출력이 직렬 결합된 단상 Quasi Z-소스 AC-AC 컨버터

嚴俊鉉*, 鄭榮國†, 任永徹**, 崔竣豪***

A Single-Phase Quasi Z-Source AC-AC Converter with a Series Connection of the Output Terminals

Jun-Hyun Oum, Young-Gook Jung, Young-Cheol Lim, and Joon-Ho Choi

요 약

본 연구에서는 출력이 직렬 연결된 단상 quasi Z-소스 AC-AC 컨버터를 제안하였다. 제안된 시스템은 단상 quasi Z-소스 AC-AC 컨버터 2대의 입력 단을 병렬로 연결하고 출력 단을 직렬로 연결한 구조로 되어 있으며, 역상 모드와 동상 모드 별 전류 흐름과 출력전압의 형성 과정을 나타내었다. DSP로 제어되는 실험 시스템을 제작하여 PSIM시뮬레이션 결과와 비교 분석하였다. 그 결과 각 모드별로 듀티 비를 제어하여 원하는 출력 전압을 백-부스트 할 수 있었다. 컨버터 1대가 단독으로 운전한 경우에 비하여, 각각의 모드에 대하여 부하 저항의 증가에 따른 컨버터 효율과 입력 역률을 제안된 방법에 의하여 개선할 수 있었다. 또한 역상 모드의 경우, 일정 부하에서 컨버터의 효율과 입력 역률을 각각 10[%]와 35[%]정도 개선하였으며, 특히 부하 저항이 변동하는 과도상태에서도 일정한 출력 전압을 유지할 수 있었다.

ABSTRACT

In this study, a single-phase quasi Z-source AC-AC converters with a series connection of the output terminals is proposed. The proposed system has configuration that the input terminals of two quasi Z-source AC-AC converters are connected in parallel and its output terminals are connected in series. The out of phase mode and in phase mode of the proposed system are presented. To verify the validity of the proposed converter, a DSP controlled hardware was made and PSIM simulation was executed. As a result, controlling the duty ratio of the converter, the desired buck-boost output voltages could be generated. For each modes, as compared with the single converter operation, the proposed converter could enhance the efficiency and input power factor according to different loads. Also, in case of the out of phase mode under the constant load, the efficiency and input power factor of the proposed system are increased 10[%], 35[%] respectively in compared with the single converter. And, the output voltage is constantly controlled in dynamic state in case while the load is suddenly changed.

Key Words : Quasi z-source ac-ac converter, Series connection, Out of phase mode, In phase mode, Buck and boost mode, Efficiency, Input power factor

1. 서 론

†교신저자 : 정회원, 대불대 융합기술학부 부교수
E-mail : jy@db.ac.kr

*학생회원, 전남대 전기공학과 박사과정

**정회원, 전남대 전기공학과 교수

***정회원, 전남대 전기공학과 부교수

접수일자 : 2011. 2. 21

1차 심사 : 2011. 3. 18

2차 심사 : 2011. 7. 31

심사완료 : 2011. 8. 4

최근 전력 품질에 민감한 부하 장치들이 증가하면서, 주파수가 고정된 전력 계통이나 수용가 측에 설치되어 동작하는 순시 전압 보상기^[1], 위상 천이기, 전자 변압기등과 같은 AC-AC 전력변환장치에 대한 관심이 높아지고 있다. 이와 같은 장치로는 AC 쇼퍼^[2], PWM

AC-AC 컨버터^[3], 매트릭스 컨버터^[4] 그리고 Z-소스 AC-AC 컨버터^[5,6] 등이 있다.

이 중에서도 Z-소스 AC-AC 컨버터는 최근에 연구된 방법으로서, 구조와 제어 방법이 간단하며, 입력 전압에 대하여 동상(In phase)의 출력 전압과 역상(Out of phase)의 출력 전압을 벡(Buck) 또는 부스트(Boost) 할 수 있다. 그러나 Z-소스 AC-AC 컨버터^[5,6]는 불연속 전류 모드(DCM)로 동작되므로, 연속전류 모드(CCM)의 경우 보다는 소자의 스트레스가 크며, 파형의 관점에 있어서도 불리하다.

이상의 문제점은 quasi-Z-소스 AC-AC 컨버터^[7]에 의하여 해결 가능하다. 이 컨버터는 연속전류 모드(CCM)로 동작되므로, 소자에 대한 스트레스가 낮으며, 정현파에 가까운 입력전류를 얻을 수 있다. 또한 quasi Z-소스 토폴로지^[8,9]의 컨버터는 시동 시에 Z-네트워크 커패시터의 충전 전류와 스트레스 전압을 완화시키는 장점이 있다. 그런데 이 방법은 입력 전압에 대하여 역상의 출력 전압을 벡 또는 부스트하거나 동상의 출력 전압을 부스트 할 수 있지만, 벡 모드로는 동작이 불가능하다는 점이 있었다.

본 연구에서는 입력 전압에 대하여 출력 전압을 역상 또는 동상으로 모두 벡-부스트하기 위하여, quasi Z-소스 AC-AC 컨버터 2대를 이용하여 입력 단을 병렬로 연결하고 출력 단을 직렬로 연결한 시스템을 제안하였다. 또한 각 동작 모드별 전류 흐름과 출력 전압의 형성 과정을 나타내었다. 제안된 방법의 타당성을 검증하기 위하여 PSIM시뮬레이션을 하였으며, DSP로 제어되는 실험 시스템을 제작하였다.

그 결과, 각 모드별로 상위 컨버터와 하위 컨버터의 스위치의 듀티 비 D를 조절하여 입력 전압에 대하여 역상의 출력 전압과 동상의 출력 전압에 대하여 모두 벡 또는 부스트하여 원하는 출력 전압을 발생시킬 수 있었다. 컨버터 1대가 단독으로 운전한 경우에 비하여, 제안된 방법은 전 모드에 대하여 $10[\Omega] \rightarrow 150[\Omega]$ 으로 부하저항의 증가(부하 전류의 감소)에 따른 컨버터 효율과 입력 역률을 개선할 수 있었다. 또한 듀티 비 D가 높은 역상 모드의 경우, 특정부하 $50[\Omega]$ 에 대하여 컨버터의 효율과 입력 역률을 각각 10[%], 35[%] 정도 개선하였으며, 특히 부하 전류가 변동하는 과도상태에서도 출력전압이 일정함을 알 수 있었다.

2. 제안된 시스템

2.1 구성 및 원리

그림 1 제안된 시스템

Fig. 1 The proposed system

그림 2 PWM 듀티비 제어

Fig. 2 PWM duty ratio control

그림 1은 제안된 시스템을 나타내며 이는 quasi Z-소스 AC-AC 컨버터^[7]의 출력 특성을 기본으로 하고 있다. 그림 1을 보면, $R_s - C_s$ 스너버를 갖는 저압의 스위칭 소자들로 구성되어있는 2대의 quasi Z-소스 AC-AC 컨버터의 출력을 1:1 절연 변압기에 의하여 직렬로 결합한 구조로 되어 있다. 동일한 듀티비 D로 각 컨버터의 스위치를 동시에 제어하면, 각 컨버터에는 출력 전압이 발생되며 이를 절연 변압기에 의하여 더하게 된다.

제안된 시스템은 듀티 비 D에 따라서, 출력이 부스트 또는 벡 되는 역상 모드(Out of phase mode)와 출력이 부스트 되는 동상 모드(In phase mode)로 동작한다. 상위 컨버터와 하위 컨버터의 스위치의 듀티 비 D를 교차로 제어하게 되면, 출력이 벡 되는 동상 모드로 동작 가능하다. 이 모드는 제안된 시스템이 동적 전압 보상기(DVR)로 응용되는 경우, 50[%]미만의 전압 sag보상에 매우 중요한 기능이 된다.

그림 2는 제안된 시스템의 듀티 비 D 의 제어 원리를 나타내고 있으며, 이때 T 는 스위칭의 한 주기를 나타낸다. $Sa1, Sb1$ 은 $Sa2, Sb2$ 와 상보적으로 온, 오프를 반복하고 있다. 즉 상위 컨버터와 하위 컨버터의 $Sa1, Sb1$ 이 $(1-D)T$ 만큼 온 되는 동안, 상위 컨버터와 하위 컨버터의 $Sa2, Sb2$ 는 DT 만큼 오프 된다.

2.2 동작 모드

그림 3은 제안된 시스템의 역상 벡-부스트 모드이며, 그림 4와 그림 5는 동상의 부스트 모드와 동상의 벡 모드를 각각 나타내고 있다. 제안된 시스템은 Z-소스 네트워크의 L-C 파라미터와 각 컨버터의 스위칭 시간은 동일하며, 공통의 입력전원과 공통 접지로 하나의 부하에 대하여 직렬로 전력을 공급하는 구조로 되어 있다. 각 컨버터와 부하 사이에는 1:1 절연 변압기를 연결하여 각각의 컨버터 사이에서 발생할 수 있는 순환전류 문제를 해결하고 있다.

(a) Mode-1 : $v_i(t) > 0$, $Sa1$ and $Sb1=ON$, $Sa2$ and $Sb2=OFF$

(b) Mode-2 : $v_i(t) > 0$, $Sa1$ and $Sb1=OFF$, $Sa2$ and $Sb2=ON$

(c) Mode-3 : $v_i(t) < 0$, Sa1 and Sb1=ON, Sa2 and Sb2=OFF (d) Mode-4 : $v_i(t) < 0$, Sa1 and Sb1=OFF, Sa2 and Sb2=ON

그림 3 역상 벡-부스트 모드에 대한 회로 동작

Fig. 3 Circuit operation for the out of phase mode(buck-boost)

2.2.1 역상 출력 모드

그림 3은 출력 전압이 입력 전압에 대하여 역상으로

벡-부스트 될 때의 회로 동작을 나타내고 있다. 우선 그림 3(a)의 Mode-1은 양의 반주기 즉 $v_i(t) > 0$ 에 대하여, Sa1과 Sb1이 $(1-D)T$ ($D=0.8$)동안 온 되는 상태를 나타낸다. 이때 식 (1)과 식 (4)와 같이 $(1-D)T$ ($D=0.8$)동안 인덕터 L1과 L3에는 전류가 흐르게 되고, 입력 전원과 인덕터 L1과 L3에 걸리는 전압의 차이만큼 커패시터 C1과 커패시터 C3는 충전된다. 그리고 식 (2)와 식 (5)와 같이 C2와 C4는 L2와 L4에 병렬로 연결되어 있기 때문에, L2와 L4에 걸리는 전압과 같고 극성은 반대이다.

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = (v_i - v_{c1})(1-D) \quad (1)$$

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = (-v_{c2})(1-D) \quad (2)$$

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = (v_{c1} - v_{a1})(1-D) \quad (3)$$

$$L_3 \frac{di_{L3}}{dt} = (v_i - v_{c3})(1-D) \quad (4)$$

$$L_4 \frac{di_{L4}}{dt} = (-v_{c4})(1-D) \quad (5)$$

$$L_4 \frac{di_{L4}}{dt} = (v_{c3} - v_{b1})(1-D) \quad (6)$$

$$L_f \frac{di_{Lf}}{dt} = [(v_{a2} + v_{b2}) - v_{cf}](1-D) \quad (7)$$

$$= [(v_{c1} + v_{c2} + v_{c3} + v_{c4}) - v_{cf}](1-D)$$

따라서 C1은 C2와 C3는 C4와 전위차가 발생된다. 즉, Sa1과 Sb1이 $(1-D)T$ ($D=0.8$)일 때는 C2와 C4의 전위가 C1과 C3보다 더 낮은 (-)값을 가지고 있기 때문에, 전류는 식(7)과 같이 입력과 반대 방향으로 절연 변압기의 1차 측에 흐르게 되고, 1차 측에 흐르는 전류는 변압비 1:1의 절연 변압기 2차 측으로 전류가 유기되어 필터와 부하에 흐르게 된다.

그림 3(b)의 Mode-2는 $v_i(t) > 0$ 에 대한 모드로서, Sa2와 Sb2가 DT ($D=0.8$) 동안 온이 된 상태를 나타낸다. Sa2와 Sb2이 DT ($D=0.8$) 동안 온이 되면, C1과 C2, C3와 C4는 Sa2와 Sb2를 통하여 방전을 하게 된다. 이때 필터 Lf에 역기전력이 발생하여 인덕터 Lf에 걸리는 전압과 커패시터 Cf에 걸리는 전압은 같고 극성만 달라진다. 따라서 Cf에 병렬로 연결되어 있는 부하는 Cf와 같은 전압이 걸리게 된다. 이때의 회로 방정식을 나타내면 다음과 같다.

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = (v_i + v_{c2})D \quad (8)$$

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = v_{c1}D \quad (9)$$

$$L_3 \frac{di_{L3}}{dt} = (v_i + v_{c4})D \quad (10)$$

$$L_4 \frac{di_{L4}}{dt} = v_{c3}D \quad (11)$$

$$L_f \frac{di_{Lf}}{dt} = (-v_{cf})D \quad (12)$$

그림 3(c)의 Mode-3는 전원의 음의 반주기 즉, $v_i(t) < 0$ 에 대한 조건으로서, Sa1과 Sb1가 $(1-D)T$ ($D=0.8$)동안 온인 상태를 나타내고 있다. 이때 C1과 C3는 충전 상태로서 인덕터의 전류 방향 및 커패시터의 전압 극성이 반대가 되는 것을 제외하고는 Mode-1의 상태와 일치하며, 이때 회로 방정식은 식 (1)-(7)과 동일하게 된다.

그림 3(d)의 Mode-4 역시 $v_i(t) < 0$ 로서, Sa2와 Sb2가 DT ($D=0.8$) 동안 온 되면, C1과 C2, C3와 C4는 Sa2와 Sb2를 통하여 방전된다. 이때 인덕터의 전류 방향 및 커패시터의 전압 극성이 반대가 되는 것을 제외하고는 Mode-2의 상태와 일치하므로 회로 방정식은 식 (8)-(12)와 동일하게 된다.

표 1에는 역상 출력 모드에 대한 스위치 모드와 듀티 비를 나타내었다.

표 1 역상 벡-부스트 출력 모드의 스위치 상태
Table 1 Switch states of the out of phase mode (buck-boost)

Mode 1 $v_i(t) > 0$	Sa1, Sb1=ON, Sa2, Sb2=OFF, Buck-boost mode(out of phase)	Sa1, Sb1 : $0 < (1-D)T < 0.25$ (Buck mode)
		Sa1, Sb1 : $0.26 < (1-D)T < 0.4$ (Boost mode)
Mode 2 $v_i(t) > 0$	Sa1, Sb1=OFF, Sa2, Sb2=ON, Buck-boost mode(out of phase)	Sa2, Sb2 : $0.75 < DT < 1$ (Buck mode)
		Sa2, Sb2 : $0.6 < DT < 0.74$ (Boost mode)
Mode 3 $v_i(t) < 0$	Sa1, Sb1=ON, Sa2, Sb2=OFF, Buck-boost mode(out of phase)	Sa1, Sb1 : $0 < (1-D)T < 0.25$ (Buck mode)
		Sa1, Sb1 : $0.26 < (1-D)T < 0.4$ (Boost mode)
Mode 4 $v_i(t) < 0$	Sa1, Sb1=OFF, Sa2, Sb2=ON, Buck-boost mode(out of phase)	Sa2, Sb2 : $0.75 < DT < 1$ (Buck mode)
		Sa2, Sb2 : $0.6 < DT < 0.74$ (Boost mode)

2.2.2 동상 출력 모드

그림 4는 출력전압이 입력전압과 동상이면서 부스트 되는 부스트 동상 출력 모드를 나타내고 있다. 그림 4(a)의 Mode-5는 전원의 양의 반주기 $v_i(t) > 0$ 의 조건에 대한 것으로, Sa1과 Sb1이 $(1-D)T$ ($D=0.2$)동안 온이 된 상태를 나타낸다. 이 상태에서는 식 (1)과 식 (4)와 같이 듀티 비 $(1-D)T$ ($D=0.2$)동안 L1과 L3에 전류가 흐르고 입력 전원과 L1과 L3에 걸리는 전압의 차이만큼 C1과 C3는 충전이 된다. 그리고 식 (2)와 식 (5)와 같이 커패시터 C2와 C4는 인덕터 L2와 L4에 병렬로 연결되어 있기 때문에, L2와 L4 걸리는 전압과 같고 극성은 반대로 된다. 이때 C1과 C2, C3와 C4는 (+)값으로 충전이 된다. 따라서 전류는 입력과 같은 방향으로 식 (7)과 같이 절연 변압기의 1차 측에 흐르게 되고, 1차 측에 흐르는 전류는 변압비 1:1의 절연 변압기 2차 측으로 필터와 부하에 흐르게 된다.

(a) Mode-5 : $v_i(t) > 0$, Sa1 and Sb1=ON, Sa2 and Sb2=OFF

그림 4 동상 부스트 모드에 대한 회로 동작
Fig. 4 Circuit operation for the in phase mode (boost)

그림 4(b)의 Mode-6은 $v_i(t) > 0$ 로써, S_{a2} 와 S_{b2} 의 듀티비 DT ($D=0.2$)동안 온 되었을 때를 나타낸다.

표 2 동상 부스트 출력 모드의 스위치 상태
Table 2 Switch states of the in phase mode (boost)

Mode 5 $v_i(t) > 0$	Sa1, Sb1=ON, Sa2, Sb2=OFF, Boost mode(in phase)	Sa2, Sb2 : $0 \leq DT < 0.35$ (Boost mode)
Mode 6 $v_i(t) > 0$	Sa1, Sb1=OFF, Sa2, Sb2=ON, Boost mode(in phase)	Sa2, Sb2 : $0 \leq DT < 0.35$ (Boost mode)
Mode 7 $v_i(t) < 0$	Sa1, Sb1=ON, Sa2, Sb2=OFF, Boost mode(in phase)	Sa2, Sb2 : $0 \leq DT < 0.35$ (Boost mode)
Mode 8 $v_i(t) < 0$	Sa1, Sb1=OFF, Sa2, Sb2=ON, Boost mode(in phase)	Sa2, Sb2 : $0 \leq DT < 0.35$ (Boost mode)

Sa2와 Sb2가 온이 되면 C1과 C2, C3와 C4는 Sa2와 Sb2를 통하여 방전을 한다. 그리고 필터 Lf에는 역기 전력이 발생하여 Lf에 걸리는 전압과 Cf에 걸리는 전압은 같고 극성만 달라진다. 그리고 Cf에 병렬로 연결되어 있는 부하는 Cf와 같은 극성의 전압이 걸리게 된다. 이때의 회로 방정식은 식 (8)-(12)와 동일하다.

그림 4(c)의 Mode-7은 $v_i(t) < 0$ 로서 Sa1과 Sb1이 $(1-D)T$ ($D=0.2$)동안 온이 되는 상태를 나타낸다. C1과 C3는 충전되는 상태로서 인덕터의 전류 방향 및 커패시터의 전압 극성이 반대가 되는 것을 제외하고는 State-5와 일치하며 회로 방정식은 식 (1)-(7)과 동일하다.

그림 4(d)의 Mode-8 역시 $v_i(t) < 0$ 로서, Sa2와 Sb2가 DT ($D=0.2$)동안 온 된 상태를 나타낸다. C1과 C2, C3와 C4는 Sa2와 Sb2를 통하여 방전되며, 인덕터의 전류 방향 및 커패시터의 전압 극성이 반대가 되는 것을 제외하고는 Mode-6과 일치하므로 회로 방정식은 식 (8)-(12)와 동일하게 된다.

그림 5는 출력전압이 입력전압과 동상이면서 벅 되는 동상 벅 출력 모드를 나타내고 있다. 이 모드는 상위 컨버터 또는 하위 컨버터에 대하여, 한 대의 컨버터는 동상의 부스트 모드로 동작하고, 나머지 한 대의 컨버터는 역상의 벅 출력 모드로 동작하여 한다. 그리고 그림 6의 출력전압 게인에 (+),(-)부호가 없다고 했을 때, 동상의 부스트 출력 값은 역상의 벅 출력 값 보다 항상 큰 출력전압 게인을 가져야 한다.

그림 5(a)의 Mode-9는 전원의 양의 반주기 $v_i(t) > 0$ 에 대한 것으로, Sa1이 $(1-D)T$ ($D=0.0$), Sb1이 $(1-D)T$ ($D=0.8$)동안 온 된 상태를 나타낸다. Sa1이 $(1-D)T$ ($D=0.0$)동안 온 된 상태는 식 (1)과 같이 듀티비 $(1-D)T$ ($D=0.0$)동안 L1에 전류가 흐르고 입력 전원과 L1에 걸리는 전압의 차만큼 C1은 충전된다. 그리

고 식 (2)와 같이 커패시터 C2는 인덕터 L2에 병렬로 연결되어 있기 때문에, L2 걸리는 전압과 같고 극성은 반대로 된다. 이때 C1과 C2는 (+)값으로 충전이 되고 전류는 입력과 같은 방향으로 절연 변압기의 1차 측에 흐르게 된다. 변압기 1차 측의 전류는 변압비 1:1의 변압기 2차 측으로 필터와 부하로 흐르게 된다. 그리고 Sb1이 $(1-D)T$ ($D=0.8$)동안 온 된 상태는 식 (4)와 같이 $(1-D)T$ ($D=0.8$)동안 인덕터 L3에 전류가 흐르고, 입력 전원과 인덕터 L3에 걸리는 전압의 차 만큼 커패시터 C3는 충전된다. 그리고 식 (5)와 같이 C4는 L4에 병렬로 연결되어 있기 때문에, L4에 걸리는 전압과 같고 극성은 반대이며 C3는 C4와 전위차가 발생된다.

즉, Sb1이 $(1-D)T$ ($D=0.8$)일 때는 C4의 전위가 C3보다 더 낮은 (-)값을 가지고 있기 때문에, 전류는 식 (7)과 같이 입력과 반대 방향으로 절연 변압기의 1차 측에 흐르게 되고, 1차 측에 흐르는 전류는 변압비 1:1의 절연 변압기 2차 측으로 전류가 유기되어 필터와 부하에 흐르게 된다.

(a) Mode-9 : $v_i(t) > 0$, Sa1 and Sb1=ON, Sa2 and Sb2=OFF

(b) Mode-10 : $v_i(t) > 0$, S_{a1} and S_{b1} =OFF, S_{a2} and S_{b2} =ON

(c) Mode-11: $v_i(t) < 0$, S_{a1} and S_{b1} =ON, S_{a2} and S_{b2} =OFF

(d) Mode-12 : $v_i(t) < 0$, S_{a1} and S_{b1} =OFF, S_{a2} and S_{b2} =ON

그림 5 동상 벡 모드에 대한 회로 동작

Fig. 5 Circuit operation of the in phase mode (buck)

그림 5(b)의 Mode-10은 $v_i(t) > 0$ 로서, S_{a2} 가 DT ($D=0.0$), S_{b2} 이 DT ($D=0.8$)동안 온 된 상태를 나타낸다. S_{a2} 가 DT ($D=0.0$)동안 온 되면 C_1 과 C_2 는 절연

변압기를 통하여 방전을 하고, C3와 C4는 Sb2이 DT (D=0.8)동안 Sb2를 통하여 방전을 한다. 그리고 필터 Lf에는 역기전력이 발생하여 Lf에 걸리는 전압과 Cf에 걸리는 전압은 같고 극성만 달라진다. 그리고 Cf에 병렬로 연결되어 있는 부하는 Cf와 같은 극성의 전압이 걸리게 된다. 이때의 회로 방정식은 식 (8)-(12)와 동일하다.

그림 5(c)의 Mode-11은 $v_i(t) < 0$ 로서 Sa1이 (1-D)T (D=0.0), Sb1이 (1-D)T (D=0.8)동안 온된 상태를 나타낸다. C1과 C3는 충전되는 상태로서 인덕터의 전류 방향 및 커패시터의 전압 극성이 반대가 되는 것을 제외하고는 State-9와 동일하며 회로 방정식은 식 (1)-(7)과 동일하다.

그림 5(d)의 Mode-12 역시 $v_i(t) < 0$ 로서, Sa2이 DT (D=0.0), Sb2이 DT (D=0.8)동안 온된 상태를 나타낸다. Sa2가 DT (D=0.0)동안 온되면 C1과 C2는 절연 변압기를 통하여 방전을 하고, C3와 C4는 Sb2이 DT (D=0.8)동안 Sb2를 통하여 방전한다. 인덕터의 전류 방향 및 커패시터의 전압 극성이 반대가 되는 것을 제외하고는 Mode-10과 같으므로 회로 방정식은 식 (8)-(12)와 동일하다.

표 3에는 동상 벡 출력 모드에 대한 스위치 상태와 듀티 비를 나타내었다.

표 3 동상 벡 출력 모드에 대한 스위치 상태
Table 3 Switch states of the in phase mode (buck)

Mode 9 $v_i(t) > 0$	Sa1, Sb1=ON, Sa2, Sb2=OFF, Buck mode(in phase)	Sa2 : $0 \leq DT < 0.35$ (Boost mode)
		Sb2 : $0.6 < DT \leq 1$ (Buck mode)
Mode 10 $v_i(t) > 0$	Sa1, Sb1=OFF, Sa2, Sb2=ON, Buck mode(in phase)	Sa2 : $0 \leq DT < 0.35$ (Boost mode)
		Sb2 : $0.6 < DT \leq 1$ (Buck mode)
Mode 11 $v_i(t) < 0$	Sa1, Sb1=ON, Sa2, Sb2=OFF, Buck mode(in phase)	Sa2 : $0 \leq DT < 0.35$ (Boost mode)
		Sb2 : $0.6 < DT \leq 1$ (Buck mode)
Mode 12 $v_i(t) < 0$	Sa1, Sb1=OFF, Sa2, Sb2=ON, Buck mode(in phase)	Sa2 : $0 \leq DT < 0.35$ (Boost mode)
		Sb2 : $0.6 < DT \leq 1$ (Buck mode)

(1-D)T동안의 식 (1)-(7)과 DT동안의 식 (8)-(12)을 이용한 회로의 평균 방정식은 다음과 같다.

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = (v_i - v_{c1})(1-D) + (v_i + v_{c2})D \quad (13)$$

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = (-v_{c2})(1-D) + v_{c1}D \quad (14)$$

$$L_3 \frac{di_{L3}}{dt} = (v_i - v_{c3})(1-D) + (v_i + v_{c4})D \quad (15)$$

$$L_4 \frac{di_{L4}}{dt} = (-v_{c4})(1-D) + v_{c3}D \quad (16)$$

$$L_f \frac{di_{Lf}}{dt} = [(v_{c1} + v_{c2} + v_{c3} + v_{c4}) - v_{cf}](1-D) + (-v_{cf})D \quad (17)$$

기본적인 전압강하를 무시한다면, 한 주기 동안의 인덕터 L1, L2, L3, L4 및 출력 필터 Lf의 평균 전압은 0이며, 이로부터 한 주기 T동안의 커패시터 C1, C2, C3, C4 및 출력 필터 Cf의 전압은 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$v_{c1} = \frac{1-D}{1-2D}v_i \quad (18)$$

$$v_{c2} = \frac{D}{1-2D}v_i \quad (19)$$

$$v_{c3} = \frac{1-D}{1-2D}v_i \quad (20)$$

$$v_{c4} = \frac{D}{1-2D}v_i \quad (21)$$

$$v_{cf} = \frac{2(1-D)}{1-2D}v_i \quad (22)$$

그림 6은 1대의 컨버터가 단독 운전하는 경우와 제안된 시스템에 대하여 듀티 비 D의 변화에 따른 출력 전압 게인 K를 서로 비교한 그래프이다. 이때 제안된 컨버터의 K는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$K_{c1} = \frac{v_{c1}}{v_i} = \frac{1-D}{1-2D} \quad (23)$$

$$K_{c2} = \frac{v_{c2}}{v_i} = \frac{D}{1-2D} \quad (24)$$

$$K_{c3} = \frac{v_{c3}}{v_i} = \frac{1-D}{1-2D} \quad (25)$$

$$K_{c4} = \frac{v_{c4}}{v_i} = \frac{D}{1-2D} \quad (26)$$

$$K_{cf} = \frac{v_{cf}}{v_i} = \frac{2(1-D)}{1-2D} \quad (27)$$

제안된 시스템에 대한 식 (22)의 입력전압과 출력전압 그리고 D의 관계식을 보면, $0.75 < D < 1$ 영역에서는 역상 벡 모드, $0.6 < D < 0.74$ 영역에서는 역상 부스트

그림 6 1대의 컨버터와 제안된 시스템에 대하여 듀티비(D)의 변화에 따른 출력 전압게인(K) 비교

Fig. 6 Comparison output voltage gain(K) of the single converter and proposed system, according to duty ratio(D)

모드로 동작 가능하며, $0 \leq D < 0.35$ 사이에서는 동상 부스트 모드로 동작됨을 알 수 있다. 그림 6에서 보는 바와 같이 제안된 시스템은 1대의 컨버터에 비하여 모든 영역에서 K값이 더 높다는 것을 알 수 있다. 또한 낮은 듀티 비 D영역에서 $K \geq 1$ 이므로 종전의 컨버터 1대^[5-7]로는, 입력전압 v_i 에 대하여 동상이며 낮은 출력 전압 v_o 을 발생할 수 없다는 문제점이 있다. 본 연구에서는 이 문제를 상위 컨버터의 Sa1, Sa2와 하위 컨버터의 Sb1, Sb2의 교차 스위칭에 의하여 해결하였다.

3. 시뮬레이션 및 실험

3.1 시스템 구성

본 논문에서 제안한 2대의 quasi Z-소스 AC-AC컨버터의 직렬 결합 특성을 고찰하기 위하여, PSIM 시뮬레이션 및 실험을 하였다. 그림 7은 그림 1에 대한 PSIM 시뮬레이션 모델을 나타내며, quasi Z-소스 AC-AC 컨버터, 출력 필터 그리고 절연 변압기와 R부하로 구성되어있다.

시뮬레이션과 실험에 사용된 파라미터는 표 4에서 보는 바와 같이 서로 동일하다. 컨버터의 입력전압은 $67[V_{rms}]/60[Hz]$ 이며 출력단의 절연 변압기의 변압비는 1:1이고 부하는 $R = 50[\Omega]$ 이다. 또한 Z-네트워크의 인덕터 $L1 = L2 = L3 = L4 = 1[mH]$, 커패시터 $C1$

표 4 시뮬레이션 및 실험 파라미터

Table 4 Simulation and experiment parameters

Input voltage		$67[V_{rms}]/60[Hz]$
Quasi Z-source network	$L1=L2=L3=L4$	$1[mH]$
	$C1=C2=C3=C4$	$6.6[\mu F]$
Transformer turn ratio		1:1
Switching Device		G60N100
Switching frequency		$20[kHz]$
R-C Snubber	R_s	$0.1[\Omega]$
	C_s	$0.01[\mu F]$
L-C filter	L_f	$2[mH]$
	C_f	$10[\mu F]$
Inductor resistance r		$0.5[\Omega]$
Load	R	$50[\Omega]$

그림 7 PSIM 시뮬레이션 모델

Fig. 7 PSIM simulation model

$= C2 = C3 = C4 = 6.6[\mu F]$ 이다. 출력필터는 $L_f = 2[mH]$, $C_f = 10[\mu F]$ 이고 각 $L1 \sim L4$ 의 저항 성분은 $0.5[\Omega]$ 으로 하였으며 각 스위치의 R-C스너버 회로는 $R_s=0.1[\Omega]$, $C_s=0.01[\mu F]$ 로 하였다.

그림 8은 실험 시스템의 사진을 나타내고 있다. 그림에서 보는 바와 같이, 스위칭 디바이스(Sa1, Sa2, Sb1, Sb2)는 IGBT(G60N100)가 사용되었으며 스위칭 주파수는 $20[kHz]$ 이고 다이오드는 D1~D6는 DSEI60 - 12A이다. 그림 2의 PWM 듀티비 제어를 구현하기 위하여 DSP 2812가 사용되었다. 그림 2와 같이 삼각파 캐리어 V_{tri} 의 진폭과 기준전압 V_{ref} 의 비교하여 기준전압이 캐리어보다 크면 '1'의 값을 가지며 스위치

그림 8 제안된 시스템
Fig. 8 The proposed system

(a) Simulated results

(b) Measured results

그림 9 역상 벡 모드 (out of phase-buck mode)의 경우, 전압과 전류 파형($Sa1, Sb1 = (1-D)T$ ($D=0.8$), $Sa2, Sb2 = DT$ ($D=0.8$)) (v_i, v_o : 50[V]/div., i_i, i_o : 5[A]/div., time: 10[msec]/div.)

Fig. 9 Voltage and current in case of the out of phase-buck mode. ($Sa1, Sb1 = (1-D)T$ ($D=0.8$), $Sa2, Sb2 = DT$ ($D=0.8$)) (v_i, v_o : 50[V]/div., i_i, i_o : 5[A]/div., time: 10[msec]/div.)

는 온이 되고, 기준전압이 캐리어보다 작으면 '0'의 값을 가지면 스위치는 오프 상태가 된다. 즉 상위 컨버터와 하위 컨버터의 $Sa1, Sb1$ 이 $(1-D)T$ 만큼 온되는 동안, 상위 컨버터와 하위 컨버터의 $Sa2, Sb2$ 는 DT 만큼 오프가 된다.

3.2 역상 모드

그림 9과 그림 10는 제안된 컨버터의 역상 벡-부스트 모드에 대한, 입력 전압 v_i 와 입력 전류 i_i , 출력 전압 v_o 와 출력 전류 i_o 의 시뮬레이션과 실험 결과를 나타내고 있다. v_i 와 i_i , v_o 와 i_o 의 배열순서가 시뮬레이션과 실험 결과에서 서로 다른 이유는, PSIM과 오실로스코프 화면 환경이 서로 다르기 때문이다.

(a) Simulated results

(b) Measured results

그림 10 역상 부스트 모드 (out of phase-boost mode)의 경우, 전압과 전류 파형($Sa1, Sb1 = (1-D)T$ ($D=0.7$), $Sa2, Sb2 = DT$ ($D=0.7$)) (v_i, v_o : 50[V]/div., v_o : 100[V]/div., i_i, i_o : 10[A]/div., time: 10[msec]/div.)

Fig. 10 Voltage and current in case of the out of phase-boost mode. ($Sa1, Sb1 = (1-D)T$ ($D=0.7$), $Sa2, Sb2 = DT$ ($D=0.7$)) (v_i : 50[V]/div., v_o : 100[V]/div., i_i, i_o : 10[A]/div., time: 10[msec]/div.)

(a) Simulated results

(b) Measured results

그림 11 동상 부스트 모드의 경우, 전압과 전류 파형 ($Sa1, Sb1=(1-D)T$ ($D=0.2$), $Sa2, Sb2=DT$ ($D=0.2$)) ($vi:50[V]/div., vo:100[V]/div., ii, io:10[A]/div., time:10[msec]/div.$)

Fig. 11 Voltage and current in case of the in phase-boost mode. ($Sa1, Sb1=(1-D)T$ ($D=0.2$), $Sa2, Sb2=DT$ ($D=0.2$)) ($vi:50[V]/div., vo:100[V]/div., ii, io:10[A]/div., time:10[msec]/div.$)

먼저 그림 9는 역상 벅 모드에 대한 결과로서, 이 때 스위치 듀티 비 D 는 $Sa1, Sb1$ 의 경우 $(1-D)T$ ($D=0.8$)이며, $Sa2, Sb2$ 는 DT ($D=0.8$)이다. 그림 8에서 보는 바와 같이 시뮬레이션 결과와 실험 결과는 서로 동일하고, v_i 대하여 i_i 의 위상이 약간 앞서며 i_i 에는 스위칭 맥동이 포함되어 있다.

이 경우, v_o 의 영점에는 약간의 불연속적인 부분이 발생하는데, 이는 부하에 전류가 불연속적으로 흐르기 때문에 나타나는 현상이다.

출력 필터의 용량을 증가시키거나, 부하의 용량을 감소시켜서 연속적으로 전류를 흐르게 하면 이 현상은 완화된다. 측정된 파형은 시뮬레이션 파형과 약간의

(a) Simulated results

(b) Measured results

그림 12 동상 벅 모드의 경우, 전압과 전류 파형 ($Sa1=(1-D)T$ ($D=0.0$), $Sb1=(1-D)T$ ($D=0.8$), $Sa2=DT$ ($D=0.0$), $Sb2=DT$ ($D=0.8$)) ($vi, vo:50[V]/div., ii, io:5[A]/div., time:10[msec]/div.$)

Fig. 12 Voltage and current in case of the in phase-buck mode. ($Sa1=(1-D)T$ ($D=0.0$), $Sb1=(1-D)T$ ($D=0.8$), $Sa2=DT$ ($D=0.0$), $Sb2=DT$ ($D=0.8$)) ($vi, vo:50[V]/div., ii, io:5[A]/div., time:10[msec]/div.$)

차이가 있는데, 이는 전류가 불연속적으로 흐르고 있는 상태에서의 스위칭 손실과 시뮬레이션에서 고려하지 않았던 1:1 절연 변압기의 임피던스 때문에 발생된 현상이라 생각된다.

그림 10은 역상 부스트 모드에 대한 결과이다. 스위치의 듀티 비 D 가 $Sa1, Sb1=(1-D)T$ ($D=0.7$), $Sa2, Sb2=DT$ ($D=0.7$) 조건에 의하여, v_i 를 역상으로 부스트한 v_o 을 얻을 수 있다. v_o 가 부스트 되므로 영점 부근에서 불연속적인 부분이 감소된다. 이 모드 역시 i_i 에는 약간의 스위칭 맥동이 있으나, 그림 8과 비교하여 v_i 에 대한 i_i 위상의 앞섬이 작음을 알 수 있다.

(a) Simulated results

(b) Measured results

그림 13 부하저항 증가에 따른 출력전압과 전류 (3A → 2A)(동상 부스트 모드) (v_i, v_o : 100[V]/div., i_o : 5[A]/div., time: 20[msec]/div.)

Fig. 13 Output voltage and current according to load resistance increase (3A → 2A)(In phase-boost mode)(v_i, v_o : 100[V]/div., i_o : 5[A]/div., time: 20[msec]/div.)

3.3 동상 모드

그림 11과 그림 12는 동상 모드에 대한 시뮬레이션 및 실험 파형을 나타내고 있다. 먼저 그림 11은 스위치의 듀티 비 D 를 $Sa1, Sb1=(1-D)T(D=0.2)$, $Sa2, Sb2=DT(D=0.2)$ 의 조건으로 동작하는 동상 부스트 모드에 대한 결과이다. v_i 에 대하여 v_o 를 동상으로 부스트시킴을 알 수 있으며, 이때 v_i 와 i_i 의 위상은 일치되며, i_i 의 스위칭 맥동도 매우 저감됨을 알 수 있다.

그림 12는 동상 벡 모드에 대한 전압과 전류 파형을 나타내고 있다. 컨버터 1대를 이용한 충전의 방법^[5-7]으로는 이 모드를 구현할 수 없다. 왜냐하면 그림 6에서 나타난 듀티 비 D 에 따른 출력 전압 게인 K 의 변화 곡선을 살펴보면, 낮은 듀티 비 D 영역에서는 $K \geq 1$ 이므로 v_o 는 v_i 보다 큰 전압만 발생할 수 있기 때문이다.

본 연구에서는 이 문제를 상위 컨버터의 $Sa1, Sa2$ 와

(a) Out of phase mode($D=0.8$) (b) In phase mode($D=0.2$)

그림 14 부하 저항 변동에 따른 효율 비교

Fig. 14 Efficiency comparison according to different load resistances

하위 컨버터의 $Sb1, Sb2$ 의 교차 스위칭에 의하여 해결하였다. 즉 $Sa1=(1-D)T(D=0.0)$, $Sb1=(1-D)T(D=0.8)$, $Sa2=DT(D=0.0)$, $Sb2=DT(D=0.8)$ 의 교차 스위칭 조건으로 듀티 비 D 를 제어하게 되면 그림 12와 같은 파형을 얻을 수 있다. 이 경우 i_i 는 v_i 와 동상이며 약간의 스위칭 맥동만이 있으며, v_i 에 대하여 v_o 는 동상이며 강압됨을 알 수 있다.

그림 13은 동상 부스트 모드 조건하에서 부하저항 증가에 따른 출력전압과 전류 파형을 나타낸 것이다. 부하 전류가 변동되는 과도상태에서도 출력전압은 항상 일정함을 시뮬레이션과 실험결과를 통하여 알 수 있다. 결국 제안된 방법은 간단하게 듀티 비 D 의 제어만으로 입력전압에 대해 역상인 출력 전압을 벡-부스트 할 수 있고, 또한 입력전압에 대하여 동상인 출력 전압을 벡-부스트 할 수 있으며, 부하의 변동에도 출력전압은 일정하게 유지됨을 알 수 있다.

3.4 효율 및 입력역률 곡선

그림 14는 부하변동에 대한 컨버터를 단독으로 운전

(a) Out of phase mode(D=0.8)

(b) In phase mode(D=0.2)

그림 15 부하변동에 따른 입력역률 비교

Fig. 15 Input power factor comparison according to different loads

한 경우와 제안된 방법에 대한 효율을 비교한 결과이다. 우선 그림 14(a)는 부하 저항을 $10[\Omega] \rightarrow 150[\Omega]$ 로 $10[\Omega]$ 씩 증가하였을 때, 역상 모드에 대한 효율 곡선이다. 컨버터가 단독 동작하는 경우보다 제안된 방법은 저 전류 영역에서 약 10[%]정도의 높은 효율 증가를 가져옴을 알 수 있다. 역상 모드의 경우에는 두 컨버터 모두 효율이 대략 70[%]이하로 낮다. 그림 14(b)는 동상 모드의 조건에 대한 효율 곡선을 비교한 것이다. 제안된 방법은 컨버터를 단독으로 운전하는 경우 보다 큰 전류 영역에서 효율이 약간 저하되나, 저 전류 영역으로 갈수록 동일해짐을 알 수 있다.

그림 15는 부하변동에 대한 컨버터 단독 운전의 경우와 제안된 방법의 입력역률을 비교한 결과이다. 그 래프에서와 같이, 역상 모드의 경우, 제안된 방법은 컨버터 단독운전 보다 컨버터의 입력역률이 약 35[%] 정도 향상됨을 알 수 있다. 따라서 quasi Z-소스 AC-A C컨버터는 단독 운전하는 것보다는 2대의 컨버터의 출력을 직렬 연결하여 운전하면, 입력 역률 및 효율이

그림 16 부하 $50[\Omega]$ 의 조건에서 D의 변화에 대한 입력역률 비교Fig. 16 Comparison of the input power factor according to different D in case of $50[\Omega]$

증가됨을 알 수 있다. 또한 동일한 듀티 비 D의 경우를 비교해보면, 제안된 방법은 1대의 컨버터의 낮은 정격의 스위치 소자로도 높은 출력 전압을 발생시킬 수 있는 장점도 있다.

그림 16은 일정한 $50[\Omega]$ 부하의 경우, 컨버터의 듀티 비 D의 변화($0.1 \rightarrow 0.9$)에 대한 컨버터의 입력역률을 비교한 곡선이다. 듀티 비 D가 높은 영역 즉 역상 모드에서는 제안된 시스템의 입력역률은 1대의 컨버터 운전의 경우보다 매우 향상된 값을 보이며, 듀티 비 D가 낮은 영역 즉 동상 모드에서는 거의 동일한 값을 가짐을 알 수 있다.

4. 결 론

본 연구에서는 2대의 quasi Z-소스 AC-AC컨버터의 출력을 직렬 결합한 컨버터를 제안하였으며, 역상 모드와 동상 모드에 대한 전류 흐름 해석을 통하여 출력 전압의 제어 과정을 고찰하였다. 또한 1대의 컨버터가 단독으로 동작하는 경우와 출력, 효율, 입력역률 등을 비교하였다.

DSP에 의하여 제어되는 실험 장치를 제작하였으며, PSIM 시뮬레이션 결과와 비교하여 본 연구의 타당성을 살펴보았다. 그 결과, $50[\Omega]$ 일정 부하 저항의 경우, 듀티 비에 의하여 입력전압에 대해 역상인 전압과 동상인 전압을 벡-부스트 할 수 있었다. 또한 동상의 부스트 모드 ($D=0.2$)의 경우, 부하가 변동하는 과도 상태에서도 출력전압의 최대치는 일정함을 알 수 있었다. 또한 제안된 방법은 1대 컨버터에 비하여 동상 모드 및 역상 모드에 대하여 입력 역률 및 효율이 향상

되었으며, 낮은 정격의 스위칭 소자를 갖는 2대의 컨버터로 높은 전압을 발생시킬 수 있었다.

제안된 방법은 여러 대 연결된 컨버터 시스템으로 응용 가능하며, AC-AC 전력변환을 이용한 고출력 순간 전압강하 보상기로 적용 가능하리라 생각된다.

본 논문 또는 저서는 2011년 교육과학기술부(지역거점연구단육성사업/바이오하우징연구사업단)와 바이오하우징연구소 및 "지식경제부", "한국산업기술진흥원", "호남광역경제권 선도산업지원단"의 "광역경제권 선도산업 육성사업"으로 수행된 연구결과입니다.

참 고 문 헌

- [1] 이기택, 정영국, 임영철, "단상 Quasi Z-소스 동적 전압 보상기(DVR)", *전력전자학회 논문지*, 제15권, 제4호, pp. 327-334, 2010.
- [2] 장도현, "고조파 제거 및 역률 개선을 위한 교류 초퍼의 최적 비대칭형 PWM 제어방식", *대한전기학회 논문지*, 42권, 10호, pp. 8-18, 1993.
- [3] 최남섭, 이옥룡, "3상 PWM AC-AC 부스트 컨버터의 DSP 기반 전류 프로그램 제어", *대한전기학회 논문지*, 55B권, 1권, pp. 27-32, 2006.
- [4] P.W. Wheeler, J. Rodriguez, J.C. Clare, L. Empringham, and A. Weinstein, "Matrix converter: a technology review," *IEEE Trans. Ind. Electronics*, Vol. 49, No.2, pp. 276-288, 2002.
- [5] X. P. Fang, Z. M. Qian, and F. Z. Peng, "Single-phase Z-source PWM AC-AC converters," *IEEE Power Electronics Letters*, Vol. 3, No. 4, pp. 121-124, 2005.
- [6] Y. Tang, S. Xie and C. Zhang, "Z-source AC-AC converters solving commutation problem," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 22, No. 6, pp. 2146-2154, 2007.
- [7] Minh-Khai Nguyen, Young-Gook Jung, Young-Cheol Lim, "Single-phase AC-AC converter based on quasi-Z-source topology", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 25, No. 8, pp. 2200-2210, 2010.
- [8] J. Anderson, and F.Z. Peng, "A class of quasi-Z-source inverters", in *Proc. IEEE IAS'08*, 2008, (CR-ROM).
- [9] J. Anderson, and F.Z. Peng, "Four quasi-Z-source inverters", in *Conf. Rec. of IEEE PESC'08*, 2008, pp. 2743-2749, 2008.

저 자 소 개

엄준현(嚴俊鉉)

1981년 3월 29일생. 2006년 2월 조선대 제어계측공학과 졸업. 2008년 8월 전남대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 전기공학과 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 오카야마대학 연구방문. 현재 대불대 융합기술학부 교수.

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(RRC)소장. 현재 전남대 전기공학과 교수. 2009년 당 학회 회장 역임.

최준호(崔竣豪)

1970년 7월 30일생. 1996년 숭실대 전기공학과 졸업. 1998년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2002년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 현재 전남대 전기공학과 부교수.