

## 3상 Z-소스 하이브리드 능동전력필터 시스템

任永徹\*, 金載玄\*\*, 鄭榮國†

## Three-Phase Z-Source Hybrid Active Power Filter System

Young-Cheol Lim, Jae-Hyun Kim, and Young-Gook Jung

## 요 약

본 연구에서는 비선형 부하에서 발생하는 기본파 무효전력 및 고조파를 보상하기 위한 종전의 전압형 및 전류형 PWM 능동전력필터를 대체 할 수 있는 Z-소스 인버터 토폴로지의 하이브리드 능동전력필터에 대하여 고찰하였다. Z-소스 토폴로지의 능동전력필터의 보상 DC전원으로는 PEMFC가 사용되며, Z-소스 인버터의 shoot-through 듀티 비의 조절에 의하여 낮은 연료전지의 전압을 높은 보상 전압으로 부스트 한다. 제안된 시스템은 병렬형 Z-소스 능동전력필터와 7차 고조파 (420Hz) 동조 필터로 구성되며, 이 구성에 의하여 Z-소스 능동전력필터의 스위치 디바이스의 전압 스트레스는 감소된다. 제안된 Z-소스 하이브리드 능동전력필터의 보상 알고리즘으로는 전류 동기 검출법이 사용되었다. 3상 220V/60Hz, 25A급 비선형 다이오드 부하 조건하에서 PSIM 시뮬레이션을 수행하였으며, 정상상태 및 과도상태에서의 제안된 시스템의 보상 성능을 파악하였다.

## ABSTRACT

In this paper, a Z-source hybrid active power filter is proposed to compensate the harmonics and reactive power in power distribution system. The proposed system is composed of a 7th harmonics-tuned passive filter and an active power filter with a Z-source inverter topology, while voltage source PWM inverter or current source PWM inverter are applied as the power converter topology of conventional active power filters. The Z-source impedance network along with shoot through capability would ensure a constant DC voltage across the DC link. A polymer electrolyte membrane fuel cell is employed as an compensation DC energy source of the proposed system and its equivalent R-L-C circuit is modeled for simulation. As the compensation and control algorithm of the proposed system, the current synchronous detection algorithm is applied. The simulation analysis by PSIM is performed under the three-phase 220V/60Hz voltage source and 25A nonlinear diode loads. The effectiveness of the proposed the system is verified in the steady and transient states.

**Key Words** : Z-source inverter, Z-source hybrid active power filter, 7th-tuned passive filter, PEM fuel cell, Voltage stress of switch device, Harmonics and reactive power compensation

## 1. 서 론

†교신저자 : 정회원, 대불대 융합기술학부 부교수

E-mail : jyg@mail.daebul.ac.kr

\*정회원, 전남대 전기공학과 교수

\*\*학생회원, 전남대 전기공학과 석사

접수일자 : 2009. 8. 18

2차 심사 : 2009. 11. 14

1차 심사 : 2009. 10. 1

심사완료 : 2010. 1. 13

최근 전력전자 기술의 눈부신 발전에 힘입어 배전계통에 비선형 부하의 사용이 급증되고 있으며, 이들 비선형 부하들은 자신 뿐 만 아니라 관련 계통의 전력품질

질에 악영향을 끼치고 있다. 이와 같이 전력품질을 개선하기 위한 효과적인 방법 중의 하나가 능동전력필터(active power filter)[1-6,16,17,27,28]이다. 능동전력필터는 전원계통에 연결된 부하가 발생하는 고조파 및 무효전류를 보상하여 전원 측 전류의 품질을 개선하기 위한 전력전자변환 장치이다. 부하에서 발생하는 고조파 및 무효전류와  $180^\circ$  위상차를 갖는 보상전류를 발생하기 위해 능동전력필터는 DC 보상전원을 갖는데, 이것에 따라서 전압형 PWM 능동전력필터와 전류형 PWM 능동전력필터로 구분[3,4]되며, 이들은 고조파를 발생하는 부하의 특성에 따라서 적용 방법이 각각 다르다. 능동전력필터의 보상 성능은 보상기준 전류의 연산과정과 제어의 속응성에 의하여 결정된다. 그러나 안정적인 보상 에너지의 공급 측면에서는 충분한 보상 DC전압의 확립 역시 중요하다고 볼 수 있다.

일반적으로 전류형 능동전력필터의 보상 DC전원으로는 큰 리액터를 사용되고 있으며, 전압형 능동전력필터의 보상 DC전원은 전압제어 DC 커패시터에 의하여 확립된다[3,4]. 또 다른 방법으로 태양광 발전과 연계한 능동전력필터[5,6]가 있다. 이 방법은 two-stage로 되어 있고 전력변환 효율이 낮으며 특히 야간에는 태양광 발전이 어렵다는 문제점이 있다.

본 연구에서는 종전의 능동전력필터를 대체 할 수 있는 연료전지 전원을 갖는 Z-소스 인버터 토폴로지[7-12,18-26]의 하이브리드 능동전력필터 시스템을 제시하였다. Z-소스 인버터는 연료전지나 태양광 발전 등 신 재생 에너지를 위해 개발된 인버터로서 저전압, 대전류 특성을 갖는 연료전지 DC전원을 승압용 DC 컨버터가 없이 곧바로 부하가 요구하는 교류전압으로 공급할 수 있는 인버터를 말한다. Z-소스 토폴로지의 능동전력필터의 보상 DC전원으로는 PEMFC(polymer electrolyte membrane fuel cell)[13-15]를 사용하였다.

본 연구에서 제안된 시스템은 고조파 발생원 비선형 부하와 병렬로 연결된 7차 고조파(420Hz) 동조  $L_f - C_f$  필터[16]와 Z-소스 능동전력필터[10,12]로 구성되어 있다. 특히 Z-소스 능동전력필터는 7차 고조파 동조 수동필터와 서로 직렬 연결된다. 제안된 Z-소스 하이브리드 능동전력필터(Z-HAF)의 보상 알고리즘으로는 전류 동기 검출법(CSD:current synchronous detection)[2]을 사용하였으며, 제안된 시스템의 동작회로와 모드별 동작원리를 다루었다. PSIM을 이용한 시뮬레이션에 의하여 제안된 Z-HAF의 보상 성능을 살펴보고 정상상태와 과도상태에서의 보상특성을 파악하였다.

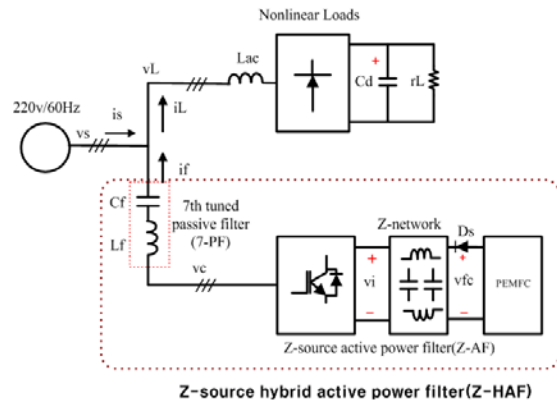


그림 1 제안된 Z-소스 하이브리드 능동전력필터 (Z-HAF)

Fig. 1 Proposed Z-source hybrid active power filter(Z-HAF)

## 2. 제안된 시스템

그림 1은 본 연구에서 제안된 Z-HAF의 기본 구조를 나타내고 있다. 우선 그림 1에서 본 바와 같이 제안된 시스템은 순수한 Z-소스 능동전력필터(Z-AF)와 부하전류의 고조파 중에서 7차 고조파에 동조된  $L_f - C_f$  수동필터(7-PF)로 구성되어 있다. 서론에서 이미 기술한 바와 같이, 제안된 시스템이 종전의 능동전력필터와 다른 점은 바로 능동전력필터의 보상 전류  $i_f$  발생원에 있다.

그림 2는 Z-HAF의 전력회로만을 나타내고 있으며, DC 단은 L-C 격자 구조의 Z-소스(임피던스 소스)로 되어 있다. 또한 보상 DC전원으로는 소형 발전장치인 수소( $H_2$ )공급 연료전지(PEMFC)이다. 그림 3은 Z-HAF의 동작을 위한 스위치 상태를 설명하고 있다. 그림 3에서 보는 바와 같이 Z-AF는 종전의 능동전력필터에서 금기시 되는 스위칭 디바이스의 각 상 Leg를 단락시키는 'shoot-through 상태'[7](dead time과 반대개념이며, 인버터의 동일 Leg 내의 positive 스위치(S\_p)와 negative 스위치(S\_n)가 동시에 'on'되는 상태)기간  $T_0$ 를 이용하여 저전압 대전류 특성을 갖는 연료전지의 DC전원  $V_{fc}$ 로부터 교류 보상전류  $i_f$ 를 직접 발생한다.

그런데 Z-AF만을 단독[10-12]으로 운전하게 되면, 비선형 부하에서 발생하는 고조파 및 무효전력을 모두 Z-AF가 부담해야 하며 따라서 그림 2의 Z-소스 네트워크내의 커패시터  $C_1, C_2$ 의 전압  $V_{c1}, V_{c2}$ 와 스위칭 디바이스의 용량 역시 커지게 된다. 따라서 특정 고조

파에 동조된 수동필터와의 연동을 고려 할 수 있다. 우선 3상 비선형 부하에서 발생하는 고조파 성분 중 5차 고조파와 동조된 수동필터[17]를 생각할 수 있으나, 3상의 경우, 5차 고조파는 다른 고조파 성분에 비하여 우세하기는 하나, 동일  $L_f$ 에 대하여 전체 수동필터의 용적을 비교해보면 7차 고조파 필터(7-PF)는 5차 고조파 필터(5-PF)보다 유리하기 때문에[16] 본 연구에서는 7-PF를 Z-AF와 직렬로 연결하여 운전하는 방식을 채택하였다. 표 1에 Z-HAF의 Z-소스 네트워크의 파라미터[7]를 나타내었다.

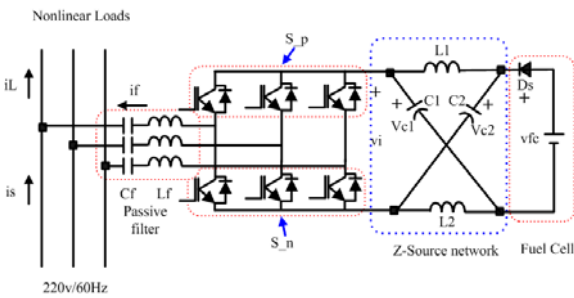


그림 2 Z-HAF의 전력회로  
Fig. 2 Power circuit of Z-HAF

표 1 Z-HAF의 Z-네트워크의 파라미터  
Table 1 Z-network Parameters of Z-HAF

Inductance $L_1=L_2=L$	160uH
Capacitance $C_1=C_2=C$	1000uF
Resonant frequency $f_r$	400Hz

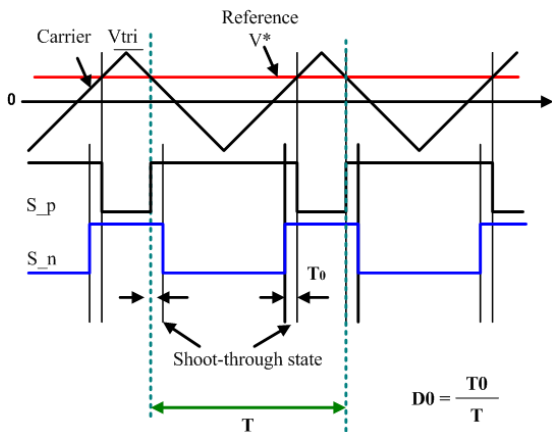


그림 3 Shoot-through 상태(단상 등가회로)  
Fig. 3 Shoot-through states(single-phase circuit)

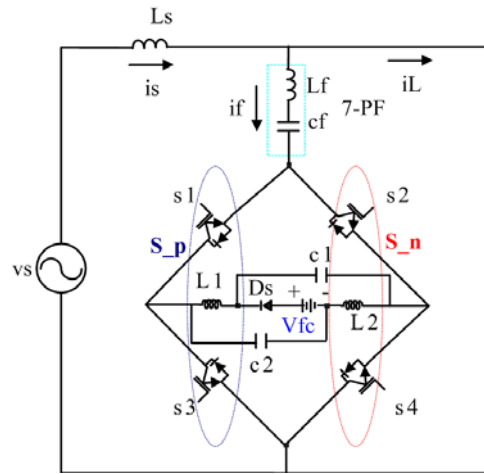


그림 4 제안된 시스템의 단상 등가회로  
Fig. 4 Single-phase equivalent circuit of the proposed system

제안된 시스템은 Z-소스 인버터 토폴로지를 사용하므로 single-stage 변환기의 장점을 갖고 있으며 연료 전지를 전원으로 이용하므로 기후와 무관하게 연속 동작이 가능하다. 또한 7차 고조파  $L_f - C_f$  필터를 고려하지 않는 경우, 스위치 스트레스가 증가되는 점은 있으나, 고조파 보상 알고리즘에 유효전력 공급 알고리즘을 추가하게 되면 고조파 보상(무효전력 공급)과 그리드전압 보상(유효전력 공급) 기능을 갖는 그리드 연계형 연료전지 발전 시스템[5,6]으로 확장 가능하다. 그러나 본 연구에서는 확장 부분은 고려하지 않고 중전의 전압형 능동전력필터를 Z-소스 하이브리드 능동전력필터로 대체 가능한 가에 목적을 두고 있다.

그림 4는 제안된 시스템의 단상 등가회로를 나타내고 있으며, 그림 5는 보상을 위한 동작모드를 나타내고 있다. 먼저 그림 5(a)는  $V_{fc}$ 로부터  $i_f$ 를 직접 발생하는 active 모드를 나타내고 있으며,  $i_f$ 의 양의 기간과 음의 기간 동안 다음의 폐 루프로  $i_f$ 가 흐르며 이때  $C_1$ 과  $C_2$ 에는 에너지가 저장된다.

$$V_{fc} - D_s - L_1 - S_1 - (7 - PF) - S_4 - L_2$$

: Positive interval (점선 화살표)

$$V_{fc} - D_s - L_1 - S_3 - (7 - PF) - S_2 - L_2$$

: Negative interval (실선 화살표)

그림 5(b)는 shoot-through 상태에 대한 동작모드를 나타내고 있으며, 인버터의 동일 Leg 내의 positive 스위치( $S_p$ )와 negative 스위치( $S_n$ )가 동시에 'on'되는

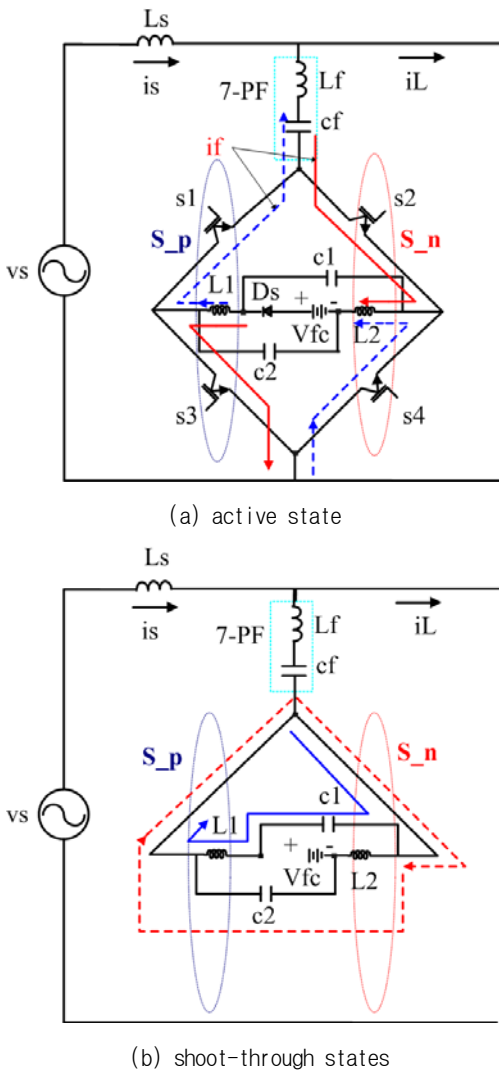


그림 5 제안된 시스템의 동작모드  
Fig. 5 Operation modes of the proposed system

상태이다. 이때  $T_0$ 의 기간을 조절하여  $C_1$ 과  $C_2$ 의 에너지를  $L_1$ 과  $L_2$ 에 충전하는 에너지량이 결정되며, 결국 다음 active 상태에  $V_{fc}$ 와 Z-네트워크에 저장된 에너지가 동시에 작용하여  $i_f$ 를 발생하게 된다.

그림 6은 그림 1에서 제안된 시스템의 등가회로인데, Z-AF를 나타내는  $v_c$ 와 7-PF를 나타내는  $v_f$ 로 크게 구분된다. Z-AF에 대한 상태 공간 전달함수와 보드선도는 [18-21]에 잘 설명되어져 있으며, 그림 7에는 7-PF에 대한 보드선도를 나타내었다.

전원단의 Z-AF에서 발생하는 2kHz이상의 스위칭 주파수 성분과 60Hz 기본파 성분은 420Hz 직렬공진

회로인 7-PF에 의하여 저지되고, 비선형 부하에서 발생하는 7차 고조파 성분에 대해서 7-PF는 낮은 임피던스를 제공한다[16,27,28]. 이 7-PF에 의하여 Z-AF의 보상 용량은 감소된다. 이때  $r_f$ 를 고려한 7-PF의 임피던스  $Z_{f7}$ 는 (1)과 같으며, 이때 공진주파수  $f_{r7}$ 과 Quality factor  $Q_7$ 는 각각 (2)와 (3)으로 표현된다. 표 2에 7-PF에 대한 파라미터를 나타내었다.

$$Z_{f7}(s) = r_f + sL_f + \frac{1}{sC_f} = \frac{s^2L_fC_f + sC_fr_f + 1}{sC_f} \quad (1)$$

$$\omega_{r7} = \sqrt{\frac{1}{L_fC_f}} \quad \text{단 } \omega_{r7} = 2\pi f_{r7}, f = 60\text{Hz} \quad (2)$$

$$Q_7 = \frac{\omega_{r7}L_f}{r_f} \quad (3)$$

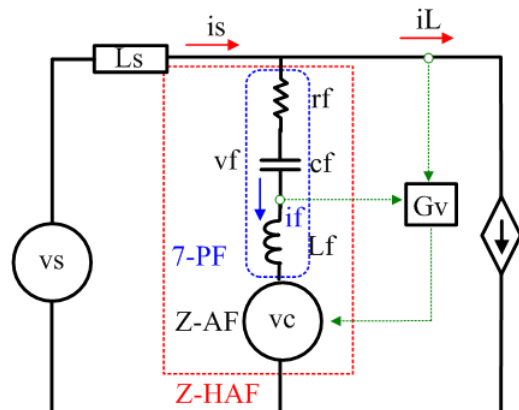


그림 6 제안된 시스템의 등가회로  
Fig. 6 Equivalent circuit of the proposed system

표 2 7-PF의 회로 변수  
Table 2 Circuit Parameters of 7-PF

Inductance	$L_f$	2.5mH
Capacitance	$C_f$	57.6uF
Resistance	$r_f$	0.3 $\Omega$
Resonant frequency	$f_{r7}$	419Hz
Quality factor	$Q_7$	21.9

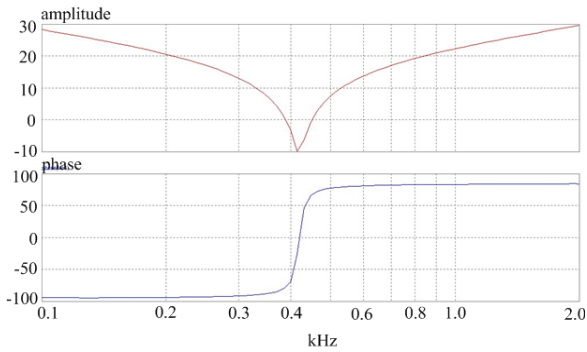


그림 7 7-PF에 대한 보드선도  
Fig. 7 Bode plot of 7-PF

또한 보상 전류  $i_f$ 에 대한 제안된 시스템의 상태 공간 모델은 (4)와 같으며,

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_f \\ v_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_f}{L_f} & -\frac{1}{L_f} \\ \frac{1}{C_f} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_f \\ v_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_f} \\ 0 \end{bmatrix} v_c \quad (4)$$

Z-AF의 제어전압(출력전압) $v_c$ 와 필터전류(보상전류)  $i_f$ 사이의 전달함수  $G_{v1}$ 는 (5)로 표현된다.

$$G_{v1} = \frac{I_f}{V_c} = -\frac{\frac{s}{L_f}}{s^2 + (\frac{r_f}{L_f})s + \frac{1}{(L_f C_f)}} \quad (5)$$

그림 8은 비선형 부하의 컨덕턴스  $G(abc)$ 를 연산하기 위한 전류 동기 검출법(CSD) 알고리즘[2]을 나타내 것이며, 그림 9는 그림 8을 이용하여 3상 보상 기준 전류  $i_f^*(abc)$ 를 계산하는 블록선도이다. 그림 10은 shoot-through 발생을 위한 simple boost control[7] 회로를 나타내고 있다. 본 연구에서는 shoot through 듀티비  $D_0$ 와 시간  $T_0$ 를 구하기 위해 회로적인 방법에 의하여 DC전압  $V_{sh}$ 가 결정된다.

정현파 전압을 출력하기 위한 Z-소스 인버터의 경우[7,22,23]에는 이  $V_{sh}$ 는 정현파 기준신호의 피크치와 같기 때문에 변조지수 M은  $V_{sh}$ 와 같다. 즉 M이 감소하면  $V_{sh}$ 가 낮아지며 따라서  $D_0(=1-M)$ 는 증가한다. 이 경우 부하변동에 따른 정현파 교류 출력전압  $v_{ac}$  및 Z-네트워크 콘덴서 전압  $V_{c1}$ 을 일정 제어하기 위하여  $V_{c1}$ 와  $v_{ac}$ 를 피드백 제어[24-26]하여  $D_0$ 와  $T_0$  그리고 M을 결정한다.

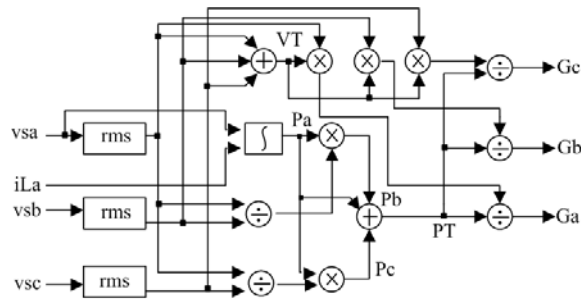


그림 8 전류동기검출(CSD) 알고리즘  
Fig. 8 Current synchronous detection(CSD) algorithm

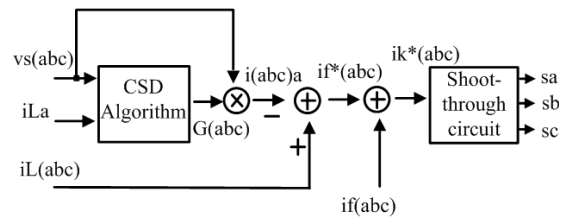


그림 9  $i_f^*(abc)$ 를 구하기 위한 블록선도  
Fig. 9 Block diagram for calculating  $i_f^*(abc)$

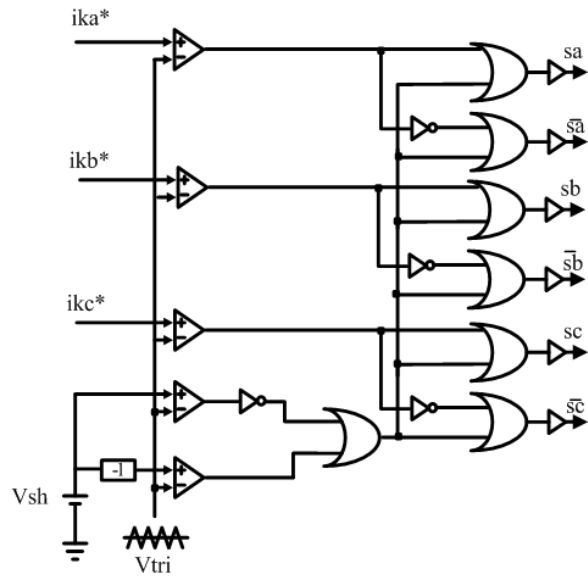


그림 10 Shoot-through를 위한 simple boost control circuit  
Fig. 10 simple boost control circuit for shoot-through

그러나 본 연구에서는 Z-소스 인버터를 고조파 보상을 위한 능동전력필터에 적용하기 때문에, 그림 14에서 보는 바와 같이 변조신호는 스파이크를 갖는 고

조과 전류이다. 따라서 simple boost control에 의해  $D_0$ 나  $T_0$ 가 결정되기 위해서는 변조신호 피크치와  $V_{sh}$ 를 같게 하기에는 어려우며 이 부분을 간단하게 하기위하여 여러 번의 시행착오와 [7,22,23]에 의해  $V_{sh}$ 는 0.642로 결정하였다.

즉 고정된  $V_{sh}=0.642$ 에 의해 Z-네트워크 콘덴서 전압  $V_{c1}$ 를 구하고([16,27]에 의하면 수동필터 연계형 능동필터는 낮은 DC 보상전압으로도 고조파 보상 가능) 부하변동에 따라 M만 변화되도록 하였으며, 또한 그림 13의 연료전지 스택 1개에 대하여 0.8초(V-I곡선의 30V, 30A범위)를 넘지 않을 경우라면 충분히 능동필터로 작동 가능하다.

그림 11은 제안된 시스템의 전체 제어 블록선도이며, 이때 제안된 시스템의 보상기준전류  $i_c^*$ 와 보상전류  $i_c$ 사이의 전달함수  $G_v$ 는 (6)으로 나타내진다.

$$G_v = \frac{I_f}{I_f^*} = \frac{s(\frac{K_p}{L_f}) + (\frac{K_i}{L_f})}{s^2 + (\frac{K_p + r_f}{L_f})s + \frac{K_i}{L_f}}$$

$$= \frac{sK_p + K_i}{\frac{2V_{tri}}{V_{c1}}L_f s^2 + (k_p + r_f)s + K_i} \quad (6)$$

여기서  $T_d$ 와 T는 각각 샘플링 주기와 스위칭 주기이며, PI제어기의 계인은  $G_1 = K_p + \frac{K_i}{s}$ , Z-AF의 계인은  $G_2 = \frac{V_{c1}}{2V_{tri}}$ , Z-AF의 지연요소는

$$G_3 = \frac{1}{s + \frac{T}{2}}$$

으로 되며,  $G_1$ 과  $G_2$ 를 한 항으로 표

현하면  $G e^{-sT_d} = \frac{V_c}{V_c^*} e^{-sT_d}$ 으로 표현 가능하다.

$$\text{또한 } \frac{1}{Z_{fr}(s)} = \frac{sC_f}{s^2L_fC_f + sC_fr_f + 1}$$

본 연구에서 제안된 시스템의 보상 DC전원은 가정용, 자동차용에 전원으로 적합한 PEMFC를 사용한다. 연료전지는 그 원리의 특성상 깨끗하고 효율적이며, 신뢰성이 높고 청정 전력원으로 또한 배터리와 다르게 연료가 공급되는 한 전력을 계속 발전하여 공급할 수 있어 분산전원으로서의 역할이 증대되고 있다.

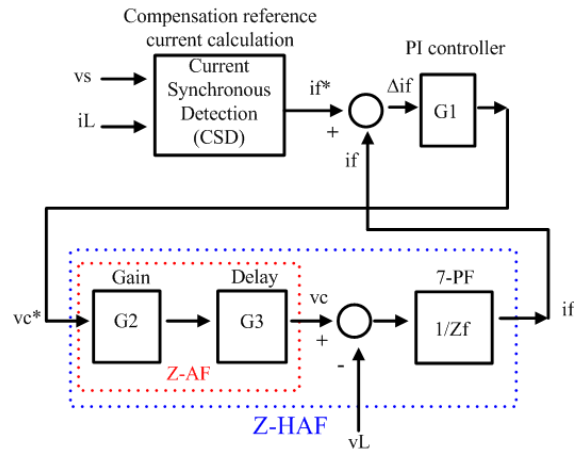


그림 11 제안된 시스템의 전체 제어 블록선도  
Fig. 11 Control block diagram of the proposed system

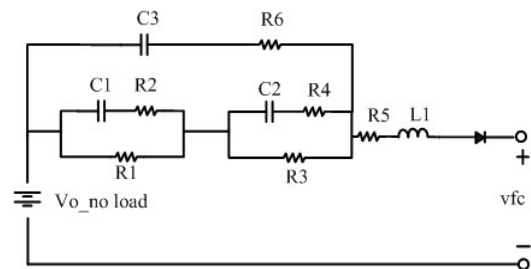


그림 12 PEMFC의 등가회로  
Fig. 12 Equivalent circuit of the PEMFC

PEMFC는 Ballard NEXA (1.2kw)을 모델[13]로 하였으며, 등가회로와 회로 변수[13]는 그림 12와 표 3과 같다. Ballard NEXA(1.2kw)는 무부하 전압  $V_{o\_no\ load} = 42.2V$ , 정격전압  $V_{normal} = 26.6V$ , 정격전류  $I_{normal} = 45A$ 의 규격을 갖고 있다.

PEMFC는 출력전압은 무부하시에는 일반적으로 42V정도이지만, 부하의 조건(증가 또는 감소)에 따라서 26V-40V로 출력전압이 변동한다. 일반적으로 연료전지의 출력전압은 반응온도 및 실온온도, 양극과 음극 압력, 상대습도 그리고 부하전류에 대하여 지대한 영향을 받는다[15]. 본 연구에서는 오직 부하전류 변동만을 고려하여 R-L-C회로 변수만으로 시뮬레이션을 위한 연료전지 모델링을 하였다. 이는 반응온도 및 실온온도, 양극과 음극 압력, 상대습도 등 다른 변수들보다 전류가 전기회로 적으로 접근하기 쉽기 때문이다.

표 3 PEMFC의 등가회로 변수

Table 3 Equivalent Circuit Parameters of a PEMFC

$R_1\Omega$	$R_2\Omega$	$R_3\Omega$	$R_4\Omega$	$R_5\Omega$	$R_6\Omega$
0.15	0.0115	0.15	0.15	0.065	0.07
$C_1\text{mF}$	$C_2\text{mF}$	$C_3\text{mF}$	$L_1\mu\text{H}$	-	
70	7.5	5.5	4.8	-	

표 4 시스템의 파라미터

Table 4 System Parameters

3 phase source		$v_s=311v_{peak}/60\text{Hz}$ , $L_{ac}=1.5\text{mH}$	
3 phase Z-HAF	ZSI	Z-network	$L=160\mu\text{H}$ , $C=1000\mu\text{F}$ , $f_r=400\text{Hz}$
		Simple boost control $f_{sw}=5.4\text{kHz}$	
	PEMFC	Ballard NEXA (1.2kw) × 3 (series) $V_{fc}=42.2\text{V}-26.6\text{V}$ , $I_{fc}=45\text{A}$	
	Passive filter	7th	$C_f=57.6\mu\text{H}$ ,
$L_f=2.5\text{mH}$ , $r_f=0.3\Omega$ $Q_i=21.9$			
Diode rectifier Load		Voltage source, $C_d=1000\mu\text{F}$ , $r_L=20\Omega$	

### 3. 결과 및 고찰

본 연구에서 제안된 시스템의 타당성은 PSIM 시뮬레이션 소프트웨어에 의하여 확인하였다. 제안된 시스템의 보상 DC전원으로 사용한 PEMFC는 Ballard NEXA (1.2kW) 3개를 직렬로 연결하여 사용하였다. Z-소스 인버터 토폴로지를 갖는 제안된 시스템의 스위칭 주파수  $f_{sw}$ 는 5.4kHz이며, shoot-through 발생을 위하여 3상 simple boost control회로를 사용하였다. 표 4에 시스템 전체를 위한 시뮬레이션 파라미터를 나타내었다.

그림 13은 제안된 시스템의 보상 DC전원으로 사용한 PEMFC 1 스택에 해당하는 V-I-P(전압-전류-출력)[13]곡선을 시뮬레이션으로 얻어낸 결과이다. 매 0.05s마다 저항 부하를 20번 증가한 결과, 실제 Ballard NEXA(1.2kw) 연료전지와 유사한 특성을 얻을 수 있었다. 순수 수소를 연료로 사용하는 Ballard NEXA스택은 전압 응답이 느리지 않으며, 정격 이하의 부하에 대해서는 과도 상태 응답 특성이 빠르다. 그러나 보통 개질 연료를 사용하는 경우가 많기 때문

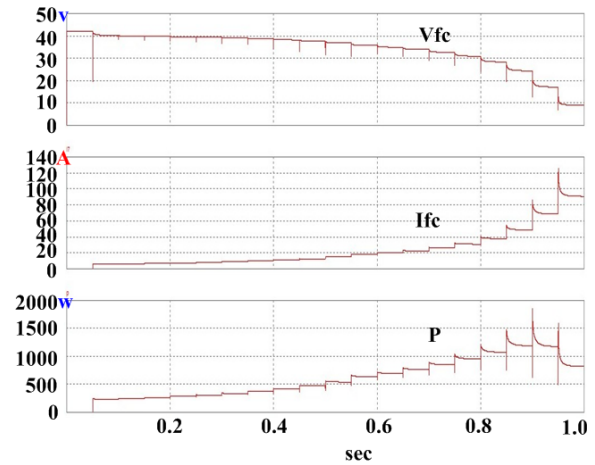


그림 13 PEMFC의 V-I-P 파형  
Fig. 13 PEMFC V-I-P waveform

에 이 경우에는 신속하게 과도상태에 대응할 수 없다. 실제 응용에서 이러한 문제는 배터리 저장장치나 슈퍼 캐패시터와 같은 전력저장장치에 의하여 해결 가능하다.

능동전력필터는 근본적으로 비선형 전류를 다루기 때문에 본 연구에서 제안된 시스템의 전원으로 사용된 연료전지의 출력 전류 역시 비선형 전류일 수밖에 없다. 이는 연료전지의 수명이나 효율에 나쁜 영향을 미치는 원인으로 작용할 수 있다. 또한 연료전지 스택 1개를 기준으로 하여 출력전류가 정격(45A)를 초과하지 않도록 제안된 시스템을 동작할 필요가 있다.

그림 14는 스위칭 주파수  $f_{sw}=5.4\text{kHz}$ 의 조건하에서 그림 9와 그림 10의  $i_{ka}^* = i_f^* - i_f$ 를 나타낸 것이다.  $i_{ka}^*$ 는 피드백 제어된 결과 파형이므로 그림 14에서 보는 바와 같이 PWM스위칭 노이즈가 포함되어져 있다.

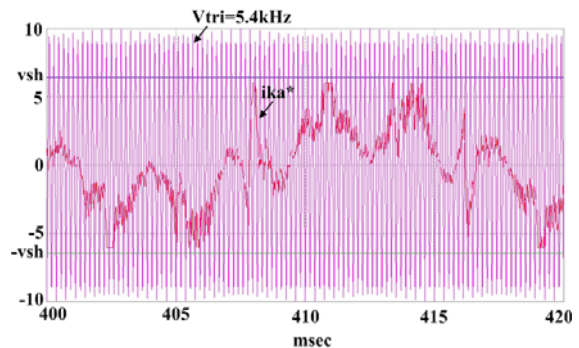


그림 14 Simple boost 제어에 대한 각 파형  
Fig. 14 Simple boost control waveform

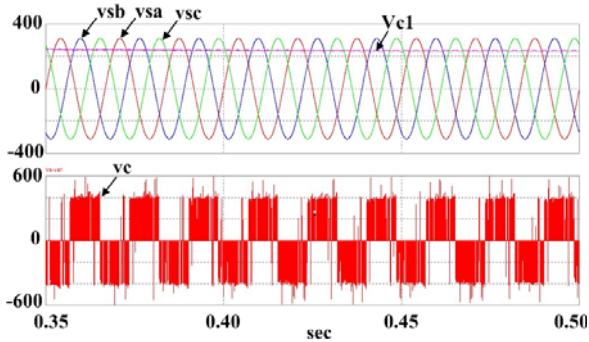


그림 15 전원전압( $v_{a(abc)}$ ), Z-네트워크 전압 ( $V_{c1}$ )과 보상전압( $v_c$ )

Fig. 15 Source voltage( $v_{a(abc)}$ ), Z-network voltage ( $V_{c1}$ ) and compensation voltage( $v_c$ )

그림 15는 3상 전원전압( $v_{a(abc)}$ ), 제안된 시스템의 Z-네트워크 전압( $V_{c1}$ )과 보상전압( $v_c$ ) 파형을 나타내고 있다. 그림 13과 같은 특성의 Ballard NEXA (1.2kw)를 3개로 직렬 연결 ( $V_{fc} = 126.6V-79.8V$ )하여 이것을 그림 14와 같이 제어하게 되면 Z-네트워크의 전압  $V_{c1}(=240V)$ 과 보상전압  $v_c$ 가 발생된다.

Ballard에서는 연료전지 스택을 곧바로 직렬 연결하는 것보다는, 각 연료전지 스택의 컨버터 출력을 직렬 연결하여 승합하는 방식을 권고하고 있다. 따라서 실제 시스템을 구성할 때는 이 부분을 고려하여야 한다.

그림 16과 그림 17은 입력 단에  $L_{ac}=1.5mH$ 을 설치한 전압형 다이오드 정류기 부하( $C_d=1000\mu F, r_L=20\Omega$ )에 대한 제안된 시스템의 보상 성능을 나타낸 것이다. 그림 16에서 보는 바와 같이 저전압의 PEMFC 출력전압  $V_{fc}$ 는 일정한 Z-네트워크 전압  $V_{c1}$ 로 승압된다. 이 전압을 보상 DC전압으로 하여 a상의 보상전류  $i_{fa}$ 를 발생하며 결과적으로  $i_{fa}$ 에 의하여 a상의 전원전류  $i_{sa}$ 는 정현파로 된다.

이 경우에 대한 부하전류  $i_{La}$ 와 전원전류  $i_{sa}$ 에 대한 FFT 분석 결과를 그림 17에 나타내었다. 그림 17에서 보는 바와 같이  $i_{La}$ 에는 5차, 7차 고조파를 비롯하여 여러 고조파가 존재하나, 전원전류  $i_{sa}$ 에는 60Hz 기본파 성분 외에는 고조파가 거의 제거됨을 알 수 있다 [16,27,28].

그림 18은 그림 1의 다이오드 정류기의 부하  $r_L$ 가 0.5초 부근에서  $18\Omega \rightarrow 30\Omega$ 로 변동할 때 보상특성을 보인 것이다. 부하가 변동하여도 보상성능에는 큰 차이가

없음을 알 수 있다. 그림 19는 Z-AF가 없이 7차 고조파 수동필터 7-PF만 단독으로 동작하는 경우와 7-PF와 Z-AF를 연동한 제안된 시스템의 경우에 대한 보상 성능을 비교한 것이다. 7-PF만 단독으로 동작하는 0.2초-0.3초 범위에서는  $i_{sa}$ 의 파형이 약간만 개선됨을 알 수 있다. 그러나 수동필터를 능동필터와 연동하는 0.3초-0.4에서는  $i_{sa}$ 는 정현파 개선됨을 알 수 있다.

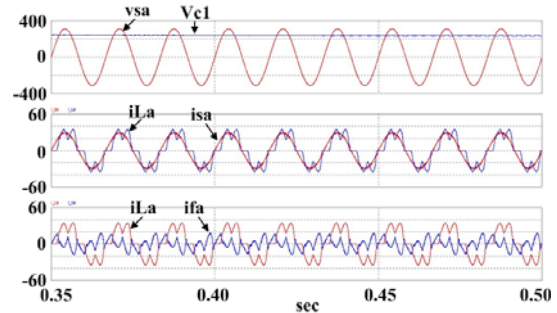


그림 16 보상 후의 a상 파형( $v_{sa}, V_{c1}, i_{La}, i_{sa}, i_{fa}$ )  
Fig. 16 A-phase waveform after compensation ( $v_{sa}, V_{c1}, i_{La}, i_{sa}, i_{fa}$ )

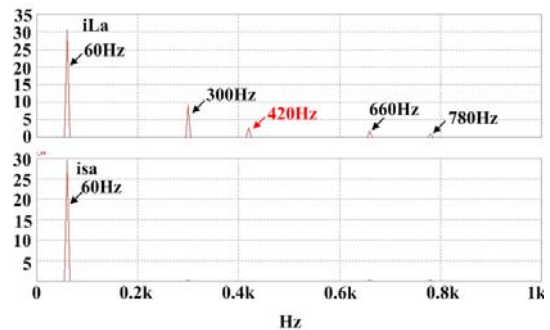
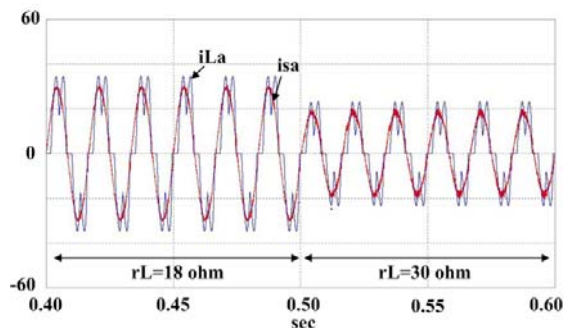
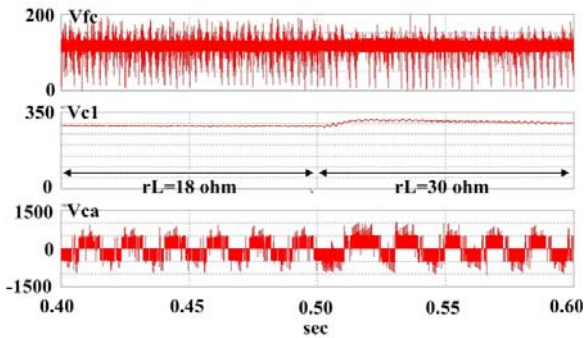


그림 17 a상 전류의 FFT 결과( $i_{La}, i_{sa}$ )  
Fig. 17 FFT result of a-phase current( $i_{La}, i_{sa}$ )



(a)  $i_{La}, i_{sa}$





(b)  $V_{fc}, V_{c1}, v_{ca}$

그림 18 부하 변동에 따른 보상 특성  
Fig. 18 Compensation characteristics according to load change

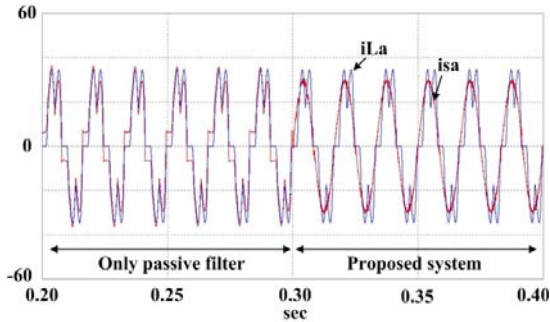
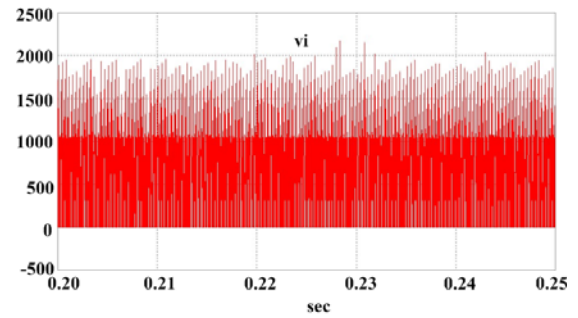


그림 19 수동필터 단독운전과 제안된 시스템과의 보상 특성 비교  
Fig. 19 Comparison of compensation characteristics only passive filter and proposed system

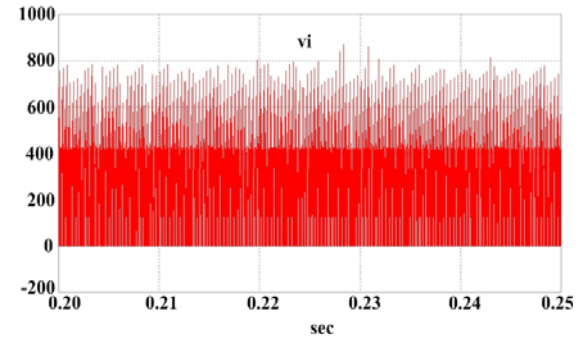
그림 20은 제안된 시스템의 스위치 디바이스의 전압 스트레스  $V_i$ 를 나타낸 것으로 그림 20(a)는 7차 고조파 수동필터 7-PF가 없이 Z-AF만 단독으로 운전한 경우이며 그림 20(b)는 7-PF와 Z-AF가 연동한 결과이다. 그림 20에서 보는 바와 같이 Z-AF만 단독으로 운전 한 경우는 7-PF와 연동한 경우에 비해 전압 스트레스  $V_i$ 가 2.5배임을 알 수 있다.

#### 4. 결 론

본 연구에서는 종전의 전압형 또는 전류형 인버터 대신에 Z-소스 인버터 토폴로지를 적용한 능동전력필터 시스템에 대하여 고찰하였다. 제안된 시스템은 고조파 발생원으로 동작하는 비선형 부하와 병렬로 연결된 7차 고조파(420Hz) 동조  $L_f - C_f$  필터와 Z-소스 능동전력필터로 구성되어 있다. Z-소스 인버터의 보



(a) only Z-AF



(b) proposed system

그림 20 전압 스트레스( $V_i$ )의 비교  
Fig. 20 Comparison of voltage stress( $V_i$ )

상 DC전원으로는 고분자 전해질막 연료전지 (PEMFC)를 사용하였으며, 능동전력필터 보상 알고리즘으로 동기전류 검출법(CSD)을 적용하였다. 또한 제안된 시스템의 등가회로와 모드 별 동작원리를 살펴보았다.

제안된 시스템의 성능을 PSIM 시뮬레이션에 의하여 확인하였다. 이 경우 저전압의 연료전지 출력전압  $V_{fc}$ 는 240V의 Z-소스 네트워크 전압  $V_{c1}$ 로 승압되었으며, Z-소스 능동필터 단독으로 운전한 경우는 제안된 방법에 비하여 전압 스트레스  $V_i$ 가 2.5배임을 알 수 있었다. 또한 다이오드 비선형 부하가 전원 측으로 발생하는 고조파 전류에 대한 보상특성 역시 양호함을 FFT분석을 통해 파악하였다. 앞으로의 연구로는 고조파 보상(무효전력 공급)과 그리드전압 보상(유효전력 공급) 기능을 갖는 그리드 연계형 연료전지 발전 시스템으로 확장이 기대된다.

이 논문은 교육과학기술부(지역거점연구단 육성사업/바이오하우징연구사업단) 및 지식경제부의 지원으로 수행한 에너지자원인력양성 사업의 연구결과입니다.

## 참 고 문 헌

- [1] Y.G. Jung, Y.C. Lim and S. H. Yang, "Single-Phase Active Power Filter based on Three-Dimensional Current Coordinates", *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, Vol. 147, No. 6, pp. 572-578, 2000, November.
- [2] Y.G. Jung, W.Y. Kim, Y.C. Lim, S.H. Yang and F. Harashima, "The Algorithm of Expanded Current Synchronous Detection for Active Power Filters Considering Three-Phase Unbalanced Power System", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 50, No. 5, pp. 1000-1006, 2003.
- [3] M. Routimo, M. Salo, and H. Tuusa, "Comparison of Voltage-Source and Current-Source Shunt Active Power Filters", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 22, No. 2, pp. 636-643, 2007.
- [4] M. El-Habrouk, M. K. Darwish, and P. Mehta, "Active Power Filters : A Review", *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, Vol. 147, No. 5, pp. 403-413, 2000, September.
- [5] P. Flores, J. Dixon, R. Carmi, P. Barriuso, and L. Moran, "Static Var Compensator and Active Power Filter with Power Injection Capability, Using 27-Level Inverters and Photovoltaic Cells", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 56, No. 1, pp. 130-138, 2009.
- [6] H. R. Seo, G. H. Kim, M. H. Ali, M. W. Park, and I. K. Yu, "A Study on the Performance Analysis of the Grid-Connected PV-AF System", in *Conf. Rec. of Electrical Machines and Systems*, pp. 371-375, 2007.
- [7] Fang Zheng Peng, "Z-Source Inverter", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol. 39, No. 2, pp. 504-510, 2003.
- [8] D. M. Vilathgamuwa, C. J. Gajanayake, P.C. Loh, and Y.W. Li, "Voltage Sag Compensation with Z-source Inverter Based Dynamic Voltage Restorer", in *Conf. Rec. of IEEE IAS'06*, pp. 2242-2248, 2006.
- [9] M. Shen, J. Wang, A. Joseph, F.Z. Peng, L. Tolbert, and D.J. Adams, "Constant Boost Control of the Z-Source Inverter to Minimize Current Ripple and Voltage Stress", *IEEE Trans. Power. Electron.*, Vol. 42, No. 3, pp. 770-777, 2006.
- [10] J. H. Oum, Y. G. Jung, and Y. C. Lim, "Z-source Active Power Filter with a Fuel Cells Source", in *Conf. Rec. of ICPE'07 (Daegu, Korea)*, 2007, pp. 467-471, in CD-ROM version.
- [11] 정영국, "연료전지 전원을 갖는 Z-소스 능동전력필터에 의한 장거리 배전선로의 전압 THD 저감", *대한전기학회 논문지*, 제57권, 제12호, pp. 2161-2166, 2008. 12.
- [12] 정영국, "연료전지 전원을 갖는 3상 Z-소스 동적 전압 보상기", *한국조명전기설비학회 논문지*, 제22권 제10호, pp. 41-48, 2008.
- [13] W. J. Choi, "New Approaches to Improve the Performance of the PEM Based Fuel Cell Power Systems", ph.D. dissertation, Dept. Elect. Eng., Texas A & M University, 2004, August.
- [14] J. M. Correa, F. A. Farret, J. R. Gomes, and M. G. Simoes, "Simulation of Fuel Cell Stacks Using a Computer Controlled Power Rectifier with the Purposes of Actual High Power Injection Applications", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol. 39, No. 4, pp. 1136-1142, 2003.
- [15] W.K. Na, B. Gou, and B. Diong, "Nonlinear Control of PEM fuel Cells by Exact Linearization", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol. 43, No. 6, pp. 1426-1433, 2007.
- [16] R. Inzunza, H. Fujita, and H. Akagi, "A 6.6-kV Transformerless Shunt Hybrid Active Filter for Installation on a Power Distribution System", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 20, No. 4, pp. 893-900, 2005.
- [17] H. Fujita, and H. Akagi, "A Hybrid Active Filter for Damping of Harmonic Resonance in Industrial Power Systems", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 15, No. 2, pp. 215-222, 2000.
- [18] J. Liu, J. Hu, and L. Xu, "Dynamic Modeling and Analysis of Z-source Converter -Derivation of AC Small Signal Model and Design-Oriented Analysis", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 22, No. 5, pp. 1786-1796, 2007.
- [19] C. J. Gajanayake, D. M. Vilathgamuwa, P. C. Loh, "Modeling and Design of Multi-Loop Closed Loop Controller for Z-source Inverter for Distributed Generation", in *Conf. Rec. of IEEE PESC*, pp. 1353-1359, 2006.
- [20] M. Shen, Q. Tang and F. Z. Peng, "Modeling and Controller Design of the Z-source Inverter with Inductive Load", in *Conf. Rec. of IEEE PESC*, pp. 1804-1809, 2007.
- [21] J. W. Jung, and A. Kethani, "Control of a Fuel Cell Based Z-source Converter", *IEEE Trans. Energy Convers.*, Vol. 22, No. 2, pp. 467-476, 2007.
- [22] F. Z. Peng, M. Shen, and Z. Qian, "Maximum Boost Control of the Z-source Inverter", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 20, No. 4, pp. 833-838, 2005.
- [23] M. Shen, J. Wang, A. Joseph, F. Z. Peng, L. M. Tolbert, and D. J. Adams, "Constant Boost Control of the Z-source Inverter to Minimize Current Ripple and Voltage Stress", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 42,

- No. 3, pp. 770-777, 2006.
- [24] Q. V. Tran, T. W. Chun, J. R. Ahn, and H. H. Lee, "Algorithms for Controlling Both the DC Boost and AC Output Voltage of Z-source Inverter", *IEEE Ind. Electron.*, Vol. 54, No. 5, pp. 2745-2750, 2007.
- [25] C. J. Gajanayake, D. M. Vilathgamuwa, P. C. Loh, "Modeling and Design of Multi-Loop Closed Loop Controller for Z-source Inverter for Distributed Generation", in *Conf. Rec. of IEEE PESC*, pp. 1353-1359, 2006.
- [26] X. Ding, Z. Qian, S. Yang, B. Cui, and F.Z. Peng, "A Direct Peak DC Link Boost Voltage Control Strategy in Z-source Inverter", in *Conf. Rec. of IEEE APEC*, pp. 648-653, 2007.
- [27] H. Akagi, Power Converters for Utility Applications in Japan, IEEE PESC'06 Tutorial Book - Tutorial 1, pp. 24-33, 2006.
- [28] D. Rivas, L. Moran, J.W.Dixon, and J.R Espinoza, "Improving Passive Filter Compensation Performance with Active Techniques", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 50, No. 1, pp. 161-170, 2003.

## 저 자 소 개



### 임영철(任永徹)

1953년 4월 23일생. 1975년 전남대 전기공학과 졸업. 1977년 고려대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1990년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1997년 호주 모나시대학교 Visiting Scholar. 1998년~2007년 산업자원부 지정 전남대 고품질 전기전자부품 및 시스템 연구센터(RRC)소장. 현재 전남대 전기공학과 교수. 2009년 당 학회 회장 역임.



### 김재현(金載玄)

1980년 10월 18일생. 2006년 8월 조선대 제어계측학과 졸업. 2009년 8월 전남대 대학원 전기공학과 졸업(석사).



### 정영국(鄭榮國)

1963년 11월 10일생. 1986년 전남대 전기공학과 졸업. 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 2000년 일본 오카야마대학 연구방문. 현재 대불대 융합기술학부 부교수.