

단상 PV 인버터용 온라인 데드타임 보상기 연구

부우츙기엔¹, 이상회², 차한주[†]

A New On-Line Dead-Time Compensator for Single-Phase PV Inverter

Trung-Kien Vu¹, Sanghoey Lee², and Hanju Cha[†]

Abstract - This paper presents a new software-based on-line dead-time compensation technique for a single-phase grid-connected photovoltaic (PV) inverter system. To prevent a short circuit in the inverter arms, a switching delay time must be inserted in the pulse width modulation (PWM) signals. This causes the dead-time effect, which degrades the system performance around zero-crossing point of the output current. To reduce the dead-time effect around the zero-crossing point of grid current, a harmonic mitigation of grid current is used as an additional part of the synchronous frame current control scheme. This additional task mitigates the harmonic components caused by the dead-time from the grid current. Simulation and experimental results are shown to verify the effectiveness of the proposed dead-time compensation method in the single-phase grid-connected inverter system.

Keywords: dead-time compensator, PV inverter, single-phase, adaptive filter

1. 서 론

최근 스마트 그리드와 신재생에너지 분야의 활성화로 인하여 DC-AC PWM 인버터의 수요는 증가하고 있으며, 스위칭 소자로 IGBT와 MOSFET가 적용되고 있다. 일반적으로 계통 연계형 가정용 PWM 인버터의 스위칭 소자는 고주파 즉 10[kHz] 정도의 주파수로 동작한다. 이때, 스위칭 소자의 유한한 스위치 게이팅 온/오프 시간 때문에 상하의 두 스위치의 단락현상을 피하기 위하여 데드타임이 필요하게 된다. 그러나 스위치 게이팅 신호의 데드타임 만큼의 부재로 인해 출력 전압의 왜곡과 기본파 전압감소가 발생한다^{[1][2][4]}. 이로 인해 제어의 안정도가 나빠지며 출력전류에 왜곡이 발생하므로, 이와 같은 데드타임으로 인한 문제점을 해결하기 위해서 다양한 방법들이 제안되었다^{[3]-[9]}. [3]의 논문에서는 이상적인 인버터 전압과 실제 전압간의 평균 오차를 계산하여 보상하는 데드타임 보상기법을 소개하였다. 이

기법은 매우 쉽게 구현되지만 데드타임과 직류 링크 전압에 대한 정보가 필요하며 스위칭 소자의 온 전압 효과를 고려하지 않았다. [4]의 논문은 데드타임 보상시간에 대해 턴 온과 턴 오프 시간과 온 전압 성분으로 인한 데드타임 효과의 보상을 소개하였다. 그러나 계산된 데드타임 보상시간은 다양한 동작점으로 인해 데드타임 효과 보상이 항상 정확하지 않는다. 논문 [5]에서는 Look-up 테이블을 이용하여, 데드타임 보상 품질을 향상시켰다. 즉 데드타임 보상전압의 크기는 피크 전류에 따라 좌우되는데 이를 테이블을 사용하여 보상하여 좀 더 좋은 성능의 데드타임 보상기법을 구현하였다. 다른 기법으로는 [6]-[9]의 기법이 있으며 모터 드라이브에 적용되었으며, 개인 튜닝에 정확한 모터 파라미터와 회전자 위치 정보가 필요하므로, 계통 연계형 인버터 응용을 위해서는 보완이 필요하다.

이 논문에서는 새로운 방식의 단상 태양광 인버터에 적용 가능한 소프트웨어 기반의 데드 타임 보상기법을 제안하였다. 정지좌표에서의 고조파 성분은 동기좌표 변환에서도 그 특성이 변하지 않으므로 동기 좌표나 정지 좌표 어느 곳에서 수행하여도 된다. 그러나 제안한 보상은 단상 인버터 제어에 사용된 가상 동기좌표에서 가상 d-q축 간 커플링 문제점이 발생하는 것을 피하기 위해서 동기좌표보다는 정지좌표를 채택하였다. 제안된 데드타임 보상은 계통 연계형 인버터에서 일반적으로 사용하는 기본적인 PI 전류 제어기 구조에 특정 고조파

Paper number: TKPE-2012-17-5-5 ISSN: 1229-2214

[†] Corresponding author: hjcha@cnu.ac.kr, Dept. of Electrical Engineering, Chungnam Nat'l Univ.

Tel: +82-42-821-7006 Fax: +82-42-821-8895

¹ R&D Center, KACO newenergy

² R&D Center, Doosan Heavy Industrial Corporation

Manuscript received Aug. 3, 2010; accepted Aug. 8, 2012

— 본 논문은 2010년 전력전자학술대회 우수추천논문임

— 본 논문은 2010년 전력전자학술대회 외부장학금 수혜논문임

성분을 제거하는 전향 보상을 추가하여 제로 크로싱 부분에서 발생하는 데드타임 효과를 줄여 준다. 본 논문에서는 10[kHz]의 스위칭주파수와 3[μs]의 데드타임으로 동작하는 단상 계통연계형 인버터를 사용한 실험 세트를 제작하였으며, 이론적인 시뮬레이션 분석과 1[kW] 단상 계통 연계형 태양광 인버터에서 실험 및 검증을 수행하였다. 제안된 새로운 데드타임 보상 기법은 고정 연산 TMS320F2812 DSP 마이크로 컨트롤러에서 소프트웨어로 구현하였으며 제안한 기법이 효과적임을 실험으로 검증하였다.

2. 데드타임 효과 분석

그림 1은 단상 계통연계형 태양광 인버터를 보여주고 있다. 전류의 정역 방향에 따라 이상적인 인버터와 실제 인버터 출력전압을 그림 2와 3에서 각각 보여주고 있다.

그림 2(a)는 계통전류 I_g ($I_g > 0$) 양의 방향으로 흐를 때 스위치 온 오프에 따른 전류 경로를 보여주며, 그림 2(b)는 인버터 출력 전압을 보여준다. 그림 2(a)에서는 스위치 S_1 의 턴 온 구간동안 스위치 S_1 을 통해서 전류가 흐른다. 반면에 스위치 S_1 오프 기간과 데드타임 구간 동안에 다이오드 D_2 를 통해서 I_g 가 흐른다. 따라서 S_1 스위치가 꺼졌을 때와 데드타임 구간동안에 인버터 출력전압 V_{AN} 은 같다.

그림 2(b)에서 데드타임 T_d 동안 데드타임효과로 인한 실제 인버터의 출력전압은 $V_{AN,DT}$ 로 나타난다. 스위치 S_1 은 한정된 턴 온과 턴 오프 시간을 가지므로 실제 전압은 $V_{AN,DT,ton/off}$ 가 되며, V_S 는 스위칭 온 전압, V_D 는 다이오드 D_2 에서 발생한 도통 전압을 각각 나타낸다.

그림 3은 역방향의 계통 전류 I_g 가 흐르는 경우의 이상적인 인버터와 실제 인버터 출력전압을 보여준다. 그림 3(a)에서 계통전류 I_g 는 역방향 전류 ($I_g < 0$)이며, 그림 3(b)는 각각의 인버터 출력과형을 보여준다. 그림 3(a)에서 S_1 스위치의 온 구간과 데드타임 시간동안, 계통전류 I_g 는 다이오드 D_1 을 통해서 흐른다. 반대로 스위치의

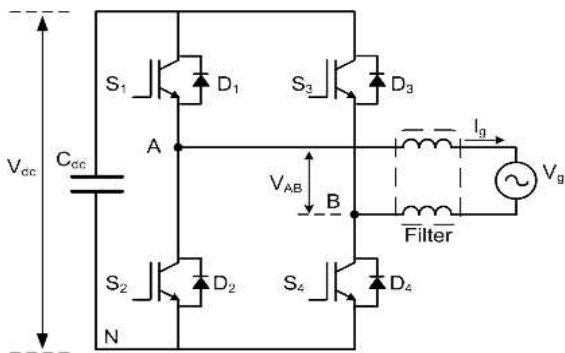


Fig. 1 Single-phase grid-connected DC-AC PV inverter

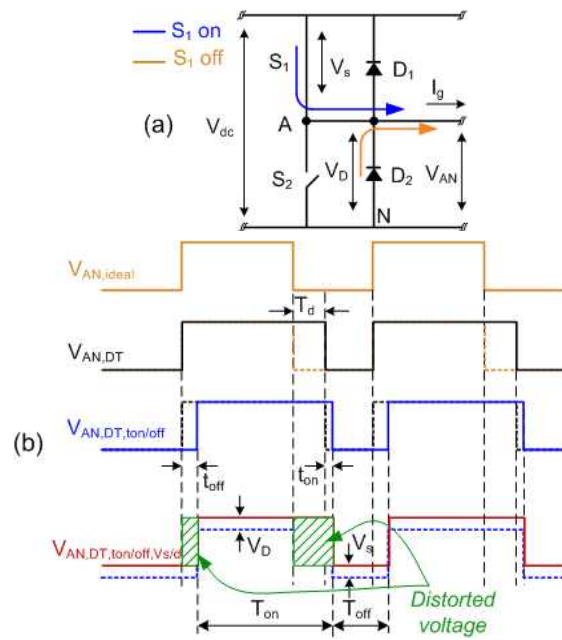


Fig. 2 (a) Grid current path (b) inverter output voltages in case of positive-directional grid current ($I_g > 0$)

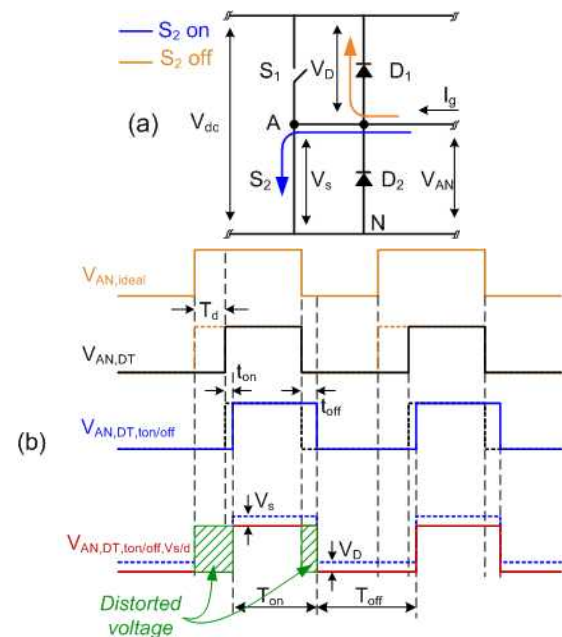


Fig. 3 (a) Grid current path (b) inverter output voltages in case of negative-direction grid current ($I_g < 0$)

S_2 의 온 구간에서는 스위치 S_2 를 통해서 전류 I_g 가 흐른다. 따라서 스위치 S_1 의 온 구간과 데드타임 구간에서 출력전압 V_{AN} 은 같은 값을 가지게 된다. 그림 3(b)는 그림 2(b)에서와 같이, 데드타임 T_d 로 인한 인버터 출력 전압을 $V_{AN,DT}$ 로 나타내며, 스위치 S_2 의 유한된 턴 온과 턴 오프 시간을 고려한 실제 전압을 $V_{AN,DT,ton/off}$ 로 나타내었다. 실제 인버터 출력 전압 $V_{AN,DT,ton/off,Vs/d}$ 은

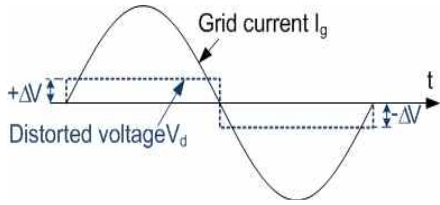


Fig. 4 Grid current and square-wave distorted voltage by dead-time

스위치 온 시의 전압강하 V_S 와 다이오드 D_1 의 전압강하 V_D 를 고려하여야 한다.

인버터의 데드타임 효과는 데드타임 기간, 턴 온-오프 시간과 스위칭 온 전압에 의해 비선형적으로 결정된다. 그러나 이와 같은 비선형성을 무시할 때, 발생된 왜곡된 전압은 그림 4와 같이 등가 평균 전압 $\Delta V (=V_{AN,ideal} - V_{AN,DT,ton,off,V_S/d})$ 로 나타낼 수 있으며, 일반적으로 ΔV 는 PWM 전압 명령에서 전향적으로 보상된다. 일반적으로 턴 온-오프 시간과 스위치 전압강하는 무시할 수 있을 정도로 작다고 가정하며, 이 경우의 데드타임을의 효과는 식(1)과 같다.

$$\Delta V = \frac{T_d}{T_s} V_{dc} \text{sgn}(I_g) \quad (1)$$

T_d 는 데드타임, T_s 는 스위칭 기간, I_g 는 계통전류, V_{dc} 는 직류링크 전압, $\text{sgn}(\)$ 는 극성을 나타내는 부호함수이다.

3. 고조파 추출 필터

3.1 고조파 추출필터 동작원리

그림 5에서 데드타임 효과로 발생한 고조파 성분을 추출하기 위한 선택적 고조파 추출 필터 (SHTF: Selective Harmonics Tracking Filter)를 보여주고 있으며, 최소 평균자승법 (LMS: Least Mean Square) 알고리즘을 이용하였다 [10]-[12]. 그림 5의 LMS 알고리즘 동작 원리는 다음과 같다.

- 고조파 추출필터는 피드백신호 d_k 로부터 이미 알고 있는 주파수 ω_0 성분과 원하지 않은 주파수 성분을 분리하는 필터 역할을 수행하며, $t = kT_s$ 의 샘플링 동작을 하며, k 는 이산시간 지수이며 T_s 는 샘플링 시간이다. 직교하는 두 개의 정현파 성분 x_k^s 와 x_k^c 은 추출하고자 하는 주파수 성분을 가진 사인파와 코사인파 기준 신호이다.

- 앞에서 언급한 두 개의 성분은 적응 제어에 계산되는 가중치 계수 w_k^s 와 w_k^c 로 각각 곱해진 후에 서로 더해져서 y_k 신호를 생성한다. LMS 알고리즘은 신호 y_k 가 피드백 신호 d_k 의 크기와 위상이 같아지도록 가중치 계수를 조절한다.

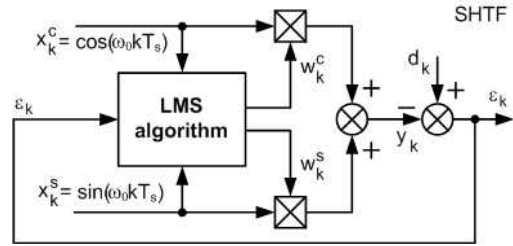


Fig. 5 Selective harmonics tracking filter

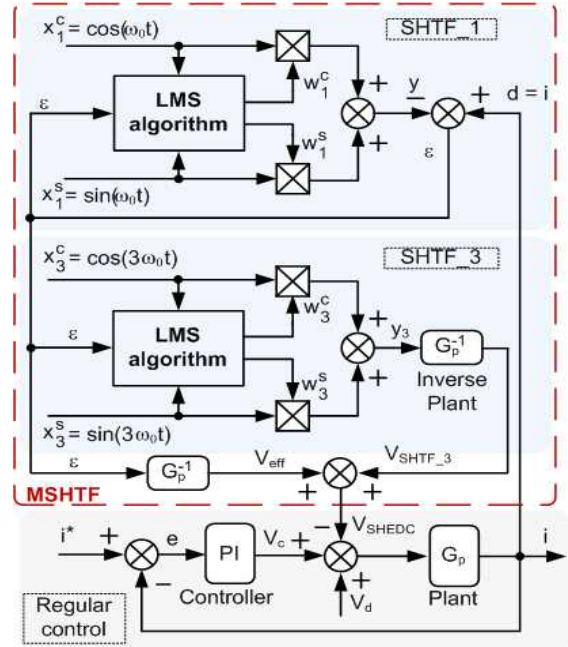


Fig. 6 Combination of harmonic mitigations with regular control part combination by using multi-SHTF

-피드백 신호 d_k 와 계산된 신호 y_k 의 에러 ϵ_k 는 적응 처리를 위해 귀환 되고 식 (2)와 같이 계산되어진다.

$$\epsilon_k = d_k - y_k = d_k - (x_k^s w_k^s + x_k^c w_k^c) \quad (2)$$

LSM 알고리즘은 식 (3)과 같이 표현된다.

$$w_{k+1} = w_k + 2\mu\epsilon_k x_k \quad (3)$$

μ 는 선택된 게인 값이다.

3.2 고조파 추출필터와 전류 제어기 통합

고조파 추출필터와 기존의 전류 제어기의 결합은 아래의 나열된 조건을 만족하여야 한다.

- 고조파 추출필터의 적응 프로세스가 충분히 느려서 기존의 전류 제어기와 서로 간섭 없이 동작하여야 하며, 그런 조건에서 고조파 추출필터 삽입에도 불구하고

고 설계에 사용된 전류제어기 시정수를 수정하지 않고 사용할 수 있다.

- 고조파 추출필터는 전향보상항으로 동작하므로, 전류 제어 대역폭 보다 높은 주파수의 고조파 성분을 줄일 수 있다.
- 고조파 추출필터는 정상상태의 전류 고조파 성분을 추출하며, 가중치 계수가 조정될 수 있을 정도로 전류 고조파 성분은 천천히 변화한다.

그림 6은 기본파와 3차 고조파 추출필터가 결합된 다중 고조파추출필터(MSHTF)와 전류제어기가 통합된 데드타임 보상기를 보여준다. 그림 6은 3차 고조파 성분을 계통전류에서 추출하였으며, 동일한 구조를 다른 특정 고조파 추출에 확장할 수 있다. 기본파에 맞추어진 고조파 추출 필터를 이용하여 생성된 기본파 성분과 피드백된 실제 계통전류 사이의 오차 ε 를 계산하여 3차 고조파 추출 보상기의 입력으로 사용하여, 왜곡된 계통전류를 전향 보상하는 구조를 가지고 있다. 3차 고조파 추출 보상기의 출력 V_{SHTF_3} 와 전고조파 성분을 감쇄시키는 V_{eff} 을 더하여 V_{SHEDC} 를 만들며, 이는 데드타임에 의하여 발생한 전압왜곡 성분 V_d 를 전향보상하여 상쇄하는 역할을 한다.

4. 계통연계형 단상 태양광 인버터에 적용된 데드타임 보상기

단상 계통연계형 태양광인버터의 전류제어기와 PWM DC-AC 인버터를 그림 7에서 보여주고 있으며, 동기좌표 PI 전류제어기 구조와 데드타임 보상기에서 계산된 $V_{compensator-ds}$ 를 그림 8(a)에서 보여 주고 있다.

그림 8(b)는 멀티 고조파 추출필터를 사용한 데드타임 보상기 구조이며, PLL에서 기본파와 3차 고조파의 사인파와 코사인파를 실시간으로 계산한다. 그림 8(a)에서는 단상 전압을 이용하여 가상의 전압성분, 즉 90도 위상이 지연되는 파형을 전대역 필터 (All pass filter)를 통해서 만들었다. 이로 인해 단상 태양광 시스템에서도 3상 시스템에 사용된 동기좌표 변환이 가능 하며 전류제어기는 비간섭 제어를 고려한 동기좌표 PI 제어기를 사용하였다. q축 전류는 직류링크 전압을 일정하게 유지하는 성분이며, d축 전류성분은 무효전력을 만드는 성분으로, 단위 역률 제어 시에는 0으로 동작하도록 설정한다.

전류제어기의 출력신호는 정지좌표계로 변환되며, 정지좌표 변환된 d축 전압 명령에 의해서 PWM 패턴이 발생된다. 데드타임에 의해 발생하는 계통전류의 고조파 성분은 고조파 추출필터를 사용한 데드타임 보상기에 의해 제거되도록 앞에서 제안한 다중 고조파 추출필터의 결과를 전향 보상치로 더하였다. 기본파와 고조파의 기준 신호는 위상추종제어 (PLL)에서 생성하며, 고조파 추출필터의 블록도는 그림 6과 같다.

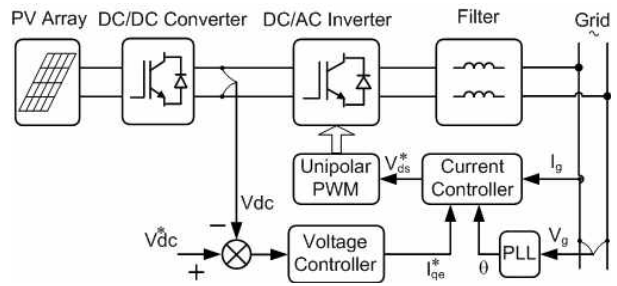


Fig. 7 Single-phase grid-connected PV inverter with current-controller

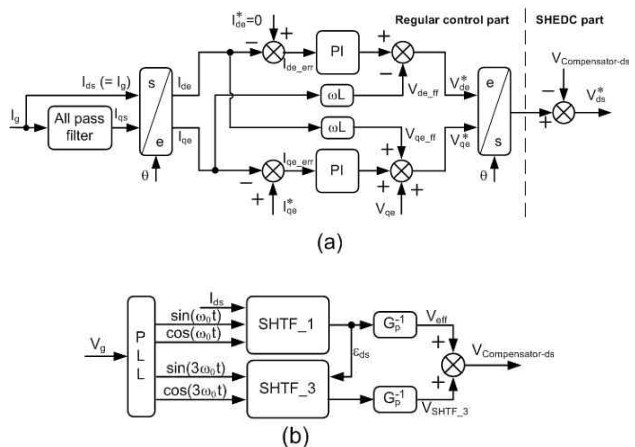


Fig. 8 (a) Current controller structure of single-phase PWM DC-AC inverter and (b) multi-SHTF based dead-time compensator

5. 시뮬레이션 결과

그림 9는 $3[\mu s]$ 의 데드타임 효과를 적용하여 보상기를 사용하지 않았을 때의 계통전류와 주파수 스펙트럼을 보여주고 있다. 데드 타임의 발생으로 인해 전류의 제로 크로싱 부분에 3차와 5차 고조파가 성분이 발생하게 되는 것을 확인할 수 있다. 그림 10은 제안된 보상기법을 사용하였을 때의 파형을 보여주고 있다. 여기서 제안한 다중 고조파 추출필터를 사용하여, 데드타임으로 인해 발생하는 고조파 성분을 완화하였으며, 그로 인해 3차와 5차의 고조파 성분이 현저히 줄어들었다.

그림 11과 12는 계통전류를 보여주고 있으며, 각각 제안한 보상기법을 적용한 것과 적용하지 않은 파형으로 오차의 크기를 비교하여 볼 수 있다. 정상상태에서의 기본파와 3차 고조파 성분을 추출하는 가중치 계수가 수렴하는 모습을 그림 13에서 보여 주고 있다.

6. 실험 결과

그림 14는 실험에 사용한 단상 계통연계형 태양광 인버터 프로토타입의 전체 외형을 보여주고 있다. 전류 제어기와 데드타임 보상기는 고정소수점 연산 TMS320F2812

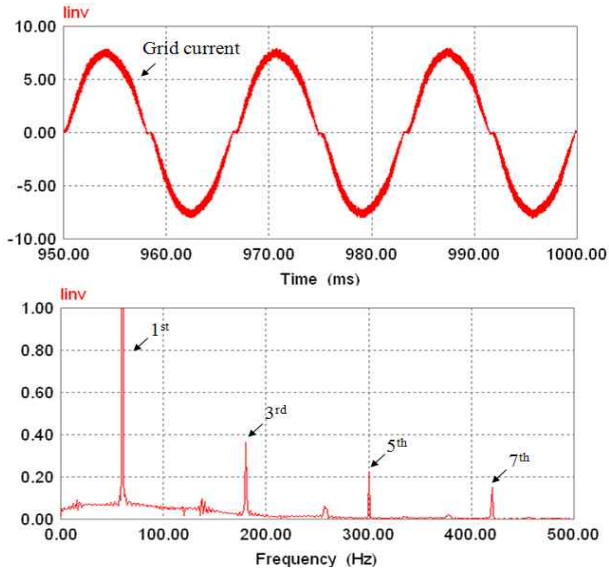


Fig. 9 Grid current and its frequency spectrum in case of 3µs dead-time without compensation

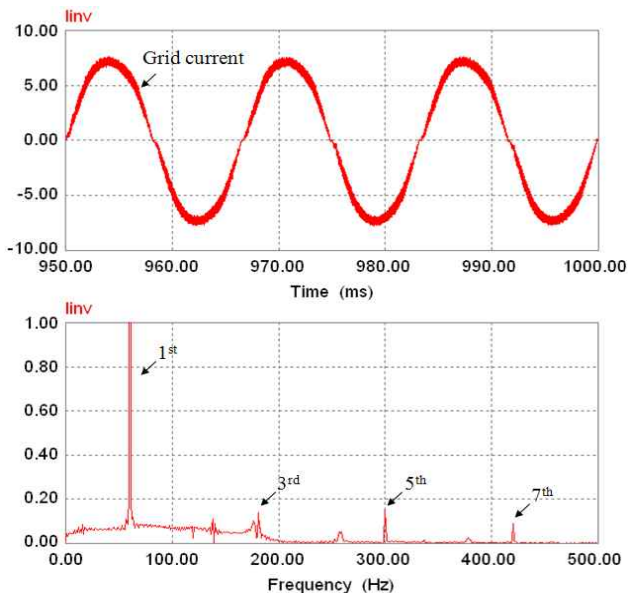


Fig. 10 Grid current and its frequency spectrum in case of 3µs dead-time with compensation

DSP 마이크로 컨트롤러에 소프트웨어로 구현되었으며 PWM 신호는 DSP 내부 펄스 발생기를 통해 발생하였다. 표 1은 실험에 사용된 값이며, 태양전지 어레이에 흐르는 누설전류 저감과 태양전지 입력전압 범위 확대를 위하여 170V/220V 절연 변압기를 사용했다. 그림 15는 3[µs] 데드타임에 보상을 하지 않았을 때의 실험결과를 보여준다. 채널 1은 계통전압 (250V/div), 채널 2는 계통전류 (10A/div), 채널 M은 계통전류의 주파수 스펙트럼이다. 데드타임으로 인해 3고조파와 5고조파가 나타나는 것을 확인할 수 있다. 즉 데드타임 효과로 인한 고조파의 생성을 확인할 수 있다. 그림 16은 동일한 3[µs] 데드타임

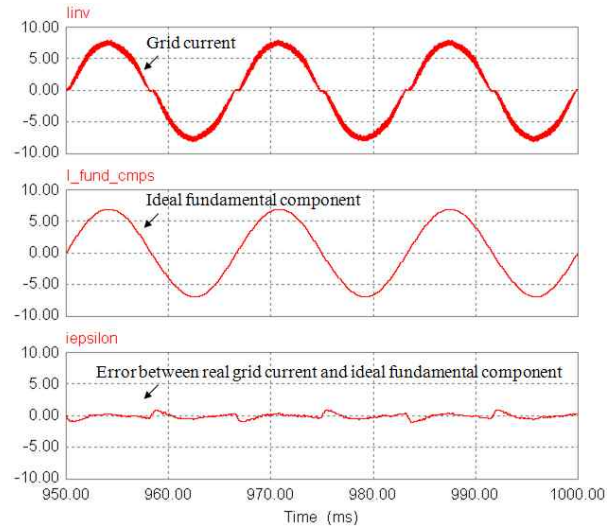


Fig. 11 Grid current, ideal fundamental component created by SHEF and the error between them in case of 3µs dead-time without compensation

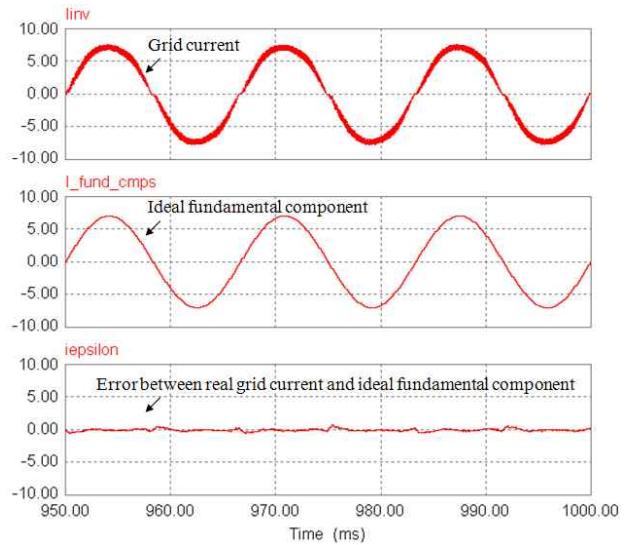


Fig. 12 Grid current, ideal fundamental component created by SHEF and the error between them in case of 3µs dead-time with compensation

Table 1 System Specifications

Rated Power	1[kW]
DC-Link Voltage	400[V]
Grid Voltage	220[V]
Grid Frequency	60[Hz]
Switching Frequency	10[kHz]
Dead-Time	3[µs]
LMS Adaptation Gain μ	0.03

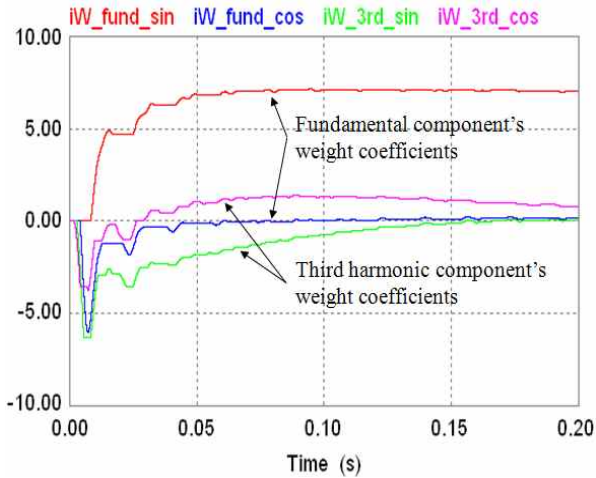


Fig. 13 Weight coefficient of fundamental and its harmonic component

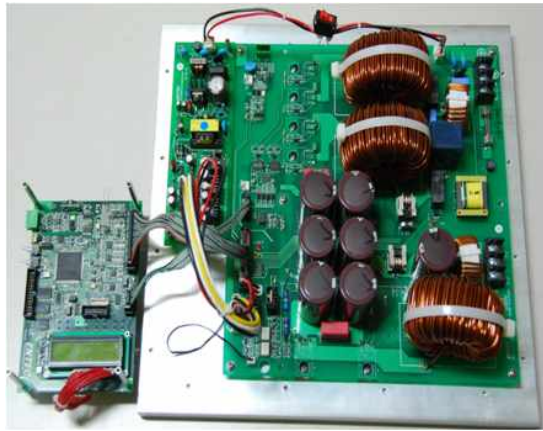


Fig. 14 Experimental prototype of 1kW single-phase grid-connected PV system

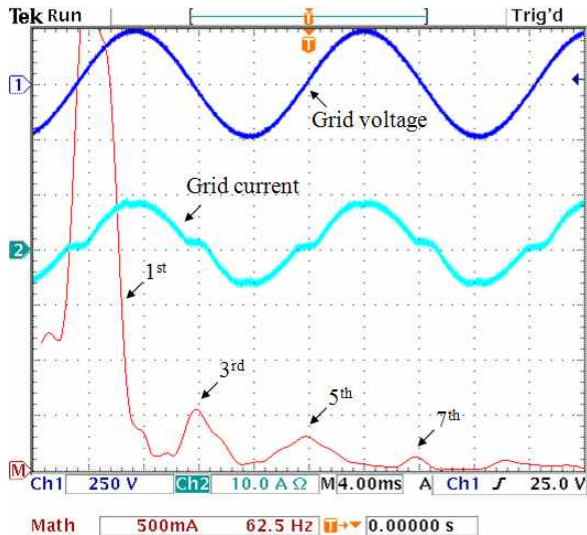


Fig. 15 Grid voltage, grid current and its frequency spectrum in case of 3 μ s dead-time without compensation

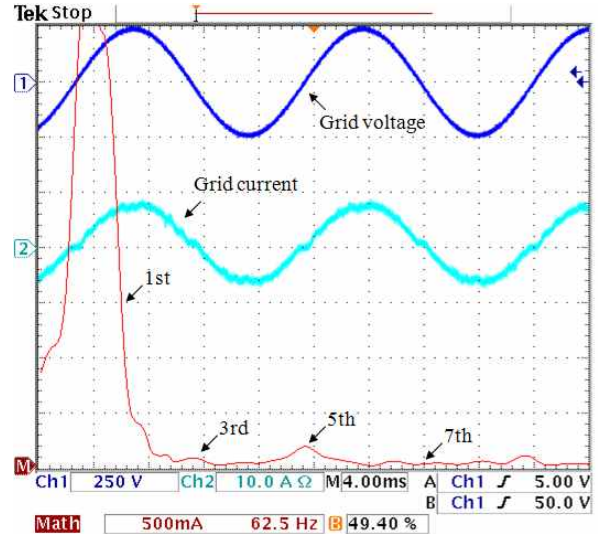


Fig. 16 Grid voltage, grid current and its frequency spectrum in case of 3 μ s dead-time with compensation

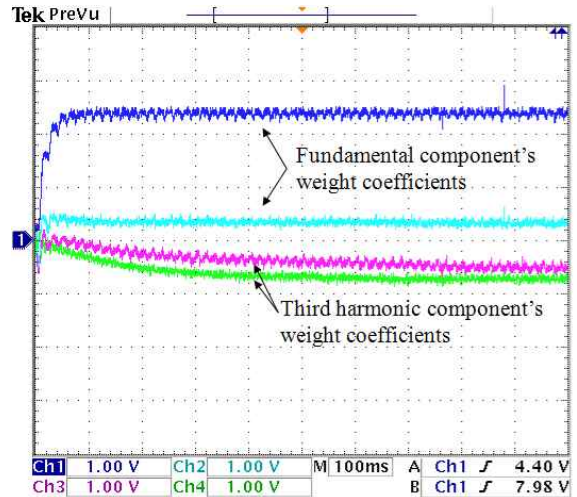


Fig. 17 Weight coefficient of fundamental and third harmonic component

조건에서 제안한 데드타임 보상을 수행하였을 때의 파형을 보여주고 있다. 채널 1은 계통전압 (250V/div), 채널 2는 계통전류 (10A/div), 채널 M은 계통전류의 주파수 스펙트럼이며, 데드타임 보상기로 인해 3고조파와 5고조파 성분이 줄어들음을 확인할 수 있다. 즉 데드타임 보상기를 적용하였을 때 효과적으로 고조파를 줄일 수 있음을 보여준다.

6. 결론

본 논문에서는 계통연계형 단상 태양광 발전기에 적용가능한 소프트웨어 방식의 데드타임 보상 기법을 제안하였다. 제안된 기법은 고조파 추출필터 값을 동기좌

표계의 PI 전류제어기 결과에 전향보상항으로 추가하였으며, 이를 통해 효과적으로 제로 크로싱 부분에서 발생하는 데드타임 전류 왜곡을 감소시켰다. 또한 제안된 보상 기법은 추가적인 하드웨어나 오프라인 실험 장치가 필요하지 않는다. 최종적으로 시뮬레이션과 실험결과로 제안된 데드타임 보상기법을 단상 계통 연계형 태양광 인버터에 적용하여 효과를 검증하였다.

본 연구는 2010년도 지식경제부의 재원으로 한국 에너지 기술평가원(KETEP)의 지원을 받아 수행한 연구 과제입니다. (No. 2010T100200213)

참 고 문 헌

- [1] K. Koga, R. Ueda and T. Sonoda, "Stability problem in induction motor drive system," *IEEE IAS Annual Meeting*, pp. 129-136, 1988.
- [2] F. Blaabjerg and J. K. Pedersen, "Ideal PWM-VSI inverter using only one current sensor in the dc-link," *IEEE 5th Power Electronics and Variable-Speed Drives Conference*, pp. 458-464, October 1994.
- [3] Seung-Gi Jeong and Min-Ho Park, "The analysis and compensation of dead-time effect in PWM inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 38, No. 2, pp. 108-114, April 1991.
- [4] J. W. Choi and S. K. Sul, "A new compensation strategy reducing voltage/current distortion in PWM VSI system operating with low output voltages," *IEEE Transaction on Industry Application*, Vol. 31, No. 5, pp. 1001-1008, September/October 1995.
- [5] A. R. Munoz and T. A. Lipo, "On-line dead-time compensation technique for open-loop PWM-VSI drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 14, No. 4, pp. 683-689, July 1999.
- [6] H. -S. Kim, H. -T. Moon and M. -J. Youn, "On-line dead-time compensation method using disturbance observer," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 18, No. 6, pp. 1336-1345, November 2003.
- [7] N. Urasaki, T. Senjyu, K. Uzzato and T. Funabashi, "An adaptive dead-time compensation strategy for voltage source inverter fed motor drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 20, No. 5, pp. 1150-1160, September 2003.
- [8] N. Urasaki, T. Senjyu, T. Funabashi and H. Sekine, "An adaptive dead-time compensation strategy for a permanent magnet synchronous motor drive using neural network," *Journal of Power Electronics*, Vol. 6, No. 4, pp. 279-289, October 2006.
- [9] Seon-Hwan Hwang and Jang-Mok Kim, "Dead time compensation method for voltage fed PWM inverter," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 25, No.

1, March 2010.

- [10] B. Widrow and S. D. Stearns, *Adaptive Signal Processing*, Englewood Cliff, NJ: Prentice-Hall, 1985.
- [11] K. J. Astrom and B. Wittenmark, *Adaptive Control*, 2nd Edition, Reading, MA: Addison-Wesley, 1995.
- [12] Vladimir Blasko, "A novel method for selective harmonic elimination in power electronic equipment," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 22, No. 1, pp. 223-228, January 2007.

Trung-Kien Vu



1979년 10월 27일생. 2001년 Hanoi University of Science and Technology 전기공학과 졸업. 2005년 충남대 전자공학과 졸업(석사). 2011년 동 대학원 전기공학부 졸업(공학박). 2001년~2003년 The Automation Mechanic Application Company Limited, 베트남. 2011년~현재 카코 뉴에너지(주) 기술연구소 선임연구원.

이상희(李相回)



1977년 9월 24일생. 2002년 건양대 제어계측공학과 졸업, 2005년 충남대 대학원 전기공학과 졸업(석사) 2011년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박) 2005년~2007년 고등기술연구원 로봇생산센터 연구원. 현재 두산중공업 풍력기술개발팀 선임연구원.

차한주(車翰周)



1988년 서울대 전기공학과 졸업. 1990년 포항공대 졸업(석사). 2004년 미국 Texas A&M University, College station(공학박). 1990년~2001년 LG산전 연구소 책임연구원. 2005년~현재 충남대 전기공학과 부교수. 당 학회 총무이사.