전력전자 변압기로 동작하는 저전압 직류배전 기능을 갖는 Quasi Z-소스 AC-AC 컨버터

A Quasi Z-Source AC-AC Converter with a Low DC Voltage Distribution Capability Operating as a Power Electronic Transformer

류 대 현* · 엄 준 현* · 정 영 국[†] · 임 영 철**

(Dae-Hyun Yoo · Jun-Hyun Oum · Young-Gook Jung · Young-Cheol Lim)

Abstract - This paper proposes a quasi Z-source AC-AC converter with the low DC voltage distribution capability operating as a power electronic transformer. The proposed system has configuration that the input terminals of two quasi Z-source AC-AC converters are connected in parallel, also their output terminal are connected in series. Simple control method of duty ratio was proposed for the in phase buck-boost AC voltage mode and the DC output voltage control. DSP based experiment and PSIM simulation were performed. As a result, the PSIM simulation results were same with the measured results. By controlling the duty ratio under the condition of 100 [Ω] load, quasi Z-source AC-AC converter could buck and boost the AC output voltage in phase with the AC input voltage, and the same time, the constant DC voltage could be output without affecting the AC output characteristics. And, the DC output voltage 48[V] was constantly controlled in dynamic state in case while the load is suddenly changed (50 [Ω] $\rightarrow$ 100 [Ω]). From the above result, we could know that the quasi Z-source AC-AC converter can act as a power electronic transformer with a low DC voltage distribution capability.

Key Words : Power electronic transformer, A quasi Z-source AC-AC converter, Low DC voltage distribution capability, In phase buck-boost AC voltage mode, Constant DC voltage PI control

1. 서 론

전기 에너지의 사용 급증과 가격 상승으로 인해 효율적인 전기 에너지의 사용에 대한 관심이 꾸준히 증가하고 있다. 최근 들어 교류 배전 시스템을 직류 배전 시스템으로 교체하는 것도 하나의 방법이라 할 수 있다.

일반적으로 IT 관련 기기와 가전 기기들은 교류 전원에서 직류를 얻고 이를 다시 직류로 변환하여 원하는 전력을 발생하고 있다. 이 방법은 전력 변환을 여러 번 거치게 때문에 전력 손실이 발생하게 된다. 이에 반해 정류 장치를 한 개의 시스템으로 배치하여 사용 기기들에 일괄 배전하는 직류 배전 시스템은, 전력 변환 손실을 감소시켜 전력 효율을 높일 수 있다. 특히 이 방법은 직류를 사용함으로써 전자기파 영향을 감소할 수 있으며, 교류 체계에서의 전압 강하, 주파수 동요, 과도 현상 등의 영향도 감소되어 전기 품질을 향상시킬 수 있다[1-5].

한편 교류 배전을 위한 전기기기로는 코일과 철심으로 구

성된 변압기가 사용되고 있다. 그런데 중전의 변압기를 전력전자 제어에 의한 변압기로 대체하게 되면 물리적인 크기와 무게를 감소시킬 수 있으며, 설치가 용이하고 유지보수 비용도 절감할 수 있다. 특히 이 방법은 절연유에 의한 환경 문제를 해결할 수 있는 장점도 있다[6-8].

본 연구에서는 전력전자 변압기로서 동작하는 저전압 직류배전 기능을 갖는 출력단이 직렬 연결된 Quasi Z-소스 AC-AC 컨버터를 제안한다. 제안된 전력전자 변압기는 간단한 듀티비 제어에 의해 입력전압에 대하여 출력전압을 동상으로 승압-강압과 역상으로 강압-승압할 수 있다. 또한 입력전압과 출력전압은 공통 접지단을 가지며, 연속전류(CCM) 모드로 동작하는 특징이 있다. 동시에 Quasi Z-소스 AC-AC 컨버터[9]의 active 동작 영역에 있는 정류단을 활용하면, 48[V] 저전압 직류 배전[10,11]도 가능하다. 제안된 시스템의 유용성을 입증하기 위하여 PSIM시뮬레이션과 실험을 수행한다. 제안된 시스템은 출력이 직렬 연결된 Quasi Z-소스 AC-AC컨버터의 기본적인 동작특성에 전혀 영향을 주지 않으며, PI제어 벡 컨버터를 이용하여 부하가 변동하는 경우에도 48[V] 직류배전 전압을 일정하게 출력할 수 있음을 입증하고자 한다.

2. 제안된 시스템

2.1 구성 및 원리

그림 1은 본 연구에서 제안된 전력전자 변압기 시스템을

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

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

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

E-mail : jygd@db.ac.kr

Received : November 9, 2013; Accepted : February 10, 2014

나타내고 있다. 제안된 시스템은 출력이 직렬 연결된 Quasi Z-소스 AC-AC컨버터가 전력전자 변압기로 동작하여 교류 입력에 대하여 교류출력 전압의 크기를 가변하며, 동시에 저전압 직류 배전을 하기 위한 벡 컨버터는 Quasi Z-소스 AC-AC컨버터의 active 동작을 하는 Sw3에 연결된다. Quasi Z-소스 AC-AC 컨버터는 스위치의 온, 오프 상태에 따라 교류 에너지의 저장과 방출이 이루어지는 Quasi Z-소스 네트워크, Quasi Z-소스 출력 필터 $L_{f1}-C_{f1}$, 그리고 고압 단과 저압 단을 분리하는 1:1 절연 변압기로 구성되어 있다. Quasi Z-소스 AC-AC 컨버터의 active 스위치 Sw3의 양단에 구성된 $L_{f2}-C_{f2}$ 에 의해 제어되지 않은 직류 전압이 출력된다.

그림 1 제안된 전력전자 변압기

Fig. 1 The proposed power electronic transformer

그림 2 Quasi AC-AC컨버터의 PWM 듀티비 제어방법

Fig. 2 PWM duty ratio control of a quasi AC-AC converter.

또한 직류 입력단인 C_{f2} 의 양단에 스위치 Sw5와 에너지의 저장과 방출을 하는 $L_{f3}-C_{f3}$ 및 프리휠링 다이오드로 구성된 PI제어 벡 컨버터가 연결되어 있다.

그림 2에서 보는 바와 같이, 제안된 시스템을 구성하는 Quasi Z-소스 AC-AC 컨버터는 Z-소스 토폴로지가 갖는 전형적인 active 모드와 shoot-through 모드로 동작되고 있다. Quasi Z-소스 AC-AC 컨버터는 Sw1, Sw3가 (1-D)T만

큼 온 되고, Sw2, Sw4가 DT만큼 오프되는 동안은 active모드로 동작된다. 또한 Sw2, Sw4가 DT만큼 온 되고, Sw1, Sw3가 (1-D)T만큼 오프되는 동안은 shoot-through 모드로 동작한다. 즉, 서로 상보적으로 온, 오프를 반복한다. 그림 3은 벡 컨버터의 직류전압 제어를 위한 일반적인 PWM 제어법과 PI제어기를 나타내고 있다. 부하 직류 전압 기준치와 실제 직류출력 전압의 차이가 PI제어기의 입력으로 사용되며, 이를 이용하여 Sw5의 제어가 이루어진다.

그림 3 DC-DC컨버터의 PWM듀티비 제어방법

Fig. 3 PWM duty ratio control of a DC-DC converter

2.2 동작 모드

그림 4와 그림 5는 출력이 직렬 연결된 Quasi Z소스 AC-AC컨버터가 입력에 대하여 강압된 동상의 교류를 출력하며, 동시에 벡 컨버터를 통하여 강압된 직류를 출력하는 동작 모드를 나타내고 있다. 강압된 동상의 출력 상태는 상위 컨버터 또는 하위 컨버터에 대하여, 한 대의 컨버터는 동상의 승압 모드로 동작하고, 나머지 한 대는 역상의 강압 출력 모드로 동작하여 한다. 그림 6의 출력 전압 계인에 (+),(-)부호가 없다고 했을 때, 동상의 승압 출력 값은 역상의 강압 출력 값 보다 항상 큰 출력 전압 계인을 가져야 한다.

그림 4는 양의 반주기 전역 $v_i(t) > 0$ 에 대한 active모드를 나타내고 있다. 이때 Sw1은 (1-D)T ($D=0.0$), Sw3은 (1-D)T ($D=0.8$) 동안 온 된 상태에 있다. Sw1이 (1-D)T ($D=0.0$)동안 온 된 상태는 식 (1)과 같이 듀티 비 (1-D)T ($D=0.0$)동안 L1에 전류가 흐르고 입력 전압과 L1에 걸리는 전압의 차이 만큼 C1이 충전된다. 그리고 식 (2)와 같이 커패시터 C2는 인덕터 L2에 병렬로 연결되어 있기 때문에, L2에 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. Sw3가 (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 전압과 인덕터 L3에 걸리는 전압의 차이 만큼 커패시터 C3가 충전된다. 식 (5)와 같이 C4는 L4에 병렬로 연결되어 있기 때문에, L4에 걸리는 전압과 같고 극성은 반대이며 C3는 C4와 전위차가 발생된다. 즉, Sw3가 (1-D)T ($D=0.8$)일 때

는 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. Sw3가 (1-D)T (D=0.8)동안 온 된 상태에서는 식(9)와 같이 Cf2는 방전을 하고 벽 컨버터는 동작을 하여 직류부하로 전류가 흐르게 된다.

그림 4 Active 모드($v(i) > 0$)의 회로 동작

Fig. 4 Circuit operation of the active mode($v(i) > 0$)

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

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

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

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

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

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

$$L_{f1} \frac{di_{Lf1}}{dt} = [(v_{a2} + v_{b2}) - v_{cf1}](1-D) \\ = [(v_{c1} + v_{c2} + v_{c3} + v_{c4}) - v_{cf1}](1-D) \quad (7)$$

$$L_{f2} \frac{di_{Lf2}}{dt} = (-v_{cf2})(1-D) \quad (8)$$

$$L_{f3} \frac{di_{Lf3}}{dt} = (v_{cf2} - v_{cf3})D_{dc} \quad (9)$$

그림 5는 $v_i(t) > 0$ 경우에 대한 shoot-through 모드를 나타낸다. 이때 Sw2는 DT (D=0.0), Sw4는 DT (D=0.8)동안 온 된 상태를 유지한다. Sw2가 DT (D=0.0)동안 온 되면 C1과 C2는 Sw2를 통하여 방전을 하고, Sw4가 DT (D=0.8)동안 온 되면 C3와 C4 역시 Sw4를 통하여 방전을 한다. 그리고 필터 Lf1에는 역기전력이 발생하여 Lf1에 걸리는 전압과 Cf1에 걸리는 전압은 같고 극성만 달라진다. 그리고 Cf1에 병렬로 연결되어 있는 부하는 Cf1과 같은 극성의 전압이 걸리게 된다. 이때의 회로 방정식은 식 (10)-(14)와 같이 표현된다. Sw4가 DT (D=0.8)동안 온 된 상태에서는 식(15)와

그림 5 Shoot-through 모드($v(i) > 0$)의 회로 동작

Fig. 5 Circuit operation of the shoot through mode($v(i) > 0$)

같이 Cf2는 충전을 하고 벽 컨버터는 식 (16)과 같이 직류 부하로 전류가 흐르게 된다.

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = (v_{ac.in} + v_{c2})D \quad (10)$$

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = v_{c1}D \quad (11)$$

$$L_3 \frac{di_{L3}}{dt} = (v_{ac.in} + v_{c4})D \quad (12)$$

$$L_4 \frac{di_{L4}}{dt} = v_{c3}D \quad (13)$$

$$L_{f1} \frac{di_{Lf1}}{dt} = (-v_{cf1})D \quad (14)$$

$$L_{f2} \frac{di_{Lf2}}{dt} = (v_{c3} + v_{c4} - v_{cf2})D \quad (15)$$

$$L_{f3} \frac{di_{Lf3}}{dt} = (-v_{cf3})(1-D_{dc}) \quad (16)$$

(1-D)T동안의 식 (1)-(9)와 DT동안의 식 (10)-(16)을 이용한 회로의 평균 방정식은 다음과 같다.

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = (v_{ac.in} - v_{c1})(1-D) + (v_{ac.in} + v_{c2})D \quad (17)$$

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = (-v_{c2})(1-D) + v_{c1}D \quad (18)$$

$$L_3 \frac{di_{L3}}{dt} = (v_{ac.in} - v_{c3})(1-D) + (v_{ac.in} + v_{c4})D \quad (19)$$

$$L_4 \frac{di_{L4}}{dt} = (-v_{c4})(1-D) + v_{c3}D \quad (20)$$

$$L_{f1} \frac{di_{Lf1}}{dt} = [(v_{c1} + v_{c2} + v_{c3} + v_{c4}) - v_{cf}](1-D) + (-v_{cf})D \quad (21)$$

$$L_{f2} \frac{di_{Lf2}}{dt} = (-v_{cf2})(1-D_{dc}) + (v_{c3} + v_{c4} - v_{cf2})D \quad (22)$$

$$L_{f3} \frac{di_{Lf3}}{dt} = (v_{cf2} - v_{cf3})D_{dc} + (-v_{cf3})(1-D_{dc}) \quad (23)$$

기본적인 전압 강하를 무시한다면, 한 주기 동안의 인덕터

L1, L2, L3, L4 및 필터 Lf1, Lf2, Lf3의 평균 전압은 0이며, 이로부터 한 주기T 동안의 커패시터 C1, C2, C3, C4 및 필터 Cf1, Cf2, Cf3의 전압은 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$v_{c1} = \frac{1-D}{1-2D}v_{ac.in} \quad (24)$$

$$v_{c2} = \frac{D}{1-2D}v_{ac.in} \quad (25)$$

$$v_{c3} = \frac{1-D}{1-2D}v_{ac.in} \quad (26)$$

$$v_{c4} = \frac{D}{1-2D}v_{ac.in} \quad (27)$$

$$v_{cf1} = \frac{1-D}{1-2D}v_{ac.in} + \frac{1-D}{1-2D}v_{ac.in} \quad (28)$$

$$v_{cf2} = \frac{1}{1-2D}v_{ac.in} \quad (29)$$

$$v_{cf3} = v_{cf2}D_{dc} \quad (30)$$

그림 6은 제안된 시스템에 대하여 듀티 비 D의 변화에 따른 출력 전압 게인 K를 서로 비교한 그래프이다. 이때 제안된 시스템의 출력 전압 게인 K는 다음과 같이 표현 할 수 있다.

$$K_{c1} = \frac{v_{c1}}{v_{ac.in}} = \frac{1-D}{1-2D} \quad (31)$$

$$K_{c2} = \frac{v_{c2}}{v_{ac.in}} = \frac{D}{1-2D} \quad (32)$$

$$K_{c3} = \frac{v_{c3}}{v_{ac.in}} = \frac{1-D}{1-2D} \quad (33)$$

$$K_{c4} = \frac{v_{c4}}{v_{ac.in}} = \frac{D}{1-2D} \quad (34)$$

$$K_{cf1} = \frac{v_{cf1}}{v_{ac.in}} = \frac{1-D}{1-2D} + \frac{1-D}{1-2D} \quad (35)$$

$$K_{cf2} = \frac{v_{cf2}}{v_{ac.in}} = \frac{1}{1-2D} \quad (36)$$

$$K_{cf3} = \frac{v_{cf3}}{v_{cf2}} = D_{dc} \quad (37)$$

그림 6 듀티비 D에 상응하는 제안된 시스템의 동작 모드
Fig. 6 Operation modes of the proposed system according to duty ratio D

3. 시뮬레이션 및 실험 결과

본 논문에서 전력전자 변압기로 동작하는 Quasi Z-소스 AC-AC 컨버터의 특성을 고찰하기 위하여, PSIM 시뮬레이션 및 실험을 하였다. 그림 7은 그림 1에 대한 PSIM 시뮬레이션 모델을 나타내며, 전체적인 시스템은 2대의 Quasi Z-소스 AC-AC 컨버터, 직류 벡 컨버터, 출력 필터 그리고 1:1 절연 변압기와 R부하로 구성되어 있다.

그림 7 PSIM시뮬레이션 모델
Fig. 7 PSIM simulation model

시뮬레이션과 실험에 사용된 파라미터는 표 1에서 보는 바와 같이 서로 동일하다. 본 연구에서는 시뮬레이션에서 제공하는 이상적인 파라미터를 사용하지 않고 실제 실험 환경의 파라미터를 측정하여 시뮬레이션 파라미터에 적용하거나, 시뮬레이션으로 우선 파라미터를 최적으로 튜닝하고 이를 실험에 적용해 시뮬레이션 파형과 일치하는 경우는 그 파라미터를 그대로 사용하였다.

Quasi Z-소스 AC-AC 컨버터의 입력 전압은 60[Vrms]/

표 1 시뮬레이션과 실험 파라미터

Table 1 Simulation and experiment parameters

Input voltage		60[Vrms] /60[Hz]
Quasi Z-source network	L1=L2=L3=L4	1[mH]
	C1=C2=C3=C4	6.8[uF]
Transformer turn ratio		1:1
Switching device		G40N150
Switching frequency		20[kHz]
R-C Snubber	Rs	0.1[Ω]
	Cs	0.01[uF]
L-C filter	Lf1	3[mH]
	Lf2	2[mH]
	Lf3	1[mH]
	Cf1	10[uF]
	Cf2	1000[uF]
	Cf3	1000[uF]
Inductor resistance r		0.5[Ω]
AC load, DC Load	R	100[Ω]

60[Hz]이며 출력단의 절연 변압기의 변압비는 1:1이고 부하는 $R=100[\Omega]$ 이다. 또한 Z-네트워크의 인덕터 $L1=L2=L3=L4=0.4[mH]$ 와 커패시터 $C1=C2=C3=C4=6.8[\mu F]$ 은 표 1과 같다. 출력 필터는 $Lf1=2[mH]$, $Lf2=2[mH]$, $Lf3=1[mH]$, $Cf1=10[\mu F]$, $Cf2=1000[\mu F]$, $Cf3=1000[\mu F]$ 이고 각 $L1 \sim L4$ 의 저항 성분은 $0.5[\Omega]$ 로 하였다. 각 스위치의 R-C스너버 회로는 $R_s=0.1[\Omega]$, $C_s=0.01[\mu F]$ 로 하였다.

그림 8 실험 시스템
Fig. 8 The experimental system

그림 8은 실험 시스템의 사진을 나타내고 있다. 그림에서 보는 바와 같이, 스위칭 디바이스($Sw1, Sw2, Sw3, Sw4, Sw5$)는 IGBT(G40N150)가 사용되었으며, 이때 스위칭 주파수는 20[kHz]이고 다이오드는 DSEI60-12A이다. 그림 2와 그림 3의 PWM 듀티비 제어와 PI제어를 위하여 DSP 28335가 사용되었다.

3.1 동상의 승압 출력

그림 9, 그림 10, 그림 11, 그림 12는 제안된 시스템의 동

(a) Simulated results

상의 승압 출력과 동상의 강압 출력에 대한 교류입력 전압 $v_{ac.in}$ 과 교류출력 전압 $v_{ac.out}$, 직류입력 전압 $v_{dc.in}$ 과 직류출력 전압 $v_{dc.out}$ 의 시뮬레이션과 실험 결과를 나타내고 있다.

먼저 그림 9와 그림 10은 교류 입력에 대하여 동상의 승압 출력과 일정 전압으로 제어된 직류 출력에 대한 시뮬레이션 및 실험 파형을 나타내고 있다. 그림 9는 AC-AC 컨버터의 스위칭 듀티비 D 가 $Sw1=(1-D)T$ ($D=0.3$), $Sw2=DT$ ($D=0.3$), $Sw3=(1-D)T$ ($D=1$), $Sw4=DT$ ($D=1$)의 조건으로 동작하는 동상의 승압 출력에 대한 결과이다.

교류입력 전압 $v_{ac.in}$ 에 대하여 교류출력 전압 $v_{ac.out}$ 을 동상으로 승압시킴을 알 수 있다. 그림 10은 직류 측 부하가 $50[\Omega] \rightarrow 100[\Omega]$ 으로 변동되는 과도상태에 대한 출력전압 제어 특성을 나타내고 있다. 그림 10에서 보는 바와 같이, 직류 측 부하가 $50[\Omega] \rightarrow 100[\Omega]$ 으로 변동이 되어도, 벡 컨버터의 직류전압 $v_{dc.out}$ 이 PI제어를 통하여 48[V]로 일정하게 제어됨을 확인할 수 있다.

3.2 동상의 강압 출력

그림 11과 그림 12는 교류입력 전압 $v_{ac.in}=60[V]$ 에 대하여 동상의 강압 출력과 일정 전압으로 제어된 직류 출력에 대한 시뮬레이션 및 실험 파형을 각각 나타내고 있다. 먼저 그림 11(a),(b)는 AC-AC 컨버터의 스위칭 듀티비 D ($Sw2=DT$ ($D=0.0$), $Sw4=DT$ ($D=0.8$))의 조건에 대한 교류출력 전압 $v_{ac.out}=55[V]$ 와 직류입력 전압 $v_{dc.in}=98[V]$ 에 대한 직류출력 전압 $v_{dc.out}=48[V]$ 를 나타낸다. 그림 11(c)는 $Sw2=DT$ ($D=0.0$), $Sw4=DT$ ($D=0.75$)의 조건으로 D 가 제어되는 경우, 교류출력 전압 $v_{ac.out}=36[V]$ 을 얻으며, 직류입력 전압 $v_{dc.in}=132[V]$ 에 대하여 직류출력 전압 $v_{dc.out}=48[V]$ 로 일정 제어됨을 알 수 있다.

그림 11(d)는 D 가 $Sw2=DT$ ($D=0.0$), $Sw4=DT$ ($D=0.68$)로 일 때의 결과로서, 교류출력 전압 $v_{ac.out}=19[V]$, 직류입력 전압 $v_{dc.in}=151[V]$ 에 대하여 직류출력 전압 $v_{dc.out}=48[V]$ 을 얻

(b) Measured results

그림 9 동상의 부스트 모드에 대한 출력전압 파형($Sw1=(1-D)T$ ($D=0.3$), $Sw2=DT$ ($D=0.3$), $Sw3=(1-D)T$ ($D=1$), $Sw4=DT$ ($D=1$))($v_{ac.in}, v_{ac.out} : 100[V]/div., v_{dc.in}, v_{dc.out} : 50[V]/div., time : 20[msec]/div.$)

Fig. 9 Output voltage in case of the in phase-boost mode. ($Sw1=(1-D)T$ ($D=0.3$), $Sw2=DT$ ($D=0.3$), $Sw3=(1-D)T$ ($D=1$), $Sw4=DT$ ($D=1$))($v_{ac.in}, v_{ac.out} : 100[V]/div., v_{dc.in}, v_{dc.out} : 50[V]/div., time : 20[msec]/div.$)

그림 10 직류 부하저항 증가에 대한 출력전압파형(50 Ω →100 Ω) (동상의 부스트 모드) (Sw1=(1-D)T (D=0.3), Sw2=DT(D=0.3), Sw3=(1-D) T(D=1), Sw4=DT(D=1))(vac_in, vac_out: 100[V]/div., vdc_in,vdc_out :50[V]/div.)

Fig. 10 Output voltage according to DC load resistance increase(50 Ω →100 Ω) (In phase-boost mode) (Sw1= (1-D)T(D=0.3), Sw2=DT(D=0.3), Sw3=(1-D) (D=1), Sw4=DT(D=1))(vac_in, vac_out:100[V]/div., vdc_in, vdc_out : 50[V]/div.)

그림 11 동상의 벡 모드에 대한 출력전압 파형(Sw1=(1-D)T(D=0.0), Sw3=(1-D)T(D=0.8))(vac_in, vac_out : 100[V]/div., vdc_in, vdc_out : 50[V]/div., time : 20[msec]/div.)

Fig. 11 Output voltage in case of the in phase-buck mode. (Sw1=(1-D)T(D=0.0), Sw3=(1-D)T(D=0.8))(vac_in, vac_out:100[V]/div., vdc_in, vdc_out :50[V]/div., time : 20[msec]/div.)

그림 12 직류 부하저항 증가에 대한 출력전압 파형 (50 Ω →100 Ω) (동상의 벡 모드) (Sw1=(1-D)T(D=0.0), Sw2=DT(D=0.0), Sw3=(1-D) T(D=0.8), Sw4=DT(D=0.8))(vac_in, vac_out: 100[V]/div., vdc_in, vdc_out : 50[V]/div.)

Fig. 12 Output Voltage according to DC load resistance increase(50 Ω → 100 Ω) (In phase- buck mode) (Sw1=(1-D)T(D=0.0), Sw2=DT(D=0.0), Sw3=(1-D)T(D= 0.8), Sw4=DT(D=0.8))(vac_in, vac_out : 100[V]/div., vdc_in, vdc_out:50[V]/div.)

그림 13 부하 변화에 대한 효율 측정 결과 (동상 벡 모드의 경우)

Fig. 13 The measured results of the efficiency according to load change (In phase- buck mode)

을 수 있다. 그림 11에서 보는 바와 같이, 교류입력 전압 $v_{ac.in}$ 에 대하여 교류출력 전압 $v_{ac.out}$ 을 동상으로 강압시킴을 알 수 있다. 그리고 이 경우 그림 12와 같이 직류 측 부하가 50[Ω]→100[Ω]으로 변동이 되어도, 벡 컨버터의 PI제어를 통하여 $v_{dc.out}$ 을 48[V]로 일정하게 전압을 제어함을 알 수 있다.

그림 13에는 부하 변동에 대한 제안된 전력전자 변압기의 효율 측정 결과를 듀티비에 따라 나타내었다. 그림 13(a),(b)에서 보는 바와 같이 듀티비에 따라 효율은 94[%]에서 80[%] 정도를 보이고 있다. 일반적으로 기계적인 변압기는 모터나 발전기와 같이 공극이 없기 때문에 전기기기 중 효율이 99[%] 정도로 매우 높다. 그러나 그림 13에서 보는 바와 같이 전력전자 변압기는 스위칭 디바이스와 각종 L-C-R 소자등으로 구성되는 전력전자변환장치의 효율 특성상 기계식 변압기의 효율에는 미치지 못한다. 이와 같은 효율 저하 문제는 물리적인 크기와 무게 감소, 설치 용이, 유지보수 비용 절감, 그리고 절연유에 의한 환경 문제의 해결로 트레이드오프(trade off)가 가능하리라 생각된다.

그림 14 부하변화에 따른 입력 역률의 측정 결과 (Sw2_D=0, Sw4_D=0.9)(동상 벡 모드의 경우)

Fig. 14 The measured results of the input power factor according to different loads(Sw2_D=0, Sw4_D=0.9)(In phase- buck mode)

그림 14는 그림 13(a)와 동일한 조건에 대하여 전력전자 변압기의 입력역률을 측정된 결과이다. 그림 14에서 보는 바와 같이 입력역률은 0.99부터 0.95사이를 유지하고 있음을 알 수 있다.

4. 결 론

본 연구에서는 전력전자 변압기로 동작하는 저전압 직류 배전기능을 갖는 Quasi Z-소스 AC-AC 컨버터를 제안하였다. 출력이 직렬 연결된 Quasi Z-소스 AC-AC 컨버터가 전력전자 변압기로서 동작함과 동시에 일정한 직류전압 출력에 대한 전류 흐름 모드와 교류와 직류출력 전압의 제어 과정을 고찰하였다. DSP 28335에 의하여 제어되는 실험 장치를 제작하였으며, PSIM 시뮬레이션 결과와 비교하여 본 연구의 타당성을 살펴보았다. 그 결과, 100[Ω] 일정 부하의 조건에서, Quasi Z-소스 AC-AC 컨버터는 듀티비 제어에 의하여 교류입력 전압과 동상인 출력전압을 승-강압을 할 수 있었고, 동시에 48[V]로 일정한 직류전압을 발생할 수 있었다. 또한 동상의 승-강압의 경우, 직류 부하가 50[Ω]에서 100[Ω]으로 변동하여도 PI제어에 의해 직류출력 전압은 일정하게 제어됨을 알 수 있었다.

제안된 방법은 반도체 변압기로 작동함과 동시에 교류 순간전압 강하 보상기로도 이용이 가능하고, 에너지 충 방전 시스템, 그리고 교류와 직류 배전에 응용 가능한 스마트 그리드에 다양하게 적용 가능 하리라 생각된다.

감사의 글

본 연구는 전남대학교 전기공학과 BK플러스사업으로 수행된 결과입니다.

References

- [1] P. Karlsson and J. Svensson, "DC bus voltage control for a distributed power system," IEEE Trans. Power Electron., Vol. 18, No. 6, pp. 1405 - 1412, Nov. 2003.
- [2] Alexis Kwasinski, "Quantitative evaluation of DC microgrids availability: Effects of system architecture and converter topology design choices," IEEE Trans. Power Electron., Vol. 26, No. 3, pp.835-851, March 2011.
- [3] Tero Kaipia, Pasi Peltoniemi, Jukka Lassila, Pasi Salonen, Jarmo Partanen, "Impact of low voltage DC system on reliability of electricity distribution," IEEE Trans. Power Electron., Vol. 28, No. 4, pp. 1890 - 1899, Apr. 2013.
- [4] T.F. Wu, C.H. Chang, L.C. Lin, G.R. Yu, and Y.R. Chang, "DC-bus voltage control with a three-phase bi-directional inverter for DC distribution systems," IEEE Trans. Power Electron., Vol. 28, No. 4, pp. 1890 - 1899, Apr. 2013.
- [5] A. Pratt, P. Kumar, T.V. Aldridge, "Evaluation of 400V DC distribution in telecommunication and data centers to improve energy efficiency," IEEE Trans. Power Electron., Vol. 28, No. 4, pp. 1890 - 1899, Apr. 2013.
- [6] M. Kang, P. Enjeti, and I. Pitel, "Analysis and design of electronic transformers for electric power distribution System," IEEE Trans. Power Electron., Vol. 14, No. 6, pp. 1133 - 1141, 1999.
- [7] E.R. Ronan, S.D. Sudhoff, S.F. Glover, D.L. Galloway, "A power electronic-based distribution transformer," IEEE Trans. Power Delivery, Vol. 17, No. 2, pp. 537 - 543, 2002.
- [8] Xu She, A.Q. Huang, S. Lukic, and M.F. Baran, "On integration of solid-state transformer with zonal DC microgrid", IEEE Trans. Smart Grid, Vol. 3, No. 2, pp.975-985, 2012.
- [9] Minh-Khai Nguyen, Young-Gook Jung, Young-Cheol Lim, "Single-phase AC-AC converter based on quasi-Z-source topology", IEEE Trans. Power Electron., Vol. 25, No. 8, pp. 2200-2210, 2010.
- [10] D. Salomonsson, A. Sannino, "Low-voltage DC distribution system for commercial power systems with sensitive electronic loads," IEEE Trans. Power Delivery., Vol. 22, No. 3, pp. 1620 - 1627, Jul. 2007.
- [11] Hiroaki Kakigano, Yushi Miura and Toshifumi Ise, "Low-voltage bipolar-type DC microgrid for super high quality distribution," IEEE Trans. Power Electron., Vol. 25, No. 12, pp. 3066-3075, Dec. 2010.

저 자 소 개

류 대 현 (柳大賢)

1989년 11월 23일생. 2012년 2월 대불대학교 해양레저선박학과 졸업. 2014년 현재 전남대학교 대학원 전기공학과 석사과정.

Tel : 062-530-0852

E-mail : agl89@naver.com

엄 준 현 (嚴俊鉉)

1981년 3월 29일생. 2006년 2월 조선대학교 제어계측공학과 졸업. 2008년 8월 전남대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2013년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사).

Tel : 062-530-0852

E-mail : delete47@nate.com

정 영 국 (鄭 榮 國)

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

Tel : 061-469-1263

E-mail : jyg@db.ac.kr

임 영 철 (任 永 徹)

1953년 4월 23일생. 1975년 전남대학교 전기공학과 졸업. 1977년 고려대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1990년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1997년 호주 모나시대학교Visiting 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