

단일 스위치 배전압 방식의 단상 PFC 컨버터의 전류 제어기법 비교

구대관¹, 지준근[†], 차귀수², 임승범³, 홍순찬⁴

Comparison of Current Control Method for Single-phase PFC converter with 1-switch Voltage Doubler Strategy

Dae-Kwan Ku¹, Jun-Keun Ji[†], Gueesoo Cha², Seung-Beom Lim³, and Soon-Chan Hong⁴

Abstract - This paper describes the performance comparison results for current controller of a single-phase PFC converter with 1-switch voltage doubler strategy for single-phase double-conversion UPS(Uninterruptible Power Supply). A single-phase PFC converter with 1-switch voltage doubler strategy needs a diode bridge and one bidirectional active switch. Thus it is possible to reduce the material cost. However, the study results of current controller design and comparison of current control method has not been known after the converter circuit was proposed. For the performance comparison of current control, single-phase 3 kVA double-conversion UPS was tested. The performance of PI and PR current controller is experimentally confirmed with followings - input current reference tracking, input power factor correction and input current THD suppression.

Keywords : Single-phase PFC(Power Factor Correction), Current Control, UPS(Uninterruptible Power Supply)

1. 서 론

최근 전력품질의 중요성이 부각됨에 따라, IEEE Std. 519-1992 및 IEC Std. 61000-3-2와 같은 고조파 제한규정들을 만족시키기 위해 PFC(Power Factor Correction) 컨버터에 대한 연구가 활발하게 이루어지고 있고, AC-DC 변환부에 널리 쓰이고 있다. 또한 PFC 컨버터는 전력변환시스템의 입력전류의 고조파를 줄이고, 용량과 효율을 증대시켜 사용자의 전기요금을 감소시킬 수 있다^[1-3].

중요부하에 대한 안전전력망(Secure Power Network ; SPN) 구성을 위해 널리 쓰이는 이중변환(Double-Conversion) 무정전전원장치 (Uninterruptible

Power Supply ; UPS)는 부하에 양질의 깨끗하고 안정적인 전력을 항상 공급할 수 있다. 반면 자체적인 AC-DC-AC 변환구조로 인해 효율이 떨어지는 단점을 가진다. 특별히 AC-DC 변환부에 다이오드 정류기를 사용할 경우 입력전류의 고조파 성분이 증가하고, 입력역률이 감소하여 UPS의 효율 및 전력품질에 악영향을 끼치게 된다. 따라서 별도의 PFC 컨버터의 구현이 필요하게 된다^[4].

저가형 단상 이중변환 UPS의 AC-DC 변환부에는 1993년 Salmon에 의해 단상 단일 스위치 배전압 PWM 승압형 정류기(Single-phase 1-switch Voltage Doubler PWM Boost Rectifier)라는 명칭으로 제안된 PFC 컨버터가 해결책이 될 수 있다. 이 컨버터는 기존의 배전압(Voltage Doubler) 회로의 교류 입력단에 부스트 인덕터, 양방향 능동 스위치 한 개와 브릿지 다이오드만이 추가되기 때문에 재료비가 절감될 수 있다. 이후에 Salmon의 PFC 컨버터와 하프브릿지(Half-Bridge) 인버터를 이용한 이중변환 구조의 컨버터가 단상 UPS용으로 제안되어 컨버터 및 인버터 단에서 소자 개수 감소를 통한 재료비 절감이 가능하게 되었다^[5-7].

반면, Salmon의 PFC 컨버터가 제안된 이후에 전압 제어기 및 입력전류 제어기 설계와 제어기법 비교에 대

Paper number : TKPE-2012-17-1-1

[†] Corresponding Author : jkji@sch.ac.kr, Dept. Electrical and Communication Engineering, Soonchunhyang Univ.

¹ Dept. Electrical and Communication System Engineering, Soonchunhyang University

² Dept. Electrical and Communication Engineering, Soonchunhyang University

^{3,4} Dept. Electronics and Electrical Engineering, Dankook University

Manuscript received Aug. 17, 2011; accepted Oct. 25, 2012

— 본 논문은 2011년 전력전자학술대회 우수추천논문임

한 연구가 알려지지 않았고 부분 스위칭(Partial Switching) 기법을 이용하여 에어컨의 입력전원단에 적용시킨 연구결과가 나와 있지만, 입력역률 제어특성이 떨어지고, 직류단 전압 제어가 잘 되지 않기 때문에 인버터의 직류단 전압을 공급하는 동시에 입력역률 제어를 해야 하는 이중변환 UPS의 AC-DC 변환부에는 알맞지 않다. 따라서 풀 스위칭(Full Switching) 기법을 이용한 전류 제어기 설계방법과 제어기법 비교에 대한 연구가 요구된다. 특히 PFC 제어시스템에서 입력전류 제어는 입력역률과 입력전류의 고조파 억제 성능을 결정하기 때문에 중요하다^[8,9].

본 논문에서는 단상 이중변환 UPS의 AC-DC 변환부에 적용된 단일 스위치 배전압 방식의 단상 PFC 컨버터의 전류 제어기법들에 대해 기술하고, 설계된 전류 제어기들의 입력전류 제어, 입력역률 보상, 입력전류의 고조파 억제 성능을 실험으로 비교하였다.

2. 회로 구성 및 동작 특성

그림 1은 단일 스위치 배전압 방식의 단상 PFC 컨버터이다. 그림에서 보는바와 같이 기존의 배전압 회로에 부스트 인덕터, 양방향 스위치 한 개와 브릿지 다이오드만이 추가되기 때문에 재료비 절감이 가능하다. 부스트 인덕터는 에너지 저장과 방출 작용을 통해 직류단 전압(V_{dc})을 상승시키는 역할을 한다.

동작특성은 IGBT가 OFF 상태에서는 배전압 회로로 동작 하고, IGBT가 ON 되면 브릿지 다이오드를 통한 단락회로가 형성되어서 부스트 인덕터에 에너지가 저장된다. 다시 IGBT가 OFF 되면 배전압 회로로 동작하면서 부스트 인덕터에 저장되었던 에너지가 방출되어 직류단 전압이 승압된다.

3. 전류제어 기법

그림 2는 PFC 제어기의 전체 구조이다. 직류단 전압

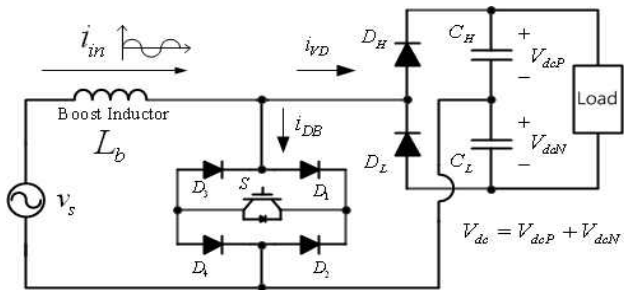


그림 1 단일 스위치 배전압 방식 단상 PFC 컨버터
Fig. 1 Single-phase PFC converter with 1-switch voltage doubler strategy

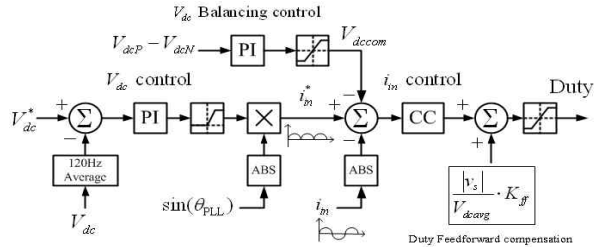


그림 2 제어기 블록 다이어그램
Fig. 2 Block diagram of controller

제어(V_{dc} Control)에는 PI 제어기를 이용하며, 추가로 직류단 캐패시터 전압의 불평형을 보상하기 위해 상하단 캐패시터의 전압차에 대해서 PI 제어기를 이용해 전류 제어기 입력에 보상하였다. 입력전류 제어블록인 CC(Current control) 블록에는 비례-적분(Proportional-Integral ; PI) 제어기와 비례-공진(Proportional-Resonant ; PR) 제어기를 설계하여 비교한다. 두 전류 제어기 모두 영교차 왜곡(Zero-crossing Distortion)을 감소시키기 위해 절대값 입력전류 제어를 이용한다. 또한 입력전류의 진상현상(Leading Phase Effect)을 줄이기 위해 전류 제어기 출력에 듀티 전향(Duty Feedforward)보상을 적용하였다^[10]. 추가로 직류단 전압 제어와 듀티 전향보상에 직류단 전압의 120Hz 평균값(V_{dcavg})을 이용하였다.

3.1 PI 전류 제어기

입력전류 제어기 설계를 위한 전단계로 플랜트 모델을 설정한다. 입력전류가 부스트 인덕터에 흐르는 전류와 같기 때문에 플랜트 모델을 다음과 같이 간단하게 부스트 인덕터로만 설정할 수 있다^[11].

$$G_p(s) = 1/(L_b s) \quad (1)$$

설정된 플랜트 모델과 PI 제어기의 블록 다이어그램을 그림 3에 보인다.

그림 3의 폐루프 전달함수는 다음과 같다. L_b 는 부스트 인덕터의 인덕턴스이다.

$$\frac{i_m}{i_m^*} = \frac{s(k_{pc}/L_b) + (k_{ic}/L_b)}{s^2 + s(k_{pc}/L_b) + (k_{ic}/L_b)} \quad (2)$$

폐루프 전달함수식 (2)를 원형 2차 시스템(Prototype Second Order System)으로 근사시키기 위해 비례이득 k_{pc} , 적분이득 k_{ic} 를 다음과 같이 설정할 수 있다.

$$k_{pc} = 2\zeta_c \omega_{nc} L_b, \quad k_{ic} = \omega_{nc}^2 L_b \quad (\omega_{nc} = 2\pi f_{nc}) \quad (3)$$

설정된 k_{pc} , k_{ic} 를 식 (2)에 대입하면 다음과 같이 정리된다.

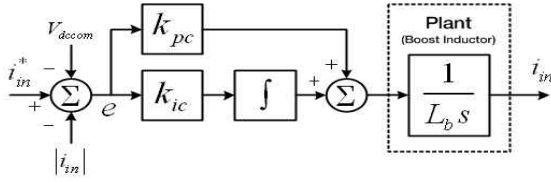


그림 3 PI 제어기의 블록 다이어그램
Fig. 3 Block diagram of the PI controller

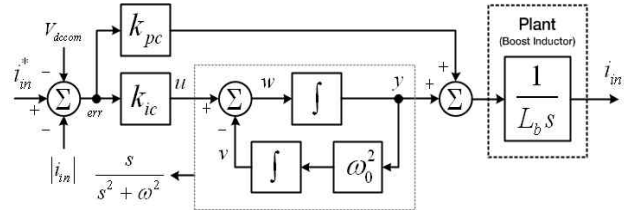


그림 4 PR 제어기의 블록 다이어그램
Fig. 4 Block diagram of the PR controller

$$\frac{i_{in}}{i_{in}^*} = \frac{2\zeta_c \omega_{nc} s + \omega_{nc}^2}{s^2 + 2\zeta_c \omega_{nc} s + \omega_{nc}^2} \quad (4)$$

결과식 (4)는 2차 시스템의 고유 주파수(Natural Frequency) f_{nc} 와 감쇠비(Damping Ratio) ζ_c 를 조절하여 PI 전류 제어기를 설계할 수 있음을 알려준다.

3.2 PR 전류 제어기

기존의 PI 제어기의 문제점은 제어기의 지령이 정현 파일 경우 정상상태에서 크기 및 위상오차를 가진다는 것이다. 이런 문제를 극복하기 위해 PR 및 비례-적분-공진 구조의 PIS(Proportional-Integral-Sine) 제어기가 제안되었고, 3상 교류전동기의 정지 좌표계 전류 제어기와 3상 인버터, 단상 능동전력필터(Active Power Filter; APF)의 전류 제어기에 적용되어 PI 전류 제어기보다 우수한 성능을 보인 연구결과가 알려져 있다^[12-15].

PR 제어기의 공진항은 다음 식과 같이 Cos과 Sin함수의 라플라스 변환식을 쓸 수 있다.

$$G_{\cos}(s) = s / (s^2 + \omega_0^2), \quad G_{\sin}(s) = \omega_0 / (s^2 + \omega_0^2) \quad (5)$$

두 식중 Cos함수를 이용한 $G_{\cos}(s)$ 가 Sin함수의 $G_{\sin}(s)$ 보다 개루프(Open Loop) 위상 여유(Phase Margin)가 더 크기 때문에 주로 이용된다^[13]. $G_{\cos}(s)$ 를 공진항으로 한 PR 제어기의 연속시간영역 전달함수는 다음과 같다.

$$G_{PR}(s) = k_{pc} + k_i s / (s^2 + \omega_0^2) \quad (6)$$

공진 각주파수 ω_0 를 전원 주파수에 맞추어 $2\pi 60$ [rad/s]로 설정하면 60Hz에서 높은 개루프 이득을 얻을 수 있다. PR 제어기는 적분기 2개를 이용하여 그림 4와 같은 블록다이어그램으로 표현할 수 있다^[13,15,16].

이득 k_{pc} , k_{ic} 의 설정은 공진항을 간단하게 적분기로 근사하고, PI 전류 제어기의 이득 설정법에 이용한 원형 2차 시스템 근사법을 이용하여 결정한다.

PR 제어기의 이산화 방법은 크게 두가지로 첫째, 제어기의 연속시간영역 전달함수를 여러 이산화 기법을 이용하여 차분 방정식으로 변환하는 방법과 둘째 공진항에 있는 2개의 적분기에 대해 Euler 또는 Tustin 방법

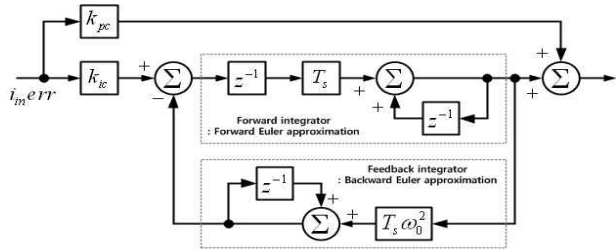


그림 5 PR 제어기의 이산화 구현
Fig. 5 Discrete implementation of PR controller

을 적용하여 이산화하는 방법이 있다. 본 논문에서는 온라인 계산(Online Calculation)의 용이함을 위하여 두 번째 방법을 이용하였다^[15,16].

그림 4에서 보인바와 같이 PR 제어기의 공진항은 전향 적분기(Forward Integrator)와 궤환 적분기(Feedback Integrator)로 구성되어 있다. 두 적분기를 모두 Backward Euler 또는 Tustin 방법을 이용할 경우 대수 루프(Algebraic Loop)가 형성된다. 따라서 이 문제를 피하기 위해 전향 적분기에 대해 Forward Euler 방법을 이용하고 궤환 적분기에 대해 Backward Euler 방법을 이용하여 이산화를 하였다. 이렇게 변환한 PR 제어기의 이산시간영역 전달함수는 식 (7)에서, 이산화 블록다이어그램은 그림 5에서 보였다^[15,16].

$$G_{PR}(z) = k_{pc} + k_{ic} T_s \left(\frac{z^{-1} - z^{-2}}{1 + z^{-1}(T_s^2 \omega_0^2 - 2) + z^{-2}} \right) \quad (7)$$

전술한 PI 및 PR 전류 제어기 설계법에 따라 실험을 통한 시행착오로 f_{nc} 와 ζ_c 를 결정하였다. 이득 결정의 기준은 입력역률 보상과 입력전류의 THD 억제 성능이었으며, 우수한 전류 지령 추종성능을 위하여 감쇠비 ζ_c 를 감소시키고 고유 주파수 f_{nc} 를 증가시키는 쪽으로 이득을 결정하였다. 다음 그림은 설계된 전류 제어기들의 플랜트 모델을 포함한 개루프 근계적 및 폐루프 보드선도이다.

그림 6의 개루프 근계적을 통하여 PI, PR 제어기 모두 이득을 증가시키면 시스템이 안정해진다는 것을 알 수 있다. 그러나 실제로 구현이 가능한 이득에는 한계가 있으므로 실험으로 적절한 이득 조절이 필요하였다.

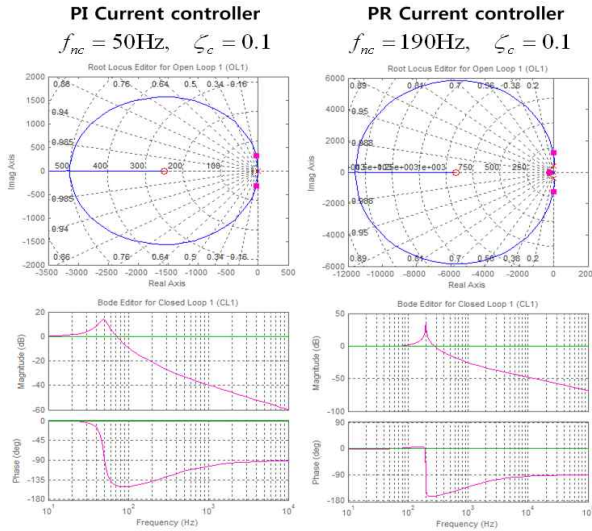


그림 6 설계된 전류 제어기의 개루프 근궤적 및 페루프 보드선도

Fig. 6 Open loop root locus and closed bode plot of designed current controller

따라서 앞서 기술한 감쇠비와 고유 주파수 결정 방법대로 두 전류 제어기 모두 ζ_c 를 0.1로 고정시키고 f_{nc} 를 증가시켜 이득을 결정하였다,

그림 6의 페루프 전달함수의 보드선도는 결정한 이득에서의 각 전류 제어기의 주파수 응답 특성을 나타낸다. PI, PR 제어기의 대역폭은 각각 78.2Hz, 302Hz로서 PR 제어기가 더 높은 페루프 대역폭을 나타내었는데 이것은 제어기 설계 시 선정된 PR 제어기의 f_{nc} 가 더 높았기 때문이다. 따라서 PR 제어기가 PI 제어기보다 지령 추종 성능이 우수할 것으로 예상된다. 하지만 듀티 전향보상을 적용할 경우 전류 제어 성능이 달라질 수 있기 때문에 실험으로 확인이 필요하다.

4. 실험 결과

설계된 PI 전류 제어기와 PR 전류 제어기의 성능을 비교하기 위해 실험을 수행하였다. 실험에 사용된 시스템은 단상 이중변환 UPS로서 PFC 컨버터가 하프브릿지 인버터와 직류단으로 연결된 AC-DC-AC 구조를 가진다. 단, PFC 실험에는 V_{dc} 밸런싱 제어기를 적용하지 않았다. 그 이유는 전류 제어기의 지령에 DC 오프셋을 더함으로써 입력역률에 악영향을 주어 전류 제어기의 성능비교에 영향을 미칠 수 있기 때문이다^[17].

표 1은 실험에 가용된 시스템 정수 및 제어기 이득이다.

설계된 전류 제어기들에 대한 정상상태 및 과도응답 실험결과를 그림 7에서 그림 12까지 나타낸다. 제어기는 TI DSP(TMS320F28335)를 사용한 디지털 제어기로 구현 하였다.

표 1 시스템 정수

Table 1 System parameters

Rated Output Power	3kVA
AC Voltage source	220Vrms/60Hz
Boost Inductor L_b	430uH
DC-Link Capacitor	680uF
Switching Device & f_{sw}	IGBT, 40kHz
V_{dc} Reference Voltage	760V
Load Type	Half Bridge Inverter & R Load
PI controller Gain	$f_{nc} = 50, \zeta_c = 0.1$
PR controller Gain	$f_{nc} = 190, \zeta_c = 0.1$

4.1 PI 전류 제어기 정상상태 실험결과

그림 7은 듀티 전향보상($K_{ff} = -2.0$)이 적용된 PI 전류 제어기의 실험 결과이다. 파형 (a), (b)는 1.0kW 부하 상태에서 교류 입력 전원, 직류단 전압, 입력전류 지령, 실제 입력전류의 정상상태를 나타낸다. 파형 (c)는 1.3kW 부하상태에서 입력전류 지령, 실제 입력전류의 정상상태를 나타낸다. 두 경우 모두 V_{dc} 지령과 입력전류 지령을 우수하게 추종하였고, 1.0kW 부하에서의 입력역률은 약 0.995이며, 입력전류 THD는 약 8~9%대이다. 1.3kW 부하에서는 입력역률이 약 0.997이며, 입력전류 THD는 약 6~7%대이다. PI 전류 제어기에서는 듀티 전향보상이 없거나, 듀티 전향보상 이득 K_{ff} 가 낮을 경우 입력전류의 진상현상이 발생하여 역률이 감소하고 THD가 증가하였다. 따라서 PI 전류 제어기는 듀티 전향보상이 적용되어야 한다.

4.2 PR 전류 제어기 정상상태 실험결과

그림 8은 PR 전류 제어기의 실험 결과들이다. 파형 (a), (b)는 듀티 전향보상이 없는 1.0kW 부하에서 교류 입력 전원, 직류단 전압, 입력전류 지령, 실제 입력전류의 정상상태를 나타낸다. 파형 (c)는 같은 1.0kW 부하에 대해 듀티 전향보상($K_{ff} = -1.0$)을 적용한 경우 입력전류 지령, 실제 입력전류의 정상상태를 나타낸다. 두 경우 모두 V_{dc} 지령과 입력전류 지령을 우수하게 추종하였다.

반면, 입력전류의 역률과 THD는 파형 (b)의 경우 THD가 8~9%, 입력 역률 0.991이며, 파형 (c)는 THD 14~15%, 입력역률 0.989로 나타났다. PI 전류 제어기 실험결과인 그림 7의 파형 (b)와 PR 전류 제어기의 실험결과인 그림 8의 파형 (b)를 비교하여 보면 측정된 THD는 같지만, PR 제어기의 입력역률은 PI 전류 제어기보다 감소하였다. 이 현상은 결과 파형에서 나타난 전류파형이 앞쪽으로 쏠린 진상현상이 원인으로 추정된다. 또한 그림 8-(c)에 보인 바와 같이 듀티 전향보상 적용 시 입력전류의 THD 증가 및 입력역률의 저하현상을 유발하기 때문에 PR 제어기에는 듀티 전향보상을 적용하

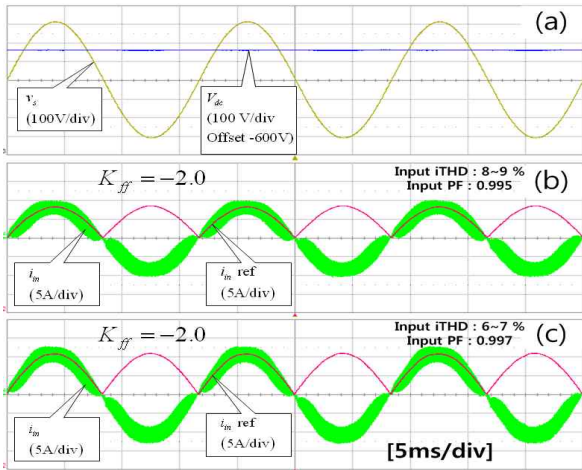


그림 7 PI 전류 제어기의 실험 결과
Fig. 7 Experimental results of PI current controller

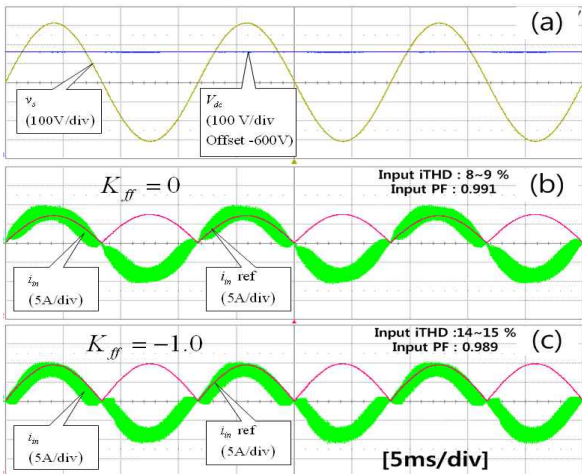


그림 8 PR 전류 제어기의 실험 결과
Fig. 8 Experimental results of PR current controller

지 않는 것이 더 우수한 성능을 나타내었다.

4.3 PI 전류 제어기 부하변동 실험결과

PI 전류 제어기에 대해 부하변동 실험을 수행하였다. 그림 9는 부하가 0.3kW에서 1.0kW로 증가한 상황의 과도응답 파형이다. 부하를 인가한 순간 직류단 전압이 감소하였지만 빠르게 760V를 회복하였고, 입력전류도 약간의 오버슈트(Overshoot)이 있었지만 빠르게 정상상태에 도달하였다. 직류단 전압과 입력전류 모두 정착시간은 약 160ms 정도이다.

그림 10은 부하가 1.0kW에서 0.3kW로 감소한 상황의 과도응답 파형이다. 부하를 제거한 순간 직류단 전압이 상승하였지만 빠르게 760V를 회복하였고, 입력전류도 약간의 언더슈트(Undershoot)이 있었지만 빠르게 정상상태에 도달하였다. 직류단 전압과 입력전류 모두 정착시간은 약 160ms 정도이다.

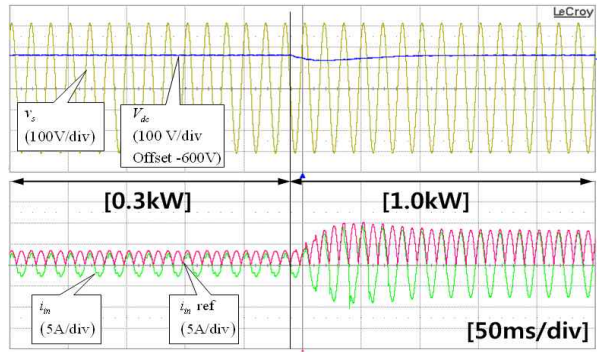


그림 9 PI : 부하 스텝증가시 과도응답(0.3kW→1.0kW)
Fig. 9 PI : Transient response for load step change (0.3kW→1.0kW)

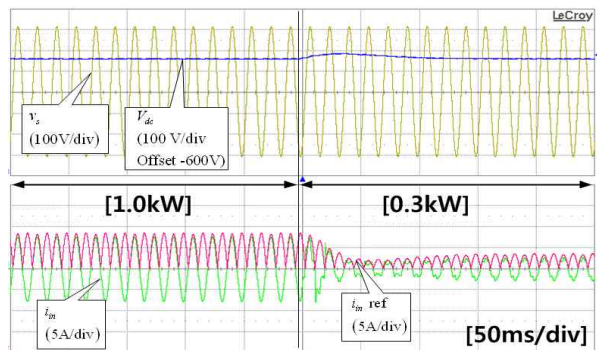


그림 10 PI : 부하 스텝감소시 과도응답(1.0kW→0.3kW)
Fig. 10 PI : Transient response for load step change (1.0kW→0.3kW)

4.4 PR 전류 제어기 부하변동 실험결과

PR 전류 제어기에 대해 부하변동 실험을 수행하였다. 그림 11은 부하가 0.3kW에서 1.0kW로 증가한 상황의 과도응답 파형이다. 부하를 인가한 순간 직류단 전압이 감소하였지만 760V를 회복하였고, 입력전류도 약간의 오버슈트(overshoot)이 있었지만 정상상태에 도달하였다. 직류단 전압과 입력전류 모두 정착시간은 약 200ms 정도로서 PI 전류제어기보다 느린 과도응답을 보여주었다.

그림 12는 부하가 1.0kW에서 0.3kW로 감소한 상황의 과도응답 파형이다. 부하를 제거한 순간 직류단 전압이 상승하였지만 760V를 회복하였고, 입력전류도 약간의 언더슈트(undershoot)이 있었지만 정상상태에 도달하였다. 직류단과 입력전류 모두 정착시간은 약 200ms 정도로서 PI 전류제어기보다 느린 과도응답을 보여주었다.

설계된 PI와 PR 전류 제어기들에 대한 정상상태 및 부하변동 실험결과를 살펴보면, 정상상태에서 입력전류 고조파 억제 성능은 두 제어기가 동일한 성능을 나타내었으며, 입력 역률 보상 성능은 듀티 전향보상이 적용된 PI 전류 제어기가 근소하게 더 우수한 성능을 보여주었다. 또한 PI 전류 제어기에서는 듀티 전향보상으로 인하여 입력역률 증가 및 입력전류의 THD 감소가 가능하였다.

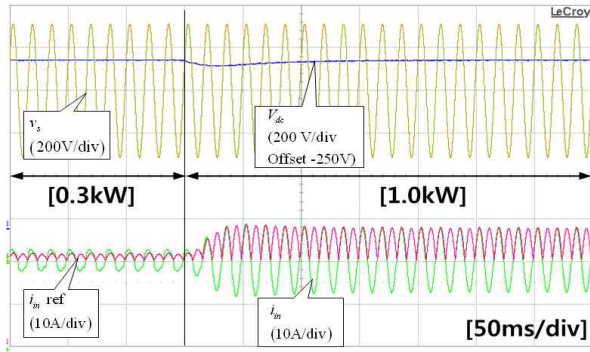


그림 11 PR : 부하 스텝증가시 과도응답(0.3kW→1.0kW)
Fig. 11 PR : Transient response for load step change (0.3kW→1.0kW)

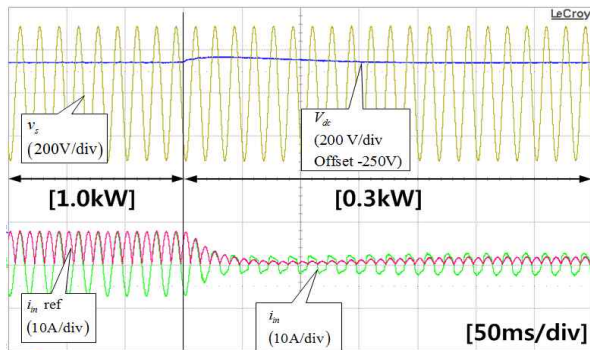


그림 12 PR : 부하 스텝감소시 과도응답(1.0kW→0.3kW)
Fig. 12 PR : Transient response for load step change (1.0kW→0.3kW)

이와 달리 PR 전류 제어기는 듀티 전향보상 적용 시 입력역률 감소 및 입력전류의 THD가 증가하여 전향보상을 적용하지 않는 것이 더 우수한 성능을 보여주었다. 과도응답의 오버슈트 및 언더슈트 크기는 두 제어기 모두 동일하였으나 정착시간에서 듀티 전향보상을 적용한 PI 제어기가 PR 제어기보다 근소한 차이로 더 우수한 성능을 보여주었다. 표 2에 두 전류 제어기의 성능을 정리하여 보였다. 표의 3, 4행이 PI 전류 제어기의 성능 수치이며, 5, 6행이 PR 제어기의 성능수치이다. 듀티 전향보상 이득은 각 행의 제어기 아래에 보였다.

5. 결 론

본 논문에서는 단일 스위치 배전압 방식의 단상 PFC 컨버터의 PI 및 PR 전류 제어기법들에 대해 기술하고, 설계된 PI, PR 전류 제어기들의 입력전류 제어, 입력역률 보상, 입력전류의 고조파 억제 성능을 실험으로 비교하였다. 비교 결과 입력전류의 고조파 억제 성능은 두 제어기가 동일한 성능을 보였고 입력역률 보상은 듀티 전향보상이 적용된 PI 전류 제어기가 근소한 차이로 더 우수한 성능을 보여주었다. 이에 더해 부하변동 실험을 수행한 결과 듀티 전향보상이 적용된 PI 제어기가 PR

표 2 PI 및 PR 전류제어기의 성능

Table 2 Performance of PI and PR current controller

Load	PF	iTHD	Settling Time [ms]			
			0.3kW → 1.0kW		1.0kW → 0.3kW	
PI ($K_f=0$)	0.930	32%	V_{dc}	160	V_{dc}	200
			i_{in}	160	i_{in}	200
PI ($K_f=-2.0$)	0.995	8~9 %	V_{dc}	160	V_{dc}	160
			i_{in}	160	i_{in}	160
PR ($K_f=0$)	0.991	8~9 %	V_{dc}	200	V_{dc}	200
			i_{in}	200	i_{in}	200
PR ($K_f=-1.9$)	0.980	20%	V_{dc}	200	V_{dc}	200
			i_{in}	200	i_{in}	200

제어기보다 근소하게 우수한 과도응답 성능을 보여주었다. 이에 더해 PI 제어기는 듀티 전향보상을 이용하지 않을 경우 현격한 전류 제어 성능의 저하를 보여주었다. 반면에 PR 제어기는 듀티 전향보상을 이용하면 전류 제어 성능의 저하를 가져왔다. 또한 듀티 전향보상의 적용은 입력역률과 입력전류의 THD에서 뚜렷한 영향을 보여주었다.

참 고 문 헌

- [1] Wanfeng Zhang, Guang Feng, Yan-Fei Liu, Bin Wu, "A digital power factor correction (PFC) control strategy optimized for DSP", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 6, No. 6, pp 1474-1485, 2004, Nov.
- [2] IEC standard 61000-3-2, Limits for Harmonic Current Emissions (Equipment Input Current up to and Including 16A Per Phase), 2009.
- [3] IEEE standard 519, IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems, 1992.
- [4] S.B. Bekiarov, A. Emadi, "Uninterruptible power supplies: classification, operation, dynamics, and control", *APEC 2002*, Vol. 1, pp. 597-604, 2002.
- [5] J.C. Salmon, "Circuit topologies for single-phase voltage-doubler boost rectifiers", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 8, No. 4, pp 521-529, 2004, Oct.
- [6] Wen-Jung Ho, Mu-Shen Lin, Wu-Shiung Feng, "Common-neutral-type AC/DC/AC topologies with PFC pre-regulator", *PEDS 1997*, Vol. 1, pp 53-58, 1997.
- [7] Gui-Jia Su, D.J. Adams, L.M. Tolbert, "Comparative study of power factor correction converters for single phase half-bridge inverters", *PESC 2001*, Vol. 2, pp 995-1000, 2001.
- [8] 정용채, "[특집:PFC 기술동향] 재료비를 고려한 역률제어 회로의 기술동향", *전력전자학회지*, 제6권 제1호, pp. 26-29, 2001. 2.

- [9] 서기영, 문상필, "부분 스위칭 PFC 모듈을 이용한 가정용 에어컨 전원장치", *조명전기설비학회 논문지*, 제18권, 제6호, pp 183-190, 2001. 11.
- [10] D.M. Van de Sype, Koen De Gussemé, A.P.M. Van den Bossche, J.A. Melkebeek, "Duty-ratio feedforward for digitally controlled boost PFC converters", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 52, No. 1, pp 108-115, 2005, Feb.
- [11] S. Wall, R. Jackson, "Fast controller design for single-phase power-factor correction systems", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 44, No. 5, pp 654-660, 1997, Oct.
- [12] D.N. Zmood, D.G. Holmes, G.H. Bode, "Frequency-domain analysis of three-phase linear current regulators", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 37, No. 2, pp 601-610, 2001, Mar/Apr.
- [13] S. Fukuda, T. Yoda, "A novel current-tracking method for active filters based on a sinusoidal internal model", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 37, No. 3, pp 888-895, 2001, May/June.
- [14] D.N. Zmood, D.G. Holmes, "Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 18, No. 3, pp 814-822, 2004, May.
- [15] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, U. Borup, M. Liserre, "A new control structure for grid-connected LCL PV inverters with zero steady-state error and selective harmonic compensation", *APEC 2004*, Vol. 1, pp 580-586, 2004.
- [16] A.G. Yepes, F.D. Freijedo, J. Doval-Gandoy, O. Lopez, J. Malvar, P. Fernandez-Comesana, "Effects of Discretization Methods on the Performance of Resonant Controllers", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 25, No. 7, pp 1692-1712, 2010, July.
- [17] Lo Yu-Kang, Song Tzu-Herng, Chiu Huang-Jen, "Analysis and elimination of voltage imbalance between the split capacitors in half-bridge boost rectifiers", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 5, No. 5, pp 1175-1177, 2002, Oct.



구대관(具大官)

1986년 2월 5일생. 2010년 순천향대 정보기술공학부 졸업. 현재 동 대학원 전기통신시스템공학과 석사과정.



지준근(池俊根)

1964년 8월 13일생. 1986년 서울대 전기공학과 졸업. 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1994년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 현재 순천향대 전기통신공학과 교수. 당 학회 JPE 편집위원.



차귀수(車貴守)

1956년 7월 18일생. 1978년 서울대 공대 공업교육과 졸업. 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 현재 순천향대 전기통신공학과 교수 및 Post B.K. 전기통신인력양성사업단장.



임승범(林承範)

1979년 2월 11일생. 2004년 단국대 공대 전기공학과 졸업. 2006년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2006년~현재 동 대학원 전자전기공학과 박사과정. 2007년~현재 (주)이온 연구소 연구1팀 과장



홍순찬(洪淳瓊)

1950년 2월 24일생. 1973년 서울대 전기공학과 졸업. 1975년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1985년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1975년~1978년 해군사관학교 교수부 전기공학실 전임강사. 1978년~현재 단국대 전자전기공학부 교수. 1986년~1987년 미국 텍사스 A&M 대학교 방문교수. 1997년~2000년 대한전기학회 이사. 2002년 당 학회 회장. 2002년~2005년 단국대 공과대학 학장.