

듀얼벅 인버터의 무효전력 보상 시 전류 왜곡 저감

한상훈¹, 조영훈[†]

Alleviate Current Distortion of Dual-buck Inverter During Reactive Power Support

Sanghun Han¹ and Younghoon Cho[†]

Abstract

This study presents a method for reducing current distortion that occurs when a dual-buck inverter generates reactive power. Dual-buck inverters, which are only capable of unity power factor operation, can generate reactive power capabilities by modifying a modulation technique. However, under non-unity power factor conditions, current distortion occurs at zero-crossing points of grid voltage and output current. This distortion is caused by parasitic capacitors, dead-time, and discontinuous conduction mode operation. This study proposes a modified modulation method to alleviate the current distortion at zero-crossing point of the grid voltage. A repetitive controller is applied to reduce this distortion of the output current. A 1 kVA prototype is built and tested. Simulation and experimental results demonstrate the effectiveness of the proposed method.

Key words: Photovoltaic inverter, Dual-buck inverter, Zero-crossing distortion, Reactive power capability

1. 서 론

과거 태양광 시스템은 유효전력만 생성하였기 때문에, H5와 HERIC, 듀얼벅과 같은 단방향 전력 전달 특성을 갖는 인버터 회로들이 활용되었다. 이러한 회로들은 높은 효율과 낮은 누설전류를 가져 무변압기형 태양광 인버터에 적합하였다^{[1]-[10]}. 하지만 배전 계통에 태양광 시스템의 투입이 증가함에 따라, 태양광 인버터는 무효전력 보상을 통해 계통 안정화에 참여하도록 요구되고 있다^{[11]-[16]}. 계통 안정화를 위한 규정으로는 계통 전압 강하 시 계통과의 연계를 유지하는 low voltage ride through 운전과 태양광 인버터의 계통 연계 지점 전압 변동 보상 등이 있다. 이러한 규정들은 모두 태양광 인버터의 무효전력 출력을 필요로 한다.

하지만 일부 회로의 경우 무효전력 출력 시 영전압 및 영전류 부근에서 전류 왜곡이 존재하였다. 듀얼벅 인버터의 경우 다양한 구조가 존재하며, 무효전력 출력 연구 또한 다양하게 진행되었다. 에너지 저장 시스템을 위한 하프브릿지 및 3 레벨 듀얼벅 인버터가 제안되었다^{[2],[3]}. 해당 연구에서 듀얼벅 인버터는 양방향 전력 전송이 가능하지만, 영전류 부근 전류 왜곡이 발생한다.

풀브릿지 듀얼벅과 유사한 구조의 CoolMOS 및 SiC 다이오드 기반 무변압기형 회로의 무효전력 생성에 관한 연구가 진행되었다^[4]. 해당 연구는 기존에 제안된 회로의 모듈레이션 기법을 수정하여 무효전력 출력이 가능하도록 하였다. 하지만 해당 회로 역시 영전류 부근에서 전류 왜곡이 발생함을 확인할 수 있다.

듀얼벅 회로 이외에도 H6 무변압기형 태양광 인버터의 무효전력 출력을 위한 연구가 진행되었다^[5]. H6 회로의 경우 무효전력 출력 시 영전압 및 영전류에서 전류 왜곡이 확인된다. 해당 연구에서는 이러한 왜곡에 대해 분석하였으며, 영전류 부근에서 전류 왜곡 저감을 위해 슬라이딩 모드 컨트롤을 적용하였다. 하지만 영전압 부근 전류 왜곡에 대한 저감 방안을 제안하지 않았다.

본 논문에서는 단상 3 레벨 듀얼벅 인버터의 무효전력 출력 시 영전압 및 영전류 부근 전류 왜곡 저감 방법을 제안한다. 각 전류 왜곡의 원인을 분석하고, 모듈

Paper number: TKPE-2022-27-2-7

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

[†] Corresponding author: yhcho98@konkuk.ac.kr, Dept. of Electrical and Electronics Engineering, Konkuk University, Korea

Tel: +82-2-450-0519 Fax: +82-2-457-8895

¹ Dept. of Electronic Electronics Engineering, Konkuk University, Korea

Manuscript received Oct. 6, 2021; revised Oct. 21, 2021; accepted Nov. 5, 2021

— 본 논문은 2021년 전력전자학술대회 태양광논문상 수상논문임

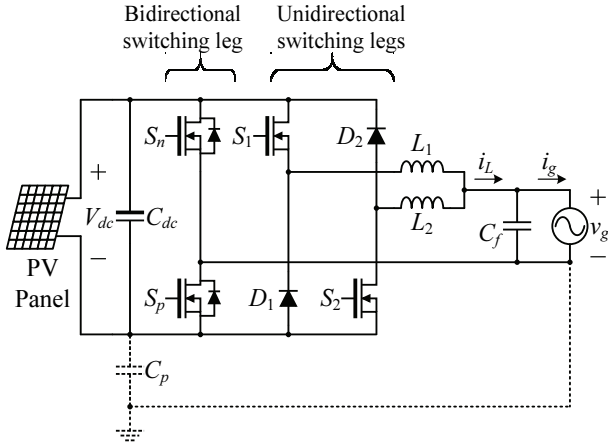


Fig. 1. Dual-buck inverter.

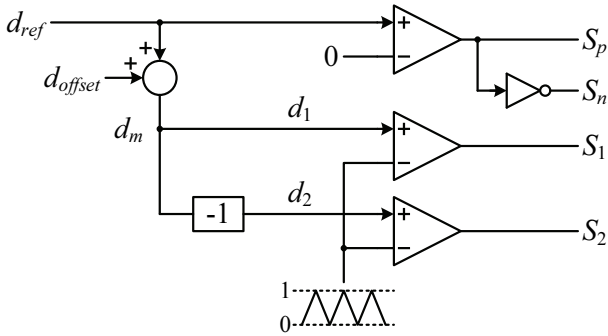


Fig. 2. The modulator for reactive power generation.

레이션 기법 및 전류제어기 설계를 수행한다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서 듀얼벅 인버터의 무효전력 출력 및 전류 왜곡의 원인을 분석한다. 3장에서는 각 전류 왜곡에 대한 저감 방법을 제안한다. 4장 및 5장에서는 시뮬레이션 및 실험 결과를 통해 제안하는 방법의 효과를 검증한다.

2. 듀얼벅 인버터의 전류 왜곡

그림 1은 듀얼벅 인버터의 회로도이다. 듀얼벅 인버터는 계통 전압 v_g 의 극성에 따라 저주파로 동작하는 양방향 스위칭 레그와 출력 전류 i_g 의 극성에 따라 절환되며 고주파로 동작하는 단방향 스위칭 레그로 이루어져 있다. 듀얼벅 인버터의 무효전력 출력 시 요구되는 듀티는 다음과 같다^[1].

$$D = \begin{cases} \frac{v_g}{V_{dc}} & (v_g i_g > 0) \\ 1 - \frac{v_g}{V_{dc}} & (v_g i_g < 0) \end{cases} \quad (1)$$

따라서 듀얼벅 인버터는 무효전력 출력 시 전류의 극성에 따라 비선형적으로 변화하는 듀티가 요구된다. 이러

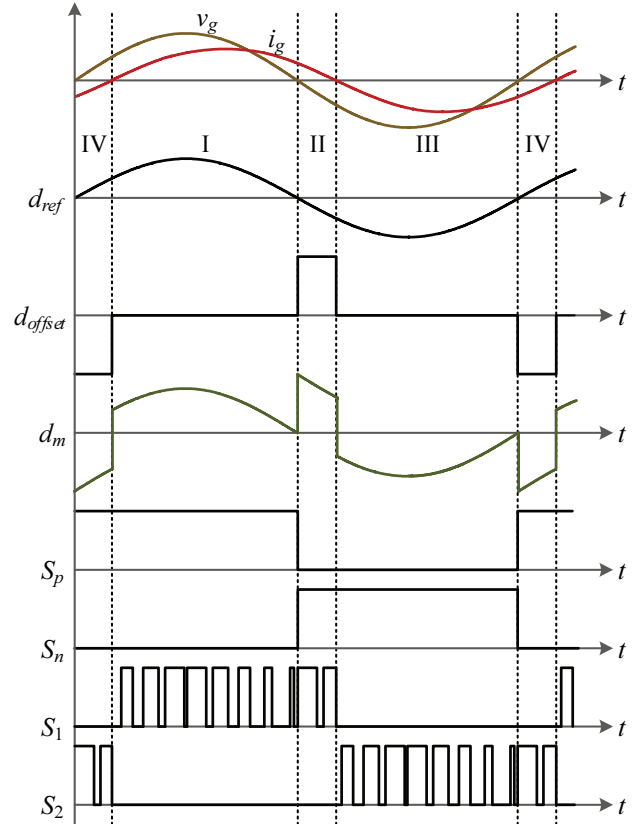


Fig. 3. Waveforms of the dual-buck inverter under lagging power factor operation.

한 비선형성을 보상하기 위해 그림 2와 같은 모듈레이션 기법이 제안되었다. 그림 3은 듀얼벅 인버터의 지상 역률 운전 시 계통 전압 및 출력 전류, 듀티, 스위칭 파형을 나타낸다.

2.1 영전압 부근 전류 왜곡

듀얼벅 인버터의 지상 역률 운전 시 구간 I과 II 사이 계통 전압의 극성이 바뀔 때 이상적인 동작 모드는 그림 4와 같다. 이때 인덕터 L_1 양단에 인가되는 전압은 다음과 같다.

$$V_{L1} = -v_g \quad (v_g > 0) \quad (2)$$

$$V_{L1} = -v_g \quad (v_g < 0) \quad (3)$$

그림 5는 실제 듀얼벅 인버터의 동작을 고려하여 구간 I과 II 사이 동작을 확대하여 나타낸 파형이다. 듀얼벅 인버터에서 데드타임은 양방향 스위칭 레그에서만 필요로 한다. 따라서 데드타임 구간 t_d 동안 S_p 와 S_n 이 모두 꺼진 채 S_1 이 켜지게 된다. 이로 인해 전류는 양방향 스위칭 레그가 아닌 태양광 패널과 계통 접지 간 존재하는 기생 커패시터를 통해 흐르게 된다. 즉, 실제 인버터의 영전압 부근 동작 모드는 그림 6과 같다. 데드타임

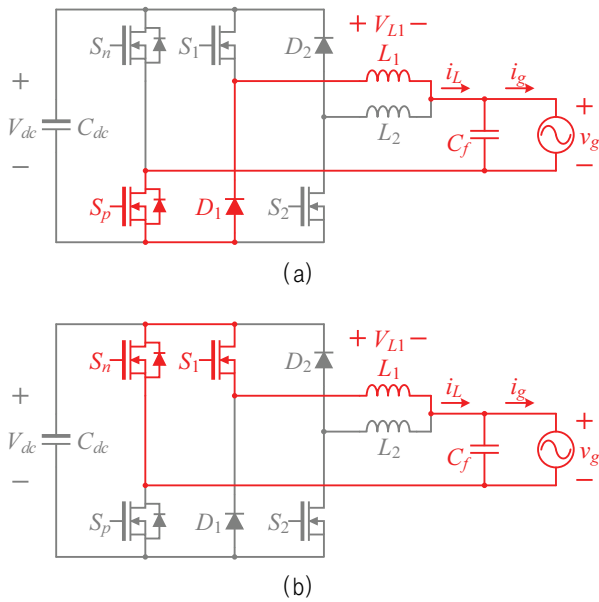


Fig. 4. Operating modes at zero-crossing point of the grid voltage. (a) $v_g > 0$, (b) $v_g < 0$.

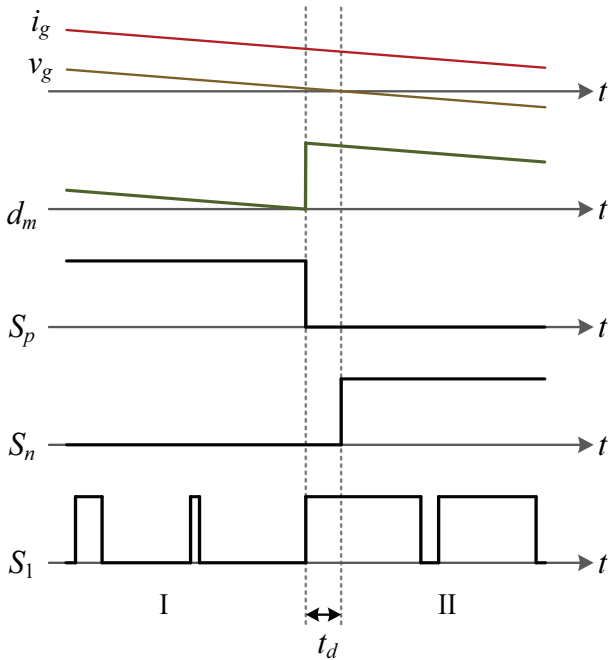


Fig. 5. Waveforms at zero-crossing point of the grid voltage.

구간 동안 L_1 양단에 인가되는 전압은 다음과 같다.

$$V_{L1} = V_{dc} - v_g \quad (4)$$

이상적인 동작에서는 인덕터 양단에 0에 가까운 전압이 인가되며 전류가 작은 기울기로 계속하여 감소하게 된다. 하지만, 실제로는 데드타임 구간 동안 인덕터 양단에 큰 양의 전압이 인가되며 전류가 증가하게 되고, 이로

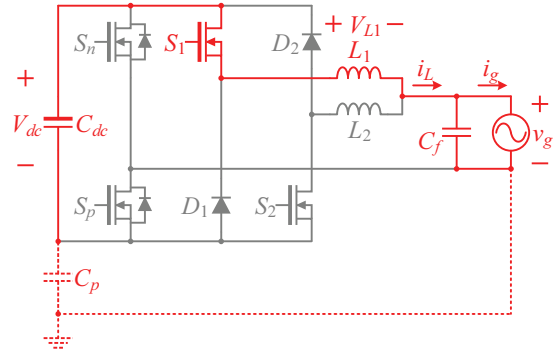


Fig. 6. Operating mode for the dead-time.

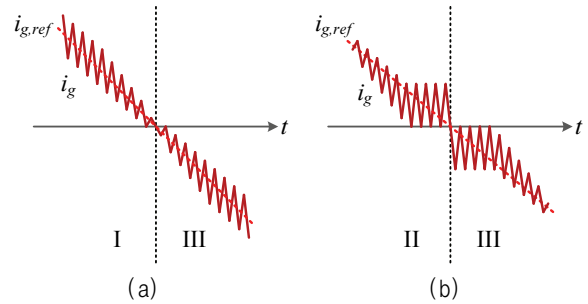


Fig. 7. Waveforms at zero-crossing point of the output current. (a) Unity power factor condition, (b) Non-unity power factor condition.

인해 전류 왜곡이 발생한다. 이는 다른 동작 조건에서도 동일하게 해석할 수 있으며, 본 논문에서는 생략한다.

2.2 영전류 부근 전류 왜곡

듀얼벽 인버터는 단방향 스위칭 레그를 통해 전류가 흐르므로, discontinuous conduction mode(DCM) 동작이 발생할 수 있다. 단위 역률 운전 시에는 필터 설계에 따라 경부하 조건에서 DCM이 발생할 수 있다. 하지만 무효전력 출력 시에는 영전류 부근에서 항상 DCM 동작이 발생한다. 그림 7은 단위 역률 운전과 지상 역률 운전 시 출력 전류 및 전류 지령 파형을 나타낸다. 단위 역률 운전 시 영전류 부근에서 듀티 또한 0이 되며 매우 작은 전류 리플을 가진 채 절환된다. 반면 지상 역률 운전 시 영전류 부근에서 듀티는 0이 될 수 없다. 즉, DCM 동작을 고려한 제어가 이루어지지 않을 경우, 전류는 큰 전류 리플을 가진 채 절환되며 전류 왜곡을 야기한다 [17],[18].

3. 제안하는 전류 왜곡 저감 방법

3.1 영전압 부근 전류 왜곡 저감

영전압 부근에서의 전류 왜곡은 데드타임 및 기생 커패시터로 인해 인덕터 양단에 의도하지 않은 전압이 인가되어 발생한다. 따라서 본 논문에서는 인덕터 양단에 이상적인 동작과 동일한 전압이 인가될 수 있도록 스위

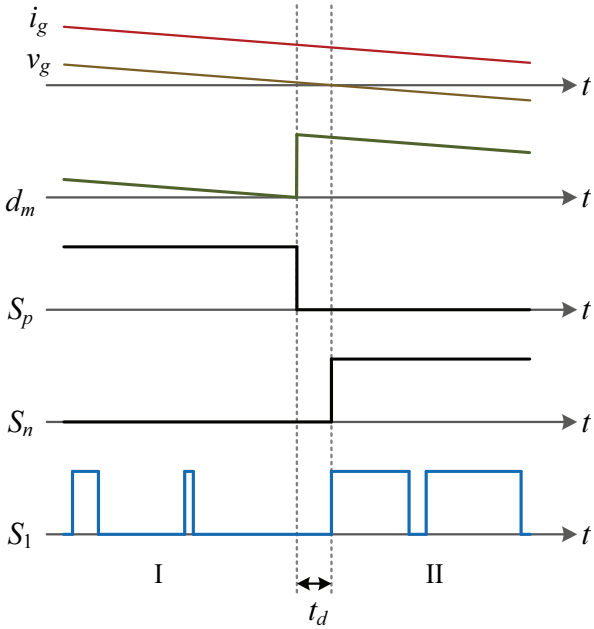


Fig. 8. Waveforms at zero-crossing point of voltage with the proposed method.

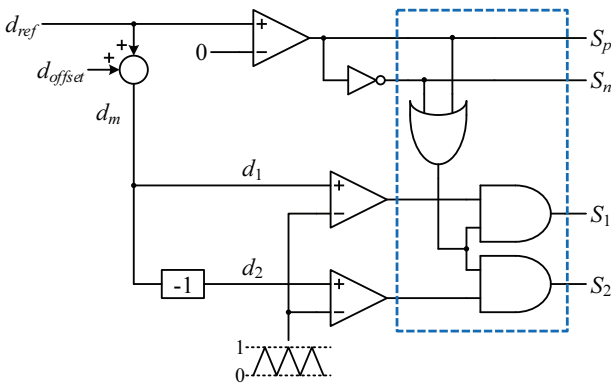


Fig. 9. The modulator implemented by the proposed method.

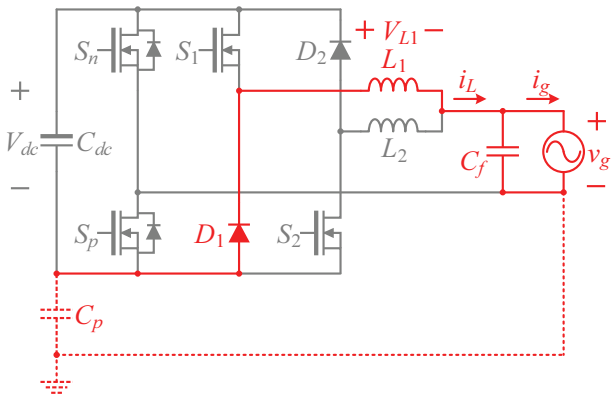


Fig. 10. Modified operating mode for deadtime.

칭 패턴을 수정하였다. 그림 8은 데드타임 구간 동안 수정된 스위칭 패턴을 나타내며, 그림 9는 이를 구현하기 위해 제안된 모듈레이션 기법을 나타낸다. 제안된 모듈

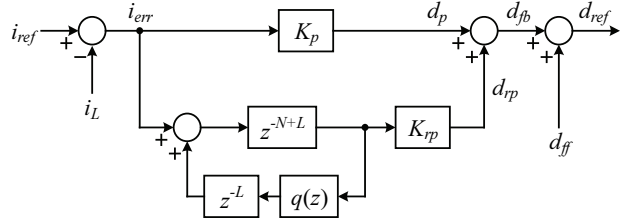


Fig. 11. Current controller with repetitive control.

레이션 기법은 양방향 스위칭 레그의 데드타임 구간 동안 단방향 스위칭 레그의 스위치 또한 꺼지도록 한다. 이로 인해 데드타임 구간에서 수정된 동작 모드는 그림 10과 같다. 기존과 같이 전류는 기생 커패시터를 통해 흐르지만, S₁이 아닌 D₁을 통해 전류가 흐르며 인덕터 양단에는 다음과 같은 전압이 인가되게 된다.

$$V_{L1} = -v_g \tag{5}$$

이는 이상적인 동작 시 인덕터 전압인 식 (3)과 동일하므로, 전류 왜곡이 발생하지 않는다.

3.2 영전류 부근 전류 왜곡 저감

듀얼벽 인버터의 무효전력 출력 시 영전류 부근에서 DCM 동작이 요구됨에 따라 주기적인 오차가 발생하게 된다. 이를 저감하기 위해 본 논문에서는 주기적인 성분에 대해 우수한 추종 성능을 갖는 반복제어기의 적용을 제안한다. 기존 듀얼벽 인버터의 단위 역률 운전 시, 경부하 조건에서 DCM 동작으로 인한 전류 왜곡에 대하여 반복제어기는 우수한 제어 성능이 확인되었다^{[6],[8]}.

하지만 듀얼벽 인버터가 무효전력을 출력할 경우, 반복제어기의 적용을 위해서는 영전압 부근 전류 왜곡 저감이 우선적으로 이루어져야 한다. 영전압 부근 전류 왜곡으로 인한 오차는 반복제어기로 제거할 수 없기 때문에, 메모리에 계속하여 더해지며 반복제어기의 안정성을 저하시킨다. 본 논문에서는 영전압 부근 전류 왜곡을 저감하였으므로, 반복제어기의 성능이 충분히 확보될 수 있도록 설계를 진행하였다.

본 논문에서 제안하는 반복제어기를 적용한 전류제어기는 그림 11과 같다. K_p와 K_{rp}는 각각 비례제어기와 반복제어기의 이득이며, 한 주기 샘플 수 N은 다음과 같이 계산된다.

$$N = \frac{f_s}{f_g} \tag{6}$$

시지연을 보상하기 위한 샘플 수 L은 2로 선정하였으며, 안정화 필터 q(z)는 다음과 같은 위상 지연이 없는 저역 통과 필터를 적용하였다.

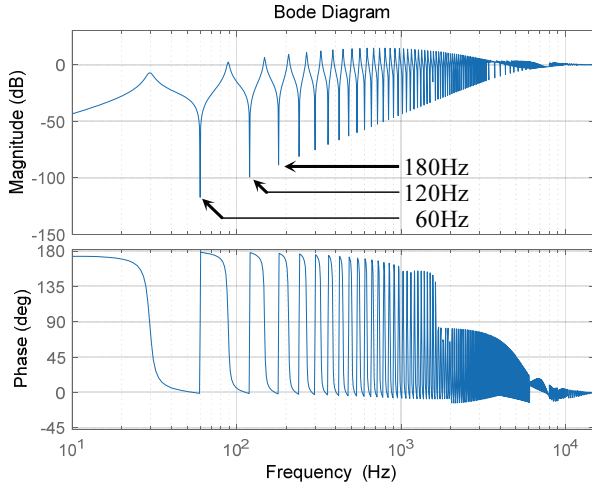


Fig. 12. Frequency response of reference-to-error model.

TABLE I
PARAMETERS OF DUAL-BUCK INVERTER IN
SIMULATION AND EXPERIMENTS

Parameter	Value
Grid voltage, v_g	220 V
DC-link voltage, V_{dc}	380 V
DC-link capacitor, C_{dc}	2 mF
Filter inductors, L_1, L_2	2 mH
Filter capacitor, C_f	330 nF
Parasitic capacitor, C_p	80 nF
Ground resistor, R_g	10 Ω
Grid frequency, f_g	60 Hz
Sampling frequency, f_s	30 kHz
Deadtime, t_d	2 μ s

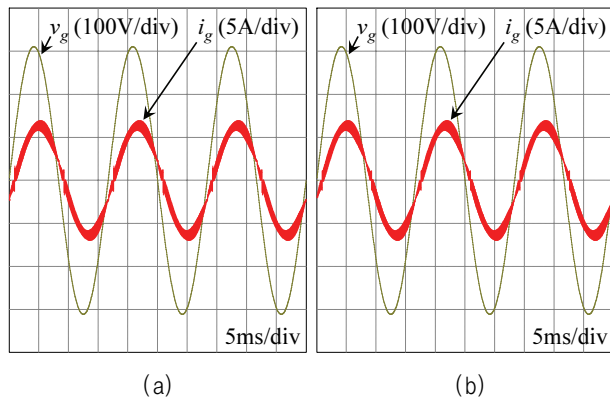


Fig. 13. Waveforms of 1kVA lagging power factor operation. (a) Conventional method, (b) Proposed method.

$$q(z) = 0.25z^{-1} + 0.5 + 0.25z \quad (7)$$

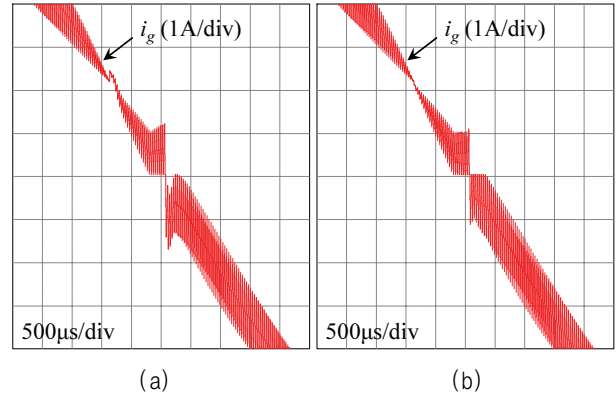


Fig. 14. Waveforms of the current distortion. (a) Conventional method, (b) Proposed method.

그림 12는 제안하는 제어기의 지령에 대한 오차 전달 함수의 주파수 응답을 나타낸다. 적용한 제어기는 계통 주파수 60Hz 및 고조파 성분들에 대하여 우수한 오차 저감 성능을 갖는 것을 확인할 수 있다.

4. 모의 실험

제안하는 전류 왜곡 저감 방법을 검증하기 위해 PSIM을 이용하여 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션에서 사용한 제정수는 표 1에 정리하였다. 시뮬레이션에서는 누설 전류 경로에 기생 커패시터뿐만 아니라 저항까지 고려하였다. 제안하는 방법과 비교를 위하여 기존 제어 방법으로 비례 공진(Proportional Resonance, PR) 제어기를 사용하였다.

그림 13은 20도 지상 역률로 1kVA 출력 시 시뮬레이션 결과이다. 그림 13(a)는 기존 방법을 적용한 전류 파형이며, 그림 13(b)는 제안하는 방법을 적용한 결과이다. 기존 방법 적용 시 전류의 THD는 3.4%이며, 제안하는 방법 적용 시 전류의 THD는 2.67%까지 저감되는 것을 확인하였다.

전류 왜곡을 자세히 살펴보기 위하여 영전압 및 영전류 부근을 확대한 파형을 그림 14에 나타냈다. 기존 방법을 적용한 그림 14(a)를 살펴보면, 영전압 부근에서 일시적으로 전류가 증가하며 왜곡이 발생한다. 또한 영전류 부근에서는 DCM으로 동작하지 못하며 전류 왜곡이 나타난다. 제안하는 방법을 적용한 그림 14(b)에서는 영전압 부근에서 증가하는 전류가 나타나지 않고, 영전류 부근에서 전류 왜곡이 저감된 것을 확인할 수 있다.

그림 15는 영전압 부근에서 전류와 스위치의 게이트 신호를 나타낸다. V_{gp} 와 V_{gn} , V_{g1} 은 각각 S_p , S_n , S_1 의 게이트 신호이다. 그림 15(a)에서는 기존 모듈레이션 기법을 사용하여, 양방향 스위칭 레그의 데드타임 구간 동안 S_1 의 스위치가 켜지며 전류가 증가한다. 반면 그림 15(b)에서는 제안하는 모듈레이션 기법을 적용하여 양방향 스위칭 레그의 데드타임 구간 동안 모든 스위치가

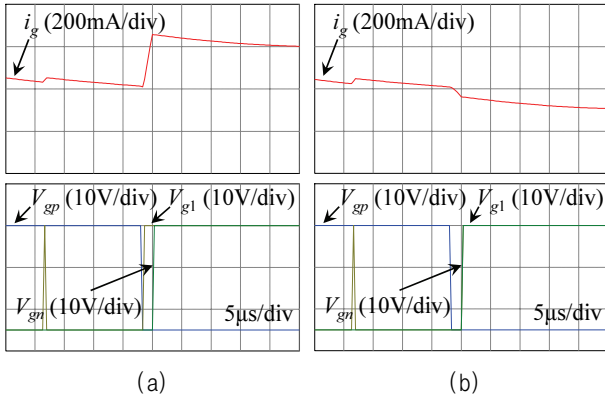


Fig. 15. Waveforms at zero-crossing point of the grid voltage. (a) Conventional method, (b) Proposed method.

꺼지며 전류의 왜곡이 발생하지 않는다.

5. 실험

제안하는 방법을 실험을 통해 검증하고자 그림 16의 1kVA급 듀얼벽 인버터를 사용하였다. 실험에서 사용한 제어수는 시뮬레이션과 동일한 표 1의 값을 사용하였다. 제어기 및 모듈레이션 기법 구현을 위해 TI 社의 TMS 320F28335을 사용하였다. 모듈레이션 기법은 양방향 스위칭 레그의 스위칭 시점에 맞춰 단방향 스위칭 레그의 데드타임 시간을 수정하여 구현하였다. MOSFET 및 다이오드는 Wolfspeed 社의 C3M0065090D와 C4D20120A를 사용하였다. 실험은 모두 20도 지상 역률 운전 조건에서 비교를 진행하였다.

그림 17은 1kVA 조건 실험 결과이다. 그림 17(a)는 PR 제어기와 기존 무효전력 출력 모듈레이션 기법을 적용한 결과이며, 그림 17(b)는 제안하는 모듈레이션 기법 및 반복제어기를 적용한 결과이다. 전류 파형의 THD는 기존 방법을 적용한 경우 3.68%이며, 제안하는 방법을 적용한 경우 1.71%로 줄어든 것을 확인할 수 있었다.

그림 18은 영전압 및 영전류 왜곡의 개선 여부를 확인하고자 그림 17의 결과를 확대한 파형이다. 영전류 부근 전류 왜곡을 비교하였을 때, 기존 방법을 적용한 그림 18(a)에서 DCM 동작이 이루어지지 않아 왜곡이 나타나는 구간이 700µs로 측정되었다. 반면 제안하는 방법을 적용한 그림 18(b)에서는 영전류 부근 전류 왜곡 구간이 400µs로 감소하여, 영전류 부근 전류 왜곡이 개선됨을 확인할 수 있었다. 영전압 부근 전류 왜곡 또한 제안하는 방법 적용 시 증가하는 전류가 현저히 감소하는 것을 확인할 수 있다.

그림 19는 영전압 부근 전류 왜곡과 각 스위치의 게이트 신호를 비교한 결과이다. 기존 방법을 적용한 그림 19(a)에서 양방향 스위칭 레그의 데드타임 구간 동안 S1이 켜지며 S_n이 켜질 때까지 출력 전류가 증가하는 것을 확인할 수 있다. 그림 19(b)에서는 제안하는 모듈레

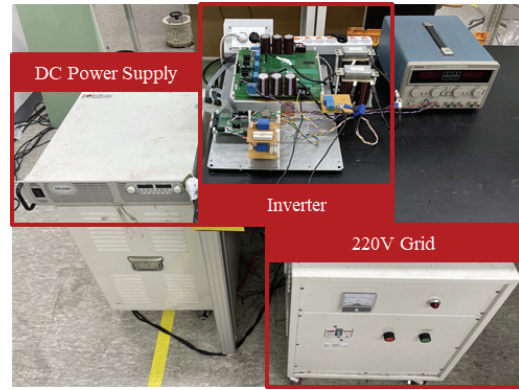


Fig. 16. Experimental setup.

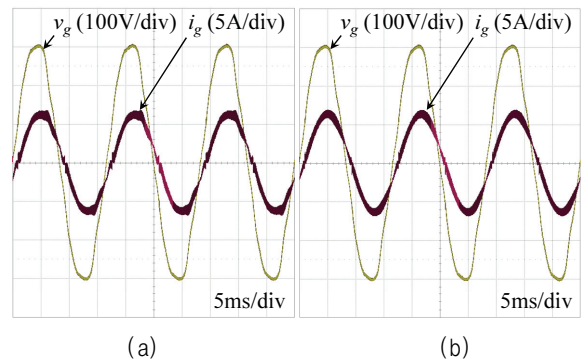


Fig. 17. Waveforms of 1kVA lagging power factor operation. (a) Conventional method, (b) Proposed method.

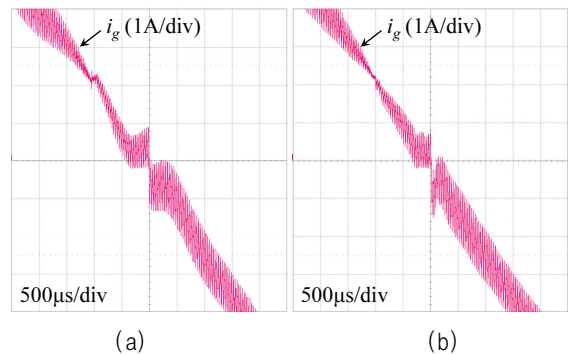


Fig. 18. Waveforms of the current distortion. (a) Conventional method, (b) Proposed method.

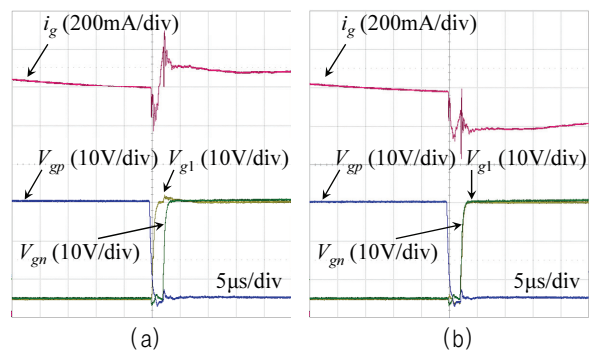


Fig. 19. Waveforms at zero-crossing point of the grid voltage. (a) Conventional method, (b) Proposed method.

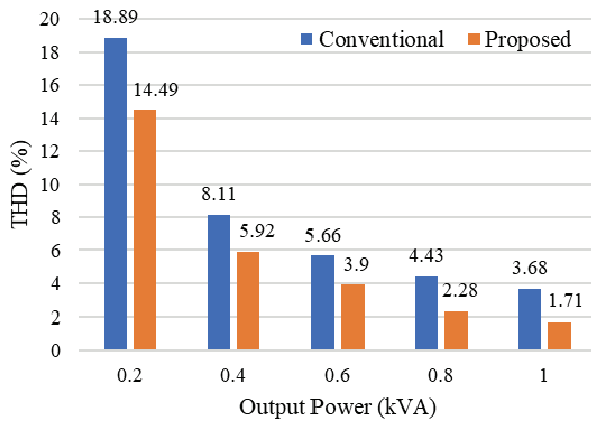


Fig. 20. Comparison of the output current THD.

이선 기법을 적용하여 양방향 스위칭 레그의 데드타임 구간에서 모든 스위치가 꺼져있는 것을 확인할 수 있으며, 기존 방법과 비교하여 증가하는 전류가 현저히 감소함을 확인할 수 있다.

그림 20은 출력 조건별 전류 THD 비교 결과이다. 모든 출력 조건에서 기존 방법 대비 제안하는 방법의 전류 THD가 개선됨을 확인할 수 있다. 제안하는 방법의 경우 반복제어기를 적용함으로써 영전류 부근 전류 왜곡뿐만 아니라, PR 제어기 대비 지령 추종 성능이 향상되었기 때문에 전류의 THD가 크게 저감될 수 있었다.

6. 결 론

본 논문에서는 듀얼벅 인버터의 무효전력 출력 시 영전압 및 영전류 부근 전류 왜곡을 저감하는 방법을 제안하였다. 데드타임과 기생 성분으로 인해 발생하는 영전압 부근 전류 왜곡을 저감하기 위해 기존 모듈레이션 기법을 수정하였다. 영전류 부근에서는 DCM 동작이 요구됨에 따라 전류 왜곡이 발생하며, 이를 저감하기 위해서 반복제어기를 적용하였다. 제안하는 방법을 적용하여 시뮬레이션 및 실험을 수행하였으며, 1kVA 조건에서 기존 방법 대비 출력 전류의 THD가 약 2% 저감되는 것을 확인하였다. 제안하는 전류 왜곡 저감 방법은 듀얼벅 인버터와 유사한 전류 왜곡이 발생하는 회로에도 적용이 가능할 것으로 기대된다.

본 연구는 2021년도 산업통상자원부의 재원으로 한국에너지기술연구원(KETEP)의 에너지인력양성 사업으로 지원받아 수행한 인력양성 성과입니다. (No. 20194030202370)

본 연구는 산업통상자원부와 한국에너지기술연구원(KETEP)의 지원을 받아 수행한 연구 과제입니다. (No. 20206910100160)

References

- [1] T. K. S. Freddy, J. Lee, H. Moon, K. Lee, and N. A. Rahim, "Modulation technique for single-phase transformerless photovoltaic inverters with reactive power capability," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 64, No. 9, pp. 6989 - 6999, Sep. 2017.
- [2] H. Qian, J. Zhang, J. Lai, and W. Yu, "A high-efficiency grid-tie battery energy storage system," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 26, No. 3, pp. 886 - 896, Mar. 2011.
- [3] H. Qian, J. Lai, and W. Yu, "Novel bidirectional AC-DC MOSFET converter for energy storage system applications," *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 3466 - 3471, Sep. 2011.
- [4] B. Chen, B. Gu, L. Zhang, and J. Lai, "A novel pulse-width modulation method for reactive power generation on a CoolMOS- and SiC-diode-based transformerless inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 63, No. 3, pp. 1539 - 1548, Mar. 2016.
- [5] B. Liu, M. Su, J. Yang, D. Song, D. He, and S. Song, "Combined reactive power injection modulation and grid current distortion improvement approach for H6 transformer-less photovoltaic inverter," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 32, No. 4, pp. 1456 - 1467, Dec. 2017.
- [6] A. K. Gupta, M. S. Joshi, and V. Agarwal, "Improved transformerless grid-tied PV inverter effectively operating at twice the switching frequency with constant CMV and reactive power capability," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Vol. 8, No. 4, pp. 3477 - 3486, Dec. 2020.
- [7] K. S. Kumar, A. Kirubakaran, and N. Subrahmanyam, "Bidirectional CLAMPING-BASED H5, HERIC, and H6 transformerless inverter topologies with reactive power capability," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 56, No. 5, pp. 5119 - 5128, Sep. - Oct. 2020.
- [8] Y. Cho, "Dual-buck residential photovoltaic inverter with a high-accuracy repetitive current controller," *Renewable Energy*, Vol. 101, pp. 168 - 181, Feb. 2017.
- [9] D. H. Hwang, J. Y. Lee, and Y. Cho, "Single-phase single-stage dual-buck photovoltaic inverter with active power decoupling strategy," *Renewable Energy*, Vol. 126, pp. 454 - 464, Oct. 2018.
- [10] J. Y. Lee and Y. Cho, "Synchronous reference frame repetitive control of a single-phase three-level dual-buck photovoltaic inverter," *Electronics*, Vol. 7, No. 10, p. 226, 2018.
- [11] M. N. I. Sarkar, L. G. Meegahapola, and M. Datta, "Reactive power management in renewable rich power grids: a review of grid-codes, renewable generators, support devices, control strategies and optimization algorithms," *IEEE Access*, Vol. 6, pp. 41458 - 41489,

May. 2018.

[12] H. M. Hasanien, "An adaptive control strategy for low voltage ride through capability enhancement of grid-connected photovoltaic power plants," *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 31, No. 4, pp. 3230 - 3237, Jul. 2016.

[13] G. Fusco and M. Russo, "Robust MIMO design of decentralized voltage controllers of PV systems in distribution networks," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 64, No. 6, pp. 4610 - 4620, Jun. 2017.

[14] M. Rajeev and V. Agarwal, "Low voltage ride-through capability of a novel grid connected inverter suitable for transformer-less solar PV-grid interface," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 56, No. 3, pp. 2799 - 2806, May/June. 2020.

[15] I. R. S. Priyamvada and S. Das, "Online assessment of transient stability of grid connected PV generator with DC link voltage and reactive power control," *IEEE Access*, Vol. 8, pp. 220606 - 220619, 2020.

[16] J. Joshi, A. K. Swami, V. Jatly, and B. Azzopardi, "A comprehensive review of control strategies to overcome challenges during LVRT in PV systems," *IEEE Access*, Vol. 9, pp. 121804 - 121834, 2021.

[17] B. Chen, B. Gu, J. Lai, W. Yu, C. Lin, and C. Zheng, "Current distortion correction in dual buck photovoltaic inverter with a novel PWM modulation and control

method," in *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 727 - 731, Mar. 2013.

[18] P. Sun, C. Liu, J. Lai, and C. Chen, "Cascade dual buck inverter with phase-shift control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 27, No. 4, pp. 2067 - 2077, Apr. 2012.



한상훈(韓尙勳)

1991년 11월 12일생. 2016년 건국대 전기공학과 졸업. 2016년~현재 동 대학원 전기공학과 석·박통합과정.



조영훈(曹永勳)

1980년 2월 4일생. 2002년 건국대 전기공학과 졸업. 2004년 서울대 전기컴퓨터공학부 졸업(석사). 2012년 버지니아공대 전기컴퓨터공학부 졸업(공학박). 2004년~2009년 현대모비스 기술연구소 주임연구원. 2012년~2013년 에너트로닉스 책임연구원. 2013년~현재 건국대 전기공학과 부교수. 당 학회 기획이사.