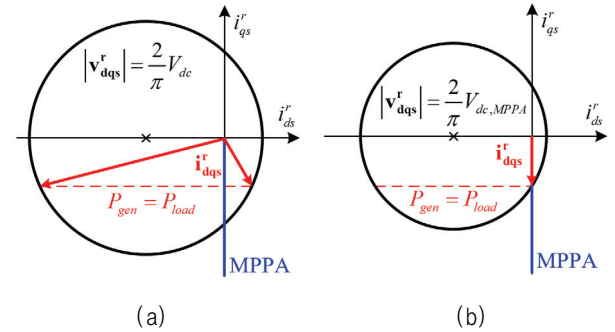


Fig. 2. i_{dqs}^r under the six-step operation (a) with fixed DC bus voltage regulation and (b) variable DC bus voltage regulation for MPPA operation.

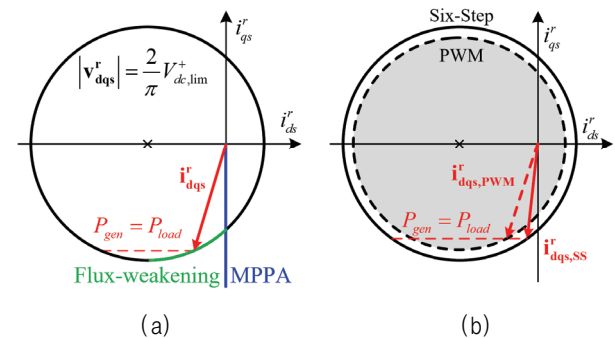


Fig. 3. i_{dqs}^r for the flux-weakening operation (a) under the six-step operation and (b) in both methods.

식스 스텝상에서의 MPPA 운전이 가능하려면 $V_{dc,MPPA}^*$ 가 직류단 전압 상한 $V_{dc,lim}^+$ 보다 작아야 한다. P_{load} 가 증가함에 따라 $V_{dc,MPPA}^*$ 가 $V_{dc,lim}^+$ 보다 커지게 될 경우, 직류단 전압 지령 V_{dc}^* 는 $V_{dc,MPPA}^*$ 가 아닌 $V_{dc,lim}^+$ 로 설정된다. 또한 제안 시스템은 그림 3(a)와 같이 약자속 운전을 수행한다.

PWM에 비해 상대적으로 큰 식스 스텝 운전의 전압 사용률로 인하여 동일 V_{dc} 에서 식스 스텝 운전상의 전압 제한원의 크기는 기존 시스템의 전압 제한원의 크기보다 크다. 따라서 그림 3(b)에 나타난 바와 같이, 약자속 운전 상황에서 제안 방법을 적용할 경우, 기존 시스템 대비 전류의 크기가 감소한다($|i_{dqs,PWM}^r| > |i_{dqs,SS}^r|$).

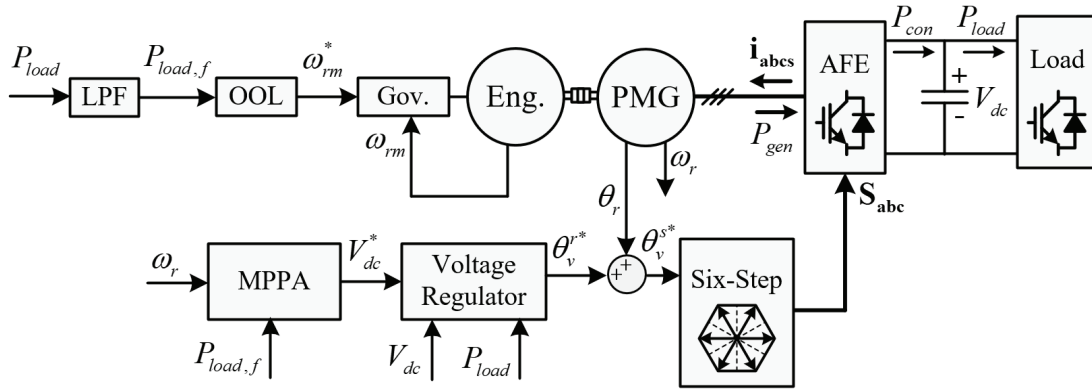


Fig. 4. The block diagram of the proposed DC bus voltage regulation strategy.

이로 인하여 제안 방법은 약자속 운전상에서 컨버터의 스위칭 손실뿐만 아니라 도통 손실까지도 저감할 수 있다.

3. 제안하는 직류단 전압 제어 기법

본 논문은 식스 스텝 운전을 활용하여 컨버터 손실을 저감하는 직류단 제어 기법을 제안한다. 제안하는 기법의 제어 블록도는 그림 4와 같다. P_{load} 가 변함에 따라 엔진의 속도는 최적 효율 운전점을 따라 제어된다. 또한 직류단 전압은 발전기의 회전 속도와 부하에 따라 컨버터 및 발전기의 손실을 최소화하는 전압으로 제어된다

3.1. 최적 효율 운전점

350kW 디젤 엔진의 연료 소비율 지도(Specific Fuel Oil Consumption map, SFOC map)와 최적 효율 운전점을 그림 5에 나타내었다^[9]. 본 논문의 대상 엔진은 350kW 엔진과 같은 최적 효율 운전점을 갖는다고 가정하였다. 엔진의 최적 효율 운전을 위해, 엔진의 속도 지령 ω_{rm}^* 은 최적 효율 운전점상에서 필터링된 부하 $P_{load,f}$ 에 대응되는 값으로 결정되었다.

3.2. MPPA 운전 및 전압 제어기

MPPA 운전을 위해 발전기의 직류단 전압은 식 (5)에 의해 유도된 $V_{dc,MPPA}^*$ 를 따라 제어한다. 앞에서 언급했듯이, $V_{dc,MPPA}^*$ 가 $V_{dc,lim}^+$ 를 넘게 되면 직류단 전압은 $V_{dc,lim}^+$ 로 제어된다. 직류단 전압 제어기의 제어 블록도를 그림 6에 나타내었다. 전압 제어기는 적분-비례 제어를 기반으로 구성되었다. 전향 보상을 적용한 적분-비례 제어기의 출력은 식 (6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{gen}^* = P_{load} - K_p V_{dc} + \int K_i (V_{dc}^* - V_{dc}) dt \quad (6)$$

직류단 캐패시터에 저장된 에너지의 변화율은 P_{gen} 과 P_{load} , 그리고 정전 용량 C_{dc} 에 관하여 식 (7)과 같이 나타낼 수 있다.

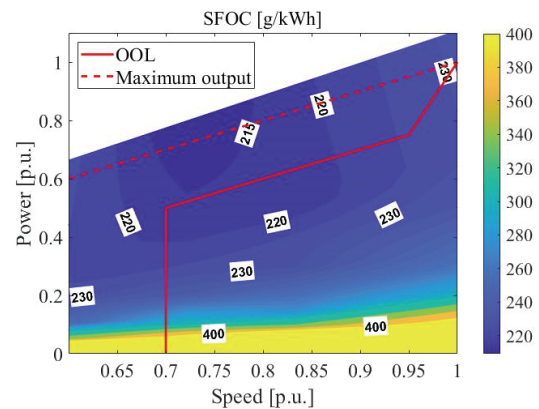


Fig. 5. SFOC map and OOL of 350kW diesel engine, AD158TI.

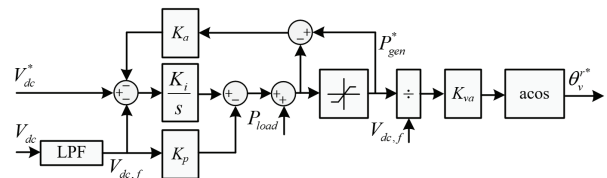


Fig. 6. DC bus voltage regulator of the proposed control strategy.

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C_{dc} V_{dc}^2 \right) = C_{dc} V_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = P_{gen} - P_{load} \quad (7)$$

직류단 전압은 직류단 기준 전압 $V_{dc,nom}$ 의 $\pm 10\%$ 이내 범위에서 변동하므로, 식 (7)은 식 (8)과 같이 근사할 수 있다.

$$C_{dc} V_{dc,nom} \frac{dV_{dc}}{dt} = P_{gen} - P_{load} \quad (8)$$

식 (6)을 식 (8)에 대입하면, 입력 V_{dc}^* 에 대한 V_{dc} 의 응답은 2차 시스템 형태로 나타난다. 2차 시스템의 감쇠비와 고유 주파수를 각각 ζ 와 ω_n 로 설계하기 위하여 K_p 와 K_i 를 식 (9)와 같이 설정하였다.

TABLE I
PARAMETERS OF THE PM GENERATORS
USED IN SIMULATION AND EXPERIMENTS

Parameter	Simulation	Experiment
Rated power	5 MW	4kW
Rated speed	1800 r/min	2200 r/min
λ_f	1.13 V·s	0.129 V·s
L_s	107 μ H (0.6 p.u.)	2.5 mH (0.6 p.u.)
Pole number	8	8

$$K_p = 2C_{dc} V_{dc,nom} \zeta \omega_n$$

$$K_i = C_{dc} V_{dc,nom} \omega_n^2$$
(9)

식스 스텝 운전 중에 정상 상태 P_{gen} 은 식 (10)과 같이 회전자 기준 dq 좌표계상에서 나타낸 발전기 출력 전압의 위상, θ_v^r 에 관한 식으로 나타낼 수 있다^[13].

$$P_{gen} = \frac{3}{\pi} \frac{\lambda_f V_{dc}}{L_s} \cos \theta_v^r$$
(10)

식 (10)을 발전기 출력 전압의 위상에 관하여 나타내면, P_{gen}^* 을 출력하기 위한 위상 지령 θ_v^{*r} 은 식 (11)과 같이 유도할 수 있다.

$$\theta_v^{*r} = \cos^{-1} \left(\frac{\pi}{3} \frac{L_s}{\lambda_f V_{dc}} P_{gen}^* \right)$$
(11)

정지 좌표계상에서 나타낸 발전기 출력 전압의 위상 θ_v^{*r} 은 θ_v^{*r} 에 회전자 각도 θ_r 을 더함으로써 계산할 수 있다. 컨버터에서 θ_v^{*r} 에 대응되는 전압 벡터를 출력한다.

4. 시뮬레이션 및 실험 결과

제안하는 직류단 전압 제어 기법의 성능을 검증하기 위하여 시뮬레이션 및 실험을 수행하였다. 기존 직류단 전압 제어 기법은 AFE의 PWM 운전을 이용하여 구현하였다. 기존 기법의 $V_{dc,MPPA}^*$ 는 MPPA 운전을 위한 최소한의 직류단 전압 지령으로 설정되었으며, 그 값은 식 (5)에서 $\pi/2$ 를 $\sqrt{3}$ 으로 대체함으로써 유도할 수 있다.

4.1. 시뮬레이션 결과

시뮬레이션은 5MW 발전기를 대상으로 수행하였으며, 시뮬레이션에 사용된 발전기의 제정수는 표 1에 나타나 있다. 부하 증가율은 0.025p.u./s로 설정하였으며, 엔진은 최적 효율 운전점을 따라 제어하였다. 전력 시스템의 기준 전압은 1000V로, 정상상태 전압 변동률은 DC 계통 표준에 따라 $\pm 10\%$ 까지 허용하였다^[16]. 기존 시스템의 PWM 스위칭 주파수는 2kHz로, 제안 시스템의 식스 스텝

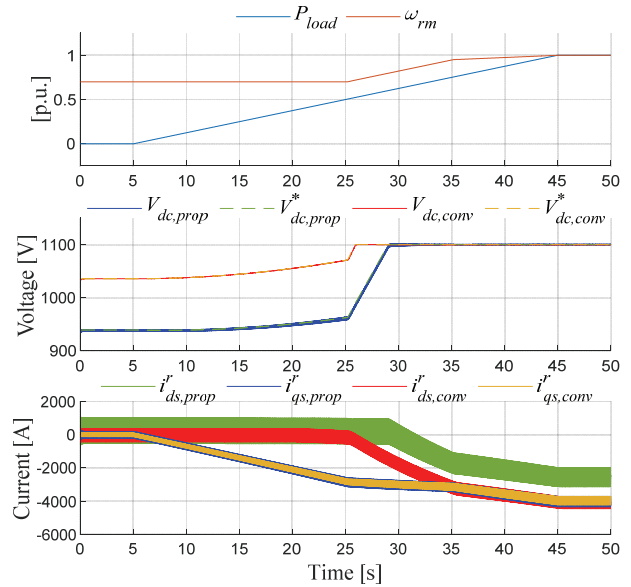


Fig. 7. Simulation results of the conventional and the proposed strategies.

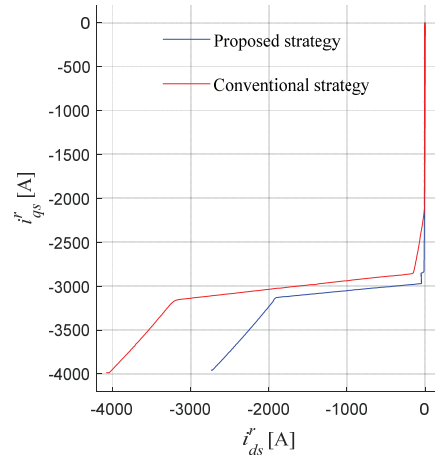


Fig. 8. Average i_{dqs}^r of the both strategies in the simulation.

탭 운전 샘플링 주파수는 20kHz로 설정하였다. 컨버터의 각 스위치는 1700V/3600A 정격의 IGBT 모듈 (FZ3600R17HE4P) 2-병렬 연결로 구성되었다고 가정하였다. 스위칭 및 도통 손실은 해당 모듈의 손실 데이터를 기반으로 모의하였다.

기존 기법과 제안 기법의 제어 파형과 동기 좌표계에서의 평균 고정자 전류를 각각 그림 7과 그림 8에 나타내었다. 기존 기법에서는 직류단 전압을 AFE의 PWM 운전으로 제어하였다. 부하가 증가함에 따라 $V_{dc,MPPA}^+$ 가 V_{lim}^+ 에 도달할 때까지 MPPA 운전이 수행되었다. 이후에는 약자속 운전상에서 직류단 전압을 V_{lim}^+ 으로 제어하였다. 제안 방법에서는 AFE의 식스 스텝 운전을 통해 직류단 전압을 제어하였다. 마찬가지로, $V_{dc,MPPA}^+$ 가 V_{lim}^+ 에 도달할 때까지는 MPPA 운전, 이후에는 약자속 운전상에서 직류단 전압을 제어하였다.

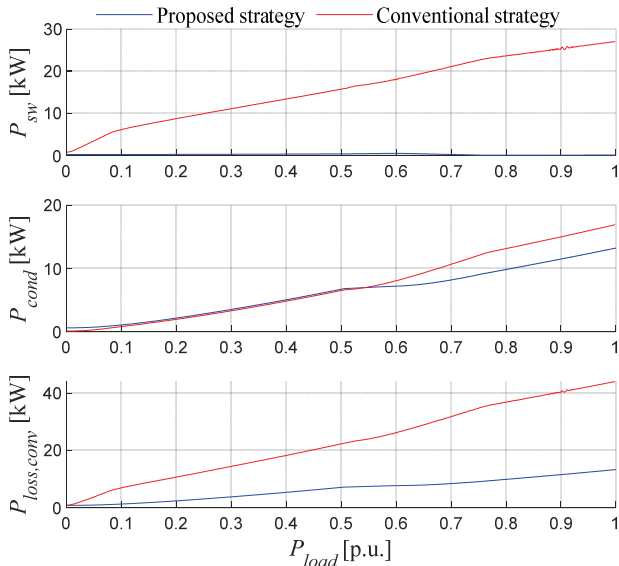


Fig. 9. Switching, conduction, and converter losses of the both strategies.

식스 스텝 운전의 전압 사용률이 PWM보다 더 크기 때문에, 동일 부하에서 제안 기법의 직류단 전압이 기존 기법 대비 더 낮은 값으로 제어될 수 있었다. 이로 인하여 그림 7에 나타낸 바와 같이, MPPA 운전이 가능한 최대 부하는 제안 방법에 의해 0.53p.u에서 0.6p.u로 기존 기법 대비 13% 증가하였다. 또한, 그림 8에 나타낸 바와 같이 정격 부하에서의 평균 약자속 전류의 크기는 4.1kA에서 2.7kA로 33% 감소하였다.

기존 기법과 제안 기법의 부하에 따른 컨버터 손실을 그림 9에 나타내었다. 제안 방법에 의하여 정격 부하에서의 스위칭 손실은 PWM 시의 28kW에서 거의 무시할 수 있는 수준으로 감소하였다. 기존 기법은 제안 기법보다 더 낮은 부하, 0.53p.u.에서부터 약자속 운전을 수행하므로, 0.53p.u. 이상의 부하에서는 제안 기법이 기존 기법의 도통 손실을 개선하였다. 또한 제안 기법에 의해 감소된 약자속 전류로 인하여 정격 부하에서의 도통 손실은 17kW에서 13kW로 22% 감소하였다. 정격 부하에서의 총 컨버터 손실은 44kW에서 13kW로 70% 감소하였다.

4.2. 실험 결과

4kW 정격의 축소 실험 세트를 구성하여 제안 기법의 성능을 검증하였다. 축소 실험 세트에는 4kW 정격의 영구 자석 발전기를 사용하였으며, 발전기의 파라미터는 표 1에 나타내었다. 발전기 임피던스를 시뮬레이션과 동일한 퍼센트 임피던스로 설정하기 위하여 기준 직류단 전압은 140V로 설정되었다. 컨버터 구성에는 600V/150A 정격의 IGBT 모듈(PM150RL1A060)이 사용되었다. 컨버터 손실은 3상 전력계 PM6000을 통해 측정되었다. 엔진은 권선형 동기기로 모의하였으며, 엔진 모의 전동기는 엔진의 최적 효율 운전점을 따라 제어되었다. 전압 허용

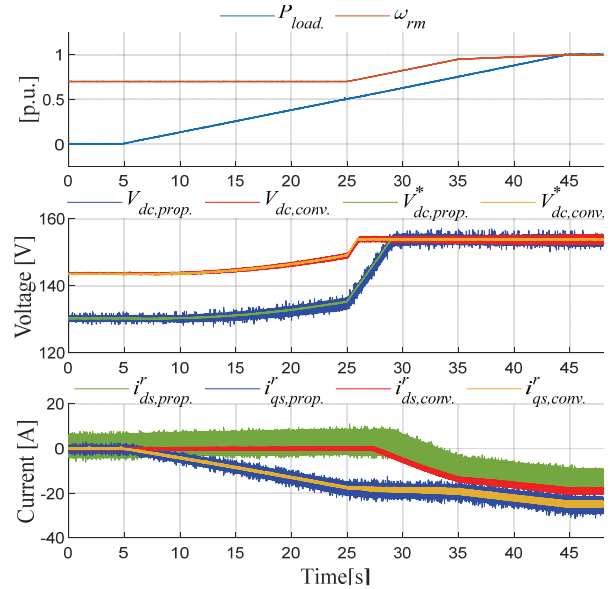


Fig. 10. Experimental results of the conventional and the proposed strategies.

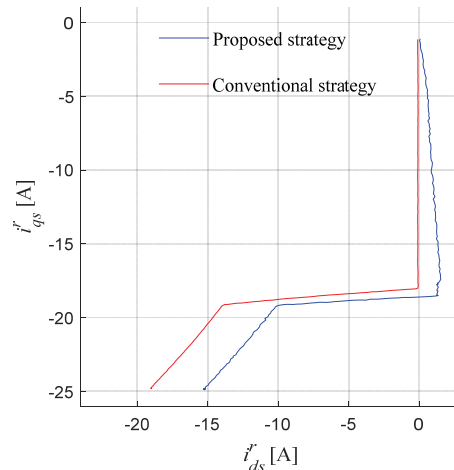


Fig. 11. Average i_{dqs} of the both strategies in the experiment.

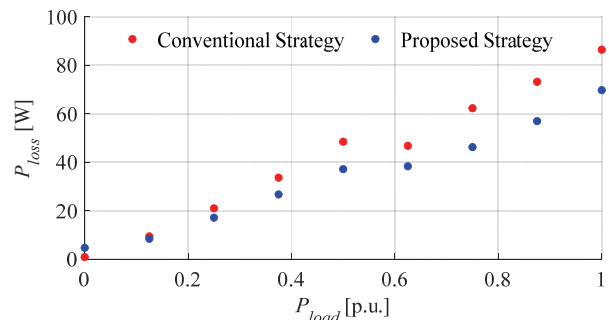


Fig. 12. Total converter loss of the conventional and the proposed strategies in experiment.

률과 부하 증가율은 시뮬레이션과 동일하게 설정되었다. PWM의 스위칭 주파수와 제안 기법의 샘플링 주파수는 각각 10kHz와 20kHz로 설정하였다.

기존 기법과 제안 기법의 제어 파형, 동기 좌표계에서의 평균 고정자 전류, 총 컨버터 손실을 각각 그림 10, 그림 11, 그림 12에 나타내었다. 그림 10에 나타낸 바와 같이, 제안 기법에 의해 MPPA 운전이 가능한 최대 부하는 기존 기법 대비 0.53p.u.에서 0.6p.u.로 13% 증가하였다. 또한 그림 11에 나타낸 바와 같이 정격 부하에서의 평균 약자속 전류 크기는 19A에서 15A로 20% 감소하였다. 평균 약자속 전류의 감소와 식스 스텝 운전의 스위칭 손실 저감 효과로 인하여, 정격 부하에서의 총 컨버터 손실은 그림 12에 나타낸 바와 같이 86W에서 70W로 19% 감소하였다.

5. 결 론

본 논문에서는 영구자석 발전기와 연계된 AFE를 식스 스텝 운전으로 구동하여 직류단 전압을 제어하는 방법을 제안하였다. 그리고 식스 스텝 운전 조건하에서 엔진, 발전기, 그리고 컨버터의 손실을 최소화하는 전압 제어 알고리즘을 구현하였다. 제안 기법의 손실 개선 성능을 시뮬레이션과 실험으로 검증하였다. 기존 PWM 운전 방식 대비, 낮은 스위칭 주파수와 소프트 턴-온 동작으로 인하여 스위칭 손실이 대폭 감소하였고, 높은 전압 이용률로 인하여 도통 손실 또한 감소하였다. 시뮬레이션과 실험에서 각각 최대 70%와 19%의 컨버터 손실 저감 성능을 확인하였다.

본 논문은 2021년도 BK21 FOUR 정보기술 미래 인재 교육 연구단에 의하여 지원되었음.

References

- [1] A. P. Roskilly, R. Palacin, and J. Yan, "Novel technologies and strategies for clean transport systems," *Applied Energy*, Vol. 157, pp. 563-566, 2015.
- [2] DNV GL, "Maritime forecast to 2050," Accessed on: Nov. 15, 2019. [Online]. Available: <https://www.dnvgl.com/publications/>.
- [3] R. D. Geertsma, R. R. Negenborn, K. Visser, and J. J. Hopman, "Design and control of hybrid power and propulsion systems for smart ships: A review of developments," *Applied Energy*, Vol. 194, pp. 30-54, 2017.
- [4] R. Barcellos, "The hybrid propulsion system as an alternative for offshore vessels servicing and supporting remote oil field operations," *OTC Brasil*, 2013.
- [5] G. F. Reed, B. M. Grainger, A. R. Sparacino, and M. Zhi-Hong, "Ship to grid: Medium-voltage DC concepts in theory and practice," *IEEE Power and Energy Magazine*, Vol. 10, No. 6, pp. 70-79, Nov. 2012.
- [6] S. O. Settemsdal, E. Haugan, K. Aagesen, B. Zahedi, and S. A. Drilling, "New enhanced safety power plant solution for DP vessels operated in closed ring configuration," in *Proceedings of Dynamic Positioning Conference Marine Technology Society*, pp. 1-21, 2014.
- [7] D. Dujic and U. Javaid, "MVDC power distribution networks and technologies for marine applications," in *Proceedings of ECPE Workshop*, Aachen, Germany, pp. 1-28, 2018.
- [8] F. Gao, X. Zheng, S. Bozhko, C. Hill, and G. Asher, "Modal analysis of a PMSG-based DC electrical power system in the more electric aircraft using eigenvalues sensitivity," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, Vol. 1, No. 1, pp. 65-76, Jun. 2015.
- [9] Y. K. Son, S. Y. Lee, and S. K. Sul, "DC power system for fishing boat," in *Proceedings of International Conference on Power Electronic Drives and Energy Systems (PEDES)*, pp. 1-6, Dec. 2018.
- [10] A. Accetta and M. Pucci, "Energy management system in DC micro-grids of smart ships: Main gen-set fuel consumption minimization and fault compensation," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 55, No. 3, pp. 3097-3113, May/June. 2019.
- [11] Y. Son, S. Lee, S. Ko, Y. Kim, and S. Sul, "Maritime DC power system with generation topology consisting of combination of permanent magnet generator and diode rectifier," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, Vol. 6, No. 2, pp. 869-880, Jun. 2020.
- [12] M. Huang, K. Chen, T. Chen, Y. Liang, and G. Pan, "An innovative constant voltage control method of PMSM-Type ISG under wide engine speed range for scooter with idling stop," *IEEE Access*, Vol. 7, pp. 20723-20733, 2019.
- [13] Y. K. Won, S. Kim, and S. Sul, "Six-step operation of PMSM with instantaneous current control," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 50, No. 4, pp. 2614-2625, Jul./Aug. 2014.
- [14] K. Asano et al., "High performance motor drive technologies for hybrid vehicles," in *Proceedings of Power Conversion Conference*, Nagoya, Japan, pp. 1584-1589, 2007.
- [15] B. K. Bose, "A high-performance inverter-fed drive system of an interior permanent magnet synchronous machine," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 24, No. 6, pp. 987-1087, Nov./Dec. 1988.
- [16] P. Ghimire, D. Park, M. K. Zadeh, J. Thorstensen, and E. Pedersen, "Shipboard electric power conversion: System architecture, applications, control, and challenges [Technology leaders]," *IEEE Electrification Magazine*, Vol. 7, No. 4, pp. 6-20, Dec. 2019.
- [17] DNV GL, "Rules for classification ships: Part 4 systems and components-Chapter 8 electrical installations," 2018.



윤종훈(尹鐘勳)

1995년 7월 22일생. 2019년 서울대 전기·정보공학부 졸업. 2019년~현재 동 대학원 전기·정보공학부 석·박사과정.



손영광(孫榮光)

1991년 11월 2일생. 2014년 서울대 전기정보공학부 졸업. 2020년 동 대학원 전기정보공학부 졸업(공박). 2020년~현재 한국전기연구원 선임연구원.



설승기(薛承基)

1958년 3월 25일생. 1980년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1983년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1986년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1986년~1988년 University of Wisconsin, Madison 연구원. 1988년~1990년 LG산전 책임연구원. 2003년~2004년 일본 Yaskawa Electric Corp. 상임연구고문. 1991년~현재 서울대 전기·정보공학부 교수. 2005년~2007년 서울대 공대 부학장. 2008년~2011년 기초전력연구원 원장. 2011년 ICPE'11 General Chairman. 2012년~2014년 당 학회 JPE Editor-in- Chief. 당 학회 명예회장.