

# 단상 Quasi Z-소스 동적전압보상기(DVR)

李奇澤\*, 鄭榮國†, 任永徹\*\*

## A Single-Phase Quasi Z-Source Dynamic Voltage Restorer(DVR)

Ki-Taeg Lee, Young-Gook Jung, and Young-Cheol Lim

### 요 약

본 논문에서는 새로운 quasi Z-소스 토폴로지의 동적전압보상기를 제안한다. 제안된 시스템은 quasi Z-소스 PWM 교류-교류 컨버터를 기반으로 하고 있으며, 입력단과 출력단은 공통 접지이고, 연속적인 입력전류 모드(CCM)로 동작하는 특징을 가지고 있다. 전원 전압의 sag와 swell을 검출하기 위하여, 피크치 전압 검출방법이 사용되었으며, 제안된 시스템의 동작 원리를 제시하고 회로 해석을 하였다. 제안된 시스템은 30% 전압 swell과 60%의 심한 전압 sag가 발생하여도 과전압과 부족전압에 대하여 순간적으로 보상을 하였으며, 부하전압을 정현파의 정격전압으로 유지할 수 있었다. PSIM 시뮬레이션과 실험결과를 통하여 본 연구의 타당성을 입증하였다.

### ABSTRACT

This paper deals with a single-phase dynamic voltage restorer(DVR) with a quasi Z-source topology. The proposed system based on a single-phase quasi Z-source PWM ac-ac converter which have features such as the input voltage and output voltage are sharing ground, and input current operates in continuous current mode(CCM). For the detection of voltage sag-swell, peak voltage detection method is applied. Also, the circuit principles of the proposed system are described. During the 60% severe voltage sag and 30% voltage swell, the proposed system controls the adding or missing voltage and maintains the rated voltage of sinusoidal waveform at the terminals of the critical loads. Finally, PSIM simulation and experimental results are presented to verify the proposed concept and theoretical analysis.

**Key Words :** Instantaneous voltage sag-swell compensation, Dynamic voltage restorer(DVR), Quasi Z-source PWM ac-ac converter, Peak voltage detection method

## 1. 서 론

정보화와 산업화로 정보통신기기, 반도체 제조공장 자동화와 같은 설비나 디지털 정보기기 및 의료기기 등은 마이크로 컨트롤러를 내장하고 있어서 그 자체로

기기에 공급되는 전력의 품질에 매우 민감하다. 전력의 품질에 영향을 끼치는 문제들의 원인으로는 공급되는 전력의 질을 저하시키는 고조파(harmonic), 순간전압상승(voltage swell), 순간전압강하(voltage sag), 전압 또는 전류의 불평형(unbalance), 전압변동(voltage fluctuation)과 플리커(flicker) 그리고 전압 노치(voltage notch) 등이 있다<sup>[1-3]</sup>. 전력계통에서 발생하는 전력 품질을 저하시키는 여러 문제들 중에서 가장 빈도가 높고 민감한 부하를 가지고 있는 수용가에 많은 영향을 주고 있는 것은 순간전압 강하뿐만 아니라 고조파 등의 문제가 상당한 부분을 차지하고 있으며 이

† 교신저자 : 정희원, 대불대 융합기술학부 부교수

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

\*학생회원, 전남대 전기공학과 석사과정

\*\*정회원, 전남대 전기공학과 교수

접수일자 : 2010. 6. 25

1차 심사 : 2010. 7. 13

2차 심사 : 2010. 7. 20

심사완료 : 2010. 7. 22

중에서 순간전압 강하는 49%, 고조파 문제는 22%를 차지하고 있다<sup>[4]</sup>. 이러한 현상에 대처하기 위하여 현재까지는 무정전 전원장치(UPS)가 널리 사용되어 왔다. 그러나 UPS는 기본적으로 정전에 대비한 장치로 순간전압 강하가 발생하는 경우에도 입력전원을 차단하고 UPS가 모든 부하를 담당하게 되므로 효율적이지 못하다<sup>[5]</sup>. 순간전압 강하 보상기기는 이상의 문제에 효율적으로 대처하기 위한 기기로 입력전압에서 강하된 부분 또는 상승된 부분만큼을 공급하도록 하는 장치이다. 이렇게 동작하는 순간전압 강하 보상기기의 경우 전압변동분 만 보상하기 때문에 UPS에 비해 용량이 현격하게 줄어 들 수 있다는 장점이 있다.

한편 동적전압보상기(DVR)은 유효전력을 다루기 때문에 별도 에너지 저장장치(energy storage system : ESS)를 필요로 한다<sup>[6-9]</sup>. 에너지 저장장치로는 커패시터, 배터리등이 있으나 소비전력이 증가하게 되면 에너지 저장장치의 크기도 증가하게 되고 결국에는 시스템의 비용이 증가하는 문제점이 발생된다.

본 연구에서는 별도의 에너지 저장장치가 필요하지 않는 quasi Z-소스 토폴로지<sup>[13-14]</sup>를 갖는 교류-교류 PWM 컨버터의 DVR를 제안한다. 제안된 quasi Z-소스 토폴로지의 DVR은 Z-소스 교류-교류 PWM 컨버터<sup>[10,11]</sup>의 동작원리를 바탕으로 하고 있으며, 스위치의 온, 오프 상태에 따라 quasi Z-소스 네트워크의 인덕터와 커패시터의 교류 보상 에너지의 저장과 방출이 조절 가능하다. 따라서 전원 전압과 같은 주파수를 갖는 동상의 전압 또는 역상의 전압이 발생 가능하며, 또한 이를 승압(boost) 또는 강압(buck)할 수 있다.

제안된 시스템의 타당성을 검증하기 위하여 전원전압에서 60%의 심한 sag가 발생하는 경우와 30% swell이 발생하는 경우에 대한 PSIM 시뮬레이션을 수행하였으며, DSP 컨트롤러(TMS320F2812)를 탑재한 하드웨어 실험 시스템을 제작하였다. 그 결과 전원전압 sag와 swell이 발생한 경우에 해당되는 보상전압을 제안된 시스템은 잘 보상하였으며 정현파의 정격전압을 부하에 공급할 수 있었다.

## 2. 제안된 시스템

### 2.1 원리와 구성

그림 1은 본 연구에 제안된 quasi Z-소스 PWM 교류-교류 컨버터 토폴로지<sup>[13-14]</sup>의 DVR를 나타내고 있다. 제안된 시스템에서 quasi Z-소스 PWM 교류-교류 컨버터는 전원 계통에서 발생하는 전압 변동분을 검출

하여 결합 변압기를 통하여 전압 변동분을 보상한다. 제안된 시스템은 전원  $V_i$ , 전력용 스위치의 온 오프 상태에 따라 교류 보상 에너지의 저장과 방출이 이루어지는 교류 quasi Z-소스 네트워크( $L_1$ - $L_2$ 와  $C_1$ - $C_2$ ), L-C 필터회로와 배전계통에 보상전압을 주입하기 위한 결합 변압기(1:1)로 구성되어 있으며, 변압기의 전압 주입방향은 전력계통에서 공급하는 극성과 일치하도록 한다.

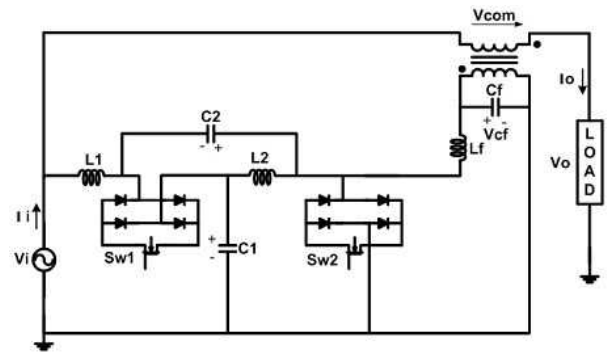


그림 1 제안된 시스템  
Fig. 1 The proposed system

그림 2는 스위칭을 위한 PWM 등가 듀티비 제어 원리를 나타내고 있으며, D는 듀티비, T는 스위칭 주기이고, Sw1과 Sw2는 상보적으로 온, 오프 된다.

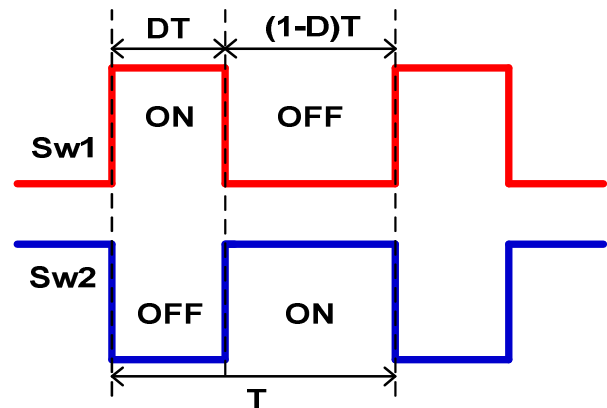


그림 2 PWM 듀티비 제어  
Fig. 2 PWM duty ratio control

그림 3에는 각각의 상태에 대한 등가회로를 나타내고 있다. 그림 3(a)를 state-1이라 하며 DT동안 Sw1은 온, Sw2는 오프된다. 이때의 회로 방정식은 (1)-(3)과 같다.

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = V_i - V_{c1} \quad (1)$$

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

$$L_f \frac{di_{Lf}}{dt} = -V_{cf} + V_{c1} + V_{c2} \quad (3)$$

반대로 그림 3(b)를 state-2이라 하며 (1-D)T 동안 Sw2는 온, Sw1은 오프된다. 이때의 회로 방정식은 다음과 같다.

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = V_i + V_{c2} \quad (4)$$

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = V_{c1} \quad (5)$$

$$L_f \frac{di_{Lf}}{dt} = -V_{cf} \quad (6)$$

(1)-(6)을 이용하여 평균 방정식을 구하면 다음과 같다.

$$V_{L1} = D(V_i - V_{c1}) + (1-D)(V_i + V_{c2}) \quad (7)$$

$$V_{L2} = D(-V_{c2}) + (1-D)V_{c1} \quad (8)$$

$$V_{Lf} = D(-V_{cf} + V_{c1} + V_{c2}) + (1-D)(-V_{cf}) \quad (9)$$

기본적인 전압강하를 무시한다면, 한 주기 동안의 인덕터(L1과 L2)의 평균 전압 VL은 0이며 방정식은 다음과 같게 된다.

$$V_L = \int [(V_i - V_{c1}) \cdot DT + (V_i + V_{c2}) \cdot (1-D)T] \quad (10)$$

이로부터 커패시터 C1, C2 및 출력필터 캐패시터 Cf의 전압은 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$V_{c1} = \frac{D}{2D-1} V_i \quad (11)$$

$$V_{c2} = \frac{1-D}{2D-1} V_i \quad (12)$$

$$V_{cf} = \frac{D}{2D-1} V_i \quad (13)$$

(11)-(13)으로부터 전압게인(K)은 다음과 같이 정의할 수 있다.

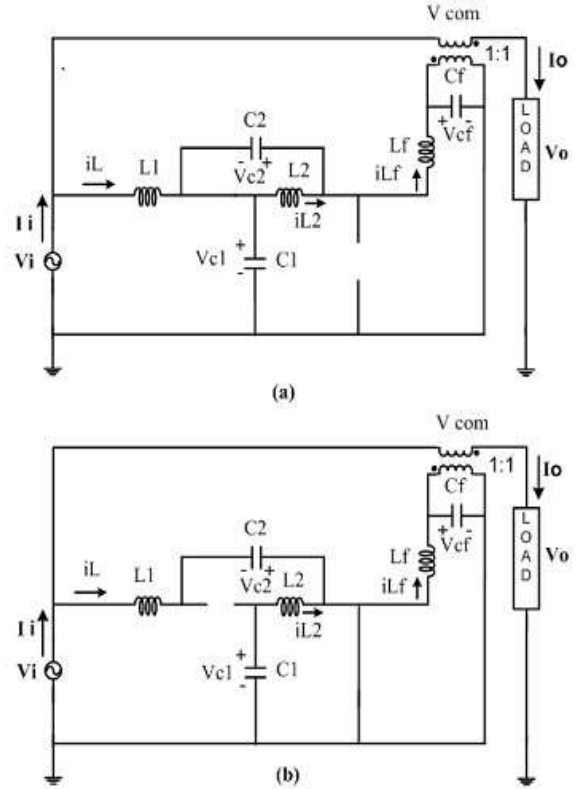


그림 3 제안된 quasi Z-소스 DVR의 동작상태 (a)state-1 (b)state-2

Fig. 3 Operation states of the proposed quasi Z-source DVR.(a)state-1 (b)state-2

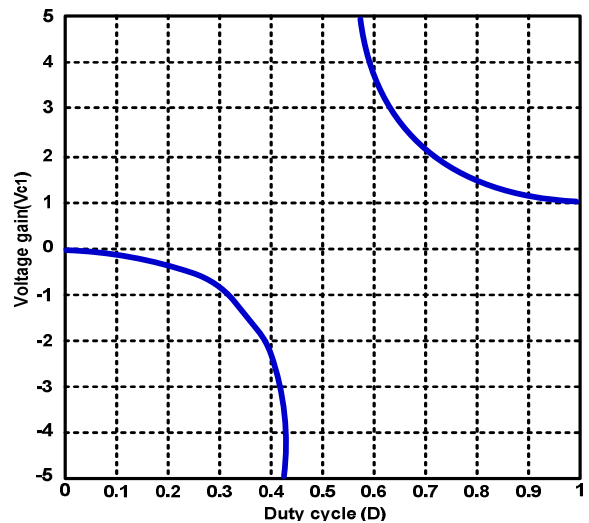


그림 4 듀티비(D)에 따른 필터 커패시터(Cf)의 전압게인(K)

Fig. 4 Voltage gain(K) of filter capacitor(Cf) according to duty ratio(D)

$$K_{c1} = \frac{V_{c1}}{V_i} = \frac{D}{2D-1} \quad (14)$$

$$K_{c2} = \frac{V_{c2}}{V_i} = \frac{1-D}{2D-1} \quad (15)$$

$$K_{cf} = \frac{V_{cf}}{V_i} = \frac{D}{2D-1} \quad (16)$$

그림 4는 듀티비(D)에 따른 출력필터의 커패시터 ( $C_f$ ) 전압 ( $V_{cf}$ ) 게인(K)을 나타내고 있으며, 두 가지 동작 영역이 있음을 보여준다.  $D < 0.5$ 인 조건을 이용하면, 제안된 시스템은 입력전압과 동일 주파수이며 역상인 전압을 승압 또는 강압할 수 있다. 또한  $D > 0.5$ 인 조건을 이용하면 입력전압과 동일 주파수이며 동상의 전압을 승압할 수 있다.

### 2.2 전압검출 및 제어기 구성

전압 검출은 전압 보상기의 동 특성을 결정하는 매우 중요한 요소이며, 입력 및 출력 전압의 크기는 PWM 듀티비와 보상의 시점을 결정한다. 따라서 빠르고 정확한 전압검출은 제안된 시스템이 전압 sag-swell 보상장치로서의 역할을 위해 매우 중요하다. 다양한 전압 검출법들이 전압 보상기에 대하여 적용되어져 왔으나, 본 연구에서는 전압 sag-swell을 검출하고 제어하기 위하여 입력 전압의 피크치를 필요로 하는 간단한 전압 피크치 검출법<sup>[12]</sup>을 사용한다.

그림 5는 전압 피크치 검출법을 나타내고 있으며, 입력전압의 사인파는 필터를 거쳐 90° phase shifter 회로에 보내지고 검출된 출력신호의 피크 값은 그림 5에 의해 계산된다.

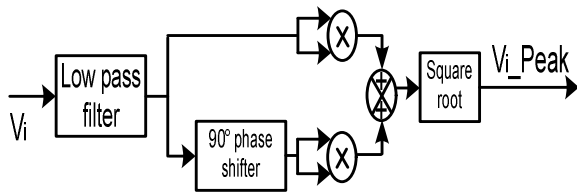


그림 5 피크 전압 검출법  
Fig. 5 Peak voltage detection method

그림 6은 전압 제어를 위한 PI제어기를 나타내고 있으며, 항상 일정하게 유지되어야 할 부하 전압 피크치의 지령 값과 피드백 된 실제 전압 값과의 차이가 PI 제어기의 입력으로 사용되며, 이를 이용하여 듀티비 D가 계산된다.

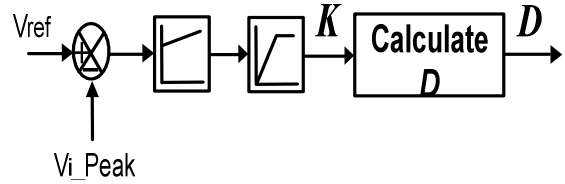


그림 6 PI전압 제어기  
Fig. 6 PI Voltage controller

### 3. 시뮬레이션 및 실험

본 논문에서 제안한 quasi Z-소스 DVR의 타당성을 입증하기 위해 PSIM을 이용한 시뮬레이션 회로를 그림 7과 같이 구성하였다. 회로의 제어부와 PWM발생부는 PSIM의 DLL을 이용하였다. PSIM 시뮬레이션을 하기 위해 사용된 파라미터를 표 1에 자세히 나타내었다.

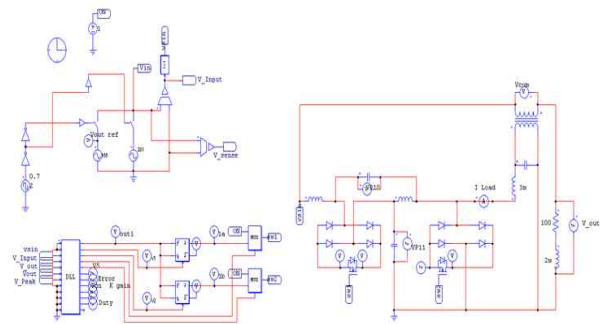


그림 7 PSIM 시뮬레이션 모델  
Fig. 7 PSIM simulation model

표 1 시뮬레이션 파라미터  
Table 1 Simulation parameters

Input voltage		110[Vrms]/ 60[Hz]
Quasi Z-source network	$L_1=L_2$	1[mH]
	$C_1=C_2$	3.3[uF]
Transformer ratio		1:1
Switching frequency		20[kHz]
Dead time		0.5[us]
L-C filter	$L_f$	3[mH]
	$C_f$	10[uF]
Load	R	100[Ω]
	L	2[mH]

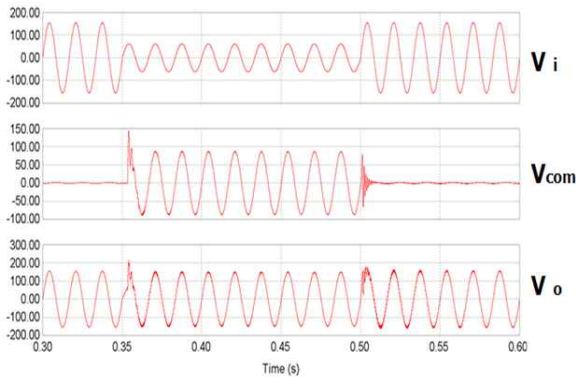


그림 8 60% 전압 sag에 대한 시뮬레이션 결과  
Fig. 8 Simulation results for 60% voltage sag

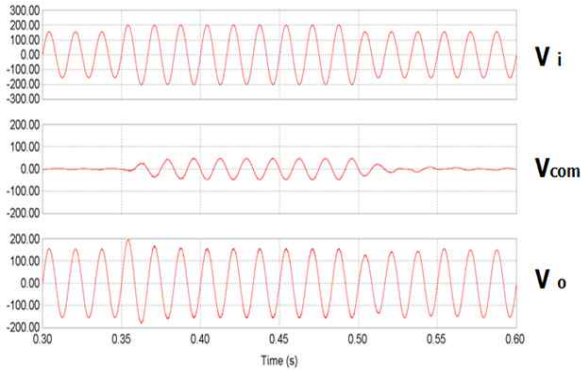


그림 9 30% 전압 swell에 대한 시뮬레이션 결과  
Fig. 9 Simulation results for 30% voltage swell

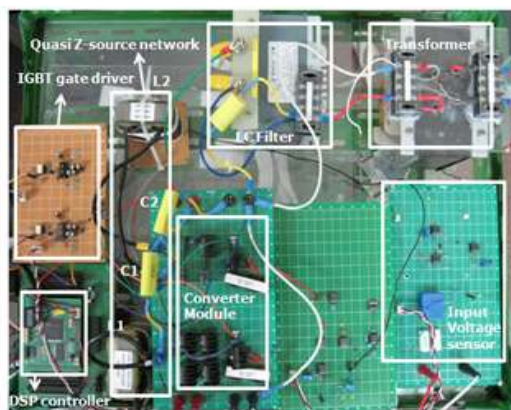


그림 10 제안된 시스템의 실험사진  
Fig. 10 Experimental photograph of the proposed system

그림 8과 그림 9는 60% 전압 sag와 30% 전압 swell 이 각각 발생한 경우에 대한 시뮬레이션 결과이다. 두 경우 약간의 과도상태를 제외하면 양호하게 출

력전압 변동을 보상함을 알 수 있다.

그림 10은 타당성 검증을 위해 실험에 적용한 제안된 시스템이다. 마이크로 컨트롤러로는 TMS320F2812, IR2118로 구성된 IGBT 게이트 드라이버 회로, 입력전압을 피드백 받기 위해서 LEM LV25-P 전압센서를 사용했으며, 입력 전원은 전압 sag-swell을 프로그램적으로 발생하기 위해 ES2000 single-phase master 임의의 전원 공급기를 사용하였다. 또한 실험을 하기 위해 사용된 파라미터는 시뮬레이션 파라미터와 동일하게 하였다.

그림 11은 부스트 모드인 경우, 컨버터 출력전압( $V_{cf}$ )을 나타내고 있으며, Sw1이 온일 때 컨버터의 출력전압이 초핑되면서 부스트 됨을 알 수 있다.

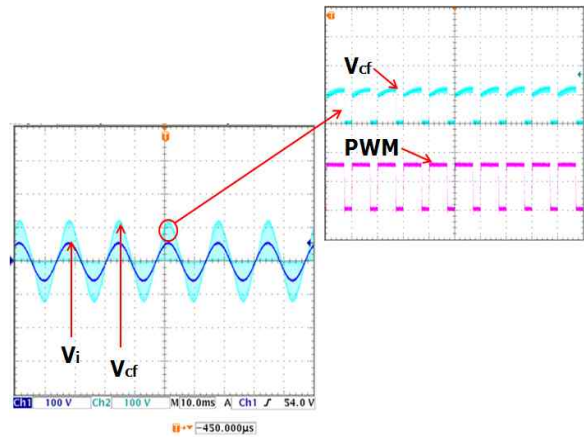


그림 11 부스트 모드인 경우, 컨버터 출력 전압( $V_{cf}$ )  
Fig. 11 Converter output voltage( $V_{cf}$ ) in case of boost mode

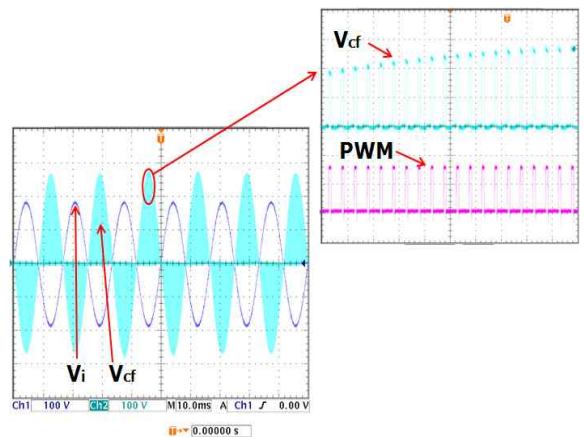


그림 12 벙 모드인 경우, 컨버터 출력전압( $V_{cf}$ )  
Fig. 12 Converter output voltage( $V_{cf}$ ) in case of buck mode

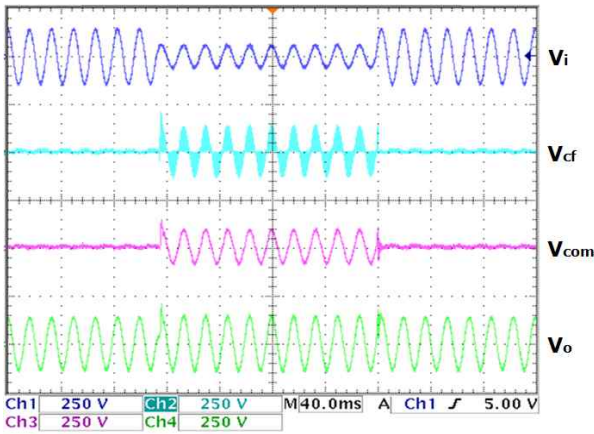


그림 13 60% 전압 Sag에 대한 실험 결과(전압파형)  
 Fig. 13 Experimental results for 60% voltage sag  
 (voltage waveform)

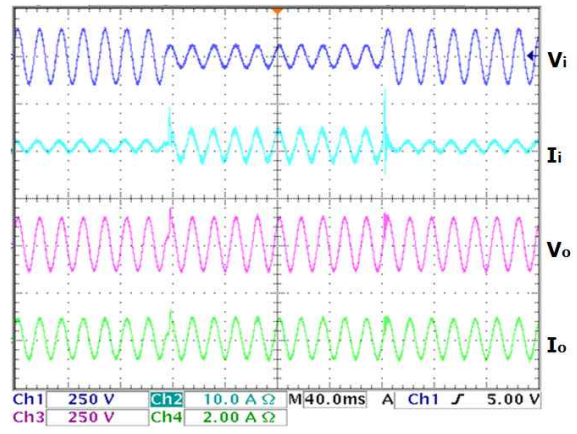


그림 15 60% 전압 Sag에 대한 실험 결과  
 (전압과 전류 파형 비교)  
 Fig. 15 Experimental results for 60% voltage sag  
 (Comparison of voltage and current waveform)

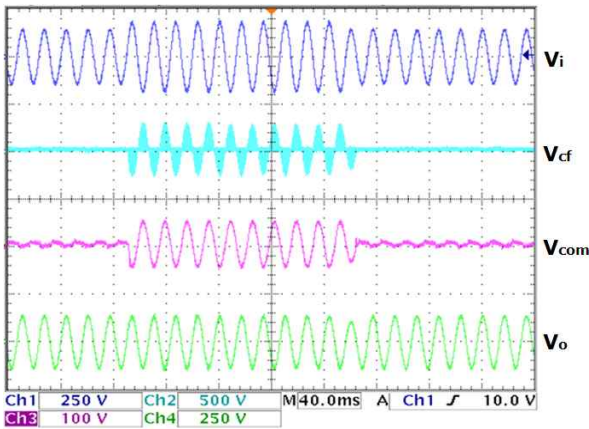


그림 14 30% 전압 Swell에 대한 실험 결과(전압파형)  
 Fig. 14 Experimental results for 30% voltage swell  
 (voltage waveform)

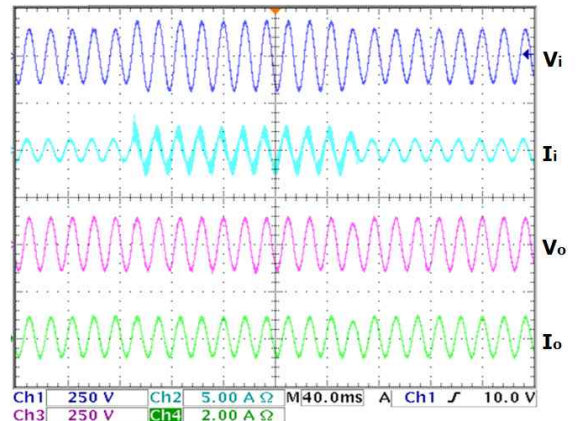


그림 16 30% 전압 swell에 대한 실험 결과  
 (전압과 전류 파형 비교)  
 Fig. 16 Experimental results for 30% voltage swell  
 (Comparison of voltage and current waveform)

그림 12는 백 모드의 경우, 컨버터 출력전압( $V_o$ )을 나타내고 있으며 Sw1이 온일 때 컨버터의 출력전압이 초평되면서 백과 부스트 됨을 알 수 있다.

그림 13과 그림 14는 입력전압 110[Vrms]/60[Hz]에 대해 60% 전압 sag 및 30% 전압 swell이 발생된 경우에 대한 제안된 시스템의 보상 결과를 나타내고 있으며, 전원조건과 무관하게 부하전압을 일정하게 유지하고 있음을 알 수 있다.

그림 15와 그림 16은 그림 13과 14의 동일한 조건에서의 입력전압( $V_i$ ) 및 입력전류( $I_i$ )와 출력전압( $V_o$ ) 및 출력전류( $I_o$ )를 비교한 것이다.

그림 17과 그림 18은 보상된 부하전압의 FFT 스펙트럼을 측정된 결과이다. 그림에서 보는 바와 같이

60[Hz]기본파를 제외한 고조파는 매우 미약하고 따라서 보상된 부하전압은 60[Hz]정현파임을 알 수 있다.

표 2는 보상된 부하전압의 총 고조파 왜형률(%total harmonic distortion : %THD)을 (17)에 의하여 계산한 것과 digital power meter(YOKOGAWA WT1600)로 %THD를 측정된 값을 서로 비교한 것이다. %THD는 13차 고조파까지 고려해서 계산하였다.

$$V_{THD} = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + V_5^2 + \dots}}{V_1} \times 100\% \quad (17)$$

일반적으로 임의의 파형의 %THD가 0%인 경우에

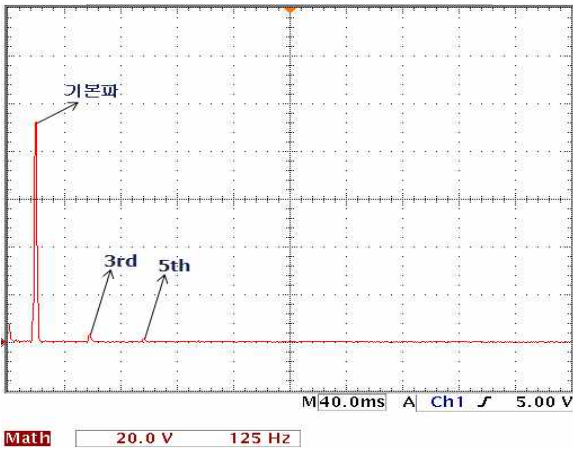


그림 17 보상된 부하전압의 FFT 스펙트럼(60% 전압 Sag)  
 Fig. 17 FFT spectra of the compensated load voltage (60% voltage sag)

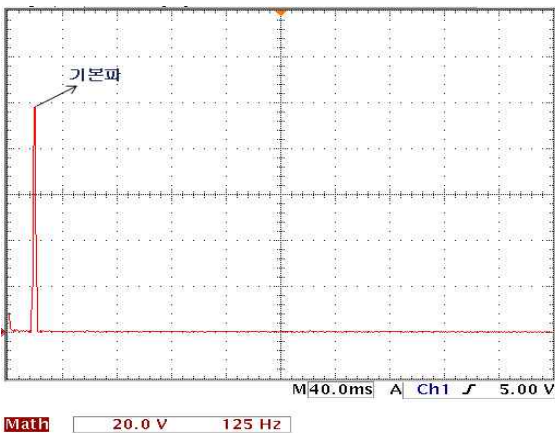


그림 18 보상된 부하전압의 FFT 스펙트럼(30% 전압 Swell)  
 Fig. 18 FFT spectra of the compensated load voltage (30% voltage swell)

표 2 보상된 부하전압의 계산된 %THD와 측정된 %THD의 비교

Table 2 Comparison of calculated %THD and measured %THD for the compensated load voltage

state	$V_i$ [V]	Duty ratio	Calculated %THD	Measured %THD
Normal	110	-	1.41	1.07%
Sag	110 → 44	0.7	4.96	3.28%
Swell	110 → 143	0.17	2.51	1.37

는 그 파형은 이상적인 정현파가 되며, %THD가 클수록 왜형이 심함을 의미한다. 표 2를 보면 %THD는 5%미만이므로 이는 IEEE Std 519-1992 기준 규제치에 적합하며, 보상된 부하전압은 양호한 %THD를 유지함을 알 수 있다.

#### 4. 결 론

본 연구에서는 순간전압 sag-swell을 보상하기 위한 단상 quasi Z-소스 토폴로지의 DVR을 제안하였다. 제안된 시스템의 DVR은 quasi Z-소스 PWM 컨버터의 동작 원리를 바탕으로 하고 있으며, 전압 sag와 swell에 대한 순시 보상 능력을 가지고 있다. 제안된 시스템은 배터리 스택과 큰 용량의 커패시터와 같은 에너지 저장 장치를 사용하지 않기 때문에 시스템의 크기를 줄일 수 있다.

제안된 시스템의 타당성을 검증하기 위하여 PSIM 시뮬레이션을 수행하였으며, DSP제어기(TMS320F2812) 기반의 실험 시스템을 제작 하였다. 전원전압에 대하여 60% 심한 sag와 30% swell이 발생된 경우, 제안된 시스템은 보상전압을 잘 발생하였으며, 부하전압을 전원조건과 무관하게 정격전압으로 유지할 수 있었다. 또한 보상된 부하전압의 %THD가 5%이하이므로 IEEE Std 519-1992 기준 규제치에 적합함을 알 수 있었다.

본 논문은 교육과학기술부(지역거점연구단육성사업/바이오하우징연구사업단) 및 2010년도 지식경제부의 재원으로 한국에너지 기술평가원(KETEP)의 지원을 받아 수행한 연구과제입니다. (No.2007-P-EP-HM-E-09-0000)

#### 참 고 문 헌

- [1] 정영국, “연료전지 전원을 갖는 3상 z-소스 동적 전압 보상기”, *조명전기설비학회 논문지*, Vol. 22, No. 10, pp.41-48, 2008.
- [2] M. McGranaghan, *Overview of Power Quality Standards, PQ Network Internet Site*, [http : // www.pqnet.electrotek.com/pqnet](http://www.pqnet.electrotek.com/pqnet).
- [3] Power Quality Tutorial, *PQ103-Equipment Sensitivity Basics, Power Quality Assurance Internet Site*, <http://www.powerquality.com/pqpark>.
- [4] S. Sasitharan, K. Mashesh and Mishra, "Adaptive

- Band Controller for Dynamic Voltage Restorer", in *Proc. IEEE APEC'09 (Washington, DC)*, pp.882-888, 2009.
- [5] 전영환, 김지원, 전진홍, "직렬 전압주입에 의한 순간전압강하 보상기기에 관한 연구", *한국에너지공학회지*, Vol. 10, No. 4, pp.310-317, 2001.
- [6] Y. W. Li, P. C. Loh, F. Blaabjerg, and D. M. Vilathgamuwa, "Investigation and Improvement of Transient Response of DVR at Medium Voltage Level", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol. 43, No. 5, pp. 1309-1319, 2007.
- [7] M. Vilathgamuwa, A. A. D. R. Perera, S. S. Choi, and K. J. Tseng, "Control of Energy Optimized Dynamic Voltage Restorer", in *Proc. IEEE IECON'99*, pp. 873-878, 1999.
- [8] T. Jimichi, H. Fujita, and H. Akagi, "Design and Experimentation on a Dynamic Voltage Restorer Capable of Significantly Reducing an Energy-Storage Element", in *Proc. IEEE IAS'05*, pp. 896-903, 2005.
- [9] D. M. Vilathgamuwa, C. J. Gajanayake, P. C. Loh, and Y. W. Li, "Voltage Sag Compensation with Z-Source Inverter Based Dynamic Voltage Restorer", in *Proc. IEEE IAS'06*, pp. 2242-2248, 2006.
- [10] Y. Tang, C. Zhang, and S. Xie, "Single-Phase Four Switches Z-Source AC-AC Converter", in *Proc. IEEE APEC'07*, pp. 621-625, 2007.
- [11] Xu Peng Fang, Zhao Ming Qian, and Fang Zheng Peng, "Single-Phase Z-Source PWM AC-AC Converters", *IEEE Trans. Power Electron., Letters*, Vol. 3, No. 4, pp. 121-124, 2005.
- [12] H. Y. Chu, H. L. Jou, and C. L. Huang, "Transient Response of a Peak Voltage Detector for Sinusoidal Signals", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 39, No. 1, pp. 74-79, 1992.
- [13] J. Anderson, and F.Z. Peng, "A Class of Quasi-Z-Source Inverters", in *Proc. IEEE IAS'08*, 2008, (CR-ROM).
- [14] J. Anderson, and F.Z. Peng, "Four Quasi-Z-Source Inverters", in *Conf. Rec. of IEEE PESC'08*, pp. 2743-2749, 2008.

## 저 자 소 개



### 이기택(李奇澤)

1982년 6월 15일생. 2008년 2월 호남대 전기공학과 졸업. 현재 전남대 대학원 전기공학과 석사과정.



### 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 부교수.



### 임영철(任永徹)

1953년 4월 23일생. 1975년 전남대 전기공학과 졸업. 1977년 고려대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1990년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1997년 호주 모나시대학교 Visiting Scholar. 1998년~2007년 산업자원부 지정 전남대 고품질 전기전자 부품 및 시스템 연구센터(RRC)소장. 현재 전남대 전기공학과 교수. 2009년 당 학회 회장 역임.