

냉장고의 선형압축기 구동을 위한 단상 하프브리지 인버터 시스템에서 직류단 불평형 보상에 관한 연구

김호진¹, 김형진², 김동윤², 김장목[†]

DC Voltage Balancing Control of Half-Bridge PWM Inverter for Linear Compressor of Refrigerator

Ho-Jin Kim¹, Hyeong-Jin Kim², Dong-Youn Kim², and Jang-Mok Kim[†]

Abstract

This paper presents the control algorithm of a single-phase AC/DC/AC PWM converter for the linear compressor of a refrigerator. The AC/DC/AC converter consists of a full-bridge PWM converter for the control of the input power factor and a half-bridge PWM inverter for the control of the single-phase linear compressor. At the DC-link of this topology, two capacitors are connected in series. These DC-link voltages must be balanced for safe operation. Thus, a new control method of DC voltage balancing for the half-bridge PWM inverter is proposed. The balancing algorithm uses the Integral-Proportional controller and inserts the DC-offset current at the Proportional-Resonant current controller of the inverter to solve the DC-link unbalanced voltages between the two capacitors. The proposed algorithm can be easily implemented without much computation and additional hardware circuit. The usefulness of the proposed algorithm is verified through several experiments.

Key words: Linear compressor, Unbalanced voltage, IP controller, Single-phase inverter, Half-bridge inverter

1. 서 론

오늘날 냉장고에서는 에너지 효율의 증대와 부피 절감을 위하여 선형 압축기의 사용이 증가하고 있다. 선형 압축기의 사용은 기존의 왕복동식 압축기보다 마찰 손실, 소음 및 진동이 적은 장점들이 있기 때문에 선형 압축기의 구조, 특성, 제어에 관한 연구들이 활발히 진행되어 왔다^[1-4]. 추가적으로 냉장고 시스템의 효율 향상을 위해서는 적합한 전력변환 장치의 선택에 대한 연구가 필요하다. 일반적으로 가전용 전력변환장치는 고조파 규제에 대응하기 위하여 역률 제어가 필수적이며 스위칭

손실, 도통 손실, 비용 및 부피를 고려하여야 한다. 이 조건들을 만족하기 위한 전력변환장치로 단상 AC/DC/AC 컨버터가 필요하다.

가장 간단한 구조는 하프 브리지 AC/DC/AC 컨버터 구조이다^{[5],[6]}. 이 구조는 시스템 구성을 위하여 4개의 스위칭 소자와 2개의 커패시터만을 필요로 한다. 그러나 컨버터 측에서 바이폴라 스위칭 방식에 의하여 발생하는 전류 맥동을 억제하기 위하여 대용량의 필터용 리액터 장착이 필수적이다. 또한, 직류단 커패시터 각각에 계통 전원을 충전하기 때문에 풀 브리지 구조보다 2배 이상의 정격전압 갖는 스위칭 소자의 선정이 필요하다.

선형 압축기를 제어하기 위한 또 다른 토폴로지는 풀 브리지 AC/DC/AC 컨버터 구조이다^{[7],[8]}. 이러한 풀 브리지 구조는 유니폴라 스위치 방식을 사용할 수 있어 전류 맥동을 줄일 수 있고 입력 측 리액터의 용량 및 사이즈 축소가 가능하다. 하지만 풀 브리지 시스템은 구성을 위하여 8개의 스위칭 소자가 필요하며 하프 브리지 구조보다 스위칭 손실 증가와 시스템 부피 및 가격이 증가하는 단점이 있다.

Paper number: TKPE-2017-22-3-10

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

[†] Corresponding author: jmok@pusan.ac.kr, Dept. Electrical Eng., Pusan National University

Tel: +82-51-510-2366 Fax: +82-51-513-0212

¹ Automotive Parts Technology Support Center, Busan Techno-Park

² Dept. of Electrical Eng., Pusan National University.

Manuscript received Jan. 4, 2017; revised Feb. 1, 2017; accepted Feb. 26, 2017

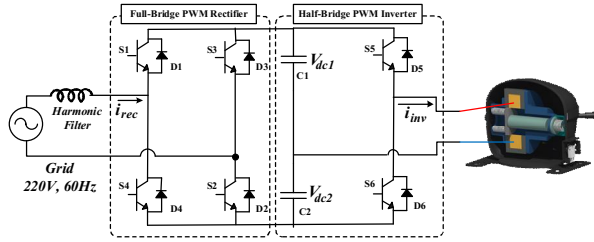


Fig. 1. The proposed single phase PWM converter for linear compressor.

본 논문에서는 선형 압축기의 효율적인 제어를 위해 그림 1와 같이 풀 브리지 컨버터와 하프 브리지 인버터를 조합한 토폴로지를 이용하였다. 컨버터 측에는 풀 브리지 컨버터를 적용하여 입력 측 역률 제어 및 입력 전류의 맥동 감소의 장점을 가진다. 또한 하프 브리지 인버터를 적용하여 전체 시스템 부피 및 스위칭 손실 저감의 장점을 가진다. 한편, 인버터 측의 하프 브리지 구조에 의하여 예상되는 전류 맥동은 선형 압축기의 큰 인덕턴스 특성에 의하여 저감 가능하였다. 하지만 그림 1과 같이 직류단을 2개의 커패시터로 분리하여 사용하기 때문에 발생하는 직류단 불평형 전압의 문제가 대두 되었다. 직류단 불평형 전압은 전력변환시스템에서 직류단의 커패시터의 소손, 인버터 출력의 왜곡, 선형 압축기의 오작동을 야기하기 때문에 보상이 불가피 하다.

본 논문에서는 직류단 전압 불평형을 보상하기 위한 새로운 불평형 보상 알고리즘을 제안하였다. 이를 위하여 2개의 전압 센서를 이용하여 직류단 전압을 측정하였고 측정 전압으로부터 직류단 불평형 성분을 추출하였다. 추출한 불평형 성분을 IP 제어기를 이용하여 인버터 출력 전류에 주입함으로써 직류단 불평형을 보상하였다. 제안한 직류단 보상 알고리즘은 실험을 통해서 유용성을 증명하였다.

2. 선형 압축기 구동용 전력변환장치의 제어전략 및 한계

선형 압축기를 제어하기 위한 제어구조는 그림 2와 같이 두 부분으로 나눌 수 있다. 컨버터 측 제어기는 직류단 전압을 제어하고 입력 전류의 역률을 제어한다. 여기서 역률 제어를 위해 필요한 계통 전원의 위상각은 전역 통과 필터를 사용한 가상 2상 위상 검출방식을 사용하여 검출한다^[9]. 또한, 컨버터 측의 전류 제어를 위하여 PR 제어기를 이용하였다^[10]. 전류 지령은 그림 2(a)와 같이 전압제어기 출력과 위상 검출기(PLL)에서 생성된 정현파의 곱으로 결정할 수 있다. 그림 2(b)는 인버터 측 제어기를 보여준다. 선형 압축기는 고정 주파수의 전류 제어가 필요하기 때문에 정현파 발생기를 통해 전류 지령을 발생하고 PR 제어기를 통하여 고정 주파수 제어를 하였다.

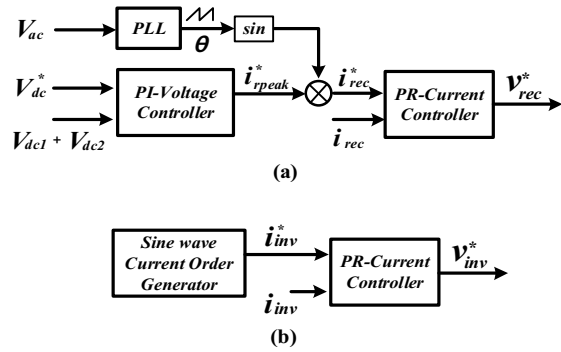


Fig. 2. Control system of the proposed topology. (a)Controller for the single-phase power converter (b)Controller for the single-phase inverter.

이상적인 인버터 동작인 경우, 상·하단 커패시터의 충·방전 에너지양은 동일하다. 하지만 인버터 스위칭 동작 시 발생하는 손실의 불평형, 과도 상태나 부하의 동작 조건, 전류 센서의 오프셋 오차 등에 의하여 충·방전 에너지의 차이가 발생하고 이는 결국 상·하단 직류단 전압의 불평형을 일으킨다. 따라서 시스템의 손실 감소와 안전성을 향상을 위하여 직류단 불평형 전압의 보상은 필수적이다^[11-15].

3. 직류단 불평형 전압의 영향

그림 3은 하프 브리지 인버터의 동작을 보여준다. 직렬로 연결된 직류단의 상·하단 커패시터는 전류 방향에 따라 상보적으로 충전 및 방전된다. 인버터 출력의 전류 방향이라 가정하고 직류단에 불평형이 없을 때 각 커패시터의 충·방전 순시전류는 식(1), (2)와 같다.

$$i_1 = -C_1 \frac{dV_{dc1}}{dt} \quad (1)$$

$$i_2 = C_2 \frac{dV_{dc2}}{dt} \quad (2)$$

여기서 i_1, i_2 는 상·하단 커패시터 전류, v_{dc1}, v_{dc2} 는 상·하단 커패시터 전압 그리고 C_1 과 C_2 는 각각 상·하단 커패시터의 용량이다. 이때 한 주기 동안 인버터 출력 전류의 평균값을 구하면 다음과 같다.

$$i_{inv} = i_1 + i_2 = -C_1 \frac{dV_{dc1}}{dt} + C_2 \frac{dV_{dc2}}{dt} = 0 \quad (3)$$

하지만 상·하단 커패시터 전압에 ΔV 의 전압 불평형이 발생하였다고 가정하면 각각의 상·하단 커패시터 전압은 다음식과 같이 표현할 수 있다.

$$\Delta V = V_{dc1} - V_{dc2} \quad (4)$$

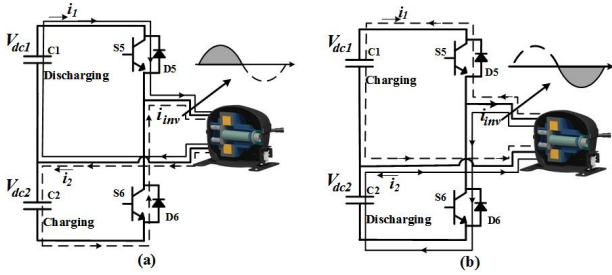


Fig. 3. Operation block diagram of the half-bridge PWM inverter (a)The current path in positive direction (b)The current path in negative direction.

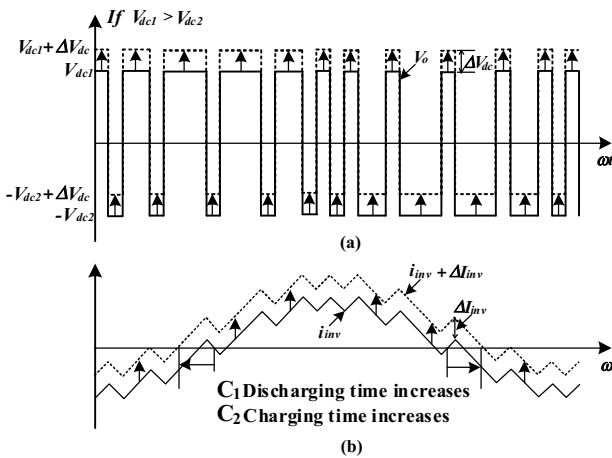


Fig. 4. Effect of unbalanced voltage between upper and lower capacitors (a)Inverter output voltage (b)Inverter current.

$$V'_{dc1} = \frac{V_{dc1} + V_{dc2}}{2} + \frac{\Delta V}{2} \quad (5)$$

$$V'_{dc2} = \frac{V_{dc1} + V_{dc2}}{2} - \frac{\Delta V}{2} \quad (6)$$

여기서 인버터 출력 전류의 한 주기 평균값 다음과 같다. 이때 커패시터 값 C 는 이상적인 추정값을 사용하였다.

$$i_{inv} = i_1 + i_2 = C \int_0^T \Delta V dt \quad (7)$$

식 (7)으로부터 직류단 불평형 전압은 인버터 출력에 직류 오프셋으로 나타남을 알 수 있고 이를 그림 4에 표현하였다. 그림 4는 상단 커패시터의 전압이 하단보다 클 때 인버터 출력 전압 및 전류를 표현한 것이다. 이때 양의 불평형 성분에 의하여 출력 전류도 양의 오프셋을 가지며 출력된다. 이러한 직류 전류 성분은 시스템 손실을 증가시키고 선형 압축기의 토크 맥동의 불균형 및 스트로크의 탈속을 야기 시킬 수 있다.

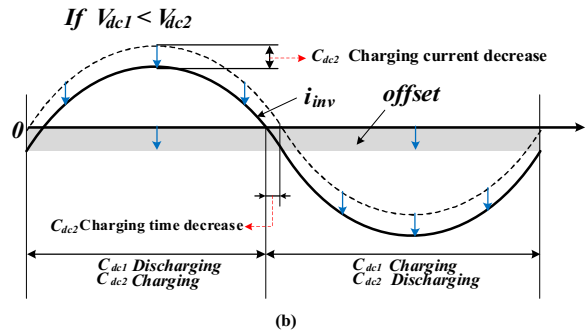
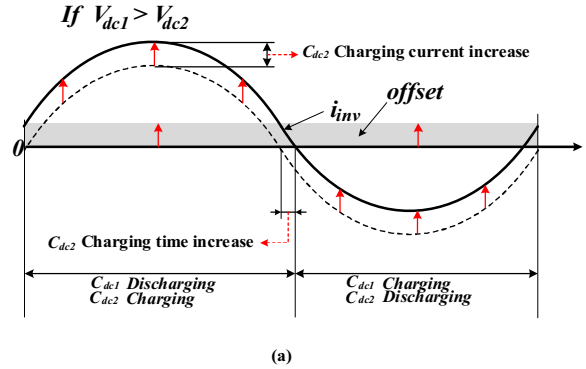


Fig. 5. Effect of DC current injection (a)Injection of positive current (b)Injection of negative current.

4. 제안하는 직류단 불평형 보상 알고리즘

4.1 불평형 보상 알고리즘의 제어 컨셉

상·하단의 커패시터들은 출력 전류의 극성에 따라 상보적으로 충·방전 동작하기 때문에 그림 5와 같이 인버터 출력에 직류 전류를 주입함으로써 쉽게 보상 가능하다. 만약 상단의 커패시터 전압이 하단보다 클 경우에는 양의 전류를 주입하면 그림 5(a)와 같이 상단 커패시터의 방전 시간을 늘리고 충전 시간을 줄이는 동시에 하단 커패시터의 충전 시간을 늘리고 방전시간을 줄일 수 있다. 반대로 하단의 커패시터 전압이 상단보다 클 경우는 그림 5(b)와 같이 음의 전류를 주입하면 보상이 가능하다.

4.2 직류단 불평형 전압 성분의 추정

제안한 전력변환장치는 상·하단 커패시터 전압을 각각의 전압 센서를 통하여 측정하는데, 이를 활용하여 불평형 전압을 계산하면 아래의 식과 같다.

$$V_{dc1} - V_{dc2} = \Delta V_{dc} + \Delta V_{ac} \quad (8)$$

여기서 ΔV_{dc} 는 직류 불평형 성분이고, ΔV_{ac} 는 하프 브리지 인버터의 동작에 의한 교류 맥동 성분이다. 이러한 교류 맥동 성분을 포함한 불평형 전압을 제어기로 보상하면 인버터 출력 전류에 왜곡이 발생한다. 따라서 교류 전압 맥동 성분의 추정 및 소거가 필요하다. 오프셋 전류를 고려한 인버터 출력전류는 다음과 같다.

$$i_{inv} = i_{ac} - i_{bal} \quad (9)$$

여기서 i_{ac} 는 정현파 인버터 출력 전류이고, i_{bal} 은 직류 오프셋 전류이다. 또한 식(8)을 이용하여 인버터 출력전류를 직류단 전압 및 불평형 전압으로 다시 정의하면 식(3)은 식(10)과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} i_{inv} &= -C_1 \frac{dV_{dc1}}{dt} + C_2 \frac{dV_{dc2}}{dt} \\ &= -C_1 \frac{d\Delta V_{ac}}{dt} + C_2 \frac{d\Delta V_{dc}}{dt} \end{aligned} \quad (10)$$

인버터 동작에 의한 교류 맥동 성분을 추정하기 위하여 직류 불평형 없다고 가정하면 $\Delta V_{dc} = 0$, $i_{bal} = 0$ 의 조건을 만족하고 인버터 출력 전류는 다음과 식(11)과 같이 정의할 수 있다.

$$i_{inv} = i_{ac} = I_{peak} \sin \omega t \quad (11)$$

여기서 I_{peak} 는 인버터 출력전류의 최대값이다.

인버터의 전류제어가 잘된다고 가정하면 커패시터의 전압 맥동 성분은 식(12)와 같이 추정할 수 있다.

$$\Delta V_{ac} = -\frac{1}{C} \int i_{ac}^* dt = -\frac{I_{peak} \cos \omega t}{\omega C} \quad (12)$$

4.3 제안하는 직류단 불평형 전압 보상기

본 논문에서는 직류 불평형 전압 보상을 위하여 과도 응답 시 오버 샷을 줄일 수 있는 IP 제어를 이용하였다. 이 제어기는 불평형 전압성분(ΔV_{dc})을 0으로 제어하기 위한 제한 입력으로 받고 직류 주입 전류를 제어 지령으로 출력한다. 이를 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$$i_{bal}^* = [-K_{pb} \Delta V_{dc} + K_{ib} \int (\Delta V_{dc}^* - \Delta V_{dc}) dt] \quad (14)$$

여기서 K_{pb} 는 비례 이득, K_{ib} 는 적분 이득이며 지령전압 $\Delta V_{dc}^* = 0$ 으로 주어진다.

제안한 불평형 전압 보상기가 잘 동작하고 있다고 가정한다면 i_{bal} 은 i_{bal}^* 과 같다고 정의할 수 있고 식(10)의 직류단 불평형 성분은 식(15)와 같이 표현할 수 있다.

$$i_{bal}^* = C \frac{d\Delta V_{dc}}{dt} \quad (15)$$

식 (14)와 식 (15)을 주파수 영역에서 표현하면 다음과 같이 재정의 할 수 있다.

$$i_{bal}^* = [-K_{pb} \Delta V_{dc} + \frac{K_{ib}}{s} (\Delta V_{dc}^* - \Delta V_{dc})] \quad (16)$$

$$i_{bal}^* = sC \Delta V_{dc} \quad (17)$$

식 (16)과 (17)을 통하여 불평형 전압 보상기의 전달 함수는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\frac{\Delta V_{dc}}{\Delta V_{dc}^*} = \frac{\frac{K_{ib}}{C}}{s^2 + \frac{K_{pb}}{C}s + \frac{K_i}{C}} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n + \omega_n^2} \quad (18)$$

여기서 ζ 은 2차 시스템의 댐핑 계수이고 ω_n 은 2차 시스템의 고유 주파수이다. 따라서 제어기의 응답을 결정하는 이득은 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$K_{pb} = 2\zeta\omega_n C, K_{ib} = \omega_n^2 C \quad (19)$$

$$BW = \omega_n [(1 - 2\zeta^2) + \sqrt{4\zeta^4 - 4\zeta^2 + 2}]^{1/2} \quad (20)$$

5. 실험

그림 6은 제안된 전압 불평형 보상기를 포함한 선형 압축기 전체 제어 블록도이다. 컨버터 측은 풀 브리지를 이용하여 직류단을 500[V]으로 전압제어 하였고 인버터 측은 선형 압축기 구동을 위하여 60[Hz], 1[A]로 제어를 하였다. 표.1의 조건으로 전력변환장치를 구동시켰을 시 인버터의 비이상적인 요소에 의하여 21[V]의 초기 불평형 전압이 발생하였다.

그림 7은 제안된 불평형 전압 보상기 적용 전후의 정상 상태 확대 파형이다. 그림 7(a)은 보상 전 상·하단의 직류단 커패시터의 21[V] 불평형 전압을 나타낸다. 그림 7(b)는 제안된 직류단 불평형 보상기를 적용하여 불평형 보상 후의 정상상태를 나타낸다. 그림 7(b)에서 제안된 보상기가 인버터 출력 전류에 영향을 주지 않음을 FFT 분석 결과를 통해 알 수 있다.

그림 8은 직류단 불평형 전압 추정 이전에 직류단에 존재하는 전압 맥동을 분석하기 위한 상·하단 커패시터의 전압, 각 전압의 합, 컨버터 측 전류, 인버터 측 전류 및 FFT 분석결과를 나타내고 있다.

그림 8(a)에서는 오직 컨버터 동작을 하였을 때 전압 맥동을 나타낸다. 직류단 맥동은 운전 주파수 60[Hz]의 2배의 맥동을 가짐을 알 수 있고 이는 상·하단 커패시터에 동일 위상으로 나타난다. 따라서 상·하단 측정 전압의 차이에서는 컨버터 동작에 의한 2배 맥동은 나타나지 않음을 알 수 있다.

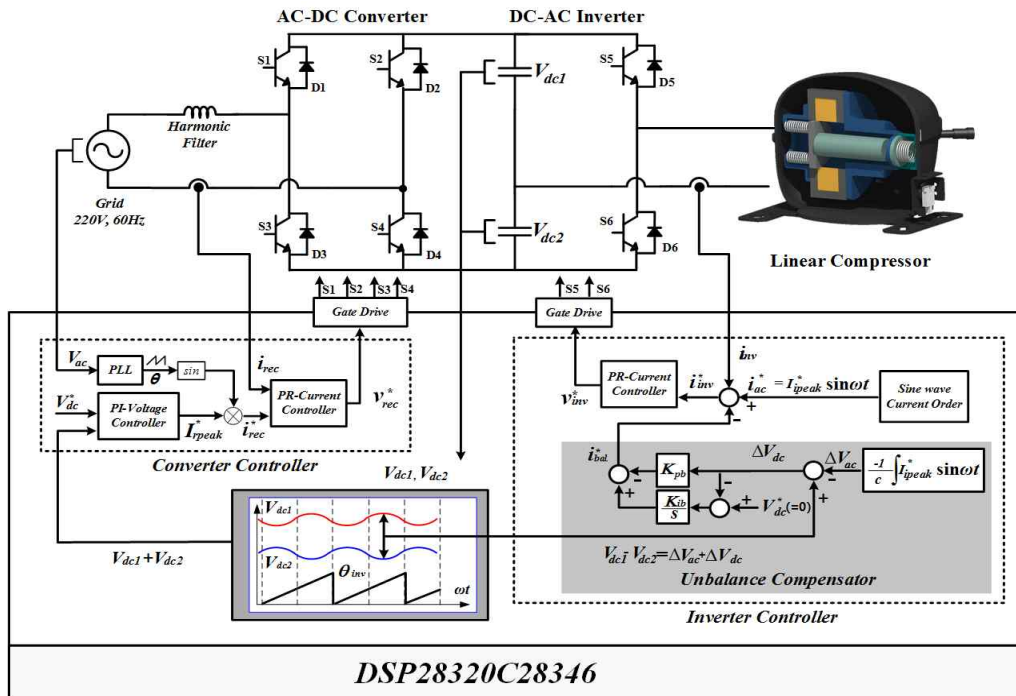


Fig. 6. Overall control block diagram of the proposed back-to-back PWM converter.

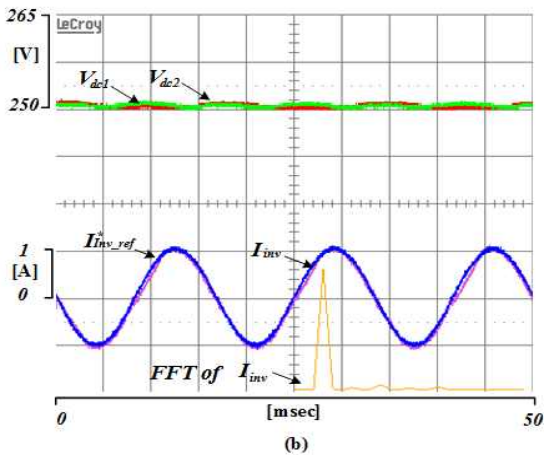
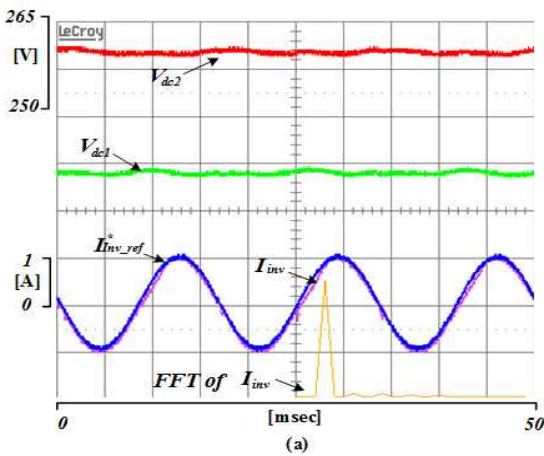


Fig. 7. Steady state response of balancing control (a) steady state response before the compensation (b) steady state response after compensation.

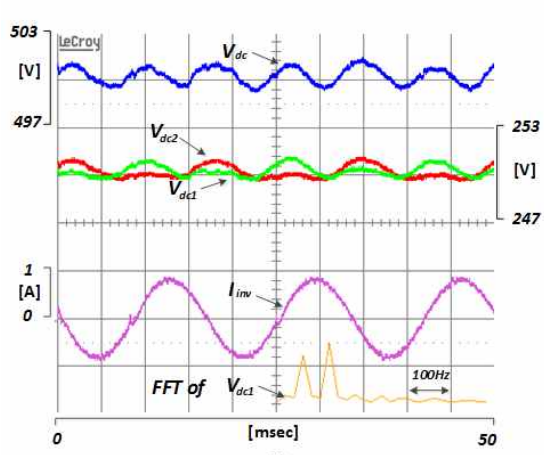
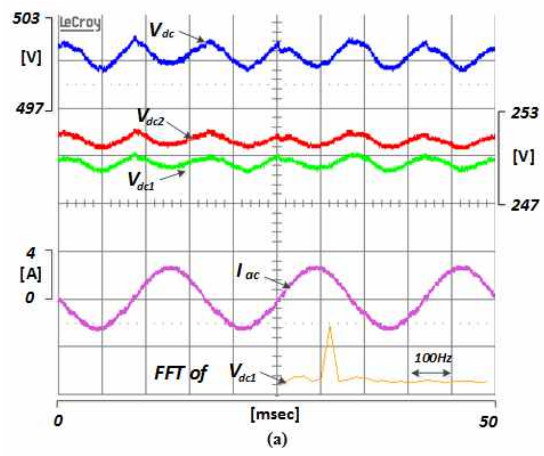


Fig. 8. Analysis of DC-link voltage ripple (a) Effect of converter operation (b) Effect of inverter operation.

TABLE I
PARAMETERS OF THE PWM CONVERTER

Parameter of power converter	Grid voltage: 220 [V]	Grid frequency: 60 [Hz]
	DC-link capacitor: 4,700 [uF]	Filter inductor: 5 [mH]
	Switching frequency: 10 [kHz]	DC voltage order: 500 [V]
Parameter of power inverter	Switching frequency: 10 [kHz]	Current order: 1[A]
Parameter of linear compressor	Rated power: 750[W]	Rated frequency: 60 [Hz]
	Inductance: 350[mH]	Resistance: 10 [Ω]

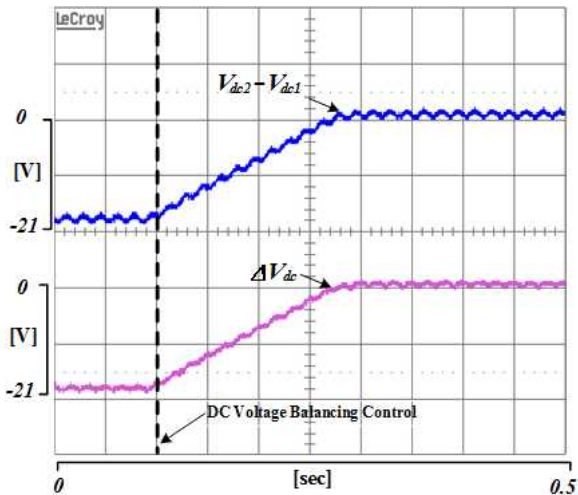


Fig. 9. Comparison between voltage difference of each capacitor and estimated unbalance voltage when the transient response of balancing control.

그림 8(b)에서는 인버터 동작까지 추가되었을 시 상·하단 커패시터의 상보 충·방전에 의한 1차 맥동이 추가됨을 알 수 있다. 여기서의 1차 맥동성분은 불평형 전압 추정 시에도 존재하기 때문에 소거가 필요하다. 그림 9와 그림 10은 제안된 불평형 전압 보상의 과도응답을 나타낸다.

그림 9에서는 식(13)을 이용하여 불평형 성분 추정 후를 비교하여 나타낸다. 그림 10는 상·하단 전압과 인버터 출력 전류를 나타낸다. 하단 커패시터의 전압이 상단 커패시터보다 21[V] 높을 때 제안된 전압 보상기를 적용하여 불평형 전압을 0[V]으로 보상하였다. 여기서 커패시터의 불평형을 보상하기 위하여 과도구간에서 직류 전류가 주입됨을 알 수 있다. 또한 과도한 직류 전류의 주입은 인버터 동작의 오작동을 유발 할 수 있기 때문에 0.5 [A]의 주입 전류 제한을 두었다.

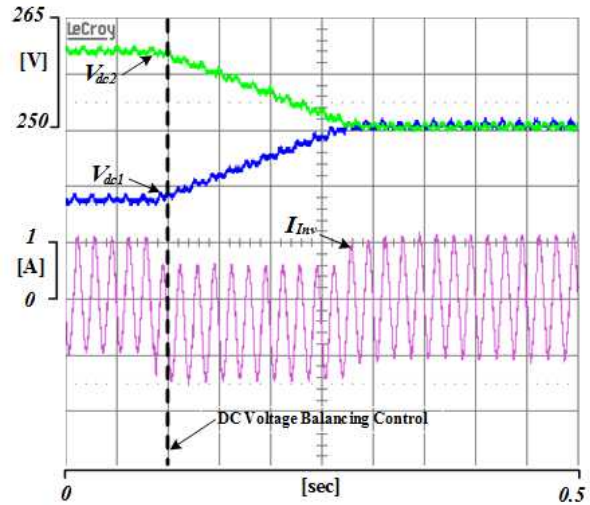


Fig. 10. Transient response of the balancing control.

5. 결 론

본 논문에서는 단상 풀 브리지 PWM 컨버터와 하프 브리지 PWM 인버터를 사용하여 선형 압축기를 제어하였다. 토폴로지 구조상 직류단을 2개의 커패시터로 분리하여 사용하였기 때문에 직류단 불평형 전압이 발생하였다. 따라서 불평형 보상을 위한 알고리즘을 제안하였다. 상·하단의 전압 센서와 출력 전류를 통하여 맥동 성분이 제거된 직류단 불평형 성분을 검출하였고 이를 0으로 제어하는 IP 제어기를 이용하여 인버터 출력에 직류 전류를 주입함으로써 직류단 불평형을 보상하였다. 제안된 직류단 불평형 보상 알고리즘은 출력 전류의 왜곡 없이 직류단 불평형을 보상 가능하며 추가적인 하드웨어 없이 쉽게 구현할 수 있다. 제안된 알고리즘의 효용성은 실험결과를 통해 증명하였다.

본 연구는 산업통상자원부와 한국산업기술진흥원이 지원하는 경제협력권산업 육성사업으로 수행된 연구결과입니다[과제번호:R0004017].

References

[1] J. W. Nam, J. T. Oh, and G. S. Kim, "A study of dynamic performance improvement of linear compressors using phase control loop," *Journal of the Institute of Electronics and Information Engineers*, Vol. 51, No. 3, pp. 156-163, Mar. 2014.

[2] K. H. Kim, J. W. Nam, and G. S. Kim, "Implementation of position sensorless stroke controller of linear

- compressors with motor parameter identification,” *Journal of the Institute of Electronics and Information Engineers*, Vol. 51, No. 10, pp. 173-179, Oct. 2014.
- [3] T. W. Chun, J. R. Ahn, H. H. Lee, H. G. Kim, and E. C. Nho, “A novel strategy of efficiency control for a linear compressor system driven by a PWM inverter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 55, No. 1, pp. 296-301, Jan. 2008.
- [4] Z. Lin, J. Wang, and D. Howe, “A learning feed-forward current controller for linear reciprocating vapor compressors,” *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, Vol. 58, No. 8, pp. 3383-3390, Aug. 2011.
- [5] R. Srinivasan and R. Oruganti, “A unity power factor converter using half-bridge topology,” *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol. 13, No. 3, pp. 487-500, May. 1998.
- [6] R. Ghosh and G. Narayanan, “A simple analog controller for single-phase half-bridge rectifier,” *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol. 22, No. 1, pp. 186-198, Jan. 2007.
- [7] S. B. Bekiarov, A. Nasiri, and A. Emadi, “A new reduced parts on-line single-phase UPS system,” in *Proceeding of IEEE Conference on IECON'03*, Vol. 1, pp. 683-693, 2003.
- [8] T. Uematsu, T. Ikeda, N. Hirao, S. Totsuka, T. Ninomiya, and H. Kawamoto, “A study of the high performance single phase UPS,” *IEEE Conference on Power Electronics Specialists Conference*, Vol. 2, pp. 1872-1878, 1998.
- [9] J. W. Choi, Y. K. Kim, and H. G. Kim, “Digital PLL control for single-phase photovoltaic system,” in *Proceeding of IEEE Conference on Electric Power Applications*, Vol. 153, No. 1, pp. 40-46, Jan. 2006.
- [10] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre, and P. C. Loh, “Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters,” in *Proceeding of IEEE Conference on Electric Power Applications*, Vol. 153, No. 5, pp. 750-762, Sep. 2008.
- [11] Y. K. Lo, C. T. Ho, and J. M. Wang, “Elimination of the output voltage imbalance in a half-bridge boost rectifier,” *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol. 22, No. 4, pp. 1352-1360, Jul. 2007.
- [12] J. H. Kim, H. S. Song, and K. H. Nam, “Asymmetric duty control of a dual-half-bridge DC/DC converter for single-phase distributed generators,” *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol. 26, No. 3, pp. 973-982, Mar. 2011.
- [13] D. Y. Kim, W. S. Im, S. H. Hwang, and J. M. Kim, “Compensation of current offset error in half-bridge pwm inverter for linear compressor,” *Journal of Power Electronics*, Vol. 15, No. 6, pp. 1593-1600, Dec. 2015.
- [14] S. Zhao, C. Cheung, and, W. Gan, “High-precision position control of a linear-switched reluctance motor using a self-tuning regulator,” *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol. 25, No. 11, pp. 2424-2434, Nov. 2010.
- [15] N. C. Tasi and C. W. Chiang, “High-frequency linear compressor and lateral position regulation,” *IEEE Transaction on Control Systems Tech.* Vol. 20, No. 1, pp. 127-138, Jan. 2012.



김호진(金昊鎭)

1971년 9월 27일생. 1998년 동아대 전기공학과 졸업. 2013년 부산대 대학원 전자전기 컴퓨터공학과 졸업(석사). 2013년~현재 부산대 대학원 로봇협동과정 박사과정. 2007년~현재 (재)부산테크노파크 미래수송기기 센터 센터장. 기술표준원 전문위원.



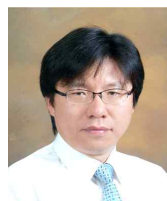
김형진(金亨晉)

1992년 6월 28일생. 2015년 부산대 전자전기공학부 졸업. 2017년 부산대 대학원 전기전자컴퓨터공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 박사과정.



김동윤(金瞳潤)

1983년 9월 25일생. 2011년 부산대 전자전기공학부 졸업. 2013년 부산대 대학원 전자전기컴퓨터공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 박사과정.



김장묵(金長睦)

1961년 8월 6일생. 1988년 부산대 전기공학과 졸업. 1991년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1997년~2001년 한국전력 전력연구원 선임연구원. 2007년 Florida State University 방문교수. 2001년 3월~현재 부산대 전기공학과 교수. LG전자 스마트제어 센터장. 당 학회 연구사업이사.