교류측 전압 및 전류 센서가 없는 3상 Z-소스 PWM 정류기의 퍼지-Pi 제어

A Fuzzy-Pi Control Scheme of the Three-Phase Z-Source PWM Rectifier without AC-Side Voltage and Current Sensors

한 근 우* · 정 영 국[†] · 임 영 철**
(Keun-Woo Han · Young-Gook Jung · Young-Cheol Lim)

Abstract - In this paper, we propose the AC input voltage and current sensorless control scheme to control the input power factor and DC output voltage of the three-phase Z-source PWM rectifier. For DC-link voltage control which is sensitive to the system parameters of the PWM rectifier, fuzzy-Pi controller is used. Because the AC input voltage and current are estimated using only the DC-link voltage and current, AC input voltage and current sensors are not required. In addition, the unity input power factor and DC output voltage can be controlled. The phase-angle of the detected AC input voltage and estimated voltage, the response characteristics of the DC output voltage according to the DC voltage references, the FFT results of the estimated voltage and current, efficiency, and the response characteristics of the conventional PI controller and fuzzy-Pi controller are verified by PSIM simulation.

Key Words : Z-source PWM rectifier, Modified space vector modulation, AC input voltage/current sensorless control, Modulation index, Unity input power factor, Output DC voltage control, Fuzzy-Pi control

1. 서 론

최근 산업계에서 사용되는 전력전자기기에 대한 DC 전압 공급은 갈수록 중요한 비중을 차지하고 있다. 기존의 AC/DC 전력변환장치는 위상제어 컨버터 또는 출력 전압 비 제어형 다이오드 정류기가 사용되어 왔다. 이러한 변환 장치들은 AC 전원 단에서 저차 고조파의 발생 및 역률 저하 등의 문제점을 가진다. 1980년대 이후 전류와 전압의 제어 루프를 통한 고역률 AC/DC 컨버터 제어가 제안된 이후로 최근에는 단위 역률 등을 구현하는 3상 PWM 정류기에 대한 연구가 활발히 진행되어 산업계에 적용되고 있는 실정이다[1-3].

3상 PWM 정류기는 주어진 입력 AC전압에 대해 출력 DC전압의 승압 및 강압의 목적에 따라 크게 승압형인 전압형 정류기와 강압형인 전류형 정류기로 구분되어진다. 종전 3상 PWM 정류기의 경우, 스위칭 동작 시 발생하는 암 단락(shoot-through state)은 스위칭 소자에 손상을 주므로, 정류기 브리지의 스위치에 데드타임이 필요하다. 이러한 문제점들을 해결하기 위하여, Z-소스 PWM 정류기가 제시되었다. 이 방법은 종전의 PWM 정류기와 다르게 L-C로 조합

된 독특한 Z-소스 네트워크를 이용하기 때문에, 한 대의 정류기만으로 전압형 및 전류형 정류기 특성을 발휘할 수 있다[4-7]. 따라서 추가적인 승압 및 강압용 컨버터가 필요없으며, 입력 전압의 가변 없이 원하는 출력 DC전압을 얻을 수 있다. 또한 브리지 컨버터 스위치의 암 단락 시간을 이용하므로, 데드타임이 필요하지 않다. Z-소스 PWM 정류기 시스템은 외부 전압제어 루프와 내부 전류제어 루프로 구성되며, 출력 전압제어를 위해 직류전압 검출, 전류제어를 위한 입력전류 검출이 필요하고, 전류 지령치를 생성하기 위한 입력 전압 검출 또한 필요하다. 종전의 PWM 정류기 시스템에서는 각각의 제어 루프는 PI 또는 PID 제어를 일반적으로 사용하고 있다. 이러한 제어기는 좋은 동특성을 얻을 수 있고, 특히 정상상태 오차를 줄일 수 있는 장점을 가지고 있다. PI 또는 PID 제어기의 이득을 설정하기 위해서는, PWM 정류기의 정확한 수학적 모델링이 필요하다. 또한 과도상태에서 많은 오차가 발생하며 외란 및 시스템 파라미터 변화에 매우 민감한 문제점이 있다. 민감도를 줄이기 위해서 모델 기준적용 제어기를 이용하여 파라미터 변화의 영향을 제거하거나, 보조적인 제어기를 이용하여 외란의 영향을 제거할 수 있다. 그러나 이러한 경우에도 모델에 대한 정확한 수식이 필요하다. 이에 반해 퍼지 제어기는 시스템에 대한 경험과 정성적인 정보에 기초하고 있다. 따라서 제어 대상에 대한 정확한 수식이 없어도 제어기 설계가 가능하며, 과도상태 특성도 종전의 PI 제어기 보다 우수한 점을 가지고 있다[8-9].

본 논문에서는 DC-link 전압제어를 위한 퍼지-Pi제어기와 AC 입력전압 및 입력전류 센서리스 제어 기반의 3상 Z-소스 PWM 정류기를 제안한다[10-20]. 제안된 방법은 입력

* Dept. of Electrical Engineering, Chonnam National University, Korea

** Dept. of Electrical Engineering, Chonnam National University, Korea

[†] Corresponding Author : Dept. of Electrical Engineering, Daebul University, Korea

E-mail : jyg@db.ac.kr

Received : April 25, 2013; Accepted : May 29, 2013

단 AC 전압과 전류 센서가 없어도 DC-link단 전압 및 전류 센서만을 이용하여 입력 AC전압과 AC전류를 추정한다. 이렇게 추정된 AC 입력전압 및 전류 정보를 이용하여, Z-소스 PWM정류기의 단위 입력역률을 구현한다. DC-link단 출력 전압제어는 정상상태에서 작은 오차를 갖는 종전의 PI 제어기와 과도 상태에서의 안정성과 강인성을 갖는 퍼지 제어를 결합한 퍼지-PI제어를 이용한다. 또한 PWM 변조 방식으로는 수정된 공간벡터 변조방식(MSVPWM)을 적용한다[21-22]. 끝으로, 본 연구의 타당성을 PSIM 시뮬레이션을 통하여 입증을 하고자 한다.

2. 3상 Z-소스 PWM 정류기

2.1. 정류기 모델링

그림 1은 3상 Z-소스 PWM 정류기를 나타내고 있다. 일반적인 PWM 정류기와는 다르게 독특한 Z-임피던스 네트워크(L1, L2, C1, C2)와 DC link단 스위치 SW7로 구성되어 있다[4-7].

그림 1 3상 Z-소스 PWM 정류기
Fig. 1 Three-phase Z-source PWM rectifier

그림 1에 대한 a상 전압 방정식은 식 (1)과 같다. 여기서, E_a 는 입력 상전압, i_a 는 상전류를 나타내며, v_a 는 계통의 중성점 사이에 걸리는 각 상의 전압이다. 또, L_n , R_n 은 AC측 인덕터와 저항, C_{out} 과 $LOAD$ 는 DC측 커패시터와 DC 부하를 나타낸다.

$$E_a = R_n i_a + L_n \frac{di_a}{dt} + v_a \quad (1)$$

이로부터 우변 제 3항의 브리지 입력 상전압은 식 (2)와 같이 표현된다.

$$v_a = \left(\frac{2}{3} S_a - \frac{1}{3} (S_a + S_b + S_c) \right) V_{dc} \quad (2)$$

여기서, S_a , S_b , S_c 는 각 상의 스위칭 상태이며, 스위치가 온될 때는 1, 오프일 때는 0이 된다. 3상 Z-소스 PWM 정류기의 스위칭 패턴은 기존 PWM 정류기와 달리, 6개의 유효벡터와 2개의 영벡터 그리고 추가된 영벡터를 포함하여 9개의 스위칭 패턴으로 구성된다. 추가된 영벡터는 DC-link 단 스위치 SW7이 차단 상태일 경우에 발생한다.

그림 2는 3상 Z-소스 PWM 정류기의 등가 회로를 나타내고 있으며, 비 암단락(non shoot-through state, active state)모드와 암 단락(shoot-through state) 모드로 구분할 수 있다. 동일 암에 위치한 두 스위치의 비 암 단락 시간 (TR) 동안은 그림 2(a)와 같은 모드를 가지며, 이 기간 동안 Z-소스 PWM 정류기는 전압형 정류기와 같게 동작한다. 이때 Z-네트워크에 인가되는 입력 DC전압(V_{in})과 출력 DC전압(V_{dc})은 같으며, 스위치 SW7은 도통 상태가 된다. 동일 암에 위치한 두 스위치가 암 단락되는 시간(TD) 동안에는 그림 2(b)와 같은 모드가 형성된다. 이 경우 Z-네트워크에 인가되는 입력 DC전압(V_{in})은 출력 DC전압(V_{dc}) 보다 높고, 스위치 SW7은 차단 상태가 된다.

(a) Active state

(b) Shoot-through state

그림 2 동작모드에 따른 등가 회로

Fig. 2 Equivalent circuit according to operation mode

인덕터 평균 전압 V_L 과 커패시터의 평균 전압 V_C 는 식 (3), (4)로 표현된다.

$$V_L = \frac{T_D V_C + T_R (V_{IN} - V_C)}{T_s} = 0 \quad (3)$$

$$V_C = \frac{T_R}{T_R - T_D} V_{IN} = \frac{1 - \frac{T_D}{T_s}}{1 - 2 \frac{T_D}{T_s}} V_{IN} \quad (4)$$

브리지 컨버터에 다이오드와 Z-소스 네트워크의 커패시터를 통하여 전류 루프가 형성된 암 단락 상태에서는, Z-소스 PWM 정류기는 출력 전압을 승압 또는 강압을 할 수 있으며, 식(5), (6)과 같이 표현된다[7]. Z-소스 PWM 정류기의 상 전압의 최대치(Epk)는 식(5)와 같으며, 충전의 PWM 정류기와 다르게, 출력전압(Vdc)과 승/강압률(B), 변조지수(M) 그리고 암 단락 지수(Do)로 정의된다.

식 (6)은 승/강압률(B)을 나타낸다. 여기서 TS는 스위칭 주기이며, T7은 스위치 SW7의 스위칭 시간을 나타낸다. 또한 Z-소스 정류기 DC-link 전압은 식 (7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$E_{pk} = M \frac{V_{dc}}{2} B, \quad M = 1 - D_o \quad (5)$$

$$B = \left(2 \frac{T_7}{T_S} - 1 \right) \leq 1, \quad G = \frac{E_{pk}}{V_{dc}} = MB \quad (6)$$

$$V_{dc} = \left(2 \frac{T_7}{T_S} - 1 \right) \cdot \frac{2E_{pk}}{\cos \Psi} = B \frac{2E_{pk}}{\cos \Psi}, \quad (\Psi = \tan^{-1} \frac{wL_n}{R_n}) \quad (7)$$

3상 Z-소스 PWM 정류기의 정상상태에 대한 방정식은 식(8)로 나타낼 수 있다. 모델링 방정식은 크게 Z-소스 임피던스 네트워크 (L1=L2, C1=C2)와 상전압과 상전류 그리고 DC-link 커패시터로 구성된다. 여기서 Ln, Rn은 AC측 인덕터와 저항, Cout는 DC-link 커패시터, L과 C는 Z-소스 네트워크의 인덕터와 커패시터를 나타낸다. iabc, vabc는 각각 선간전류와 선간전압을 나타낸다. VcOut는 DC-link 전압, RLoad는 부하저항이다. vc, iL은 Z-소스 네트워크에 인가되는 커패시터 전압과 인덕터 전류이다. 끝으로 dabc은 각 선간전압의 듀티비, DO는 암단락 (shoot-through state) 듀티비이다.

$$\begin{aligned} \frac{di_{ab}}{dt} &= \frac{v_{ab}}{3L_n} - \frac{(2v_c - V_{Cout})d_{ab}}{3L_n} - \frac{i_{ab}R_n}{L_n} \\ \frac{di_{bc}}{dt} &= \frac{v_{bc}}{3L_n} - \frac{(2v_c - V_{Cout})d_{bc}}{3L_n} - \frac{i_{bc}R_n}{L_n} \\ \frac{di_{ca}}{dt} &= \frac{v_{ca}}{3L_n} - \frac{(2v_c - V_{Cout})d_{ca}}{3L_n} - \frac{i_{ca}R_n}{L_n} \\ \frac{di_L}{dt} &= \frac{v_c(1-2D_o)}{L} - \frac{V_{Cout}(1-D_o)}{L} \\ \frac{dv_c}{dt} &= \frac{(d_{ab}i_{ab} + d_{bc}i_{bc} + d_{ca}i_{ca})(1-D_o)}{C} - \frac{i_L(1-2D_o)}{C} \\ \frac{dV_{Cout}}{dt} &= \frac{2i_L(1-D_o)}{C_{out}} - \frac{(d_{ab}i_{ab} + d_{bc}i_{bc} + d_{ca}i_{ca})(1-D_o)}{C_{out}} \\ &\quad - \frac{V_{Cout}}{R_{Load}C_{out}} \end{aligned} \quad (8)$$

그림 3은 Z-소스 PWM 정류기의 변조 지수 M 변화에 대한 제어변수 특성을 나타내고 있다. 그림 3에서는 보는 바와 같이, DO는 암단락 (shoot-through state) 듀티비에 따른 전압 계인은 지수함수적 관계가 있으며, Z-소스 네트워크의 단락 시간을 제어하여 승압 및 강압의 특성을 모두 이용할 수 있다.

그림 3 변조지수 변화에 따른 Z-소스 PWM 정류기의 제어 변수의 비교

Fig. 3 Comparison of the control parameters of Z-source PWM rectifier according to M

2.2. 동작 모드

그림 4는 Z-소스 정류기의 동작모드를 나타내고 있다. 동작은 매주기마다 5가지의 모드로 동작을 한다. 각 모드는 다음과 같다.

모드 1 : 모드 1 구간에는 다이오드 D3, D4, D5가 ON되며, 그 외 모든 스위치는 OFF 상태를 유지한다. 모드 1 구간에서는 AC 입력 전원이 ON 상태로 유지된 3개의 다이오드 D3, D4, D5를 통하여 부하에 전달된다. AC 전원 전달 시 Z-소스 네트워크상의 출력 전류는 식(9)로 나타낼 수 있다.

$$I = I_{co} + I_{out} \quad (9)$$

또한 Z-소스 네트워크 커패시터 C1, C2와 출력 커패시터 Co는 부하측에 전류를 공급한다.

모드 2 : 모드 2 구간에서는 2개의 다이오드 D5, D6과 스위치 SW2가 ON 상태를 유지한다. 전체적인 동작모드는 모드 1과 유사하나 모드 2 구간에서는 커패시터 C1, C2는 부하단에 전류를 공급하면서 방전 상태를 유지한다.

모드 3 : 모드 3 구간에서는 다이오드 D4, 스위치 SW6, SW2가 ON 상태를 유지하며, a, b, c 상의 입력 전원은 모두 입력 인덕턴스 Ln을 통하여 단락되어진다. 이 때 Z-소스 네트워크 커패시터 C1, C2는 Co와 함께 부하단에 전류를 공급하게 된다. 모드 3 구간의 전류 순환 루프는 Z-소스 네트워크와 부하로 구성되어 있으며, 식(10)로 나타낼 수 있다.

$$I_{L1} + I_{C2} = I_{L2} + I_{C1} = I_{co} + I_{out} \quad (10)$$

모드 4 : 모드 3 구간에서는 하나의 스위치 SW1과 2개의 다이오드 D3, D5는 ON 상태를 유지하며, 모드 3과 유사하게 Z-소스 네트워크 커패시터 C1, C2는 Co와 함께 부하단

에 전류를 공급하는 모드 특성을 나타낸다.

모드 5 : 모드 5 구간에서는 5개의 다이오드 D3, D5, D4, D6, D2가 모드 ON 상태를 유지하며, 커패시터 C1, C2는 충전될 하게 된다. 출력 커패시터 Co에 경우, 이 구간에서 독립적으로 부하에 전류를 공급하게 된다. 모드 5는 식 (11)으로 나타낼 수 있다.

$$I_{C1} + I_{L1} = I_{C2} + I_{L2} \quad I_{co} = I_{out} \quad (11)$$

(a) Mode 1

(b) Mode 2

(c) Mode 3

(d) Mode 4

(e) Mode 5

그림 4 정류기의 동작 모드

Fig. 4 The rectification operating modes

3. 센서리스 제어

3.1 AC 입력전압 추정

제안된 Z-소스 PWM 정류기를 위한 AC 입력전압, AC 입력전류 센서리스 제어기법은 전류제어, 입력 전압 추정기 그리고 위상각 추정기로 구성이 되어있다. 그림 5는 입력 전압 추정기의 블록선도를 나타낸다. 그리고 그림 6은 입력 전압 추정을 위한 순서도를 나타내고 있다.

그림 5 입력 전압 추정기의 블록도

Fig. 5 Block diagram of the input voltage estimator

3상 입력 AC전원이 평형이라고 가정하면, 입력 AC전류는 식(12)과 같은 조건이 되므로, 검출된 두 상의 전류로부터 나머지 한 상의 전류를 구할 수 있다.

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (12)$$

DC-link 전압과 AC 입력 전류 그리고 각 암의 스위칭 함수를 이용하면, 다음 수식으로 입력 AC전압을 추정 할 수 있다.

$$E_a^* = \frac{2}{3} \int V_{dc} \left(S_s - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right) + L i_{La} \quad (13)$$

$$E_b^* = \frac{\sqrt{3}}{3} \int V_{dc} (S_b - S_c) + L i_{L\beta} \quad (14)$$

$$E_c^* = -(E_a^* + E_b^*) \quad (15)$$

$$E_a^{est} = E_a \frac{D_o}{2D_o - 1} \quad (16)$$

$$E_b^{est} = E_b \frac{D_o}{2D_o - 1} \quad (17)$$

$$E_c^{est} = E_c \frac{D_o}{2D_o - 1} \quad (18)$$

그림 5는 입력 AC전압 추정기의 블록전도를 나타낸다. 검출된 상전류와 DC-link 전압 그리고 스위칭 함수로부터 입력 AC전압의 진폭 지령치 E^*a 를 생성한다. 지령 전압 E^*a 는 식 (13)로 부터 연산된 Z-소스 PWM정류기의 암단락 지수(D_o)와 곱해져서 식 (16)과 같은 추정된 입력 전압 E_a^{est} 를 발생시킨다.

그림 6 Z-소스 PWM 정류기의 AC전압 추정 순서도

Fig. 6 Flow chart for the AC voltage estimation of Z-source PWM rectifier

3.2. AC 입력전류 추정

상전류의 재구성은 DC 출력단 전류가 정류기의 스위칭 상태에 따라 특정한 상전류에 대응 된다는 것을 이용하여, 식 (19)와 같이 간단히 표현 가능하다. 그리고 스위칭 상태에 따라 표 1과 같이 특정한 상전류에 대응된다는 것을 이용한다.

$$I_{dc} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c \quad (19)$$

여기서, S_a, S_b, S_c 는 1 또는 0의 값을 갖는 스위칭 함수이다. 유효백터가 그림 10(a)의 섹터 1에 인가되는 경우, 정류기의 스위칭 패턴은 그림 7과 같으며, 이 때 사용되는 유효백터는 V_1 과 V_2 이다. V_1 백터가 인가되는 경우, 정류기의 도통 상태는 $I_{dc}=i_a$ 이며, V_2 백터가 인가되는 도통 상태는 $I_{dc}=-i_c$ 임을 알 수 있다.

그림 7 스위칭 패턴과 DC-link 전류

Fig. 7 Switching patterns and DC-link current

표 1 스위칭 상태와 DC-link 전류

Table 1 Switching states and DC-link current

State	S_a	S_b	S_c	i_{dc}
1	1	0	0	$+i_a$
2	1	1	0	$-i_c$
3	0	1	0	$+i_b$
4	0	1	1	$-i_a$
5	0	0	1	$+i_c$
6	1	0	1	$-i_b$
7	1	1	1	0
8	0	0	0	0

그림 7에 나타난 것 같이, a상과 c상의 상전류는 각각 τ_1 과 τ_2 에서 검출되므로, 3상 전류의 합이 0이라는 조건에서 구한 세 번째 상의 전류에 약간의 오차가 발생하게 된다, 따라서 τ_1 또는 τ_2 시점에서 검출된 전류로부터 k번째 샘플링 순간의 전류 예측할 필요가 있다. a상 전류의 경우, τ_1 시점에서 전류를 검출하고 τ_1 에서부터 k번째 샘플링 시점까지 a상에 가해지는 평균 전압 식 (20)을 이용하여 식 (21)과 같은 k 시점의 a상의 전류를 구할 수 있다.

$$E_{an} = -\frac{T_{z2}}{T_{z2} + (\frac{T_o}{4}) - T} - \frac{V_{dc}}{3} \quad (20)$$

$$i_a(k) = I_{dc}(\tau_2) + \frac{T_{z2} + (\frac{T_o}{4}) - T}{L_n} [E_a - E_{an} - R_n I_{dc}(\tau_1)] \quad (21)$$

또한, k시점의 c상의 전류는 식 (22)으로 구해지며, b상의 전류는 식 (23)으로 구해진다.

$$i_c(k) = I_{dc}(\tau_2) + T_{z2} + \left(\frac{T_o}{4L_n} - T\right) [E_c - E_{cn} - R_n I_{dc}(\tau_2)] \quad (22)$$

$$i_b(k) = -i_a(k) - i_c(k) \quad (23)$$

그림 8 Z-소스 PWM 정류기의 AC전류 추정 순서도

Fig. 8 Flow chart for the AC current estimation of Z-source PWM rectifier

3.3 전압 위상각 동기

PWM 정류기의 AC입력전압 위상각은 계통과 연결을 이루는 컨버터 시스템의 동작을 위한 중요한 정보이다. 전원 위상을 기준으로 하여 전력변환 하는 PWM 정류기는 전원 위상 정보를 잃어버리면 정류기가 불완전하게 동작하게 되거나 소손될 수 있다. 위상 정보는 정지/회전 좌표에 맞게 피드백하여 조정하거나, 유/무효전력의 흐름을 제어하는 목적으로 사용한다. PLL 제어 모델은 그림 9(a)와 같다. D-Q 변환이 안정적으로 이루어졌다면, 위상각 θ 와 PLL출력 θ^{est} 사이의 오차 $\Delta\theta$ 는 0이 되며, $E_{qest}=E$, $E_{dest}=0$ 이 된다. 시스템 안정을 위해서는 E_{dest} 의 값은 0을 추정해야 하므로, D축을 위상의 예리 성분으로 간주하고 PI제어를 실행한다. PI 제어기를 통하여 출력된 값과 위상각 지령치 ω^* 와 연산하면 위상각 θ^{est} 가 도출되며, 그 정보를 통하여 계통 전압이 동기된다.

식(25), (26)로 부터 식 (27)과 같이 위상각을 추정하고, 추정된 위상각 정보를 좌표 변환에 사용한다[14-15].

$$\begin{bmatrix} E_d^{est} \\ E_q^{est} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -E^{est} \sin(\theta - \theta^{est}) \\ E^{est} \cos(\theta - \theta^{est}) \end{bmatrix} \quad (24)$$

$$\omega^{est} = -\left(K_p + \frac{K_i}{s}\right) \Delta\theta \quad (25)$$

$$\theta^{est} = \frac{1}{s} \omega^{est} \quad (26)$$

$$\Delta\theta = \theta - \theta^{est} = \tan^{-1} \left(\frac{-E_d^{est}}{E_q^{est}} \right) \quad (27)$$

(a) Input phase voltage and PLL output

(b) Control model of the PLL system

그림 9 PLL을 이용한 동기각 추정

Fig. 9 Estimation of the synchronous angle using PLL

3.4 공간벡터 변조방식

(a) Space vector modulation

(b) Switching pattern of MSVPWM

그림 10 수정된 공간벡터 변조방법

Fig. 10 Modified space vector modulation method

공간벡터 변조방식(SVPWM)은 높은 변조율과 고조파 함유율이 낮아 3상 전력변환 시스템에 많이 사용되고 있다. 일반적인 공간벡터 변조방식은 변조지수의 크기에 비례하는 기준 벡터 VR과 영 벡터 Vz로 구성된다. 그림 10은 3상 Z-소스 PWM정류기에 적용되는 수정된 공간벡터 변조방식(MSVPWM)을 나타낸다. 이 방식은 최대 크기를 가지는 VR의 크기(Maximum VR)를 변조지수 M=1과 같게 하고, 그 M에 따라 변화하는 VR과 암 단락 벡터 VD로 최대 크기를 가지는 VR을 구성하고 있다. 이 때 영 벡터는 항상 최소의 크기를 갖는다[21,22]. 적용된 공간벡터 변조방식의 출력전압 제어방법은 추정된 입력 상전압과 출력 전압을 검출하여 D-Q 변환과 제어를 통하여 스위칭 인가시간과 출력 전압을 제어한다.

그림 11 수정된 공간벡터 변조방식의 스위칭 패턴
Fig. 11 MSVPWM switching pattern

본 논문에서 적용되는 공간벡터 변조방식의 기준벡터 인가시간은 식 (28)~(31)과 같으며, 여기서 N은 섹터 번호, α 는 위상각을 의미한다.

$$T_1 = MT_s \sin\left(\frac{\pi N}{3} - \alpha\right) \quad (28)$$

$$T_2 = MT_s \sin\left(\alpha - \frac{\pi(N-1)}{3}\right) \quad (29)$$

$$T_D = T_s(1-M) \quad (30)$$

$$T_Z = T_s - (T_D + T_1 + T_2) \quad (31)$$

4. 퍼지 제어기의 설계

본 논문에서 제안한 DC-link단 전압 제어기의 피드백 제어에 대한 응답을 확대해서 각 모드별로 구분하여 표기하면, 그림 12와 같다. 퍼지제어기를 설계하기 위하여, 퍼지논리 제어기의 입력변수로서 전압 오차 e 와 오차의 변화량 Δe , 출력변수로서 변조비 지령값의 변화량 Δm 이 사용된다. 그림 13에서 보는 바와 같이, 오차와 오차의 변화량이 각각 0이 되는 시점을 나누어 고찰한다. 여기서 오차의 변화량 Δe 는 오차가 감소되고 있을 때는 음(-)이고, 오차가 증가하고

표 2 MSVPWM의 각 섹터별 스위칭 패턴

Table 2 Active time of switching pattern for each sector of MSVPWM

Sector	MSVPWM	
	Upper switches	Lower switches
1	$S_1=T_1+T_2+T_0/2+2T$ $S_3=T_2+T_0/2$ $S_5=T_0/2-2T$	$S_4=T_0/2$ $S_6=T_1+T_0/2+2T$ $S_2=T_1+T_2+T_0/2+4T$
2	$S_1=T_1+T_0/2$ $S_3=T_1+T_2+T_0/2+2T$ $S_5=T_0/2-2T$	$S_4=T_2+T_0/2+2T$ $S_6=T_0/2$ $S_2=T_1+T_2+T_0/2+4T$
3	$S_1=T_0/2-2T$ $S_3=T_1+T_2+T_0/2+2T$ $S_5=T_2+T_0/2$	$S_4=T_1+T_2+T_0/2+4T$ $S_6=T_0/2$ $S_2=T_1+T_0/2+2T$
4	$S_1=T_0/2-2T$ $S_3=T_1+T_0/2$ $S_5=T_1+T_2+T_0/2+2T$	$S_4=T_1+T_2+T_0/2+4T$ $S_6=T_2+T_0/2+2T$ $S_2=T_0/2$
5	$S_1=T_2+T_0/2$ $S_3=T_0/2-2T$ $S_5=T_1+T_2+T_0/2+2T$	$S_4=T_1+T_0/2+2T$ $S_6=T_1+T_2+T_0/2+4T$ $S_2=T_0/2$
6	$S_1=T_1+T_2+T_0/2+2T$ $S_3=T_0/2-2T$ $S_5=T_1+T_0/2$	$S_4=T_0/2$ $S_6=T_1+T_2+T_0/2+4T$ $S_2=T_2+T_0/2+2T$

그림 12 시스템 출력의 시간응답

Fig. 12 Time response of the system output

있을 때는 양(+)이다. 즉 임의의 시각 nT' 에서 출력을 $e(nT)$, $e^*(nT)$ 라고 하며, $e(nT)$, $\Delta e(nT)$ 는 식(32)과 같다.

$$\begin{aligned} e(nT) &= e^*(nT) - e(nT) \\ \Delta e(nT) &= e(nT) - e((n-1)T) \end{aligned} \quad (32)$$

그림 13에서 첫 번째 사이클의 응답은 4가지 영역, 즉 I, II, III, IV로 구분시킨다. 두 번째 사이클의 응답은 첫 번째 사이클보다 출력의 변동은 작지만, 동일한 형태로 반복됨을

알 수 있다. 첫 번째 사이클의 영역 I의 a1부근에서 오차 e 는 양의 최대오차로 되고, 시스템의 출력은 거의 나타나지 않고 오차의 변화량 Δe 는 0에 가까우므로, 제어입력 m 는 양의 최대 값을 가져야 한다. 즉 제어규칙은 $e=PB$ 이고 $\Delta e=ZO$ 인 전건부와 $\Delta m=PB$ 인 후건부로 나누어져서 먼저 한 개의 규칙을 얻을 수 있다. 같은 방식으로 영역 II의 점 b1, 영역 III의 점 c1, 영역 IV의 점 d1 등의 부근에 주목하여 제어 규칙을 설정하면 다음과 같다.

- a1 if $e=PB$ and $\Delta e=ZO$ then $\Delta m=PB$
- b1 if $e=ZO$ and $\Delta e=NB$ then $\Delta m=NB$
- c1 if $e=NB$ and $\Delta e=ZO$ then $\Delta m=NB$
- d1 if $e=ZO$ and $\Delta e=PB$ then $\Delta m=PB$

두 번째 사이클의 a2, b2 등의 점 근처에서는 a1, b1등에 e 또는 Δe 의 절대치가 상대적으로 작게 나타나기 때문에 이에 따른 조작량 Δm 도 작게 하면 된다. 즉 다음과 같이 한다.

- a2 if $e=PM$ and $\Delta e=ZO$ then $\Delta m=PM$
- b2 if $e=ZO$ and $\Delta e=NM$ then $\Delta m=NM$

그림 13 DC-link 전압 제어를 위한 퍼지 제어기의 블록도
Fig. 13 Block diagram of the fuzzy controller for the DC-link voltage control

그림 13은 DC-link 전압 제어를 위한 퍼지 제어기의 블록도를 나타낸다. 그림 13에서 기준값 $|P|_{ref}$ 와 검출 값 $|P|$ 와 차이는 오차 ΔP 가 되고 오차를 미분한 값 ΔPD 가 오차의 변화량이 된다. 각 변수들은 크기변환 상수(scale factor)의 의해 정규화 되어 퍼지 제어기의 입력 변수로 사용된다. 앞서 언급한 바와 같이, 제어기에 대한 입력변수는 매 샘플링마다 오차 $|P|$ 와 오차의 변화량 ΔPD 로부터 결정되며, “if~then~” 형식의 언어 규칙으로 표현된다. 각 변수에 대한 소속함수는 그림 14와 같다. 이를 언어적인 변수로서 다음과 같다.

- NB Negative Big
- NS Negative Small
- ZO Zero
- PB Positive Big
- PS Positive Small

여기서 $|P|$ 는 식 (33), (34), (35)를 통하여 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} E_d \\ E_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} \quad (33)$$

$$\begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_a \\ E_b \\ E_c \end{bmatrix} \quad (34)$$

$$|P| = \sqrt{(E_d^2 + E_q^2)} \quad (35)$$

그림 14의 소속 함수는 크게 4개의 입력 및 출력 변수에 대한 소속함수의 형태로 본 논문에서 표현 하였다. 퍼지 논리 제어기의 입력변수로서 전압 오차 e 와 오차의 변화분 ec , 출력 변수로서 비례 제어기 KP , 적분 제어기 KI 를 사용하면, 식 (36), 식 (37)와 같이 표현 할 수 있다.

$$u(t) = K_p \times e(t) + K_i \int e(t) \quad (36)$$

$$u(k) = K_p \times e(k) + K_i \times \sum e(k) \times T \quad (37)$$

입력에 대한 전압 오차 e 와 오차의 변화분 ec 를 표 3과 표 4의 퍼지규칙 베이스로 표현할 수 있다. Matlab/Simulink에 의하여 그림 15와 같이 출력 제어계수 KP 와 KI 를 도출할 수 있다.

그림 14 입력 소속함수 (a) “e” (b) “ec” 및 출력 소속함수 (c) “KP” (d) “KI”

Fig. 14 The input membership functions (a) “e” (b) “ec”, and the output membership functions (c) “KP” (d) “KI”

(a) KP

(b) KI

그림 15 퍼지-PID 제어기의 표면 분포도 (a) “KP” (b) “KI”

Fig. 15 Fuzzy-PID control surface of (a) “KP” (b) “KI”

표 3 KP 제어를 위한 규칙 베이스

Table 3 Rule base for KP control

KP		Change of error, Δe				
		NB	MS	ZO	PS	PB
Error, e	NB	PB	PB	PB	PB	PB
	NS	BIG	ZO	ZO	ZO	ZO
	ZO	ZO	NS	NS	NS	ZO
	PS	ZO	ZO	ZO	ZO	PB
	PB	PB	PB	PB	PB	PB

표 4 KI 제어를 위한 규칙 베이스

Table 4 Rule base for KI control

KI		Change of error, Δe				
		NB	NS	ZO	PB	PS
Error, e	NB	NB	NB	NB	NB	NB
	NS	NS	NS	NS	ZO	ZO
	ZO	ZO	BIG	BIG	BIG	ZO
	PS	ZO	ZO	NS	NS	NS
	PB	NB	NB	NB	NB	NB

5. 결과 및 고찰

제안된 제어기법의 타당성을 확인하기 위하여, 그림 16과 같은 제어 시스템을 PSIM으로 구성하였다. 그림에서 보는 바와 같이, DC-link단 전압 센서와 전류 센서만으로 AC 입

력 전압 및 AC 입력 전류를 추정하며, 이를 활용하여 AC 입력전압의 위상각 정보를 파악하고, 시스템의 입력역률을 단위 역률로 제어할 수 있다. 또한 DC 출력전압의 기준이 150[V] $\rightarrow$ 110[V] $\rightarrow$ 70[V]로 3단계 변화하는 경우와 부하 저항이 20 $\rightarrow$ 10[Ω]로 급변하는 경우에 대하여 DC 출력전압의 응답 특성을 검토하였다. 이때 제어기는 종전의 PI제어기와 퍼지-PI제어기를 적용하였다. 또한 추정된 전압 파형의 FFT분석, 효율 등을 PSIM 시뮬레이션을 통하여 검증하였다. 표 5는 시뮬레이션 파라미터를 나타내고 있다.

그림 16 Z-소스 PWM 정류기의 제안된 제어블록 선도

Fig. 16 The proposed control block diagram for Z-source PWM rectifier

표 5 시뮬레이션 파라미터

Table 5 Simulation parameters

Parameters		Value
Input voltage, E_a		100[V _{peak}]/60[Hz]
Input inductor, L_n , R_n		1[mH], 0.5[Ω]
DC-link capacitor, C_{out}		2000[μ F]
Load resistor, R_{Load}		10[Ω], 20[Ω]
Z-source network	Inductor, L_1, L_2	3[mH]
	Capacitor, C_1, C_2	200[μ F]
Switching frequency, f_{sw}		10[kHz]

그림 17과 그림 18는 각각 PI제어기와 퍼지-PI제어기에 대한 AC 입력전압과 전류 그리고 변조비를 나타내고 있다. 각각의 경우, 추정된 파형을 비교해보면, AC 입력전압과 전류 파형은 모두 정현파이며 서로 동상이므로 시스템은 단위 입력역률이 유지하고 있다. 그러나 초기 시동상태에서 입력 전압과 전류의 위상은 PI제어기의 경우 서로 어긋나 있음을 알 수 있다.

그림 19과 그림 20는 추정된 AC 입력전압과 측정된 AC 입력전압 그리고 추정된 AC 입력전류와 측정된 AC 입력전류를 각각 확대한 파형을 나타낸다. 그림에서 보는 바와 같이, 서로 진폭과 위상이 모두 일치함을 볼 수 있으며, 추정된 전압에는 약간의 노이즈가 있음을 알 수 있다.

그림 17 PI제어를 이용한 추정된 AC 입력전압/전류 파형과 변조비 변화

Fig. 17 Estimated AC input voltage / current and modulation index using PI controller

그림 18 퍼지-PI제어를 이용한 추정된 AC 입력전압/전류 파형과 변조비 변화

Fig. 18 Estimated AC input voltage /current and modulation index using fuzzy-PI controller

그림 19 퍼지-PI 제어기의 AC 입력전압의 확대 파형 (위: 추정된 입력 상전압, 아래: 검출된 입력 상전압)

Fig. 19 Enlarged waveform of each AC input voltage using fuzzy-PI controller (top: estimated input phase voltage, bottom: measured input phase voltage)

그림 20 퍼지-PI 제어기의 AC 입력전류의 확대 파형 (위: 추정된 입력 상전류, 아래: 검출된 입력 상전류)

Fig. 20 Enlarged waveform of each AC input current using fuzzy-PI controller (top: estimated input current, bottom: measured input current)

그림 21과 그림 22은 추정된 3상 입력 상전압 파형과 이를 이용하여 추정된 위상각을 나타내는 것으로, PI제어방법

그림 21 PI 제어기의 추정된 3상 입력 상전압과 위상각

Fig. 21 Estimated three-phase input phase voltage and its phase angle using PI controller

그림 22 퍼지-PI 제어기의 추정된 3상 입력 상전압과 위상각

Fig. 22 Estimated three-phase input phase voltage and its phase angle using fuzzy-PI controller

과 퍼지-PID제어방법이 서로 일치하고 있다.

그림 23과 그림 24는 입력 상전압이 변화될 때, 추정된 입력 상전압/전류, 변조비, DC-link 전압의 과도 응답 특성을 나타내고 있다. 입력 상전압이 0.5[s] 구간에서 100[V] → 120[V]로 증가되는 경우, 퍼지-PID제어기는 PI 제어기에 비하여 변조비와 DC-link 출력전압에 큰 리플이 없이 기준전압에 추종하는 것을 알 수 있다.

그림 23 PI 제어기의 입력 상전압 변화에 대한 추정된 입력 상전압의 동적응답 특성

Fig. 23 Dynamic response of the estimated input phase voltage for the input phase voltage change using PI controller

그림 24 퍼지-PID 제어기의 입력 상전압 변화에 대한 추정된 입력 상전압의 동적응답 특성

Fig. 24 Dynamic response of the estimated input phase voltage for the input phase voltage change using fuzzy-PI controller

그림 25와 그림 26은 20 → 10[Ω]으로 부하저항이 감소하는 경우, PI제어기와 퍼지-PID제어기의 응답 특성을 나타낸다. 각 그림에서 상단 파형은 추정된 AC 입력 상전압과 전류 파형을 나타내며, 중간 파형은 DC-link 전압의 기준치가 150[V]인 경우에 대한 DC 출력 전압의 응답을 나타내고 있다. 퍼지-PID제어기는 초기 DC 입력전압이 150[V]를 넘지 않는 반면에, PI제어기는 150[V]를 넘고 있다. 맨 아래 파형은

그림 25 부하감소(20→10[Ω])에 대한 PI제어기의 응답특성
Fig. 25 Response characteristic of the PI controller for load decrease (20→10[Ω])

그림 26 부하감소(20→10[Ω])에 대한 퍼지-PID제어기의 응답 특성

Fig. 26 Response characteristic of the fuzzy-PI controller for load decrease (20→10[Ω])

이 경우에 대한 DC 출력전류를 나타내는데, 퍼지-PID제어기는 부하 변동 시점에서 DC출력 전류의 오버슈트가 적음을 알 수 있다.

그림 27 PI제어기를 이용한 DC-link 전압 변동의 동특성
Fig. 27 Dynamic response of the DC-link voltage using PI controller

그림 28 퍼지-PI제어기를 이용한 DC-link 전압 변동의 동특성
Fig. 28 Dynamic response of the DC-link voltage using fuzzy-PI controller

그림 27과 그림 28는 DC-link 기준 전압을 150[V] → 110[V] → 70[V] 3단계로 급격한 변동을 한 경우, Z-소스 PWM 정류기의 DC-link단 전압의 응답특성을 보이고 있다. 종전의 PWM 정류기와는 다르게 Z-소스 PWM 정류기는 110[V] AC 입력전압에 대하여 DC 출력전압을 승압 또는

(a) 1.0 → 0.7[mH]

(b) 1.0 → 1.3[mH]

그림 29 Ln 변동에 따른 AC 입력전압과 전류의 추정특성
Fig. 29 Estimation characteristic of the AC input voltage and current according to inductance Ln

강압할 수 있다. 퍼지-PI제어기는 지연요소는 있으나 DC link 기준 전압을 넘지 않는 반면에 PI제어기는 기준치를 중심으로 언더슈트와 오버슈트가 존재함을 알 수 있다.

그림 29는 입력 인덕턴스 Ln 변동이 AC 입력전압과 전류의 추정에 미치는 영향과 그 때의 DC-link 전압을 나타낸 것이다. 그림 29에서 보는 바와 같이, Ln의 변동에 있어도 입력전압과 전류의 추정에는 큰 변화가 없으며, DC-link 전압도 큰 변동이 없이 기준값에 추종되는 것을 볼 수 있다.

그림 30 PI제어기의 경우, 추정된 AC 입력전압과 전류에 대한 FFT 분석 결과
Fig. 30 FFT results of the estimated AC input voltage and current using PI controller

그림 31 퍼지-PI제어기의 경우, 추정된 AC 입력전압과 전류에 대한 FFT 분석 결과
Fig. 31 FFT results of the estimated AC input voltage and current using fuzzy-PI controller

그림 30과 그림 31는 추정된 AC 입력전압과 전류의 FFT분석 결과를 나타낸다. FFT분석 결과를 보면, 각 경우의 파형들이 60[Hz] 기본과 성분만으로 구성되고 있으며 이는 각 파형들이 정현과 임을 의미한다.

그림 32는 센서기반의 Z-소스 PWM 정류기와 센서리스 기반의 Z-소스 PWM 정류기에 대한 DC 출력전압과 효율을 변조지수에 대해서 나타낸 것이다. AC 입력전압이 100[V]인 경우, DC-Link 기준 전압을 100[V]에서 160[V]까지 단계적으로 변동을 하였다. 제안된 센서리스 제어기법과 센서기반 방식은 변조지수에 따른 DC 출력전압 및 효율은 모두 유사함을 알 수 있다. 그림 33에서 보는 바와 같이, 변조지수

M=0.75에서는 효율이 97.5[%]로 가장 높았으며, 그 이상의 M에서는 점차 낮아지는 추세를 보이고 있다. 그에 반해 DC 출력전압은 M의 증가에 따라 선형적으로 증가하는 것을 볼 수 있다. 결론적으로 제안된 센서리스 시스템은 종전의 센서기반 시스템과 거의 동일한 제어 특성을 갖는 것을 알 수 있다.

그림 32 변조지수에 따른 출력 전압 및 효율

Fig. 32 DC output voltage and efficiency according to modulation index

(a) Fuzzy-PI controller

(b) PI controller

그림 33 추정된 AC 입력전압(V_{abc})과 전류(I_{abc}) 파형비교

Fig. 33 Comparison of the estimated AC input voltage(V_{abc}) and current(I_{abc}) waveforms

그림 33는 PI 제어기와 퍼지-PI 제어기에 대한 각 상별 추정된 AC 입력전압과 전류파형을 나타내고 있다. 그리고 표 6은 총 고조파 왜형률(THD), 역률, 유효전력, 피상전력

을 각 상별 각 제어기에 따라서 비교한 것이다. A상 기준의 AC 입력전압과 전류의 THD를 살펴보면, PI 제어기를 적용한 경우, AC 입력전압은 6.01[%], AC 입력전류는 2.36[%]이다. 퍼지-PI제어기의 경우는 AC 입력전압은 6.06[%], AC 입력전류는 2.34[%]로 나타난 것으로 보아 각 제어기는 전력품질 관점에서 차이가 없는 것을 알 수 있었다.

표 6 PI제어 및 퍼지-PI제어기의 전력품질 비교

Table 6 Power quality comparison of PI and fuzzy control

Control method	Phase	Power Factor [PF]	Real Power [W]	Apparent Power [VA]	THD [%]	
					Line Voltage	Line Current
PI	A	0.9692	412.81	429.11	6.01	2.36
	B	0.9688	380.02	396.45	5.99	2.66
	C	0.9489	372.04	393.45	5.96	3.07
Fuzzy	A	0.9692	418.36	431.68	6.06	2.34
	B	0.9689	382.24	398.63	5.91	2.16
	C	0.9490	372.37	392.72	5.94	2.64

6. 결 론

본 논문에서는 AC 입력전압 및 전류 센서리스 제어기법에 의한 3상 Z-소스 PWM 정류기를 제안하였다. 제안된 시스템은 입력 상전압과 상전류를 검출을 하지 않고, DC-link 단 전압과 전류만을 이용하여 DC 출력전압을 제어하였다. Z-소스 PWM 정류기의 스위칭 함수와 DC-link 전압으로부터 AC 입력 상전압을 재구성하고, 이를 기초로 다음 샘플링 시점의 입력 상전압을 예측하였다. 입력 상전류는 추정된 입력 전압과 DC-link 전류를 이용하여 재구성하였다. 추정된 입력 상전압과 DC 출력전압을 검출하고 D-Q변환 및 PI제어를 통하여, 공간 벡터 변조기의 스위칭 인가시간과 DC 출력전압을 제어하였다.

그리고 제안된 시스템에 타당성을 입증하기 위하여, 100[V] AC 입력전압 조건에 대한 PSIM 시뮬레이션을 정상상태와 과도상태에서 수행하였다. 그 결과, DC-link 전압과 전류의 검출만으로 3상 입력 상 전압과 상 전류를 추정할 수 있었으며, 시스템의 단위 입력역률도 구현할 수 있었다. AC 입력 전압이 100[V] → 120[V]로 급변하는 과도상태에 대해서도, 검출된 입력전압/전류와 추정된 입력전압/전류는 일치하였다. 또한 제안된 입력전압 센서리스 3상 Z-소스 PWM 정류기는 DC-Link 기준 전압 150[V] → 110[V] → 70[V]의 급변한 제어조건에서, 입력 전압의 추정성능의 저하 없이 단위 입력역률을 유지하였으며, DC-link 출력전압의 제어특성 역시 양호하였다. DC-link단 전압 제어기로서 PI 제어기와 퍼지-PI제어기를 적용하여 비교 검토하였다. PI 제어기의 경우에는 언더슈트와 오버슈트를 반복하다 목표값에 도달하였으나, 퍼지-PI제어기는 설정된 목표값에 큰 진동없이 도달함을 알 수 있었다.

끝으로 제안된 기법은 센서 기반의 Z-소스 정류기와 DC 출력전압 및 효율에서도 거의 동일한 특성을 보였다. DC-link 단 전압 제어기에 퍼지-PI제어기와 PI제어기를 적용한 결과, 퍼지-PI제어기가 좀더 우수함을 알 수 있었다.

References

- [1] R. Wu, S. B. Dewan, and G. R. Slemon, "Analysis of an ac-to-dc voltage source converter using PWM with phase and amplitude control," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 27, no.2, pp. 355-364, Mar./Apr. 1991.
- [2] V. Kaura, and V. Blasko, "Operation of a voltage source converter at increased utility voltage," IEEE Trans. Power Electron., vol. 12, pp. 132-137, Jan. 1997.
- [3] V. Blasko, and V. Kaura, "A new mathematical model and control of a three-phase AC-DC voltage source converter," IEEE Trans. Power Electron., vol. 12, pp. 116-123, Jan. 1997.
- [4] Xinping Ding, Zhaoming Qian, Yeyuan Xie, Zhengyu Lu, "Three phase Z-source rectifier," in Proc. IEEE PESC '05, 2005, pp. 494-500.
- [5] D. M. Vilathgamuwa, P. C. Loh and K. Karunakar, "Modelling of three phase Z-source boost-buck rectifiers," in Conf Rec. of IEEE PEDS'07,2007, pp. 1471-1476.
- [6] K. Karunakar and D. M.Vilathgamuwa, "Dynamic analysis of three phase Z-source boost-buck rectifier," in Conf Rec. of IEEE PECON'08,2008, pp. 198-202.
- [7] G. Lo Calzo, A. Lidozzi, L. Solero, and F. Crescimbeni, "Three-phase Z-source power supply design and dynamic modeling," in Conf. Rec. of IEEE ECCE'11, 2011, pp. 1339 - 1345.
- [8] Xinping Ding, Zhaoming Qian, Shuitao Yang, Bin Cui, Famgzheng Peng, "A direct DC-link boost voltage PID-like fuzzy control strategy in Z-source inverter," in Conf. Rec. of IEEE PESC '08, 2008, pp. 405-411.
- [9] Xu Dianguo, He Na, Wang Wei, "Study on fuzzy controller with a self-adjustable factor of active power filter," in Proc. IEEE IECON'06, 2006, pp. 2226-2231.
- [10] Bhende C. N., Mishra S., Jain S. K , "TS-fuzzy-controlled active power filter for load compensation," IEEE Trans Power Deliv., vol. 21 no 3 pp. 1459-1465, 2006.
- [11] T. Ohnishi and K. Fujii, "Line voltage sensorless three phase PWM converter by tracking control of operating frequency," in Conf. Rec. of IEEE PCC'97, 1997, vol. 1, pp. 247-252.
- [12] T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, and I. Takahashi, "Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors," IEEE Trans Ind. Applicat., vol. 34, no.3, pp. 473-479, May./Jun. 1998.
- [13] S. Hansen, M. Malinowski, F. Blaabjerg, and M. P. Kazmierkowski, "Sensorless control strategy for PWM rectifier," in Conf. Rec. of IEEE APEC'00, 2000, vol. 2, pp. 832-838.
- [14] H. S. Song, I. W. Joo, and K. Nam, "Source voltage sensorless estimation scheme for PWM rectifiers under unbalanced conditions," IEEE Trans Ind. Electron., vol. 50, no.6, pp. 1238 - 1245, DEC. 2003.
- [15] H. Yoo, J. H. Kim, and S. K. Sul, "Sensorless operation of a PWM rectifier for a distributed generation," IEEE Trans Power Electron., vol. 22, no. 3, pp. 1014 - 1018, May. 2007
- [16] W. C. Lee, D. S. Hyun, and T. K. Lee, "A Novel control method for three-phase PWM rectifiers using a single current sensor," IEEE Trans Power Electron., vol. 15, no. 5, pp. 861 - 870, Sep. 2000
- [17] D. C. Lee, and D. S. Lim, "AC voltage and current sensorless control of three-phase PWM rectifier," IEEE Trans Power Electron., vol. 17, no. 6, pp. 883 - 890, Nov. 2002
- [18] H. Kim, and T. M. Jahns, "Phase current reconstruction for AC motor drives using a DC link single current sensor and measurement voltage vectors," IEEE Trans Power Electron., vol. 21, no. 5, pp. 1413 - 1419. Sept. 2006
- [19] Dong-Choon Lee, Dae-Sik Lim, "A novel control method for three-phase PWM rectifiers using a single current sensor," IEEE Trans Power Electron., vol. 15, no. 5, pp. 861-870, 2000.
- [20] Woo-Cheol Lee, Taek-Kie Lee, Dong-seok Hyun, "Comparison of single-sensor current control in the DC link for three-phase voltage-source PWM converters," IEEE Trans Ind. Electron., vol. 48, no. 3, pp. 491-505, 2001.
- [21] Tae-Won Chun, Quang-Vinh Tran, Jung-Ryol Ahn, and Jih-Sheng Lai, "AC output voltage control with minimization of voltage stress across devices in the Z-source inverter using modified SVPWM", in Conf. Rec. of IEEE PESC'06, 2006, pp. 1 - 5.
- [22] Se-Jin Kim, Young-Gook Jung, Young-Cheol Lim, and Seung-Hak Yang, "Output AC voltage control of a three-phase Z-source inverter by the voltage gain and modulation index control ", Trans. KIEE, vol. 59, no. 11, pp. 1996 - 2005. Nov. 2010

저 자 소 개

한 근 우 (韓勤牛)

1978년 9월 28일생. 2004년 대불대 전기공학과 졸업, 2006년 전남대 대학원 전기공학과 졸업(석사), 현재 동대학원 박사과정, 2005~2010년 LG이노텍(주) POWER LAB 선임연구원, 2010~2013 삼성전자(주) 생활가전사업부 책임연구원, 현재 (재)전북자동차기술원 융복합기술연구실 선임연구원

Tel : 010-7930-5150

E-mail : mrcoma@hanmail.net

정 영 국 (鄭 榮 國)

1963년 11월 10일생. 1986년 전남대학교 전기공학과 졸업, 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사), 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사), 2000년 일본 오카야마대학교 연구방문, 현재 대불대학교 융합기술학부 부교수

Tel : 061-469-1263

E-mail : jyg@db.ac.kr

임 영 철 (任 永 徹)

1953년 4월 23일생. 1975년 전남대학교 전기공학과 졸업, 1977년 고려대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사), 1990년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사), 1997년 호주 모나시대학교 Visiting Scholar, 1998~2007년 산업자원부 지정 전남대학교 고품질 전기전자부품 및 시스템 연구센터 소장, 현재 전남대학교 전기공학과 교수.

Tel : 062-530-1743

E-mail : yclim@chonnam.ac.kr