

IP 제어기를 이용한 통신 전원용 3상 PWM 컨버터의 전압 제어

신희근¹, 김학원^{1*}, 조관열¹, 지준근²
¹충주대학교 제어계측공학과, ²순천향대 전기통신공학과

IP Voltage Controller of Three-phase PWM Converter for Power Supply of Communication System

Hee-Keun Shin¹, Hag-Wone Kim^{1*}, Kwan-Yuhl Cho¹ and Jun-Keun Ji²

¹Dept. Control and Measurement Engineering, Chungju National University

²Dept. of Electrical Communication Engineering, Soonchunhyang University

요 약 대용량 전원장치의 정류기는 입력전류의 고조파를 줄이기 위해, 입력 전류 제어기능을 갖는 3상 PWM 정류기의 적용이 확대되고 있다. 3상 PWM 정류기의 전압제어기는 일반적으로 PI 제어기가 사용되며, 출력 전압의 안정성을 얻고 신뢰성을 확보하기 위하여 전압 제어기는 출력전압의 과도상태에서 오버슈트(Overshoot)를 작게 설계한다. 그러나 부하 변동이 급격한 대용량 통신용 전원 장치에 3상 PWM 정류기가 적용될 경우 빠른 부하 변동에 대한 안정적 전압 응답을 얻기 위하여 보다 넓은 대역폭을 갖도록 전압 제어기를 설계할 필요가 있다. 넓은 대역폭을 갖는 PI 제어기는 과도한 출력전압의 오버슈트가 발생할 수 있으며, 이 과도한 출력전압 오버슈트는 통신용 전원의 안정성을 해칠 수 있다. 본 논문에서는 과도 상태에서 출력전압의 오버슈트를 작게 하기 위하여 IP 제어기를 갖는 3상 PWM 정류기의 전압 제어기를 제안한다. 제안된 전압 제어기는 3상 PWM 정류기의 기동 시와 부하 변동시의 과도 응답특성을 개선될 수 있음을 시뮬레이션 및 실험을 통해 확인하였다.

Abstract 3Phase PWM rectifier has become increasingly popular due to its capability of nearly sinusoidal waveform of the input current, and nearly unity power factor operation as a AC/DC rectifier of high capacity telecommunication power supply system. Generally, PI controller is used as a voltage controller of PWM rectifier and voltage controller must be designed to have low overshoot in transient state to get a reliability and stable operation. However, in the application of telecommunication in which load condition is varied very fast, the voltage controller must have a large bandwidth to reduce output voltage variation. The PI controller with large bandwidth arouse the excessive overshoot of the output voltage, and this large output voltage variation degrades the reliability of communication power of the three-phase PWM Rectifier. In this paper, new IP voltage controller for 3 phase PWM rectifier is proposed which has relatively low transient output voltage variation. The improved output characteristics of the transient state voltage responses of the starting and at load changes of the proposed voltage controller are proved by simulations and experiments.

Key Words : PWM Converter, Voltage Control, IP Controller

1. 서론

통신기술이 발달함에 따라 요구되는 전원의 용량이 점

차 증대되고 있다. 통신용 전원은 일반적인 전원과 같이 교류/직류 컨버터와 직류/직류 컨버터로 구성된다. 일반적으로 교류/직류 컨버터는 부하가 정류기를 포함한 캐

본 논문은 2009년 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임
(한국연구재단-2009-0067011)

*교신저자 : 김학원(khw@cju.ac.kr)

접수일 11년 04월 21일

수정일 11년 06월 03일

게재확정일 11년 06월 09일

패시터(Capacitor)이며 부하의 비선형성으로 입력 전류의 왜곡이 발생된다. 일반적으로 통신용 전원에서 교류를 직류로 변환하는 정류기로 가장 많이 사용되어지는 것은 다이오드 정류기이다. 하지만 다이오드 정류기는 입력 전류에 고조파를 다량으로 함유하고 있으므로 입력 역률을 저하시킨다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 일반적으로 펄스 폭 변조 (Pulse Width Modulation, 이하 PWM) 컨버터가 고려된다.

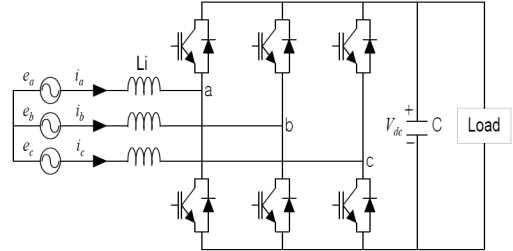
한편 3상 PWM 컨버터의 제어 대상은 출력전압과 입력전류이다. 3상 PWM 컨버터의 출력 전압의 제어를 위해 비례적분(PI) 제어가 주로 사용되고 있으나, 부하전력의 순시적인 변동 시 출력전압의 변동이 크고 안정화 되기까지 시간이 많이 걸리는 과도 응답 특성을 나타낸다.[1] 즉 부하의 전력 변화가 외란으로 작용하여 전압제어기의 성능을 저하 시킨다. 이 문제점은 출력 전력을 전향(Feedforward) 보상하는 전향 보상을 적용하면 과도 응답 특성을 향상시킬 수 있으나 [1,2], 전향 보상을 사용할 경우 출력 전력을 감지하기 위한 전류센서에 의해 재료비가 상승하고, 전류검출 시의 노이즈에 의해 전향보상이 적절히 이루어지지 않을 수 있다.

한편, 서보용의 교류전동기의 위치제어에는 IP(Integral Proportional) 제어가 활용되고 있다.[4] PI 제어기는 지령값과 측정값의 오차 및 오차의 적분값에 비례하는 출력을 발생한다. 반면에 IP 제어기는 지령값과 측정값의 오차의 적분값과 측정값에 비례하는 출력을 발생한다. PI 제어기의 경우 전달함수에 영점(zero)이 존재하므로 영점에 의해 오버슈트(overshoot)가 크게 발생하고 제어기의 이득설정이 다소 어렵다. IP 제어기는 전달함수에 영점이 존재하지 않으므로 오버슈트 및 안정화 시간(settling time) 등을 원하는 특성이 되도록 제어이득을 설정하기가 용이하며, 동일한 크기의 오버슈트를 기준으로 할 때 PI 제어기보다 이득을 더 크게 할 수 있다. 즉 대역폭을 크게 할 수 있어 외란에 대해 더 좋은 응답 특성을 갖게 된다.[3]

본 논문에서는 3상 PWM 정류기의 전압제어기에 디지털 IP 제어를 사용하여 부하전력의 변화에 따른 출력 전압의 변동을 최소화 하는 통신용 3상 PWM 정류기(Rectifier)를 제안한다. Matlab/Simulink로 시뮬레이션을 통하여 PI 제어기 및 IP 제어기의 전압제어 특성을 비교, 검증하였다. 또한 3상 220V 교류입력에 대해 출력전압 DC 680V, 정격전류 12A, 8.1kW급 시제품을 제작하여 IP 제어기의 성능을 확인하였다.

2. 3상 PWM 정류기의 모델

그림 1은 일반적인 승압형(Boost type) PWM 정류기를 나타낸다. 승압형 PWM 정류기는 3상 AC 전원을 일정한 DC 전압으로 승압하기 위한 6개의 스위치모듈 및 DC 전압을 평활하기 위한 캐패시터로 구성된다.



[그림 1] 승압형 PWM 정류기
[Fig. 1] Boost type PWM rectifier

2.1 전압방정식

3상 PWM 정류기의 3상 입력 전압은 평형(balanced)일 경우 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$e_a = -E \sin(\omega t) \tag{1}$$

$$e_b = -E \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi)$$

$$e_c = -E \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi)$$

여기서, e_a, e_b, e_c 는 각각 a, b, c 3상의 입력전압을 나타내며 ω 는 입력전원의 각 주파수를 나타낸다. 식 (1)의 입력전압은 입력단의 인덕터(Inductor)에 걸리는 전압과 PWM 정류기에서 발생하는 전압으로 구분되며, 아래의 식과 같다.

$$e_a = L_s \frac{d}{dt} i_a + v_a \tag{2}$$

$$e_b = L_s \frac{d}{dt} i_b + v_b$$

$$e_c = L_s \frac{d}{dt} i_c + v_c$$

여기서, v_a, v_b, v_c 는 PWM 정류기의 각 상의 단자전압(Terminal voltage) 또는 극 전압(Pole voltage)을 나타낸다. 식 (2)를 입력전원의 각 주파수와 동기된 동기좌표계

(synchronous rotating reference frame)의 dq축으로 변환하면 아래와 같다.

$$e_{dr} = L_s \frac{d}{dt} i_{dr} - \omega L_s i_{qr} + v_{dr} \quad (3)$$

$$e_{qr} = L_s \frac{d}{dt} i_{qr} - \omega L_s i_{dr} + v_{qr}$$

여기서 dr, qr 는 각각 동기좌표계에서의 d축과 q축의 변수를 의미한다. 식 (3)에서 입력전압이 평형이고 대칭 부하로 가정하면 영상 분 전압(zero sequence voltage)은 영(zero)이 되므로 생략하였다. 3상 입력 전압을 동기좌표계로 변환하면 계통의 입력 전압은 식 (4)와 같다.

$$e_{dr} = 0 \quad (4)$$

$$e_{qr} = E$$

식 (3)와 (4)로부터 동기좌표계의 전압방정식은 다음과 같다.

$$0 = L_s \frac{d}{dt} i_{dr} - \omega L_s i_{qr} + v_{dr} \quad (5)$$

$$E = L_s \frac{d}{dt} i_{qr} - \omega L_s i_{dr} + v_{qr}$$

2.2 DC Link 전압제어기

3상 입력전원에 대한 유효전력은 다음과 같다.

$$P_i = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c = \frac{3}{2} (e_{dr} i_{dr} + e_{qr} i_{qr}) \quad (6)$$

입력 전류에 대한 역률(power factor, PF)은 아래의 식과 같이 표현할 수 있다.

$$PF = \frac{e_{dqr} i_{dqr}}{|e_{dqr}| |i_{dqr}|} = \frac{i_{qr}}{\sqrt{i_{dr}^2 + i_{qr}^2}} \quad (7)$$

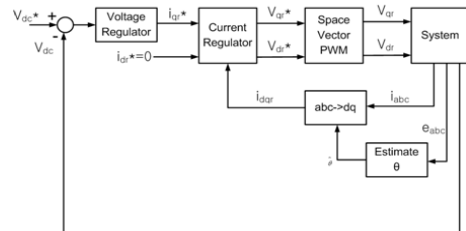
역률을 1로 제어할 경우 d축 전류명령은 0(zero)이 되며, 유효전력은 아래의 식과 같다.

$$P_i = \frac{3}{2} (e_{dr} i_{dr} + e_{qr} i_{qr}) = \frac{3}{2} E i_{qr} \quad (8)$$

식 (8)에서 역률을 1로 제어할 경우 유효전력은 전원 전압의 크기와 q축 전류에 비례하여 나타나고 d축 전류와는 관련이 없다는 것을 알 수 있다. 따라서 입력전류의 역률을 1로 제어하기 위해서는 d축 전류는 영(zero)으로 제어하고, q축 전류명령은 직류 링크단의 전압명령과 실제전압의 오차로부터 식 (9)와 같이 발생한다.

$$i_{qr}^* = k_p (V_{dc}^* - V_{dc}) + k_i \int (V_{dc}^* - V_{dc}) dt \quad (9)$$

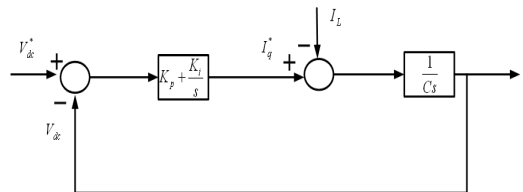
여기서 k_p, k_i 는 각각 직류 링크 전압을 제어하기 위한 PI 제어기의 비례 및 적분제어 이득이다. 그림 2은 PWM 정류기의 제어 블록도이다.



[그림 2] PWM 정류기의 제어 블록도
[Fig. 2] Control block of PWM rectifier

2.3 PI 제어기와 IP 제어기의 비교

그림 3은 PI 제어기의 블록도를 나타낸다. DC 링크단의 전압은 PWM 정류기의 q축 전류명령 I_{qr}^* 와 부하전류 I_L 의 차이가 캐패시터에 충전되는 것으로 모델링할 수 있다.



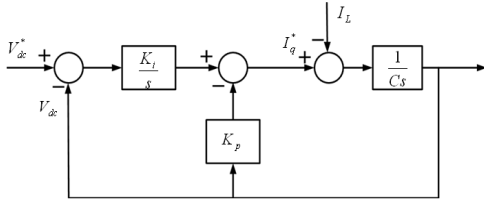
[그림 3] PI 전압 제어기
[Fig. 3] PI Voltage controller

그림 3으로부터 PI 제어기의 폐루프(Closed loop) 전달 함수 $G_c(s)$ 를 구하면 다음과 같다.

$$G_c(s) = \frac{V_{dc}(s)}{V_{dc}^*(s)} = \frac{k_p s + k_i}{C s^2 + k_p s + k_i} \quad (10)$$

식 (10)에서 PI 제어기의 경우 $s_z = -k_i/k_p$ 에 영점이 존재하고 있으며 이 영점의 영향으로 인해 오버슈트의 크기가 증가한다. PI 제어 시스템에서 이러한 영점에 의한 오버슈트 응답의 문제점은 IP 제어를 사용하면 해결할 수 있다.

그림 4는 출력전압을 제어하기 위한 PWM 정류기의 IP 제어 블록도이다. IP 제어기는 전압의 오차를 비례 제어하는 PI 제어기와는 달리 출력전압에 대한 비례 제어를 한다.



[그림 4] IP 전압 제어기
[Fig. 4] IP Voltage controller

IP 제어기의 전압지령에 대한 전달함수를 구하면 다음과 같다.

$$G_c(s) = \frac{V_{dc}(s)}{V_{dc}^*(s)} = \frac{k_i}{Cs^2 + k_p s + k_i} \quad (11)$$

식 (11)의 IP 제어기에서는 PI 제어기의 영점이 제거가 되어 오버슈트가 작도록 제어가 가능함을 알 수 있다. 식 (11)의 2차 선형시스템의 자연주파수 및 댐핑계수와 제어 이득과의 관계는 다음과 같다

$$\omega_n = \sqrt{\frac{k_i}{C}} \quad (12)$$

$$\xi = \frac{k_p}{2} \sqrt{\frac{1}{Ck_i}} \quad (13)$$

여기서 ω_n 은 자연주파수(natural frequency), ξ 는 댐핑계수(damping coefficient)를 나타낸다. 본 논문에서는 댐핑계수를 0.75로 설정하였다.

3. 시뮬레이션

통신용 전원을 위한 PWM 정류기의 IP전압제어기의

성능을 입증하기 위하여 MATLAB 으로 시뮬레이션을 수행 하였다.

3.1 시뮬레이션 조건

시뮬레이션은 과도상태의 전압제어 특성을 검토하기 위하여 크게 2가지 조건에 대하여 실시하였다. 먼저 다이오드 정류기에서 PWM 컨버터로 바뀌는 순간에서 PI 제어기와 IP 제어기의 전압제어 특성을 검토하였다. 또한 정상운전 상황에서 부하의 변동이 발생할 때의 전압제어 특성을 비교 검토하였다. 표 1은 시뮬레이션 및 실험에서 사용한 상수(parameter)를 나타낸다.

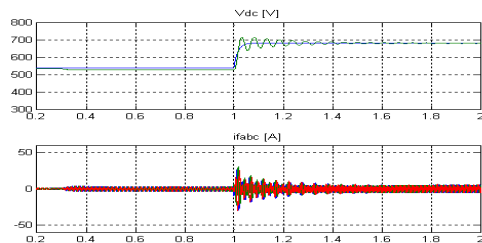
[표 1] 시뮬레이션 조건
[Table 1] Simulation condition

| 구분 | 기호 | 값 | 단위 |
|---------|--------------------------|-------|---------|
| 선간전압 | e_{ab}, e_{bc}, e_{ca} | 380 | Vrms |
| PWM 주파수 | f_{PWM} | 10 | kHz |
| 출력전압 지령 | V_{dc_ref} | 680 | V |
| 입력 인덕터 | L_s | 1.2 | mH |
| 출력 캐패시터 | C_{dc} | 2,200 | μ F |

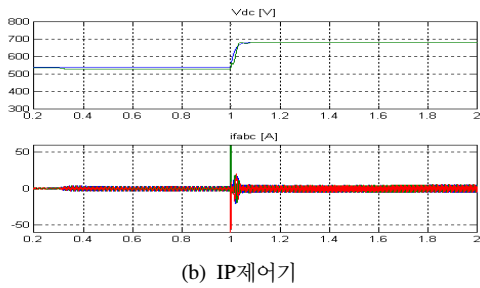
3.2 시뮬레이션 결과

그림 5는 다이오드 정류기 상태에서 역률제어(PFC) 모드로 바뀔 때 PI제어기와 IP제어기의 DC 링크 전압의 과도응답특성을 나타낸다. PI 제어기는 29.5V의 오버슈트와 44V의 언더슈트를 나타낸다. 반면 IP 제어기는 2V의 오버슈트와 2V의 언더슈트를 나타내고 있다.

그림 5에서 PI 제어기는 170ms의 안정화 시간을 갖는 반면, IP 제어기는 100ms의 안정화 시간을 갖는다. PI 제어기의 영점을 제거한 IP 제어기가 오버슈트가 작으며 안정화 시간이 짧은 것을 확인 할 수 있다.



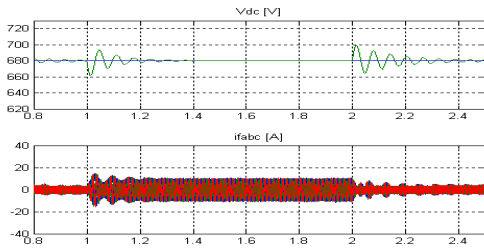
(a) PI제어기



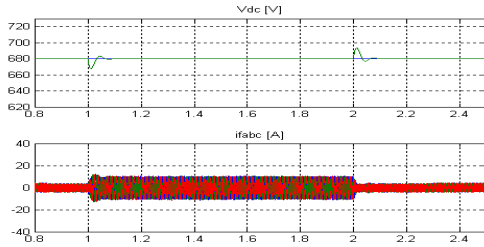
(b) IP제어기

[그림 5] 역률제어(PFC)시작 시 과도응답특성

[Fig. 5] Transient response of PFC start



(a) PI제어기



(b) IP제어기

[그림 6] 부하 변화 시 과도응답특성

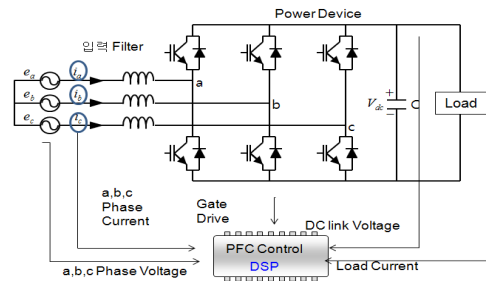
[Fig. 6] Voltage response at load change

그림 6은 그림 5와 동일한 이득값을 가지며, 부하가 정격부하의 10%인 1.2A에서 60%인 7.2A로 변동시 PI 제어기와 IP 제어기의 과도응답 특성을 나타낸다. PI 제어기는 15V의 오버슈트와 20V의 언더슈트를 나타낸다. 반면 IP 제어기는 5V의 오버슈트와 13V의 언더슈트를 나타내어 PI 제어기보다 오버슈트가 작은 것을 확인할 수 있다. 또한 안정화 시간은 PI 제어기가 370ms인 반면 IP제어기의 안정화 시간은 140ms로 안정화 시간이 짧게 나오는 것을 확인할 수 있었다. 또한 부하가 정격부하의 60%인 7.2A에서 10%인 1.2A로 변환 경우 PI 제어기는 19V의 오버슈트와 18V의 언더슈트를 나타내는 반면 IP 제어기는 15V의 오버슈트와 7V의 언더슈트로 부하 변동시 IP 제어기가 오버슈트가 작은 것을 확인할 수 있다.

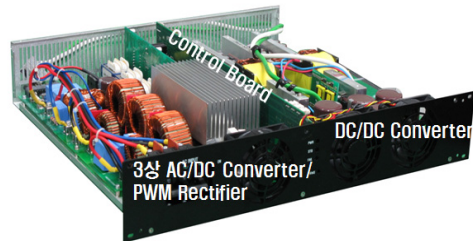
또한 안정화 시간은 PI 제어기의 경우 520ms, IP 제어기의 경우 210ms로 안정화 시간 또한 IP 제어기가 짧게 나오는 것을 확인할 수 있었다.

4. 실험 결과

IP 전압제어기의 성능을 검증하기 위해서 3상 PWM 정류기의 전압응답 특성에 대한 실험을 수행하였다. 실험을 위하여 TI의 염가형 DSP인 TMS230F28035을 이용하여 디지털 제어 시스템을 구현하였다. 그림 7은 제어기의 구성 및 시제품의 사진을 나타낸다. 전원 전압은 3상 선간전압이 380Vrms이며 출력전압 지령은 680V로 하였다. PWM 정류기의 과도응답 특성에 대하여 PI 제어기와 IP 제어기를 비교하였으며, 시뮬레이션과 동일한 조건으로 입력 인덕터는 1.2mH, 출력 캐패시터는 2200uF이다. 스위칭 주파수는 10kHz로 하였다. 그림 8는 다이오드 정류기에서 PWM 컨버터로 바뀌는 순간 과도응답특성을 나타낸다. 이때 전압제어기의 이득값은 모의해석과 동일한 조건으로 PI 제어기와 IP 제어기를 비교하였다. PI 제어기는 PWM 컨버터로 기동하는 순간 36V의 오버슈트를 나타내었으며, IP 제어기는 8V의 오버슈트를 나타낸다. IP 제어기가 PI 제어기보다 오버슈트가 작게 나타나는 것을 확인할 수 있다.



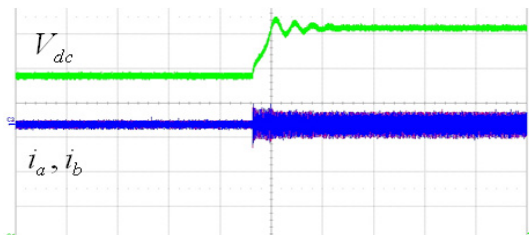
(a) 시제품 제어기 구성도



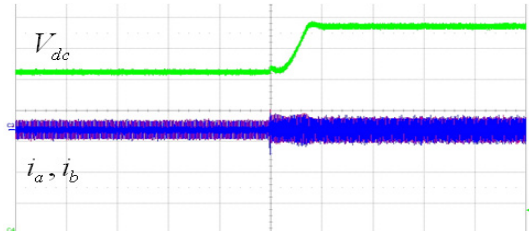
(b) 시제품 사진

[그림 7] PWM 컨버터의 시제품

[Fig. 7] Prototype of PWM converter

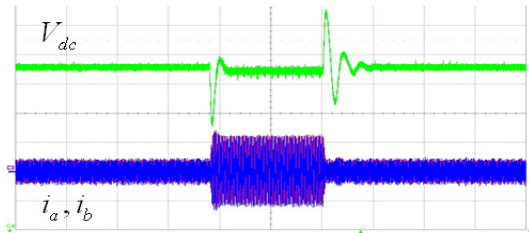


(a) PI제어기

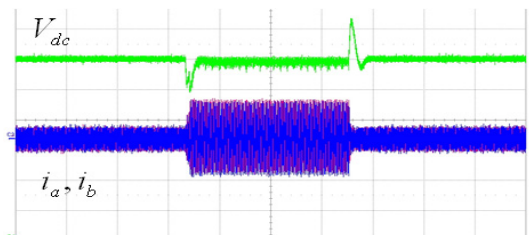


(b) IP 제어기

[그림 8] 역률제어(PFC) 시작 시 과도 응답
 [Fig. 8] Transient response of PFC start
 (Vdc:100V/div., ia, ib:10A/div., time:500ms/div.)



(a) PI 제어기



(b) IP 제어기

[그림 9] 부하변화 시 과도 응답
 [Fig. 9] Voltage response at load change
 (Vdc:100V/div., ia, ib:10A/div., time:500ms/div.)

그림 9는 시뮬레이션 조건과 동일한 조건에서 부하가 1.2A와 7.2A로 변동 시 전압제어기의 과도응답특성을 나타내었다. PI 제어기는 부하가 정격부하의 10%에서 60%로 증가할 때 35V의 오버슈트를, 부하가 정격부하의

60%에서 10%로 감소할 때 38V의 오버슈트를 나타내었다. 반면에 IP 제어기는 부하가 정격부하의 10%에서 60%로 증가할 때 21V의 오버슈트를, 부하가 정격부하의 60%에서 10%로 감소할 때 24V의 오버슈트를 나타내었다. 실험 결과로부터 부하가 정격부하의 10%에서 60%로 변할 때 IP 제어기의 오버슈트는 PI 제어기에 비해 약 60% 수준으로 감소됨을 알 수 있다.

5. 결론

통신용 전원장치의 부하 특성은 순시적인 부하 변동이 큰 것에 있다. 큰 출력 부하변동에 의하여 기존의 3상 PWM 컨버터의 출력 전압의 응답 특성은 다소 큰 오버슈트와 긴 안정화 시간을 가지며, 이로 인해 통신전원의 안정성을 저해시킨다.

본 논문에서는 순간적인 부하 변동 시 PWM 정류기의 출력전압의 과도상태 응답특성을 개선하기 위하여 IP 전압제어기를 제안하였다. IP 제어기는 기존 PI 제어기의 영점(zero)을 제거함으로써 과도상태에서의 오버슈트를 줄이고 전압 안정화시간을 단축할 수 있다. 시뮬레이션과 실험을 통하여 PI 제어기와 IP 제어기의 과도응답 특성을 비교 검토함으로써 IP 제어기가 오버슈트 및 전압 안정화 시간에서 유리함을 검증하였다.

References

- [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 Trans. Indus. Elec., Vol. 46, No. 3. pp. 535-543. 1999.
- [2] R. Ghosh and G. Narayanan, "Generalized Feedforward Control of Single-Phase PWM Rectifiers Using Disturbance Observers". IEEE Trans. Indus. Elec Vol. 54, No. 2. pp. 984-993. 2007.
- [3] Ahmed F.I, El-Tobshy A.M. "P-I AND I-P controllers in a closed loop for DC motor devices", Power Conversion Conference, Vol. 2, pp. 613-618, 1997.
- [4] M. Boussak and K. Jarray, "A High-Performance Sensorless Indirect Stator Flux Orientation Control Of Induction Motro Drive", IEEE Trans. Indus. Elec Vol. 53, No. 1. pp. 41-49. 2006.

신 희 근(Hee-Keun Shin)

[준회원]



- 2010년 2월 : 충주대학교 정보제어공학과 졸업 (공학사)
- 2010년 3월 ~ 현재 : 충주대학교 대학원 제어계측공학과 (석사과정)

<관심분야>
전력변환, 전동기제어

지 준 근(Jun-Keun Ji)

[정회원]



- 1986년 2월 : 서울대학교 전기공학과 (공학사)
- 1988년 2월 : 서울대학교 대학원 전기공학과 (공학석사)
- 1994년 2월 : 서울대학교 대학원 전기공학과 (공학박사)
- 1994년 9월 ~ 현재 : 순천향대학교 전기통신공학과 교수

<관심분야>
전력전자, 전력변환, 전동기 제어, 전원장치, 전력품질제어, 모션제어, 제어응용

김 학 원(Hag-Wone Kim)

[정회원]



- 1989년 2월 : 고려대학교 전기공학과 졸업 (공학사)
- 1991년 2월 : 한국과학기술원 전자전산학과 졸업 (공학석사)
- 2005년 2월 : 한국과학기술원 전자전산학과 졸업 (공학박사)
- 1991년 3월 ~ 2008년 2월 : LG 전자(주) DA연구소 책임연구원
- 2008년 3월 ~ 현재 : 충주대학교 제어계측공학과 조교수

<관심분야>
전력전자, 전력변환, 전동기 제어, 전력품질, Power Factor Correction

조 관 열(Kwan-Yuhl Cho)

[정회원]



- 1986년 2월 : 서울대학교 전기공학과 졸업 (공학사)
- 1988년 2월 : 한국과학기술원 전기및전자공학과 졸업 (공학석사)
- 1993년 2월 : 한국과학기술원 전기및전자공학과 졸업 (공학박사)
- 1993년 3월 ~ 2004년 3월 : LG 전자(주) DA연구소 책임연구원
- 2004년 4월 ~ 현재 : 충주대학교 제어계측공학과 부교수

<관심분야>
전력전자, 전동기제어, 전력변환