

단상 센서리스 PFC 컨버터의 직류출력전압 제어에 관한 연구

(A Study on DC output voltage control of single-phase senseless PFC converter)

문상필* · 강옥중 · 권순걸 · 서기영

(Sang - Pil Mun · Wook - Jung Kang · Soon - Kurl Kwon · Ki - Young Suh)

요 약

일반적인 단상 PFC 컨버터는 직류전압을 일정한 기준값으로 제어할 수 있으나 시스템의 구성상 직류전압과 교류전압 및 전류등을 검출하여 제어하기 때문에 전체적으로 제어 시스템이 복잡하고, 가격이 비싸며, 신속성등의 문제점들이 대두되어지고 있다. 이러한 문제점들을 해결하기 위하여 본 논문에서는 센서리스 PFC 컨버터 회로를 제안하여 교류 전압파형 검출만으로 전체 시스템을 간단하게 제어하였다. 그리고 초퍼회로에서 제어된 전압량 $K_d(E_d/E_a)$ 에 의해서 직류출력전압을 직접적으로 제어하였으며, 직류출력전압의 변동율이 회로의 파라미터에 따른 변화의 특징에 대해서 서술하였다. 이러한 모든 사항은 실험을 통하여 타당성을 증명하였다.

Abstract

The conventional single phase PFC converter can control DC voltage to steady standard value but control system is system is complex and expensive and has rapidity problems because of controlled by detecting DC voltage, AC voltage and current. In order to solve those problems, this paper proposes senseless PFC converter circuit. The proposed circuit can control the whole system by detecting AC voltage waveform And it directly controlled DC output voltage by the controlled voltage value $K_d(E_d/E_a)$. The fluctuation ratio of DC output voltage is changed by the circuit characteristics These characteristics are confirmed by some experimental results.

Key Words : Senseless PFC, Rectifier Circuit, DC Output Voltage Control

1. 서 론

최근 다양한 단상 PFC 컨버터가 실용화되어지고 있다. 이러한 단상 PFC 컨버터는 다이오드 브리지

와 승압용 초퍼로 간단히 구성되어질 수 있으며, 직류전압을 일정한 기준값으로 제어할 수 있다[1]-[2]. 그리고 입력 전압과 전류가 거의 단위 역률로 이루어지는 특성을 가지고 있다. 그러나 시스템의 구성상 직류전압과 교류전압 및 전류 등을 검출하여 제어하기 때문에 전체적으로 제어 시스템이 복잡하고, 가격이 비싸며, 신속성 등의 문제점들이 대두되어지고 있다[3]-[4]. 본 논문에서는 이러한 문제점들을 해결하기 위하여 센서리스 PFC 컨버터 회로를 제안

* 주저자 : 경남대학교 전기전자공학부 박사졸업

Tel : 055-249-2630, Fax : 055-249-2630

E-mail : mun2630@hotmail.com

접수일자 : 2002년11월11일

1차심사 : 2002년11월20일, 2차심사 : 2002년12월30일

심사완료 : 2003년 1월14일

하고자 한다. 제안한 컨버터는 교류 전압파형 검출만으로 전체 시스템을 간단하게 제어할 수 있다. 그리고 초퍼회로에서 제어된 전압량 $K_d(E_d/E_a)$ 에 의해서 직류출력전압을 직접적으로 제어하고자 하며, 직류출력전압의 변동율이 회로의 파라미터에 따른 변화의 특징에 대해서 서술하고자 한다. 이를 실험을 통하여 그 타당성을 증명하고자 한다.

2. 주 회로구성 및 제어시스템

그림 1은 제안한 센서리스 PFC 컨버터의 주 회로와 제어 시스템을 나타낸 것이다. 제안한 센서리스 PFC 컨버터 회로는 한 개의 스위칭 소자와 직류측에 인덕턴스를 사용하여 구성하였다. 직류측에 있는 인덕턴스 L_d 는 승압 동작과 스위칭의 고조파 성분을 제거하는 기능을 가지게 된다.

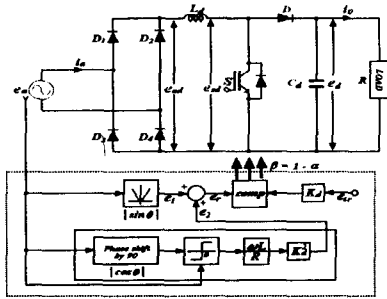


그림 1. 주 회로 구성 및 제어시스템
Fig. 1. Main circuit composition and control system

그리고 센서리스 PFC 컨버터로서 정상적인 제어가 가능한 직류출력전압을 알 수 있도록 교류전원의 최대값 이상으로 제한시켰으며, 제어시스템의 구성은 그림 1에 나타낸 것처럼 교류전원전압 검출만으로 비교신호 e_r 가 얻어지며, 삼각파 e_r 와의 비교에 의해 승압 초퍼회로에서의 스위칭 신호를 발생시켰다. 또한 직류출력전압 E_d 은 입력전압 E_a 과의 비로서 정의한 제어량 K_d 의 값으로 거의 비례해서 제어하였다. 그리고 정류된 직류전압 e_{sd} 은 한 개의 스위칭 소자를 이용한 소프트형 초퍼회로에 의해 제어되며, 직류전압 E_d 와 교류전류 i_a 는 원하는 값과 파

형을 제어하는데 이용되어진다. 교류입력전압 e_a 와 교류전류 i_a 는 다음 식으로 나타내어진다.

$$e_a = \sqrt{2} E_a \sin \omega t \quad (1)$$

$$i_a = \sqrt{2} I_a \sin \omega t \quad (2)$$

여기서 E_a 와 I_a 는 교류입력전압과 전류의 실효값을 의미한다. 센서리스 PFC 컨버터회로의 정류전압 e_{sd} 스위칭 소자S에 걸리는 단자전압 e_{sd} 에 대해서 미분방정식으로 나타내면 다음과 같다.

$$L_d \frac{di_a}{dt} = e_{sd} - e_{sd} \quad (3)$$

스위칭 소자S에 대한 스위칭의 듀티를 α 로 두면, 스위치에 걸리는 전압 e_{sd} 은 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$e_{sd} = (1 - \alpha) E_d = \beta E_d \quad (4)$$

여기서 V_0 는 직류전압이며, $(1 - \alpha)$ 는 β 로 정의할 수 있다.

식 (1)~식 (4)에서 다음과 같은 관계식을 얻을 수 있다.

$$\beta E_d = \sqrt{2} E_a \sin \omega t - \sqrt{2} \omega L_d I_a \cos \omega t \quad (5)$$

등가직류저항 R_e 로 두면 교류전류 I_a 은 다음 식으로 나타내어진다.

$$I_a = E_d^2 / (R_e E_a) \quad (6)$$

여기서 교류전압 E_a 에 대한 직류전압 E_d 의 제어비 K_d 은 다음과 같다.

$$K_d = E_d / E_a \quad (7)$$

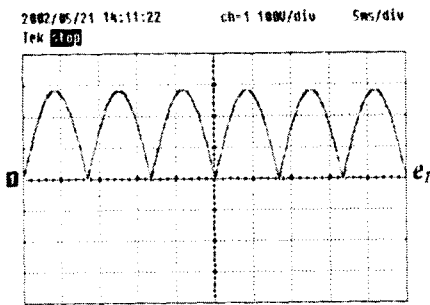
식 (5)에 식 (7)을 대입하여 정리하면 다음과 같다.

단상 센서리스 PFC 컨버터의 직류출력전압 제어에 관한 연구

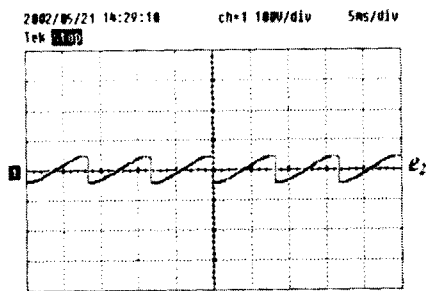
$$\beta K_d = \sqrt{2} \sin \omega t - \sqrt{2} (\omega L_d / R) K_d^2 \cos \omega t \quad (8)$$

여기서 $e_r = K_d \beta$, 우측의 제 1항은 $e_1 (= |e_d|)$ 로, 제 2항은 e_2 로 두고 식 (8)을 정리하면 다음과 같다.

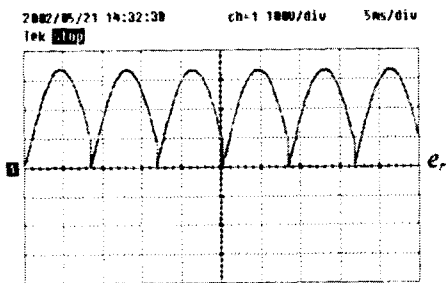
$$e_r = e_1 - e_2 \quad (9)$$



(a) e_1 의 제어신호



(b) e_2 의 제어신호



(c) e_r 의 제어신호

그림 2. 제어신호파형
Fig. 2. Control signal waveforms

그림 2는 그림 1의 회로에 사용된 제어신호 e_1 , e_2 , e_r 을 측정된 파형이다. 그림 2에서 알 수 있듯이 그림 1의 제어시스템의 진폭을 K_d 배한 크기의 삼각파와 e_r 를 비교한 것은 직류전압의 제어비 K_d 변화의 영향을 제거한 스위칭 듀티 β 의 펄스신호를 발생시키기 위한 것이다. 식 (8)의 제 2항을 제 1번재의 항에 비해서 대단히 적으므로 식(8)은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\beta = (\sqrt{2}/K_d) \sin \omega t \quad (10)$$

여기서 스위칭 듀티 β 는 1보다 적으므로 다음과 같은 식이 성립된다.

$$(\sqrt{2}/K_d) \leq 1 \quad (11)$$

식 (11)을 다시 정리하면 식 (12)와 같다.

$$\sqrt{2} \leq K_d \quad (12)$$

식 (12)에서 만일 K_d 가 증가하면 $\omega t=0$ 부근에서 식 (8)은 근사적으로 다음과 같은 식으로 나타낼 수 있다.

$$\beta = (\sqrt{2}/K_d) \omega t - \sqrt{2} (\omega L_d / R) K_d \quad (13)$$

식 (13)에 의해서 $\omega t=0$ 부근에서는 부(負)의 값을 가지게 되고, β 가 0이상 되는 조건을 가지면 제어 불능영역상태가 된다. 그러므로 $\omega t=0$ 부근에서 존재해야됨을 나타낸 것이다. 식 (13)에 의해 $\beta > 0$ 면 ωt 의 영역은 다음 식과 같이 된다.

$$\omega t \geq K_d^2 (\omega L_d / R) \quad (14)$$

따라서 K_d 값을 크게 하지 않으면 전류의 파형을 이 크게 되며, 부하를 걸어서 $\omega L_d / R$ 의 값을 크게 하면 선형제어범위가 좁아지게 된다. 직류 출력전압은 식 (8)과 그림 2에 표시되어 있고, 식 (8)에서 우변 제 2항의 평균값이 0이므로 제 1항에 의해서 제어특성이 결정된다. 식 (8)의 양변에 평균을 취하여 구하

면 다음 식과 같다.

$$\beta = (2\sqrt{2}/\pi) / K_d = 0.9/K_d \quad (15)$$

평균값으로서 β 와 K_d 의 관계는 식 (14)와 같이 되지만, 스위칭 듀티 β 는 식 (8)에 나타난 것처럼 시간계수이므로 전구간에 걸쳐서 제어불능영역이 생기기 때문에 이러한 문제를 해결하기 위해서는 $\omega t = \pi/2$ 를 놓았다. 이것을 식으로 나타내면 다음과 같다.

$$K_d \beta = \sqrt{2} \quad (16)$$

이 지점에서 $\beta < 1$ 를 만족하기 위해서는 식 (17)과 같은 조건에 의해서 전압제어범위의 하한(下限)치를 결정하여야 한다.

$$K_d > \sqrt{2} \quad (17)$$

그러므로 파형울이 생기지 않은 직류전압 제어가 가능범위는 다음과 같다.

$$\sqrt{2} < K_d < \sqrt{\delta / (\omega L_d / R)} \quad (18)$$

여기서 $\omega t = 0$ 부근의 제어불능영역의 허용구간은 δ 이다.

이 제어구간 외의 K_d 의 값을 설정할 경우에는 전류의 파형울과 같이 직류전압을 선형적으로 제어하여야 한다. 이상의 결과에서 직류전압의 평균값은 식 (15)에 나타난 것처럼 β 의 평균값에 의해서 결정되어진다. 식 (8)에 의해서 다음과 같은 사항을 정리할 수 있다.

- 1) 제 1항은 직류 평균전압에 관계하는 항이 된다.
- 2) 제 2항은 회로정수의 값에 의해 직류 파형울에 영향을 준다.

3. 실험 결과 및 검토

실험에 사용된 회로정수는 표 1에 나타내었다. 사진 1은 실험에 사용된 실제 장치를 나타낸 것이다.

표 1. 제안한 시스템의 회로 정수
Table 1. Circuit parameters of proposed system

입력전압	E_a	100[V]
주파수	f_a	60[Hz]
평활용 콘덴서	C_d	3000[μ F]
평활용 인덕터	L_d	10[mH]
제어비	$K_d(E_d/E_a)$	2
등가 부하저항	R	100[Ω]

그림 3은 $K_d=2$ 에서 제안한 센서리스 PFC 컨버터의 동작 파형을 나타낸 것이다. 그림 3에서 직류출력전압 E_d 는 입력전압의 실효값 100[V]에 대해서 200[V]로 일정하게 유지되는 것을 알 수 있다.

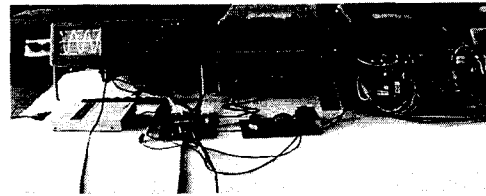
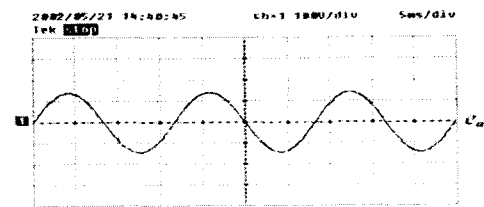
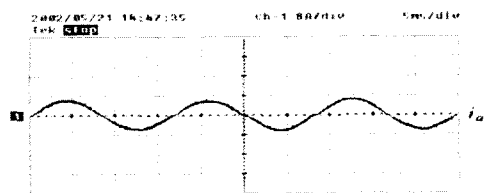


사진 1. 직류전압 센서리스 단상 PFC 컨버터의 실험 장치

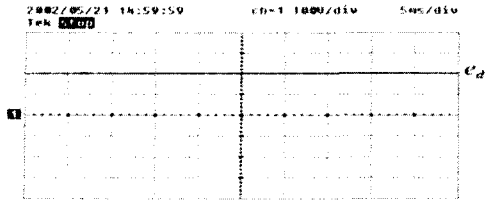
사진 1. Experimental equipment dc voltage senseless single-phase PFC converter



(a) 교류 입력전압

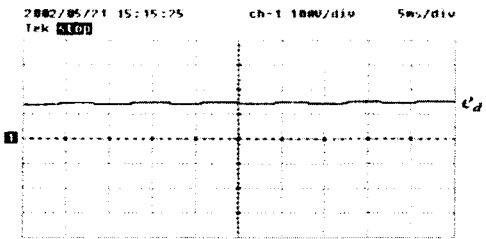


(b) 교류 입력전류

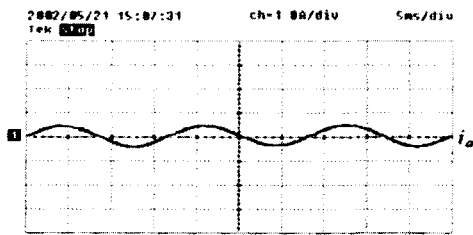


(c) 직류 출력전압

그림 3. 센서리스 PFC 컨버터의 각 모드별 동작 파형
Fig. 3. A each mode operation waveform of senseless PFC converter

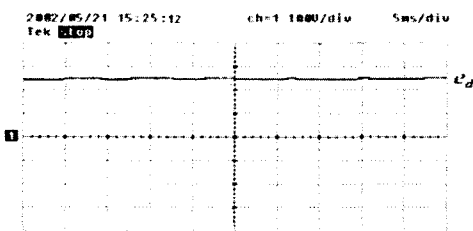


(a) $K_d = 1.5$ ($E_{dr} = 150$ [v])

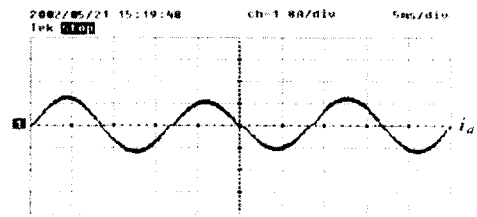


(b) $K_d = 1.5$ ($E_{dr} = 150$ [v])

그림 4. 전압제어량 K_d 변화에 따른 동작파형(I)
Fig. 4. Operation waveform by voltage control quantity K_d (I)



(a) $K_d = 2.5$ ($E_{dr} = 250$ [v])

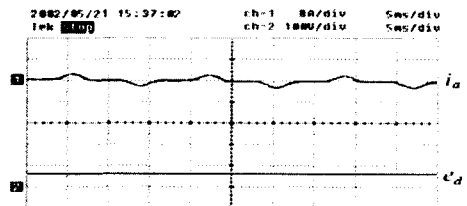


(b) $K_d = 2.5$ ($E_{dr} = 250$ [v])

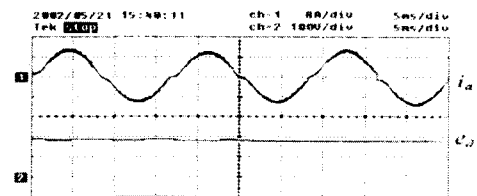
그림 5. 전압제어량 K_d 변화에 따른 동작파형(II)
Fig. 5. Operation waveform by voltage control quantity K_d (II)

그림 4와 그림 5는 제어비 $K_d=1.5$, $K_d=2.5$ 로 설정할 때의 직류출력전압과 교류입력전류의 동작 파형을 나타낸 것이다. 그림 4와 5에서 알 수 있듯이 직류출력전압 E_d 는 K_d 에 비례한 값을 제어되며, 정현파의 교류전류 파형이 유지되는 것을 알 수 있다.

그림 6은 $K_d=1.0$, $K_d=4.0$ 일 때의 동작 파형을 나타낸 것이다. 그림 6에서 알 수 있듯이 제어불능영역이 나타나는데, 이는 직류전압이 K_d 와 비례해서 전류 파형도 같이 일그러지는 현상으로 확인할 수 있다.



(a) $K_d = 1.0$



(b) $K_d = 4.0$

그림 6. 전압제어량 K_d 변화에 따른 동작파형(III)
Fig. 6. Operation waveform by voltage control quantity K_d (III)

그림 7은 실험결과에 의해서 구한 직류전압과 K_d 의 제어특성을 나타낸 것이다. 그림 7에서 식 (8)의 제 2항목에 해당되는 $\omega L_d/R$ 의 계수가 적을 때에는 비례제어범위가 넓어지며, 제어가능범위에서 직류전압은 K_d 에 의해서 제어 가능한 것을 확인할 수 있다. 그리고 전원전압의 최대값을 1로서 2에 가까운 값까지 선형제어 가능한 값을 가진다.

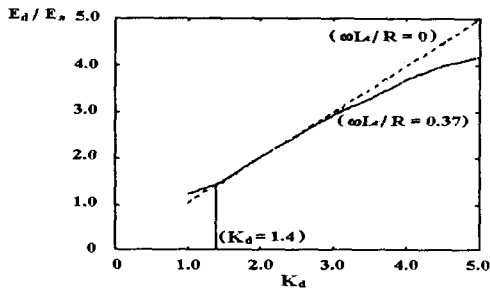
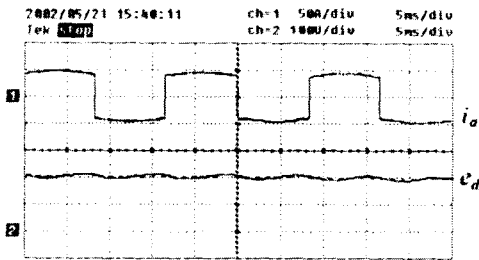
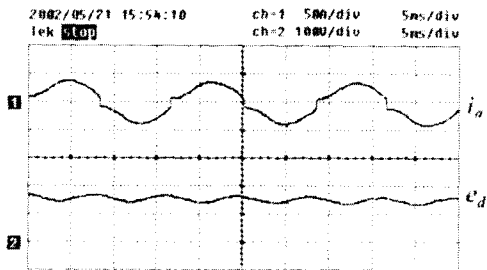


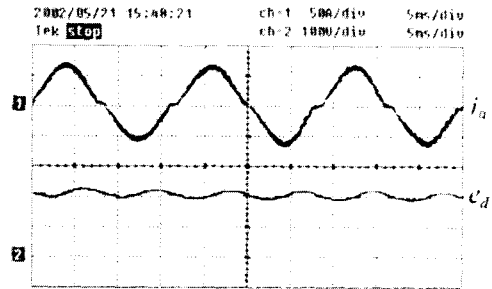
그림 7. 제어량 K_d 에 대한 직류전압 제어 특성
Fig. 7. DC voltage control characteristics for control quantity K_d



(a) $R=1[\Omega]$, $L_d=10[mH]$ ($\omega L_d/R=3.77$)



(b) $R=10[\Omega]$, $L_d=10[mH]$ ($\omega L_d/R=0.377$)



(c) $R=10[\Omega]$, $L_d=1[mH]$ ($\omega L_d/R=0.0377$)

그림 8. 부하 변화시 동작 파형
Fig. 8. Operation waveform for load variations

그림 8은 부하를 변화시켰을 때 각부의 동작 파형을 나타낸 것이다. 그림 8(a)은 표 1의 회로정수에서 부하저항만을 1/10로 적게 했을 경우의 파형을 나타내고 있다. 이 파형에서 알 수 있듯이 교류전류의 파형은 회로정수 변화에 크게 영향을 받지만, 직류전압은 회로정수 변화에 영향을 받지 않고, K_d 값에 의해서 결정된 값으로 일정하게 유지된다는 것을 확인할 수 있다. 그림 8(b)은 실(實)부하 정수의 변화를 조합해서 제어회로의 값을 변화시켰을 때 각부의 동작 파형을 나타낸 것이다. 그림에서 알 수 있듯이 전류의 파형은 다소 개선되었지만 직류전압의 값이 저하된다. 이것은 $\omega L_d/R=3.77$ 로 되기 때문에 제어가능범위를 초과하는 것을 의미한다. 그림 8(c)은 부하저항의 변화에 비례하여 인덕턴스의 값을 변화했을 때의 제어 동작 파형을 나타낸 것이다. 이 경우는 $\omega L_d/R$ 의 값은 변화되지 않기 때문에 부하를 걸었을 때 직류전압은 K_d 에 의해서 결정된 200[V]를 유지하면서 교류전압의 파형이 거의 정현파가 되는 것을 확인할 수 있다.

그림 9는 부하저항과 출력전압의 관계를 나타낸 것이다. 그림 9에서 저항값의 변화를 그림 1에 나타낸 제어를 파라미터에 반영할 경우, 전압파형은 정현파만 제어 가능하지만, 일정하게 고정할 경우는 전류파형에 왜곡이 생긴다. 그러나 직류전압에서의 영향은 거의 나타나지 않는 것을 알 수 있다.

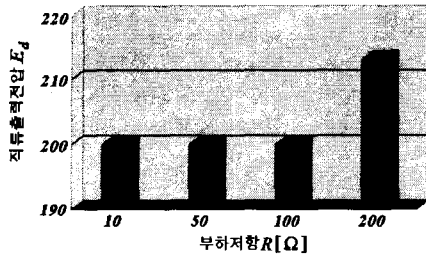
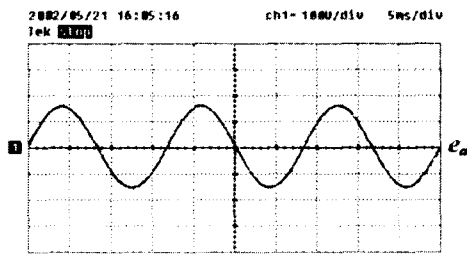


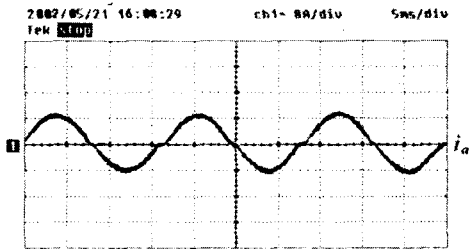
그림 9. 부하저항과 출력전압의 관계
Fig. 9. Relation of load resistance and output voltage

그림 10과 그림 11은 교류입력전압이 변화했을 때의 직류출력전압 및 교류전압 파형에서의 영향을 나타낸 것이다. 그림 10은 교류입력전압을 110[V]로 높게 할 경우, 그림 11은 90[V]로 낮게 할 경우에 있어서 파형을 나타내고 있다.

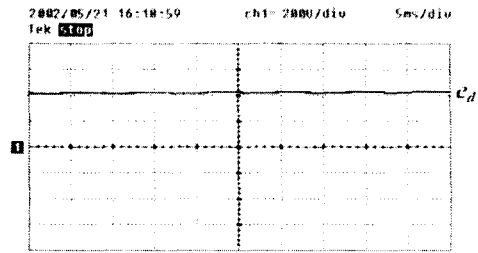
그림 12는 교류입력전압과 직류출력전압의 관계를 나타낸 것이다. 그림 12에서 제안한 센서리스 PFC 컨버터는 입력전압을 변화했을 때의 정류된 출력전압값이 거의 일정하게 변화하여 제어 가능한 것을 알 수 있다.



(a) 교류 입력전압($E_a=110[V]$)

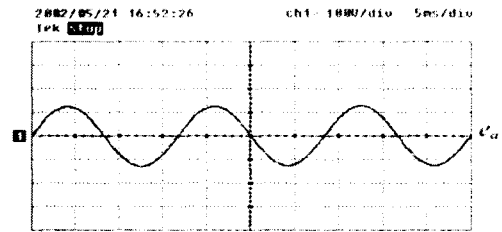


(b) 교류 입력전류($E_a=110[V]$)

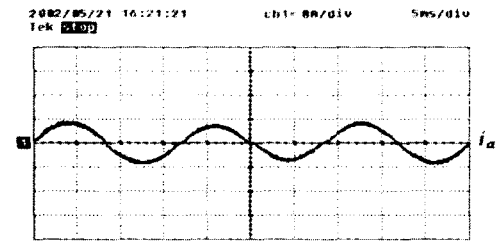


(c) 직류 출력전압($E_a=110[V]$)

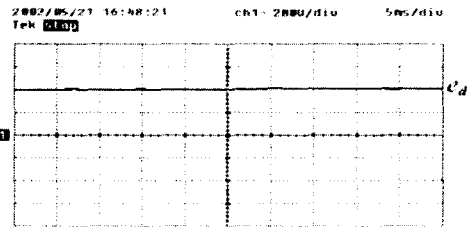
그림 10. 입력전압 변화시의 동작 파형(I)
Fig. 10. Operation waveform for input voltage variations(I)



(a) 교류 입력전압($E_a=90[V]$)



(b) 교류 입력전류($E_a=90[V]$)



(c) 직류 출력전압($E_a=90[V]$)

그림 11. 입력전압 변화시의 동작 파형(II)
Fig. 11. Operation waveform for input voltage variations(II)

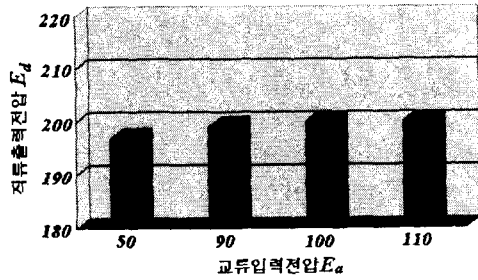


그림 12. 입력전압과 출력전압의 관계
Fig. 12. Relation of input voltage and output voltage

4. 결 론

제안한 센서리스 PFC 컨버터는 간단한 교류전압 검출만으로서 제어시스템을 구성하는 것이 가능하며, 직류전압, 교류전류에 대해서 아래와 같은 특성을 가지고 있다.

- 1) 직류출력전압은 제어량 K_d 에 의해 비례 제어하게 된다.
- 2) 교류입력전류는 제어가능범위에서 입력전압과 거의 동상의 정현파로 된다.
- 3) 제어회로에 이용되어지는 회로정수가 적절히 못할 경우 교류전류의 파형이 왜곡되어진다.
- 4) 제안한 방식을 PFC 회로에 사용하면 직류 출력전압과 교류입력전류의 파형에 거의 영향을 미치지 않는다.
- 5) 제어시스템에 복잡한 연산처리가 필요로 하지 않기 때문에 간단하게 구성하는 것이 가능하다.

따라서 제안한 센서리스 PFC 컨버터는 폭넓은 적용이 가능하며, 특히 직류전압과 부하저항이 거의 변화하지 않는 조광 전원에 많이 이용되어질 수 있을 거라 사료된다.

- 감사의 글 -

본 연구는 2003학년도 경남대학교 학술논문게재연구비 지원으로 이루어졌습니다.

References

- (1) T.Ohnishi et al, "Single phase PFC Converter with switching pulse free chopper", Proc. of IPEC-Tokyo 2000, pp1796-1801, 2000.
- (2) 長井, 佐藤, 伊東, 森田, "高効率・低ノイズDCリンク共振三相インバータと轉流制御", 電學論D,120-D,VOL.3, pp.417-422.
- (3) V.R.Stefanovic, "Current Development in AC Drives", IPEC-Tokyo '90, pp382-390, 1990.
- (4) O.Mori and T.Ohnish, "Snubber-less Ripple Free Buck-Boost chopper circuit", IEEJ2000, No.4-50, 2000.

◇ 저자소개 ◇

문 상 필 (文相翊)

1997년 부경대 전기공학과 졸업. 1999년 경남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학).

강 옥 중 (姜旭中)

1994년 부경대 전기공학과 졸업. 1997년 경남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2000년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학).

권 순 걸 (權純杰)

1973년 영남대 전기공학과 졸업. 1980년 부산대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1990년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(공학). 현 경남대 전기전자공학부 교수.

서 기 영 (徐基永)

1965년 한양대 전기공학과 졸업. 1980년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 현 경남대 전기전자공학부 교수.