

## 단상 인버터 시스템에서 순환 전류 제어 기법에 관한 연구

(The Study of the Circulation Current Control Scheme on Single Phase Inverter System)

이우철\*

(Woo-Cheol Lee)

### Abstract

This paper proposed the circulation current control scheme in the single phase inverter system. The load experiment of the power conversion system including the UPS usually uses the passive components such as resistors and inductors. Therefore, the energy consumption is serious problem. In addition, the system is out of order when it is installed in the local area, and the load experiment can not perform adequately after troubleshooting, because there is no the load equipment, and the power capacity is not enough in the local area. The paper does the research on the circulation current control scheme, it does not need the load equipment, and the load current can reuse as the input current of the equipment. Instead of the conventional method the voltage-voltage and voltage-current control scheme introduced the parallel converter concept is newly proposed, and the validity of the proposed control scheme is investigated by both simulation and experimental results.

Key Words : Circulation Current Control Scheme, Voltage-Voltage, Voltage-Current Control Scheme

### 1. 서 론

일반적으로 UPS(Uninterruptible Power Supply)를 포함한 인버터 시스템에 있어서 부하 시험은 제품의 신뢰성 확보를 위하여 반드시 필요한 시험 항목이다.

---

\* 주저자 : 한경대학교 전기전자제어공학과  
IT융합기술연구소  
\* Main author : Hankyong National University Dept.  
of Electrical Electronic & Control  
Engineering Professor, Institute for  
information technology convergence  
Tel : 031-670-5323, Fax : 031-670-5329  
E-mail : woocheol@hknu.ac.kr  
접수일자 : 2013년 11월 11일  
1차심사 : 2013년 11월 12일, 2차심사 : 2013년 11월 25일  
심사완료 : 2013년 12월 3일

그래서 국내외 생산업체는 역률 및 고조파, 용량 실험을 위하여 수동 소자등을 이용하여 부하기를 구축하고 있다. 이와 같은 수동 부하기는 전력을 소모만 하기 때문에 여러 대의 인버터 시스템에 대한 부하시험을 동시에 진행시 수전용량이 모자라서 부하 시험을 적절히 수행할 수 없게 되는 경우가 발생된다. 또한 지나친 전력소모로 인하여 추가의 비용이 발생되게 된다. 또한 이러한 부하기에서 발생한 열을 냉각하기 위한 별도의 냉각장치를 구비해야하는 등, 부하시험을 위한 많은 시험설비와 시험비용을 부담하고 있다. 이미 현장에 설치되어 시험 운행 중인 인버터 시스템인 경우 고장 시 수리 후 정상 동작을 확인하기 위하여 무 부하 실험만 아니라 정격부하에 대한 실험이 이루어

어져야 한다. 무부하 실험인 경우 현장에서 이루어질 수 있지만 정격부하 시험인 경우 용량에 맞는 부하 시험장치가 없어 적절한 부하 실험을 할 수 없는 현실이다. 최악의 경우 제작 업체에까지 가서 부하 시험을 수행해야 하는 경우가 발생된다[2]. 이와 같은 문제점을 극복하기 위하여 전력변환장치의 부하전류를 입력 전류로 재공급함으로써 기존의 수동 부하기, 역률 부하기를 사용하지 않고 시험할 수 있는 기능에 대하여 연구되어 왔다. 종래의 방식은 두 대의 컨버터 중에서 컨버터 1은 AC/DC 컨버터로 동작하며 DC 전압을 제어하고 컨버터 2는 DC/AC 인버터로 동작을 하여 출력전압을 제어한다[3]. 그림 1은 전력변환장치 내부 역변환부 출력전원을 바이패스 스위치를 통해서 순변환부 입력전원에 재공급함으로써 일반 저항부하기 또는 역률 부하 시험기와 같이 모든 에너지를 열로 소비하지 않고 순변환부 측으로 재 순환시켜서 부하 시험 시 입력 전원용량으로 제품의 자체손실분만 필요로 하는 에너지 절감 부하시험기능을 보여준다.

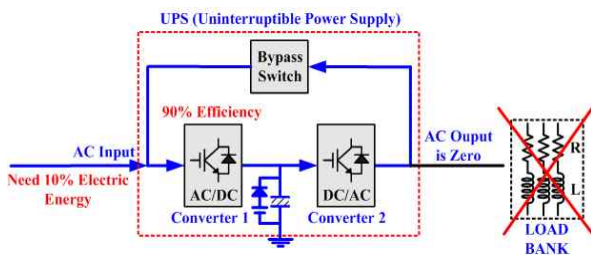


그림 1. 에너지 절감 부하시험  
Fig. 1. The energy saving type load test

일반적으로 저 전력 응용분야에서는 하프 브릿지 컨버터 시스템을 사용하고, 대 전력 응용분야에서는 풀 브릿지 컨버터 시스템을 사용하는데 하프 브릿지 컨버터 시스템을 사용하는 경우에는 입 출력간 공통 중성점이 존재하여 자체 단락구간이 존재하지 않는 반면 풀 브릿지 컨버터 시스템을 위 그림 1과 같이 컨버터를 연결하게 되면 DC 커패시터의 단락구간이 발생하게 된다. 이와 같은 문제점을 해결하기 위해서는 변압기가 반드시 필요하게 되어 하프 브릿지 컨버터, 인버터를 사용하여 변압기 없이 소자수를 줄여서 순환 전류 기법을 구현하였다[4]. 그러나 이 경우 하프 브릿

지 컨버터, 인버터의 사용으로 DC 전압이 지나치게 상승되는 문제점이 발생된다. 본 논문에서는 변압기를 사용한 단상 풀 브릿지 인버터에서 순환 전류 제어를 위한 2대의 컨버터를 병렬 운전하는 새로운 제어 알고리즘을 제안하고 시뮬레이션 및 실험으로 검증하고자 한다.

## 2. 시스템 구성

### 2.1 시스템 회로의 구성

그림 2은 시스템 회로의 구성을 간략화 시킨 회로도를 나타낸다. 앞으로 편의상 첫 번째 컨버터는 컨버터 1, 두 번째 컨버터는 컨버터 2라고 기재했다.  $V_g$ 는 전원 전압,  $L_1$ 은 컨버터 1측 인덕터이며,  $L_2$ 와  $C_2$ 는 컨버터 2측 출력을 위한 LC필터로 구성되어 있고,  $i_g$ 는 전원전류,  $i_{L1}$ 은 인덕터  $L_1$  전류,  $i_{L2}$ 는 인덕터  $L_2$  전류,  $i_{dc}$ 는 DC 커패시터에 흐르는 전류,  $i_{dc1}$ 은 컨버터 1 출력전류이고,  $i_{dc2}$ 는 컨버터 2 입력 전류이다. 마지막으로  $i_{C2}$ 는 컨버터 2의 필터커패시터에 흐르는 전류를 나타낸다. 기본적인 동작은 정상시에 컨버터 1은 PWM 컨버터로 동작을 하여 DC 전압을 승압하고 전원전류를 정현파로 제어를 한다. 컨버터 2는 승압된 DC 전압을 이용하여 PWM 인버터로 동작을 하고 출력 필터를 거쳐 정현파 전압을 출력하게 된다.

부하 시험을 하기 위한 순환 전류 제어 기법을 사용시 컨버터 1은 충전대로 PWM 컨버터로 동작하여 DC 전압을 승압하며, 컨버터 2는 2가지 모드로 동작이 가능하다. 첫 번째 방법은 전류제어 모드로 전류 지령치를 통하여 순환되는 전류량과 역률을 제어하게 된다. 두 번째 방법은 컨버터 1과 동일한 PWM 컨버터로 동작을 하게 되어 DC전압을 승압하는 제어를 수행하며 전류 지령치의 제한을 통하여 순환되는 전류량을 제어하고, 전류 지령치의 위상각을 제어하여 지령된 역률제어를 수행한다. 이때 순환되는 전류의 방향은 컨버터 1과 2의 전압 지령치의 크기에 따라 결정되게 된다.

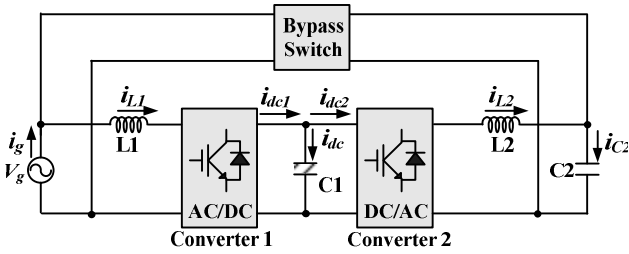


그림 2. 시스템 회로의 구성  
Fig. 2. The configuration of system circuit

### 2.2 제안된 전압-전압 제어기

전력순환제어의 방법으로 전압-전압제어, 전압-전류 제어 총 2가지의 제어기법을 제시한다. 그림 3, 4는 단상 병렬 PWM 컨버터의 제어기를 나타낸다.

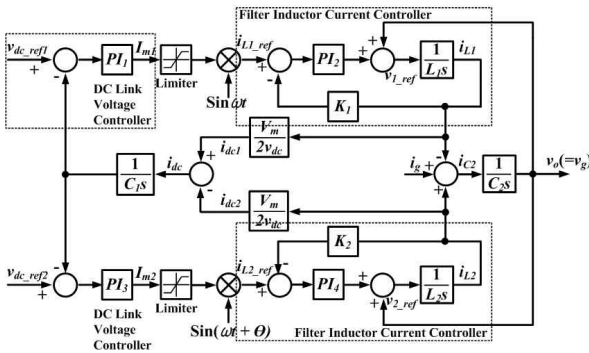


그림 3. 전압 - 전압 제어기의 구성  
Fig. 3. The Composition of Voltage - Voltage controller

전압-전압 제어방식은 컨버터 1과 컨버터 2 모두 DC 전압을 제어하는 형태이다. 그림 3을 보면 DC 링크 전압 지령치  $V_{dc\_ref1}$ ,  $V_{dc\_ref2}$ 은 컨버터 1, 2의 전압 지령치가 된다. 각각의 컨버터들은 DC 전압 지령치에 따른 PI제어기 출력인 전류 지령치와 인덕터 전류  $i_{L1}$  전류와  $i_{L2}$  전류와 PI제어기를 거쳐 최종 제어기 출력  $V_{L\_ref}$ 와  $V_{2\_ref}$ 을 발생시킨다. 이때 전원 전압  $V_g$ 는 최종 제어기 출력에 전향 보상하게 된다. 여기서  $i_g - i_{L1} + i_{L2} = i_{C2}$ 는 각각의 컨버터 출력전류  $i_{L1}$ 과  $i_{L2}$ 가 같게 되면 결국 입력전류  $i_g$ 는 필터에 흐르는 전류  $i_{C2}$ 와 같게 된다. 여기서  $V_m$ 은  $V_g$ 의 첨두치 값을 나타낸다. 순환되는 전류의 방향은 컨버터 1, 2의 지령치 전압의 크

기에 의해서 결정되며, 순환되는 전류의 양은 컨버터 2측의 DC 전압 제어기의 출력인 전류지령치의 제한을 통하여 결정이 된다[5].

### 2.3 제안된 전압-전류 제어기

컨버터는 DC 전압 제어 방식[6]과 전원 전류 제어 방식[7]에 대하여 연구는 활발히 진행되어 왔다. 일반적인 UPS 시스템에서는 컨버터 1은 DC 전압 제어, 컨버터 2는 전압제어 인버터로 동작을 한다.

제안된 전압-전류 제어방식은 컨버터 1은 충전대로 DC 전압을 제어를 수행하고 컨버터 2는 동시에 전원 전류를 제어하는 형태이다. 그림 4를 보면 컨버터 1은 전압-전압 제어 방식과 마찬가지로 DC 전압을 승압하며, 컨버터 2는 순환 전류 지령치 크기인  $I_{m2}$ 에 역률 지령치에 따른 위상각을 곱하여 최종 전류 지령치를 생성한다. 여기서  $i_g - i_{L1} + i_{L2} = i_{C2}$ 는 각각의 컨버터 출력전류  $i_{L1}$ 과  $i_{L2}$ 가 같게 되면 결국 입력전류  $i_g$ 는 필터에 흐르는 전류  $i_{C2}$ 와 같게 된다. 여기서  $V_m$ 은  $V_g$ 의 첨두치 값을 나타낸다. 전류 지령치의 방향은  $I_{m2}$ 의 극성에 의하여 결정이 되며, 순환되는 전류 양 역시  $I_{m2}$ 의 크기에 의해서 결정이 된다.

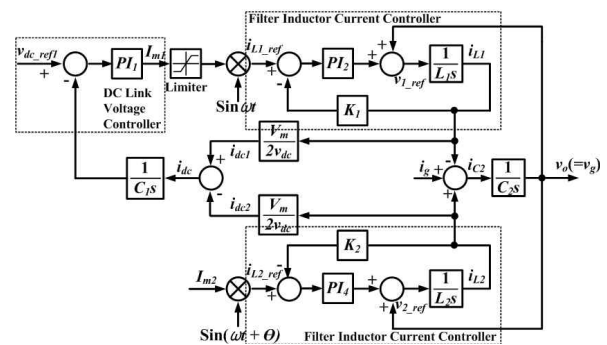


그림 4. 전압 - 전류제어기의 구성  
Fig. 4. The Composition of Voltage - Current controller

### 2.4 Digital Phase Lock Loop

그림 5는 Digital PLL(DPLL)을 나타내는 블록다이어그램이다. 이 시스템은 단상을 사용하는데 동

기좌표변환 시  $q$ 축이 존재하지 않는다. 그래서 동기좌표변환을 하기 위해 디지털 제어의 *All-Pass Filter*를 이용하여 가상의 고정좌표계인  $q$ 축을 생성한다. 고정좌표계  $d, q$ 축을 생성하는 식은 다음과 같다[8].

$$V_{gd}^s = -V_g \quad (1)$$

$$V_{gq}^s(t) = -k \cdot V_{gq}^s(t-1) + k \cdot V_{gd}^s(t) + V_{gd}^s(t-1) \quad (2)$$

여기서  $k$ 는 다음과 같다.

$$k = \frac{T_s \omega - 2}{T_s \omega + 2} \quad (3)$$

식 (1)의 경우 그리드 전압에  $180^\circ$  반전을 해준 값이다. 식 (2)의 경우 식 (1)의 값을  $90^\circ$  지연시키는 역할을 한다. 여기서  $q$ 축은 실질적인 의미는 없다. 단지 축 변환을 하기 위해 존재하는 성분일 뿐이다. 이 시스템에서는 DPLL 알고리즘을 통해 생성된  $\sin\theta$ 를 이용하여 입력전압과 동일한 위상을 만들어 주는데 사용되고, 역률 지령 치에 따른 지연된 위상각을 만들어 낸다.

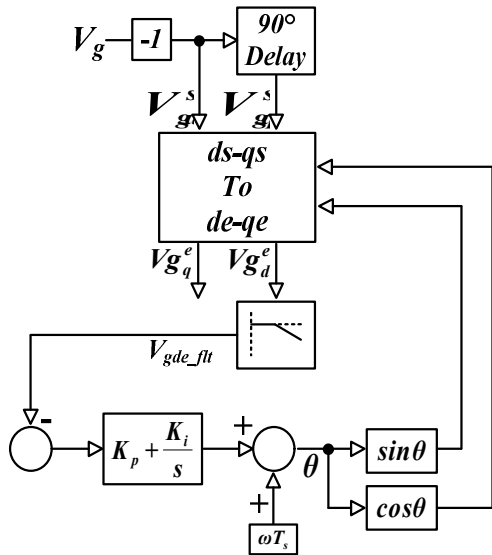


그림 5. 디지털 PLL(Phase-Locked-Loop)다이아그램  
Fig. 5. The Digital PLL and sag detection block diagram

## 2.5 DC Link를 통한 단락회로

제안된 시스템으로 회로 구성시 그림 6, 7과 같이 문제가 되는 단락구간이 존재한다. 컨버터 스위칭 상태에 따라 커패시터만의 단락으로 DC단 전압이 급격히 0V로 떨어지는 현상이 발생된다. 이렇게 되면 제어기가 정상동작을 하지 못하여 과도한 전류가 발생되어 장비가 차단되게 된다. 따라서 전력순환제어기능을 못하게 된다.

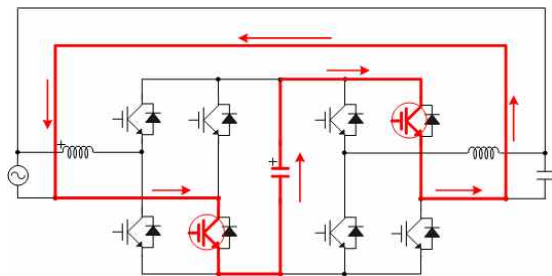


그림 6. 풀 브릿지 컨버터로 구성시의 커패시터의 단락구간 I  
Fig. 6. the capacitor shortpath composed with Full Bridge Converter Case I

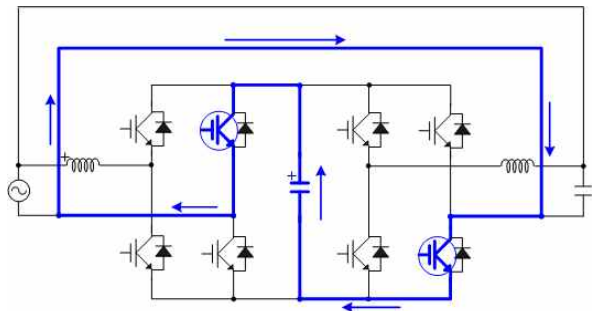


그림 7. 풀 브릿지 컨버터로 구성시의 커패시터의 단락구간 Case II  
Fig. 7. the capacitor shortpath composed with Full Bridge Converter Case II

## 2.6 기존 단락 구간의 대책

위와 같은 단락구간을 피하려면 컨버터 2 출력단에 변압기를 설치하는 방법이 있다.

그림 8과 그림 9를 보면 컨버터 2 출력 측에 변압기를 설치함으로써 전기적으로 절연하여 단락구간을 차단할 수 있음을 알 수 있다.

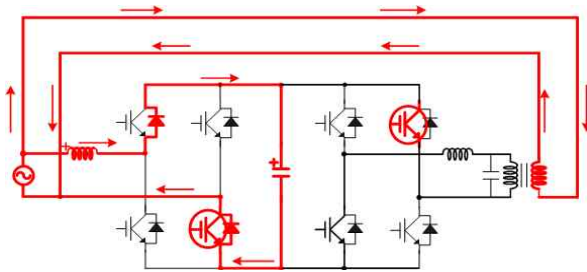


그림 8. 풀 브릿지 컨버터시스템방식의 변압기를 사용한 단락구간대책 I  
 Fig. 8. the capacitor shortpath measure composed with Full Bridge Converter Case I

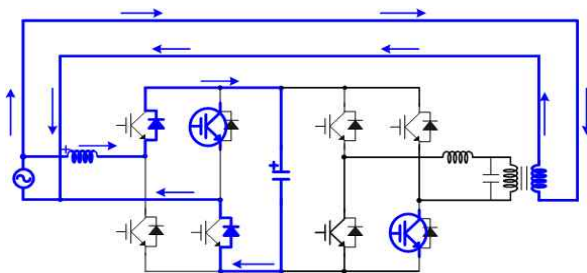


그림 9. 풀 브릿지 컨버터시스템방식의 변압기를 사용한 단락구간대책 II  
 Fig. 9. the capacitor shortpath measure composed with Full Bridge Converter II

### 3. 시뮬레이션 결과

시뮬레이션 파라미터는 컨버터 1 DC단 전압 지령치  $V_{dc\_ref1}$ , 컨버터 2 DC단 전압 지령치  $V_{dc\_ref2}$ , DC Link 전압  $V_{dc}$ , 입력전압은  $V_g$ , Bypass를 통해 흐르는 순환 전류는  $Circulating\_Current\_U$ , 컨버터 2의 유효 전류값을 나타내는  $I_{2RMS}$ 로 구성하였고 시뮬레이션 및 실험에 사용된 소자 값은 다음 표 1과 같다.

표 1. 시스템 파라미터  
 Table 1. System parameters

Parameters	Value
입력전압 ( $V_g$ )	207V, 60Hz
필터 인덕터 ( $L_1, L_2$ )	0.4mH
출력커패시터 ( $C_2$ )	100uF
DC 커패시터 ( $C_1$ )	9,400uF
DC 전압	400Vdc
정격	3kVA
스위칭주파수 ( $f_s$ )	11kHz

### 3.1 전압-전압 제어 방식

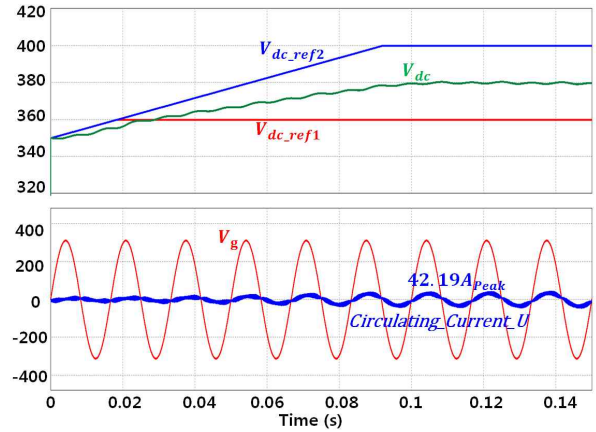


그림 10. 병렬 컨버터의 전압-전압제어의 시뮬레이션 파형 I  
 Fig. 10. A simulation waveform I when voltage-current control as a parallel converter

그림 10은 컨버터 1의 전압 지령치  $V_{dc\_ref1}$ 을 360V로 하고, 컨버터 2의 전압 지령치  $V_{dc\_ref2}$ 를 400V로 하였을 때의 시뮬레이션 파형으로 실제 전압  $V_{dc}$ 는 380V로 제어되는 것을 보여준다. 컨버터 1은 지령치 전압보다 20V가 높게 제어됨에 따라 전력 공급모드에서 회생모드로 동작을 하게 되고, 컨버터 2는 지령치보다 20V 전압이 낮게 제어됨에 따라 전력 공급 모드로 동작을 하게 된다. 따라서 버터 1에서 컨버터 2로  $Circulating\_Current\_U$ 가 순환루프를 타고 전원전압  $V_g$ 와 거의 동상인 상태로 흐르게 된다. 여기서 순환전류파형이 전원전압보다 앞서서 이유는 컨버터 2 출력단에 있는 커패시터의 영향으로 위상이 앞서게 되기 때문이다. 이때 컨버터 2의 전류 지령치를 제한 안했을 경우이며 만약 순환 전류의 양을 제한하기 위하여 컨버터 2의 전류 지령치를 제한할 경우 DC 전압은 컨버터 1의 지령치에 가깝게 제어가 된다.

그림 11은 컨버터 1의 전압 지령치  $V_{dc\_ref1}$ 을 400V로 하고, 컨버터 2의 전압 지령치  $V_{dc\_ref2}$ 를 360V로 하였을 때의 시뮬레이션 파형으로 실제 전압  $V_{dc}$ 는 380V로 제어되는 것을 보여준다. 컨버터 1은 지령치 전압보다 20V가 낮게 제어됨에 따라 전력 공급모드로 동작을 하게 되고, 컨버터 2는 지령치보다 20V 전압이

높게 제어됨에 따라 회생 모드로 동작을 하게 된다. 따라서 버터 2에서 컨버터 1으로 순환전류가 순환루프를 타고 전원전압  $V_g$ 와 거의 180도 위상차가 나는 상태로 흐르게 된다. 여기서 순환전류파형이 전원전압과 정확하게 180도 차이나지 않는 이유는 마찬가지로 컨버터 2 출력단에 있는 커패시터의 영향으로 위상이 앞서게 되기 때문이다.

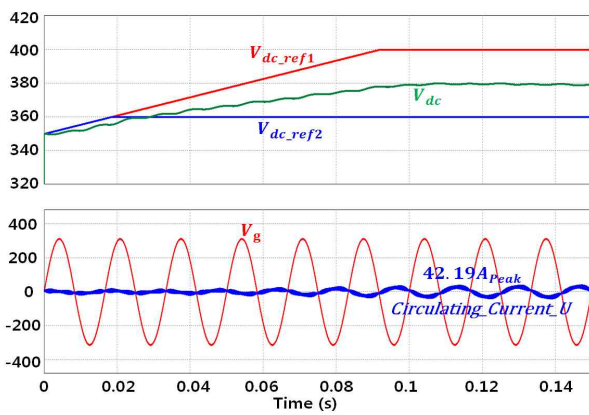


그림 11. 병렬 컨버터의 전압-전압제어의 파형2  
Fig. 11. A simulation waveform II when voltage-current control as a parallel Converter

### 3.2 전압-전류 제어 방식

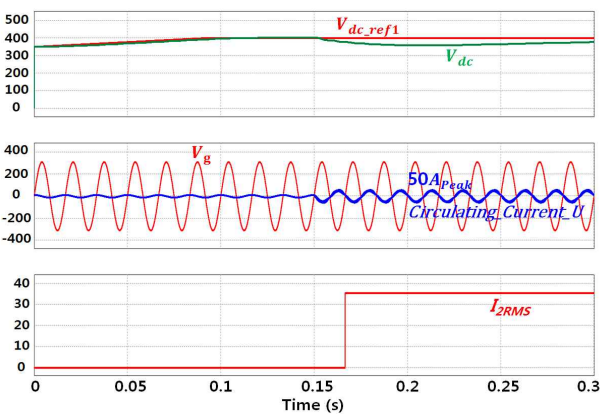


그림 12. 전압-전류 제어시 컨버터2의 전류 지령치를 (-)값으로 주었을 때 파형  
Fig. 12. A waveform when the current reference of converter 2 is applied as a negative value

그림 12는 컨버터 1은 충전대로 PWM 컨버터로 동작을 하여 DC 전압 제어를 수행하고, 컨버터 2는 전류 제어시 시뮬레이션 결과로 처음에는 컨버터 1이 동작을 하여 DC 전압 제어를 수행하여  $V_{dc}$ 는 전압 지령치  $V_{dc.ref1}$ 를 추종하여 400V로 승압되는 것을 알 수 있다. 0.15초 후 컨버터 2가 같이 동작을 하여 전류 지령치  $-50A_{peak}$ 를 추종하여 출력 실효치  $I_{2RMS}$ 값이  $36.5A_{rms}$ 로 나오는 것을 확인할 수 있다. 이때 컨버터 2 출력전류 지령치를 (-)부호 값으로 주었기 때문에 순환전류는 컨버터2 출력 측에서 컨버터 1 입력 측으로 흐르게 되어 입력전압과 180도 위상차가 나게 된다.

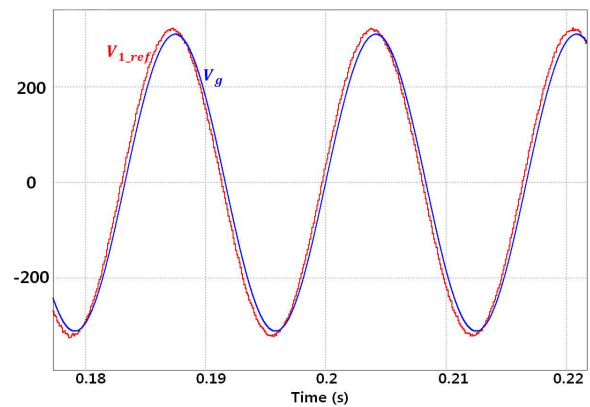


그림 13. 전압-전류제어시 컨버터2의 전류지령치를 (-)값으로 주었을 때 입력전압과 컨버터2의 위상차  
Fig. 13. The phase difference between the input voltage and the output voltage of converter 2 when the current reference of converter 2 is applied as a negative value

그림 13은 전압-전류 제어를 하였을 때 두 번째 전류제어 컨버터 출력전압( $V_{2.ref}$ )과 입력전압( $V_g$ )을 비교한 파형이다. 컨버터 2 출력 전압이 입력 전압 보다 약간 위상이 앞서는 것을 알 수가 있는데 이는 그림 14 (a)의 페이지도로 나타났다. 즉 순환전류는 컨버터 2 전류 지령치이고 이로 인해 인덕터 전압  $V_L$ 은 순환 전류보다 90도 앞서게 되고, 결국 컨버터 2 지령치 전압  $V_{2.ref}$  입력 전압보다 앞서게 된다.

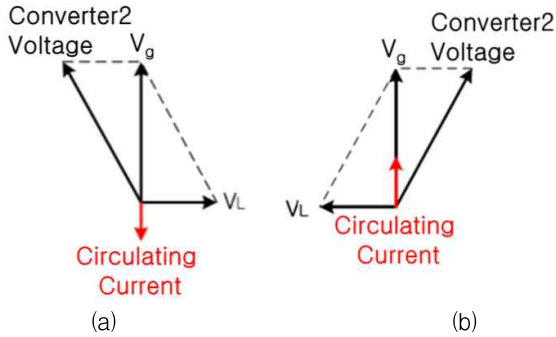


그림 14. 전압-전류제어시 컨버터2의 전류지령치의 부호에 따른 페이지도 (a) 컨버터 2에서 컨버터 1으로 순환전류가 흐를 경우 (b) 컨버터 1에서 컨버터 2로 순환전류가 흐를 경우

Fig. 14. The phase diagram of converter 1 under voltage-current control depending on the current reference signal

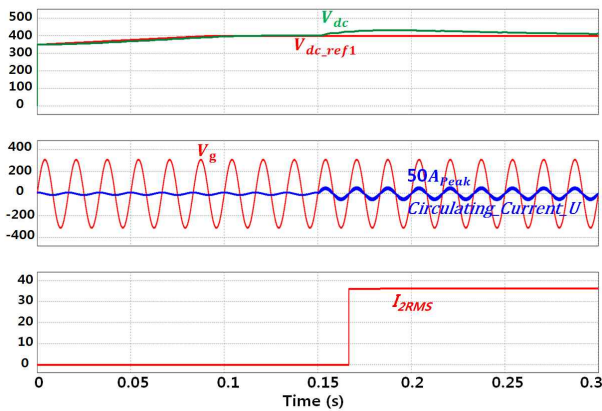


그림 15. 전압-전류제어시 컨버터2의 전류지령치를 (+)값으로 주었을 때 파형

Fig. 15. A waveform when the current reference of converter 2 is applied as a positive value

그림 15는 그림 13과 마찬가지로 컨버터 1은 전압 제어, 컨버터 2는 전류 제어시 시뮬레이션 결과로 처음에는 컨버터 1이 동작을 하여 DC 전압 제어를 수행하여  $V_{dc}$ 는 전압 지령치  $V_{dc.ref1}$ 를 추종하여 400V로 승압되고, 0.15초 후 컨버터 2가 같이 동작을 하여 전류 지령치  $50A_{peak}$ 를 추종하여 출력 실효치  $I_{2RMS}$ 값이  $36.5A_{rms}$ 로 나오는 것을 확인할 수 있다. 이때 컨버터 2 출력전류 지령치를 (+)부호 값으로 주었기 때문에 순환전류는 컨버터 1 출력 측에 컨버터 2 입력 측으로

흐르게 되어 입력전압과 동상의 전류가 흐르게 된다.

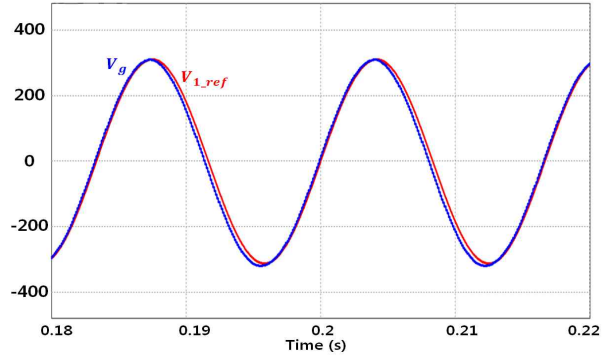


그림 16. 전압-전류제어시 컨버터2의 전류지령치를 (+)값으로 주었을 때 입력전압과 컨버터2의 위상차를 나타낸 파형

Fig. 16. The phase difference between the input voltage and the output voltage of converter 2 when the current reference of converter 2 is applied as a positive value

그림 16도 그림 13과 마찬가지로 전압-전류 제어를 하였을 때 두 번째 전류제어 컨버터 출력전압 ( $V_{2.ref}$ )과 입력전압 ( $V_g$ )을 비교한 파형이다. 컨버터 2 출력전압이 입력 전압 보다 약간 위상이 뒤지는 것을 알 수가 있는데 이는 그림 14 (b)의 페이지도로 나타났다. 즉 순환전류는 컨버터 2 전류 지령치고 이로 인해 인덕터 전압  $V_L$ 은 순환전류보다 90도 앞서게 되고, 결국 컨버터 2 지령치 전압  $V_{2.ref}$ 는 입력 전압보다 뒤지게 된다.

#### 4. 실험 결과

실험파형에서는 두 대의 컨버터를 병렬로 구성하고 두 대 컨버터 모두 DC단 전압 제어하는 전압-전압 제어 방식을 사용하여 실험을 수행하였다.

그림 17은 컨버터 1 기동 시 DC단 전압 제어 실험파형이다.  $V_g$ 는 입력전압,  $V_{L.ref}$ 는 컨버터 1 출력전압을,  $V_{dc.ref}$ 는 컨버터 1의 DC단 전압 지령치이며  $V_{dc.llt}$ 는 DC단 전압을 필터링한 값을 나타낸다. 전압지령치는 360V로 설정하였고 DC단 전압  $V_{dc.llt}$  전압은 전압 지령치를 추종하는 것을 알 수 있고, 입력전압과 컨버터

출력전압이 동상인 것도 확인할 수 있다.

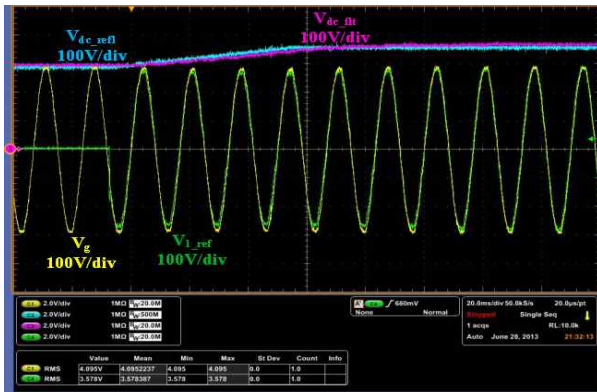


그림 17. 컨버터 1으로 DC Link전압제어를 하는 실험파형 I  
Fig. 17. Experimental waveform I of DC-link voltage control in converter 1

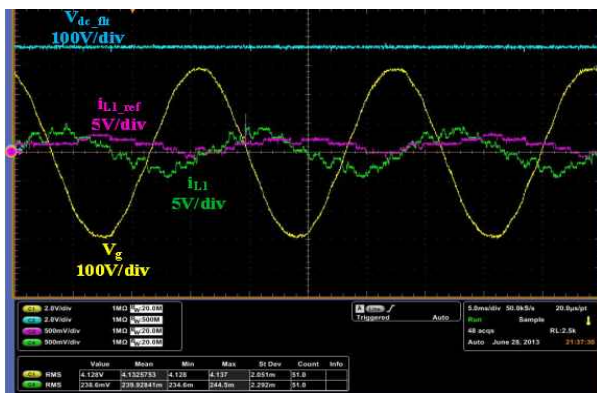


그림 18. 컨버터 1 으로 DC Link전압제어를 하는 실험파형 II  
Fig. 18. Experimental waveform I of DC-link voltage control in converter 1

그림 18은 컨버터 1 기동 후 정상 상태시 실험파형이다.  $I_{sLL\_ref}$ 는 컨버터 1의 입력전류 지령치,  $I_L$ 은 컨버터 1의 입력전류이다. 컨버터 입력전류  $I_L$ 이 전류 지령치  $I_{LL\_ref}$ 값을 따라가고 있으나 정확히 따라가지 못하는 이유는 출력단에 부하가 존재하지 않아 전류 값이 너무 작아 발생하는 현상이다.

그림 19는 컨버터 2 기동 시 DC단 전압 제어 실험파형이다.  $V_g$ 는 입력전압,  $V_{2\_ref}$ 는 컨버터 2 출력전압을,  $V_{dc\_ref}$ 는 컨버터 2의 DC단 전압 지령치이며  $V_{dc\_flt}$ 는 DC단 전압을 필터링한 값을 나타낸다. 전압 지령치는

380V로 설정하였고 DC단 전압  $V_{dc\_flt}$  전압은 전압 지령치를 추종하는 것을 알 수 있고, 입력전압과 컨버터 출력전압이 동상인 것도 확인할 수 있다.

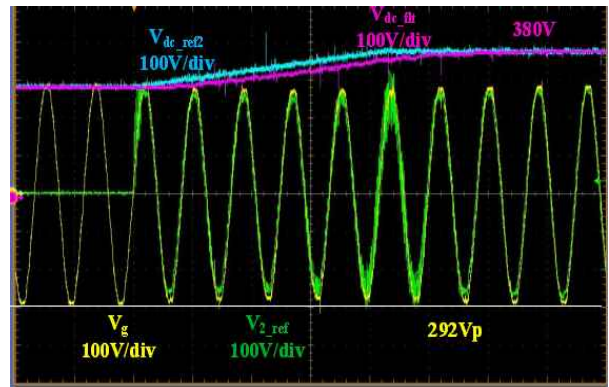


그림 19. 컨버터 2 으로 DC Link전압제어를 하는 실험파형 I  
Fig. 19. Experimental waveform I of DC-link voltage control in converter 2

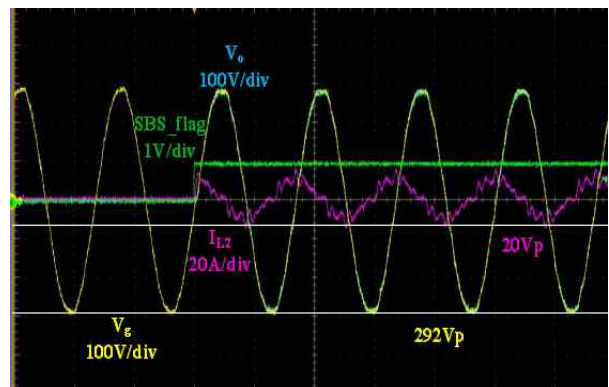
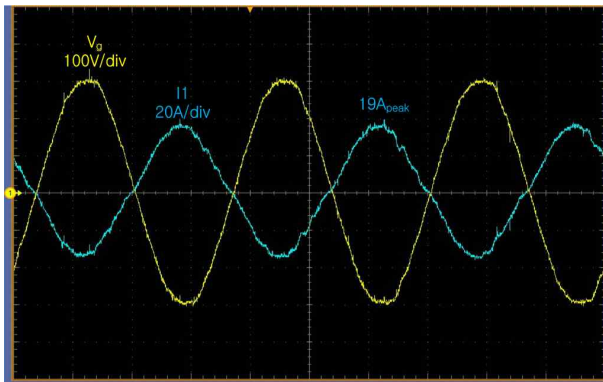


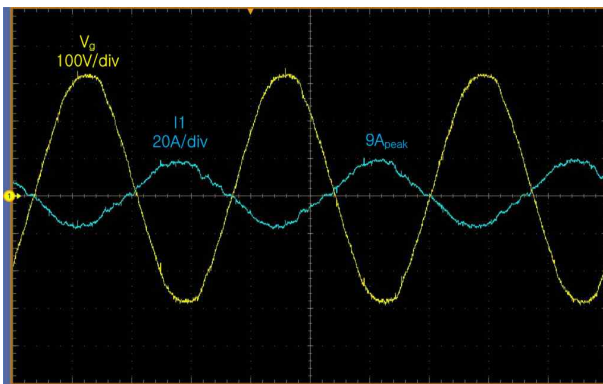
그림 20. 컨버터 2 으로 DC Link전압제어를 하는 실험파형 II  
Fig. 20. Experimental waveform II of DC-link voltage control in converter 2

그림 20은 컨버터 2 실험 파형으로 컨버터 2는 정상 운전시 정현파 전압을 출력해야 해서 출력 단에 필터용 커패시터가 달려 있다. 따라서 바이패스 스위치가 불을 때 과전류가 발생할 소지가 있어 전원전압의 0점을 검출하여 바이패스 스위치를 동작시키는 파형을 보여준다. 전원전압의 0점에서 정확히 바이패스 스위치가 동작하며 이에 따라 커패시터에 전류가 흐르는 것을 보여준다.

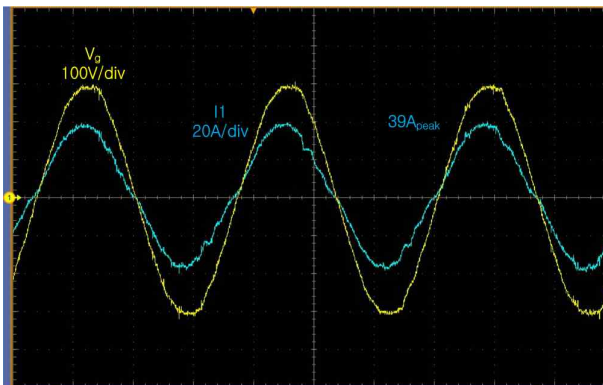




(a)



(b)



(c)

그림 21. 순환 전류 제어시 전원전압, 컨버터 1 전류 파형  
(a) 컨버터 1에서 컨버터 2로 순환전류 제어시(3kVA정격) (b) 컨버터 1에서 컨버터 2로 순환전류 제어시(1.5kVA정격) (c) 컨버터 2에서 컨버터 1로 순환전류 제어시(3kVA정격)

Fig. 21. Experimental waveform of grid voltage and converter I under the circulation current control

그림 21은 순환 전류 제어시 전원전압, 컨버터 전류 파형을 보여준다. 그림 21 (a)와 그림 21 (b)는 정격 3kVA, 1.5kVA에 해당되는 용량으로 컨버터 1에서 컨버터 2로 순환전류 제어시의 전원전압, 컨버터 전류파형을 보여준다. 그림 21 (c)는 정격 3kVA에 해당되는 용량으로 컨버터 2에서 컨버터 1으로 순환전류 제어시의 파형을 보여준다.

## 5. 결 론

본 논문에서는 단상 인버터 시스템에서의 순환 전류제어기법에 대하여 연구를 수행하였다. 기존에 UPS를 포함한 전력변환장치의 부하 실험은 저항이 포함된 수동 소자를 사용하여, 에너지 소모가 많고, 장치가 외부에 설치 후 고장났을 때 수리 후 부하 실비 및 현장 전원 사정에 의해서 부하 시험을 현장에서 적절히 수행할 수가 없었다. 그래서 본 연구에서는 순환 전류 제어기법을 사용하여 부하전류를 다시입력 전류로 사용하여 전원 용량에 대한 부담을 줄이고, 별도의 부하 장치가 없도록 하였다. 순환 전류기법으로 전압-전압 제어, 전압-전류 제어 기법을 새롭게 제시하고, 이에 타당성을 시뮬레이션 및 실험을 통하여 검증을 하였다. 비록 2대의 컨버터를 동시에 운전할 수 없었지만 개개의 컨버터 동작을 확인할 수가 있었고, 향후 2대의 컨버터를 동시에 운전하는 실험을 수행할 예정이다.

본 연구는 경기도의 경기도지역협력연구센터(GRRC) 사업의 일환으로 수행하였음.  
[[GRRC환경2011-B04], 물류 자동화 시스템의 에너지 절약을 위한 전력변환 기술개발]

## References

- [1] Jiann-Fuh Chen, Ching-Lung Chu, Tsu-Hua Ai, Ching-Lien Huang, "The burn-in test of three-phase ups by energy feedback method", Power Electronics Specialists Conference, pp. 766-771, 1993.
- [2] Suresh Gupta, Vidya Rangaswamy, "Load bank elimination for ups testing", Industry Applications Society Annual Meeting, vol. 2, pp. 1040-1043, 1990.

- [3] Chu, C.L, Chen, J.F , “Self-load bank for UPS testing by circulating current method”, Electric Power Applications, IEE Proceedings, vol. 141, pp. 191-196, 1994.
- [4] Bekiarov. S.B., Nasiri. A., Emadi. A., “A New Reduced Parts On-Line Single-Phase UPS System”, Industrial Electronics Society, IECON '03. The 29th Annual Conference of the IEEE, vol. 1, pp. 688-693, 2003.
- [5] H. S. Kim, J.H. Han, J.H. Song, “Parallel Operation of Three-Phase Four wire UPS using Droop Control”, Journal of the Korean Institute of Illuminating and Electrical Installation Engineers, Vol. 27, No. 4, pp. 88-95, Apr. 2013.
- [6] W. C. Lee, D. S. Yoo, “Study on DC Charging Algorithm of the Line Interactive UPS with Dual Converter Structure”, Journal of the Korean Institute of Illuminating and Electrical Installation Engineers, Vol. 19, No. 3, pp. 27-34 May, 2005.
- [7] W. C. Lee, T. K. Lee, “A Design of a High Performance UPS with Capacitor Current Feedback for Nonlinear Loads”, Journal of the Korean Institute of Illuminating and Electrical Installation Engineers, Vol. 26, No. 5, pp. 71-78 May, 2012.
- [8] H. Cha, S. Lee, T. Vu “A new fast peak detector for single or three-phase unsymmetrical voltage sags”, Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 12-16 Sept. 2010, pp.434 - 440.

### ◇ 저자소개 ◇



#### 이우철(李雨哲)

1964년 3월 24일생. 1987년 한양대학교 전기공학과 졸업. 1989년 한양대학교 대학원 전기공학과 졸업. 1988~1998년 효성중공업 기술연구소 책임연구원. 1995~2001년 한양대학교 대학원 전기공학과 졸업(박사). 2007~2009년 Virginia Polytechnic Institute and State University USA Visiting Professor. 현재 한경대학교 전기전자제어공학과 교수. 2011년~현재 전력전자학회 학술위원.