

불평형부하 시 독립형 인버터의 데드타임 보상기법

정진용¹, 조종민¹, 이준원¹, 채우규², 차한주[†]

Dead Time Compensation of Stand-alone Inverter Under Unbalanced Load

Jinyong Jeong¹, Jongmin Jo¹, Junwon Lee¹, Woo-Kyu Chae², and Hanju Cha[†]

Abstract

Stand-alone inverter supplies constant voltage to loads. However, when a three-phase stand-alone inverter supplies unbalanced load, the generated output voltages also become unbalanced. The nonlinear characteristics of inverter dead time cause a more serious distortion in the output voltage. With unbalanced load, voltage distortion caused by dead time differs from voltage distortion under balanced load. Phase voltages in the stationary reference frame include unbalanced odd harmonics and then, d-q axis voltages in the synchronous reference frame have even harmonics with different magnitude, which are mitigated by the proposed multiple resonant controller. This study analyzes the voltage distortion caused by unbalanced load and dead time, and proposes a novel dead time compensation method. The proposed control method is tested on a 10-kW stand-alone inverter system, and shows that total harmonic distortion (THD) is reduced to 1.5% from 4.3%.

Key words: Microgrid, Stand-alone inverter, Three phase PWM inverter, Unbalanced load, Dead time, Resonant control, Voltage distortion

1. 서 론

마이크로그리드는 다수의 분산전원 및 에너지 저장장치를 이용하여 수요지에 전력을 공급하는 소규모의 에너지공급 시스템이다. 독립형 마이크로그리드 시스템은 주로 계통이 공급되지 않는 지역에 설치되어 안정적인 전원을 부하에 공급하는 역할을 수행한다^[1]. 이 때, 연료전지, 풍력 발전, 태양광 발전 시스템과 같은 분산전원으로부터 생산된 전력을 부하에 공급하기 위하여 독립형 인버터가 사용되고^[2], 그림 1과 같이 DC 링크 커패시터, DC/AC 전력변환 스위치, LC필터 및 부하로 구성된다. 독립형 인버터는 구동하는 부하의 종류에 상관없이 CVCF(Constant Voltage Constant Frequency) 제어를 수행하여 고정 주파수로 동작하는 일정한 전원을 부하에 공급해야 한다. 그러나 불평형부하 및 인버터의 데

드타임과 같은 특성은 인버터 출력 전압을 왜곡시키므로 양질의 전력을 공급할 수 있는 제어 알고리즘이 필요하다. 기존의 동기좌표계 비례-적분(Proportional and Integral : PI) 전압제어를 적용한 3상 PWM(Pulse Width Modulation) 인버터가 불평형부하 구동 시, 불평형의 부하 전류가 야기되어 출력단에 설치된 LC필터 양단에 불평형의 전압 강하가 발생한다^[3]. 부하 측 불평형 기본과 전압은 동기좌표계상에서 직류성분과 2차 고조파 리플(ripple) 성분으로 나타나며 이 리플 성분의 제거를 위해 PI 제어기의 대역폭을 증가시키는 것은 시스템의 불안정성을 초래할 수 있으므로 바람직하지 않다. 불평형 기본과 전압을 대칭분으로 분해하여 정상분, 역상분을 각각 서로 반대 방향으로 회전하는 두 종류의 동기좌표계로 변환할 경우 각 대칭분은 직류량으로 표현되므로 PI 제어기의 이득을 크게 증가시키지 않아도 전압을 평형으로 제어할 수 있다^[4]. 그러나 데드타임은 출력 전압을 왜곡시키며^[5-7] 인버터가 불평형부하 구동 시 전압은 보다 심각한 형태로 왜곡된다. 이러한 전압 왜곡을 보상하기 위해 공진제어(Resonant Control)을 이용하여 고조파를 선택적으로 제거하는 기법은 효과적이며 비교적 쉽게 구현 가능한 방법으로 알려져 있다^[8]. 기존에 발표된 데드타임 보상 방법은 동기좌표계상에서 6차 고조파 성분을 보상하여 전력 품질을 향상시킬 수 있었

Paper number: TKPE-2015-20-2-2

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

[†] Corresponding author: hjcha@cnu.ac.kr, Dept. of Electrical Engineering, Chungnam National University
Tel: +82-42-821-7006 Fax: +82-42-821-8895

¹ Dept. of Electrical Engineering, Chungnam National Univ.

² Korea Electric Power Research Institute, KEPCO

Manuscript received Aug. 28, 2014; accepted Nov. 22, 2014

— 본 논문은 2014년 전력전자학술대회 외부장학금 수혜논문임

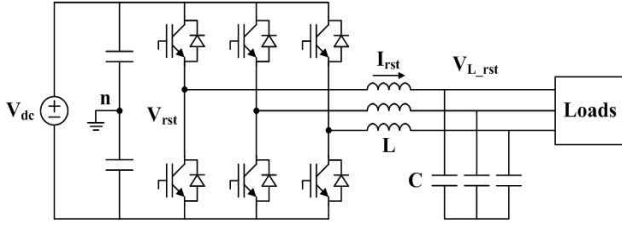


Fig. 1. Three phase stand-alone PWM inverter.

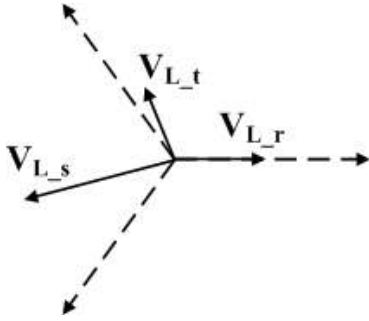


Fig. 2. Unbalanced three phase load voltage.

으며^[9] 이는 평형부하에 효과적인 방법이나 불평형부하 시 발생하는 전압 왜곡을 충분히 억제하기 어렵다. 본 논문에서는 독립형 인버터가 불평형부하 구동 시 데드타임에 의해 발생하는 고조파를 해석하여 이를 기반으로 전압 왜곡을 보상할 수 있는 전압제어기를 제안한다.

2. 불평형부하 구동 시 인버터의 전압 왜곡

2.1 불평형부하에 의한 기본파 전압 왜곡

3상 PWM 인버터가 동기좌표계 PI 전압제어를 이용하여 불평형부하 구동 시 불평형의 3상 부하 상전압(V_{Lrst})이 발생한다. 그림 2는 독립형 3상 3선식 인버터에서 임의의 불평형부하에 의한 부하 상전압을 나타내며 3상 전압이 서로 120° 의 위상차를 갖지 못하고 서로 크기가 다른 불평형 전압을 보여주고 있다.

이 불평형 전압은 식 (1)과 같이 정상분($V_{Lrst,p}$), 역상분($V_{Lrst,n}$), 영상분($V_{Lrst,o}$)의 대칭분으로 분해된다. 정상분과 역상분은 식 (2)와 같이 표현되고 V_1 과 V_{-1} 은 각각 정상분과 역상분의 최대값을, ϕ 는 두 대칭분의 위상차를 의미한다. 식 (3)은 동기좌표계 PSRF(Positive Synchronous Reference Frame) 변환 행렬으로 정상분과 역상분은 식 (4)의 동기좌표계 변환을 통해 식 (5)와 같이 나타난다. 아래첨자 p는 정상분(Positive Sequence)을, n은 역상분(Negative Sequence)을 의미한다. 정상분의 d-q축 전압은 직류 성분이지만 역상분의 d-q축 전압은 2차 고조파 성분으로 나타나므로 제한된 대역폭을 가지는 PI 제어기는 정상상태 전압 오차를 제거하기 어렵다.

$$\begin{bmatrix} V_{Lr} \\ V_{Ls} \\ V_{Lt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{Lr,p} \\ V_{Ls,p} \\ V_{Lt,p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{Lr,n} \\ V_{Ls,n} \\ V_{Lt,n} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{Lr,o} \\ V_{Ls,o} \\ V_{Lt,o} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} V_{Lr} \\ V_{Ls} \\ V_{Lt} \end{bmatrix} = V_1 \begin{bmatrix} \sin \omega t \\ \sin(\omega t - 120^\circ) \\ \sin(\omega t + 120^\circ) \end{bmatrix} + V_{-1} \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \phi) \\ \sin(\omega t + 120^\circ + \phi) \\ \sin(\omega t - 120^\circ + \phi) \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$T(\omega t) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \omega t & \cos(\omega t - 120^\circ) & \cos(\omega t + 120^\circ) \\ -\sin \omega t & -\sin(\omega t - 120^\circ) & -\sin(\omega t + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} V_{L,dc} \\ V_{L,qc} \end{bmatrix} = T(\omega t) \begin{bmatrix} V_{Lr,p} \\ V_{Ls,p} \\ V_{Lt,p} \end{bmatrix} + T(\omega t) \begin{bmatrix} V_{Lr,n} \\ V_{Ls,n} \\ V_{Lt,n} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} V_{L,dc} \\ V_{L,qc} \end{bmatrix} = V_1 \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \end{bmatrix} + V_{-1} \begin{bmatrix} \sin(2\omega t + \phi) \\ \cos(2\omega t + \phi) \end{bmatrix} \quad (5)$$

문헌 [3]-[4]에서 서로 반대방향으로 회전하는 두 종류의 동기좌표계 PSRF와 NSRF(Negative Synchronous Reference Frame)를 사용하여 정상분과 역상분을 각각 제어하는 방법이 제시되었다. 식 (6)과 식 (7)과 같이 정상분과 역상분을 각각 $T(\omega t)$ 와 $T(-\omega t)$ 의 동기좌표계 변환행렬을 통해 PSRF, NSRF로 좌표 변환하면, 정상분의 d-q축 전압($V_{L,dqe,p}$)과 역상분의 d-q축 전압($V_{L,dqe,n}$)은 직류량으로 나타난다. 따라서 각각의 대칭분을 PI 제어시 대역폭에 상관없이 정상상태 오차를 제거할 수 있다. 그러나 암 단락(Arm Short)을 방지하기 위한 인버터의 데드타임은 출력전압에 비선형적인 특성을 발생시켜 전압을 왜곡시킨다. 즉 PI 제어를 통해 불평형 기본파 전압이 평형으로 제어되지만 데드타임에 의한 고조파는 전력품질을 악화시키므로 양질의 전력을 공급하기 위한 추가적인 알고리즘이 요구된다.

$$\begin{bmatrix} V_{L,dc,p} \\ V_{L,qc,p} \end{bmatrix} = T(\omega t) \begin{bmatrix} V_{Lr,p} \\ V_{Ls,p} \\ V_{Lt,p} \end{bmatrix} = V_1 \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\begin{bmatrix} V_{L,dc,n} \\ V_{L,qc,n} \end{bmatrix} = T(-\omega t) \begin{bmatrix} V_{Lr,n} \\ V_{Ls,n} \\ V_{Lt,n} \end{bmatrix} = V_{-1} \begin{bmatrix} \sin \phi \\ \cos \phi \end{bmatrix} \quad (7)$$

2.2 평형부하 및 불평형부하 시 데드타임에 의한 전압 왜곡

그림 3은 3상 PWM 인버터의 스위칭 신호와 출력 상전압을 나타낸 것이다. V_m 은 r상의 출력 상전압을 의미한다. 각 상의 상단과 하단 스위치는 상보적으로 동작하며 PWM(+)는 상단 스위치의 스위칭 신호, PWM(-)는 하단 스위치의 스위칭 신호를 의미한다. 이상적인 스위칭 패턴과 달리, 실제 인버터를 구동하는 신호에는 데드타임 T_d 가 삽입되며 출력 상전압은 왜곡된다.

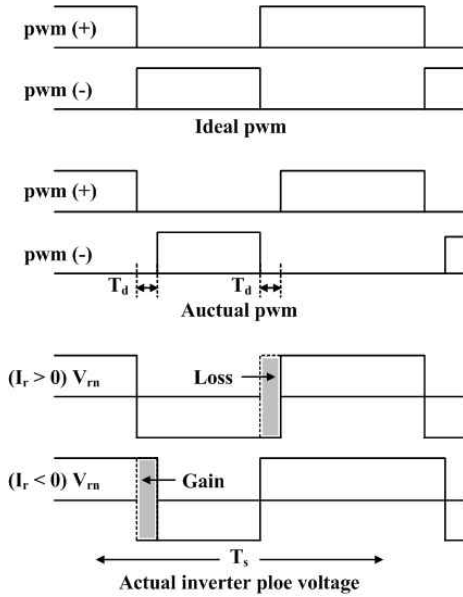


Fig. 3. Switching signal and output voltage of PWM inverter.

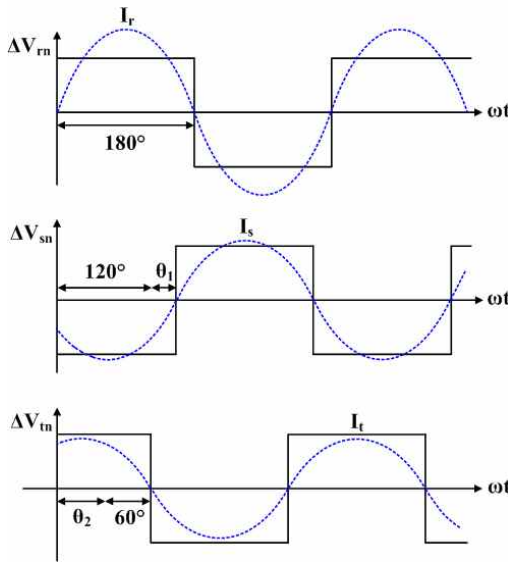


Fig. 4. Average error voltage over T_s caused by dead time under unbalanced load.

데드타임 구간에 발생하는 평균 오차 전압은 그림 4와 같고 그림 1의 필터 인덕터 전류(I_{rst})의 크기에 관계없이, 전류의 방향에 따라 오차의 부호가 결정된다. 전류가 부하 측으로 흐를 경우의 전류 방향을 $I_{rst} > 0$, 인버터 측으로 흐를 경우의 전류 방향을 $I_{rst} < 0$ 이라 할 때, 데드타임에 의한 오차 전압을 스위칭주기 T_s 동안의 평균으로 표현하면 식 (8)과 같다. (단, 스위치와 환류 다이오드의 전압강하는 고려하지 않았다.)

$$\Delta V_{rn} = V_{rn_ideal} - V_{rn_actual} = \begin{cases} +\frac{T_d}{T_s} V_{dc} (I_r > 0) \\ -\frac{T_d}{T_s} V_{dc} (I_r < 0) \end{cases} \quad (8)$$

문헌 [9]에 평형계통에 대한 계통연계 인버터의 데드타임에 의한 전압 왜곡이 분석되었고 이는 평형부하를 구동하는 독립형 인버터의 데드타임 오차 해석에 적용 가능하다. 각 상의 데드타임에 의한 오차 전압은 필터 인덕터 전류의 부호에 따라 결정되며 3상 전류가 평형일 때 평균 오차 전압도 120° 의 위상차를 가진다. 이 때 동기좌표계로 변환된 d-q축 오차 전압은 6차 고조파 성분이 가장 현저하다. 그러므로 공진제어를 통해 6차 고조파 성분을 보상하여 THD를 감소시킬 수 있으나 이 방법으로는 불평형부하 시 발생하는 전압 왜곡을 충분히 개선하기 어렵다. 그림 4는 3상 PWM 인버터가 불평형부하 구동 시 필터 인덕터 전류에 따른 3상 평균 오차 전압을 나타내고 있다. 임의의 불평형부하에 의한 독립형 인버터의 불평형 전압을 가정하여 3상 전류의 크기는 서로 다르고 r상을 기준으로 s상 오차는 $(120^\circ + \theta_1)$ 만큼, t상 오차는 $(240^\circ + \theta_2)$ 만큼 지연되도록 나타내었다. 식 (9)~(11)은 불평형부하 시 데드타임에 의한 3상 평균 오차 전압을 푸리에 급수 전개한 결과이다.

$$\Delta V_{rn} = \frac{4T_d V_{dc}}{\pi T_s} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \sin n\omega t \quad (9)$$

$$\Delta V_{sn} = \frac{4T_d V_{dc}}{\pi T_s} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \sin n(\omega t - 120^\circ - \theta_1) \quad (10)$$

$$\Delta V_{tn} = \frac{4T_d V_{dc}}{\pi T_s} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \sin n(\omega t + 120^\circ - \theta_2) \quad (11)$$

θ_1 이 아닌 θ_1 과 θ_2 에 의하여 3상 평균 오차 전압이 서로 120° 의 위상차를 갖지 못하므로 오차 전압에 포함된 각 고조파는 불평형을 이룬다. 그러므로 3상 부하상전압도 불평형의 홀수배 고조파로 왜곡되며 식 (12)와 같이 나타낼 수 있다.

$$V_{L_rst} = V_{L_rst_pn}^f + V_{L_rst_pn}^{3rd} + V_{L_rst_pn}^{5th} + \dots \quad (12)$$

각 고조파는 정상분과 역상분의 대칭분으로 분해되며 기본과 전압은 PI 제어기에 의해 제어되므로 보상해야 할 고조파 성분은 식 (13)과 같다.

$$V_{L_rst}^{harmonic} = V_{L_rst_pn}^{3rd} + V_{L_rst_pn}^{5th} + V_{L_rst_pn}^{7th} + \dots \quad (13)$$

불평형 고조파의 대칭분을 동기좌표계로 변환하면 식 (14)와 같은 형태로 나타낼 수 있고 이 때 d-q축 전압은 짝수배 고조파 성분으로 왜곡된다.

$$\begin{aligned} V_{L_de}^h &= V_{L_de_p}^{3rd} + V_{L_de_n}^{3rd} + V_{L_de_p}^{5th} + V_{L_de_n}^{5th} + \dots \\ V_{L_qe}^h &= V_{L_qe_p}^{3rd} + V_{L_qe_n}^{3rd} + V_{L_qe_p}^{5th} + V_{L_qe_n}^{5th} + \dots \end{aligned} \quad (14)$$

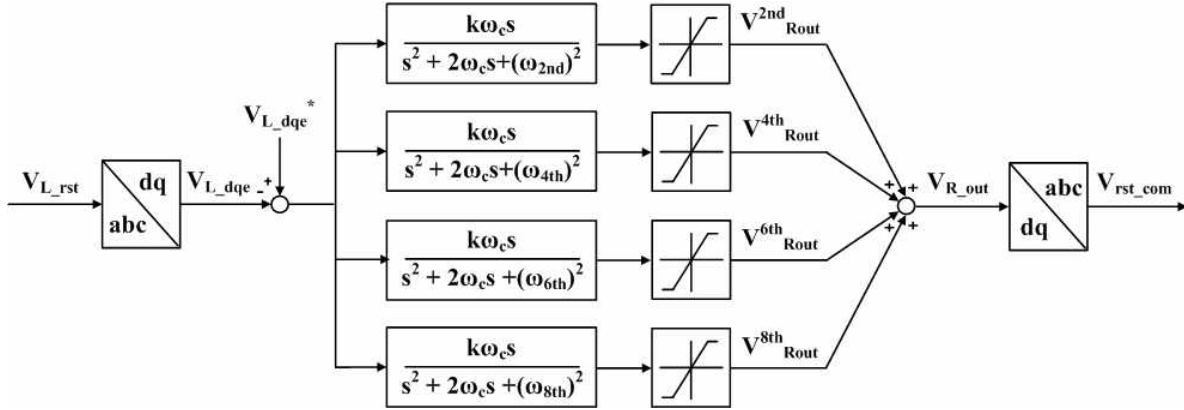


Fig. 5. The proposed dead time compensation method under unbalanced load.

예를 들어 식 (13)에서 3차 고조파($V_{L_{rst_pn}}^{3rd}$)의 정상분은 동기좌표계상에서 2차 고조파 성분, 역상분은 4차 고조파 성분으로 변환되며, 식 (15)~(18)에 나타내었다. 마찬가지로 5차 고조파($V_{L_{rst_pn}}^{5th}$)의 정상분과 역상분은 각각 4차 고조파 성분과 6차 고조파 성분으로 변환되며, 7차 고조파($V_{L_{rst_pn}}^{7th}$)의 정상분과 역상분은 각각 6차와 8차 고조파 성분으로 변환된다. 즉, 불평형부하 시 d-q축 전압은 $2n$ 차 고조파 성분으로 왜곡된다.

$$V_{L_{rst_pn}}^{3rd} = V_{L_{rst_p}}^{3rd} + V_{L_{rst_n}}^{3rd} \quad (15)$$

$$\begin{bmatrix} V_{L_r}^{3rd} \\ V_{L_s}^{3rd} \\ V_{L_t}^{3rd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_3 \sin 3\omega t \\ V_3 \sin(3\omega t - 120^\circ) \\ V_3 \sin(3\omega t + 120^\circ) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{-3} \sin 3\omega t \\ V_{-3} \sin(3\omega t + 120^\circ) \\ V_{-3} \sin(3\omega t - 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$\begin{bmatrix} V_{L_{de}}^{3rd} \\ V_{L_{qe}}^{3rd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{L_{de_p}}^{3rd} \\ V_{L_{qe_p}}^{3rd} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{L_{de_n}}^{3rd} \\ V_{L_{qe_n}}^{3rd} \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$\begin{bmatrix} V_{L_{de}}^{3rd} \\ V_{L_{qe}}^{3rd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_3 \sin 2\omega t \\ -V_3 \cos 2\omega t \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{-3} \sin 4\omega t \\ V_{-3} \cos 4\omega t \end{bmatrix} \quad (18)$$

3. 불평형부하 시 데드타임 보상 방법

독립형 인버터가 불평형부하 구동 시 데드타임은 3상 부하 상전압을 불평형의 홀수배 고조파 성분으로 왜곡시킨다. 이 불평형의 홀수배 고조파 성분은 동기좌표계상에서 짝수배의 고조파 성분으로 나타난다. 즉, 동기좌표계상의 d-q축 전압이 $2n$ 차 고조파 주파수의 리플 성분을 포함하므로 기존의 동기좌표계 PI 제어기는 정상상태 오차를 제거하기 어렵다. 그러나 공진제어기를 이용한 전압제어 구조를 통해 선택적 고조파 보상을 수행함으로써 전압 왜곡을 보상할 수 있다. 공진제어기는 d-q축 전압의 직류성분, 즉 3상 전압의 기본파 성분을 제어하는 PI 제어기와 병렬로 구성되며 기준 값($V_{L_{dqe}}^*$)과 피드백 값($V_{L_{dqe}}$)의 차이에서 보상하고자 하는 차수의 고조파 성분을 추출 및 증폭한다. 고조파 성분을 억

제하기 위한 공진제어기의 출력은 동기좌표계에서 3상 좌표계로의 좌표 변환을 통해 3상 전압의 보상분으로 변환된다. 이 보상분은 PI 제어기 출력이 3상 좌표계로 변환된 값에 더해진다. 이를 통해 3상 전압을 제어하기 위한 PWM 신호를 생성한다. 이 때 3상 좌표계에서 동기좌표계로의 변환(abc/dq)은 식 (3)을, 동기좌표계에서 3상 좌표계로의 역변환(dq/abc)은 식(19)를 이용한다.

$$T^{-1}(\omega t) = \begin{bmatrix} \cos \omega t & -\sin \omega t \\ \frac{1}{2} \cos \omega t + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \omega t & -\frac{1}{2} \sin \omega t + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \omega t \\ -\frac{1}{2} \cos \omega t - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \omega t & \frac{1}{2} \sin \omega t - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \omega t \end{bmatrix} \quad (19)$$

그림 5는 불평형부하 시 데드타임에 의한 전압 왜곡을 보상하기 위해 제안된 데드타임 보상기를 보여주고 있다. 전압 왜곡이 동기좌표계상에서 짝수배 고조파 성분으로 나타나므로 본 논문에서는 2차 고조파 성분부터 8차 고조파 성분까지 보상하는 공진제어기를 이용하여 고조파 발생을 억제하였다. 부하 상전압의 d-q축 오차 전압($V_{L_{dqe}}^* - V_{L_{dqe}}$)을, 병렬로 구성된 각각의 공진제어기의 입력으로 하여 공진주파수에서 얻는 이득을 통해 2차 고조파부터 8차 고조파 성분까지의 고조파를 보상하는 출력(V_{R_out})을 얻을 수 있다. 식 (20)은 그림 5에 사용된 공진제어기의 전달함수를 나타낸다. 공진주파수를 기본파 주파수(60Hz)의 2배, 4배, 6배, 8배의 주파수인 120Hz, 240Hz, 360Hz, 480Hz로 설정하여 식 (21)과 같은 각주파수를 설정하였고 이득 k 를 10, ω_c 는 10rad/s를 적용하였다. 이 때 각각의 공진제어기 출력은 리미터에 의해 $\pm 10V_{peak}$ 의 크기로 제한된다.

$$G_R(s) = \frac{k\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_{2nd}^2} + \frac{k\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_{4th}^2} + \frac{k\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_{6th}^2} + \frac{k\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_{8th}^2} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} \omega_{2nd} &= 753.98 \text{rad/s} & \omega_{4th} &= 1507.96 \text{rad/s} \\ \omega_{6th} &= 2261.95 \text{rad/s} & \omega_{8th} &= 3015.93 \text{rad/s} \end{aligned} \quad (21)$$

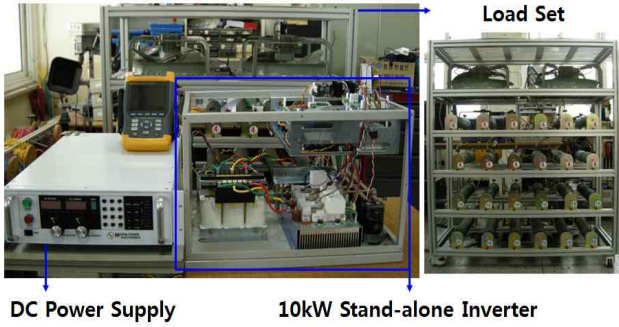


Fig. 6. 10kW stand-alone inverter prototype.

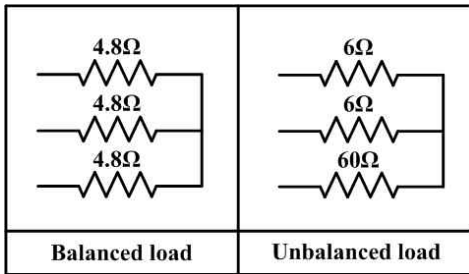


Fig. 7. Three-phase load conditions of the stand-alone inverter.

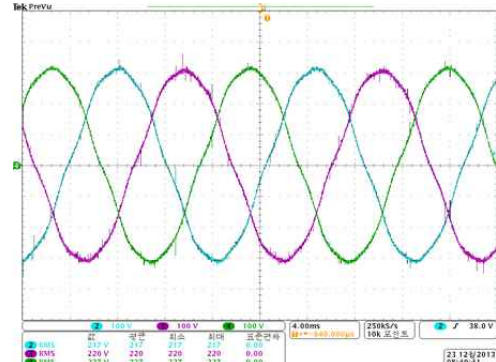
TABLE I
PARAMETER AND RATING OF THE STAND-ALONE INVERTER

Circuit element	Value
DC link voltage V_{dc}	400V _{dc}
Switching frequency f_{sw}	10kHz
Filter inductor L	1.1mH
Filter capacitor C	150uF
Load voltage V_{LL}	220V _{LL}
Output power P	10kW
Dead time T_d	3.3us
Load	Balanced load
	Unbalanced load

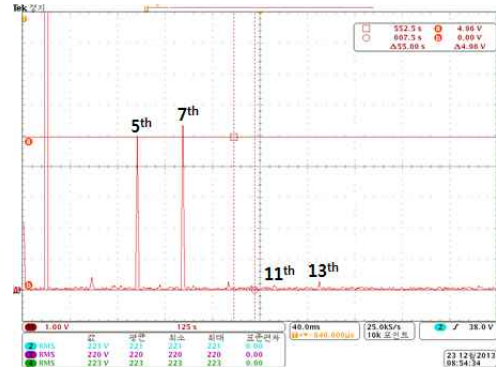
4. 실험 결과

제안하는 알고리즘을 검증하기 위하여 그림 6의 10kW급 독립형 인버터 프로토타입을 제작하여 실험을 진행하였다. 실험에 사용된 3상 평형부하와 불평형부하는 저항 부하를 이용하여 구성하였고 이를 그림 7에 나타내었다. 시스템에 적용된 파라미터는 표 1과 같다.

그림 8과 그림 9는 평형부하 시 부하 측 선간전압과 전압에 포함된 고조파를 보여주고 있다. 그림 8은 데드타임 보상 없이 동기좌표계 PI 제어로 전압제어를 수행한 결과이다. 데드타임에 의한 전압 왜곡은 5차 고조파 및 7차 고조파 성분이 현저하며 전압의 THD는 3.3%로 측정되었다. 그림 9는 동기좌표계 PI 제어와 데드타임 보상이 동시에 적용된 실험파형이다. 데드타임 보상은

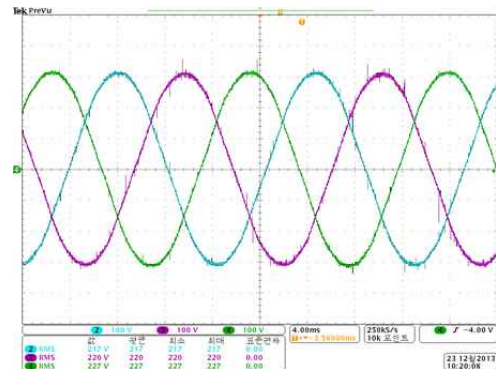


(a) Output line-line voltage(100V/div, 4ms/div)

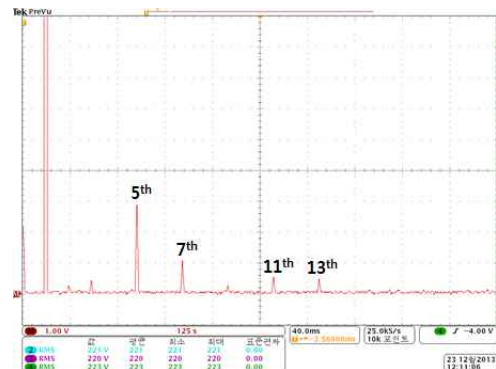


(b) Harmonic spectrum (1V_{rms}/div, 125Hz/div)

Fig. 8. Experiment waveform without dead time compensation under balanced load.

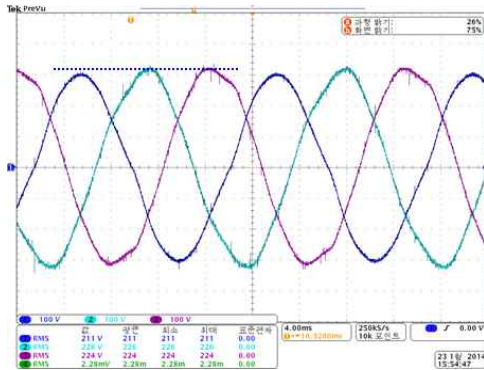


(a) Output line-line voltage(100V/div, 4ms/div)

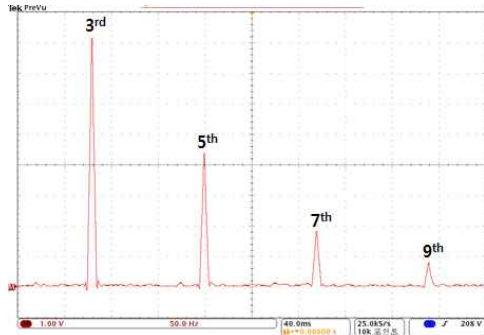


(b) Harmonic spectrum (1V_{rms}/div, 125Hz/div)

Fig. 9. Experiment waveform compensating dead time effect under balanced load.

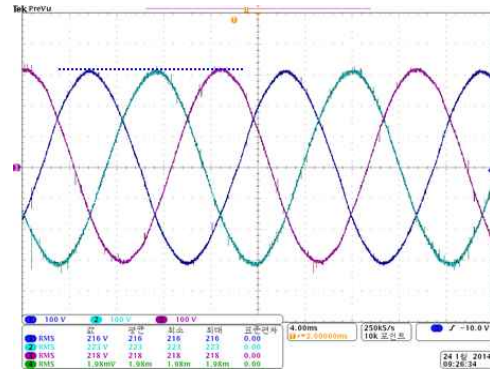


(a)

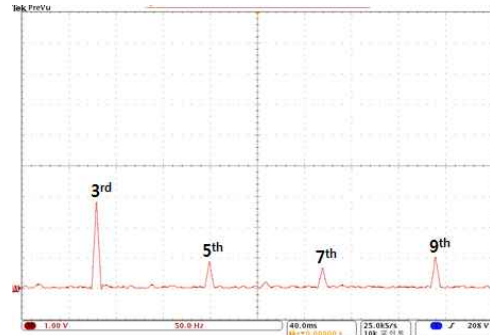


(b)

Fig. 10. Experiment waveform without dead time compensation under unbalanced load (a) output line-line voltage(100V/div, 4ms/div) (b) harmonic spectrum(1V_{rms}/div, 50Hz/div).



(a)



(b)

Fig. 11. Experiment waveform compensating dead time effect under unbalanced load (a) output line-line voltage(100V/div, 4ms/div) (b) harmonic spectrum(1V_{rms}/div, 50Hz/div).

동기좌표계상에서 6차 고조파 보상으로 이루어지며 선간전압의 5차 고조파 및 7차 고조파 성분이 감소하였다. 그러므로 전압 왜곡이 개선되어 THD는 3.3%에서 1.5%로 감소하였다.

그림 10과 그림 11은 불평형부하 시 부하 측 선간전압과 전압에 포함된 고조파를 보여주고 있다. 그림 10은 데드타임 보상 없이 동기좌표계 PI 제어로 전압제어를 수행한 결과이다. 3상 전압은 불평형부하와 데드타임에 의해 홀수배 고조파로 왜곡되며 전압 THD가 4.3%로 측정되었다. 그림 11은 동기좌표계 PI 전압제어와 데드타임 보상이 동시에 적용된 실험 파형이다. 데드타임 보상에 의해 홀수배 고조파가 감소하여 THD가 4.3%에서 1.5%로 감소하였고 전압 왜곡이 개선됨을 확인하였다.

그림 12는 불평형부하 시 데드타임 전압 왜곡이 보상된 경우 3상 3선식 독립형 인버터의 부하상전류 파형을 나타낸다. 불평형의 부하상전류와 데드타임으로 인해 부하 선간전압은 불평형의 홀수배 고조파로 왜곡되지만 제안된 데드타임 보상 기법을 이용하여 그림 11과 같은 전압 왜곡이 보상된 선간전압이 부하에 공급된다.

5. 결 론

본 논문에서는 독립형 마이크로그리드용 인버터가 불

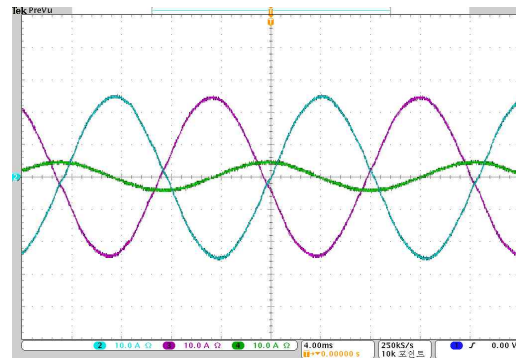


Fig. 12. Experimental waveforms of three-phase load current under unbalanced load(10A/div, 4ms/div).

평형부하 구동 시 데드타임에 의한 전압 왜곡을 분석하였다. 선간전압은 홀수배 고조파로 왜곡되며 이 고조파는 동기좌표계상에서 짝수배 고조파로 나타나므로 2차 고조파 성분부터 8차 고조파 성분까지 보상하는 공진제어를 이용하여 전압 왜곡을 개선하였다. 제안된 제어기를 통하여 출력 선간전압의 THD가 4.3%에서 1.5%로 개선되어 제안된 기법의 타당성을 입증하였다.

본 연구는 2012년도 지식경제부의 재원으로 한국에너지기술평가원(KETEP)의 지원을 받아 수행한 연구과제입니다. (No. 20123010020080).

References

- [1] T. H. Han, J. H. Lee, H. J. Kim, and B. M. Han, "Optimized design and coordinated control for stand-alone DC micro-grid," *Transactions of Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 18, No. 1, pp. 63-71, Feb. 2013.
- [2] J. M. Choe, S. G. Ra, D. H. Han, Y. J. Lee, and G. H. Choe, "Design and test of ESS DC-DC converter using zinc-bromine redox flow battery for stand-alone microgrid," *Transactions of Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 19, No. 2, pp. 106-115, Apr. 2014.
- [3] P. Li, B. Dan, K. Yong, and C. Jian, "Research on three-phase inverter with unbalanced load," Paper presented at APEC2004 Conference on February 22-26, 2004. Anaheim, California, Conf., pp. 128-133, Feb. 2004.
- [4] K. H. Kim, N. J. Park, and D. S. Hyun, "Advanced synchronous reference frame controller for three-phase UPS powering unbalanced and nonlinear loads," *Power Electronics Specialists Conference, PESC '05. IEEE 36th*, pp. 1699-1704, 2005.
- [5] J. W. Choi and S. K. Sul, "Inverter output voltage synthesis using novel dead time compensation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 11, No. 2, pp. 221-227, Mar. 1996.
- [6] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, "Power electronics," Wiley, 2003.
- [7] T. K. Vu, S. H. Lee, and H. J. Cha, "A new on-line dead-time compensator for single-phase PV inverter," *Transactions of Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 17, No. 5, pp. 569-576, Oct. 2012.
- [8] P. C. Loh and D. G. Holmes, "Analysis of multiloop control strategies for LC/CL/LCL-filtered voltage-source and current-source inverters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 41, No. 2, pp. 644-654, Mar./Apr. 2005.
- [9] S. H. Han, J. H. Park, H. G. Kim, H. N. Cha, T. W. Chun, and E. C. Nho, "Dead time compensation of grid-connected inverter using resonant controller," *Transactions of Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 16, No. 6, pp. 409-415, Dec. 2012.

**정진용(鄭鎭庸)**

1986년 12월 29일생. 2012년 충남대 전기공학과 졸업. 2013년~현재 동 대학원 전기공학과 석사과정.

**조종민(趙鍾珉)**

1987년 4월 1일생. 2013년 충남대 전기공학과 졸업. 2013년~현재 동 대학원 전기공학과 석사과정.

**이준원(李竣愿)**

1989년 1월 24일생. 2014년 충남대 전기전자통신공학교육과 졸업. 2014년~현재 동 대학원 전기공학과 석사과정.

**채우규(蔡又圭)**

1977년 4월 22일생. 2004년 성균관대 전기공학과 졸업. 2007년 충북대 전기공학과 졸업(석사). 2014년 동 대학원 전기공학과 박사과정 수료. 2004년~현재 한전 전력연구원 선임연구원.

**차한주(車翰周)**

1988년 서울대 전기공학과 졸업. 1990년 포항공대 전자전기공학과 졸업(석사). 2004년 미국 Texas A&M University, College station (공박). 1990년~2001년 LG산전 연구소 책임연구원. 2009년 미국 United Technology Research Center 방문교수. 2005년~현재 충남대 전기공학과 교수.