

# 3상 양방향 인버터의 계통전압 불평형 및 왜곡에 의한 계통전류 불평형 및 왜곡 보상

양승대<sup>1</sup>, 김승민<sup>1</sup>, 최주엽<sup>†</sup>, 최익<sup>2</sup>, 송승호<sup>3</sup>, 이상철<sup>4</sup>, 이동하<sup>4</sup>

## A Compensation of the Grid Current Unbalance and Distortion caused by the Grid Voltage Unbalance and Distortion in 3-Phase Bi-Directional DC to AC Inverter

Seung-Dae Yang<sup>1</sup>, Seung-Min Kim<sup>1</sup>, Ju-Yeop Choi<sup>†</sup>, Ick Choy<sup>2</sup>, Seung-Ho Song<sup>3</sup>, Sang-Cheol Lee<sup>4</sup>, and Dong-Ha Lee<sup>4</sup>

**Abstract** - This paper presents an algorithm of a compensation of the grid current distortion caused by the grid voltage unbalance and distortion in 3-phase bi-directional DC to AC inverter. Usually 3-phase grid system has unbalance and distortion because of connecting 1-phase and non-linear load with 3-phase load using same input node. Controlling 3-phase inverter by general method under the unbalanced and distorted grid voltage, the grid current has distortion. This distortion of the grid current cause the grid voltage distortion again. So, it need to control the grid current balanced and non-distorted, even the grid voltage gets unbalanced and distorted. There are some complex method to compensate the gird current distortion. it suggest simple method to solve the problem. Simulation and experiment is used to validate the proposed algorithm.

**Keywords:** three-phase inverter, bi-directional inverter, unbalance and distortion compensation, positive sequence voltage

### 기 호 설 명

$E_{pa}, E_{pb}, E_{pc}$  : 계통 정상분 상 전압  
 $E_a, E_b, E_c$  : 계통 상 전압  
 $V_{dq\_ff}$  : 전류제어기 전향보상 항  
 $\omega$  : 계통 주파수  
 $L$  : 계통 필터 인덕턴스  
 $i_{dqe}$  : 동기좌표계 계통 전류  
 $V_{dqe}$  : 동기좌표계 계통 전압  
 $e_{am}, e_{bm}, e_{cm}$  : 이상적인 계통 상 전압

$e_m$  : 이상적인 계통 상 전압의 최대 크기  
 $\theta$  : 계통 위상각  
 $e_{ah}, e_{bh}, e_{ch}$  : 상별 고조파 노이즈 전압  
 $V_{a\_ref}, V_{b\_ref}, V_{c\_ref}$  : 상별 인버터 출력 지령 전압

### 1. 서 론

최근 3상 DC/AC 인버터는 모터 구동 시스템, UPS 등의 산업시스템과 신재생 에너지 시스템에서 많이 사용되고 있다. 3상 DC/AC 인버터는 일정한 DC전압과 정현적인 계통전류를 제어할 수 있으며, 단위역률제어 및 양방향 전력전달이 가능하다<sup>[5]</sup>.

양방향 인버터의 제어루프는 외부의 직류 전압 제어 루프와 내부의 전류 제어루프로 구성된다<sup>[1]</sup>. 계통전압이 정상적인 경우 양방향 인버터의 직류전압은 스위칭에 따른 스위칭 주파수의 리플성분이 있지만 거의 직류로 제어되고, 계통전류도 정현파로 제어된다.

그러나 일반적인 3상 계통시스템은 전압의 작은 왜곡이나 불평형이 있다. 이는 PCC(Point of Common

Paper number: TKPE-2013-18-2-7 ISSN: 1229-2214

<sup>†</sup> Corresponding author: juyeop@kw.ac.kr, Dept. of Electrical Eng., Kwangwoon University  
 Tel: +82-2-940-5140 Fax: +82-2-943-7195

<sup>1</sup> Dept. of Embedded Software Eng., Kwangwoon University

<sup>2</sup> Dept. of Information and Control Eng., Kwangwoon University

<sup>3</sup> Dept. of Electrical Eng., Kwangwoon University

<sup>4</sup> Daegu Gyeongbuk Institute of Science & Technology

Manuscript received Sep. 27, 2012; accepted Jan. 2, 2013

— 본 논문은 2012년 전력전자학술대회 우수추천논문임

Table 1 Input voltage range of power supplies

Company	Range
A company	Normally ±10%, ±15%
B company	220V, 380V(3Phase/3Wire) ±15%
C company	+10% -15% 3Phase/3Wire

Table 2 Standard of voltage distortion in IEEE Std. 519-1992

Voltage	Individual Vol. Distortion	Total Vol. Distortion
69kV ↓	3%	5%

Coupling)에 비선형 또는 단상부하가 연결되기 때문이다. 비선형 부하로 인한 왜곡전류가 PCC에서 전압의 왜곡을 발생시킨다. 또한 단상부하로 인한 불평형 전류가 PCC에서 전압의 불평형을 초래한다. 이러한 불평형과 왜곡의 계통전압이 양방향 인버터에 연결되면 직류단 전압의 맥동 또는 계통전류의 왜곡을 발생시키며, 이는 또다시 계통전압의 왜곡을 증가시키는 원인이 된다<sup>[2]</sup>.

계통전압이 불평형일 경우에 직류단 전압의 리플을 제거하기 위해 계통전류를 정상분과 역상분으로 분리하여 제어하는 듀얼 전류제어기가 제안되었고<sup>[3][6]</sup>, 계통전압의 왜곡의 경우 기본 전류제어기에 공진제어기를 추가하는 방식이 제안되었다<sup>[4][6]</sup>. 그러나 듀얼 전류제어기는 제어의 복잡성이 증가하며 왜곡의 문제를 제외하고 있으며, 공진제어기는 공진주파수 이외의 왜곡은 보상하지 못하므로 다양한 고조파 왜곡을 보상하기에는 적합하지 않다.

본 논문에서는 간단한 방법으로 불평형 및 왜곡의 계통전압에서도 양방향 동작시의 계통전류의 왜곡을 보상하여 주는 새로운 방식을 제안한다. 제안하는 방식은 계통전류의 정상분을 추출하여 PLL(Phase Locked Loop)을 하고 왜곡 전압 값을 한 번에 추출하여 최종 인버터 출력전압 추종 값에 보상하여준다. 제시된 제어 방식은 시뮬레이션과 실험을 통하여 검증된다.

## 2. 계통전압 불평형 및 왜곡 보상 범위

### 2.1 계통전압 불평형의 보상 범위

일반적인 전원장치들의 전압 입력 범위는 표 1과 같이 일반적으로 ±15%를 최대 변동 범위로 설정하고 있다. 이것이 입력 전압의 허용 범위로 불평형의 범위를 의미하지는 않지만 불평형 또한 입력전압의 허용범위를 넘을 수는 없다고 판단되어 불평형 보상의 범위는 ±15%로 설정한다.

### 2.2 계통전압 고조파 왜곡 보상 범위

전압 왜곡의 규정은 표 2의 IEEE Std. 519 규정에서

확인할 수 있다. 따라서 일반적인 계통전압의 왜곡은 THD 5%, 개별 고조파 왜곡 3% 이내라고 볼 수 있으며 이를 왜곡 보상의 범위로 설정한다.

## 3. 계통전류 불평형 보상

3상 양방향 인버터는 계통전압의 불평형 상태에서 일반적인 제어를 하게 되면 계통전류에 불평형이 그림 1과 같이 발생한다.

### 3.1 일반적인 계통전류 불평형 보상기법

계통전압의 불평형 상태에서는 그림 2와 같이 추종하는 위상각이 틀어지게 되고 이는 계통전류의 불평형이 유발한다. 불평형인 계통전압은 크기가 같고 정상순(a,b,c)으로 배치되는 정상분과 역상순(a,c,b)으로 배치되는 역상분 전압 그리고 같은 위상각을 가지는 영상분으로 구성된다.

정상분 전압을 계산하는 수식은 식(1)과 같다. 여기서  $a$ 는  $e^{j2\pi/3}$ 으로 120도의 위상을 이동한다. 여기에서 영상분은 없다는 가정으로 식(2)와 같이 3상의 합은 0으로 놓고 수식을 정리하여 식(3)와 같이 일반적으로 정상분을 계산한다. 이렇게 계산된 정상분 전압을 가지고 PLL을 수행하여 불평형을 보상한다.

식(3)에서  $j$ 는 90도 위상각이 앞서는 것을 의미하고 90도 위상이 앞서는 값을 계산하기 위하여 APF(All-Pass-Filter)를 사용하게 된다. APF는 크기는 같고 위상을 변화시키는 역할을 한다.

$$\begin{bmatrix} E_{pa} \\ E_{pb} \\ E_{pc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ a^2 & 1 & a \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_a \\ E_b \\ E_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$E_a + E_b + E_c = 0 \quad (2)$$

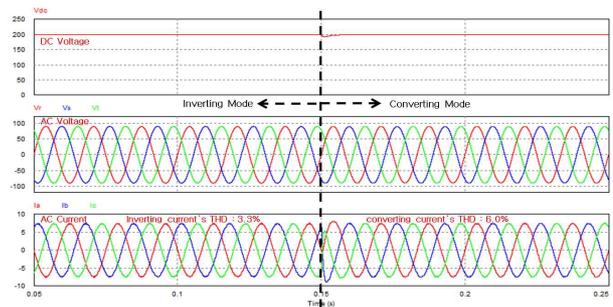


Fig. 1 Waveform in unbalanced grid voltage(node a ↓ 15%)

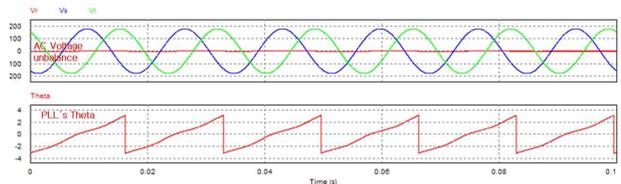


Fig. 2 Waveform of fault phase caused by voltage unbalance

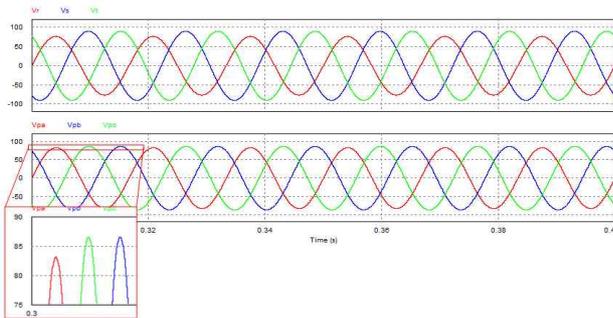
$$\begin{bmatrix} E_{pa} \\ E_{pb} \\ E_{pc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}E_a - \frac{1}{2\sqrt{3}j}(E_b - E_c) \\ \frac{1}{2}E_b - \frac{1}{2\sqrt{3}j}(E_c - E_a) \\ \frac{1}{2}E_c - \frac{1}{2\sqrt{3}j}(E_a - E_b) \end{bmatrix} \quad (3)$$

**3.2 개선된 계통전류 불평형 보상기법**

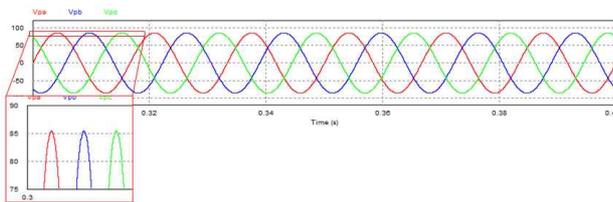
기존의 정상분 전압 추출을 이용한 PLL기법은 식(3)과 같은 정상분 계산 수식을 사용하였다. 이는 계통전압의 불평형에 영상분이 존재하지 않고 정상분과 역상분만 존재한다는 가정으로 3상의 합을 0으로 보고 식(4)를 간략화 한 것이다. 그러나 일반적인 계통의 불평형에는 영상분이 함께 존재하여 3상의 합이 0이 아닌 경우가 발생한다. 따라서 식(1)을 그대로 전개하면 식(4)를 얻을 수 있고 이를 정상분 수식으로 사용한다.

영상분이 존재할 때 기존의 수식과 개선된 수식의 차이를 확인하기 위해 a상의 크기만 15% 감소시켜 영상분이 존재하는 즉, 3상의 합이 0이 되지 않는 불평형 상태를 만들고 이를 가지고 정상분을 계산하였을 때 그림 3과 같이 기존의 수식으로 계산된 정상분 전압은 (a)와 형과 같이 작지만 불평형이 확인되며 개선된 수식을 이용하여서는 (b)와 형과 같이 완전한 평형의 전압을 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} E_{pa} \\ E_{pb} \\ E_{pc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{3}E_a - \frac{1}{6}E_b + \frac{\sqrt{3}j}{6}E_b - \frac{1}{6}E_c - \frac{\sqrt{3}j}{6}E_c \\ -\frac{1}{6}E_a - \frac{\sqrt{3}j}{6}E_a + \frac{1}{3}E_b - \frac{1}{6}E_c + \frac{\sqrt{3}j}{6}E_c \\ -\frac{1}{6}E_a + \frac{\sqrt{3}j}{6}E_a - \frac{1}{6}E_b - \frac{\sqrt{3}j}{6}E_b + \frac{1}{3}E_c \end{bmatrix} \quad (4)$$



(a) positive sequence voltage by existing formula



(b) positive sequence voltage by improved formula

Fig. 3 Positive sequence voltage by each equation

정리된 수식을 이용하여 계산된 정상분 전압을 가지고 그림 4와 같이 PLL을 수행하면 틀어짐 없이 위상각을 추종할 수 있다. 이것은 그림 5와 같이 정상분 전압은 평형이어서 이를 가지고 위상각을 추종하면 왜곡 없는 위상각을 추종할 수 있는 것이다. 이를 이용하여 계통전류의 불평형을 보상할 수 있다. 개선된 계통전류 불평형 보상기법을 적용하였을 때 그림 6과 같이 불평형이 보상된다. 현재의 DSP 연산 속도는 충분히 향상되어 식(4)의 복잡한 수식도 짧은 시간 안에 계산할 수 있으므로 이를 이용하여 정상분을 계산하는 것이 바람직하며 불평형 보상이 일정 부분 개선된다.

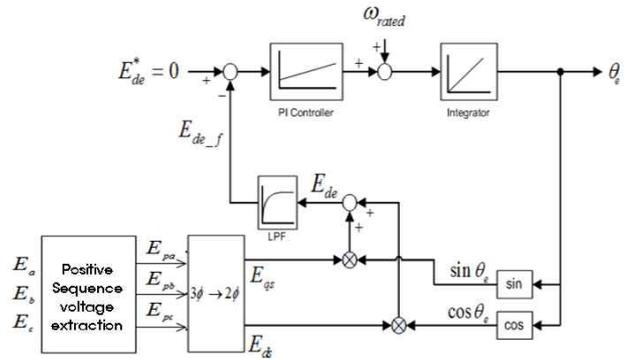


Fig. 4 Block diagram of PLL using positive sequence

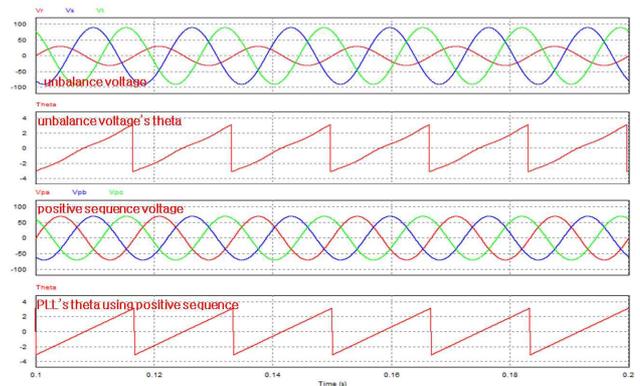


Fig. 5 Waveform of PLL using positive sequence

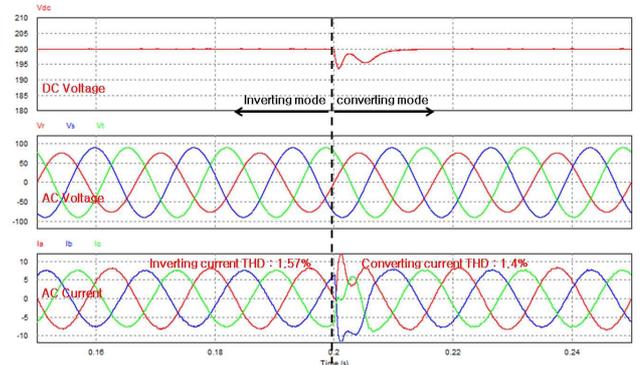


Fig. 6 Waveform after compensation in unbalanced voltage (node a ↓ 15%)

### 4. 계통전류 고조파 왜곡 보상

계통전압의 고조파 왜곡 상태에서 일반적인 제어를 하게 되면 계통전류에 고조파 왜곡이 그림 7과 같이 발생한다.

#### 4.1 일반적인 계통전류 고조파 왜곡 보상기법

가장 일반적인 계통전류의 고조파 왜곡 보상기법은 전향보상 기법이다. 전향보상 기법은 식(5)과 같이 2개의 항으로 구성된다. 이 중  $V_{dq\_ff}$  항은 계통의 전압을 알고 있고 있으므로 이를 더하여 주는 항으로 이를 통하여 계통의 고조파 왜곡 성분이 인버터 출력 전압 참조값에 더하여진다. 계통전류의 고조파 왜곡은 그림 8과 같이 계통전압의 고조파 왜곡으로 인해 인버터 출력 전압과의 전위차에 왜곡 성분이 함유되어 발생한다. 계통전압의 고조파 왜곡을 인버터 출력 전압에도 더하여 주면 이를 보상할 수 있다. 따라서 전향보상 기법을 통하여 그림 9과 같이 보상할 수 있다.

$$V_{dq\_ff} = \mp \omega L i_{dqe} + V_{dqe} \tag{5}$$

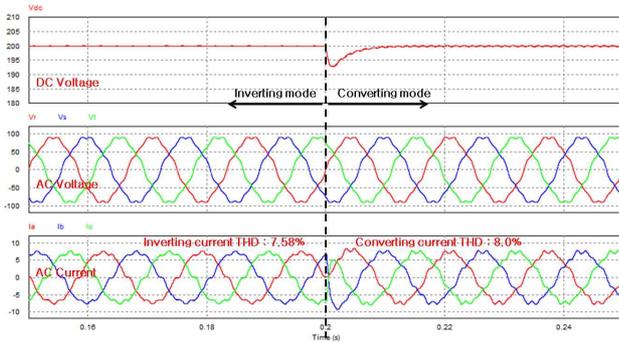


Fig. 7 Waveform in grid voltage distortion(no. 5,7,11 harmonic each 3%)

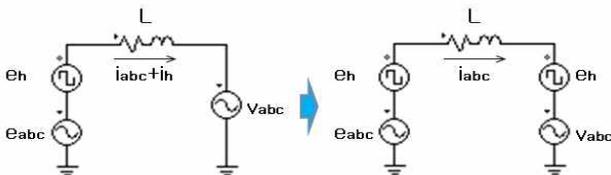


Fig. 8 Compensation logic of grid current distortion

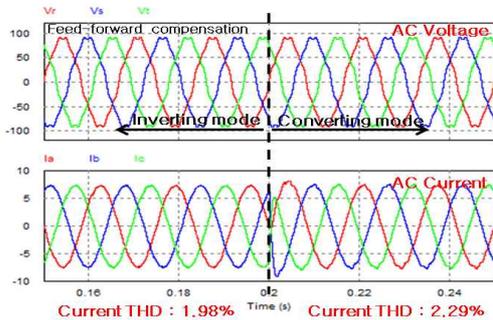


Fig. 9 Waveform of compensation using feed forward

그러나 전향보상 기법은 dq좌표계 값을 사용하므로 좌표변환에 영향을 주는 불평형 보상을 위한 정상분 추출 기법과 함께 사용이 어렵다. 그림 10은 계통전압에 불평형과 고조파 왜곡을 함께 주고 이를 보상하기 위하여 전향보상과 정상분 추출 기법과 함께 적용한 결과이다. 계통전압의 정상분으로 계산된  $V_{dqe}$  값으로 전향보상이 들어가게 되면 위의 과형과 같이 보상이 이루어지지 않고 왜곡을 심화시킨다. 따라서 PLL은 정상분으로 전향보상  $V_{dqe}$  값을 계통전압의 dq변환 값으로 적용하여야 된다고 판단된다.

따라서 그림 11과 같이 정상분 dq 좌표변환과 실제 전압을 변환하는 별도의 dq 좌표변환을 별도로 구성하고 정상분의 위상각을 이용하여 실제 전압을 변환하도록 하여 보았다. 그 결과 그림 12와 같이 조금 개선되었지만 실제 전압의 좌표변환에 틀어짐 없는 위상각이 적용되어  $V_{dqe}$  값을 계산하여 정확한 값은 아니므로 보상의 영향이 작다.

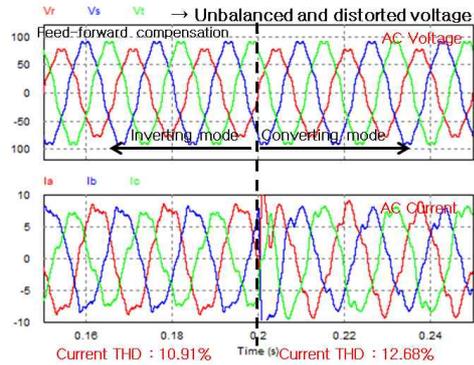


Fig. 10 Waveform of compensation using feed forward and positive sequence method in unbalanced and distorted grid voltage

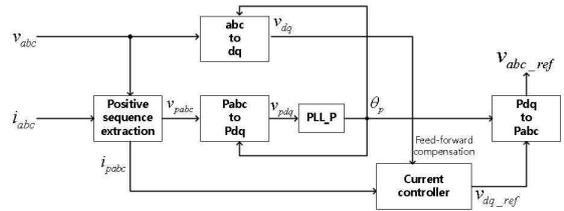


Fig. 11 Block diagram of dual dq transform for feed-forward using real grid voltage

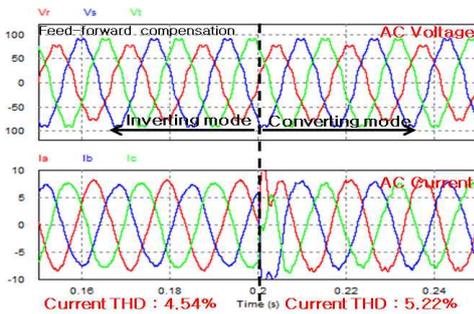


Fig. 12 Waveform of feed forward using dual dq transform in using positive sequence method

### 4.2 제안하는 계통전류 고조파 왜곡 보상기법

제안하는 계통전류 고조파 왜곡 보상기법은 앞에서 살펴본 전향보상 기법의 문제점을 보완하기 위하여 고조파 왜곡 성분을 dq좌표계에서 계산하지 않고 abc좌표계에서 직접 계산하여 이를 인버터 출력 전압 abc좌표계 참조 값에 더하여 주는 방식이다. 이를 통하여 정상분을 계산하여 PLL을 하는 불평형 보상기법과의 충돌 없이 고조파 왜곡을 보상할 수 있다.

그림 13은 제안하는 계통전류 고조파 왜곡 보상기법의 제어 블록도이다. 단위 역율 제어에서 상전 압의 최대치를 추종하는 V<sub>qe</sub>값을 고조파 성분을 제거하기 위해 LPF를 통과 시켜 계산한 이상적인 계통전압의 크기와 PLL에서 추종하는 전압의 위상각을 가지고 식(6)과 같이 이상적인 계통전압을 계산할 수 있다. 식(7)와 같이 실제 왜곡이 포함된 계통전압에서 이상적인 계통전압을 빼서 왜곡전압을 계산할 수 있다. 계산된 왜곡 전압을 인버터 출력전압에 식(8)과 같이 보상하여 주면 그림 8의 개념과 같이 전류의 왜곡을 보상할 수 있다.

$$\begin{aligned} e_{am} &= e_m \sin(\theta) \\ e_{bm} &= e_m \sin(\theta - 2\pi/3) \\ e_{cm} &= e_m \sin(\theta + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} e_{ah} &= E_a - e_{am} \\ e_{bh} &= E_b - e_{bm} \\ e_{ch} &= E_c - e_{cm} \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} V_{a\_ref} &= V_{a\_ref} + e_{ah} \\ V_{b\_ref} &= V_{b\_ref} + e_{bh} \\ V_{c\_ref} &= V_{c\_ref} + e_{ch} \end{aligned} \quad (8)$$

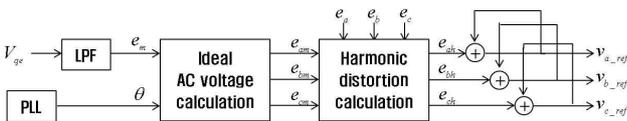


Fig. 13 Compensation of grid current distortion control diagram

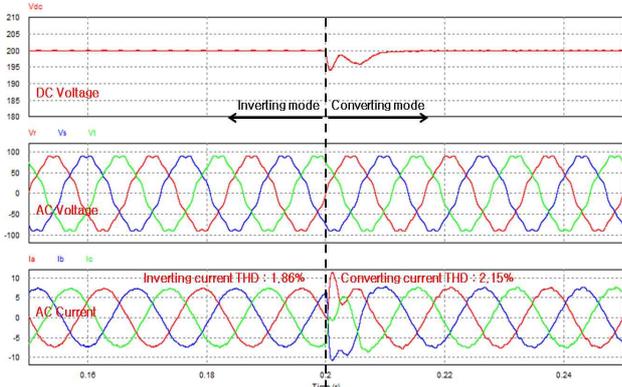


Fig. 14 Waveform after compensation in voltage distortion (no. 5,7,11 harmonic each 3%)

계통전압의 고조파 왜곡 상태에서 제안한 보상기법을 적용하였을 때 그림 14와 같이 전향보상 기법과 유사하게 보상되는 것을 확인할 수 있다. 제안한 보상기법은 계통전압에 불평형과 고조파 왜곡이 함께 있는 상태에서 그림 15와 같이 전향보상 기법에 비하여 약 2% 정도의 THD 개선 효과가 뛰어남을 확인할 수 있다. 따라서 일반적으로 계통전압의 왜곡은 불평형과 고조파 왜곡이 함께 발생함을 고려할 때 제안한 보상기법이 더 간단하며 효과적이라고 사료된다.

## 5. 실험

### 5.1 실험 회로 구성

직접 제작한 3상 양방향 DC-AC 인버터 회로와 3상, 단상 전원장치 그리고 저항 부하를 이용하여 실험을 진행한다. 역률 및 THD 측정은 HIOKI 사의 3169전력계를 이용하여 측정한다. 전체적인 회로 구성에 있어서 인버터 모드와 컨버터 모드의 회로 구성이 차이가 나기 때문에 그림 16과 같이 모드별로 별도의 회로를 구성하여 실험을 진행한다. 또한 NF 사의 3상 전원장치는 불평형과 왜곡을 동시에 모의할 수 없어 별도 검증을 진행한다.

### 5.2 실험 파형

계통전압이 정상상태일 때의 결과 파형은 그림 17과 같다.

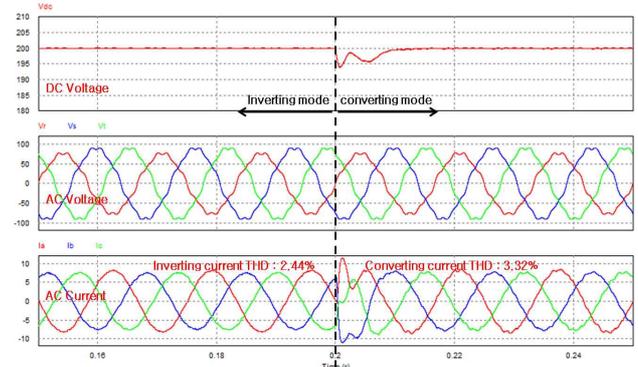


Fig. 15 Waveform after compensation in voltage unbalance and distortion(node a ↓15%, no. 5,7,11 harmonic each 3%)

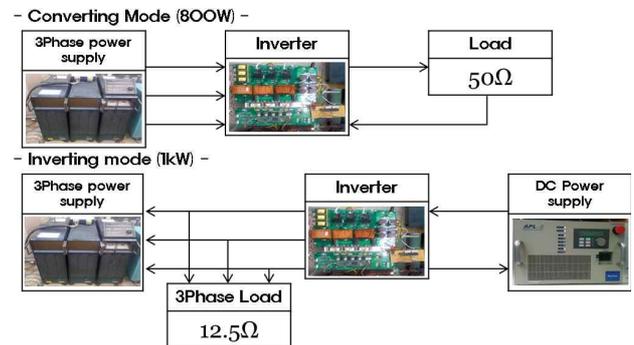
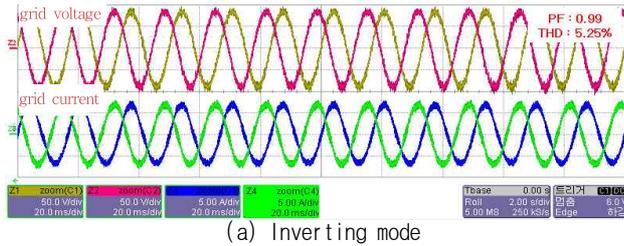
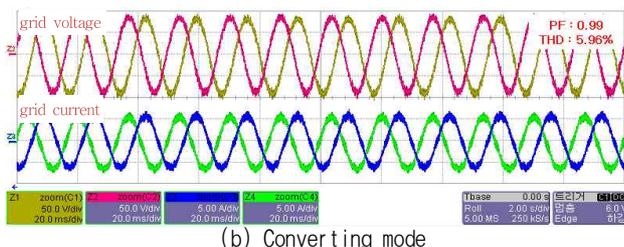


Fig. 16 Diagram of experiment circuit

인버팅, 컨버팅 모드 모두에서 역율은 0.99로 나오며 THD는 5.25%, 5.98%로 나온다. 데드타임 보상 등이 적용되어 있지 않으며 인덕터 값도 실험실 여건에 맞도록 작게 제작하여 THD가 우수하지는 않지만 본 연구는 불평형 및 왜곡 보상에 관한 것이므로 위의 상태로 시험을 진행한다.

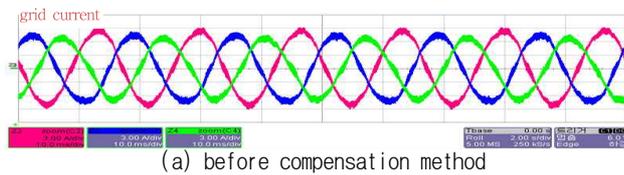


(a) Inverting mode

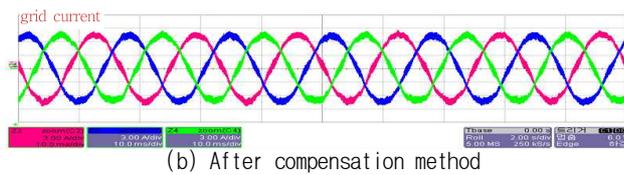


(b) Converting mode

Fig. 17 Waveform in normal grid voltage

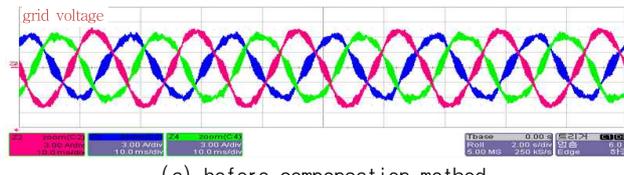


(a) before compensation method

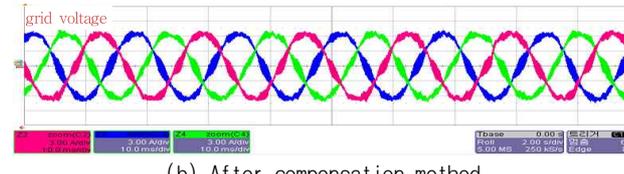


(b) After compensation method

Fig. 18 Comparison of grid current waveform before and after using compensation method in inverter mode unbalanced grid voltage



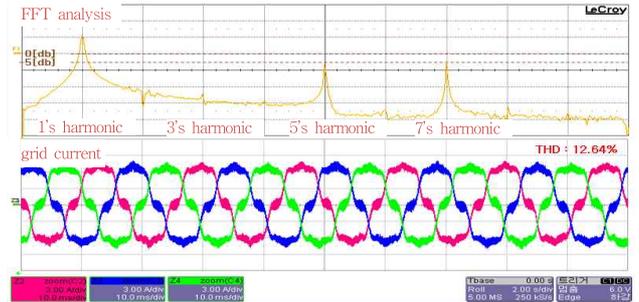
(a) before compensation method



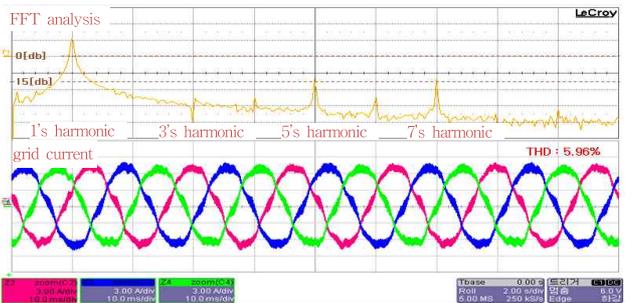
(b) After compensation method

Fig. 19 Comparison of grid current waveform before and after using compensation method in converter mode unbalanced grid voltage

계통진압이 불평형에서 보상기법 적용 전후의 계통전류 파형은 인버팅 모드는 그림 18, 컨버팅 모드는 그림 19와 같다. 파형에서 확인할 수 있듯이 계통전류의 불평

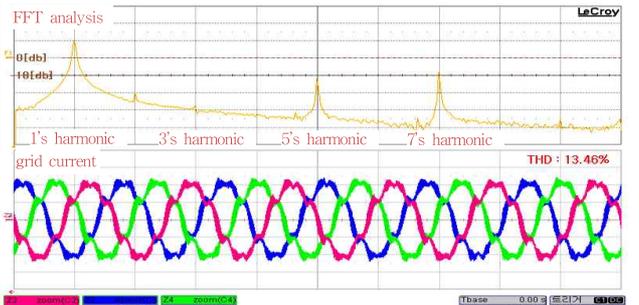


(a) before compensation method

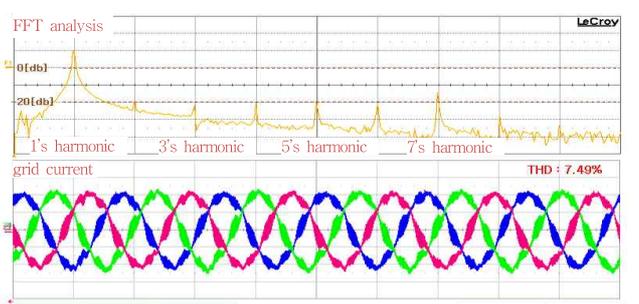


(b) After compensation method

Fig. 20 Comparison of grid current waveform before and after using compensation method in inverter mode distorted grid voltage



(a) before compensation method



(b) After compensation method

Fig. 21 Comparison of grid current waveform before and after using compensation method in converter mode distorted grid voltage

형이 인버팅, 컨버팅 모드 모두에서 보상기법 적용으로 인해 평형으로 보상된다.

계통전압의 고조파 왜곡 상태에서 보상기법 적용 전 후의 계통전류 파형은 인버팅 모드는 그림 20, 컨버팅 모드는 그림 21과 같다. 파형에서 확인할 수 있듯이 계통전류의 고조파 왜곡이 인버터, 컨버터 모드 모두에서 보상기법 적용으로 인해 보상된다. 주파수 분석에서도 5차, 7차 고조파 왜곡이 모두 보상된다.

THD도 고조파 왜곡으로 인해 인버팅 모드 시 12.64%, 컨버팅 모드 시 13.46%로 증가하였던 것이 보상기법을 적용하여 인버팅 모드 시 5.96%, 컨버팅 모드 시 7.49%로 개선되는 것이 확인된다.

## 6. 결 론

본 논문에서는 3상 양방향 DC-AC 인버터에서 계통전압의 불평형과 고조파 왜곡으로 인한 계통전류의 불평형과 왜곡을 보상하기 위한 새로운 보상기법을 제시하였다. 그리고 제안한 보상기법이 양방향 동작 모두에서 계통전류의 불평형 및 왜곡을 개선할 수 있음을 시뮬레이션과 실험을 통하여 검증하였다. 제안된 보상기법은 기존의 보상기법의 문제점들을 수정하고 새로운 구현한 기법으로 그 구현이 간단하며 보상이 효과적이다.

향후 연구목표로는 자립형 태양광 발전시스템에서 주요부하에 전력을 독립적으로 공급하기 위해 꼭 필요한 간접전류제어와 LCL 필터 설계 및 능동댐핑 등이 있다.

본 연구는 광운대학교 교내연구비와 교육과학기술부 대구경북과학기술원 일반사업 연구비지원에 의해 수행되었습니다.

## 참 고 문 헌

[1] M. T. Tsai, and W. I. Tsai, "Analysis and Design of Three Phase AC to DC Converters With High Power Factor and Near-Optimum Feedforward," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 46, No. 3, June 1999.

[2] V. Blasko and V. Kaura, "A new mathematical model and control of a three-phase AC-DC voltage source converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 12, issue 1, pp. 116-123, Jan. 1997.

[3] P. Enjeti and S. A. Choudhury, "A new control strategy to improve the performance of a PWM AC to DC converter under unbalanced operating conditions," in *Proc. IEEE Pesc Conf*, pp. 382-389, 1991.

[4] H. S. Song and K. Nam, "Dual current controller PWM converter under unbalanced input voltage conditions," *IEEE Trans on Ind. Elec.*, Vol. 46, No. 5, pp. 953-959, 1999.

[5] J. I. Jang, D. C. Lee, D. and H. G. Kim, "Current Control of Three-Phase PWM Converters under Unbalanced and Distorted Source Voltage," *The Trans. of the KIPE*, Vol. 12, No. 1, pp. 27-36, 2007.

[6] M. Liserre, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "Multiple harmonics control for three-phase grid converter systems with the use of PI-RES current controller in a rotating frame," *IEEE Trans. on Power Elec.*, Vol. 21, No. 3, pp. 836-841, 2006.

[7] S. D. Yang, J. Y. Choi, "The Study of 3-Phase Bi-Directional DC to AC Inverter for the Bi-Modal PV PCS," *KSES Annual Spring Conference*, Vol. 32, No. 1, pp. 319-324, 2012.

[8] J. W. Kim, D. H. Kang, J. H. Chang, J. M. Kim, "A Study on Sensorless Control of Transverse Flux Rotating Motor Based on MRAS with Parameter Estimation," *Journal of Power Electronics*, Vol. 11, No. 6, pp. 864-869, 2011.

[9] Sang-Joon Lee, Jun-Koo Kang, and Seung-Ki Sul, "A New Phase Detecting Method for Power Conversion Systems Considering Distorted Conditions in Power System," *Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE*.



**양승대(梁承大)**

1980년 4월 26일생. 2007년 2월 한동대 전산전자공학부 졸업. 2012년 6월 광운대 대학원 임베디드SW공학과 졸업(석사). 2012년 ~현재 플라스포 기술연구소 연구원.



**김승민(金承珉)**

1985년 10월 20일생. 2010년 부경대 전자공학과 졸업. 2011년~현재 광운대 대학원 임베디드SW공학과 석사과정.



**최주엽(崔宙燁)**

1961년 2월 11일생. 1983년 서울대 전기공학과 졸업. 1990년 Texas Univ at Arlington 졸업(석사). 1994년 Virginia Tech. Post Doc. 1995년~1999년 한국과학기술원 지능제어연구센터 선임 연구원. 2000년~현재 광운대 전기공학과 교수.



**최익(崔翼)**

1956년 6월 5일생. 1979년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1981년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1990년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1982년~2003년 한국과학기술연구원 지능제어연구센터 책임연구원. 2003년 ~현재 광운대 로봇학부 교수.



### 송승호(宋丞鎬)

1968년 8월 28일생. 1991년 서울대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 2000년~2005년 전북대 전자정보공학부 조교수. 2006년~현재 광운대 전기공학과 교수.

기공학과 교수.



### 이상철(李尙哲)

1970년 4월 23일생. 1994년 포항공대 전자전기공학과 졸업. 1996년 동 대학원 전자전기공학과 졸업(석사). 2002년 동 대학원 전자컴퓨터공학부 졸업(공학박). 2006년~2008년 삼성SDI/테크윈 책임연구원. 2008년~

2010년 영남대 전기공학과 겸임교수. 2008년~현재 대구경북과학기술원 선임연구원.



### 이동하(李東夏)

1962년 4월 12일생. 1985년 경북대 전자공학과 졸업. 2001년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사). 2005년 동 대학원 전자공학과 졸업(공학박). 2006년 동 대학원 경영학과 T-MBA 수료. 1987년~2005년 (주)LG전자

S/W연구실장. 2004년~현재 영남대 겸임교수. 2005년~2008년 대구경북과학기술원 연구부장. 2009년~2011년 대구경북과학기술원 차세대융복합연구센터장. 2011년~현재 대구경북과학기술원 산학협력단장.