

직접전력변환 방식을 이용한 전압 강하/상승 보상기의 구현

논문
58-8-13

Implementation of Voltage Sag/Swell Compensator using Direct Power Conversion

이 상 회* · 차 한 주† · 한 병 문**
(Sanghoey Lee · Hanju Cha · Byung-Moon Han)

Abstract - In this paper, a new single phase voltage sag/swell compensator using direct power conversion is proposed. A new compensator consists of input/output filter, series transformer and direct ac-ac converter, which is a single-phase back-to-back PWM converter without dc-link capacitors. Advantages of the proposed compensator include: simple power circuit by eliminating dc link electrolytic capacitors and thereby, improved reliability and increased life time of the entire compensator; simple PWM strategy or compensating voltage sag/swell at the same time and reduced switching losses in the ac-ac converter. Further, the proposed scheme is able to adopt simple switch commutation method without requiring complex four-step commutation method that is commonly employed in the direct power conversion. Simulation and experimental results are shown to demonstrate the advantages of the new compensator and PWM strategy. A 220V, 3kVA single-phase compensator based on the digital signal processor controller is built and tested.

Key Words : Sag/Swell Compensator, Direct Ac-Ac Converter, Single-Phase Compensator PWM Strategy, Digital Phase Locked Loop, Direct Power Conversion

1. 서 론

전력 품질이란 용어가 사용된 것은 실제로는 1968년부터 라고 알려져 있으나 전기에너지의 송전, 배전 분야에서의 전력품질의 중요성이 대두 된 것은 1990년대 후반부터 이다. 불과 몇 년 전까지만 해도 전기를 사용하는 수용가들이 주된 관심사는 전력공급의 안정성이었다. 최근의 부하들은 과거의 선형적인 부하와는 달리 마이크로프로세서를 이용한 제어장치나 전력전자 기술을 응용한 기기들을 내장하게 되어 그 자체가 공급되는 전력의 품질에 매우 민감해지는 경향을 가지게 되었다. 아울러 이러한 부하들이 자동화 장치 등을 이용하여 커다란 땅에 서로 연결되어지는 경향을 나타내게 되어 부하시스템 전체가 전력품질에 매우 민감하게 되었고 최근에는 많은 분산전원으로 인해 고조파와 왜란 등이 많이 발생되고 있어 전압의 강하와 상승 등의 문제가 야기되었다. 전압 강하/ 상승은 한 주기부터 수초 동안의 사용자 측 전압의 감소 또는 증가를 의미하며 일반적으로 기기 고장의 원인이 되지는 않지만 중요 부하들의 동작을 방해한다. 전력품질조사에 따르면 전압 강하와 상승은 전압왜곡의 주요 원인으로 장비 오동작을 야기하며 특히 연속 공정 분야에서의 생산성 손실과 고장시간 증가를 가져 온다 [1][2].

현재까지 발표된 대부분의 전압 강하/ 상승 보상 방법은

에너지 저장요소를 필요로 하는 정류기/ 인버터 구조를 채택하였으며, 그것은 가격상승과 부피 증가의 등의 문제가 발생하였다 [3]-[6]. 2002년에 처음으로 에너지 저장요소가 필요 없는 직접전력변환개념을 채택한 전력변환장치가 발표되었지만 단지 전압 강하와 상승 중 한 가지만 보상할 수 있었다 [7]. 더욱이 최근에는 다른 직접변환 방식이 적용된 분산전원용 distribution unified power flow controller(DUPFC)가 제안되었으나 시뮬레이션 결과만을 발표하였다 [8].

이 논문에서는 기존의 방식과 달리 직접전력변환을 이용한 새로운 단상 전압 강하/ 상승 보상기를 제안하였다. 이 새로운 보상기는 입/출력 필터, 직렬연결 변압기, dc링크 커패시터가 필요 없는 단상 back-to-back PWM 컨버터로 구성된 직접전력변환방식의 ac-ac 컨버터이다. 제안된 보상기의 장점을 열거해보면

- (1) dc링크 전해 커패시터를 제거함으로써 간단한 전력회로를 실현하여 이에 따른 전체 보상기의 수명증가와 신뢰성을 향상시켰다.
- (2) 보상 알고리즘이 간단히 소프트웨어적으로 구현되며, 전압 강하/ 상승을 동시에 보상하였다.
- (3) 직접전력변환방식 ac-ac 컨버터 정류기단에서는 스위치가 매 반주기마다 동작하므로 스위칭 손실이 감소하였다.
- (4) 일반적인 직접 전력변환 방식에서 필요한 복잡한 4-step 전류 스위칭방식이 필요 없다.

앞에서 열거한 장점들을 3 kW 직접전력변환 PWM ac-ac 컨버터를 DSP를 이용하여 개발하고 시뮬레이션과 실

† 교신저자, 정회원 : 충남대 전기공학과 부교수 · 공박

E-mail : hjcha@cnu.ac.kr

* 정 회 원 : 충남대 전기공학과 박사과정

** 시니어회원 : 명지대 전기공학과 교수 · 공박

접수일자 : 2009년 2월 16일

최종완료 : 2009년 6월 19일

험결과를 통해 제안한 보상 방법을 적용하여 동작 및 성능을 확인하고 그 타당성을 검증하였다.

2. 직접전력변환 강하/상승 보상기

2.1 제안된 보상기 동작원리

그림 1은 단상 전압 강하/상승 보상기의 블록 다이어그램을 보여준다. 보상기에는 입력 LC 필터, 직접전력변환기, 출력 LC 필터와 직렬연결 변압기로 구성되어 있으며 계통에서 발생한 전압 강하는 직접전력변환기의 출력전압 V_C 와 전원전압인 V_S 를 더하여 보상되며, V_C 는 전원단의 정격전압 V_{RATE} 와 V_S 의 차이에 해당된다. 따라서 부하전압 V_O 는 V_S 에서의 전압 강하 발생과 관계없이 정격전압 V_{RATE} 를 계속해서 유지하게 되어 진다. 동일한 원리를 적용하여 전압 상승 왜곡은 V_S 와 180도의 위상차가 있는 전압 V_C 를 더하는 것으로서 보상하며 보상기는 V_S 로부터 V_C 를 제거하여 V_O 를 정격전압 V_{RATE} 으로 유지한다. V_S 에서 전압 강하/상승이 나타났을 때 보상기는 부하전압 V_O 를 V_{RATE} 로 계속해서 유지하기 위해서 V_C 를 발생시킨다.

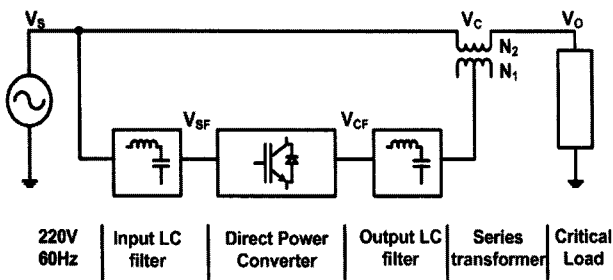


그림 1 제안된 전압 강하/ 상승 보상기
Fig. 1 Proposed voltage sag/swell compensator

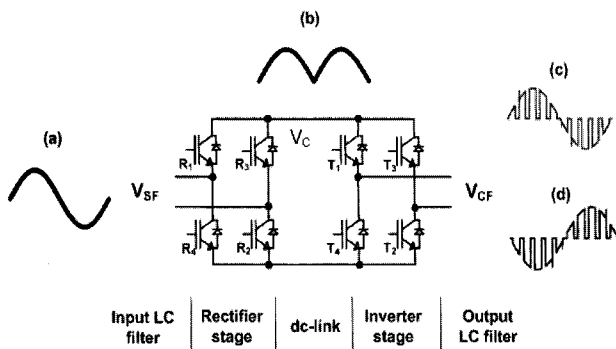


그림 2 직접전력변환 전력회로
Fig. 2 Power circuit configuration of direct power converter

2.2 직접전력변환회로

그림 2는 직접전력변환 전력회로를 보여주고 있다. 제안된 직접전력변환기의 구조는 dc링크 커패시터가 없는 단상 back-to-back 컨버터이다 [9][10]. 이것은 정류기단 R_1-R_4 와 인버터단 T_1-T_4 로 구성되어져 있다. 전압 강하 또는 상승과 같은 전압 왜곡이 일어나는 동안 정류기단 스위치들은 전원의 매 반주기마다 한 번씩 정류한다. 따라서 정류기는 양방향성 전파 정류기로 동작하고 dc링크 전압은 전파 정류된 전압과형이 된다.

V_S 의 양의 반주기 동안 스위치 R_1-R_2 쌍은 턴-온 되고, 스위치 R_3-R_4 쌍은 V_S 의 음의 반주기 동안 턴-온 된다. 인버터단은 정류된 dc링크 전압을 초평함으로써 요구된 크기의 교류전압을 발생하며 출력 LC필터에 의해 V_C 를 생성한다. 표 1은 인버터단에서 전압 강하와 상승 발생 시 각각 동작하는 인버터단 턴-온 스위치 쌍을 나타낸다.

표 1 인버터단 턴-온 스위치 쌍
Table 1 Turn-on switch pair in the inverter stage

Polarity of V_S	interval	Voltage sag	Voltage swell
Positive half cycle	D	T_1-T_2 on	T_3-T_4 on
	D'	T_1-T_3 on	T_2-T_4 on
Negative half cycle	D	T_3-T_4 on	T_1-T_2 on
	D'	T_2-T_4 on	T_1-T_3 on

표 1에서 턴-온 듀티 D 의 값은 식(4)와 (7)에 의해 표현되며 D' 는 $1-D$ 이며 턴-오프 듀티를 나타낸다. 예를 들면 $V_S > 0$ 이며 전압 강하가 발생하면 인버터 스위치 T_1-T_2 쌍은 턴-온 듀티 D 안 턴-온 되고, T_1-T_3 쌍은 $D' (=1-D)$ 동안 턴-온 된다.

2.3 직접전력변환 PWM 알고리즘

A. 전압 강하 경우

부하전압을 나타내는 수식은

$$V_O = V_S + V_C \tag{1}$$

여기서 V_S 는 전원전압이고 V_C 는 직접전력변환 보상기에 의해 얻어진 보상전압이며 중요부하에 요구되어진 부하전압 V_O 는 220V의 정격전압 V_{RATE} 으로 나타낸다. 따라서 V_O 의 값은 V_{RATE} 와 같도록 보상된다. 그러나 전압 강하가 일어나는 동안 전원전압 V_S 는 감소하며 V_{RATE} 보다 작아진다.

$$V_S = (1-k) V_{RATE} \tag{2}$$

여기서 k 는 전압 강하의 크기를 나타내고 단위는 pu 이

다. 그림 3의 벡터 다이어그램은 강하된 V_S , 보상 출력전압 V_C , 정격전압 V_{RATE} 으로 보상된 부하전압 V_O 를 나타낸다.

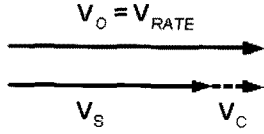


그림 3 전압 강하 시 전압 벡터들($k=0.3$)
Fig. 3 Voltage vectors under voltage sag condition($k=0.3$)

강하 조건에서 V_C 는 V_S 를 더해줌으로써 V_O 와 V_{RATE} 를 같게 만든다. 따라서 V_C 는 전원전압 V_S 의 함수가 된다.

직접전력변환기의 턴-온 듀티 D 와 직렬연결 변압기의 턴비 $n (=N_2/N_1=1)$ 의 관계는 다음과 같다.

$$V_C = nDV_S = DV_S \frac{N_2}{N_1} \quad (3)$$

V_O 와 V_{RATE} 를 같게 유지하기 위해 D 는 식 (1), (2), (3)의 결합하여 다음과 같이 구해진다.

$$V_O = (1-k)V_{ref} + D(1-k)V_{ref} \frac{N_2}{N_1}$$

$$D = \frac{k}{1-k} \frac{N_1}{N_2} \quad (4)$$

예를 들면 전압 강하가 50%가 될 때 보상전압 $V_C=0.5V_S$ 와 같고 주기 $D=1$ 로 작동한다.

B. 전압 상승 경우

위의 전압 강하와 마찬가지로 부하전압 V_O 는 V_S 와 V_C 의 합이다. 전압 상승이 일어나는 동안 V_S 는 증가하므로

$$V_S = (1+k)V_{ref} \quad (5)$$

여기서 k 는 전압 상승의 크기를 나타내고 단위는 pu이다.

그림 4의 벡터 다이어그램은 상승된 V_S , 직접전력보상 출력전압 V_C , 정격전압 V_{RATE} 로부터 얻어진 보상된 부하전압 V_O 를 나타낸다.

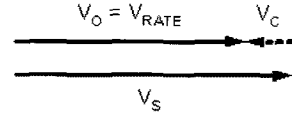


그림 4 전압 상승시 전압 벡터들($k=0.3$)
Fig. 4 voltage vectors under voltage swell condition($k=0.3$)

상승의 조건에서 V_C 는 V_S 와 180도의 위상차가 나고 V_S 로부터 제거되어진 V_O 는 V_{RATE} 와 같게 만들어진다. 그 V_C 는 전원전압 V_S 의 함수관계이고 보상기의 주기율, 직렬 연결된 변압기의 턴비 $n(=1)$ 의 관계는 아래와 같이 쓰여진다.

$$V_C = -nDV_S = -DV_S \frac{N_2}{N_1} \quad (6)$$

여기서 V_O 는 V_{RATE} 를 유지하여야 하고 D 는 식 (1),(6)과 (7)의 결합으로 계산되어진다.

$$V_O = (1+k)V_{ref} - D(1+k)V_{ref} \frac{N_2}{N_1}$$

$$D = \frac{k}{1+k} \frac{N_1}{N_2} \quad (7)$$

전압 상승이 50%가 될 때 보상전압 $V_C=-0.5V_S$ 와 같고 주기 D 는 0.33으로 작동한다.

2.4 입력 출력 필터 설계

제안된 직접전력변환 보상기에는 입력 필터와 출력필터를 사용하고 있다. 입력필터는 간단히 계통에서 들어오는 전압을 필터링하여 보상기에 공급하는 역할을 하며 출력 측의 필터는 스위치에 의해 초평된 전압을 L-C 필터를 통해 정현파로 바꾸어주는 역할을 한다. dc 링크 캐패시터가 없으므로 입력 시의 전압에 많은 왜란이 존재하면 출력 측 파형에 왜곡을 전달할 수 있으므로 왜란이 없도록 필터 값을 설정해 주어야 한다. 출력 필터는 마찬가지로 보상을 위한 전원소스로 시뮬레이션과 실험에는 입력과 출력에 L 값을 5mH와 2.2uF를 사용하였다. 출력필터는 식 (8)과 같이 계산할 수 있다 [12].

$$L = \frac{V_{dc}}{2I_{ripplemax}f_s} \quad (8)$$

I

$I_{ripplemax}$ 은 최대전류리플이며 V_{dc} 는 dc 링크 전압이다. 하지만 제안된 보상기는 캐패시터가 없으므로 입력으로 들어오는 전압 220V 60Hz 가정류되어진 파형의 크기를 사용하였다. 약 310V의 크기로 정류되어 이 크기를 V_{dc} 로 사용

하였다. L 은 전체 필터 인덕턴스 크기이며 f_s 는 스위칭주파수이다.

본 논문에서는 최대전류리플의 크기를 정격전류의 15% 잡아 계산하였으며 마진을 고려하여 5mH를 사용하였다.

L-C 필터의 C는 식 (9)와 같이 결정하였다.

$$C_f = \frac{Q_{re}}{\omega_0 V_{rated}^2} = \frac{\alpha P_{rated}}{\omega_0 V_{rated}^2} \quad (9)$$

C_f 는 L-C의 C값이며 Q_{re} 는 무효전력이 포함된 필터 캐패시터이다. P_{rated} 는 전체 정격과워이며 α 는 파워비(<5%)이다. ω_0 는 계통주파수이며 단위는 (rad/s)이다. 본 논문의 필터 캐패시터의 값은 Q_{re} 가 1.3% P_{rated} 를 사용하여 2.2uF의 값을 구하여 사용하였다. 그림 5는 보상기에 적용된 L-C 필터의 보드선도로 주파수 특성을 볼 수 있다.

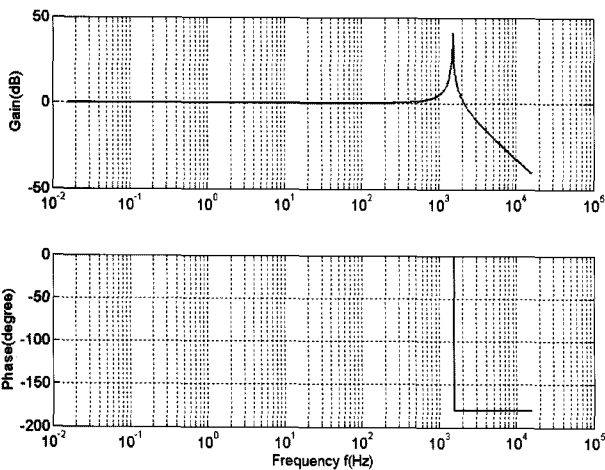


그림 5 L-C 필터 보드선도
Fig. 5 L-C filter bodeplot

3. 시뮬레이션

제안된 직접전력변환 전력회로 구조와 직접전력변환 PWM 기술의 결합으로 얻어진 이점을 설명하기 위한 그림 6의 시스템은 2kW의 선형부하와 220V, 60Hz의 전원소스로 시뮬레이션 되어졌다. 시뮬레이션과 실험에는 표 2의 파라미터를 사용하였으며 표 3은 사용된 직렬연결 변압기의 사양이다. 직렬변압기는 1:1 비율을 사용하였다. 다른 비율을 사용할 시에는 출력 할 수 있는 보상 전압이 비율에 의해 감소되어 보상기의 최대보상전압인 50%를 보상하지 못하고 비율에 따라 보상 전압이 감소또는 증가하여 1:1 비율을 선택해야한다 [7]. 시뮬레이션과 실험은 성능을 테스트하기 위해서 전압강하 30%에서 시행하였다. 전압강하 30%는 전압강하 10~30%까지가 전압강하 발생의 60%이상의 빈도를 차지하며 이 전압레벨에서는 전기기기들에서 리셋이 발생하기 시작하므로 소비자에게 많은 피해를 주는 부분이어서 선택하였다 [3][13]. 그림 6 (a)는 전원전압 V_s 의 강하(k=0.3)

가 30%일 때의 파형을 보여주고 그림 6 (b)는 전파 정류된 dc링크 전압 V_{dc} 를 보여준다. 그림 6 (c)는 출력 LC 필터 전의 직접전력변환기의 출력전압 V_{CF} 를 보여주고 여기에서 주기 D는 30% 강하 조건에서는 0.43이 된다. 그림 6 (d)는 보상전압 V_c 의 결과이고 위상은 V_s 와 같고 k는 0.3 pu이다. 따라서 부하전압 V_o 는 전압 강하와 관계없이 전압크기는 V_{RATE} 로 동작한다. 그림 7 (a)는 40 ~ 80 msec 동안 30%의 전압 강하 (k=0.3, D=0.43)가 발생함을 보여주고 그림 7 (b)는 보상된 출력전압 V_o 를 보여주며, V_o 크기는 전압 강하와 관계없이 V_{RATE} 와 같다.

표 2 시뮬레이션과 실험에 이용한 파라미터

Table 2 Simulation and experimental component parameters

전압	220V
부하 전력	2kVA
스위칭 주파수 (f_s)	10kHz
입력 L_i	5mH
입력 C_i	2.2uF
출력 L_o	5mH
출력 C_o	2.2uF

표 3 시뮬레이션과 실험에 사용된 직렬연결 변압기 사양

Table 3 Simulation and experimental series-connected transformer parameters

턴비 ($N1/N2$)	1
용량	3 kVA
1차, 2차 전압	220V
권선형식	복권형
동작주파수	60Hz
1차 L_s	22.85mH
1차 R_s	5.25k Ω
2차 L_s	22.83mH
2차 R_s	5.25k Ω

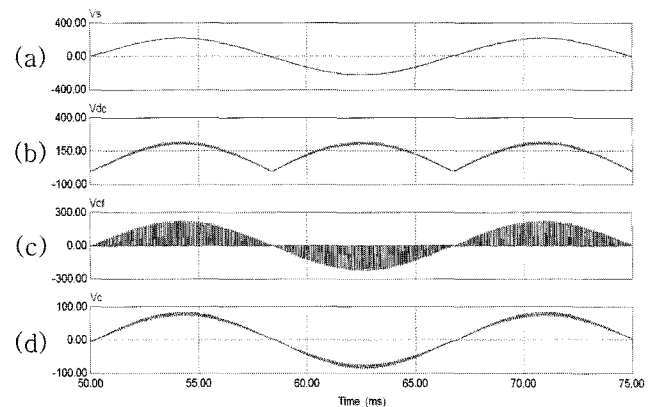


그림 6 (a) 전원전압 V_s 의 강하가 30%일 때의 파형 (b) 전파 정류된 dc링크 전압 V_{dc} (c) 출력 LC필터 전의 직접전력변환기의 출력전압 V_{CF} (d) 보상전압 V_c
Fig. 6 (a) 30% sagged utility voltage V_s (b) full-wave rectified dc-link V_{dc} (c) output voltage of direct power converter V_{CF} (d) compensation voltage V_c

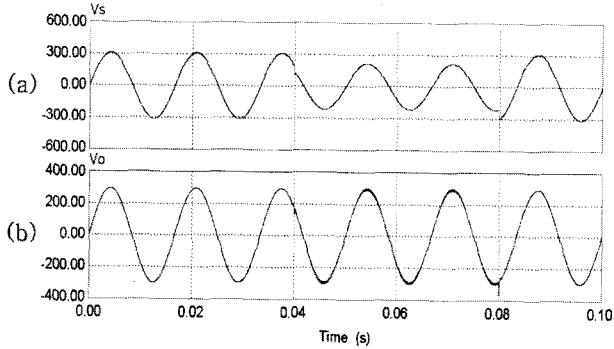


그림 7 (a) 40~80msec 동안의 30% 강하된 Vs (b) 보상된 출력전압 Vo
 Fig. 7 (a) 30 % sagged Vs for 40~80 msec (b) compensated output voltage Vo

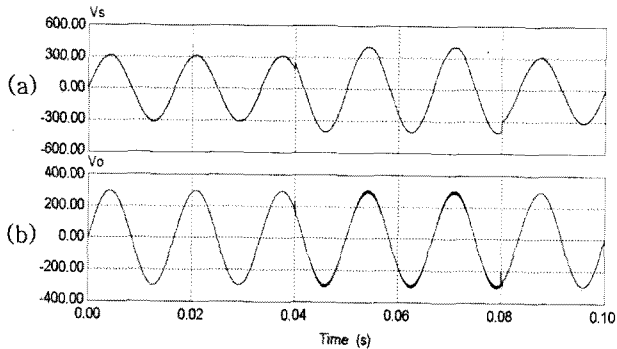


그림 8 (a) 40~80msec 동안의 30% 상승된 Vs (b) 보상되어진 출력전압 Vo
 Fig. 8 (a) 30 % swelled Vs for 40~80 msec (b) compensated output voltage Vo

그림 8 (a)는 40~80 msec 동안 30%의 전압 상승 ($k=0.3, D=0.23$)의 가 발생함을 보여주고 그림 8 (b)는 보상되어진 출력전압 V_o 를 보여주며, V_o 크기는 전압 상승과 관계없이 V_{RATE} 와 같다.

4. 실험 결과

그림 9는 제작된 3kVA 직접전력변환 보상기 프로토타입이며, 전압 강하와 상승을 검출하고 제안한 직접전력변환 PWM 알고리즘을 검증하기 위해서 구현되었다. 단상 3 kVA 220V 60Hz 직접전력변환 보상기는 50% 정도까지 강하와 상승의 보상이 가능하다.

그림 10은 직접전력변환 보상기의 블록 다이어그램이다. 그림과 같이 DSP320F2407와 FPGA를 이용하여 8 IGBT를 스위칭하며 동작한다. 내부 보호회로, 정류기 회로, 인버터 회로, 전압과 전류 센서, L-C 필터 등으로 구성되어 있다.

그림 11은 ES2000S(NF 일본) AC 파워서플라이를 이용하여 30% 강하를 주었을 때 DSP 보드에서 처리하는 내용들의 파형을 보여주고 있다. 그림 11 (a)는 정확히 30% 강하가 발생한 파형이며 그림 11 (b)는 계통전압의 위상 추종

을 보여주고 있다. 위상추종은 digital phase lock loop (DPLL)을 전대역필터를 이용하여 구현 하였으며 DPLL을 이용하여 계산된 순시 피크전압의 변화를 그림 11 (d)에 보여주고 있다. 피크전압은 계통 마진을 고려하여 10 % 이상의 변화 시에 동작하도록 되어있으며 딜레이 없이 정확하게 강하를 검출하였다. 그림 11 (c)는 첫 번째 스위치의 스위칭파형이며 제로 크로싱되는 부분에서 스위칭이 변하는 것을 확인 할 수 있다. 그림 12는 30 % 전압 강하에서의 직접전력변환 보상기의 성능을 보여주고 있다. 커패시터를 내장하고 있지 않으므로 dc 링크에 직류전압은 존재 하지 않고 그림 12 (b)와 같이 dc 링크 전압은 전파정류 된 파형을 보여준다. 그림 12 (c)는 LC 필터를 거치기 전의 출력전압 파형이다. PWM 스위칭에 의해 초평된 파형을 확인할 수 있으며 그림 12 (d)는 초평된 파형이 LC 필터를 통해 정현파로 필터링 됨을 보이고 있으며 이 파형이 변압기를 통해 출력 전압을 보상하게 된다. 그림 12는 전압 강하의 경우를 보여주고 있으며 상승의 경우는 이와 반대로 변압기를 통해 180도 위상차를 가진 전압을 발생시키게 된다.

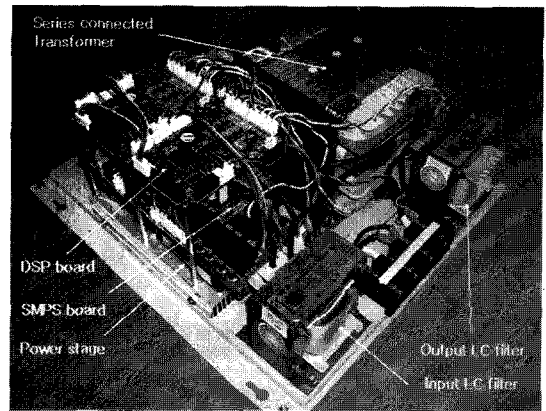


그림 9 220V, 3kW 프로토타입 직접전력보상기
 Fig. 9 220V, 3kVA laboratory prototype direct power compensator

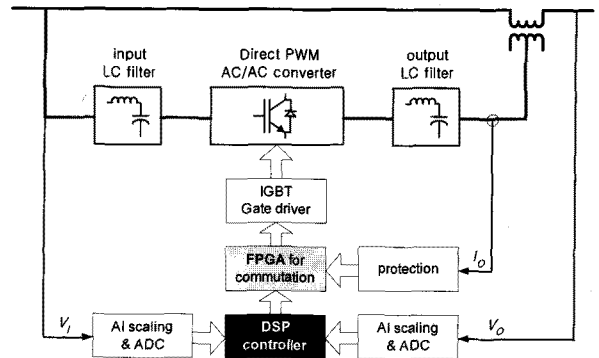


그림 10 직접전력보상기의 블록 다이어그램
 Fig. 10 Block diagram of 220V, 3kVA laboratory prototype direct power compensator

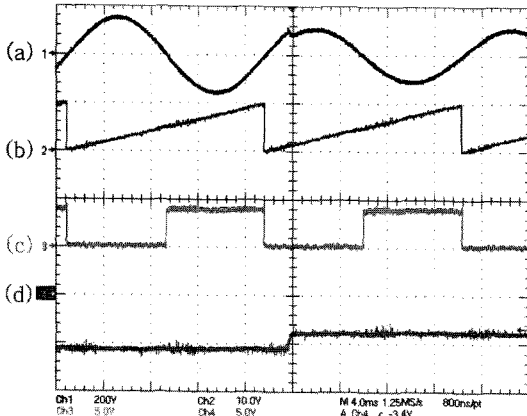


그림 12 (a) 30% 강하 계통전압 Vs [200V/div] (b) 계통위상 변화 $\hat{\theta}$ (c) IGBT 게이트 신호 R1 (d) 검출된 피크 전압 Vpeak.

Fig. 12 (a) 30% sagged utility voltage Vs [200V/div] (b) utility Phase $\hat{\theta}$ (c) gate signal for R1 (d) detected peak voltage Vpeak.

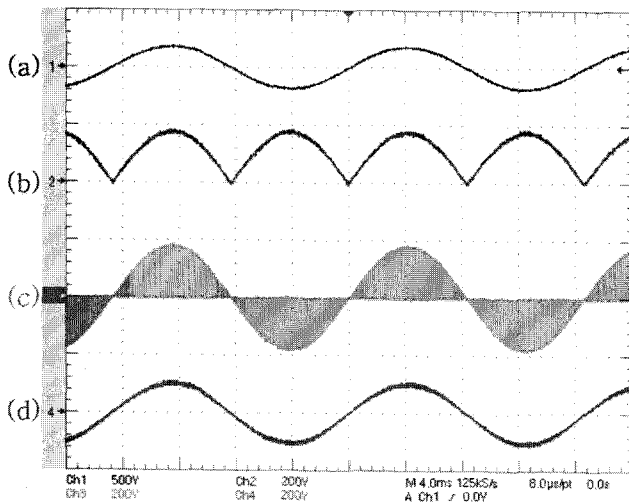


그림 13 (a) 전원전압 Vs의 강하가 30%일 때의 파형 [500V/div] (b) 전파 정류된 dc 링크 전압 Vdc (c) 출력 LC필터 전의 직접전력변환기의 출력전압 VCF (d) 보상전압 Vc 피크전압 검출파형

Fig. 13 (a) 30% swelled utility voltage Vs [500V/div] (b) full-wave rectified dc-link Vdc [200V/div] (c) output voltage of direct power converter without LC filter VCF [200V/div], (d) ompensation voltage Vc [500V/div]

그림 13와 14는 선형 부하에서 30% 전압 강하와 상승 발생 시의 보상 성능을 보여주고 있다. 그림 13 (a)는 30% 강하 발생 시의 파형이며 이를 보상한 파형이 그림 13 (b)와 같다. 그림 14 (a)는 30% 상승 발생 시의 파형이며 그림 14 (b)는 보상된 출력 파형으로 입력단에서의 전압 상승 현상을 찾아볼 수 없다. 두 파형 확인결과 보상은 왜란 없이 잘 이루어 졌음을 확인하였다.

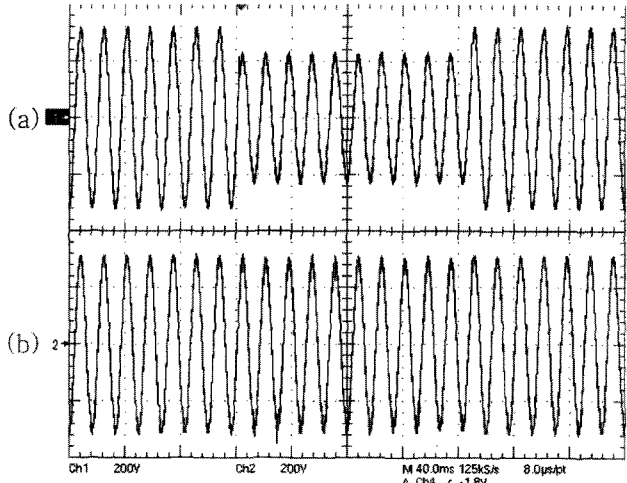


그림 14 (a) 30% 강하된 계통전압 Vs (b) 보상되어진 계통 출력전압 Vo 수동기동 파형

Fig. 14 30% sag (a) utility voltage Vs [200V/div] (b) compensated output voltage Vo [200V/div]

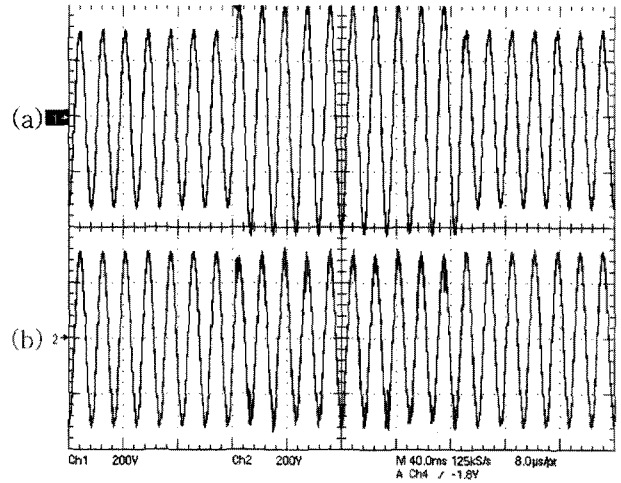


그림 15 (a) 30% 상승된 계통전압 Vs (b) 보상되어진 계통 출력전압 Vo

Fig. 15 30% swell (a) utility voltage Vs [200V/div] (b) compensated output voltage Vo [200V/div]

4. 결 론

본 논문에서는 직접전력변환방식을 이용한 새로운 단상 전압 강하/상승 보상기와 직접전력변환 PWM 알고리즘을 제안하였다. 이 제안된 보상기는 전압 강하뿐만 아니라 상승 발생 시에도 중요부하단의 전압을 정격전압으로 유지함을 보여주고 있다. 더욱이 제안된 간단한 직접전력변환 PWM 방법과 대용량의 dc 링크 커패시터를 제거함으로써 신뢰성 향상과 보상기의 수명증가, 정류기단의 스위칭 손실 감소, 스위칭 방법의 간단한 구현 등의 장점을 보여준다. 제안한 직접전력변환 강하/상승 보상기와 PWM 알고리즘을 시뮬레이션으로 확인하고 3kVA 용량의 직접전력변환 보상기 프로토타입으로 제작하여 실험을 수행하였으며 앞에서 언급한 특성을 확인하고 검증하였다. 또한 제안한 보상기는 3상 직

접전력보상기로도 쉽게 확장될 수 있으며 D-UPFC와 같은 분산전원용 장치에도 응용 할 수 있을 것으로 기대된다.

감사의 글

본 결과물은 지식경제부의 지원으로 수행한 에너지자원인력양성사업의 연구결과입니다

참 고 문 헌

[1] D. Sabin, "An assessment of distribution system power quality," Elect. Power Res. Inst. Palo Alto, CA EPRI Final Rep. TR-106294-V2, vol. 2, Statistical summary report, May 1996

[2] M. H. J. Bollen, "Understanding power quality problems - voltage sags and interruption," ISBN 0-7803-4713-7, IEEE Press, 2000

[3] J. L. Duran-Gomez, P. N. Enjeti, and A. von Jouanne, "An approach to achieve ride-through of an adjustable speed drive with fly-back converter modules powered by super capacitors," in Conf. Rec. IEEE-IAS Annual Meeting, vol. 3, 1999, pp. 1623-1629

[4] J. L. Duran-Gomez, P. N. Enjeti, and B. O. Woo, "Effect of voltage saga on adjustable speed drives - A critical valuation and an approach to improve its performance," IEEE Trans. Ind. Applications, vol. 35, Nov./Dec. 1999, pp. 1440-1449

[5] A. Kara, P. Dahler, D. Amhof, and H. Gruning, "Power supply quality improvement with a dynamic voltage restorer (DVR)," in Proc. IEEE APEC'98, vol. 2, 1998, pp. 986-993.

[6] N. H. Woodley, L. Morgan, and A. Sundaram, "Experience with an inverter-based dynamic voltage restorer," IEEE Trans. Power Delivery, vol. 14, pp. 1181-1186

[7] E. C. Aeloiza, P. N. Enjeti, L. A. Moran, O. C. Montero-Hernandez, and S. Kim, "Analysis and design of a new voltage sag compensator for critical loads in electrical power distribution systems," IEEE Trans. Ind. Applications, vol. 39, July/Aug. 2003, pp. 1143-1150

[8] K. Lee, H. Koizumi, K. Kurokaea, "Voltage control of D-UPFC between a clustered PV system and Distribution system", in Proc. IEEE PESC'06, June 2006, p 1-5

[9] S. Kim, S. K. Sul and T. A. Lipo, "AC/AC power conversion based on matrix converter topology with unidirectional switches," IEEE Trans. Ind. Applications, Vol. 36, No. 1, 2000, pp. 139-145

[10] C. Klumpner and F. Blaabjerg, "Modulation method for a multiple drive system based on a two-stage direct power conversion topology with reduced input

current ripple," IEEE Trans. on Power Elec., vol.20, July, 2005, pp. 922-9

[11] H. Cha, S. Lee, "Design and Implementation of Photovoltaic Power Conditioning System Using a Current Based Maximum Power Point Tracking", in Proc. IEEE-IAS Annual Meeting, October. 2008, pp.1-5.

[12] 차한주, 부우충기엔, "단상계통연계 태양광 인버터용 L-C-L 필터 설계 및 분석", 대한전기학회전기기기 및 에너지변환시스템 부문회 춘계학술대회, 2009, pp. 228-230

[13] A. Sundaram, "Distribution System Power Quality Assessment: Phase II Voltage Sag and Interruption Analysis" Technical Report 1001678 in EPRI , march, 2003

저 자 소 개

이 상 회 (李 相 回)



1977년 9월 24일생. 2002년 건양대 공대 제어계측공학과 졸업, 2005년 충남대 대학원 전기공학과 졸업(공학석사), 2005년~2007년 고등기술연구원 로봇생산기술센터 연구원, 현재 충남대 대학원 전기공학과 박사과정 재학 중

차 한 주 (車 翰 周)



1988년 서울대 전기공학과 졸업. 1990년 포항공대 전자전기공학과 졸업(석사), 2004년 미국 Texas A&M University, College station(공박), 현재 충남대학교 전기정보통신공학부 전기전공 부교수.

한 병 문 (韓 炳 文)



1976년 서울대 전기공학과 졸업. 1988년 미 아리조나 주립대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1992년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 미 Westinghouse 중앙연구소 선임연구원 현재 명지대학교 전기공학과 교수