

다이오드-커패시터 출력필터를 갖는 Quasi Z-소스 컨버터의 입력 전류와 출력전압 특성

(Characteristics of Output Voltage and Input Current of Quasi Z-Source Converter with a Diode-Capacitor Output Filter)

임영철* · 김세진 · 정영국**

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

Abstract

This paper proposes a quasi Z-source converter(QZSC) with a diode-capacitor output filter to improve the output DC voltage boost ability. The proposed converter has the same quasi Z-source network topology compared with the conventional converter. But the proposed method is adopted a diode-capacitor filter as its output filter, since the conventional method is used an inductor-capacitor as its output filter. Under the condition of the same input-output DC voltage, the proposed method has more lower shoot-through duty ratio than the conventional method. Also, because the proposed converter has same voltage boost factor under lower shoot-through duty ratio compared with the conventional converter, the proposed converter can be operated with the lower capacitor voltage of Z-source network and the lower input current. To confirm the validity of the proposed method, PSIM simulation and a DSP based experiment were performed to acquire the output DC voltage 120[V] under the input DC voltage 80[V]. And the capacitor voltage and inductor current in Z-source network, the output voltage of each converter were compared and discussed.

Key Words : Quasi Z-source Converter(QZSC), Diode-Capacitor Output Filter,
Inductor-Capacitor Output Filter, Voltage Boost Ability, Shoot-Through Duty Ratio,
Capacitor Voltage, Output Voltage, Input Current

1. 서 론

DC 전원장치는 수백 [W]~수 [kW]급의 정보(IT) 화 기기, 가전용 전기기기, 군사용 전자 시스템 그리고 통신 시스템 등에 필요한 전력을 공급하고 있다. DC 전원장치는 매우 많은 종류[1-4]가 연구되고 있으며, 각각 그 사용 목적에 따라 특징을 달리 하고 있다. 최

* 주저자 : 전남대학교 전기공학과 교수
** 교신저자 : 대불대학교 융합기술학부 부교수
Tel : 061-469-1263, Fax : 061-469-1353
E-mail : jyg@db.ac.kr
접수일자 : 2012년 2월 21일
1차심사 : 2012년 2월 23일, 2차심사 : 2012년 5월 14일
심사완료 : 2012년 5월 16일

근에는 일반적인 토폴로지뿐만 아니라, Z-소스(Z-임피던스 망) 토폴로지의 전력변환 장치[5-18]도 연구되고 있으며, 그 응용의 범위가 인버터 이외에 싸이클로 컨버터, 매트릭스 컨버터, AC-AC 컨버터 그리고 DC-DC 컨버터까지 넓혀가고 있다. DC-DC 컨버터에 적용된 Z-소스 토폴로지[5-8]는 인덕터와 커패시터가 X-자로 구성된 형태이며, 일반적으로 스위칭 맥동 저감을 위해 인덕터를 출력필터[5-6]로 사용하고 있다. X-형태의 Z-소스 토폴로지는 입력 전류가 불연속 모드(DCM)으로 동작하여 입력 측과 스위치의 전압, 전류 스트레스가 심하다. 또한 입력 측과 출력 측이 공통 접지가 아니라는 것과 커패시터 내압이 큰 것이 단점이다. 또한 인덕터 출력필터 방식은 Z-임피던스 망에서 승압된 전압은 출력부하와 인덕터 필터로 나뉘어 나타난다. 따라서 출력전압은 Z-임피던스 망에서 승압된 전압보다 낮으며, 인덕터 필터의 전압은 입력과 출력사이의 손실로 나타난다. 이러한 인덕터 필터는 컨버터의 비용을 증가시키는 원인이 되기도 한다. 이상의 문제점을 해결하기 위하여 Quasi Z-소스 토폴로지[8]가 제안된 바 있다.

본 연구에서는 Quasi Z-소스 컨버터(qZSC)의 출력 필터로 다이오드를 사용하는 방식을 제안하고, 종전의 X-형태의 Z-소스 컨버터에 비해 개선된 장점을 갖는 Quasi Z-소스 컨버터에 인덕터 출력필터를 사용하는 방식과 입력전류와 출력전압 특성을 비교하였다. 또한 Z-소스 컨버터의 구성 요소와 입력-출력 사이의 전압과 전류 방정식을 이용하여 Z-소스 컨버터를 해석하였다. 본 연구의 타당성을 검증하기 위하여, PSIM 시뮬레이션 및 DSP기반의 실험을 하였으며, 인덕터 필터 방식과 다이오드 필터 방식의 Quasi Z-소스 컨버터를 각각 비교하였다. 시뮬레이션 및 실험은 입력 직류 전압 80[V]에 대하여 출력 직류 전압 120[V]를 발생시키는 조건으로 수행하였으며, 거의 비슷한 결과를 얻을 수 있었다. 제안된 방식의 Quasi Z-소스 컨버터는 인덕터 필터 방식의 Quasi Z-소스 컨버터에 비해 입력 전류와 커패시터 전압이 낮고, 낮은 단락 비에서 동일한 부스트 성능을 나타내는 것이 가능하였다. 또한 Z-임피던스 망을 구성하는 커패시터와 인덕터의 용량이 감소하므로, 전체 컨버터 시스템의

부피와 구성의 비용이 감소됨을 알 수 있었다.

2. 이 론

그림 1은 인덕터 필터를 사용한 Quasi Z-소스 컨버터이며, 그림 2는 다이오드 필터를 사용한 제안된 Quasi Z-소스 컨버터를 나타내고 있다. 각각의 컨버터는 Z-임피던스 망을 구성하는 인덕터(L_1, L_2) 및 커패시터(C_1, C_2), 단락동작을 위한 스위치(S), 그리고 입력 측의 다이오드(D_{IL}, D_{ID}), 입력전압(V_I)과 출력 측 커패시터 필터(C_f), 부하(R_{OL}, R_{OD})로 구성된다.

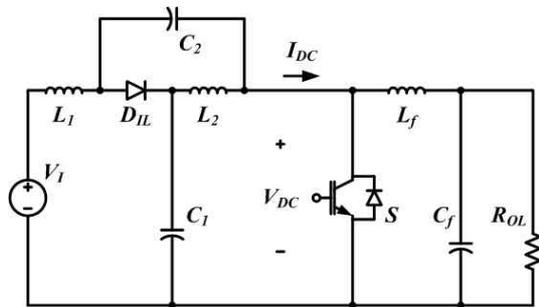


그림 1. L_f, C_f 를 갖는 Quasi Z-소스 컨버터
Fig. 1. Quasi Z-source converter with L_f, C_f

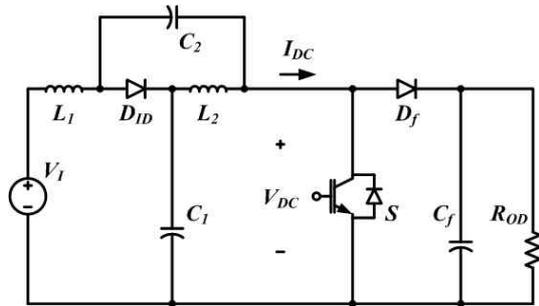


그림 2. 제안된 D_f, C_f 를 갖는 Quasi Z-소스 컨버터
Fig. 2. Proposed Quasi Z-source converter with D_f, C_f

단지 두 컨버터의 차이점은 출력부에 인덕터 필터(L_f)를 사용하는 점과 제안된 방식에서는 다이오드 필터(D_f)를 사용한다는 점이다. 일반적으로 Quasi Z-소스 컨버터는 스위치(S)가 턴 온되는 단락모드(Shoot-through state)와 스위치가 턴 오프되는 비 단락모드(Active state)의 두 가지 모드로 동작한다.

두 모드 동안 정상 상태에서의 C_1 전압 V_{C1} 과 C_2 의 전압 V_{C2} 는 식 (1)로 표현되고, L_1, L_2 의 전압과 전류는 서로 동일하므로 각각 V_L, I_L 로 나타낼 수 있다. 본 논문의 수학적 해석은 모두 정상 상태를 가정하고 있으며, 단락 모드와 비 단락 모드 동안 L_1, L_2 와 C_1, C_2 로 구성되는 Z-임피던스 망의 입력과 출력 관계는 식 (2)로 표현된다. 식 (2)의 V_{DC} 는 스위치(S) 양단의 평균 전압이고, I_{DC} 는 임피던스 망의 평균전류를 나타내며, D 는 스위치가 스위칭 한 주기 시간 T_s 중 턴 온되는 시간 DT_s 의 비율로서 DT_s/T_s 로 정의된다[9]. 따라서 비 단락 비는 $1-D$ 로 정의되고 $(1-D)/(1-2D)$ 는 Z-임피던스 망의 전압이득(G)로 정의된다[9].

Quasi Z-소스 컨버터의 입력전류(I_i)는 단락모드와 비 단락모드 동안 연속이므로, L_1, L_2 전류는 I_i 와 동일하게 된다[18]. 따라서 그림 3 (a)와 같이 I_i 와 인덕터의 맥동을 고려하면, L_1, L_2 의 평균전류는 식 (3)과 같이 표현된다. 단락 모드 동안 L_1, L_2 의 전압(V_L)은 (V_1+V_{C2}) 와 동일하고, 인덕터 전압 방정식과 $dt=DT_s$ 및 $di_L=I_{LMAX}-I_{LMIN}$ 을 이용하여 식 (4)로 표현할 수 있다.

같은 방법으로 비 단락 모드 동안 V_L 은 (V_1-V_{C1}) 과 같으므로 식 (5)로 표현할 수 있으며, 식 (3), (4), (5)를 연립하면 식 (6)으로 표현된다. 단락 모드동안 C_1 의 방전 전류(I_{C1})는 I_L 과 동일하므로, 커패시터의 전류 방정식과 $dt=DT_s$ 를 이용하여 식 (7)을 유도할 수 있다.

$$V_{C1} = \frac{1-D}{1-2D} V_I \quad V_{C2} = \frac{D}{1-2D} V_I \quad (1)$$

$$\frac{V_{DC}}{V_I} = \frac{I_i}{I_{DC}} = \frac{1-D}{1-2D} \quad (2)$$

$$\frac{I_{LMAX} + I_{LMIN}}{2} = I_i \quad (3)$$

$$I_{LMAX} - I_{LMIN} = \frac{V_1 + V_{C2}}{L} DT_s \quad (4)$$

$$I_{LMIN} - I_{LMAX} = \frac{V_1 - V_{C1}}{L} (1-D) T_s \quad (5)$$

$$I_{L(MAX,MIN)} = I_i \pm \left(\frac{1-D}{1-2D} \right) \left(\frac{V_I DT_s}{2L} \right) \quad (6)$$

$$C_1 = \frac{I_{C1} DT_s}{dV_{C1}} = \frac{I_i DT_s}{dV_{C1}} \quad (7)$$

2.1 인덕터 필터를 사용한 Quasi Z-소스 컨버터

2.1.1 출력전압(V_{ROL}), 출력전류(I_{ROL}) 및 이득(G_L)

그림 4와 그림 5는 인덕터 필터를 사용한 종전의 Quasi Z-소스 컨버터의 단락 모드와 비 단락 모드를 나타내고 있다. 여기서 컨버터의 출력전압과 출력전

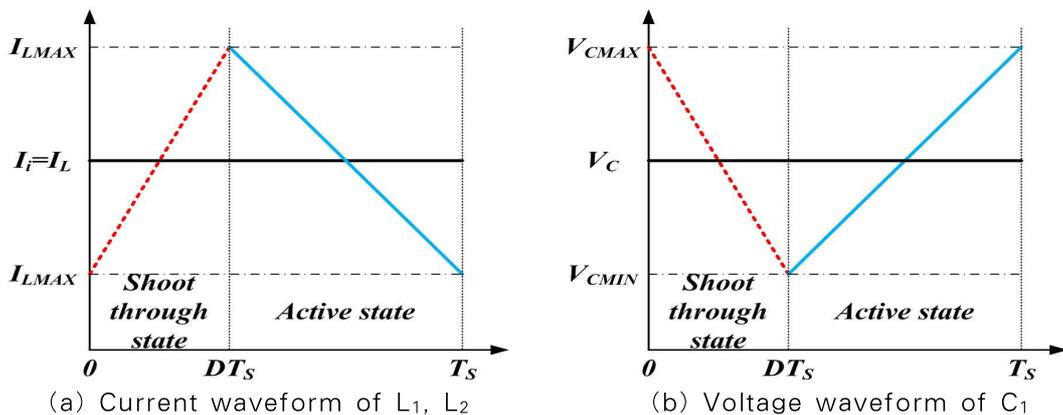


그림 3. Z-임피던스 망의 인덕터(L_1, L_2) 전류와 커패시터(C_1) 전압의 파형
Fig. 3. Waveforms of inductor (L_1, L_2) current and capacitor(C_1) voltage in Z-impedance network

류를 각각 V_{ROL} 과 I_{ROL} 로 표현한다. 임피던스 망의 L_1 , L_2 의 전류와 L_f 전류는 단락 모드와 비 단락 모드 동안 연속적으로 흐르기 때문에, 단락기능을 수행하는 S의 턴 온, 턴 오프 동작에 상관없이 L_f 에는 평균적으로 I_{ROL} 과 동일한 전류가 흐른다.

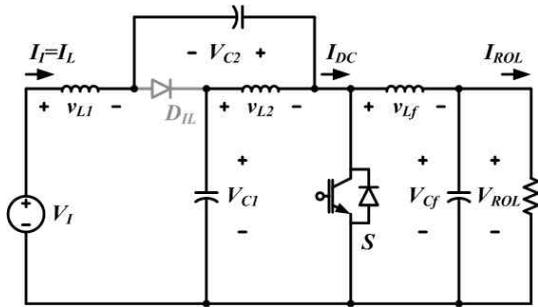


그림 4. 종전 방법의 단락 모드
Fig. 4. Shoot through state of the conventional method

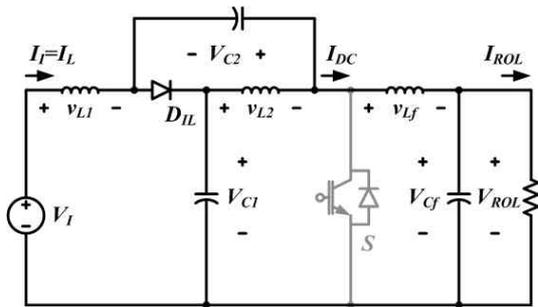


그림 5. 종전 방법의 비 단락 모드
Fig. 5. Active state of the conventional method

그림 4는 D_{IL} 이 개방되는 단락 모드를 나타내고 있으며, L_f 의 전압 V_{Lf} 은 V_{ROL} 의 크기와 동일하다. 그림 5는 S가 개방되는 비 단락 모드를 나타내고 있으며, V_L 은 V_{C2} 와 동일하고, V_{Lf} 는 $V_{C1} + V_{C2} - V_{OL}$ 와 같다. L_f 는 임피던스 망의 L_1 , L_2 와 마찬가지로 T_S 동안 평균 전압은 0이다. 따라서 L_f 의 평균전압 방정식은 식 (8)과 같고 V_I 와 V_{ROL} 의 관계는 식 (8)을 정리하면 식 (9)와 같이 표현된다. I_f 와 I_{ROL} 의 관계를 알아보기 위해, C_f 의 단락 모드 동안 방전전류와 비 단락 모드의 충전전류를 이용해 평균 전류방정식을 식 (10)으로 나타내었다. 식 (2)와 식 (10)을 이용하고, 식 (9)와 비교해보면, 입력과 출력 사이의 이득 G_L 은 식 (11)과 같이 정

의할 수 있다.

정상상태에서 L_1 , L_2 전류가 연속적으로 흐를 조건은 식 (6)이 0 이상일 경우이므로, 식 (11)의 이득을 이용하여 나타내면 L_1 , L_2 의 최소용량은 식 (12)와 같다. Quasi Z-소스 컨버터의 C_2 는 C_1 에 비해 적은 용량으로 구성이 가능하므로, C_1 을 기준으로 한 커패시터 용량은 식 (7)과 식 (11)을 이용해 식 (13)으로 표현할 수 있다. 식 (13)의 K_f 는 C_1 전압의 맥동률(Ripple Factor)을 나타낸다.

$$V_{Lf} = \frac{(-V_{ROL})DT_S + (V_{C1} + V_{C2} - V_{ROL})(1-D)T_S}{T_S} = 0 \quad (8)$$

$$\frac{V_{ROL}}{V_I} = \frac{1-D}{1-2D} \quad (9)$$

$$I_{Cf} = \frac{(I_{ROL} - I_{DC})DT_S + (I_{DC} - I_{ROL})(1-D)T_S}{T_S} = 0 \quad (10)$$

$$\frac{I_f}{I_{ROL}} = \frac{1-D}{1-2D} = \frac{V_{ROL}}{V_I} = G_L \quad (11)$$

$$L > \frac{DT_S R_O}{2G_L} \quad (12)$$

$$C_1 > \frac{G_L DT_S}{2K_f R_O} \quad (13)$$

2.1.2 인덕터 필터(L_f) 전류와 용량

L_f 의 전류 기울기는 L_1 , L_2 의 전류 기울기와는 반대이며, 비 단락모드와 단락모드에서 I_{ROL} 과 동일하다. L_f 의 평균전류는 식 (14)와 같고 최대전류와 최소전류와의 관계는 식 (15)와 식 (16)과 같다.

식 (14), (15), (16)과 식 (11)을 이용하면, 인덕터 필터의 최대전류(I_{LfMAX}), 최소전류(I_{LfMIN})는 식 (17)로 구해진다. L_f 전류 역시 연속일 조건은 최소전류가 0 이상일 경우이므로, 식 (17)을 이용하여 식 (18)에 나타내었다.

$$\frac{I_{LfMAX} + I_{LfMIN}}{2} = I_{ROL} = \frac{V_I G_L}{R_O} \quad (14)$$

다이오드-커패시터 출력필터를 갖는 Quasi Z-소스 컨버터의 입력 전류와 출력전압 특성

$$I_{LfMIN} - I_{LfMAX} = \frac{-V_{ROL}}{L_f} DT_S \quad (15)$$

$$I_{LfMAX} - I_{LfMIN} = \frac{V_{C1} + V_{C2} - V_{ROL}}{L_f} (1-D) T_S \quad (16)$$

$$I_{Lf(MAX, MIN)} = I_{ROL} \pm \frac{V_f G_L}{2L_f} DT_S \quad (17)$$

$$L_f > \frac{DT_S R_O}{2} \quad (18)$$

2.1.3 스위치(S) 전류

이상적인 경우 인덕터 필터를 사용한 Quasi Z-소스 컨버터는 비 단락모드 동안 S에 흐르는 전류는 0[A]이다. 그림 4의 단락 모드 동안 스위치 전류(I_S)는 L₂전류 + C₂방전전류 - L_f전류의 관계를 가진다.

이때 C₂방전전류는 L₁전류와 같고 L_f전류는 I_{ROL}와 같다. L_f의 전류 기울기는 L₁, L₂의 전류 기울기와는 반대이므로, L₁, L₂의 최대전류와 L_f의 최소전류를 이용하면 단락모드에서 스위치 최대전류(I_{SMAX})는 식 (19)로 표현된다.

$$I_{SMAX} = 2I_{LMAX} - I_{LfMIN} \quad (19)$$

2.1.4 커패시터 필터(C_f) 전류와 용량

C_f의 용량은 C_f의 전압 변화량(dv_{Cf})과 전하량(Q)로 알 수 있고 dv_{Cf}는 V_{ROL}과 전압맥동률(K_O)를 이용하여 식 (20)으로 표현하였다.

$$C_f > \frac{Q}{dv_{cf}} = \frac{T_S(I_{LfMAX} - I_{ROL})}{8K_O G_L V_f} \quad (20)$$

2.2 제안된 다이오드 필터를 사용한 Quasi Z-소스 인버터

2.2.1 출력 전압(V_{ROD}), 출력 전류(I_{ROD}), 이득(G_D)

본 연구에서 제안된 다이오드 필터를 이용한 Quasi

Z-소스 컨버터의 출력전압과 출력전류를 각각 V_{ROD}과 I_{ROD}로 정의하였다.

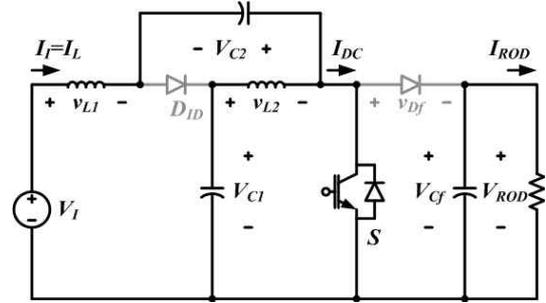


그림 6. 제안된 방법의 단락 모드

Fig. 6. Shoot through state of the proposed method

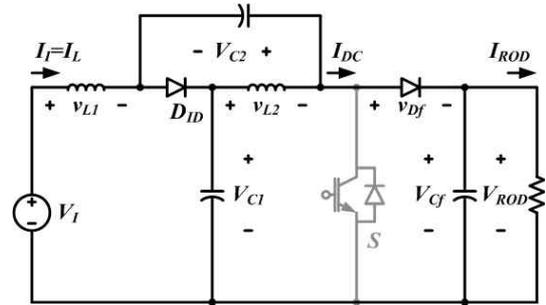


그림 7. 제안된 방법의 비 단락 모드

Fig. 7. Active state of the proposed method

단락모드를 그림 6에 나타내고 비 단락모드를 그림 7에 나타내었다. 인덕터 필터를 사용한 Quasi Z-소스 컨버터와 가장 큰 차이점인 다이오드 필터의 역할은 단락모드에서 임피던스 망과 출력 측을 분리시키고, L₁, L₂에 흐르는 모든 전류를 S를 통해 흐르게 한다. 임피던스 망과 출력 단이 분리되지 않는 비 단락 모드만을 고려하면, V_{ROD}=V_{C1}+V_{C2}의 관계를 가진다. V₁와 V_{ROD} 사이의 관계는 식 (1)의 V_{C1}, V_{C2}를 이용해 식 (21)로 표현 가능하다.

다이오드 필터를 사용하는 Quasi Z-소스 컨버터의 단락모드는 그림 6과 같다. 임피던스 망의 I_{DC}는 0이며, I_{ROD}는 C_f의 방전전류와 동일하다. C_f의 평균전류 방정식을 나타내는 식 (22)를 식 (2)의 I_{DC}를 이용해 다시 정리하고 식 (21)과 비교해보면, 식 (23)과 같이 I₁, I_{ROD}와 V₁, V_{ROD} 사이의 이득(G_D)로 정의할 수 있다.

I_L , 인덕터 전류의 최대, 최소 전류, 인덕터 용량 및 C_1 의 용량을 G_D 를 이용하여 정리하면 식 (24)~식 (27)과 같다.

$$\frac{V_{ROD}}{V_I} = \frac{1}{1-2D} \quad (21)$$

$$I_{Cf} = \frac{(-I_{ROD})DT_S + (I_{DC} - I_{ROD})(1-D)T_S}{T_S} = 0 \quad (22)$$

$$\frac{I_I}{I_{ROD}} = \frac{1}{1-2D} = \frac{V_{ROD}}{V_I} = G_D \quad (23)$$

$$I_I = I_i = \frac{G_D^2 V_I}{R_O} \quad (24)$$

$$I_{L(MAX,MIN)} = I_i \pm \left[G_D(1-D) \left(\frac{V_I DT_S}{2L} \right) \right] \quad (25)$$

$$L > \frac{DT_S R_O}{2G_D^2} \quad (26)$$

$$C_1 > \frac{G_D DT_S}{2K_I(1-D)R_O} \quad (27)$$

2.2.2 스위치(S) 전류

단락 모드 동안 다이오드 필터는 차단 상태이므로, 스위치 전류는 ($I_S = L_2$ 전류 + C_2 의 방전전류)과 같다. C_2 의 방전 전류는 L_1 전류와 동일하므로 스위치 최대 전류 I_{SMAX} 는 L_1, L_2 최대전류의 두 배이며 식 (28)과 같다.

$$I_{SMAX} = 2I_{LMAX} \quad (28)$$

2.2.3 커패시터 필터(C_f) 전류와 용량

Z-임피던스 망과 출력 측이 분리되는 단락 모드 동안 C_f 는 I_{ROD} 와 동일한 전류를 방전한다. 따라서 C_1 과 동일한 방법으로 C_f 의 용량을 결정할 수 있으며, V_{ROD} 의 맥동률 K_O 를 이용하여 식 (29)로 표현하였다.

$$C_f > \frac{DT_S}{2K_O R_O} \quad (29)$$

2.3 각 Quasi Z-소스 컨버터(QZSC)의 비교

그림 8은 제안된 다이오드 필터 방식과 인덕터 필터 방식의 단락 비(D)에 따른 이득(G) 곡선을 나타내었다.

표 1. 출력 필터의 인덕터 L_f 전압과 다이오드 D_f 전압의 비교

Table 1. Comparison of inductor L_f voltage and diode D_f voltage in the output filter

	Conventional converter	The proposed converter
Shoot through state	$-V_{OL}$	$-V_{OD}$
Active state	V_{L_f}	0

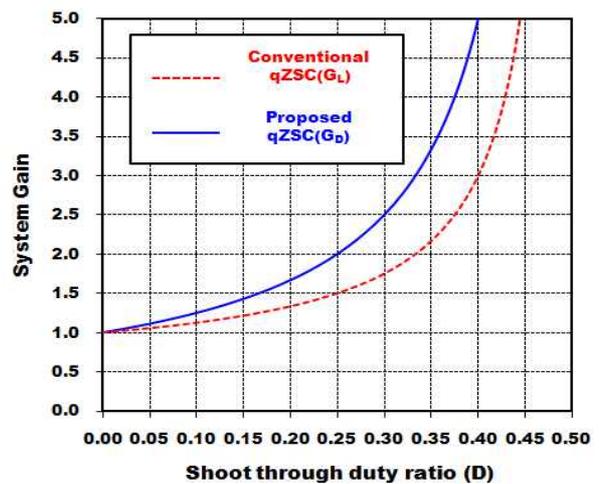


그림 8. 단락 비 D에 따른 전압 이득(G_L, G_D) 곡선
Fig. 8. The curve of the voltage gain (G_L, G_D) according to shoot-through duty ratio D

인덕터 필터 방식의 이득(G_L)을 점선으로, 다이오드 필터의 이득(G_D)를 실선으로 나타내었다. 동일한 D에

표 2. 각 컨버터의 소자 파라미터의 비교

Table 2. Comparison of the element parameter of the each converter

		Conventional converter	The proposed converter
Voltage/Current gain(G)		$G_L = \frac{1-D}{1-2D}$	$G_D = \frac{1}{1-2D}$
Input current(I _i)		$I_L = \frac{V_I G_L^2}{R_O}$	$I_L = \frac{V_I G_D^2}{R_O}$
Maximum inductor current(I _{LMAX})		$I_i + \frac{G_L V_I D T_S}{2L_1}$	$I_i + \left[G_D(1-D) \left(\frac{V_I D T_S}{2L} \right) \right]$
Minimum inductor current(I _{LMIN})		$I_i - \frac{G_L V_I D T_S}{2L}$	$I_i - \left[G_D(1-D) \left(\frac{V_I D T_S}{2L} \right) \right]$
Output current(I _o)		$I_{ROL} = \frac{V_I G_L}{R_O}$	$I_{ROD} = I_{Df} = \frac{V_I G_D}{R_O}$
Maximum current of inductor filter(I _{LMAX})		$I_{ROL} + \frac{V_I G_L D T_S}{2L_f}$	No application
Minimum current of inductor filter(I _{LMIN})		$I_{ROL} - \frac{V_I G_L D T_S}{2L_f}$	No application
Maximum switch current(I _{S-Max})		$2I_{LMAX} - I_{LMIN}$	$2I_{LMAX}$
Impedance network	Inductor(L ₁ , L ₂)	$L > \frac{D T_S R_O}{2G_L}$	$L > \frac{D T_S R_O}{2G_D}$
	Capacitor(C ₁ , C ₂)	$C_1 > \frac{G_L D T_S}{2K_f R_O}$	$C_1 > \frac{G_D D T_S}{2K_f(1-D)R_O}$
Output filter	Inductor(L _f)	$L_f > \frac{D T_S R_O}{2}$	No application
	Capacitor(C _f)	$C_f > \frac{T_S(I_{Lf-Max} - I_{OL})}{8K_O G_L V_I}$	$C_f > \frac{D T_S}{2K_O R_O}$
Duty ratio D		$\frac{G_L - 1}{2G_L - 1}$	$\frac{G_D - 1}{2G_D}$

서 다이오드 필터방식이 인덕터 필터 방식에 비해 높은 것을 알 수 있다. 이러한 특징은 L₁, L₂전류(=입력 전류)와 C₁, C₂전압 및 V_{ROL}, V_{ROD}이 D에 비례하여 증가되는 Z-임피던스 망의 특성으로 인해, 제안된 다이오드 필터 방식은 낮은 입력전압으로도 인덕터 필터 방식과 동일한 출력이 가능하다는 것을 의미한다. 또한 표 1에 단락모드와 비 단락모드에서 L_f전압과 다이오드 필터의 D_f전압을 비교하였다.

Z-임피던스 망에서 승압된 전압은 비 단락모드

동안 출력필터를 거쳐 부하(R_O)로 인가된다. 제안된 다이오드 필터를 이용한 Quasi Z-소스 컨버터의 경우, 비 단락 모드 동안 D_f에 0[V]의 전압이 인가되는 반면에, 인덕터 필터를 이용한 Quasi Z-소스 컨버터는 L_f의 전류 변화량에 해당하는 전압(V_{Lf})이 인가된다.

따라서 동일한 D에 대하여 컨버터의 출력전압은 제안된 방식에서 높음을 알 수 있다.

본문에서 나타낸 전압과 전류 방정식을 표 2에

요약하였다. 표 2는 크게 컨버터에 흐르는 전류 관계식과 임피던스 망의 출력필터에 대한 식으로 구분된다.

임피던스 망의 V_{C1} 의 맥동률과 V_{ROL} , V_{ROD} 의 맥동률을 각각 10[%]로 하고, 표 2를 이용하여 각 소자들의 최소 용량을 계산하면, 표 3으로 나타낼 수 있다. 인덕터 필터 방식은 제안된 다이오드 필터방식에 비해 이론상으로 D 및 수동소자(L_1 , L_2 , C_1 , C_2)의 용량이 더 크음을 알 수 있다.

표 3. 각 컨버터의 수동 소자의 비교
Table 3. Comparison of the passive elements of the each converter

		Conventional converter	The proposed converter
Z-impedance network	L_1, L_2	0.556[mH]	0.310[mH]
	C_1, C_2	25.0[uF]	20.0[uF]
Output filter	L_f	0.833[mH]	No application
	C_f	17.0[uF]	11.0[uF]
Duty ratio (D)		0.25	0.167

3. 실험 결과 및 고찰

본 연구의 타당성을 검증하기 위해, $V_I=80[V]$, $f_{sw}=15[kHz]$, $R_O=100[\Omega]$ 의 조건에서, V_{ROL} , $V_{ROD}=120[V]$ 을 얻기 위한 PSIM 시뮬레이션과 DSP기반의 실험을 수행하였다.

그림 9는 본 연구의 타당성을 검증하기 위한 제작한 Quasi Z-소스 컨버터이며, 표 4는 시스템 파라미터를 나타내고 있다. 표 3은 최소값으로 계산된 것으로서 실제 실험에 적용되는 경우, Z-임피던스 망과 출력 측에 맥동이 심하게 발생하므로, 시뮬레이션과 실험에서는 표 4와 같이 최소용량보다 더 큰 값을 채택하였다. 표 4에서 보는 바와 같이, Z-임피던스 망의 L_1 , L_2 , L_f 는 3[mH], C_1 , C_2 와 C_f 는 각각 220[uF]와 10[uF]로 구성하였다.

또한 표 2의 수식 중에서 각 컨버터의 전류 관계식에 대하여 표 4의 파라미터를 대입하게 되면, 표 5가

얻어진다. 표 5에서 보는 바와 같이, 동일한 조건에서 Z-임피던스 망의 L_1 , L_2 의 최대, 최소전류(I_{LMAX} , I_{LMIN}) 그리고 V_{C1} , V_{C2} 는 제안된 다이오드 필터 방식에서는 더 작지만, 단락 모드 구간에서는 S의 최대전류(I_{SMAX})가 약간 더 높다.

DSP는 고속으로 소수점 연산이 가능한 150[MHz]의 TMS320F28335 (TI)이며, 컨버터의 입력전원 장치로는 2[kW], ES2000S(NF Corporation)를 사용하였다. 각 컨버터의 부하(R_O)는 $100[\Omega]/1[kW]$ 의 권선저항이 사용되었으며, 각 컨버터의 입력 측 다이오드(D_{IL} , D_{ID})와 다이오드 필터 D_f 는 80EPF60 (International IOR Rectifier)을 사용하였다.

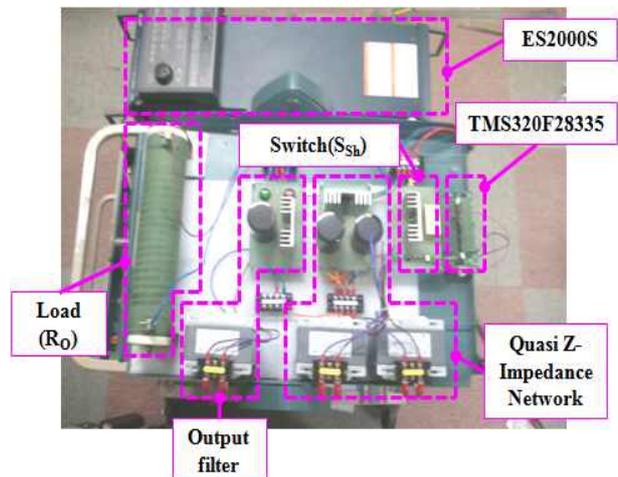
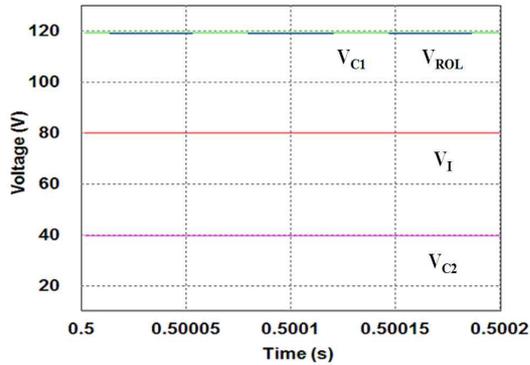


그림 9. 실험 시스템
Fig. 9. The experimental system

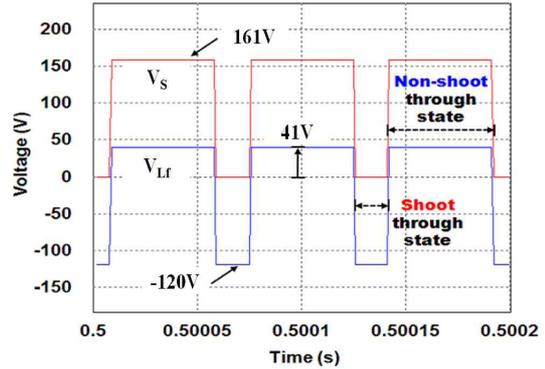
표 4. 시스템 파라미터
Table 4. System Parameters

V_I		80[V]
Z-impedance network	L_1, L_2	3.0[mH]
	C_1, C_2	220[uF]
f_{sw}		15[kHz]
R_O		100[Ω]
Output filter	L_f	3.0[mH]
	C_f	10[uF]

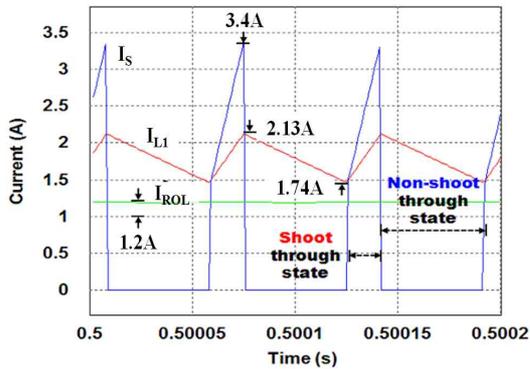
다이오드-커패시터 출력필터를 갖는 Quasi Z-소스 컨버터의 입력 전류와 출력전압 특성



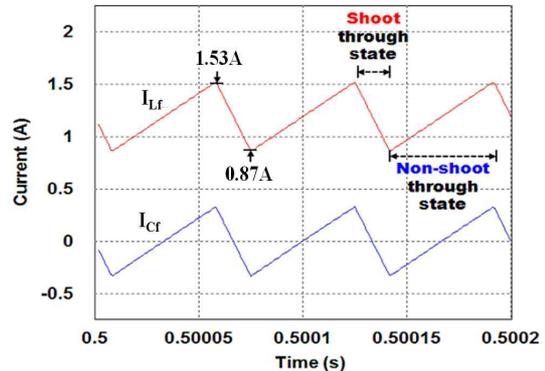
(a) Input voltage(V_I), output voltage(V_{ROL}), capacitor voltage(V_{C1}, V_{C2})



(b) Switch voltage(V_s), inductor filter voltage(V_{Lf})



(c) Inductor current(I_{L1}), switch current(I_s), output current(I_{ROL})



(d) Inductor filter current(I_{Lf}), capacitor filter current(I_{Cf})

그림 10. 인덕터 출력필터를 갖는 Quasi Z-소스 컨버터의 시뮬레이션 결과

Fig. 10. Simulation results of Quasi Z-source converter with an inductor output filter

표 5. 계산된 각 컨버터의 전압과 전류

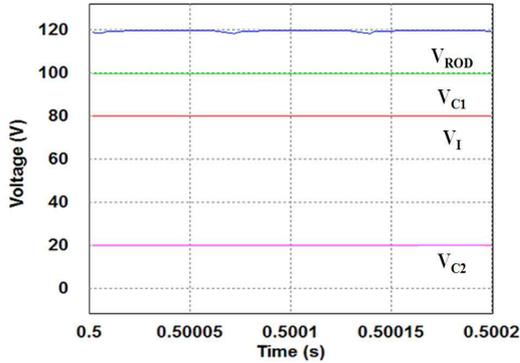
Table 5. The calculated voltage and current of each converter

	Conventional converter	The proposed converter
V_{C1} / V_I	1.500(120[V])	1.250(100[V])
V_{C2} / V_I	0.500(40[V])	0.250(20[V])
V_O / V_I	1.500($V_{ROL}=120[V]$)	1.500($V_{ROD}=120[V]$)
I_I	1.800[A]	1.800[A]
I_{L-Max}	2.133[A]	1.985[A]
I_{L-Min}	1.467[A]	1.615[A]
I_{ROL}, I_{ROD}	1.200[A]	1.200[A]
I_{Lf-Max}	1.533[A]	No application
I_{Lf-Min}	0.867[A]	No application
I_{Sh-Max}	3.400[A]	3.970[A]

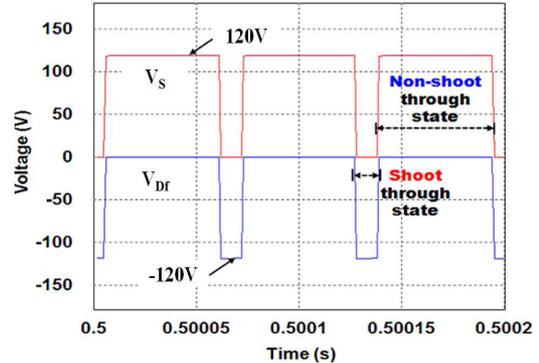
컨버터스위치(S)는 FGL60N100D(FAIRCHILD Semi conductor)이며, 스위칭 게이트 모듈은 IR2118 (Gate driver)과 TLP559 (Photo coupler)가 사용되었다.

그림 10과 그림 11은 인덕터 필터를 사용한 Quasi Z-소스 컨버터와 제안된 다이오드 필터를 사용한 Quasi Z-소스 컨버터의 시뮬레이션 결과이고, 그림 12, 그림 13은 각각에 대한 실험 결과를 보인다. 먼저 그림 10 (a)와 그림 11 (a)의 커패시터 전압 V_{C1}, V_{C2} 는 제안된 방식보다는 인덕터 필터 방식에서 높게 나타나지만, V_{ROL}, V_{ROD} 는 서로 동일하다는 것을 알 수 있다.

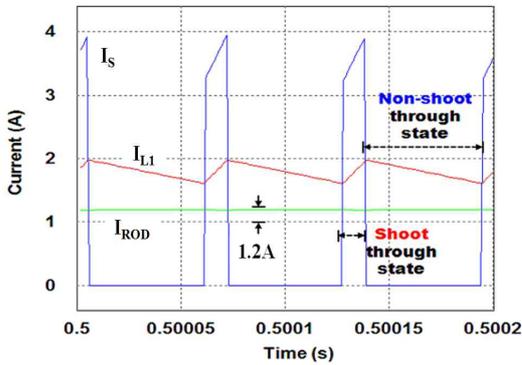
그림 11 (b)과 그림 12 (b)는 스위치 전압(V_s)와 V_{Lf}, V_{Df} 의 결과로서, 제안된 방식의 V_s 가 더



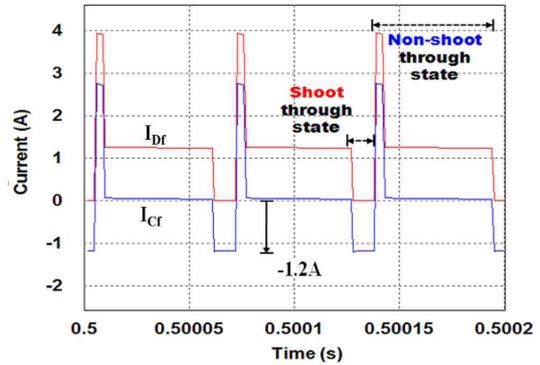
(a) Input voltage(V_I), output voltage(V_{ROD}), capacitor voltage(V_{C1}, V_{C2})



(b) Switch voltage(V_S), diode filter voltage(V_{Lf})



(c) Inductor current(I_{L1}), switch current(I_s), output current(I_{ROD})



(d) Diode filter current(I_{Df}), capacitor filter current(I_{Cf})

그림 11. 제안된 Quasi Z-소스 컨버터의 시뮬레이션 결과
Fig. 11. Simulation results of the proposed Quasi Z-source converter

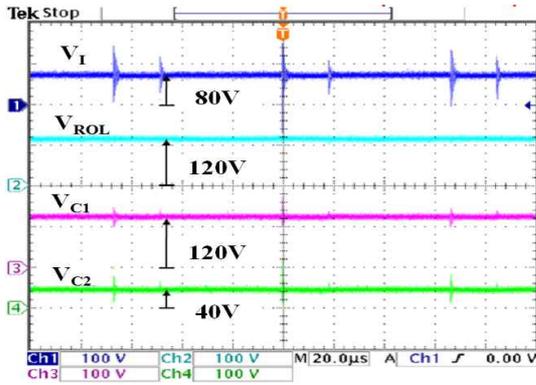
났다. 또한 비 단락 모드 동안 충전의 방식은 L_f 에서 41[V]의 전압손실이 있으나, 제안된 방식은 D_f 에서 전압손실이 없기 때문에 임피던스 망의 승압된 모든 전압이 V_{ROD} 로 나타난다. 그림 10(c)와 그림 11(c)는 인덕터 전류(I_{L1})과 출력전류(I_{ROL}, I_{ROD}) 및 단락모드 구간의 스위치 전류(I_s)의 파형을 나타낸다. 각 방식에서 I_{ROL}, I_{ROD} 는 1.2[A]로 동일하며 L_1 의 평균전류도 약 1.8[A]로 비슷하다. 그러나 제안된 방식에서는 I_{L1} 의 전류 맥동이 감소되나 스위치의 최대전류는 다소 높게 나타나고 있다.

그림 10(d)와 그림 11(d)는 각 방식의 I_{Df}, I_{Cf} 를 비

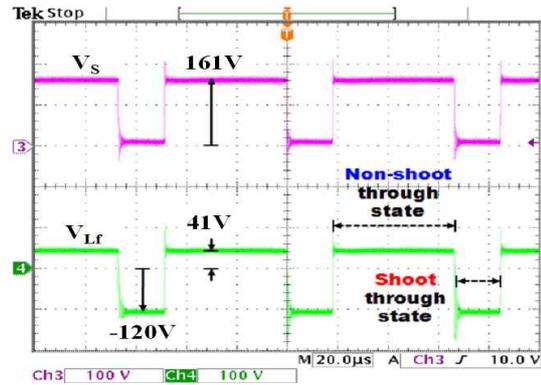
교한 것으로, 충전의 방식에서 전류 스트레스가 비교적 낮게 나타나는 것을 알 수 있다.

그림 12와 그림 13은 인덕터 필터를 사용한 Quasi Z-소스 컨버터와 제안된 다이오드 필터를 사용한 Quasi Z-소스 컨버터의 실험 결과를 나타내고 있다. 그림 10과 그림 11의 시뮬레이션 결과와 비교해 보면 실험 결과와 거의 일치됨을 알 수 있다. 실험 결과를 보면 각각의 방식 모두 단락 모드의 시작과 끝 부분에서 스위칭 노이즈가 발생되고 있다. 특히 I_{L1} 의 실험 결과는 시뮬레이션 결과보다 조금 높고, 출력 전류는 완만한 형태를 보이고 있다.

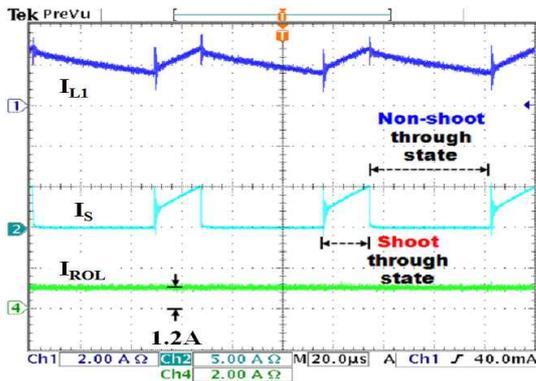
다이오드-커패시터 출력필터를 갖는 Quasi Z-소스 컨버터의 입력 전류와 출력전압 특성



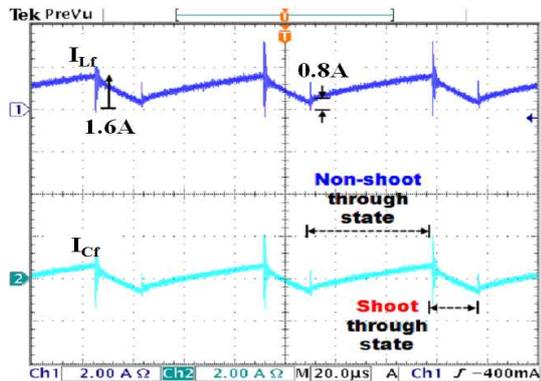
(a) Input voltage(V_I), output voltage(V_{ROL}), capacitor voltage(V_{C1}, V_{C2})



(b) Switch voltage(V_S), inductor filter voltage(V_{L_f})



(c) Inductor current(I_{L1}), switch current(I_S), output current(I_{ROL})



(d) Inductor filter current(I_{L_f}), capacitor filter current(I_{C_f})

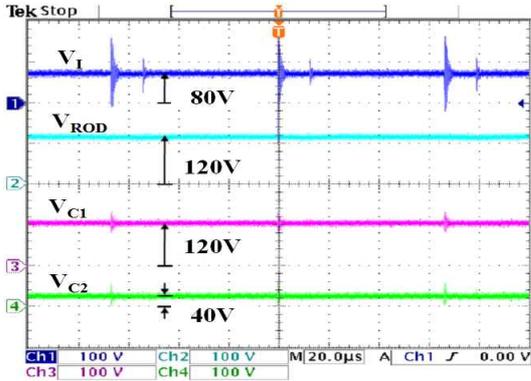
그림 12. 인덕터 출력필터를 갖는 Quasi Z-소스 컨버터의 실험 결과

Fig. 12. Experimental results of Quasi Z-source converter with an inductor output filter

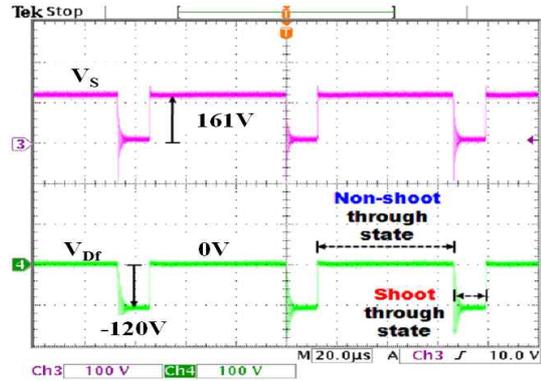
4. 결 론

본 논문에서는 다이오드 출력필터를 사용하는 Quasi Z-소스 컨버터의 입력전류와 출력전압의 특성을 인덕터 필터를 사용하는 Quasi Z-소스 컨버터와 비교하였다. 또한 각각의 컨버터의 전압 및 전류 방정식에 의하여 Z-임피던스 망과 출력필터의 수동소자에 대한 최소 용량을 계산하였다. 제안된 컨버터의 타당성을 입증하기 위해, 인덕터 필터 방식과 제안된 다이오드 필터 방식의 입력전압이 80[V]인 조건에서 출력전압 120[V]를 얻기 위한 PSIM시뮬레이션과 실험을 수행하였다. 그

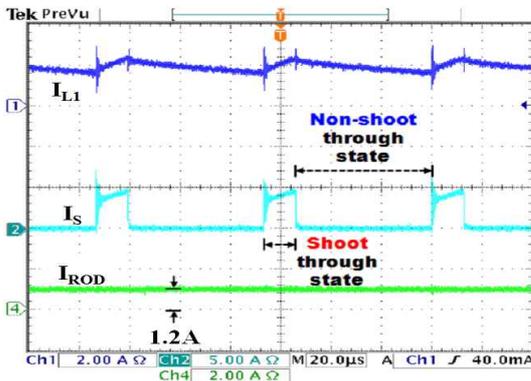
결과 출력 전압 120[V]를 발생하기 위한 컨버터의 단락 비 D 는 제안된 방법이 0.167로 종전의 컨버터 0.25보다 훨씬 낮았다. 이는 동일한 D 의 조건이라면, 제안된 방식이 종전의 방식에 비하여 더 높은 출력 전압을 발생시킬 수 있음을 의미한다. 또한 제안된 방식은 종전의 방식보다 L_1, L_2 전류는 50[%]이상 그리고 V_{C1}, V_{C2} 은 20~50[%]정도로 저감되는 것을 알 수 있었다. 비 단락 모드에서 스위치에 걸리는 전압은 제안된 방식이 낮았으나, 단락 모드의 스위치 전류는 종전의 방식이 더 낮음을 알 수 있었다.



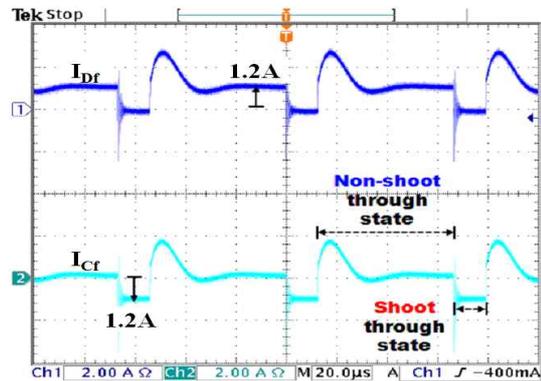
(a) Input voltage(V_I), output voltage(V_{ROD}), capacitor voltage(V_{C1}, V_{C2})



(b) Switch voltage(V_S), diode filter voltage(V_{Df})



(c) Inductor current(I_{L1}), switch current(I_S), output current(I_{ROD})



(d) Diode filter current(I_{Df}), capacitor filter current(I_{Cf})

그림 13. 제안된 Quasi Z-소스 컨버터의 실험 결과
Fig. 13. Experimental results of the proposed Quasi Z-source converter

감사의 글

본 연구는 2010년도 지식경제부의 재원으로 한국에너지기술평가원(KETEP)의 지원을 받아 수행한 연구 과제입니다. (No.2007-P-EP-HM-E-09-0000)

References

[1] N. Mohan, T. M. Underland, and W. P. Robbins, Power Electronics Converter, Applications, And Design : John Wiley & Sons, Inc, 2003.
[2] M. H. Rashid, Power Electronics Handbook. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1993.

[3] Y. Berkovich, B. Axelrod, S. Tapuchi, and A. A. I. A. Ioinovici, "A family of four-quadrant, PWM DC-DC converters," in Conf. Rec. of IEEE PESC'07, 2007, pp. 1878-1883.
[4] J. Wang, W. G. Dunford, and K. Mauch, "Some novel four-quadrant DC-DC converters," in Conf. Rec. of IEEE PESC'98, 1998, pp. 1775-1782.
[5] X. Fang and X. Ji, "Bidirectional power flow Z-source dc-dc converter," in Proc. IEEE Veh. Power Propulsion Conf. (VPPC'08), 2008, pp.1-5.
[6] V. P. Galigekere and M. K. Kazimierzuk, "Analysis of PWM Z-Source DC-DC Converter in CCM for Steady State", IEEE Trans. Circuits and Systems-I: Regular papers, Vol. 59, No. 4, pp.854-863, 2012.
[7] Jie Zhang, and Jing Ge, "Analysis of Z-source DC-DC converter in discontinuous current mode", in Proc. Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference

(APPEEC'10), 2010, pp. 1 - 4.

[8] D. Cao, and F. Z. Peng, "A Family of Z-source and quasi-Z-source DC-DC converters", in Proc. IEEE APEC'09, 2009, pp.1097 - 1101.

[9] F. Z. Peng, "Z-source inverter," IEEE Trans. Ind. Applicat. vol. 39, no.2, pp. 504-510, 2003.

[10] X.P. Fang, Z. M. Qian, and F.Z. Peng, "Single-phase Z-source ac-ac converters", IEEE Power Electron. Letters, vol.3, no. 4, pp. 121 - 124, 2005.

[11] X. P. Fang, F.Z. Peng, and Z.M. Qian, "A new three-phase AC-AC Z-source converter", in Proc. IEEE APEC'06, 2006, pp. 123-126.

[12] X. P. Fang, ""Three-phase Z-source AC-AC converter"", in Proc. EPE-PEMC'06, 2006, pp. 621-624.

[13] X. P. Fang, "Three-phase Z-source AC-AC converter for motor drives", in Proc. IPENC'06, 2006, pp.166-169.

[14] X. P. Fang, "Three-phase current-fed Z-source AC/AC converter for motor drives", Transactions of China Electrotechnical Society, Vol. 22, No. 7, 2007, pp. 165-168

[15] J. Anderson and F. Z. Peng, "Four quasi-Z-source inverters," in Conf. Rec. of IEEE PESC'08, 2008, pp. 2743-2749.

[16] X. P. Fang, and F. Z. Peng, "Novel three-phase current-fed Z-source ac-ac converter", in Conf. Rec. of IEEE PESC'07, 2007, pp. 621-624.

[17] F. Z. Peng, "Z-source networks for power conversion," in Proc. IEEE APEC'08, 2008, pp. 1258-1265.

[18] J. Anderson and F. Z. Peng, "A class of quasi-Z-source inverters," in Proc. IEEE IAS'08, 2008, pp. 1-7.

◇ 저자소개 ◇



임영철 (任永徹)

1953년 4월 23일생. 1975년 전남대학교 전기공학과 졸업. 1977년 고려대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1990년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1997년 호주 모나시대학교 Visiting Scholar. 1998~2007년 산업자원부 지정 전남대학교 고품질 전기전자부품 및 시스템 연구센터 소장. 현재 전남대학교 전기공학과 교수.

Tel : (062)530-1743

E-mail : yclim@chonnam.ac.kr



김세진 (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@gmail.com



정영국 (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