

비대칭 전압 제어를 이용한 단상 임베디드 Z-소스 DC-AC 인버터

오승열¹, 김세진², 정영국[†], 임영철²

A Single-Phase Embedded Z-Source DC-AC Inverter by Asymmetric Voltage Control

Seung-Yeol Oh¹, Se-Jin Kim², Young-Gook Jung[†], and Young-Cheol Lim²

Abstract - In case of the conventional DC-AC inverter using two DC-DC converters with unipolar output capacitor voltages, for generating the AC output voltage, the output capacitor voltages of its each DC-DC converter must be higher than the DC input voltage. To solve this problem, this paper proposes a single-phase DC-AC inverter using two embedded Z-source converters with bipolar output capacitor voltages. The proposed inverter is composed of two embedded Z-source converters with common DC source and output AC load. The AC output voltage is obtained by the difference of the output capacitor voltages of each converter. Though the output capacitor voltage of converter is relatively low compared to the conventional method, it can be obtained the same AC output voltage. Moreover, by controlling asymmetrically the output capacitor voltage, the AC output voltage of the proposed system is higher than the DC input voltage. To verify the validity of the proposed system, a DSP(TMS320F28335) based single-phase embedded Z-source DC-AC inverter was made and the PSIM simulation was performed under the condition of the DC source 38V. As controlled symmetrically and asymmetrically the output capacitor voltages of each converter, the proposed inverter could produce the AC output voltage with sinusoidal waveform. Particularly, in case of asymmetric control, a higher AC output voltage was obtained. Finally, the efficiency of the proposed system was measured as 95% and 97% respectively in case of symmetric and asymmetric control.

Keywords: embedded Z-source DC-AC inverter, embedded Z-source converter, symmetric voltage control, asymmetric voltage control. output capacitor voltage, voltage gain, duty ratio

1. 서 론

일반적으로 단상 DC-AC 인버터는 4개의 스위치 소자로 구성되는 풀 브리지 방식과 DC-DC 컨버터 2대의 출력 커패시터를 결합한 형태가 있다.

풀 브리지 인버터만을 사용하는 경우에는 출력교류 전압은 입력 직류전압 보다 낮게 제한되는 점이 있으며, 높은 교류전압을 출력하기 위해서는 부스트 컨버터와 함께 사용되어야 한다. 반면에 두 대의 DC-DC 컨버터

(Buck, Boost, Buck-boost 등)를 이용한 단상 DC-AC 인버터^[5-12]는 각각의 DC-DC 컨버터의 출력 커패시터 전압을 합성하여 출력 교류 전압을 발생한다. 이 방식은 종전의 브리지 인버터와는 달리, L-C 출력필터가 필요하지 않고 출력 교류전압은 입력 직류전압에 제한되지 않는 장점이 있다. 그러나 DC-DC 컨버터의 출력 커패시터 전압은 입력전압 이상의 옴셋전압(Boost모드의 경우에는 입력전압의 2배)을 기준으로 단극성(Unipolar)으로만 출력되므로 전체 시스템의 전압 스트레스가 매우 높은 문제점^[13]이 있다.

최근에 임베디드 Z-소스 DC-AC 컨버터^[13-16] 의하여 출력 커패시터의 전압이 양극성(Bipolar)으로 출력하는 방법이 제시되었다. 이 방법에 의하면, 옴셋전압을 고려할 필요가 없고, 각 컨버터에서 교류전압을 직접 출력하는 것이 가능하다. 하나의 임베디드 Z-소스 컨버터에서 출력되는 교류전압은 양의 반주기 전압이 입력전압에

Paper number: TKPE-2012-17-4-4 ISSN: 1229-2214

[†] Corresponding author: jyg@db.ac.kr, Dept. of Electrical Engineering, Daebul University

Tel: +82-61-469-1263 Fax: +82-62-469-1353

¹ Korea Electronics Technology Institute(KETI)

² Dept. of Electrical Engineering, Chonnam Nat'l University

Manuscript received Mar. 2, 2012; accepted May 1, 2012

의해 제한되므로 단상 브리지 인버터와 성능이 동일하다. 그러나 임베디드 Z-소스 컨버터의 음의 반주기 전압은 입력전압에 상관없이 Buck 또는 Boost된 교류전압 출력이 가능하다.

따라서 본 논문에서는 2대의 임베디드 Z-소스 컨버터에서 출력된 비대칭 교류전압을 합성하는 단상 임베디드 Z-소스 DC-AC 인버터를 제안하였다. 여기서 비대칭 교류전압이란 양의 반주기 전압보다 음의 반주기 전압이 더 큰 교류전압을 말한다. 제안된 방법은 종전의 DC-DC 컨버터로 구성된 DC-AC인버터보다 훨씬 낮은 컨버터의 출력전압으로도 동일한 크기의 단상 교류출력 전압이 발생 가능하다. 또한, Boost 컨버터로 구성되는 two stage 단상 브리지 인버터와도 동일한 성능을 얻을 수 있다. 제안된 방법은 2대의 임베디드 Z-소스 컨버터(컨버터 A, 컨버터B)와 하나의 직류 입력전원 및 교류 부하로 구성되며, 종전의 SPWM 제어를 변형하는 방법에 의하여 PWM 펄스를 발생한다.

본 연구의 타당성을 입증하기 위하여 입력 전압이 38V인 조건에서, PSIM 시뮬레이션과 DSP (TMS320F28335)로 제어되는 임베디드 Z-소스 인버터를 제작하여 실험을 수행하였다. 먼저 2대의 임베디드 Z-소스 컨버터 A, B의 출력 커패시터 전압이 대칭이 되는 경우와 비대칭이 되는 경우에 대하여 그 출력 특성을 고찰하였다. 동일한 입력전압에 대하여, 대칭인 경우에는 76V(53V_{RMS})/60Hz 교류전압이 발생되었으며, 비대칭인 경우에는 대칭인 경우보다 더 높은 114V(80V_{RMS})/60Hz의 교류전압을 얻을 수 있었다.

결과적으로 제안된 인버터는, 임베디드 Z-소스 컨버터의 출력 커패시터 전압을 대칭 또는 비대칭 제어하여 안정된 정현파 교류 전압을 발생하였고, 특히 비대칭 제어를 하는 경우에는 대칭 제어의 경우보다 높은 교류 전압을 출력할 수 있었다. 효율의 측면에서도, 비대칭인 경우에는 95%, 대칭의 경우에는 97%로 양호함을 알 수 있었다.

2. 본 문

2.1 제안된 단상 임베디드 DC-AC 인버터

그림 1은 2대의 임베디드 Z-소스 컨버터로 구성된 제안된 단상 임베디드 Z-소스 DC-AC 인버터를 나타낸다. 제안된 시스템은 하나의 직류 전원(V_I)과 이 전원에 각각 연결된 2대의 임베디드 Z-소스 컨버터(Converter A, B) 그리고 교류부하(R_O)로 구성된다.

제안된 인버터의 출력 교류 전압(v_{RO})은 그림 2와 같이 2대 컨버터의 출력 커패시터 (C_{A2} , C_{B2})에 걸리는 전압(v_{CA2} , v_{CB2})의 차로 나타난다. 즉, 한 대의 컨버터가 출력하는 교류 전압의 두 배 이상의 교류 전압을 임베디드 Z-소스 DC-AC 인버터가 출력 가능하다^[13].

그림 2와 같이 두 컨버터 A, B가 서로 180°의 위상차

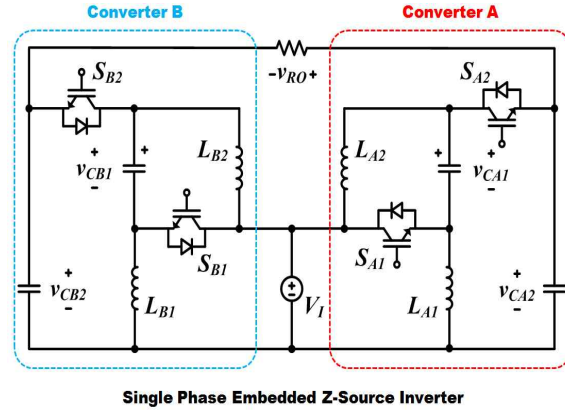


Fig. 1 The proposed embedded DC-AC inverter

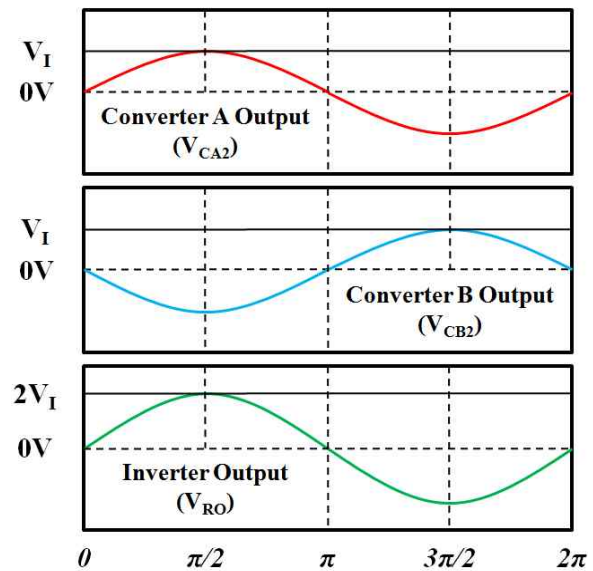


Fig. 2 Output voltage principle of the proposed embedded Z-source DC-AC Inverter

를 갖는 출력 커패시터 전압이 발생되며, 각 컨버터의 출력 전압은 식 (1)과 식 (2)로 표현된다.

$$v_{CA2} = \frac{2D-1}{D} V_I = \sin \omega t \quad (1)$$

$$v_{CB2} = \frac{1-2D}{1-D} V_I = \sin(\omega t + 180^\circ) \quad (2)$$

위의 식에서 D는 스위칭 한 주기 T_S 중 각 컨버터의 스위치 S_{A1} 과 S_{B1} 가 턴 온 되는 시간이며, S_{A2} 와 S_{B2} 가 T_S 동안 턴 온 되는 시간의 비는 $(1-D)$ 이다. 즉, D는 임베디드 Z-소스 DC-AC인버터의 단락 비이며 출력 전압은 식 (3)과 같다.

$$v_{RO} = v_{CA2} - v_{CB2} = \frac{2D-1}{D(1-D)} V_I \quad (3)$$

임베디드 Z-소스 컨버터 A, B의 출력 영역은 식 (1)로

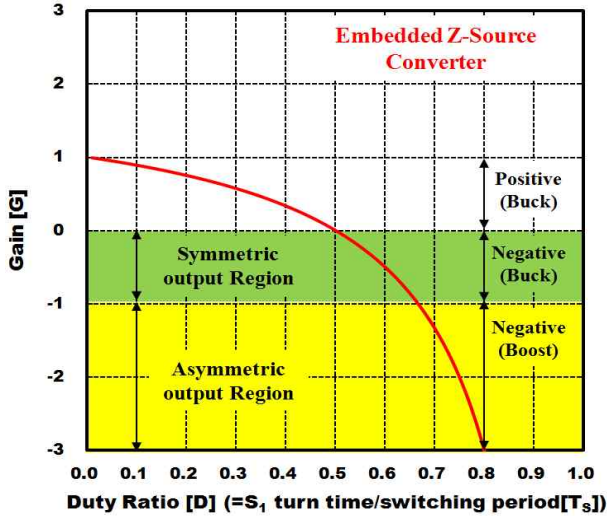


Fig. 3 Gain curve of an embedded Z-source Converter

알 수 있으며, 이를 그래프로 나타낸 것이 그림 3의 이득 곡선이다. 컨버터 A의 출력 커패시터 전압은 $D=1.0$ 에서 직류 입력 전압 V_1 과 동일하므로 양의 반주기 전압은 Buck 모드로만 동작 가능하다. $D=0.5$ 에서 0V를 출력하게 되며 음의 반주기 전압은 직류 입력 전압에 대해 이론상 무한대의 전압 이득(G)을 가진다.

컨버터 B의 출력 커패시터 전압은 컨버터 A의 출력 커패시터 전압과 180° 위상차를 갖는다는 점 이외에 컨버터 A와 동일한 D와 G의 특성을 갖고 있다.

2.2 비대칭 전압 제어 방법

본 논문에서는 그림 5에서 보는 바와 같이, 임베디드 Z-소스 컨버터가 음의 반주기 구간 중 V_1 의 최대치와 동일한 크기로 출력 가능한 구간 T-W와 S-X ($G=0 \sim -1$)을 대칭 출력 구간이라 정의하고, V_1 의 최대치보다 큰 음의 반주기 구간 U-W, V-W, S-Y, S-Z ($G=-1 \sim -\infty$)을 비대칭 출력 구간이라 정의한다.

대칭 및 비대칭 출력 구간을 구분하는 이유는, 앞서 언급한 제한된 단상 임베디드 Z-소스 DC-AC 인버터의 교류 출력 전압의 부스트 방법과 관련되어 있다.

180° 위상차를 갖는 임베디드 Z-소스 컨버터 A, B의 출력 커패시터 전압이 그림 3의 대칭 영역에서만 이루어지는 경우, 제안된 단상 임베디드 Z-소스 인버터의 교류 출력 전압(v_{RO})은 그림 4의 Buck 영역에서만 가능하다. 그러나 컨버터 A, B에서 양의 반주기 전압이 최대로 출력되는 조건에서 대칭과 비대칭 출력 구간의 이득을 가지는 음의 반주기 전압이 출력되면, 제안된 인버터는 Buck, Boost의 모든 구간에 걸쳐 교류 전압(v_{RO})이 출력 가능하다.

따라서, 임베디드 Z-소스 컨버터 A, B 중 하나의 컨버터만을 이용할 경우, 출력 커패시터 전압은 입력 직류 전압에 의해서 제한되지만, 컨버터 A, B의 위상을 반전시키고 대칭 및 비대칭 출력 구간을 이용하는 제안된

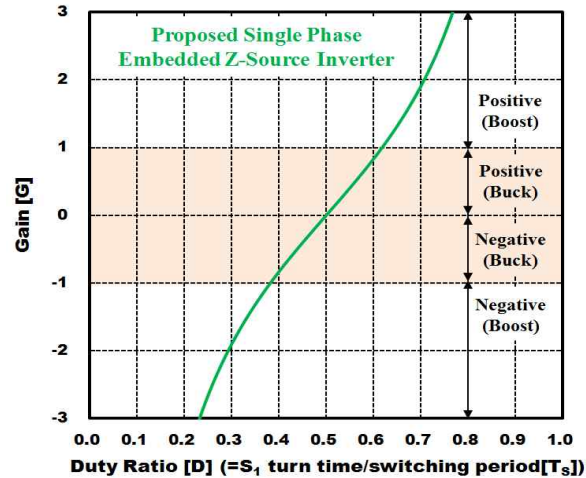


Fig. 4 Gain curve of the proposed embedded Z-source DC-AC Inverter

단상 임베디드 Z-소스 DC-AC 인버터는 입력 직류 전압에 제한 없이 종전의 단상 풀 브리지 인버터와 동일한 기능을 수행할 수 있다.

임베디드 Z-소스 컨버터 A, B의 출력 커패시터 전압이 부하(R_O)에서 정현파의 교류 전압으로 생성되는 원리를 그림 5에서 나타내었다. 컨버터 A의 출력 커패시터 전압(S, X, Y, Z)과 컨버터 B의 출력 커패시터 전압(T, U, V, W) 중 S와 W는 각 컨버터의 V_1 과 동일한 크기의 양의 반주기 전압이고, X, Y, Z와 T, U, V는 각각 V_1 의 1배, 2배, 3배에 해당하는 음의 반주기 전압이다.

컨버터 A, B의 양과 음의 반주기 출력 교류 전압이 모두 V_1 의 최대치와 동일하도록 대칭 출력한 경우, 제안된 인버터의 출력 전압은 컨버터 A의 양의 반주기 S와 컨버터 B의 음의 반주기 T의 차이 (S-T)와 컨버터 A의 음의 반주기 X와 B의 양의 반주기 W의 차(X-W)로 나타내진다.

$$\begin{cases} +v_{RO-Peak} = S \sin \frac{\pi}{2} - T \sin \frac{3\pi}{2} = +2V_1 \\ -v_{RO-Peak} = X \sin \frac{3\pi}{2} - Y \sin \frac{\pi}{2} = -2V_1 \end{cases} \quad (4)$$

이를 식으로 나타내면 식(4)로 표현되며, $\pm 2V_1$ 에 해당하는 v_{RO} 를 부하에 출력하게 된다. 만약 컨버터 A와 B가 V_1 와 동일한 크기의 양의 반주기 전압을 유지하고 V_1 의 3배에 해당하는 음의 반주기 전압을 출력하는 비대칭 출력의 경우, S-Z와 V-W의 차이에 의하여 제안된 단상 임베디드 Z-소스 인버터는 식 (5)와 같이 $\pm 4V_1$ 의 교류전압(v_{RO})을 부하에 출력한다.

$$\begin{cases} +v_{RO-Peak} = S \sin \frac{\pi}{2} - 3V \sin \frac{3\pi}{2} = +4V_1 \\ -v_{RO-Peak} = Z \sin \frac{3\pi}{2} - 3W \sin \frac{\pi}{2} = -4V_1 \end{cases} \quad (5)$$

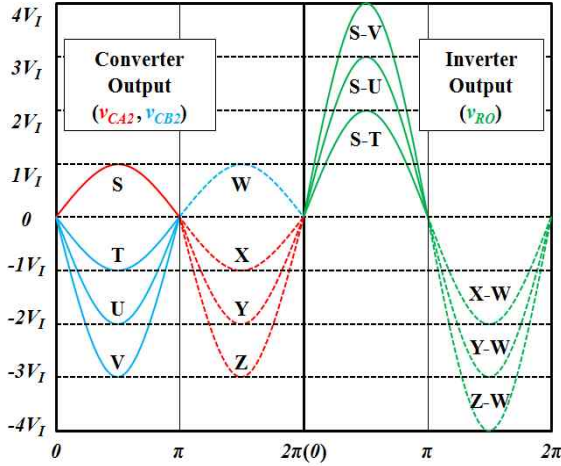


Fig. 5 Boost method of embedded Z-source DC-AC Inverter

만약 컨버터 A와 B가 V_I 와 동일한 크기의 양의 반주기 전압을 유지하고 V_I 의 3배에 해당하는 음의 반주기 전압을 출력하는 비대칭 출력의 경우, S-Z와 V-W의 차이에 의하여 제안된 단상 임베디드 Z-소스 인버터는 식 (5)와 같이 $\pm 4V_I$ 의 교류전압(v_{RO})을 부하에 출력한다.

2.3 PWM제어기법

일반적으로 풀 브리지 인버터의 정현파 변조방식 (SPWM)은 삼각파와 캐리어와 기준파와 비교하는 방식이다. 그러나 제안된 임베디드 Z-소스 DC-AC 인버터의 경우, 2대의 Z-소스 임베디드 컨버터 A, B를 이용하므로, 이를 고려한 변형된 기준파가 필요하다.

컨버터 B의 출력 커패시터 전압은 컨버터 A와 위상차만 있을 뿐 동일하므로, 컨버터 A에 대하여만 설명하기로 한다. 컨버터 A의 양과 음의 반주기 전압이 V_I 의 최대치로 대칭 출력하는 경우, V_I 과 컨버터 A의 출력 커패시터 전압(v_{CA2})와의 관계는 식 (6)으로 표현된다^[17-20]. 식 (6)를 전압 이득(G)로 정리하면 식 (7)과 같다. 식 (6)과 식 (7)를 연립하면, 식 (8)을 얻을 수 있고, 컨버터 A의 단락 비 D는 식 (9)과 같게 된다^[19].

$$v_{CA2} = \frac{2D-1}{D} V_I = G V_I = \sin \omega t \quad (6)$$

$$G = \frac{v_{CA2}}{V_I} = \frac{V_I \sin \omega t}{V_I} = \sin \omega t \quad (7)$$

$$G = \frac{2D-1}{D} = \sin \omega t \quad (8)$$

$$D = \frac{1}{2-G} = \frac{1}{2-\sin \omega t} \quad (9)$$

그림 6은 한 주기($0 \sim 2\pi$)에 대한 컨버터 A의 (a) 커패시터 전압(v_{CA2})과 (b) 단락비 D_A 와의 관계를 나타낸 것이다. 먼저 그림 6(a)는 컨버터 A의 v_{CA2} 을 D_A 에 따라

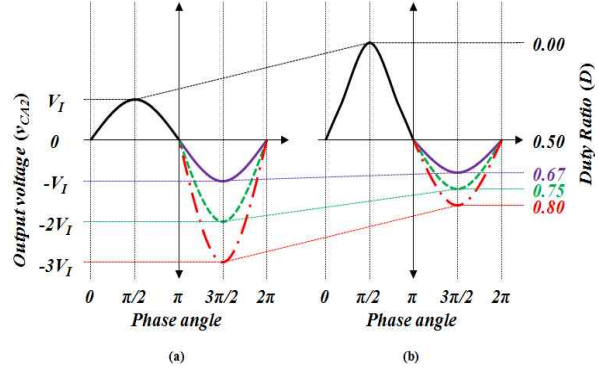


Fig. 6 Relationship of D_A and v_{CA2} of converter A (a) Output capacitor voltage v_{CA2} of converter A (b) Duty ratio D_A of converter A

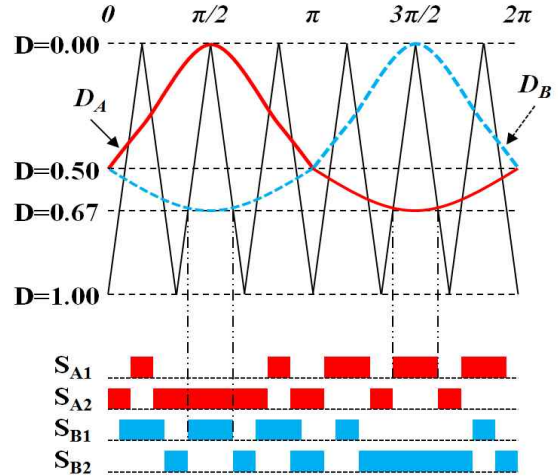


Fig. 7 Modified SPWM for the proposed ZSI

서 나타낸 것이다. 양의 반주기 전압을 출력하기 위한 D_A 곡선은 왜형된 사인파 형태로 나타나며, 음의 반주기 전압에 대한 D_A 곡선은 크기가 $D=1.0$ 에 가까워질수록 더 높은 음의 전압을 출력하게 된다.

그림 6(b)에서 보는 바와 같이, 음의 반주기 구간($\pi \sim 2\pi$) 중 $D_A = 0.67$ 이면 V_I 와 동일한 크기($-V_I$)의 대칭 전압이 출력되며, $D=0.75$ 와 $D=0.80$ 인 경우 각각 $-2V_I$, $-3V_I$ 의 비대칭 전압이 출력된다. 그림 6(b)의 D_A 곡선은 그림 7과 같이 제안된 인버터를 제어하기 위해 변형된 SPWM의 두 개의 기준신호(D_A , D_B)와 같으며, 두 기준신호는 위상차만 있을 뿐 서로 동일하다.

컨버터 A의 경우, 양의 반주기 구간($0 \sim \pi$) 중 기준신호 D_A 가 $D=0.0$ 이면, S_{A1} 은 턴 온 되지 않고 S_{A2} 만 턴 온 되어, V_I 의 최대치를 갖는 v_{CA2} 이 출력된다. 반대로 음의 반주기 구간($\pi \sim 2\pi$) 중 기준신호가 $D=0.67$ 이면, V_I 의 최대치를 갖는 음의 반주기 전압이 출력된다.

그림 7의 변형된 SPWM의 제어방법을 그림 8에 간략하게 표현하였다. 180° 위상 차이를 갖는 컨버터 A, B의 지령전압(v_{CA2}^* , v_{CB2}^*)는 입력 전압(V_I)과의 연산을 통해

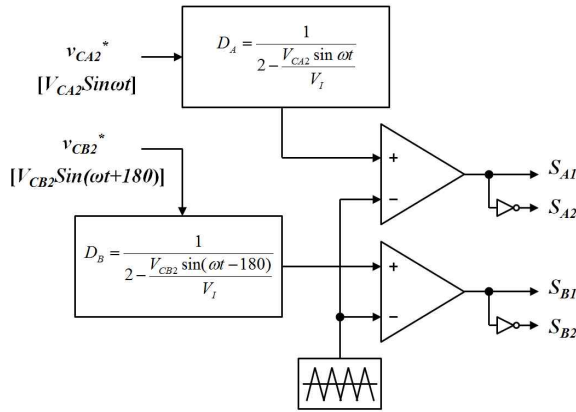


Fig. 8 Modified SPWM controller

단락 비(D_A , D_B)값으로 표현되는 기준파를 삼각파와 비교하여 각 스위치(S_{A1} , S_{A2} , S_{B1} , S_{B2})의 게이트 신호를 출력한다.

3. 시뮬레이션 및 실험

본 논문에서 제안된 인버터의 타당성을 입증하기 위해, 38V의 직류 입력 전압과 100Ω의 부하 조건에 대하여, 컨버터 A,B가 대칭 출력과 비대칭 출력을 하는 경우 PSIM 시뮬레이션과 실험을 수행하였다. 대칭 출력을 이용하는 경우, 컨버터 A, B의 출력 커패시터 전압은 각각 38V~38V이며, 이로부터 단상 임베디드 Z-소스 DC-AC 인버터는 53V_{RMS}/60Hz의 교류 출력 전압이 발생된다. 비대칭 출력을 이용하는 경우, 컨버터 A, B의 출력 커패시터 전압은 38V~76V이며, 제안된 인버터가 80V_{RMS}/60Hz의 교류 전압을 출력할 수 있다.

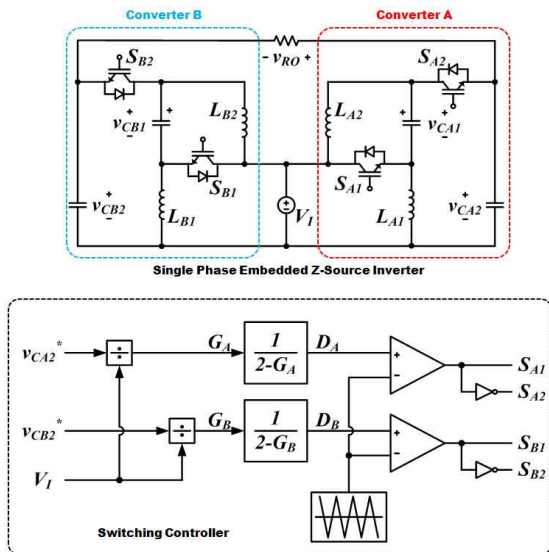


Fig. 9 Single-phase embedded Z-source inverter and its control circuit

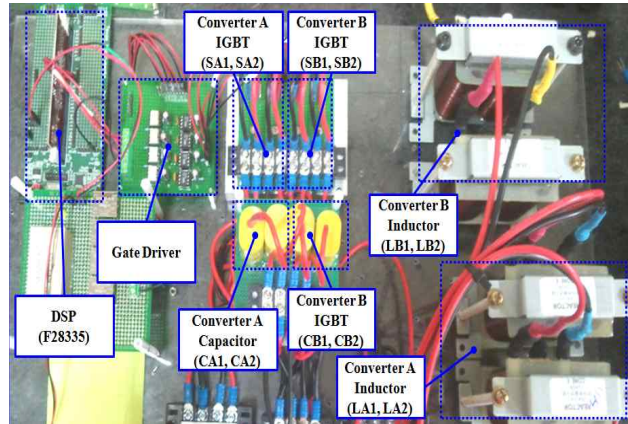
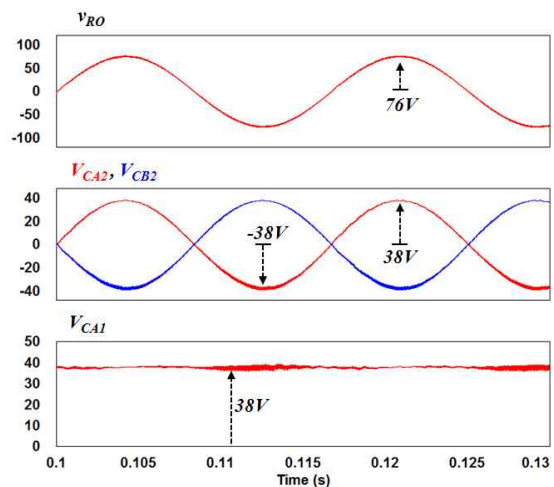


Fig. 10 Single-phase embedded Z-source inverter and its control circuit

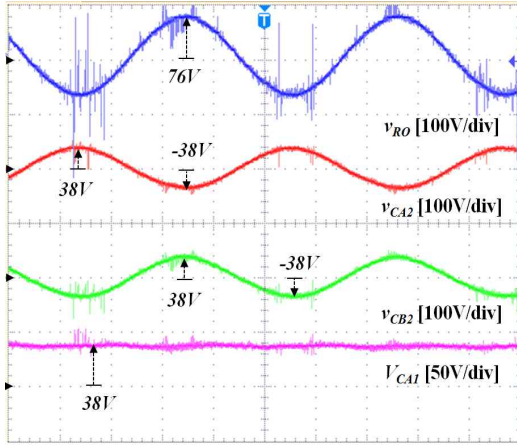
그림 9에는 본 논문에서 제안하고 있는 전체 시스템을 표현하였다. 컨버터 A, B와 하나의 직류 입력 전압 및 부하로 구성되는 단상 임베디드 Z-소스 인버터와 4개의 스위치 구동을 위한 제어부로 구성되어 있다.

그림 10은 본 연구를 위한 실험 시스템을 나타내고 있으며, 150MHz 클럭으로 동작하는 TI사의 DSP (TMS 320 F28335)로 그림 9의 제어 부를 구현해 스위치 인가 신호를 발생시켰다. 포토커플러 TLP559와 IR2118을 이용해 IGBT 게이트 드라이버를 구성하였으며, IGBT는 FGL60N100D를 사용하였고, 100Ω의 저항을 교류 부하로 구성하여, 500W급의 단상 임베디드 Z-소스 인버터를 구성하였다. 표 1에 실험 및 시뮬레이션 파라미터를 나타내었다.

그림 11과 12는 대칭 출력에 대한 제안된 인버터의 전압과 전류를 얻기 위한 (a) PSIM 시뮬레이션 결과와 (b) 실험 결과를 보이고 있으며, 시뮬레이션과 실험 결과가 거의 일치함을 알 수 있다.



(a) Simulation results



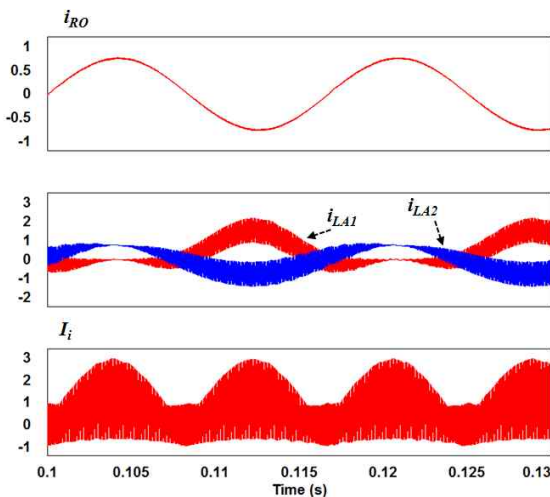
(b) Experiment results

Fig. 11 In case of symmetric output - output voltage(v_{RO}) of the proposed inverter, output capacitor voltage (v_{CA2} , v_{CB2}) of converter A, B and input capacitor voltage (v_{CA1}) of converter A

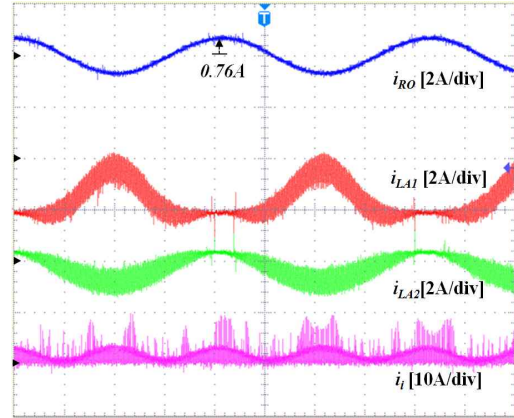
먼저 그림 11은 제안된 인버터의 출력 전압(v_{RO}), 컨버터 A, B의 출력 커패시터 전압(v_{CA2} , v_{CB2})과 컨버터 A의 입력 커패시터 전압(v_{CA1})을 나타낸다.

그림에서 보는 바와 같이, 컨버터 전압의 양과 음의 반주기 최대 전압은 각각 38V와 -38V이며, 이 전압 차에 의하여 인버터는 정현파의 출력 교류 전압 $v_{RO}=53V_{RMS}(76V)$ 을 발생한다. 이때 Z-임피던스 망의 커패시터 전압(v_{CA1})은 약간의 맥동을 가지고 있지만, V_I 과 동일하게 38V인 것을 알 수 있다.

그림 12는 대칭 출력의 경우, 제안된 인버터의 전류에 대한 파형을 보여주고 있다. 그림에서 보는 바와 같이, 출력 전류(i_{RO})는 정현파이며, 시뮬레이션은 실험 결과와 서로 일치함을 알 수 있다.

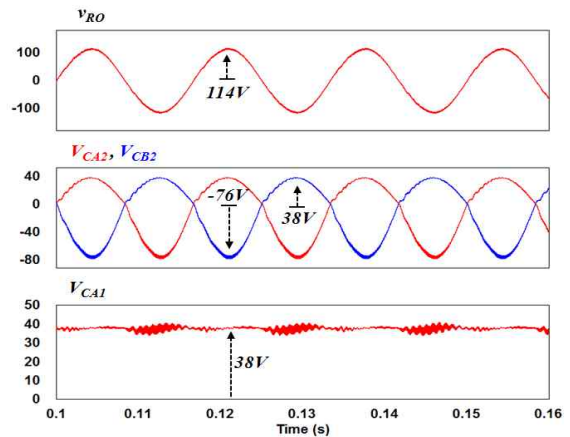


(a) Simulation results

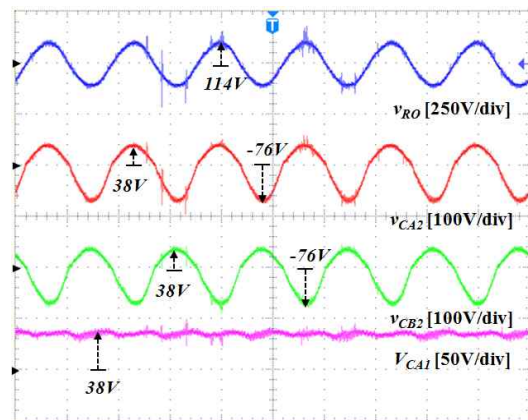


(b) Experiment results

Fig. 12 In case of symmetric output - output current(i_{RO}) of the proposed inverter, inductor current(i_{LA1} , i_{LB2}) of converter A and Input current (I_i)

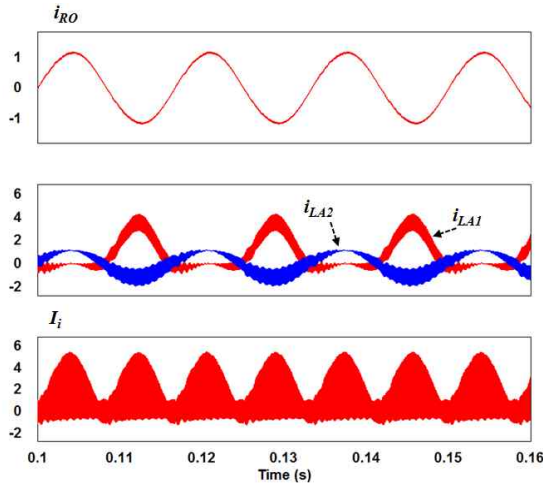


(a) Simulation results

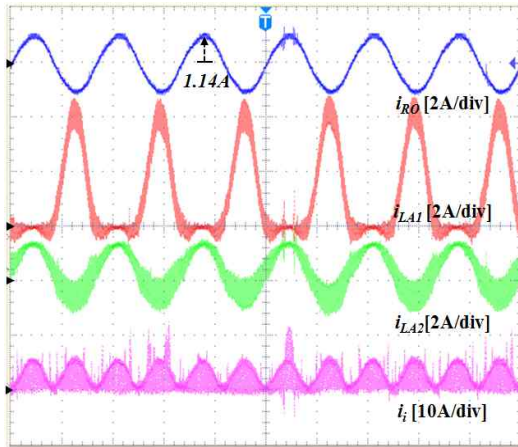


(b) Experiment results

Fig. 13 In case of asymmetric output - output voltage(v_{RO}) of the proposed inverter, output capacitor voltage (v_{CA2} , v_{CB2}) of converter A, B and input capacitor voltage (v_{CA1}) of converter A



(a) Simulation results



(b) Experiment results

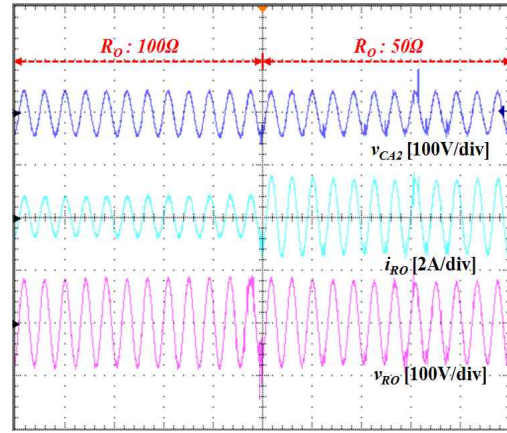
Fig. 14 In case of asymmetric output - output current(i_{RO}) of the proposed inverter, inductor current(i_{LA1} , i_{LA2}) of converter A and Input current (I_i)

그림 13과 14는 그림 5의 S-U, Y-W에 해당하는 비대칭 출력에 대한 경우로서, 그림 13은 제안된 인버터의 전압 파형에 대한 (a) PSIM 시뮬레이션 결과 (b) 실험 결과를 나타내고 있다.

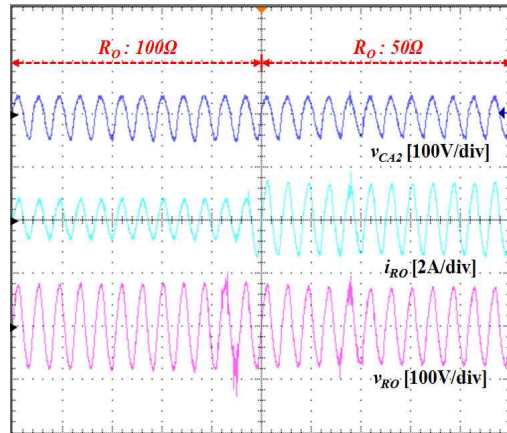
대칭 출력되는 경우와 마찬가지로 컨버터 A, B의 양의 반주기 최대 전압은 V_1 과 같은 38V, 음의 반주기 최대 전압은 V_1 보다 2배 높은 -76V인 것을 확인 할 수 있다.

컨버터 A, B의 출력 커패시터 전압의 차에 의하여, 제안된 인버터는 $80V_{RMS}(114V)$ 의 정현파의 교류 출력 전압이 발생 가능한데, 이는 대칭 출력에 비해 높은 출력 전압임을 알 수 있다.

이때 Z-임피던스 망을 구성하는 커패시터 전압(V_{CA1})은 V_1 과 동일한 38V이다. 그림 14는 이 경우에 대한, 제



(a) Symmetric output



(b) Asymmetric output

Fig. 15 Load change characteristics of the symmetric and asymmetric output control - output capacitor voltage (v_{CA2}) of converter A, output current (i_{RO}) and output voltage(v_{RO}) of the proposed inverter

안된 인버터의 전류 파형을 나타내고 있다. 제안된 인버터의 출력 교류 전류(i_{RO})는 정현파이며, 컨버터 A의 두 인덕터(L_{A1} , L_{A2})의 전류는 대칭 출력의 경우에 비하여 증가한다.

그림에서 보는 바와 같이, 시뮬레이션 결과는 실험 결과와 거의 일치함을 알 수 있다.

그림 15는 제안된 단상 임베디드 Z-소스 인버터의 부하가 100Ω 에서 50Ω 로 급감하는 과도상태의 특성을 나타낸 실험 결과이다. 100Ω 에서 부하 전류(i_{RO})는 $0.5A_{RMS}$ 이며, 50Ω 으로 감소될 때, 부하 전류는 $0.85A_{RMS}$ 로 증가되고 있다. 대칭과 비대칭 출력 제어의 경우, 부하(R_O)가 변동되어 부하 전류가 증가되어도, 인버터 출력전압(v_{RO})과 전류(i_{RO})는 정현파 파형을 정상적으로 유지하는 것을 알 수 있다.

Table 1 Experiment and simulation parameters

Output Power	500W
Input DC voltage (V_1)	38V
Output AC voltage (v_o)	$53V_{RMS} \sim 85V_{RMS}/60Hz$
Switching frequency (f_{sw})	20kHz
Inductor ($L_{A1}, L_{A2}, L_{B1}, L_{B2}$)	1,000uH/10A
Capacitor ($C_{A1}, C_{B1}, C_{A2}, C_{B2}$)	10uF/250V
Ac load (R_o)	100Ω, 50Ω

그림 16은 제안된 컨버터 A, B의 출력 전압 따른 단상 임베디드 Z-소스 DC-AC 인버터의 출력 전압(rms)을 나타낸 그래프이다. 실선은 컨버터 A, B가 직류 입력 전압(38V)과 동일한 양의 반주기 전압을 출력하는 조건에서 음의 반주기 전압이 입력 전압의 배수로 커졌을 때, 임베디드 Z-소스 DC-AC 인버터의 출력 전압을 나타낸 것이다. 그림 13과 같이 음의 반주기 전압이 직류 입력 전압에 2배(-76V)인 경우, 임베디드 Z-소스 DC-AC 인버터의 출력 전압(rms)은 약 $80V_{RMS}$ 에 가까워지는 것을 알 수 있다. 마찬가지로 점선은 컨버터 A, B의 양의 반주기 전압이 입력 전압의 0.5배(19V)일 때 음의 반주기 전압에 따른 출력을 나타낸다.

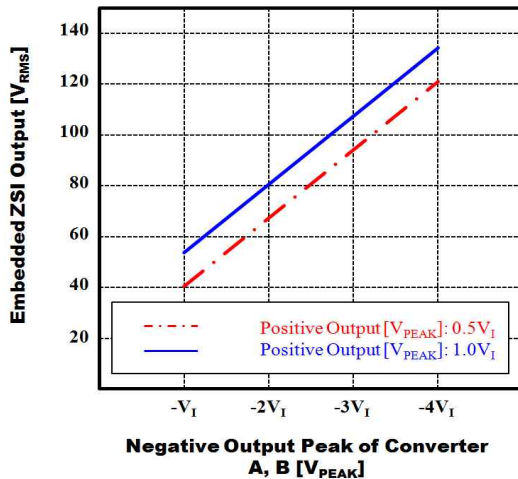


Fig. 16 Output voltage(rms) of embedded Z-source DC - AC inverter according to negative half-cycle ($0.5V_i, 1.0V_i$) of voltage converter A, B

표 2는 대칭 출력과 비대칭 출력에 대한 제안된 인버터의 실험 결과를 비교한 것이다. 컨버터 양의 반주기 최대 전압이 38V로 서로 동일한 경우, 대칭 출력의 음의 반주기 최소 전압은 -38V이며, 비대칭 출력의 음의 반주기 최소 전압은 -76V이다. 이 조건에 대한 인버터

Table 2 Experimental comparison of the proposed system according to the symmetric and asymmetric output control

	Symmetrical output control	Asymmetrical output control
Output voltage of inverter (V_{RO})	$53V_{RMS}$	$80V_{RMS}$
Maximum voltage of positive half-cycle of converter (V_{CA3}, V_{CB2})	38V	38V
Minimum voltage of negative half-cycle of converter (V_{CA2}, V_{CB1})	-38V	-76V
Input current of inverter (I)	0.76A	1.77A
Output current of inverter (i_{RO})	$0.53A_{RMS}$	$0.80A_{RMS}$
Efficiency(η)	97.1%	95.1%

의 출력 전압은 대칭 출력의 경우에는 $53V_{RMS}$ 이나 비대칭 출력의 경우에는 $80V_{RMS}$ 이며 약 1.5배 더 높음을 알 수 있다. 효율의 관점에서는 대칭 출력이 약 2%정도 비대칭 출력 보다 더 높으며, 전체적으로 제안된 시스템은 95%이상의 높은 효율을 보임을 알 수 있다.

4. 결 론

본 논문에서는 임베디드 Z-소스 컨버터의 출력 커패시터 전압을 비대칭 제어하는 방법을 사용하는 단상 임베디드 Z-소스 DC-AC 인버터를 제안하였다. 제안된 단상 인버터는 두 컨버터에서 출력되는 비대칭 전압을 합성하는 방식으로 Boost된 교류 출력 전압을 발생한다. 종전의 DC-DC 컨버터를 이용하는 방법과 비교하여, 낮은 컨버터 출력 전압으로도 동일한 전압을 발생하며 시스템의 전압 스트레스가 낮다. 제안된 방법의 타당성 검증은 위하여, DSP로 제어되는 단상 임베디드 Z-소스 인버터를 제작하였다. 직류 입력 전압 38V조건에서, 각 컨버터 A, B의 출력 커패시터 전압을 대칭과 비대칭으로 제어하는 PSIM시뮬레이션과 실험을 수행하였다. 대칭 및 비대칭 출력 제어 결과, 제안된 인버터는 정현파의 출력 전압을 얻을 수 있었으며, 특히 비대칭의 경우에는 대칭의 경우보다 높은 출력 교류 전압을 얻을 수 있었다. 끝으로 제안된 인버터의 전체 효율은 95%이상 양호함을 알 수 있었다.

본 논문은 광역경제권 연계협력사업의 "승용, 상용 전기자동차 검용 급속 충전시스템 개발" 과제의 지원으로 연구되었음

참고 문헌

- [1] Erickson, R. W. and Maksimovic, D, "Fundamentals of Power Electronics", 2nd Edition. *Kluwer Academic Publishers*, 2001.
- [2] M. Nagao and K. Harada, "Power flow of photovoltaic system using buck-boost PWM power inverter," in *Proc. Int. Conf. Power Electron. Drive Sys.*, Vol. 1, pp. 144-149, May 1997.
- [3] N. Vazquez, J. Almazan, J. Alvarez, C. Aguilar, and J. Arau, "Analysis and experimental study of the buck, boost and buck-boost inverters", in *Conf. Rec. of IEEE PESC '99*, Vol. 2, pp. 801-806, 1999.
- [4] Y. Berkovich, B. Axelrod, S. Tapuchi, and A. Ioinovici, "A family of four-quadrant, PWM DC-DC converters," in *Conf. Rec. of IEEE PESC '07*, pp. 1878 - 1883, 2007.
- [5] U. Herrmann, H. G. Langer, and H. van der Broeck, "Low cost DC to AC converter for photovoltaic power conversion in residential applications," in *Conf. Rec. of IEEE PESC '93*, pp. 588 - 594, 1993.
- [6] E. Achille, T. Martire, C. Glaize, and C. Joubert, "Optimized DC - AC boost converters for modular photovoltaic grid-connected generators," in *Proc. IEEE ISIE '04*, Vol. 2, pp. 1005 - 1010, 2004.
- [7] Z. Yang and P. C. Sen, "Bidirectional DC-to-AC inverter with improved performance," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, Vol. 35, No. 2, pp. 533 - 542, Apr. 1999.
- [8] J. Almazan, N. Vazquez, C. Hernandez, J. Alvarez, and J. Arau, "A comparison between the buck, boost and buck-boost inverters," in *Proc. IEEE 7th Int. Power Electron. Congr.*, pp. 341 - 346, 2000.
- [9] S. Funabiki, T. Tanaka, and T. Nishi, "A new buck-boost operation based sinusoidal inverter circuit," in *Proc. IEEE PESC '02*, pp. 1624 - 1629, 2002.
- [10] R. O. Caceres and I. Barbi, "A boost DC - AC converter: analysis, design, and experimentation," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 14, No. 1, pp. 134 - 141, Jan. 1999.
- [11] P. Sanchis, A. Ursaea, E. Gubia, and L. Marroyo, "Boost DC-AC inverter: a new control strategy," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 20, No. 2, pp. 343-353, March 2005.
- [12] Jong-Gyu Park, Eun-Sung Jang, Hyun-Chil Choi, and Hwi-Beom Shin, "Design of three-phase buck-boost DC-AC inverter," *Trans. KIEE*, Vol. 58, No. 12, pp. 2396-2401, Dec 2009.
- [13] Se-Jin Kim, Young-Gook Jung, Young-Cheol Lim, and Joon-Ho Choi, "A single-phase DC-AC inverter using two embedded Z-source converters," *Trans. KIEE*, Vol. 60, No. 6, pp. 1152-1162, Jun 2011.
- [14] Y. Tang, S. Xie, and C. Zhang, "Single-phase Z-source inverter," in *Proc. IEEE APEC '08*, pp. 1266-1270, 2008.
- [15] R. Antal, N. Muntean, and I. Boldea, "Modified Z-source single-phase inverter for single-phase PM synchronous motor drives," in *Proc. 11th Int. Conf. Optim. Electr. Electron. Equipment*, pp. 245 - 250, 2008.
- [16] I. Boldea, R. Antal, and N. Muntean, "Modified Z-Source single-phase inverter with two switches," in *Proc. IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, pp. 257 - 263, Jun./Jul., 2008.
- [17] F. Z. Peng, "Z-source inverter," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 39, No. 2, pp. 504 - 510, Mar./Apr. 2003.
- [18] J. Anderson and F. Z. Peng, "A class of quasi-Z-source inverters," in *Proc. IEEE Ind. Appl. Soc. Annu. Meeting*, pp. 1 - 7, 2008.
- [19] 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, Jul. 2005.
- [20] D. Cao and F. Z. Peng, "A family of Z-source and quasi-Z-source DC-DC converters," in *Proc. IEEE APEC '09*, pp. 1097 - 1101, 2009.



오승열(吳承烈)

1975년 5월 16일생. 2004년 전남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2011년 동 대학원 전기공학과 박사과정 수료. 2004년~2005년 호남대 시간강사 및 전남대 RRC 연구원. 2005년~2006년 네오앤비 PM. 2007년~현재 전자 부품연구원 디지털컨버전스 연구센터 선임연구원.



김세진(金世鎭)

1983년 3월 9일생. 2009년 호남대 전기공학과 졸업. 2011년 전남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 박사과정.



정영국(鄭榮國)

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



임영철(任永徹)

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