

3상 임베디드 Z-소스 인버터

오승열¹, 김세진², 정영국[†], 임영철²

Three Phase Embedded Z-Source Inverter

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

Abstract - In this paper, we propose the three-phase embedded Z-source inverter consisting of the three embedded Z-source converters and its output voltage control method. Each embedded Z-source converter can produce the bipolar output capacitor voltages according to duty ratio D such as single-phase PWM inverter. The output AC voltage of the proposed system is obtained as the difference in the output capacitor voltages of each converter, and the L-C output filter is not required. Because the output AC voltage can be stepped up and down, the boost DC converter in the conventional two-stage inverter is unnecessary. To confirm the validity of the proposed system, PSIM simulation and a DSP based experiment were performed under the condition of the input DC voltage 38V, load 100 Ω , and switching frequency 30kHz. Each converter is connected by Y-connection for three-phase loads. In case that the output phase voltage is the same $38V_{peak}$ as the input DC voltage and is the 1.5 times ($57V_{peak}$), the simulation and experimental results; capacitor voltages, output phase voltages, output line voltages, inductor currents, and switch voltages were verified and discussed.

Keywords: embedded Z-source converter, three-phase embedded Z-source inverter, THD(Total Harmonic Distortion), asymmetric and symmetric voltage control, output capacitor voltage control

1. 서 론

산업체에 많이 적용되고 있는 3상 PWM DC-AC 인버터는 주로 풀 브리지 인버터를 이용하고 있다^[1,2]. 3상 풀 브리지 인버터는 6개의 스위치로 구성된 인버터가 입력 직류전압을 3상의 교류 전압으로 변환한다. 출력되는 상 전압은 3상 부하의 중성점을 기준으로 양-음의 반주기가 서로 대칭된 전압이 출력된다. 그러나 브리지 인버터에서 출력되는 교류 상 전압은 입력 직류전압보다 높지 못하다. 따라서, single-stage로 구성되기 보다는 승압용 전력변환장치인 부스트 컨버터를 추가한 two-stage로 구성해 사용하는 것이 일반적이다.

이러한 경우, 브리지 인버터의 제어와 승압용 전력변환기의 제어가 상호 보완적으로 이루어져야 하는 스위칭 방식이 필요하다. 전통적인 풀 브리지를 이용하지 않

고 3상 교류 전압을 얻기 위한 또 다른 방식으로, 입력 직류전원에 대하여 back-to-back으로 연결된 2대의 DC-DC 컨버터만을 이용하는 방법이 있다^[3-8].

교류 전압을 발생하는 원리는 교류 전압의 위상에 따라 DC-DC 컨버터의 단락 비를 변화시켜서 출력 전압을 직류가 아닌 교류 전압으로 한다. 이 방식은 출력 교류전압의 PWM성분을 제거하기 위한 L-C 출력 필터가 필요 없으며 single-stage로 구성되어 있으면서 입력 직류전원보다 높은 교류전압을 출력할 수 있다는 장점이 있다. 그러나 단극성(Unipolar) 출력 전압만이 가능한 DC-DC 컨버터의 특성상 몇 가지 단점이 존재한다. 예를 들어 부스트 컨버터의 출력 전압은 항상 입력 직류전압보다 높으므로, 입력 직류전원의 접지(0V)를 기준으로 양과 음의 반주기 전압이 대칭되는 교류 전압을 발생시키는 것이 불가능하다. 따라서 출력 교류전압의 최소 전압은 입력 직류전압과 동일하게 된다. 이 방식을 3상 DC-AC 인버터로 응용하기 위하여 3대의 부스트 컨버터로 구성하게 되면, 3상 부하의 중성점을 기준으로 안정된 상 전압을 발생 할 수는 있다. 그러나 출력 상 전압에 비해 각 컨버터는 상대적으로 매우 높은 교류전압을 출력하므로, 전압 스트레스, 소자의 용량 등이 필요 이상으로 높아야 하는 문제점을 갖는다.

Paper number: TKPE-2012-17-6-3 ISSN: 1229-2214

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

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

¹ Korea Electronics Technology Institute(KETI)

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

Manuscript received Aug. 3, 2012; accepted Sep. 25, 2012

본 논문에서는 이상의 DC-DC 컨버터를 이용한 인버터의 단점을 해결하고, 풀 브리지 인버터와 동일한 성능을 갖는 3상 임베디드 Z-소스 DC-AC 인버터를 제안한다. 임베디드 Z-소스 컨버터는 기존의 DC-DC 컨버터와 달리 양극성 출력전압이 가능하며, 이론적인 출력 전압의 범위는 입력 전압부터 $-\infty$ 이다. 따라서 3대의 임베디드 Z-소스 컨버터만을 이용하면, L-C필터와 승압용 전력변환장치가 없이 3상 브리지 인버터와 동일한 성능을 구현할 수 있다^[9-11]. 또한, 임베디드 Z-소스 컨버터의 출력 범위 중 순 방향 전압이 제한되는 단점을 해소할 수 있는 스위칭 방법에 의하여 양호한 출력 상 전압을 발생하는 방법을 제안한다.

제안된 인버터와 스위칭 방식의 타당성을 검증하기 위해 PSIM 시뮬레이션과 DSP로 제어되는 하드웨어를 제작하여 실험을 수행하였다. 입력 직류전압 38V, 스위칭 주파수 30kHz, 부하 100Ω의 조건에서, 입력 직류전압의 1배(38V_{peak}, 27V_{rms}), 1.5(57V_{peak}, 40V_{rms})배의 교류전압을 출력하는 것이 가능하였다. 실험 및 시뮬레이션이 동일한 결과를 보였으며, 3%미만의 양호한 THD (Total Harmonic Distortion)를 갖는 교류전압을 출력하는 것을 확인할 수 있었다.

2. 제안된 3상 임베디드 Z-소스 인버터

2.1 회로 구성과 동작원리

그림 1은 임베디드 Z-소스 컨버터 3대(Converter A, B, C)를 이용한 3상 임베디드 Z-소스 인버터를 나타내고 있다. 임베디드 Z-소스 컨버터 A, B, C가 각각 출력하는 교류 전압(v_{A2} , v_{B2} , v_{C2})은 각각 120°의 위상 차를 갖고 있다.

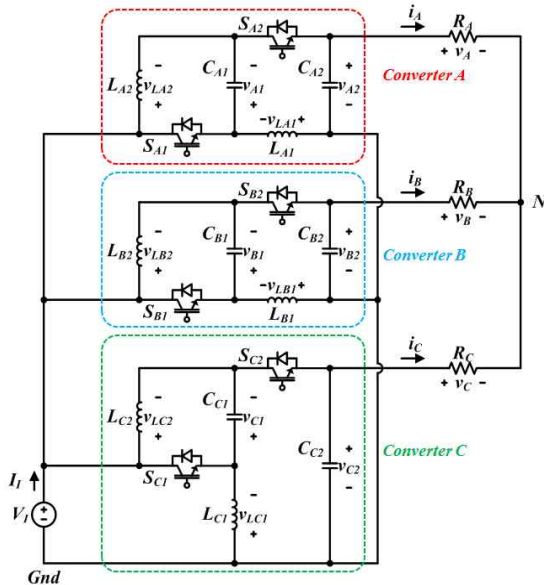


Fig. 1 Proposed three-phase embedded Z-source inverter

교류 전압을 출력하기 위한 각 컨버터의 동작은 양의 반주기 동안 단락되는 모드 A와 비 단락되는 모드 B, 음의 반주기 동안 단락되는 모드 C와 비 단락되는 모드 D로 구분할 수 있다. 그림 2와 그림 3은 양의 반주기 전압이 출력되는 동안의 단락되는 모드 A와 비 단락되는 모드 B를 나타낸 것이다.

그림 2의 모드 A에서 S_{A1} 의 다이오드는 순방향으로 턴 온 되고, S_{A2} 는 턴 오프 상태이고, 인덕터 L_{A1} 와 입력 전압 V_I 이 하나의 전류 루프에 놓이면서 L_{A1} 에 흐르는 전류는 증가한다. 또한, 인덕터 L_{A2} 와 임피던스 망의 커패시터 C_{A1} 가 또 하나의 전류 루프를 이루며 C_{A1} 의 방전 전류로 인해 L_{A2} 에 흐르는 전류 역시 증가한다. 출력 전압 v_A 는 방전 중인 출력 커패시터 C_{A2} 와 동일한 양의 반주기 전압이 나타난다.

그림 3의 모드 B에서는 S_{A1} 이 턴 오프 되고 S_{A2} 의 스위치가 턴 온 되어 두 개의 전류 루프가 형성된다. 이때 L_{A1} , L_{A2} 의 전류는 감소되고, C_{A1} , C_{A2} 는 충전 된다.

그림 4와 그림 5는 음의 반주기 전압이 출력되는 동안 단락되는 모드 C와 비 단락되는 모드 D를 나타낸다. 그림 4의 모드 C에서는 모드 A와 마찬가지로 S_{A2} 의 스위치와 다이오드가 턴 오프 되는 모드이며, 3개의 전류 루프가 존재하는 것을 알 수 있다. S_{A1} 의 스위치가 턴 온 되면서 L_{A1} 과 L_{A2} 의 전류는 모드 A와는 반대 방향으로 증가하게 되고, C_{A1} , C_{A2} 는 방전하게 된다. 같은 단락 모드에서 전류가 반대 방향인 이유는, 출력 전압 v_{A2} 가

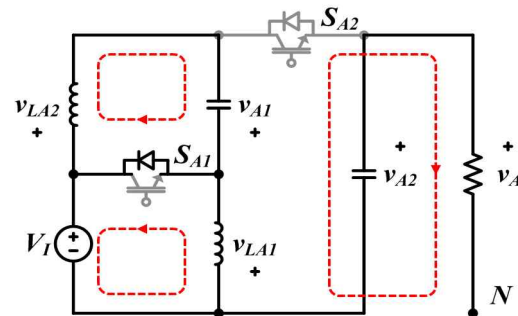


Fig. 2 Mode A : positive half cycle with shoot through state

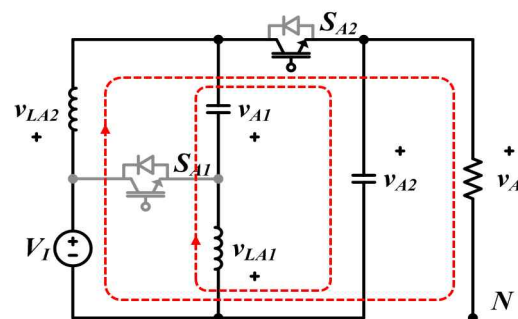


Fig. 3 Mode B : positive half cycle with active state

Table 1 Operation pattern of S_{A1} , S_{A2}

Modes	S_{A1}		S_{A2}	
	Switch	Diode	Switch	Diode
Mode A	OFF	ON	OFF	OFF
Mode B	OFF	OFF	ON	OFF
Mode C	ON	OFF	OFF	OFF
Mode D	OFF	OFF	OFF	ON

양의 반주기와 음의 반주기로 다르기 때문에 회로 전체의 전류 흐름이 바뀌게 된다.

그림 5의 모드 D에서는 S_{A1} 은 스위치와 다이오드 모두 턴 오프 상태이고, S_{A2} 의 다이오드가 음의 반주기 전압에 대해 순방향으로 턴 온 된다. 모드 B와 마찬가지로 L_{A1} , L_{A2} 의 전류는 감소하며 C_{A1} , C_{A2} 는 충전된다.

제안된 인버터를 구성하는 3대의 임베디드 Z-소스 컨버터가 출력하는 교류 전압은 $2\pi/3$ 의 위상차를 가지고 있으나 동작 측면에서는 표 1의 4가지 동작 모드로 동일하게 동작한다. 양의 반주기와 음의 반주기 전압을 출력하는 동안 전류 흐름 역시 동일하므로 본 논문에서는 대표적으로 컨버터 A의 양의 반주기에 대해서만 수식적으로 해석하였다. 임베디드 Z-소스 컨버터의 교류 전압을 출력에 대한 스위치 S_{A1} , S_{A2} 의 동작을 표 1에 정리하였다. 각 모드마다 하나의 다이오드 또는 스위치만이

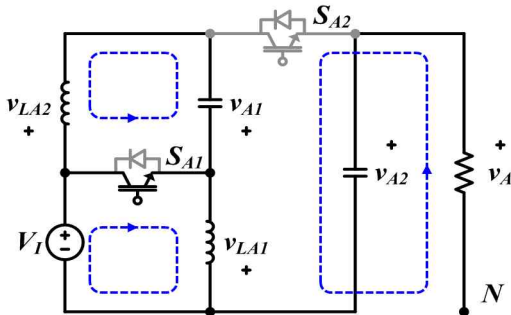


Fig. 4 Mode C : negative half cycle with shoot through state

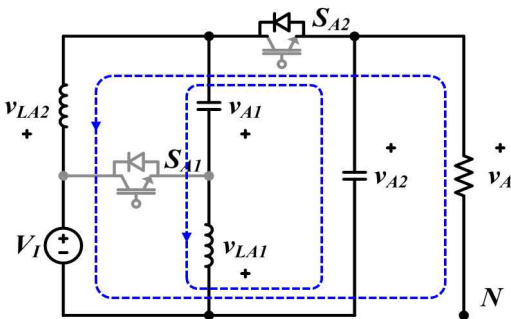


Fig. 5 Mode D : negative half cycle with active state

턴 온 되는 것을 알 수 있다.

양의 반주기 전압을 출력하는 동안 단락되는 모드 A의 경우, 인덕터 전압 v_{LA1} , v_{LA2} 과 입력 전압 V_I , 커패시터 전압 v_{A1} , v_{A2} 사이의 관계는 식 (1)과 같고 비 단락되는 모드 B에서는 식 (2)와 같다.

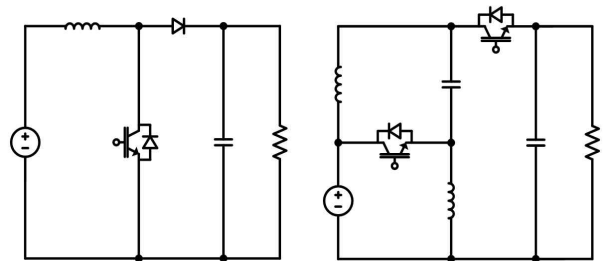
$$\begin{aligned} v_{LA1} &= -V_I \\ v_{LA2} &= v_{A1} \end{aligned} \tag{1}$$

$$\begin{aligned} v_{LA1} &= -v_{A1} - v_{A2} \\ v_{LA2} &= V_I - v_{A2} \end{aligned} \tag{2}$$

식 (1)과 식 (2)를 인덕터의 평균 방정식으로 연립해 정리하면, C_{A1} , C_{A2} 의 전압 v_{A1} , v_{A2} 은 식 (3)과 같다 [12-15]. 식 (3)에서 G는 임베디드 Z-소스 컨버터의 입력과 출력 사이의 전압 이득이고, v_{A2} 는 출력 전압이다.

$$\begin{aligned} v_{A1} &= -V_I \\ v_{A2} &= \frac{1-2D}{1-D} V_I = GV_I \end{aligned} \tag{3}$$

그림 6과 그림 7에는 (a) 종전의 단방향 부스트 컨버



(a) Unidirectional boost (b) Bidirectional embedded Z-source converter

Fig. 6 Converter topology

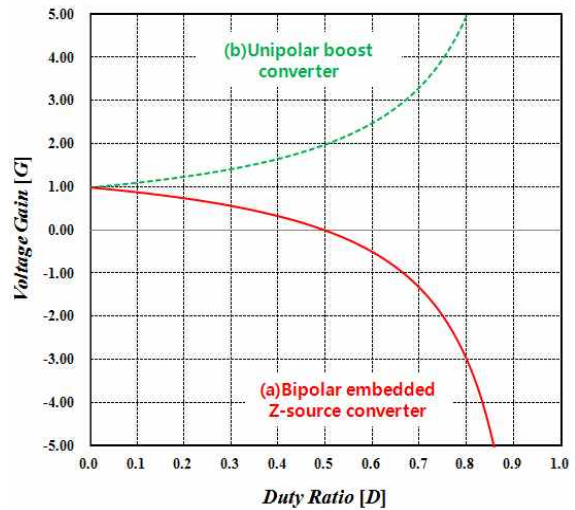


Fig. 7 Voltage gain G curve according to duty ratio D

터와 (b) 양방향 임베디드 Z-소스 컨버터와의 전압이득 곡선을 비교하였다.

중전의 부스트 컨버터의 경우, 입력 전압 이하의 전압 출력이 불가능하므로, 0V를 기준으로 대칭되는 교류 전압을 출력할 수 없다. 반면에 임베디드 Z-소스 컨버터는 단락 비 $D=0.5$ 에서 임베디드 Z-소스 컨버터의 출력 전압 v_{A2} 는 0V이므로, 단상 풀 브리지 인버터와 동일한 교류 전압을 발생시킬 수 있다. 반면에 양의 반주기 전압은 입력전압 V_I 에 제한되며, 음의 반주기 전압은 입력 전압에 제한되지 않는 특징이 있다.

2.2 PWM 스위칭 방법

그림 7과 같이 하나의 임베디드 Z-소스 컨버터가 출력 가능한 양의 반주기 동안의 교류 전압 v_{A2} , v_{B2} , v_{C2} 은 입력 전압 V_I 의 크기에 제한된다. 단락 비 D 를 교류 파형의 위상에 맞게 가변하면, 전압 이득 G 는 $1 \sim -1$ 의 범위에서는 대칭되는 교류 출력이 얻어지며, $1 \sim -\infty$ 를 이용할 경우에 교류 전압은 음의 반주기 전압이 양의 반주기 전압에 비해 큰 비 대칭된 교류 전압이 출력된다.

따라서 각각의 컨버터는 그림 8의 상부 파형과 같이 $G=0$ 을 기준으로 대칭인 인버터의 출력 교류전압을 입력 직류전압 보다 높게 할 수 없다. 본 논문에서는 오프셋 전압을 이용해 각 컨버터 출력 전압을 그림 8의 하부 파형과 같이 출력되게 하여 이상의 문제점을 해결했다. 각각의 컨버터는 입력 직류전압의 0V를 기준으로 비대칭이면서 $2\pi/3$ 의 위상차를 가지며 파형이 동일한 v_{A2} 를 출력하지만, 제안된 인버터의 출력 상 전압 v_A , v_B , v_C 은 중성점 N을 기준으로 대칭이 된다.

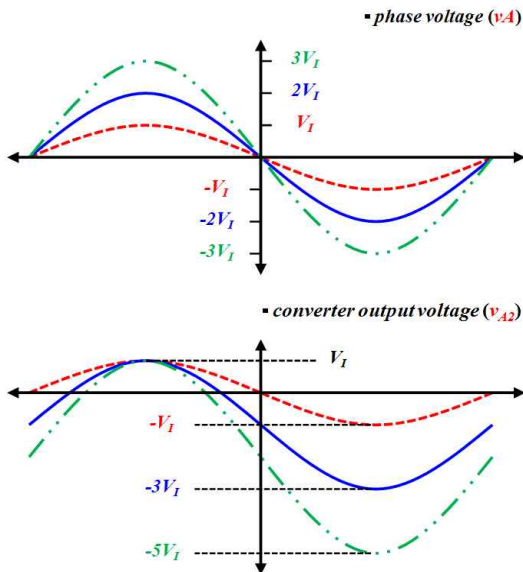


Fig. 8 Relationship between the inverter output phase voltage v_A (upper) and the converter output voltage v_{A2} (lower)

예를 들어 인버터의 A상 전압 v_A 에 대한 컨버터 출력 전압 v_{A2} 는 양의 반주기 최대 전압이 입력 직류전압과 동일하게 출력될 수 있도록 식 (4)와 같이 오프셋 전압 V_{offset} 을 설정한다. 식 (4)를 상 전압의 최대 전압 이득 k 를 이용해 정리하면, 식 (5)와 같게 된다. 오프셋 전압은 $(k-1)V_I$ 로 표현 할 수 있으며, 상 전압은 $k\sin\omega t V_I$ 과 같다.

$$v_{A2} = v_A - V_{offset} \tag{4}$$

$$v_{A2} = k \cdot \sin\omega t \cdot V_I - (k-1) \cdot V_I \tag{5}$$

컨버터의 출력 전압 v_{A2} 에 따른 단락 비 D 를 그림 9에 나타내었다. 출력 전압의 양의 반주기 최대 전압이 입력 전압보다 큰 경우, D 는 항상 0 이다. 컨버터의 출력 전압을 D 로 변환하는 과정은 식 (5)를 식 (6)과 같이 컨버터의 G 로 변환한다.

$$\frac{v_{A2}}{V_I} = G = k \cdot (\sin\omega t - 1) + 1 \tag{6}$$

또한, 식 (3)의 G 를 D 로 재정리하면, 식 (7)과 같고 식 (6)과 식 (7)을 연립하면 D 는 식 (8)로 표현된다.

$$D = \frac{G-1}{G-2} \tag{7}$$

$$D = \frac{k(\sin\omega t - 1)}{k(\sin\omega t - 1) - 1} \tag{8}$$

그림 10은 그림 9의 단락 비 곡선(modified reference signal)을 이용한 3상 임베디드 Z-소스 인버터의 PWM 스위칭 방법을 나타낸다.

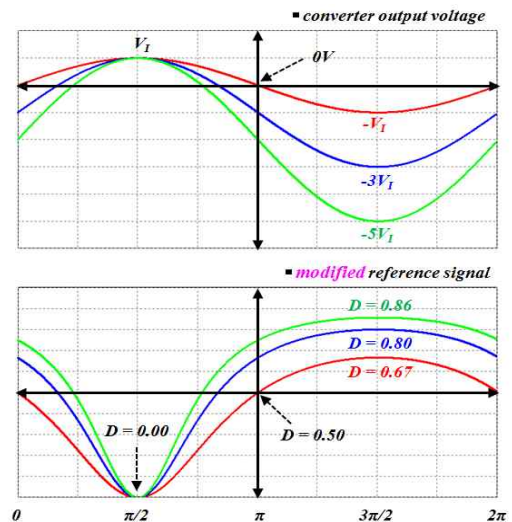


Fig. 9 Relationship between the converter output voltage and the modified reference signal

Table 2 Passive and active components of three phase full-bridge inverter and three phase embedded Z-source inverter

	Three phase full-bridge Z-source inverter		Three phase embedded Z-source inverter	
Inductor	Output filter and Z-impedance network		Embedded Z-source converter	
	Unit	5	Unit	6
Capacitor	Output filter and Z-impedance Network		Embedded Z-source converter	
	Unit	5	Unit	6
Switch	Bridge inverter/inversion operation		Shoot through state and active state operations	
	Unit	6	Unit	6
Switching method	SPWM		Modified SPWM	

표 2에는 종전의 3상 Z-소스 인버터와 본 연구에서 제안한 3상 임베디드 Z-소스 인버터의 구성요소를 비교하였다. 종전의 브리지 방식에 비해 제안된 임베디드 방식은 Z-임피던스 망을 구성하는데 많은 인덕터와 커패시터가 필요한 것으로 보이나, 종전의 브리지 방식의 L-C 출력필터를 고려하면 큰 차이를 보이지 않는 것을 알 수 있다. 또한 단일 Z-임피던스 망을 이용한 브리지 방식에 비해 임베디드 컨버터를 이용한 방식은 저용량의 수동소자(L, C)를 갖는 Z-임피던스 망으로도 동일한 성능을 보이므로 3상 인버터의 부피 및 가격 측면에서

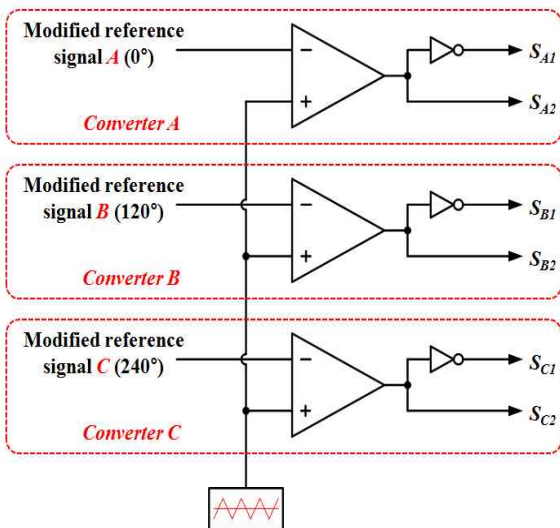


Fig. 10 PWM switching method using modified reference signals

도 유리하다. 또한 임베디드 방식은 각 상의 전압을 독립적으로 제어 가능하므로 DVR과 같은 전압 보상기 등 여러 응용분야^[16-18]에도 활용 가능하며, 종전의 브리지 방식에 비해 개선된 성능을 기대할 수 있다.

3. 시뮬레이션 및 실험

본 논문의 타당성을 확인하기 위하여, 입력 직류전압 $V_i=38V$, 인덕터 $L_{A1}, L_{A2}, L_{B1}, L_{B2}, L_{C1}, L_{C2}=1.5mH$, 커패시터 $C_{A1}, C_{A2}, C_{B1}, C_{B2}, C_{C1}, C_{C2}=10\mu F$, 각 상 부하 $R_A, R_B, R_C=100\Omega$, 스위칭 주파수=30kHz의 조건으로 PSIM 시뮬레이션 및 DSP(TMS320F2835)기반의 실험을 수행하였다.

그림 11과 그림 12는 인버터의 출력 상 전압 v_A 의 최대 전압이 입력 직류전압과 동일한 조건($G=1.0$)에 대한 시뮬레이션 결과이다. 그림 11의 전압 파형 중 Z-임피던스 망의 커패시터 전압 v_{A1} 은 입력 직류전압과 동일한 38V이다. 또한, 출력 측의 커패시터 전압 v_{A2} 는 입력 직류전압과 동일한 교류 전압임을 알 수 있다. 중성점 N을 기준으로 인버터의 상 전압 v_A 는 v_{A2} 와 동일하게 나타나며, 선간 전압 v_{AB} 는 상 전압의 $\sqrt{3}$ 배인 약 66V인 것을 알 수 있다.

그림 12는 입력 전류 I_i 와 두 인덕터에 흐르는 전류 i_{LA1}, i_{LA2} 의 파형을 나타내고 있다. I_i 는 최대 전류가 약 1A이고, i_{LA1} 의 최소 전류는 약 -1A이며 i_{LA2} 의 최소 전류는 약 -0.5A로서 두 인덕터에 흐르는 전류는 거의 비슷한 것을 알 수 있다.

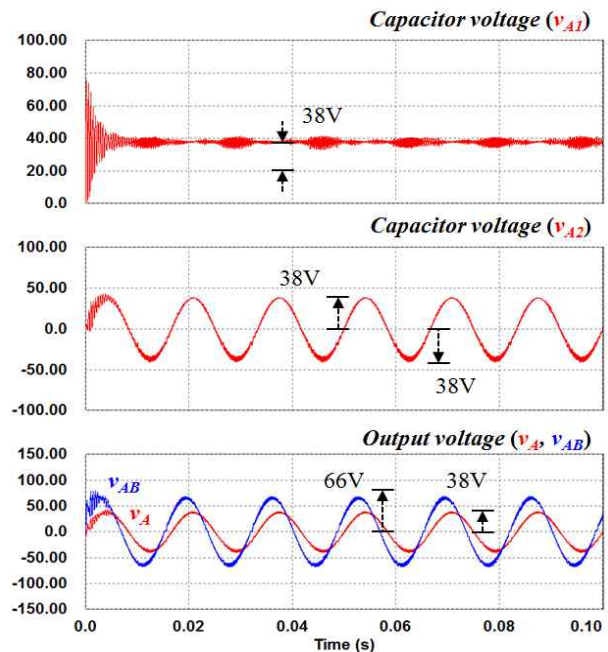


Fig. 11 Simulation results : capacitor voltage(v_{A1}, v_{A2}), A-phase voltage(v_A), L-to-L voltage(v_{AB}) with $G=1.0$

그림 13과 그림 14는 G=1.0의 시뮬레이션 결과인 그림 11, 그림 12와 동일한 조건의 실험 결과이다. 그림 13의 실험 결과와 그림 11의 시뮬레이션 결과의 전압과 형 v_{A1} , v_{A2} , v_A , v_{AB} 은 거의 동일하며, 그림 14와 그림 12의 i_I , i_{LA1} , i_{LA2} 역시 일치하는 것을 알 수 있다.

그림 15와 그림 16은 인버터의 출력 상 전압 v_A 이 입력 직류전압의 1.5배(57V_{peak}, 40V_{rms})로 되는 조건에 대한 시뮬레이션 결과이다.

그림 15의 CA1의 전압 v_{A1} 는 그림 11과 그림 13의 G=1.0에 대한 실험, 시뮬레이션과 마찬가지로 38V로 입력 직류전압과 동일하게 나타나지만, 맥동은 다소 높아진 것을 알 수 있다. 컨버터의 출력 전압 v_{A2} 는 입력 직류전압과 동일한 접지 0V를 기준으로 양의 반주기 전압

은 입력 직류전압과 동일하게 38V로 나타나고, 음의 반주기 전압은 입력 직류전압보다 높은 76V의 전압이 나타나는 것을 알 수 있다. 인버터의 출력 상 전압 v_A 과 선간 전압 v_{AB} 역시 각각 57V와 99V로 G=1.0에 대한 시뮬레이션의 결과와 비교했을 때, 1.5배정도 높게 나타나는 것을 알 수 있다.

그림 16의 인덕터 전류 i_{LA1} , i_{LA2} 와 입력 전류 i_I 에 대한 시뮬레이션 결과를 나타내고 있다. i_I 는 최대 2A정도 흐르며 i_{LA1} 과 i_{LA2} 역시 그림 12의 G=1.0 조건에 대한 시뮬레이션 결과와 비교하여 높은 전류가 흐른다는 것을 알 수 있다. G가 높아지더라도 L_{A2} 에 흐르는 전류의 변화는 적은 반면에 L_{A1} 에 흐르는 전류는 0A이하의 범위에서 크게 변화하는 것을 알 수 있다.

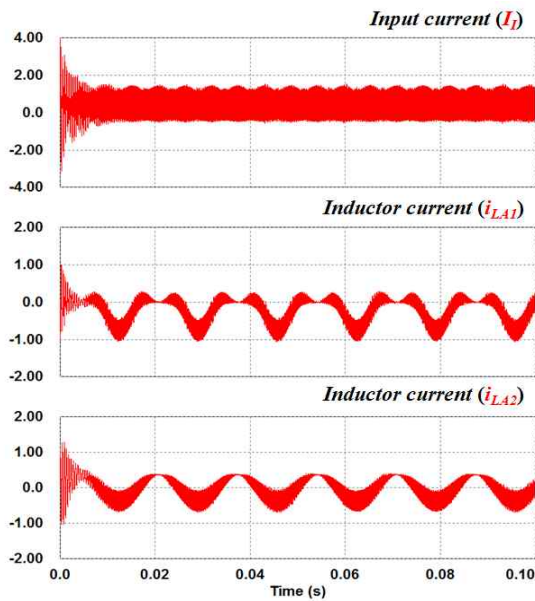


Fig. 12 Simulation results : input current(i_I), inductor current(i_{LA1} , i_{LA2}) with G=1.0

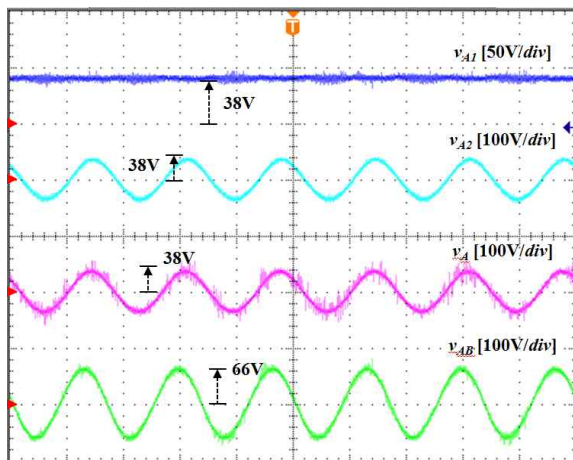


Fig. 13 Experimental results : capacitor voltage(v_{A1} , v_{A2}), A-phase voltage(v_A), L-to-L voltage(v_{AB}) with G=1.0 (4ms/div.)

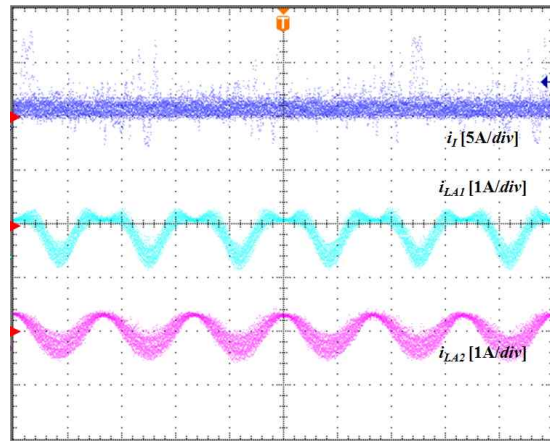


Fig. 14 Experimental results : input current(i_I), inductor current(i_{LA1} , i_{LA2}) with G=1.0 (4ms/div.)

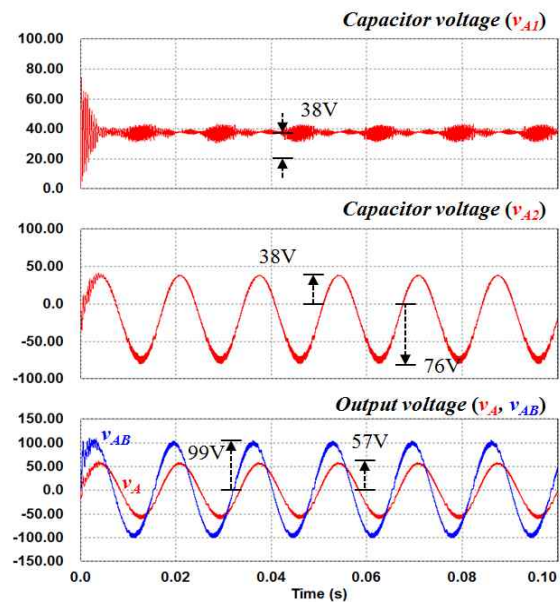


Fig. 15 Simulation results: capacitor voltage(v_{A1} , v_{A2}), phase voltage(v_A), L-to-L voltage(v_{AB}) with G=1.5

그림 17과 그림 18은 $G=1.5$ 에 대한 실험 결과를 나타낸다. 실험에서의 전압과 전류 파형 역시 시뮬레이션과 거의 동일한 결과를 보이고 있다. $G=1.0$ 인 조건에 비해, 인버터의 출력 상 전압 v_A 와 C_{Al} 의 전압 v_{A2} 에 상대적으로 노이즈가 증가하나, 전압은 양호한 것으로 보인다

그림 19는 $G=1.5$ 인 조건에서 측정한 인버터의 출력 3상 전압 v_A, v_B, v_C 와 3상 전류 i_A, i_B, i_C 의 파형이다. 3상 전압은 57V로 입력 직류전압 38V보다 약 1.5배 승압되었음을 알 수 있다. 3상 전류 역시 100Ω의 부하에 대해 약 0.57A가 흐르는 것을 알 수 있다.

표 3은 종전의 X-형태의 풀 브리지 Z-소스 인버터(ZSI)와 제안된 ZSI의 출력 선간 전압과 전류의 THD를 YOKOGAWA 전력분석기(WT1800)를 이용해 측정

Table 3 Comparison of THD between full bridge x-shaped ZSI and the proposed ZSI

		Full bridge ZSI	The proposed ZSI
Voltage [V _{rms}]		101.34	100.63
Current[A _{rms}]		0.56	0.56
THD [%]	Voltage ; THD _v	0.74	2.96
	Current ; THD _i	0.82	2.99

한 결과이다. 입력 전압 80V, $k=1.0$, 부하 100Ω의 입력 조건과 선간 전압 100V와 전류 0.56A의 출력 조건에 대하여, 전압 왜형률 THD_v과 전류 왜형률 THD_i는 종전의 방법에서 0.74%, 0.82%이고 제안된 방법은 2.96%, 2.99%이다. 제안된 방법이 종전의 방법보다 THD가 약

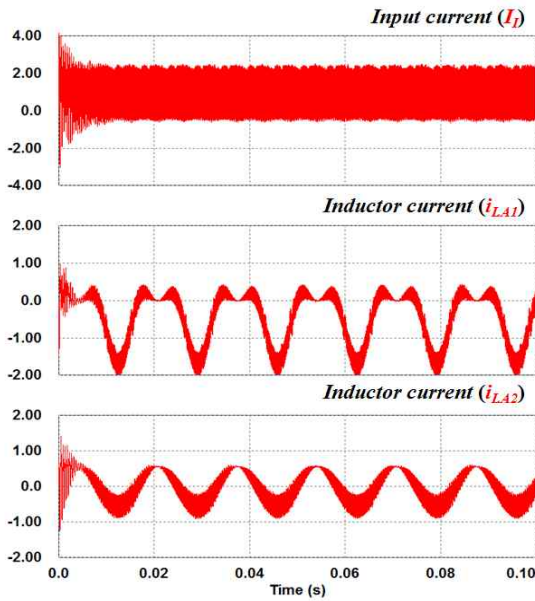


Fig. 16 Simulation results : input current(i_i), inductor current(i_{LA1}, i_{LA2}) with $G=1.5$

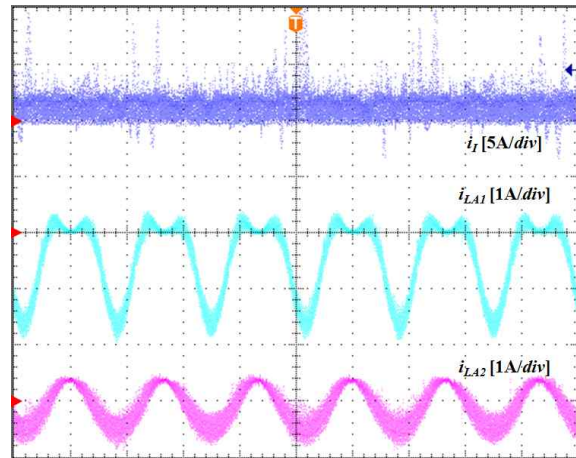


Fig. 18 Experimental results : input current(i_i), inductor current(i_{LA1}, i_{LA2}) with $G=1.5$ (4ms/div.)

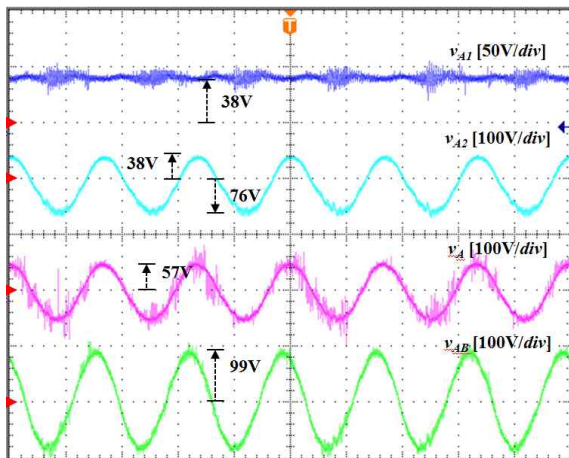


Fig. 17 Experimental results : capacitor voltage(v_{A1}, v_{A2}), phase voltage(v_A), L-to-L voltage(v_{AB}) with $G=1.5$ (4ms/div.)

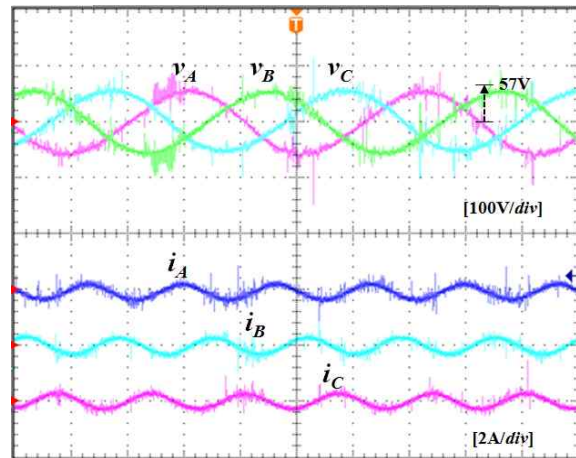


Fig. 19 Three phase output voltage of the inverter with $G=1.5$; phase voltage(v_A, v_B, v_C) and phase current(i_A, i_B, i_C) (4ms/div.)

간 높은 것으로 보이거나 모두 3%이하로 양호하다 할 수 있다. 이로부터 종전의 방법은 전용의 출력 L-C필터를 사용하고 있으나, 제안된 방법은 L-C 출력필터를 사용하지 않고도 3%이하의 양호한 교류 파형을 발생할 수 있음을 확인 할 수 있었다.

4. 결 론

본 논문에서는 임베디드 Z-소스 컨버터 3대를 이용한 3상 임베디드 Z-소스 인버터를 제안하였다. 제안된 3상 임베디드 Z-소스 인버터는 양극성 전압 발생이 가능한 임베디드 Z-소스 컨버터를 사용하였다.

따라서 two-stage의 3상 풀 브리지 인버터와 동일한 성능이 가능하며, 종전의 DC-DC 컨버터를 이용한 방식의 단점을 해결하였다. 또한, 입력 직류전압에 제한되지 않고 높은 출력 전압을 발생하는 PWM 스위칭 방법 역시 제안하였다. 제안된 방법 인버터의 타당성을 입증하기 위해 입력 직류전압 38V의 1배($38V_{peak}$, $27V_{rms}$), 1.5배 승압된 상 전압($57V_{peak}$, $40V_{rms}$)을 출력하는 PSIM시뮬레이션 및 실험을 수행하였다. 그 결과 시뮬레이션과 실험 모두에서 $38V_{peak}$ 와 $57V_{peak}$ 의 상 전압을 안정적으로 출력하는 결과를 얻을 수 있었다.

호남광역권 광역경제권 선도사업의 “3-Level 기법을 이용한 3MW 이상급 풍력발전기용 전력 변환기 개발” 과제의 지원으로 연구되었음

참 고 문 헌

- [1] R.W. Erickson, and D. Maksimovic, Fundamentals of Power Electronics, 2nd Edition. *Kluwer Academic Publishers*, 2001
- [2] 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.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] Y. Tang, S. Xie, and C. Zhang, “Single-phase Z-source inverter,” in *Proc. IEEE APEC'08*, pp. 1266-1270, 2008.
- [10] 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.
- [11] 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.
- [12] F. Z. Peng, “Z-source inverter,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 39, No. 2, pp. 504 - 510, Mar./Apr. 2003.
- [13] 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.
- [14] 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.
- [15] 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 - 1101.1, 2009.
- [16] Omar Ellabban, Joeri Van Mierlo, Philippe Lataire, and Jung-Ryol Ahn, “Control of a bidirectional Z-source inverter for electric vehicle applications in different operation modes,” *Journal of Power Electronics*, Vol. 11, No. 2, pp. 120-131, Mar. 2011.
- [17] Sengodan Thangaprakash, “Unified MPPT control strategy for Z-source inverter based photovoltaic power conversion systems,” *Journal of Power Electronics*, Vol. 12, No. 1, pp. 172-180, Jan. 2012.
- [18] Jong-Hyoung Park, Heung-Geun Kim, Eui-Cheol Nho, and Tae-Won Chun, “Power conditioning system for a grid connected PV power generation using a quasi-Z-source inverter,” *Journal of Power Electronics*, Vol. 10, No. 1, pp. 79-84, Jan. 2010.



오승열(吳承烈)

1975년 5월 16일생. 2004년 전남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2011년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 2004년~2005년 호남대 시간강사 및 전남대 RRC 연구원, 2005년~2006년 네오엔비 PM, 2007년~현재 전자부품 연구원 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. 2009년 당 학회 회장. 현재 전남대 전기공학과 교수.