

2대의 임베디드 Z-소스 컨버터를 이용한 단상 DC-AC 인버터

논 문

60-6-12

A Single-Phase DC-AC Inverter Using Two Embedded Z-Source Converters

김 세 진* · 정 영 국† · 임 영 철** · 최 준 호***

(Se-Jin Kim · Young-Gook Jung · Young-Cheol Lim · Joon-Ho Choi)

Abstract - In this paper, a single-phase DC-AC inverter using two embedded Z-source converters is proposed. The proposed inverter is composed of two embedded Z-source converters with common DC source and output AC load. The output AC voltage of the inverter is obtained by the difference of output capacitor voltages of each converter. The output voltage of each converter take shape of the asymmetrical AC waveform centering zero voltage. Therefore, the proposed inverter can generate the same output voltage despite low VA rating L-C elements, compared to the conventional inverter using high DC voltage with AC ripple. To verify the validity of the proposed system, the PSpice simulation was achieved under the condition of rapid increase of DC source (110[V]→150[V]) and R-load (50[Ω]→300[Ω]). For controlling the voltage of the inverter system, the one-cycle controller was adopted. As results, the proposed inverter output the constant AC voltage (220[V]rms/60[Hz]) for all conditions. Also, the R-L load and nonlinear diode load were adopted for the proposed inverter loads, and we could know that the its output voltage characteristics were as good as the pure R-load. Finally, the RMS and THD of output AC voltage were examined for the different loads, input DC voltages and reference voltage signals.

Key Words : Z-source inverter(ZSI), Two Embedded Z-source converters, One cycle control, Output capacitor voltage control, Output AC voltage.

1. 서 론

직류전압을 입력전원으로 하는 종전의 단상 인버터 시스템은 일반적으로 풀 브리지 또는 하프 브리지의 인버터이다. 풀 브리지 구성은 4개의 스위치를 이용하므로, 인버터 구성 시 비용이 상승하며 출력전압은 입력전압보다 낮은 전압으로 제한된다. 또한, 하프 브리지 인버터는 2개의 스위치로 구성되는 장점을 가지고 있으나, 출력 가능한 교류전압은 입력 직류전압의 50[%] 이하로 제한되는 단점이 있다[1-3]. 따라서, 직류 입력전압 보다 높은 교류전압을 출력하기 위해서 부스트, 벡-부스트 컨버터가 함께 사용되어 왔다. 직류 입력전압에 의해서 출력 교류전압이 제한되는 단점과 더 높은 출력전압을 위해서 부스트 장치를 추가로 구성해야 하는 PWM 인버터의 단점을 해소하기 위한 방안으로, 2대의 DC-DC 컨버터를 이용한 DC-AC 인버터가 제안되었다 [2-7].

2대의 DC-DC 컨버터를 이용한 인버터 시스템은 주로 부스트 컨버터를 이용하는 방법[2]과 벡-부스트 컨버터[2]를

이용하는 방법으로 2대의 컨버터와 하나의 직류 입력전압 및 부하로 구성된다. 이러한 방법은 직류 입력전원을 승압하기 위한 장치가 필요 없이 직류 입력전압보다 높은 교류전압이 출력 가능하다. 또한, 풀 브리지 인버터, 하프 브리지 인버터에서 필요로 하는 L-C 필터, L-C-L 필터 등이 불필요하다. 즉 2대의 DC-DC 컨버터를 이용한 인버터 시스템의 출력 교류전압(v_{out})은 180[°] 반전된 각 컨버터의 출력 교류전압(v_{conA} , v_{conB})에 의해서 결정되므로 별도의 출력 필터 없이 출력전압의 고조파 제거가 가능하다. 그러나, 2대의 DC-DC 컨버터를 이용하는 방법은 다음의 문제점을 가지고 있다. 첫 번째로 단 극성(+ 또는 -) 전압만 출력이 가능하므로, 0점을 기준으로 하여 인버터의 교류전압의 음의 반주기 전압과 양의 반주기 전압을 동시에 출력하는 것이 불가능하다. 각 컨버터에서 직류 입력전압(V_{in})보다 높은 직류전압을 기준으로 하여 교류전압을 출력하면 이 문제를 해결 할 수 있으나, DC-AC 인버터의 출력 교류전압(v_{out})에 비해 각 컨버터의 출력(v_{conA} , v_{conB})은 매우 높아야한다.

본 논문에서는 2대의 양 극성 출력이 가능한 임베디드 Z-소스 컨버터[8]를 이용한 DC-AC 인버터 시스템을 제안하였다. 양 극성 출력이 가능한 임베디드 Z-소스 컨버터를 사용되기 때문에, 종전보다 낮은 컨버터의 출력전압으로도 높은 출력 교류전압을 발생할 수 있는 DC-AC 인버터를 구성 할 수 있다. 제안된 방법은 2대의 임베디드 Z-소스 컨버터와 1개의 직류 입력전원으로 구성되며 one-cycle 제어 방법[9-10]에 의하여 제어하였다. One-cycle 제어 법은 출력 측의 스위치가 턴 오프 되는 동안 스위치 양단 전압을 적분

* 정 회 원 : 전남대학교 전기공학과 박사과정

** 정 회 원 : 전남대학교 전기공학과 교수

*** 정 회 원 : 전남대학교 전기공학과 부교수

† 교신저자, 정회원 : 대불대학교 융합기술학부 부교수

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

접수일자 : 2011년 2월 22일

최종완료 : 2011년 5월 3일

하고, 적분된 값을 이용해 출력 측에 인가 될 전압을 알 수 있는 방법이다. 출력 측의 스위치가 턴 온 되는 경우, 출력 측 부하에 전압이 인가된다.

본 연구의 타당성을 입증하기 위하여 직류 입력전압이 급변하는 경우(110[V]~150[V])와 부하 저항이 급변 하는 경우(50[Ω] ~ 300[Ω])에 대하여 PSIM 시뮬레이션을 하였다. 그 결과, 직류 입력전압 또는 출력 측에 부하 변동이 발생하여도 교류 출력전압을 일정하게 유지하였다. 또한, R-L 부하, 비선형 다이오드 부하 등에 대해서도 시뮬레이션을 한 결과, 제안된 인버터는 모두 정현 파형의 출력전압을 잘 유지함을 알 수 있었다. 직류 입력전압, 부하, 교류 출력 전압의 변화에 따른 THD(총고조파 왜형률) 측정을 수행하였다. 그 결과 THD는 전체적으로 약 0.5[%]로 나타났으며 인버터의 직류 입력전압이나 교류 출력전압이 변동되는 상황에서도 출력전압은 정현파 출력을 나타내었다.

2. 본 문

2.1 두 대의 부스트 컨버터를 이용한 종전의 DC-AC 인버터[5]

그림 1은 2대의 종전의 DC-DC 컨버터를 이용한 종전의 인버터 시스템을 나타내고 있으며, 하나의 직류 입력전원(Input voltage)과 두 대의 컨버터(Converter A, Converter B) 및 부하(load)로 구성된다.

각 컨버터는 그림 2에서와 같이 180°의 위상 차이를 가지는 교류맥동(v_{conA} , v_{conB})을 갖는 직류전압을 출력한다.

두 컨버터의 출력 전압(v_{conA} , v_{conB})은 하나의 교류 부하로 인가되므로, 전체 시스템의 출력전압(v_{out})은 각 컨버터에서 동일한 크기의 전압을 출력할 경우, 각 컨버터 출력전압의 두 배가 된다.

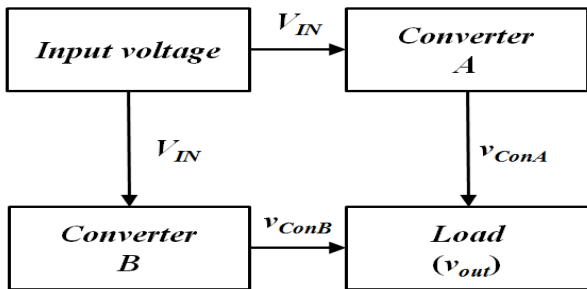


그림 1 두 대의 종전의 컨버터를 이용한 인버터 시스템
Fig. 1 Inverter system using two conventional converters

이를 위해 그림 3의 (a) 부스트 컨버터[2]또는 (b) 벡-부스트 컨버터[2] 등 다양한 DC-DC 컨버터가 이용 될 수 있으며, 동일한 컨버터만을 이용해야 하는 제약은 없다[3]. 부스트 기능을 가지는 DC 컨버터는 입력 직류전압의 승압을 위한 별도의 승압장치가 필요 없다. 각 컨버터의 출력 커패시터 전압은 서로 위상이 반전 된 형태이며, 이들의 전압 차가 하나의 교류 부하에 인가되므로 자연스럽게 고조파가 상당 부분 제거된다.

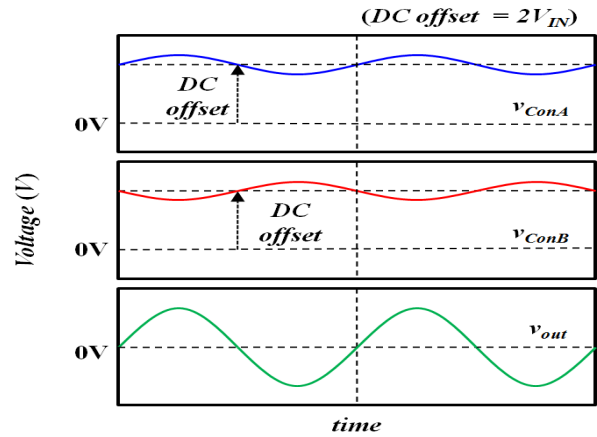
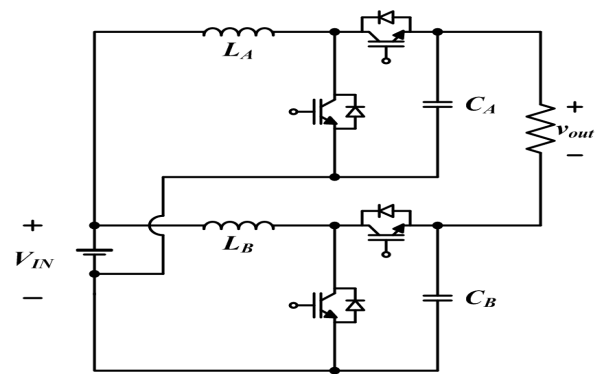
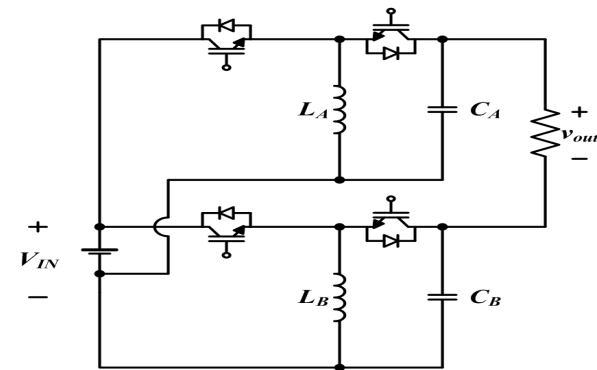


그림 2 두 대의 종전의 컨버터를 이용한 인버터 시스템
Fig. 2 Inverter system using two conventional converters



(a) two boost converters



(b) two buck-boost converters

그림 3 두 대의 DC-DC 컨버터를 이용한 종전의 인버터 시스템[2]

Fig. 3 Conventional inverter system using two DC-DC converter

그림 4는 그림 3(a)를 구성하기 위한 양 방향성 부스트 컨버터를 나타내며, 두 개의 스위치(S_1 , S_2)와 임피던스 망을 구성하는 인덕터(L_A) 및 커패시터(C_A)로 구성된다. 종전의 DC-DC 컨버터들과 마찬가지로 부스트 컨버터 역시 출력전압은 단 극성 출력전압이다.

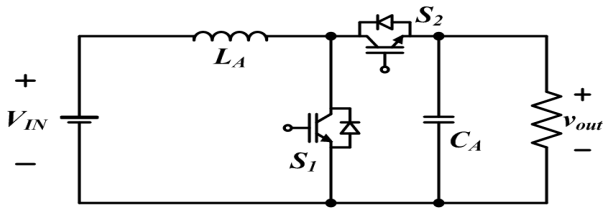


그림 4 양방향성 부스트 컨버터
Fig. 4 Bidirectional boost converter

스위칭 한주기 시간(1/f_{sw}) 동안 S₁ 턴 온, S₂ 턴 오프상태를 D로 정의하면, 출력전압(V_{out})과 입력전압(V_{IN})의 관계는 식 (1)과 같다.

$$V_{out} = \frac{1}{1-D} V_{IN} \quad (1)$$

식 (1)에서 보는 바와 같이 D=0인 경우, 부스트 컨버터의 출력전압은 입력전압과 동일하고, D>0일 경우 입력전압보다 높은 양의 전압만이 출력되므로 음의 전압은 출력이 불가능하다.

따라서, 그림 3(a)와 같이 2대의 부스트 컨버터를 이용해 DC-AC 인버터를 구성하는 경우, 한 주기의 교류전압을 출력하기 위한 0[V]이상의 기준전압(DC offset)을 설정해야 한다. DC 옵셋 전압은 부스트 컨버터의 특징을 고려해 한 주기의 교류전압이 완전히 출력될 수 있도록 입력전압의 약 2 배 이상으로 설정해야 한다.

DC 옵셋 전압을 기준하면 부스트 컨버터의 양의 전압 출력범위 안에서 교류전압 한 주기를 정상적으로 출력하는 것이 가능하다. DC 옵셋 전압을 기준으로 출력되는 각 컨버터의 교류전압(v_{conA}, v_{conB})은 전체 DC-AC 인버터에서 출력되는 전압(v_{out})에 비해 매우 높은 전압을 출력해야 하는 단점이 있다. 이는 출력 측 커패시터의 내압을 높게 하는 원인이 되며, 이로 인해 부피나 비용이 증가하게 된다.

그림 3(a)에서 나타낸 양방향성 부스트 컨버터를 이용한 종전의 인버터의 입력전압은 150[V]이며 DC 옵셋 전압은 350[V]로 설정하였다. 각 컨버터 전압(v_{conA}, v_{conB}) 및 인버터의 출력전압(v_{out})을 그림 5와 식 (2), 식 (3)과 식 (4)에 나타내었다[5].

$$V_{ConA} = \frac{V_{IN}}{1-D} + V_{offset} \quad (2)$$

$$V_{ConB} = \frac{V_{IN}}{D} + V_{offset} \quad (3)$$

$$V_{out} = V_{conA} - V_{conB} = \frac{2D-1}{D(1-D)} V_{IN} \quad (4)$$

2대의 양방향성 부스트 컨버터를 이용한 인버터는 D=0.43에서 0[V]가 출력되며, 약 220[V]_{rms}를 출력하기 위해서는 컨버터에서 약 500[V]이상의 전압이 출력되어야 함을 알 수 있다.

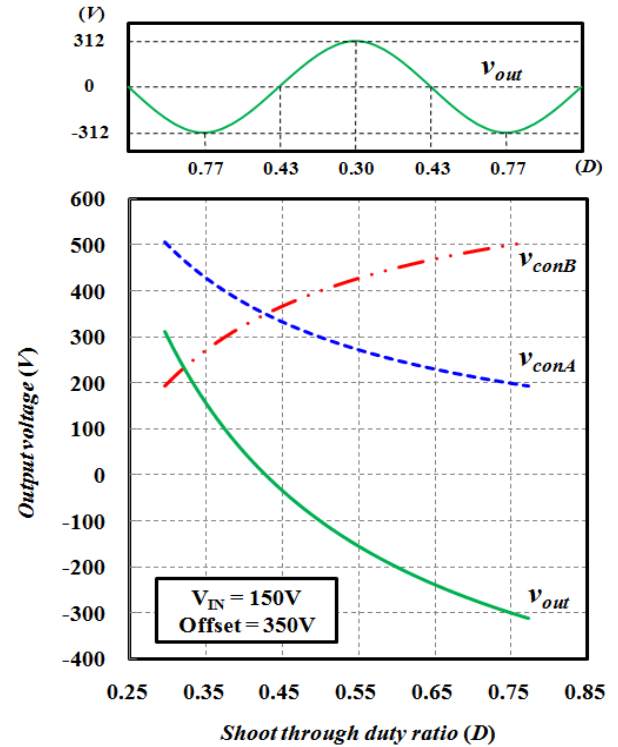


그림 5 2대의 양방향성 부스트 컨버터를 이용한 종전의 인버터의 커패시터 전압 및 출력전압의 관계

Fig. 5 Relationship between capacitor voltage and output voltage of conventional inverter using two bidirectional boost converters

2.2. 두 대의 임베디드 Z-소스 컨버터를 이용한 제안된 Dc-AC 인버터

2.2.1 임베디드 Z-소스 컨버터[8]

그림 6에서 나타낸 임베디드 Z-소스 컨버터는 입력전원(V_{IN})이 Z-임피던스 망(Z-impedance network)에 포함되어 있는 구조이다.

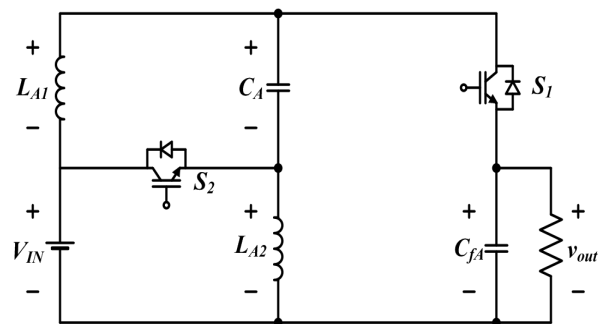


그림 6 임베디드 Z-소스 컨버터
Fig. 6 Embedded Z-source converter

그림 7과 같이 컨버터가 S₂ 턴 온, S₁ 턴 오프 모드로 동작할 경우, 각 v_{LA1}, v_{LA2}은 v_{CA}(=V_{IN})과 같다. 이때의 출력전압은 S₁이 턴 오프 상태 이므로 필터 커패시터 v_{CfA}와 같다.

두 인덕터 전압 v_{LA1} , v_{LA2} 은 식 (5), 식 (6)과 같고 이때 전류의 흐름을 화살표로 나타내었다.

$$v_{LA1} = V_{CA} \quad (5)$$

$$v_{LA2} = V_{IN} \quad (6)$$

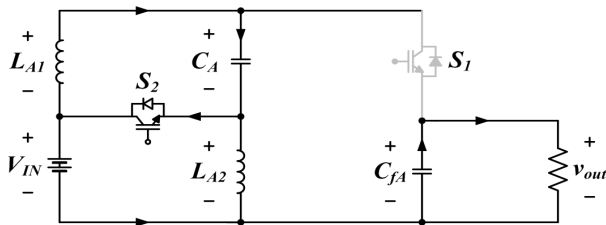


그림 7 양의 반주기 동안의 S₂ 턴 온, S₁ 턴 오프 모드
Fig. 7 S₂ turn on, S₁ turn off mode during a positive half period

양의 반주기 동안 S₁ 턴 온, S₂ 턴 오프 모드로 전환 되었을 때, 전류의 흐름은 그림 8과 같다.

이때의 출력전압은 임피던스 망의 v_{LA2} 와 V_{CA} 의 합과 같다. 두 인덕터 전압 v_{LA1} , v_{LA2} 은 각각 식 (7), 식 (8)과 같다.

$$v_{LA1} = v_{out} - V_{IN} \quad (7)$$

$$v_{LA2} = v_{out} - V_{CA} \quad (8)$$

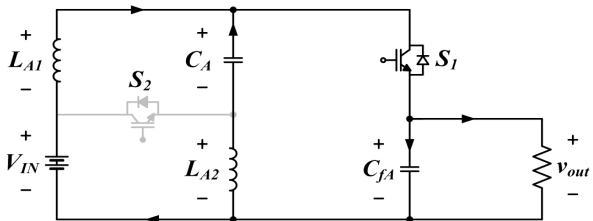


그림 8 양의 반주기 동안의 S₁ 턴 온, S₂ 턴 오프 모드
Fig. 8 S₁ turn on, S₂ turn off mode during a positive half period

양의 반주기 동안 각 소자의 전압과 인덕터 전류를 그림 9에 나타내었다. $D=0\sim 0.5$ 일 때, S₂ 턴 온, S₁ 턴 오프 되는 시간에 상관없이 인덕터 전압 v_{LA2} 는 V_{CA} 와 같으며, 출력전압은 S₁ 턴 온, S₂ 턴 오프 되는 시간동안 V_{CA} 와 v_{LA2} 의 합으로 결정된다.

이때의 V_{CA} 보다 v_{LA2} 의 절대치가 더 낮으므로 양의 전압이 출력된다.

음의 반주기 전압을 출력하는 S₂ 턴 온, S₁ 턴 오프 모드에서는 그림 10과 같이 양의 반주기 전압을 출력했을 때와 반대되는 전류 흐름을 보이며, 각 인덕터의 전압은 식 (5)와 식 (6)과 같다. 음의 반주기 동안 S₁ 턴 온, S₂ 턴 오프 모드로 전환 되었을 때, 전류의 흐름은 그림 11과 같다.

이때의 출력전압 역시 임피던스 망의 v_{LA2} 와 V_{CA} 의 합과 같다. 두 인덕터 전압 v_{LA1} , v_{LA2} 은 식 (7), 식 (8)과 같다.

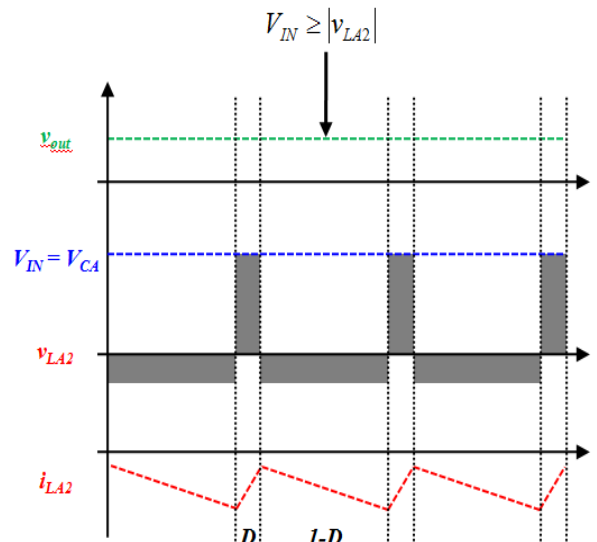


그림 9 양의 반주기 동안의 전압과 전류
Fig. 9 Voltage and current during a positive half period

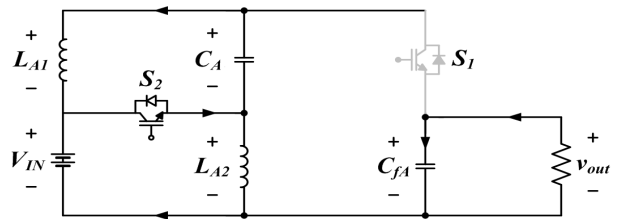


그림 10 음의 반주기 동안의 S₂ 턴 온, S₁ 턴 오프 모드
Fig. 10 S₂ turn on, S₁ turn off mode during a negative half period

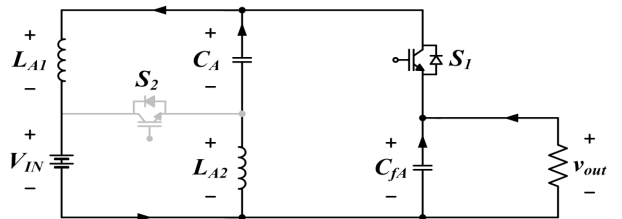


그림 11 음의 반주기 동안의 S₂ 턴 오프, S₁ 턴 온 모드
Fig. 11 S₂ turn off, S₁ turn on mode during a negative half period

음의 반주기 동안 각 소자의 전압과 인덕터 전류를 그림 12에 나타내었다. $D=0.5\sim 1.0$ 일 때 S₂ 턴 온, S₁ 턴 오프 되는 시간에 상관없이 인덕터 전압 v_{LA2} 는 V_{CA} 와 같으며, 출력전압은 S₂ 턴 오프, S₁ 턴 온 되는 시간동안 V_{CA} 와 v_{LA2} 의 합으로 결정된다. 이때의 V_{CA} 보다 v_{LA2} 의 절대치가 더 높으므로 음의 전압이 출력된다.

스위칭 한주기 동안, 각 인덕터의 평균전압은 0[V]이므로 평균전압 방정식은 식 (9)와 식(10)으로 표현된다.

$$v_{LA1} = V_{CA}D + (v_{out} - V_{IN})(1 - D) \quad (9)$$

$$v_{LA2} = V_{IN}D + (v_{out} - V_C)(1 - D) \quad (10)$$

위의 식 (9)와 식(10)을 이용해 정상상태 동안 입력전압 (V_{IN})과 출력전압(v_{out})의 관계식을 구하면 식 (11)과 같다.

$$v_{out} = v_{cf} = \frac{2D-1}{D} V_{IN} \quad (11)$$

양방향성 부스트 컨버터를 이용한 종전의 DC-AC 인버터는 $D=0.5$ 인 경우 출력전압이 0[V]인 것과는 다르게, 임베디드 Z-소스 컨버터는 1대 만으로 식 (11)에 의해 0[V] 출력이 가능함을 알 수 있다. 교류 출력전압(v_{out})을 $v_{o-pk} \sin\omega t$ 로 하는 경우, D 는 식 (12)로 구해진다[8].

$$D = \frac{1}{2 - \frac{v_{o-pk}}{V_{IN}} \sin\omega t} \quad (12)$$

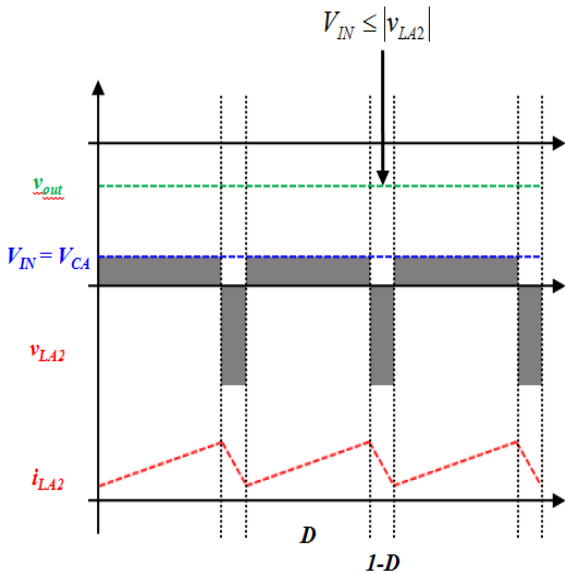


그림 12 음의 반주기 동안의 전압과 전류
Fig. 12 Voltage and current during a negative half period

그림 13에서 보는 바와 같이, 1대의 임베디드 Z-소스 컨버터는 듀티비 D 와 출력 전압과의 관계를 통해 입력전압 보다 낮은 전압을 출력 할 수 있다. 반대로 음의 전압의 경우, 절대 값으로 비교해 보면, 입력전압 보다 높은 전압의 출력이 가능함을 알 수 있다.

즉, 양극성 전압의 출력은 가능하지만 출력전압이 입력전압에 의해 부분적으로 제한되는 단점을 가지고 있다. 위와 같은 이유로 1대의 임베디드 Z-소스 컨버터는 입력전압보다 낮은 범위의 전압을 출력하는 문제점이 있다.

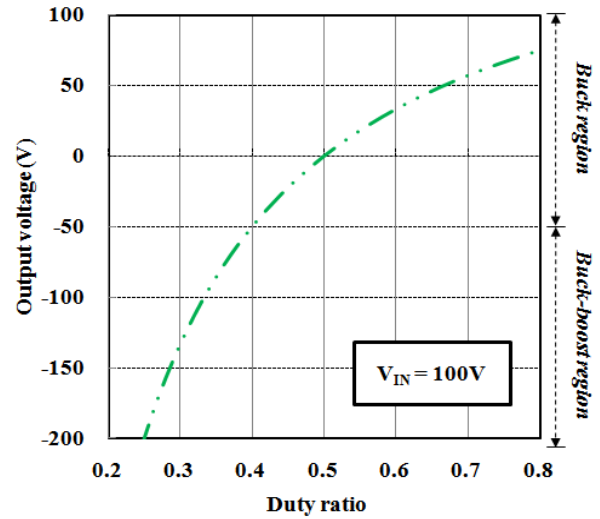


그림 13 1대의 임베디드 Z-소스 컨버터의 D 와 출력전압과의 관계

Fig. 13 Relationship between output voltage and D of a single embedded Z-source converter

2.2.2 제안된 DC-AC 인버터

그림 14는 2대의 임베디드 Z-소스 컨버터로 구성된 제안된 DC-AC 인버터 시스템으로서, 하나의 전원과 출력 부하 및 2대의 임베디드 Z-소스 컨버터로 구성된다.

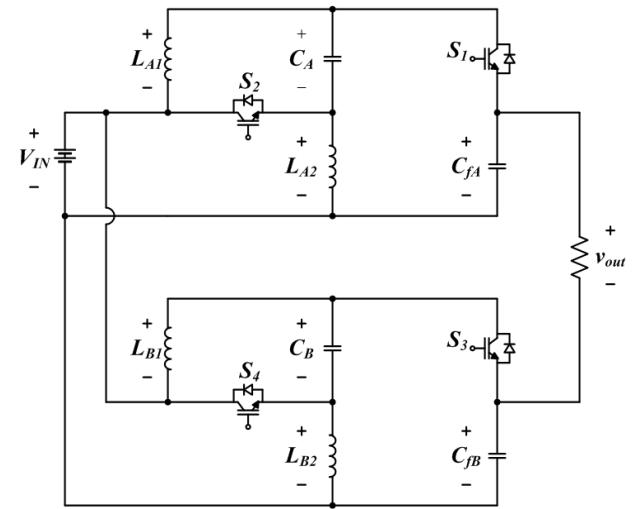


그림 14 제안된 DC-AC 인버터
Fig. 14 The proposed DC-AC inverter

그림 15에서 보는 바와 같이, 각 컨버터는 직류 입력전압에 의해 출력 교류전압이 제한되는 벡 영역과 제한되지 않는 벡-부스트 영역으로 구분된다. 먼저 벡 영역에서는 직류 입력전압 보다 낮은 교류전압을 출력하고, 벡-부스트 영역에서는 교류전압을 높게 출력한다. 각 컨버터에서 출력되는 교류전압은 비대칭이지만, 이를 이용한 인버터의 최종적인 출력 교류전압은 입력전압에 의해 제한받지 않는 양극이 대칭인 정현파임을 알 수 있다.

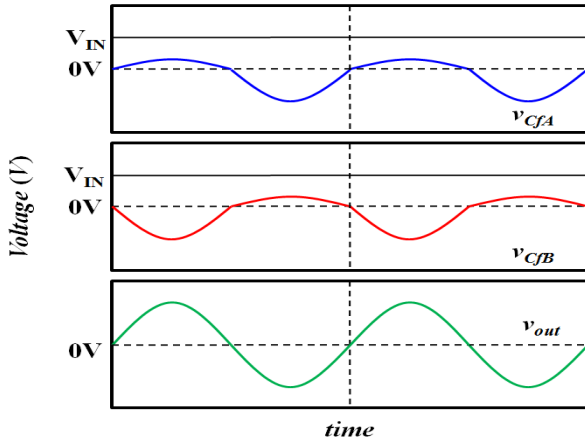


그림 15 2대의 임베디드 Z-소스 컨버터를 이용한 제안된 인버터의 출력파형
 Fig. 15 Output waveform of the proposed inverter using two embedded Z-source converters

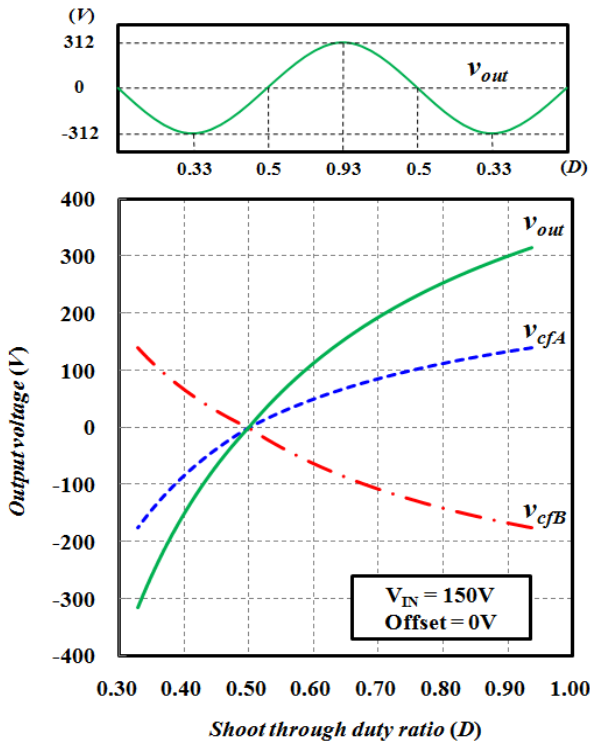


그림 16 제안된 인버터의 출력 커패시터 전압(v_{CfA} , v_{CfB}) 및 출력 교류전압(v_{out}) 관계
 Fig. 16 Relationship between output capacitor voltage and output AC voltage of the proposed inverter

그림 15에 있는 제안된 시스템의 출력 측 커패시터(C_{fA} , C_{fB}) 전압은 180° 반전된 위상의 교류전압으로 각각 식 (12), 식 (13)으로 나타낼 수 있다.

$$v_{CfA} = \frac{2D-1}{D} V_{IN} \quad (12)$$

$$v_{CfB} = \frac{1-2D}{1-D} V_{IN} \quad (13)$$

제안된 시스템의 출력 교류전압은 식 (14)와 같이 출력 측의 두 커패시터 전압의 차로 구해진다. 직류 입력전압이 150[V]인 경우, 출력 측의 두 커패시터 전압(v_{CfA} , v_{CfB})과 인버터 출력전압(v_{out})을 그림 16에 나타내었다.

$$v_{out} = v_{CfA} - v_{CfB} = \frac{2D-1}{D(1-D)} V_{IN} \quad (14)$$

그림 16을 보면, $D=0.5$ 일 때 각 임베디드 Z-소스 컨버터와 DC-AC 인버터의 출력전압(v_{out})은 모두 0[V]이다. 따라서 제안된 인버터는 입력전압에 제한되지 않는 교류전압을 출력 할 수 있다. 또한, 동일한 직류 입력전압에서 DC-AC 인버터 출력전압이 220[V]_{rms}일 때 각 컨버터의 출력전압(v_{CfA} , v_{CfB})은 약 200[V]미만이며, 이는 종전의 boost 컨버터를 이용한 DC-AC 인버터[5]와 비교했을 때 매우 낮은 것을 알 수 있다.

2.2.3 One cycle 제어 기법[8-10]

임베디드 Z-소스 컨버터를 이용한 인버터의 출력 교류전압을 제어하기 위해, 그림 17의 one cycle 제어 법을 사용하였다[8-10]. 이 제어 기법의 기본적인 원리는 그림 18에 나타나 있다. 스위칭 한주기 동안 각 컨버터에서 S_2 , S_4 이 턴 온 되어 있는 동안, 출력 커패시터(C_{fA} , C_{fB})와 직렬 연결된 S_1 , S_3 를 턴 오프 한다. 그리고 S_1 , S_3 스위치의 양단 전압을 검출하여 적분한다. 이때의 적분 값(v_k)은 식 (15)와 같다.

$$v_k = K \int_0^{(1-D)T} (V_C + V_{IN} - v_{out}) dt \quad (15)$$

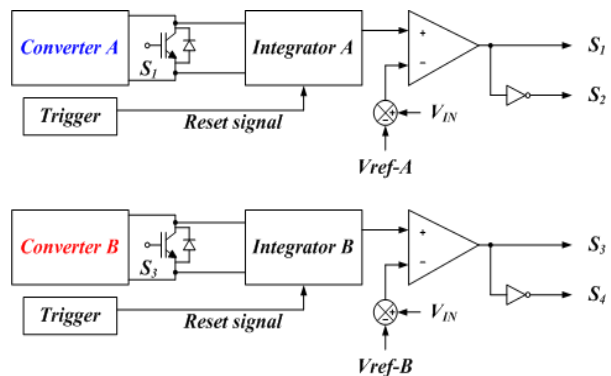


그림 17 One cycle 제어기
 Fig. 17 One cycle Controller

스위칭 한주기 마다 S_1 , S_3 스위치의 양단 전압의 적분한다. 적분된 양단 전압 값은 매 스위칭 주기마다 증가 하게 되고 기준곡선(Reference curve)과 동일한 값이 되었을 때, S_2 , S_4 는 턴 오프 되고 S_1 , S_3 는 턴 온 된다. 이때 적분 값은 S_1 , S_3 스위치가 턴 온 되었을 때 출력 측에 전달되는 전

압을 결정하게 되며, 이때 적분 계수(K)의 선정은 매우 중요하다.

$$reference\ curve = V_{IN} - V_{ref} \quad (16)$$

그림 17의 트리거에서 발생 되는 리셋 신호는 그림 18에서 보는 바와 같이 스위칭 한주기 시간 마다 발생된다. 리셋 신호가 발생할 때 마다 그림 17과 그림 18로 나타낸 인버터의 게이트 신호 S₁, S₃는 오프 되고 S₂, S₄는 온 된다. 또한 각 컨버터의 기준 신호는 식 (16)과 같이 입력전압과 기준전압의 차로 결정된다.

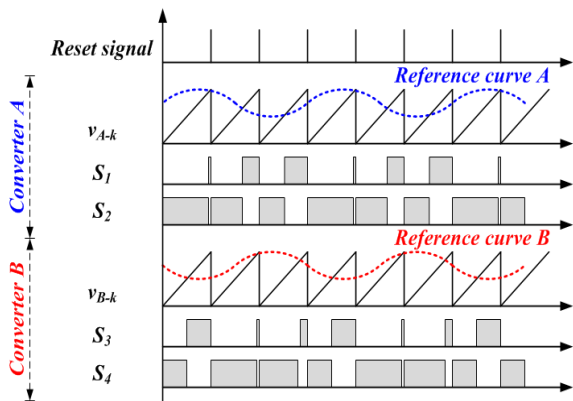


그림 18 스위치 제어 원리
Fig. 18 Switch control principle

3. 결과 및 고찰

One cycle 제어법을 이용한 제안된 인버터의 타당성을 검증하기 위해, PSIM 시뮬레이션을 수행하였다.

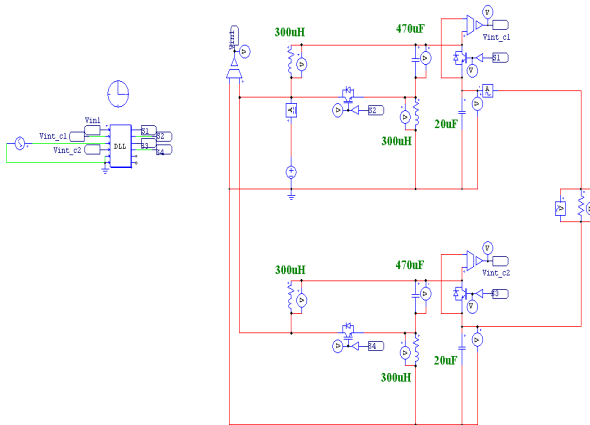


그림 19 제안된 인버터의 PSIM 시뮬레이션 모델
Fig. 19 PSIM simulation model of the proposed inverter

먼저 직류 입력전압이 150[V]인 조건 하에서 출력 교류 전압 220[V]_{rms} 발생을 위한 시뮬레이션을 한 후, 저항 부하가 50[Ω]~300[Ω]로 급변하는 과도상태에 대해 출력 교류전압을 일정하게 제어하는 시뮬레이션을 하였다. 그리고 직류

입력전압이 110[V] ~ 150[V]로 급변하는 상태에 대한 교류 출력 전압의 안정성을 테스트 해보고, 끝으로 R-L 부하 및 비선형 다이오드 부하에 대한 시뮬레이션도 함께 수행하였다. 표 1에는 시뮬레이션 파라미터를 나타내었으며 이를 이용하여 제안된 인버터를 그림 19의 회로를 구성하였다.

표 1 시뮬레이션 파라미터

Table 1 Simulation parameters

Specification	Conventional inverter[5]	Proposed inverter
Input DC voltage (V _{IN})	150[V]	150[V]
Output AC voltage (v _{out})	220[V _{rms}]/60[Hz]	220[V _{rms}]/60[Hz]
Control method	Sliding mode control	One cycle control
Switching frequency (f _{sw})	45[kHz]	45[kHz]
Inductor (L _{A1} , L _{A2} , L _B , L _{B2})	800u[H]	300[uH] for Z-network
DC capacitor (C _A , C _B)	200[uF]/600[V]	470[uF]/200[V] for Z-network
AC capacitor for output filter (C _{IA} , C _{IB})	-	20[uF]/300[V] for asymmetric voltage
Ac load (R _o)	30[Ω]~300[Ω]	30[Ω]~300[Ω]

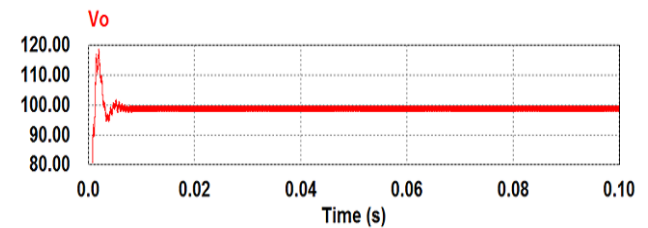


그림 20 f_{sw}=20[kHz], K=0.002로 제어된 컨버터의 출력 전압
Fig. 20 Converter output voltage controlled by f_{sw}=20[kHz], K=0.002

제안된 DC-AC인버터를 구성하는 2대의 임베디드 Z-소스 컨버터의 직류전압을 150[V]로 임의 설정한 경우, 이 전압으로부터 직류 출력전압 100[V]를 얻기 위한 one-cycle 제어기법의 적분계수(K)와 스위칭 주파수(f_{sw})의 관계를 그림 20-21로 나타내었다. 그림 20에서 보는 바와 같이 스위칭 주파수(f_{sw})가 20[kHz]의 조건하에서 적분계수 K=0.002일 때와 f_{sw}=40[kHz]인 조건 하에서 K=0.004로 설정했을 때 모두 정상적인 제어가 가능함을 알 수 있다.

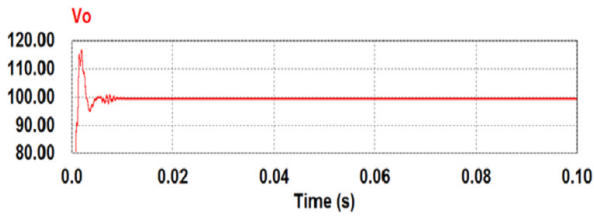
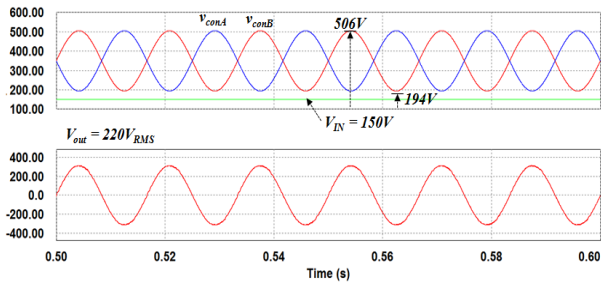
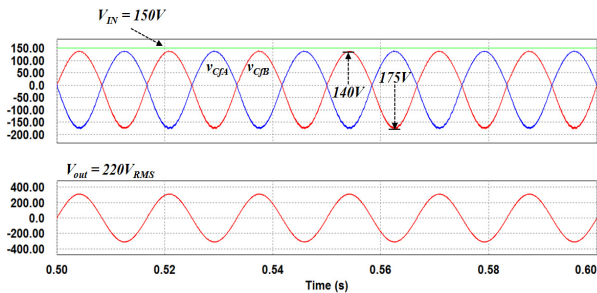


그림 21 $f_{sw}=40$ [kHz], $K=0.004$ 로 제어된 컨버터의 출력 전압
 Fig. 21 Converter output voltage controlled by $f_{sw}=40$ [kHz], $K=0.004$



(a) Conventional inverter using two boost DC-DC converters



(b) Proposed inverter using two embedded Z-source converters

그림 22 $V_{IN}=150$ [V]인 경우, 각 인버터 출력 교류전압과 컨버터의 출력전압
 Fig. 22 Output voltage of the inverter and each converters in case of $V_{IN}=150$ [V]

즉, K 는 간단하게 $f_{sw}/10^{-7}$ 으로 정의 할 수 있으며, 스위칭 주파수가 높을수록 출력전압의 리플이 줄어드는 것을 알 수 있다. 그러나 60[kHz] 이상이 되면 불안정해지며, 본 연구에서는 $f_{sw}=45$ [kHz]와 $K=0.0045$ 을 이용하여 one-cycle제어를 하였다. 그림 22(a)는 2대의 boost 컨버터를 이용한 종전의 인버터의 시뮬레이션 결과이다. 인버터에서 220[V]_{rms}의 교류전압을 출력하기 위해, 각 컨버터는 약 200[V]~500[V]사이의 교류 맥동을 함유한 직류 전압을 출력하고 있다.

그림 22(b)는 2대의 임베디드 컨버터를 이용한 제안된 인버터의 시뮬레이션 결과로서, 각 컨버터의 출력 커패시터의 비대칭 전압(V_{CfA} , V_{CfB})과 DC-AC 인버터의 교류 출력전압(V_{out})=220[V]_{rms}을 나타내고 있다.

각 컨버터의 양의 반주기 출력전압은 입력전압 150[V]보다 낮지만, 음의 반주기 전압은 입력전압보다 높은 비대칭 전압이 출력됨을 알 수 있다.

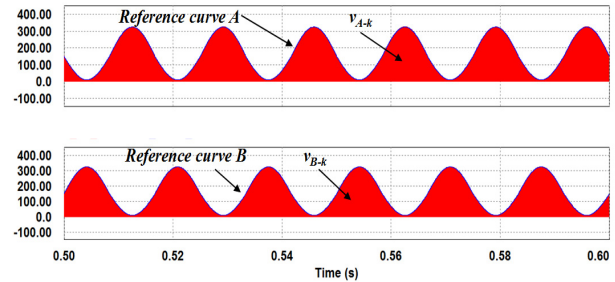


그림 23 기준전압 신호와 적분 값(V_{A-k} , V_{B-k})
 Fig. 23 Reference voltage signal and integration value(V_{A-k} , V_{B-k})

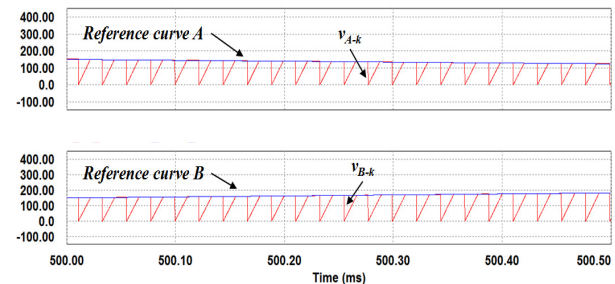


그림 24 확대된 기준전압 신호와 적분 값(V_{A-k} , V_{B-k})
 Fig. 24 Enlarged reference voltage signal and integration value(V_{A-k} , V_{B-k})

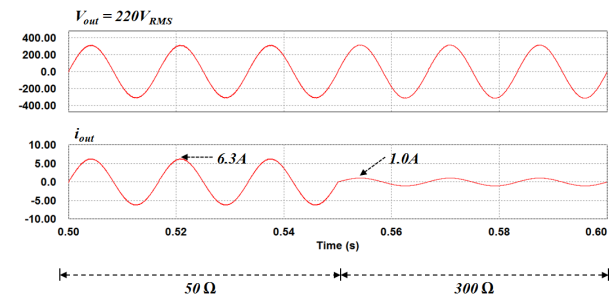


그림 25 부하저항 변동에 대한 제안된 인버터의 출력전압 (V_{out}) 및 출력전류(I_{out})
 Fig. 25 Output voltage(V_{out}) and current(I_{out}) of the proposed inverter for rapid variation of load resistor

그림 23에는 180° 위상 차이를 가지는 기준신호(reference voltage signal)와 각 컨버터의 적분 값(V_{A-k} , V_{B-k}) 값을 나타내었다. 그림 23을 자세하게 확대된 그림 24를 보면, 적분 값(V_{A-k} , V_{B-k})는 기준전압 신호를 잘 추종하고 있으며, 따라서 one cycle 제어를 위한 스위칭이 잘 이루어지는 것을 알 수 있다. 그림 25은 제안된 DC-AC 인버터의 저항 부하가 50[Ω]에서 300[Ω]으로 급증하는 조건에 대한 결과를 나타낸 것이다. 0.55[Sec]에서 50[Ω]→300[Ω]으로 증가했을 때, 전류

(i_{out})는 약 1/6배 감소하였다. 과도 상태라도 출력 교류전압 (v_{out})은 약 $220[V]_{rms}$ 로 일정하게 유지되고 있음을 보인다.

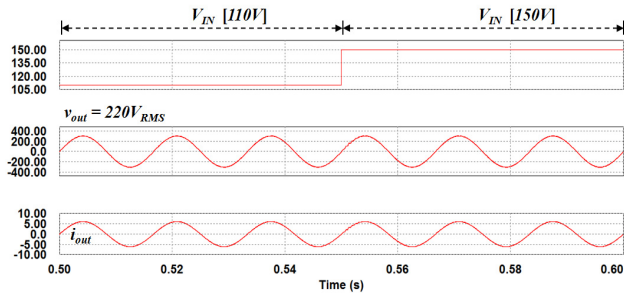


그림 26 직류 입력전압(V_{IN}) 변동에 대한 제안된 DC-AC 인버터의 출력전압(v_{out}) 및 컨버터 출력전압
Fig. 26 Output voltage(v_{out}) and current(i_{out}) of the proposed DC-AC inverter for rapid variation of DC input voltage(V_{IN})

그림 26은 부하가 $50[\Omega]$ 인 상태에서 직류 입력전압(V_{IN})이 $110[V]$ 에서 $150[V]$ 로 급변하는 경우를 시뮬레이션 하였다. V_{IN} 이 급변하는 과정에서 교류 출력전압 및 전류는 일정하게 유지됨을 알 수 있다.

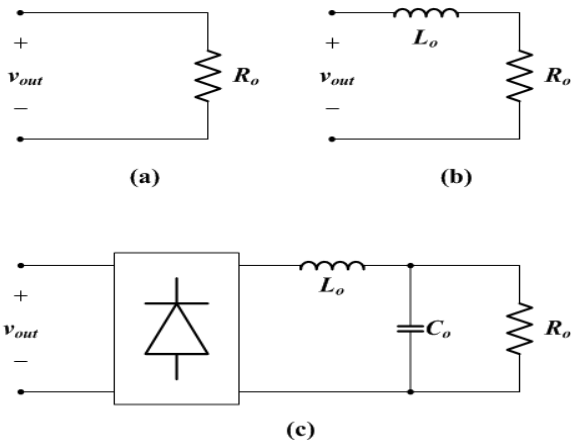
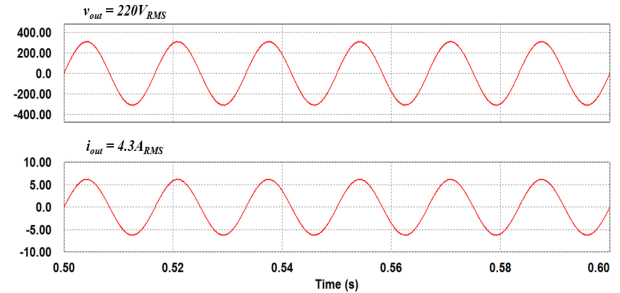
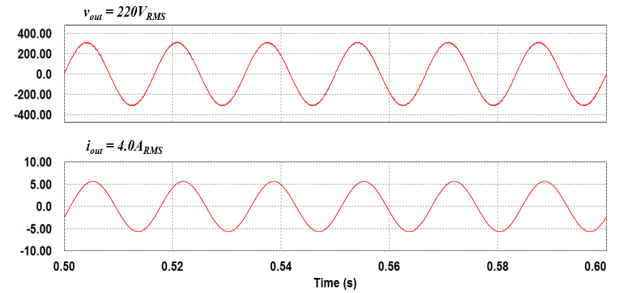


그림 27 제안된 인버터의 부하 (a) R 부하 (b) R-L 부하 (c) 비선형 다이오드 부하
Fig. 27 Proposed inverter loads (a) R load (b) R-L load (c) Non-linear diode load

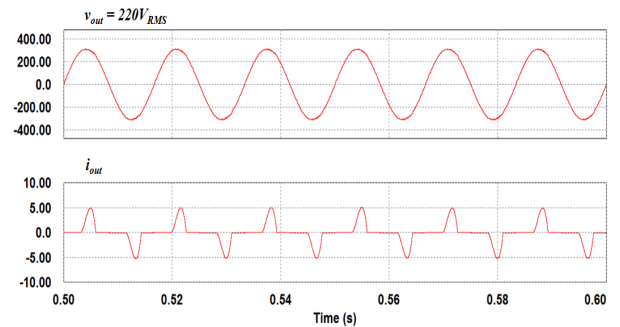
그림 27은 제안된 인버터의 출력 전압의 강인성을 살펴보기 위한 다양한 종류의 부하를 나타낸 것이다. 먼저 (a)는 지금까지 제안된 인버터의 특성을 살펴보기 위한 $R_o=50[\Omega]$ 저항부하이다. (b)와 (c)는 $L_o=60[mH]$, $R_o=50[\Omega]$ R-L부하와 비선형 다이오드 부하 $L_o=4.5[mH]$, $C_o=470[uF]$, $R_o=300[\Omega]$ 를 각각 나타내고 있다.



(a) R-load ($R_o=50[\Omega]$)



(b) R-L load ($L_o=60[mH]$, $R_o=50[\Omega]$)



(c) Non linear diode load
 ($L_o=4.5[mH]$, $C_o=470[uF]$, $R_o=300[\Omega]$)

그림 28 다양한 부하에 대한 제안된 인버터의 출력전압 파형
Fig. 28 Output voltage of the proposed inverter for different loads

그림 29는 직류 입력전압이 $200[V]$ 이며 교류 출력전압을 $220[V]_{rms}$ 로 유지하는 조건에서, 저항 부하의 변동($30[\Omega] \sim 390[\Omega]$)에 따른 출력 교류전압(v_{out})의 특성을 나타내고 있다. 대부분의 부하변동의 영역($70[\Omega] \sim 390[\Omega]$)에서 살펴보면, $215 \sim 225[V]_{rms}$ 범위 내의 전압변동이 발생하며 이는 부하의 변동이 심한 상태라는 점을 고려한다면, 인정할 수 있는 범위에 든다 할 수 있다. 또한 THD는 부하의 영역에 대하여 $0.53 \sim 0.54[\%]$ 정도의 고조파 함유율을 보이고 있으며 이는 양호한 결과라 할 수 있다. 그림 30은 저항 부하를 $100[\Omega]$ 로 고정하고 교류 출력전압은 $220[V]_{rms}$ 로 일정 제어하는 상황에서 직류 입력전압을 $130[V]$ 에서 $250[V]$ 로 변화시켰을 때, 출력 교류전압의 실효치(RMS)와 THD를 나타내고 있다.

직류 입력전압 변동에 대하여도 RMS는 $219[V]_{rms}$ 를 유지하며 THD는 모두 $0.5[\%]$ 임을 알 수 있다.

4. 결 론

본 논문에서는 2대의 임베디드 Z-소스 컨버터를 이용하는 단상 DC-AC 인버터를 제안하였다. 단 극성의 전압만 출력 가능한 DC-DC 컨버터를 이용하는 종전의 방법은 인버터가 220[V]_{rms}의 교류전압을 출력하기 위해서는, 각 컨버터의 출력전압은 최대 500[V] 이상으로 높았다. 따라서 높은 내압과 부피가 큰 출력 커패시터가 필요하다. 제안된 인버터를 구성하는 임베디드 Z-소스 컨버터는 비대칭 양극성 전압을 출력하며, 따라서 상대적으로 낮은 내압(200[V])의 출력 커패시터가 필요하다. 1대의 임베디드 Z-소스 컨버터의 양극성 출력전압은 직류 입력전압에 의해 제한되는 영역과 제한되지 않는 영역으로 나누어지나, 컨버터 두 대를 이용하는 제안된 인버터는 직류 입력전압의 제한을 받지 않는 교류전압이 출력 가능 하였다.

제안된 방법의 타당성 검증을 위하여, 제안된 DC-AC 인버터의 입력 직류전압이 110[V]에서 150[V]로 급변하는 경우와 부하 저항이 50[Ω]에서 300[Ω]으로 급변하는 상황에 대한 테스트를 하였다. 그 결과, 모두의 경우에 대하여 제안된 인버터의 출력 교류전압은 기준 전압 220[V]_{rms}로 일정하게 제어되었으며, 정현 파형을 유지하였다. 또한 R-L부하 및 비선형 다이오드 부하에서의 테스트 역시 동일한 결과를 얻을 수 있었다. 끝으로 부하저항 변동, 직류 입력전압 변동 그리고 기준전압의 최대치 제어에 따른 인버터의 출력 교류전압의 특성을 살펴본 결과, 출력 교류전압은 220[V]_{rms} 그리고 THD는 0.5[%] 유지됨을 알 수 있었다.

감사의 글

본 연구는 "지식경제부", "한국산업기술진흥원", "호남광역경제권 선도산업지원단"의 "광역경제권 선도산업 육성사업"으로 수행된 연구결과입니다.

참 고 문 헌

- [1] N. Vázquez, J. Almazan, J. Álvarez, C. Aguilar, and J. Arau, "Analysis and experimental study of the buck, boost and buck-boost inverters," in Conf. Rec IEEE PESC'99, Charleston, SC, 1999, pp. 801 - 806.
- [2] Vazquez, N, Almazan, J, Alvarez, J, Aguilar, C, Arau, J, "Analysis and experimental study of the buck, boost and buck-boost inverters," in Conf. Rec IEEE PESC '99, 1999, pp.801-806.
- [3] Dylan Dah-Chuan Lu, "Synthesis of single phase DC/AC inverters", in Industrial Electronics and Applications(ICIEA '07), 2007, pp. 1922 - 1926
- [4] R. Caceres, R. Rojas, and O. Camacho, "Robust PID control of a buck-boost DC-AC converter," in Proc. IEEE Int. Conf. on Telecommunications Energy, 2000, pp. 180-185.
- [5] R. Caceres and I. Barbi, "A boost dc - ac converter: Operation, analysis, control and experimentation," in

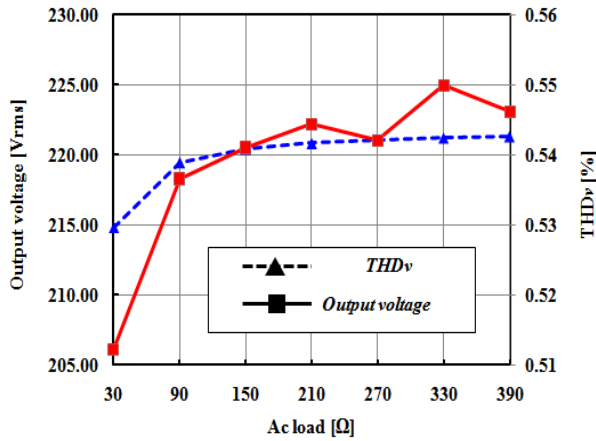


그림 29 부하 변동에 따른 출력 교류전압의 특성
Fig. 29 Characteristics of the output AC voltage according to different loads

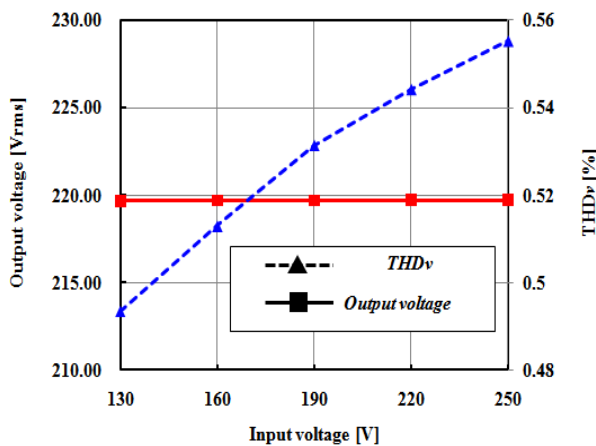


그림 30 직류 입력전압 변동에 따른 출력 교류전압의 특성
Fig. 30 Characteristics of the output AC voltage according to different DC voltages

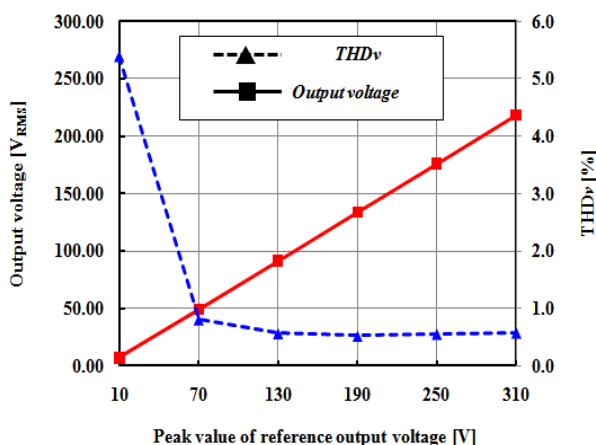


그림 31 기준전압의 최대치 변동에 따른 출력 교류전압의 특성
Fig. 31 Characteristics of the output AC voltage according to peak reference voltages

Proc. IEEE IECON'95, Nov. 1995, pp. 546 - 551.

- [6] "A boost dc - ac converter: Design, simulation and implementation," in Proc. Power Electronic Brazilian Conf. (COBEP'95),1995, pp. 509 - 514.
- [7] R. C'aceres, "DC - AC converters family, derived from the basic DC - DC converters," Ph.D. dissertation, Federal Univ. Santa Catarina, Brazil, 1997.
- [8] Yu Tang, Shaojun Xie, Chaohua Zhang, "Single-phase Z-source inverter" in Proc. IEEE APEC'08, 2008, pp. 1266 - 1270.
- [9] K. M. Smedley and S. Cuk, "One-cycle control of switching converters," IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.10, No. 6, pp. 625-633, November 1995.
- [10] K. M. Smedley and S. Cuk, "Dynamics of one-cycle controlled cuk converter," IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 10, No. 6, pp: 634-639, November 1995.

저 자 소 개



김 세 진 (金世鎭)

1983년 3월 9일생. 2009년 2월 호남대 전기공학과 졸업. 2011년 전남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 동대학원 박사과정.

Tel : 062-530-0852
E-mail : sj6129210@ejnu.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@mail.daebul.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 모나시 대학교 Visiting Scholar. 1998~2007년 산업자원부 지정 전남대학교 고품질 전기전자부품 및 시스템연구센터 소장. 현재 전남대학교 전기공학과 교수.

Tel : 062-530-1743
E-mail : yclim@chonnam.ac.kr



최 준 호 (崔竣豪)

1970년 7월 30일생. 1996년 숭실대학교 전기공학과 졸업. 1998년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2002년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 전남대학교 전기공학과 부교수.

Tel : 062-530-1742
E-mail : joono@chonnam.ac.kr