

FCEV 구동용 DC-DC 컨버터 가변 DC-link 전압 제어에 의한 PWM 인버터의 전류 왜곡 저감

고안열¹, 김도윤¹, 이정효², 김영렬³, 원충연[†]

Reduction of Current Distortion in PWM Inverter by Variable DC-link Voltage of DC-DC Converter for FCEV

An-Yeol Ko¹, Do-Yun Kim¹, Jung-Hyo Lee², Young-Real Kim³, and Chung-Yuen Won[†]

Abstract

A design and control method of DC/DC converter, which can control variable DC-link voltage to drive a fuel cell electric vehicle (FCEV), is proposed in this study. Given that a fuel cell has low-voltage and high-current characteristics, the required voltage for operating motor must be output through the DC/DC boost converter in the system to drive an FCEV. The proposed converter can choose the output voltage of battery or fuel cell in consideration of the driving mode, as well as control DC-link voltage in accordance with the back electromotive force. The switching lag-time to prevent shortage of pulse-width modulation inverter arms makes distorted current waveform caused by voltage distortion. Through this control method, the proposed converter can reduce the output voltage distortion and current ripple of the inverter, thereby reducing the distorted torque. Simulations and experimental results are presented to verify the reliability of the proposed DC/DC converter.

Key words: Fuel cell electric vehicle (FCEV), DC-DC converter, Variable DC-link voltage control, Voltage distortion, Distorted torque

1. 서 론

연료전지 전기자동차(FCEV)는 기존의 엔진 차량에 비해 에너지 효율이 높고 배기가스가 없다는 장점을 가지고 있다. 친환경 차량의 한 종류인 FCEV(Fuel Cell Electric Vehicle)는 연료전지를 주전원으로 사용하여 차량 구동용 전동기에 필요한 에너지를 공급하게 된다. 일반적으로 사용되는 2차 전지는 에너지 저장장치로서의 역할이 강한 반면, 연료전지는 수소를 공급받아 전기에너지를 생산하기 때문에 일반자동차의 내연기관과 같은

역할을 수행하는 장점을 가진다. 또한 연료전지는 전기 화학 반응 시 환경적인 요소의 영향이 작은 장점을 가지기 때문에 연료전지를 사용한 자동차 전동기 구동 시스템이 꾸준히 연구되고 있다.

연료전지는 동특성이 느리고 수소 공급 하에서만 발전이 가능하기 때문에 이를 보상하기 위하여 대부분의 연료전지 시스템은 배터리나 슈퍼 커패시터 등의 백업용 소자를 사용한다.

연료전지는 다양한 종류가 있지만 그중에서 비교적 빠른 반응시간과 시동시간을 가진 PEMFC(Polymer Electrolyte Membrane Fuel Cell)가 FCEV용으로 가장 많이 사용된다. 본 논문에서도 PEMFC의 특성을 갖는 연료전지 시뮬레이터를 사용하여 시뮬레이션 및 실험을 수행 하였다.

영구자석을 회전자 내부에 삽입한 IPMSM(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)은 구조적 특징으로 마그네틱 토크와 릴럭턴스 토크를 동시에 이용할 수 있기 때문에 효율이 높고 운전속도 범위가 넓은 장점이 있다. 이러한 구조적인 특징으로 단위체적당 출력할 수 있는 토크가 높기 때문에 본 논문에서는 FCEV

Paper number: TKPE-2014-19-6-12

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

[†] Corresponding author: woncy@skku.edu, School of Info. and Comm. Eng., Sungkyunkwan University
Tel: +82-31-290-7115 Fax: +82-31-290-7179

¹ School of Info. and Comm. Eng., Sungkyunkwan University

² Automotive Components Development 4 Team, LG Innotek

³ Dept. of Electric. & Electron. Eng., Anyang University
Manuscript received May 7, 2014; accepted Oct. 30, 2014

— 본 논문은 2013년 추계학술대회 우수추천논문임

— 본 논문은 2013년 추계학술대회 외부장학금 수혜논문임

구동용으로 사용하였다.

연료전지는 저전압, 고전류 특성을 가지고 있으므로 순시 토크제어가 필요한 FCEV 구동 시스템에서는 연료전지만으로 출력을 감당하기 어렵다. 그러므로 병렬로 연결된 배터리용 DC-DC 컨버터를 통해 전동기 구동시 요구되는 전압을 출력하여 연료전지의 출력을 보조하는 역할을 한다.

전압형 PWM(Pulse Width Modulation) 인버터로 전동기를 구동하는 경우 발생하는 출력은 데드타임과 스위칭 소자의 전압강하 성분에 의해 왜곡된 성분이 포함된 전압과 전류를 출력하게 된다. 이때 왜곡된 성분을 포함한 출력은 DC-link 전압 크기에 따라서 비례하게 된다. 일반적으로 전동기를 구동할 때 다이오드 정류기를 사용하므로 고정된 직류 링크 전압을 가지게 된다. 즉 낮은 토크를 요구하는 경우에는 작은 DC-link 전압의 크기로 전동기를 구동해도 되지만 속도와 관계없이 큰 DC-link 전압이 가해지므로 좀 더 큰 왜곡된 성분을 포함한 출력이 발생된다^{[1]-[4]}.

기존의 FCEV용 DC-DC 컨버터는 연료전지와 2차 에너지원을 직렬로 연결한 형태로 구성되어 있다. 기존의 컨버터는 연료전지의 출력을 제어하고 연료전지의 안정성을 보완하는 역할과 DC-link와 2차 에너지원 사이에 구성되어 연료전지 전압을 승압하여 전동기 구동을 위한 DC-link단을 제어하는 역할을 한다.

직렬구조는 단방향이므로 컨버터의 제어가 단일동작으로 단순하고 배터리에서 부하로 전력을 전달하므로 병렬구조에 비해서 부하속응성이 빠르다^{[5],[6]}.

본 논문에서 제안하는 컨버터는 연료전지와 배터리를 병렬로 연결한 형태로써 정속도 구간이나 속도의 변화가 크지 않은 저토크 구간에서는 연료전지를 주전원으로 사용하게 되고, 속도의 변화가 큰 가속구간과 같이 고토크를 요구하는 구간에서는 보조전원인 배터리를 사용하게 된다. 전동기가 저속도를 요구하는 구간에서 최소 DC-link 전압을 출력하게 되고, 높은 DC-link 전압을 요구하는 고속도 구간에서 속도가 증가에 따라 DC-link 전압을 높여주는 가변 DC-link 전압제어를 수행한다. 가변 DC-link 전압제어를 하면 전동기의 최대 출력 구간 이외의 대부분의 구간에서는 일정한 DC-link로 제어하는 시스템에 비해서 항상 낮은 DC-link 전압으로 전동기 구동을 할 수 있다. 이러한 제어를 통해 최대 출력 이외의 영역에서는 DC-link 전압의 크기에 비례하여 전압과 전류의 왜곡된 성분을 줄일 수 있다.

컨버터의 동작과 제어 알고리즘을 검증하기 위해 시뮬레이션 및 실험 결과를 통해 제안된 DC-DC 컨버터의 타당성을 검증하였다.

2. 전압왜곡으로 발생한 전류맥동 저감 기법

전동기 구동에 사용되는 전압형 PWM 인버터에서 전

력용 반도체 소자가 스위칭 할 때 상단과 하단 스위치가 상보적으로 동작한다. 일반적으로 스위치는 턴-오프 시간이 턴-온 시간보다 길기 때문에 데드타임 없이 스위칭을 하게 되면 상단과 하단 스위치가 동시에 on 되는 구간이 반드시 생기게 되어 전원 단락이 발생하게 된다. 이때의 상단과 하단스위치의 단락을 방지하기 위해 데드타임을 주게 된다. 하지만 데드타임을 주게 되면 출력전압이 전압지령과 다르게 되어 왜곡된 성분이 포함된 출력전압이 발생하게 된다.

출력전압의 포함된 왜곡된 성분은 데드타임과 스위칭 소자의 전압강하 성분에 의해서 나타난다. 본 논문에서는 데드타임에 의한 전압강하 성분만을 고려하여 출력에 포함된 왜곡된 성분을 저감하는 방법을 제안하였다. 데드타임에 의한 전압강하 성분으로 인해 출력되는 극 전압은 왜곡된 성분이 포함된 전압과 전류를 출력하게 된다.

왜곡된 성분을 포함한 극전압은 각각의 상전압에 영향을 끼치게 되는데 이때의 왜곡된 상전압 V_{as_err} , V_{bs_err} , V_{cs_err} 를 정좌표계로 변환하여 푸리에 급수로 변환하면 식 (1), 식 (2)와 같다. 여기서 ΔV 는 데드타임과 스위칭 지연 시간에 따른 평균적인 왜곡 전압으로 DC-link 전압의 크기와 비례한다^{[7],[8]}. ΔV 는 전류의 방향이 양인 경우와 음인 경우로 나누어서 표현할 수 있다. 전류의 방향이 양인 경우에서, 인버터의 위쪽 스위치가 턴-온 되었을 때, 인가된 데드타임 동안 아래쪽 스위치의 다이오드가 도통하고 스위칭 소자의 턴-오프 이후 위쪽 스위치를 통해 전류가 흐르므로 출력 전압 오차가 발생하게 된다. 아래쪽 스위치가 턴-온 시에는 위쪽 스위치로 흐르던 전류가 스위칭 소자의 턴-오프 시간 이후 아래쪽 다이오드를 통해서 도통되어 출력 전압 오차가 발생한다. 전류의 방향이 음인 경우에는 양의 방향과 반대로 출력 전압 오차가 발생하게 된다.

$$V_{ds_err}^s = \frac{4}{\pi} \Delta V (\sin \omega_c t + \frac{1}{5} \sin 5\omega_c t + \frac{1}{7} \sin 7\omega_c t + \frac{1}{11} \sin 11\omega_c t + \frac{1}{13} \sin 13\omega_c t + \dots) \quad (1)$$

$$V_{qs_err}^s = \frac{4}{\pi} \Delta V (-\cos \omega_c t + \frac{1}{5} \cos 5\omega_c t - \frac{1}{7} \cos 7\omega_c t + \frac{1}{11} \cos 11\omega_c t - \frac{1}{13} \cos 13\omega_c t + \dots) \quad (2)$$

왜곡된 전압에 부하 임피던스 Z_L 와 부하 임피던스 각 θ 을 고려하여 동기 좌표계에서 나타나는 전류는 식 (3)과 식 (4)와 같다.

$$I_{ds_err}^s = \frac{4}{\pi} \frac{\Delta V}{Z_L} (-\sin \theta + \frac{1}{5} \sin(6\omega_s t - 5\theta) + \frac{1}{7} \sin(6\omega_s t - 7\theta) + \frac{1}{11} \sin(12\omega_s t - 11\theta) + \dots) \quad (3)$$

$$I_{qs_err}^s = \frac{4}{\pi} \frac{\Delta V}{Z_L} \left(-\cos \theta + \frac{1}{5} \cos(6\omega_s t - 5\theta) - \frac{1}{7} \cos(6\omega_s t - 7\theta) + \frac{1}{11} \sin(12\omega_s t - 11\theta) + \dots \right) \quad (4)$$

위 식을 통해 전류에서 6고조파와 12고조파가 발생하는 것을 확인할 수 있다. 발생된 고조파로 인해 왜곡된 성분이 포함된 토크의 식은 식 (5)와 같다.

$$T_{e_err} = \frac{P}{2} \frac{3}{2} \left\{ \phi_f I_{qs_err}^e + (L_{ds} - L_{qs}) i I_{ds_err}^e I_{qs_err}^e \right\} \quad (5)$$

데드타임에 의한 전압강하 성분에 의해 왜곡성분이 포함된 전압과 전류, 그로인한 출력 토크의 포함된 왜곡된 성분을 개선하기 위하여 전동기의 속도에 비례하여 DC-link 전압을 가변제어 함으로써 출력되는 전압, 전류, 토크의 왜곡된 성분을 저감하는 연구를 수행하였다.

전동기의 속도에 의한 전압제한 범위와 DC-link 전압과의 관계는 다음과 같다. SVPWM 기법을 사용하는 전압형 PWM 인버터로 구동되는 전동기의 출력은 인버터가 출력할 수 있는 최대 전압범위 V_{max} 에 의해 제한된다. 그때의 최대 전압 범위는 식 (6), 식 (7)과 같이 정의된다.

$$V_{max} = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} \quad (6)$$

$$V_a = \sqrt{v_d^2 + v_q^2} \leq V_{max} \quad (7)$$

식 (7)을 d -축과 q -축 전류에 관한 유기전압의 제한으로 나타내면 식 (8)과 같다.

$$V_a = \omega_r \sqrt{(L_d i_d + \phi_{pm})^2 + (L_q i_q)^2} \leq V_{max} \quad (8)$$

식 (8)을 통해서 최대 전압제한의 크기는 유기전압에 의해 제한되는 것을 알 수 있다. 식 (7)과 식 (8)을 통해서 전동기에서 발생하는 역기전력의 크기와 최대 전압제한 범위의 관계를 알 수 있다. 전동기의 역기전력이 전동기가 구동 가능한 최대 전압제한 범위를 벗어나게 되어 역기전력이 인버터가 출력 가능한 전압 이상의 전압을 갖게 되면, 역기전력과 인버터 출력 가능 전압의 차이로 인해 전동기는 발전기로 동작하게 된다. 그러므로 전동기에서 발생하는 역기전력의 크기만큼 DC-link 전압 크기를 제어하게 되면 DC-link 전압에 의한 인버터 출력 전압 범위를 제어할 수 있다. 이러한 제어를 통해 전동기에서 발생하는 역기전력에 따라 필요한 만큼의 전압으로만 전동기 구동이 가능하게 된다. 그러므로 전동기가 낮은 토크를 요구하는 구간에서 DC-link 전압 크기를 작게 제어하며 높은 토크를 요구하는 구간으로 속도가 증가함에 따라 DC-link 전압을 높여줌으로써

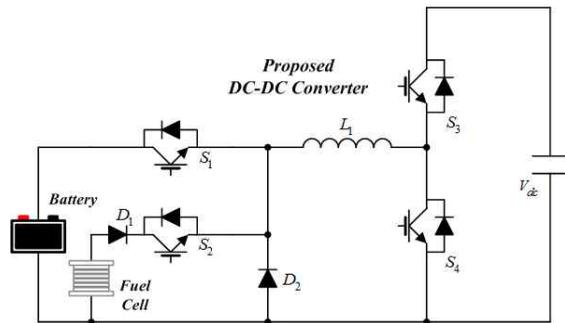


Fig. 1. Proposed DC-DC converter for FCEV.

DC-link 전압 크기에 비례하는 왜곡된 성분이 포함된 전압, 전류 및 출력 토크의 왜곡된 성분을 줄일 수 있다.

일반적으로 배터리를 사용한 전기자동차 시스템에서는 배터리의 전압이 IPMSM의 정격에 상응하는 DC-link 전압을 만족하기 위해서 승압용 DC-DC 컨버터를 사용하고, 일정한 DC-link 전압으로 IPMSM을 구동한다. 그러나 가변 DC-link 전압제어를 사용하면 최대 출력영역이 아닌 구간에서는 DC-link 전압을 일정한 크기로 제어하는 방식보다 항상 DC-link 전압의 크기가 작게 제어된다. 따라서 가변 DC-link 전압제어 방식이 고정 DC-link 전압제어 방식보다 전압, 전류, 토크 출력에서 포함하고 있는 왜곡된 성분을 줄일 수 있다.

3. 가변 DC-link 전압제어가 가능한 FCEV용 DC-DC 컨버터

그림 1은 본 논문에서 제안하는 FCEV 구동용 가변 DC-link 전압제어가 가능한 DC-DC 컨버터이다. 제안하는 컨버터의 스위치 S_1 과 스위치 S_2 는 전력제어에, 스위치 S_3 과 스위치 S_4 는 인버터의 입력이 되는 DC-link 전압제어 하는데 사용된다. 다이오드 D_1 는 연료전지로 흐르는 역전류를 블로킹하는 역할을 하고, 다이오드 D_2 는 buck 모드 동작 시 환류 다이오드로 동작한다.

컨버터 입력은 스위치 S_1 과 스위치 S_2 의 상보적인 동작을 통해 배터리 또는 연료전지로 선택이 가능하다. 가속 구간과 같이 전동기에서 큰 토크를 요구할 경우 전압 강하 후 회복시간을 필요로 하는 연료전지의 특성상 연료전지만으로 출력을 감당하기 어렵다. 이때 스위치 S_1 은 on 상태가 되어 컨버터가 배터리를 주전원으로 사용하여 DC-link 전압을 제어한다. 배터리로만 FCEV 초기 구동을 할 경우, 전동기 초기구동에 필요한 DC-link 요구전압이 배터리 전압보다 낮으므로 스위치 은 buck 모드로 동작한다. 전동기의 속도가 증가함에 따라 전동기의 역기전력이 커지게 되면 DC-link 요구전압이 배터리 전압보다 높게 되어 스위치 이 on 상태를 유지하게 되고 스위치 가 boost 모드로 동작하여 DC-link 전압을 증가시켜주는 제어를 한다.

TABLE I
SWITCHING STATES OF CONVERTER MODES

	S_1	S_2	S_3	S_4	source
Mode 1 (Buck)	PWM	off	off	off	Battery
Mode 2 (Boost)	on	off	off	PWM	Battery
Mode 3 (Boost)	off	on	off	PWM	Fuel cell

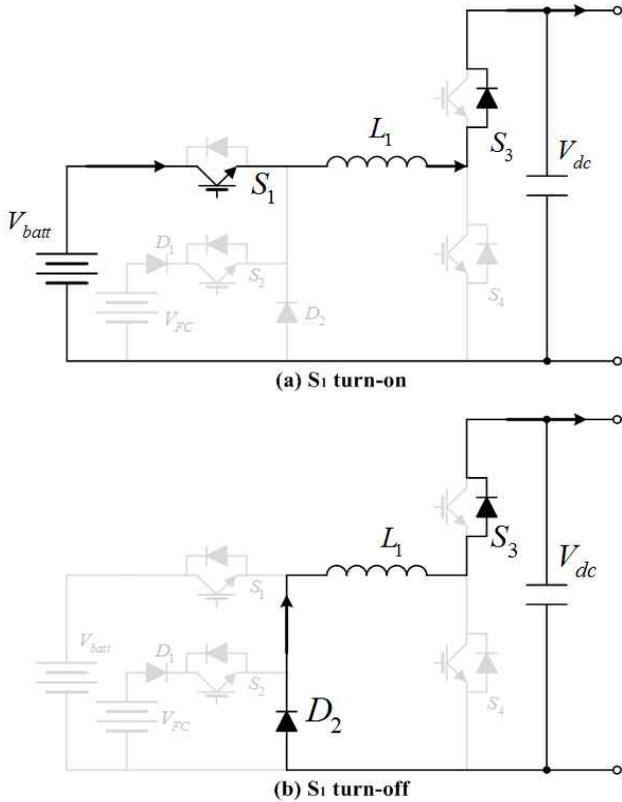


Fig. 2. Operating mode of the buck converter at the battery source(mode 1).

3.1 컨버터 동작모드

표 1은 컨버터의 모드별로 각 스위치의 스위칭 상태를 나타낸다. 모드 1과 모드 2는 배터리로 DC-link 전압을 제어하는 모드이다. 모드 1은 S_1 의 PWM 스위칭에 따라 buck 모드로 동작하고, 모드 2는 S_4 의 PWM 스위칭에 따라 boost 모드로 동작한다. 모드 3은 연료전지만으로 DC-link 전압을 제어하는 boost 모드이며, S_4 의 PWM 스위칭에 따라 boost 동작을 하게 된다.

제안하는 컨버터는 FCEV의 운전 상태에 따라 각 모드별로 DC-link 전압을 제어한다.

Mode 1은 FCEV 초기 구동시 연료전지의 시동시간을 고려한 모드이다. 연료전지는 10여분 정도의 시동시간을 갖게 됨으로 FCEV가 구동하기 위해서는 초기에 배터리로 동작을 하게 된다.

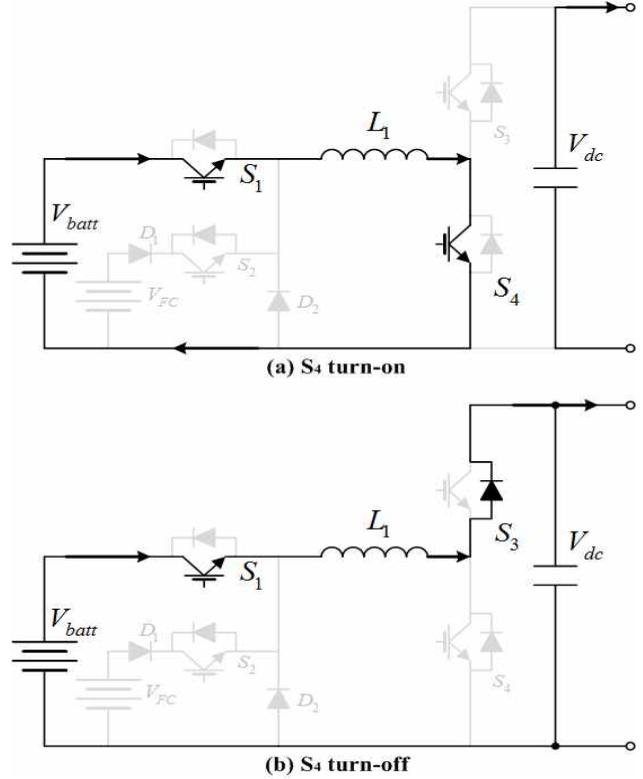


Fig. 3. Operating mode of the boost converter at the battery source(mode 2).

그림 2는 배터리를 주전원으로 할 때 컨버터의 buck 모드이다. 이때 S_1 의 듀티 제어를 통해 DC-link 전압제어가 가능하며 S_1 이 on 일 때 S_3 의 역병렬 다이오드를 통해 전류경로가 형성되며 S_1 이 off 일 때 D_2 와 S_3 의 역병렬 다이오드를 통해 전류경로가 형성된다.

스위치 S_1 이 on 상태인 전류 상승 구간의 인덕터 전류는 식 (9)와 같이 표현되고, 이 off 상태인 전류 하강 구간의 인덕터 전류는 식 (10)과 같이 표현된다.

$$I_{\max} - I_{\min} = \frac{V_{dc} - V_{batt}}{L} DT_s \quad (9)$$

$$I_{\min} - I_{\max} = \frac{-V_{dc}}{L} (1 - D) T_s \quad (10)$$

인덕터에 흐르는 전류의 의한 출력전압의 평균값은 식 (11)과 같이 표현된다.

$$\frac{V_{batt} - V_{dc}}{L} DT_s - \frac{V_{dc}}{L} (1 - D) T_s = 0 \quad (11)$$

식 (11)을 듀티에 관한 식으로 정의하면 식 (12)와 같이 표현된다.

$$V_{dc} = DV_{batt} \quad (12)$$

그림 3은 배터리를 주전원으로 할 때 컨버터의 boost 모드이다. Mode 2에서 S_1 은 항상 turn-on 상태이며 S_4 의 듀티 제어를 통해 DC-link 전압제어가 가능하다. S_4 가 turn-off 일때의 역병렬 다이오드를 통해 전류경로가 형성된다.

Mode 2는 고토코 구간과 같이 인버터에서 DC-link 전압을 크게 요구할 때, 배터리의 전압을 승압시켜 DC-link에 전달하는 구간이다.

스위치 S_4 가 on 상태인 전류 상승 구간의 인덕터 전류는 식 (13)과 같이 표현되고, 스위치 S_4 가 off 상태인 전류 하강 구간의 인덕터 전류는 식 (14)와 같이 표현된다.

$$I_{\min} - I_{\max} = \frac{V_{batt}}{L} DT_s \quad (13)$$

$$I_{\min} - I_{\max} = \frac{V_{batt} - V_{dc}}{L} (1 - D) T_s \quad (14)$$

인덕터에 흐르는 전류에 의한 출력전압의 평균값은 식 (15)와 같이 표현된다.

$$\frac{V_{batt}}{L} DT_s - \frac{V_{batt} - V_{dc}}{L} (1 - D) T_s = 0 \quad (15)$$

식 (15)를 듀티에 관한 식으로 정의하면 식 (16)과 같이 표현된다.

$$V_{dc} = \frac{V_{batt}}{1 - D} \quad (16)$$

그림 4는 연료전지를 주전원으로 사용할 때의 모드이며 이때 S_2 는 항상 turn-on 상태이며 배터리와 마찬가지로 S_4 의 듀티 제어를 통해 DC-link 전압의 승압이 가능하다. 이때 배터리의 전압이 연료전지의 전압보다 높을 경우 다이오드 D_1 은 블로킹 다이오드의 역할을 하여 연료전지로 흐르는 역전류를 차단한다.

Mode 3에서 스위치 S_4 가 on 상태인 전류 상승 구간의 인덕터 전류는 식 (17)과 같이 표현되고, 스위치 S_4 가 off 상태인 전류 하강 구간의 인덕터 전류는 식 (18)과 같이 표현된다.

$$I_{\min} - I_{\max} = \frac{V_{FC}}{L} DT_s \quad (17)$$

$$I_{\min} - I_{\max} = \frac{V_{FC} - V_{dc}}{L} (1 - D) T_s \quad (18)$$

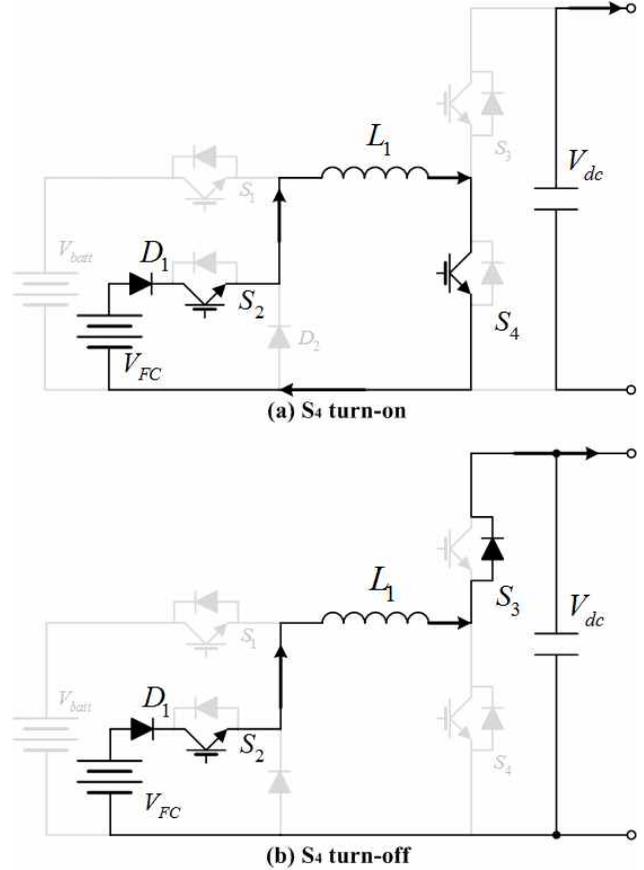


Fig. 4. Operating mode of the boost converter at the fuel cell source(mode 3).

인덕터에 흐르는 전류에 의한 출력전압의 평균값은 식 (19)와 같이 표현된다.

$$\frac{V_{FC}}{L} DT_s - \frac{V_{FC} - V_{dc}}{L} (1 - D) T_s = 0 \quad (19)$$

식 (19)를 듀티에 관한 식으로 정의하면 식 (20)과 같이 표현된다.

$$V_{dc} = \frac{V_{FC}}{1 - D} \quad (20)$$

3.2 컨버터 제어

그림 5는 제안된 시스템의 전체 제어 알고리즘 블록도이다. FCEV 초기 구동 시에는 연료전지의 시동시간을 고려하여 배터리를 주전원으로 사용하게 된다.

연료전지는 가속 구간과 같이 높은 토크를 요구하는 구간 보다는 낮은 토크를 요구하는 구간에서 주전원으로 사용하게 된다. 연료전지를 주전원으로 사용하여 전동기를 구동할 때 연료전지의 과도특성이 있으므로 낮은 전류를 출력할 시에는 배터리를 주전원으로 사용한다.

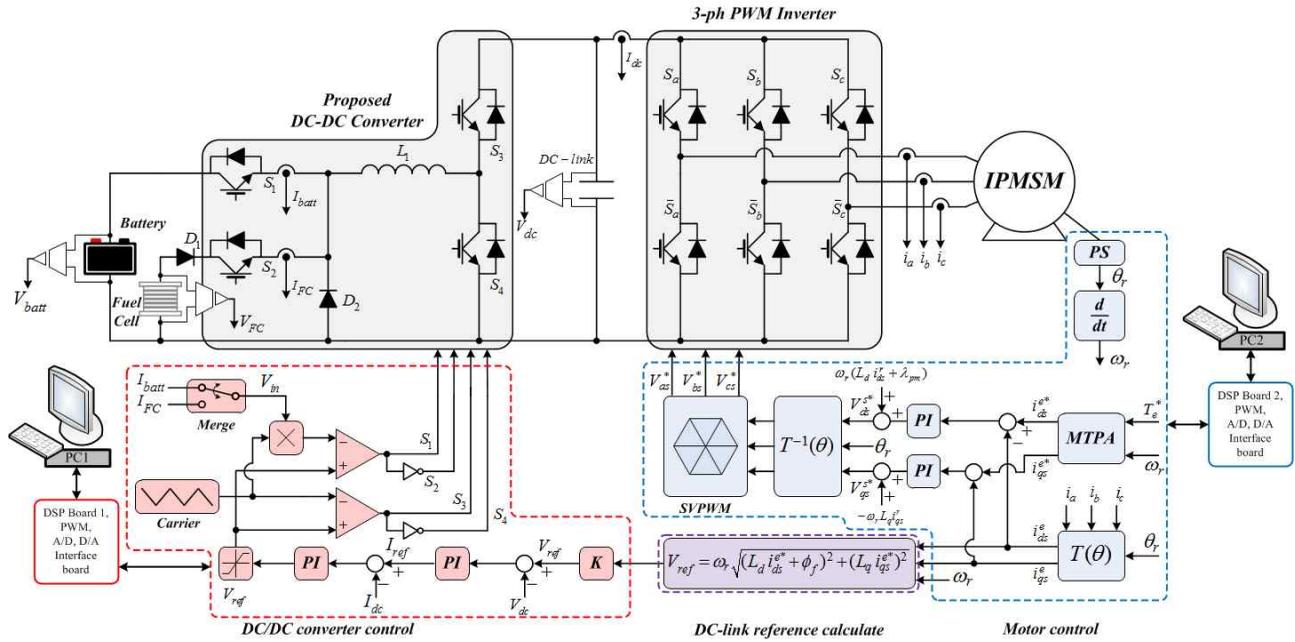


Fig. 5. The control algorithm block diagram for FCEV driving system.

검출 받은 전동기의 속도를 통해 전동기에서 발생하는 역기전력 만큼 DC-link 전압지령을 출력한다. 앞에서 설명한 것처럼 전압, 전류, 토크 출력의 왜곡된 성분의 크기는 DC-link 전압의 크기에 비례하여 발생하게 된다.

DC-link 전압지령 V_{ref} 는 전동기 구동이 가능한 최소한의 DC-link 전압을 출력하기 위해 역기전력에 의한 전압제한원 크기만큼 주게된다. 따라서 전압제한원을 나타내는 식 (8)과 같은 형태로 전압 지령이 인가되고 제안하는 제어방식에서는 식 (21)과 같이 정의된다.

$$V_{ref} = \sqrt{3} \cdot \omega_r \cdot \sqrt{(L_d i_{ds}^{r*} + \phi_f)^2 + (L_q i_{qs}^{r*})^2} \quad (21)$$

DC-link 전압지령은 SVPWM 기법에서 출력되는 최대 전압 V_{max} 에 의해 결정되고, 위에서 설명한 식 (6)의 DC-link 전압과 최대 전압제한 범위의 관계에 의해서 구할 수 있다.

4. 시뮬레이션 및 실험 결과

제안하는 컨버터의 동작을 검증하기 위해 Powersim사의 PSIM 시뮬레이션 툴을 사용하였다. 표 2와 표 3은 시뮬레이션과 실험에서 사용한 파라미터들을 나타내었다. 전체 시스템 시뮬레이션 및 실험을 위해 일반적인 전기자동차 시스템에 비해 스케일을 축소하여 진행하였다. 실제 실험에 사용된 배터리는 12 V의 배터리를 직렬로 연결하여 구성하였고, 연료전지는 3 kW용량의 연료전지 시뮬레이터를 사용하여 실험을 진행하였다.

TABLE II
PARAMETERS OF CONVERTER FOR FCEV SYSTEM

Parameter	Specification
Battery voltage	96 [V]
Battery power	7.7 [kW]
Fuel cell voltage	48 [V]
Fuel cell power	3 [kW]
Inductor	1.014 [mH]
Switching frequency	20 [kHz]

TABLE III
PARAMETERS OF IPMSM

Parameter	Specification
Rated power	16 [kW]
Rated torque	14 [Nm]
Rated speed	5000 [rpm]
Maximum speed	8700 [rpm]

그림 6은 속도지령이 가변됨에 따라 가변 DC-link 전압제어를 보여주는 시뮬레이션 파형이다. 시뮬레이션 파형은 각각 속도, DC-link 전압, 토크, 동기좌표계에서의 축전류와 직전류, 상전류를 보여준다. 시뮬레이션 초기에는 전동기의 초기 구동 시 필요한 전압인 50 V를 일정하게 출력하고 있다. Section 1에서 속도지령이 인가되면 전동기의 토크가 증가하는 고토크 영역으로 분류된다. 전동기의 속도가 1000 rpm이 되는 Section 2부터 DC-link 전압이 증가하는 것을 볼 수 있다. 전동기의 속도 증가 상태가 크므로 Section 2는 높은 토크를 요구하

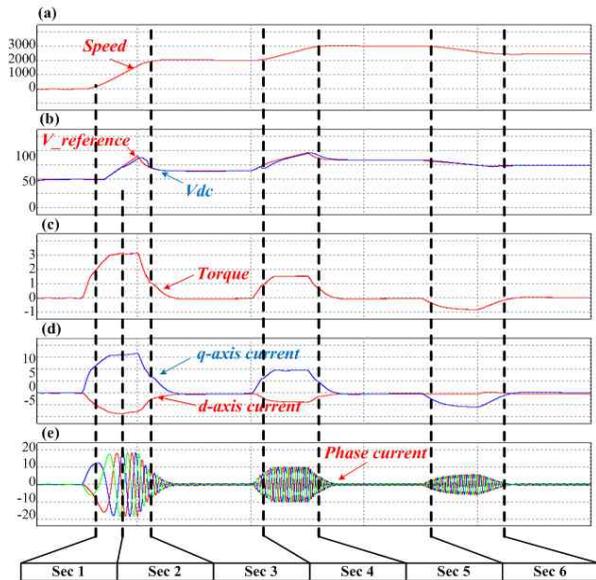


Fig. 6. The waveforms corresponding the variable speed reference. (a) Motor speed, (b) DC-link voltage, (c) Torque, (d) d -axis and q -axis current in synchronous reference frame, (e) Phase current

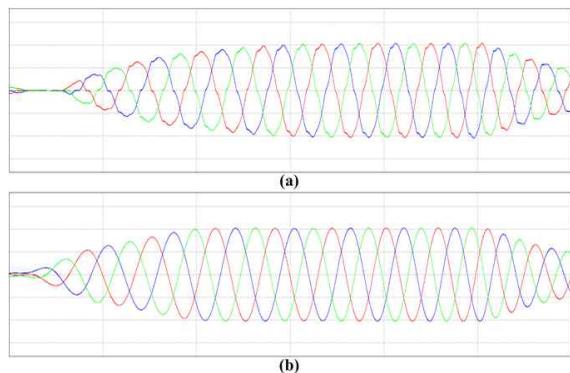


Fig. 7. Phase current waveforms (a) fixed DC-link voltage, (b) variable DC-link voltage control

는 구간으로 정의한다. 이때의 컨버터는 주전원이 배터리인 경우 buck 모드로 동작 후 DC-link 전압이 배터리의 전압 96 V보다 높아지는 구간에서 boost 모드 동작을 하게 된다.

Section 3에서는 전동기의 속도를 일정하게 제어함에 따라 토크가 감소하게 되고 저토크 영역으로서 DC-link 전압이 감소하는 것을 확인할 수 있다. Section 4에서는 전동기의 속도가 2000 rpm에서 3000 rpm으로 증가하는 고토크 영역으로써 DC-link 전압이 증가하는 것을 확인할 수 있다. Section 5에서 다시 전동기의 속도를 일정하게 유지한 후, Section 6에서 전동기의 속도를 감소시킴에 따라 DC-link 전압이 감소하고 토크가 감소함으로써 전동기의 속도지령에 따라 DC-link의 전압이 가변제어가 되는 것을 확인하였다. 전동기 속도 변화에 따라 각각의 d -축 전류와 q -축 전류의 왜곡 성분이 달라지므로 토크의 출력에도 왜곡이 발생한다.

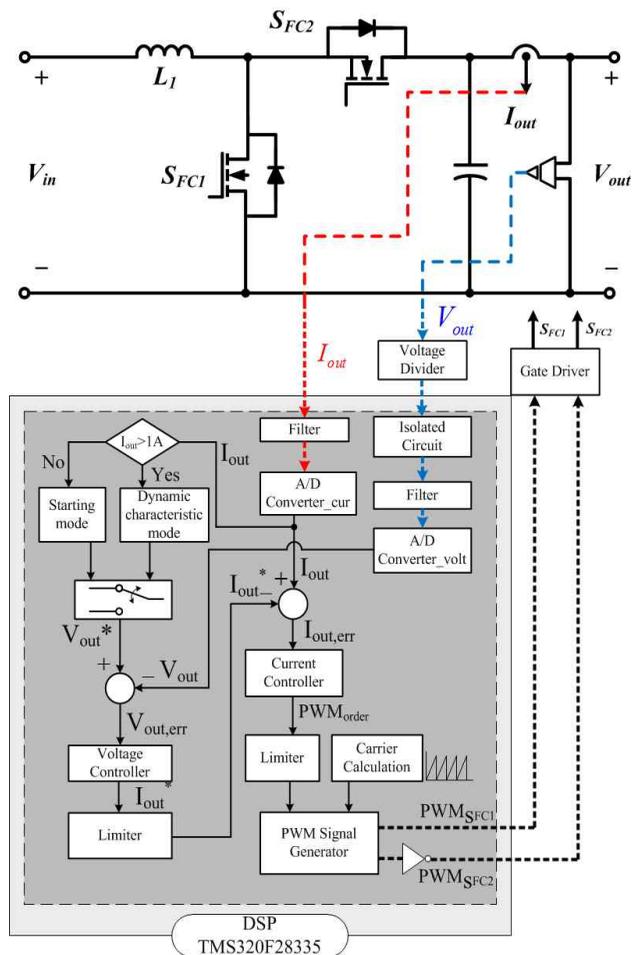


Fig. 8. The configuration of the fuel cell simulator

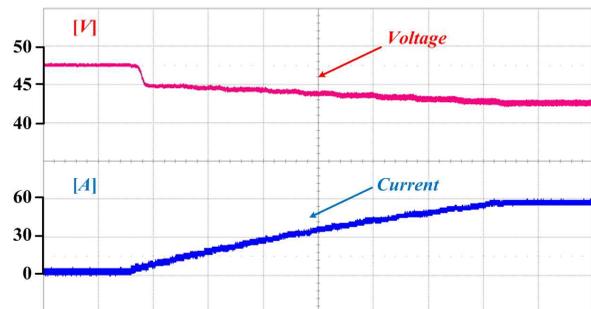


Fig. 9. The output waveforms of the fuel cell simulator.

그림 7은 그림 6의 Section4 구간에서의 DC-link 제어 방식에 따른 상전류 파형을 보여준다. 그림 7 (a)는 고정 DC-link 전압제어 시 전동기 속도의 증가시키기 위한 토크를 출력하는 상전류 파형이다. 그림 7 (a)는 데드타임에 의한 영향으로 인해 출력되는 상전류가 왜곡된 형태로 출력되는 것을 확인할 수 있다. 그림 7 (b)의 시뮬레이션결과를 통해 가변 DC-link 전압제어를 할 때, 데드타임에 의한 왜곡된 성분이 개선되는 것을 확인할 수 있다.

그림 8은 실험에 사용된 연료전지 시뮬레이터의 내부 구조를 나타낸 회로도이다. 연료전지 시뮬레이터는 동기

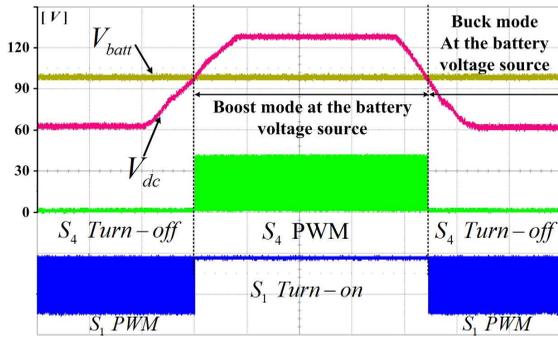


Fig. 10. Battery voltage and DC-link voltage waveforms of the converter in buck mode(mode 2) and boost mode(mode 3).

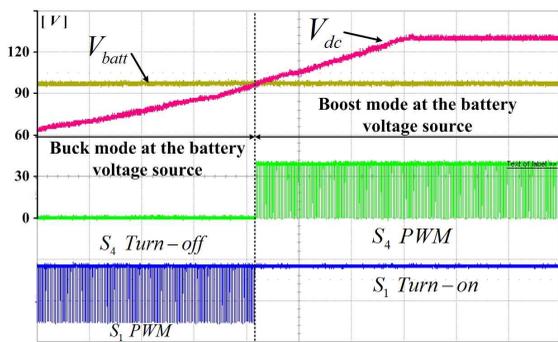


Fig. 11. Battery voltage and DC-link voltage waveforms of the converter when the operation mode is changing from buck mode(mode 2) to boost mode(mode 3).

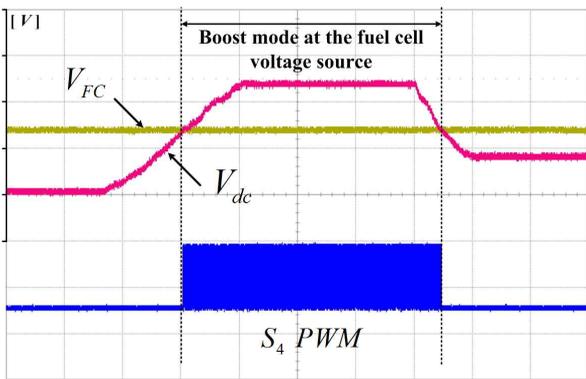


Fig. 12. Fuel cell voltage and DC-link voltage waveforms of the converter in boost mode(mode 1).

식 부스트 컨버터를 사용하여 구현하였다. 시뮬레이터는 초기동작모드와 동특성 모드를 나누어 제어를 하게 된다. 초기동작모드를 시작으로 전압드롭이 발생하는 구간에서 동특성모드로 전환되어 연료전지의 출력특성을 모사하게 된다.

그림 9는 연료전지 시뮬레이터의 초기구동모드와 동특성모드를 나타내는 결과 파형이다. 사용한 시뮬레이터의 특성에 따라 초기동작모드 후에 전압드롭이 발생하는 구간에서부터 동특성모드로 전환된다. 연료전지 동작 영역에서 출력전류가 증가함에 따라 연료전지의 특성을

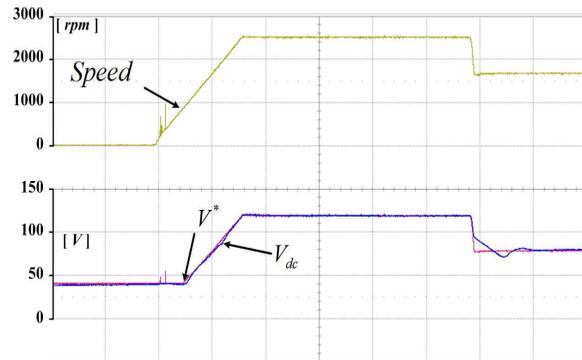


Fig. 13. Variable DC-link voltage control according to the speed variation.

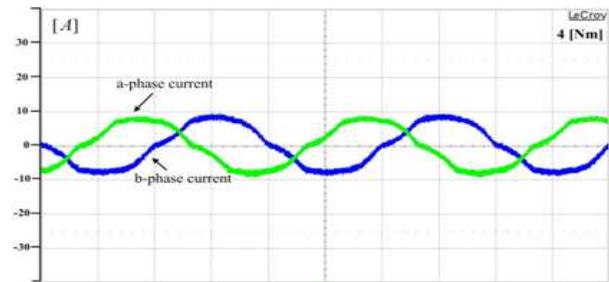


Fig. 14. A-phase and B-phase current waveforms according to the fixed DC-link voltage.

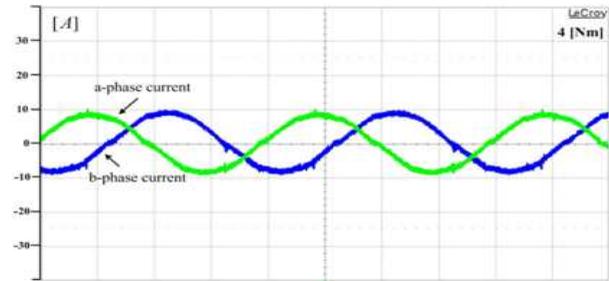


Fig. 15. A-phase and B-phase current waveforms according to the variable DC-link voltage control.

나타내고 있음을 확인할 수 있다.

그림 10은 컨버터가 buck 모드와 boost 모드 동작을 하는 동안의 배터리 전압과 DC-link 전압을 나타낸 실험 결과이다. 배터리 전압 V_{batt} 가 96 V로 일정하게 출력하고 있을 때, DC-link 전압 V_{dc} 가 초기에는 60 V로 제어하기 위하여 S_1 의 스위칭으로 buck 모드 (모드 2) 동작을 하고, 출력전압 가 배터리 전압인 96 V보다 증가하는 시점부터 스위치 S_4 를 통한 boost 모드 (모드 3) 동작을 하는 것을 확인할 수 있다.

그림 11은 컨버터가 buck 모드 (모드 2) 동작에서 boost 모드 (모드 3) 동작으로 전환되는 시점의 배터리 전압과 DC-link 전압을 확대하여 나타낸 파형이다. 스위치 S_4 가 boost 모드 (모드 3) 동작을 시작하는 시점에서 스위치 S_1 은 항상 on 상태가 된다.

그림 12는 연료전지만으로 DC-link 전압을 가변제어

한 실험 결과이다. 컨버터 시스템에서 DC-link 전압 V_{dc} 가 항상 연료전지의 출력전압 V_{FC} 보다 높게 설정하여 연료전지만으로 DC-link 전압을 제어할 때는 스위치 S_4 를 통한 boost 모드 (모드 1)로만 동작하는 것을 확인할 수 있다. 실험에서는 배터리로 FCEV를 구동 시킨 후에 연료전지 출력으로 동작을 확인하기 위해 DC-link 전압에 의해 연료전지 출력이 boost 동작을 한다.

그림 13은 인버터를 통해 전동기를 제어할 때 전동기의 속도가 변화함에 따라 컨버터의 출력인 DC-link 전압 가 가변되는 것을 보여주는 실험 결과이다. 전동기의 속도를 1000 rpm으로 구동하고 있을 때, 70 V의 DC-link 전압으로 제어가 되고 전동기의 속도가 1800 rpm 이상으로 증가하는 시점에서 DC-link 전압이 증가하는 것을 확인할 수 있다.

그림 14와 15는 속도가 1500 rpm으로 운전하는 중에 각각 고정 DC-link 전압과 가변 DC-link 전압제어를 수행했을 때의 상전류 파형이다.

앞에서 설명한 내용과 같이 고정 DC-link 전압으로 제어 할 경우 동기좌표계로 표현된 $d-q$ 축 전류식에서 ΔV 는 항상 일정하게 된다. 그림 14는 고정 DC-link 전압으로 제어한 경우이며, 왜곡된 성분이 포함된 상전류의 파형으로 고조파 성분이 포함된 형태로 전류가 출력되는 것을 확인하였다. 그림 15는 가변 DC-link 전압 제어를 통하여 왜곡된 성분을 감소시켜 고조파의 성분을 감소시켜 상전류의 파형이 고정 DC-link 전압으로 제어할 때보다 정현파에 가까운 출력이 나오는 것을 확인할 수 있다.

5. 결 론

본 논문에서는 FCEV 구동하는데 필요한 DC/DC 컨버터를 제안하였다. 이 컨버터는 저토크 구간에서는 연료전지를 주전원으로 사용하게 되고, 고토크를 요구하는 구간에서는 보조전원인 배터리를 사용하게 된다.

전압형 PWM 인버터 구동시 데드타임 영향으로 기본 파전압의 감소로 인하여 전류파형도 왜곡이 일어난다. 데드타임에 의해 발생하는 왜곡을 줄이기 위해 전동기의 속도가 가변함에 따라 발생하는 역기전력에 비례하여 가변 DC-link 전압제어를 수행하였다. 가변 DC-link 전압제어를 통해 인버터의 전압, 전류, 토크 출력의 왜곡된 성분을 줄일 수 있다. 그로인해 일반적으로 배터리를 사용한 시스템에서 DC-link 전압을 만족하기 위해서 승압용 DC-DC 컨버터를 사용하여 일정한 DC-link 전압으로 IPMSM을 구동시켜 최대 출력영역이 아닌 구간에서는 DC-link 전압을 일정한 크기로 제어하는 방식보다 항상 DC-link 전압의 크기가 작게 제어된다. 따라서 가변 DC-link 전압제어 방식이 고정 DC-link 전압제어 방식보다 전압, 전류, 토크 출력에서 포함하고 있는 왜곡된 성분을 줄일 수 있다. 제안된 가변 DC-link 전압제

어는 시뮬레이션과 실험을 통해 타당성을 검증하였다.

이 논문은 2014년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초 연구사업입니다. (No. 2014R1A2A2A05006744)

References

- [1] X. Lu, W. Qian, D. Cao, F. Z. Peng, and J. Liu, "A carrier modulation method for minimizing the dc link capacitor current ripple of the HEV DC-DC converter and inverter system," *APEC 2011, IEEE Conference Publication*, pp. 800-807, Mar. 2011.
- [2] J. Silvestre, "Half-bridge bidirectional DC-DC converter for small electric vehicle," *SPEEDAM 2008, International Symposium on*, pp. 884-888. June. 2008.
- [3] T. Schoenen, M. S. Kunter, M. D. Hennen, R. W. De Doncker, "Advantages of a variable DC-link voltage by using a DC-DC converter in hybrid-electric vehicles," *VPPC 2010, IEEE conference publication*, pp. 1-5, Sep. 2010.
- [4] T. Sukegawa, K. Kamiyama, K. Mizuno, T. Matsui, and T. Okuyama, "Fully digital, vector-controlled PWM VSI-fed ac drives with an inverter dead-time compensation strategy," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 27, No. 3, pp. 552-559. May/June. 1991.
- [5] J. S. Hong, S. Y. Jung, P. D. Thang, and K. H. Nam, "Hybridization fuel cell with supercapacitor for FCEV," *APEC 2008, IEEE conference publication*, pp. 286-290, Feb. 2008.
- [6] D. M. Joo, D. G. Woo, K. W. Koo, and B. K. Lee, "Comparison of structures for fuel cell-battery hybrid system," *Power Electronics Autumn Conference 2012*, pp. 21-22, Jun. 2012.
- [7] H. S. Ryu, B. S. Kim, J. H. Lee, I. H. Lim, S. H. Hwang, and J. M. Kim, "New dead time compensation method in voltage-fed PWM inverter," *Journal of Power Electronics*, Vol. 11, No. 5, pp. 395-403, Oct. 2006.
- [8] S. H. Hwang, and J. M. Kim, "Dead time compensation method for voltage-fed PWM inverter," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, Vol. 25, No. 1, Mar. 2010.



고안열(高安悅)

1988년 2월 16일생. 2012년 남서울대 전자공학과 졸업. 2014년 성균관대 대학원 에너지시스템공학협동과정 졸업(석사). 2014년 ~현재 동 대학원 전자전기컴퓨터공학과 박사과정.



김도윤(金度潤)

1985년 11월 30일생. 2011년 안양대 전기전자공학과 졸업. 2013년 성균관대 대학원 에너지시스템공학협동과정 졸업(석사). 2013년 ~현재 동 대학원 태양광시스템협동과정 박사과정.



이정효(李禎孝)

1982년 9월 20일생. 2006년 건국대 전기공학과 졸업. 2008년 성균관대 대학원 전자전기컴퓨터공학과 졸업(석사). 2013년 동 대학원 전자전기컴퓨터공학과 졸업(공학). 2013년 ~현재 LG이노텍 선임연구원.



김영렬(金瑛烈)

1958년 9월 5일생. 1982년 서울대 전기공학과 졸업. 1989년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1993년 동대학원 전기공학과 졸업(공학). 1982년~1987년 한국기계연구소 부설 기업기술지원센터 연구원. 1993년~1996년 한국항공우주연구소 선임연구원. 1996년~현재 안양대 전기전자공학과 교수.



원충연(元忠淵)

1955년 5월 10일생. 1978년 성균관대 공대 전기공학과 졸업. 1980년 서울대 공대 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1991년 12월~1992년 12월 미국 테네시 주립대학 전기공학과 방문 교수. 1998년~2000년 한국철도기술연구원 심사위원. 2006년~2009년 한국전력공사 PQ심사위원. 2006년~2009년 차세대 첨단도시철도시스템(한국건설교통기술평가원) 기술개발사업 운영위원. 2006년~현재 (주)로템 기술자문위원. 2010년~2012년 도시철도공사 기술검증위원. 2007년~현재 삼성전기 에너지파워 연구 센터장. 2011년~2012년 한국토지주택공사 기술심사 평가위원. 2011년~2013년 직류표준화 연구회 회장. 2010년 당 학회 회장. 현재 성균관대 전자전기공학부 교수.