

입력전압 파형 검출만으로 구성된 단상 PFC 정류회로

°정상화, 이현우, 전중함*, 서기영,
경남대학교 · 대구보건대학*

single-phase PFC rectifier circuit consonant to input voltage waveform detection

°S. H. Jeong, H. W. Lee · J. H. Chun*, K. Y. Suh,
Kyungnam University · Daegu Health College*

Abstract - This propose a simple DC voltage sensor less single phase PFC(Power Factor Correction Circuit) converter by detecting a AC current sensors are not required to construct the control system. The DC voltage is directly controlled by the command input signal $K_d(V_0/V_a)$ for the boost chopper circuit. The DC voltage regulation is small because of the feed forward control for the AC line voltage V_S and no dependence of the circuit parameters. The sinusoidal current waveform in phase with the AC input voltage can be obtained. These characteristics are confirmed by some experiment results.

1. 서 론

최근 다양한 단상 PFC 컨버터가 실용화되어지고 있다. 이러한 단상 PFC 컨버터는 다이오드 브리지와 승압용 초퍼로 간단히 구성되여질 수 있으며, 직류전압을 일정한 기준값으로 제어할 수 있다. 그리고 입력 전압과 전류가 거의 단위 역률로 이루어지는 특성을 가지고 있다. 그러나 시스템의 구성상 직류전압과 교류전압 및 전류등을 검출하여 제어하기 때문에 전체적으로 제어 시스템이 복잡하고, 가격이 비싸며, 신속성등의 문제점들이 대두되어지고 있다.

본 논문에서는 이러한 문제점들을 해결하기 위하여 센스리스 PFC 컨버터 회로를 제안하고자 한다. 제안한 컨버터는 교류 전압파형 검출만으로 전체 시스템을 간단하게 제어하고자 한다. 그리고 초퍼회로에서 제어된 전압량 $K_d(V_0/V_S)$ 에 의해서 직류출력전압을 직접적으로 제어하고자 하며, 직류출력전압의 변동율이 회로의 파라메트에 따른 변화의 특징에 대해서 서술하고자 한다. 이를 실험을 통하여 그 타당성을 증명하고자 한다.

2. 주 회로의 구성 및 제어 시스템

그림 1은 제안한 PFC 컨버터의 주 회로와 제어 시스템을 나타낸 것이다.

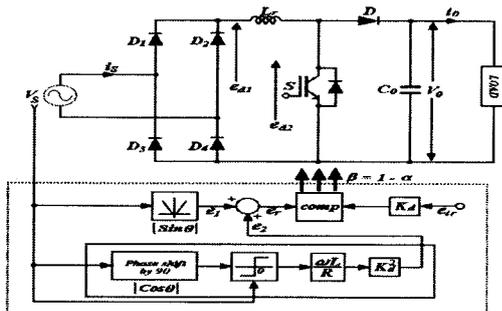


그림 1 주 회로 구성 및 제어시스템
Fig.1. Main circuit composition and control system

제안한 PFC 컨버터 회로는 한 개의 스위칭 소자와 직류측에 인덕턴스를 사용하여 구성하였다. 직류측에 있는 인덕턴스 L_r 는 승압 동작과 스위칭의 고조파 성분을 제거하는 기능을 가지게된다. 그리고 PFC 컨버터로서 정상적인 제어가 가능한 직류출력전압을 알 수 있도록 교류전원의 최대값 이상으로 제한시켰으며, 제어시스템의 구성은 그림 1에 나타난 것처럼 교류전원전압 검출만으로 비교신호 e_r 가 얻어지며, 삼각파 e_{tr} 와의 비교에 의해 승압 초퍼회로에서의 스위칭 신호를 발생시켰다. 또한 직류출력전압 V_0 은 입력전압 V_S 과의 비로서 정의한 제어비 K_d 의 값으로 거의 비례해서 제어하였다. 그리고 정류된 직류전압 e_d 은 한 개의 스위칭 소자를 이용한 소프트형 초퍼회로에 의해 제어되며, 직류전압 V_0 와 교류전류 i_s 는 원하는 값과 파형을 제어하는데 이용되어진다. 교류입력전압 V_S 과 교류전류 i_s 는 다음 식으로 나타내어진다.

$$V_S = \sqrt{2} V_a \sin \omega t \quad (1)$$

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

여기서 V_a 와 I_a 는 교류입력전압과 전류의 실효값을 의미한다. PFC컨버터회로의 정류전압 e_d , 스위칭 소자 S 에 걸리는 단자전압 e_d 에 대해서 미분방정식으로 나타내면 다음과 같다.

$$L_r \frac{di_s}{dt} = e_d - e_a \quad (3)$$

스위칭 소자 S 에 대한 스위칭의 듀티를 α 로 두면, 스위치에 걸리는 전압 e_d 은 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$e_d = (1 - \alpha) V_0 = \beta V_0 \quad (4)$$

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

식 1~식 4에서 다음과 같은 관계식을 얻을 수 있다.

$$\beta V_0 = \sqrt{2} V_a \sin \omega t - \sqrt{2} \omega L_r I_a \cos \omega t \quad (5)$$

등가직류저항 R_e 로 두면 교류전류 I_a 은 다음 식으로 나타내어진다.

$$I_a = V_0^2 / (R_e V_a) \quad (6)$$

여기서 교류전압 V_a 에 대한 직류전압 V_0 의 제어비 K_d 은 다음과 같다.

$$K_d = V_0 / V_a \quad (7)$$

식 5에 식 7을 대입하여 정리하면 다음과 같다.

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

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

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

여기서 e_r , e_1 , e_2 는 그림 1의 제어 시스템에서 측정하는 양이며, 그림 1의 제어 시스템으로서 진폭을 K_d 배한 크기의 삼각파와 e_r 를 비교하고 있는 K_d 변화의 영향을 제거한 스위칭 듀티 β 의 펄스신호를 발생시키기 위한 것이다.

식 8의 우측의 제 항목의 $\omega L_r / R$ 의 계수 K_d 를 제 1번 항의 항에 비해서 대단히 적으므로 식 8은 다음과 같은 근사값으로 나타낼 수 있다.

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

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

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

따라서

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

직류 출력전압은 식 8에 의해 우측 제 2항의 평균값이 0이므로 제 1 항에 의해서 제어특성이 결정된다. 식 8의 양변에 평균을 취하여 구하면 다음 식과 같다.

$$\beta = (2\sqrt{2} / \pi) / K_d = 0.9 / K_d \quad (13)$$

스위칭 듀티 β 는 식 8에 나타난 것처럼 시간계수이므로 전구간에 걸쳐서 제어불능영역이 생성되지 않기 위해서 $\omega t = \pi / 2$ 일 때 다음과 같은 식이 성립된다.

$$K_d \beta = \sqrt{2} \quad (14)$$

이 지점에서 $\beta < 1$ 을 만족하기 위해서는 식 15와 같은 조건에 의해서 전압제어범위의 하한(下限)치를 결정하여야 한다.

$$K_d = \sqrt{2} \quad (15)$$

그러므로 파형율이 생기지 않은 직류전압 제어가능범위는 다음과 같다.

$$\sqrt{2} < K_d < \sqrt{\delta} / (\omega L_r / R) \quad (16)$$

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

이 제어구간 외의 K_d 의 값을 설정할 경우에는 전류의 파형율과 같이 직류전압을 선형적으로 제어하여야 한다. 이상의 결과에서 직류전압의 평균값은 β 의 평균값에 의해서 결정되어진다. 다음과 같은 사항을 정리할 수 있다.

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

3. 실험결과 해석 및 검토

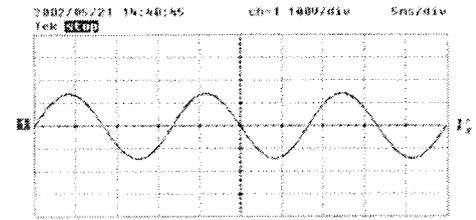
제안한 시스템에 사용된 회로정수는 표 1에 나타내었

다. 그림 2는 $K_d = 2$ 에서 제안한 PFC 컨버터의 동작 파형을 나타낸 것이다. 그림에서 직류출력전압 V_0 는 입력전압의 실효값 100[V]에 대해서 200[V]로 일정하게 유지되는 것을 알 수 있다.

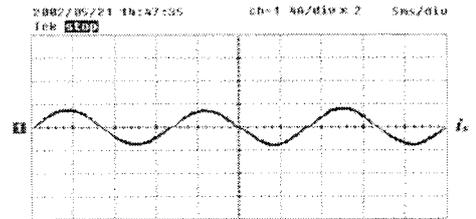
표 1. 제안한 시스템의 회로 정수

Table 1. Circuit parameters of proposed system

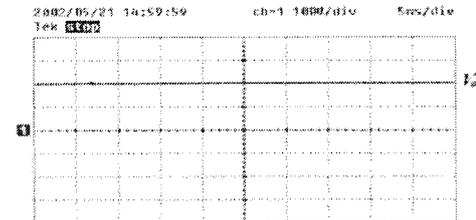
입력전압	V_s	100[V]
주파수	f_s	60[Hz]
평활용 콘덴서	C_0	3000[μ F]
평활용 인덕터	L_r	10[mH]
교류전압에 대한 직류전압의 제어비	$K_d (V_0/V_a)$	2
등가 부하저항	R	100[Ω]



(a)



(b)



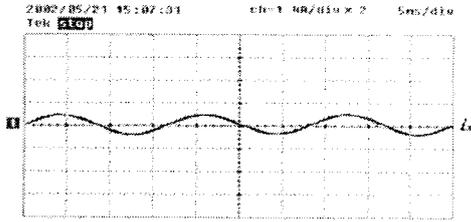
(c)

그림 2 PFC 컨버터의 동작 파형

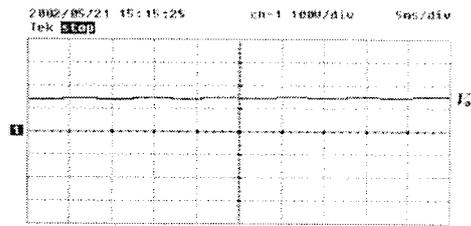
Fig. 2. Operation waveform of PFC converter

그림 3과 그림 4는 제어비 $K_d = 1.5$, $K_d = 2.5$ 로 설정할 때의 각각의 동작 파형을 나타낸 것이다. 그림에서 알 수 있듯이 직류출력전압 V_0 는 각각 150[V]와 250[V]로 유지된다. 이것은 K_d 에 의해서 비교한 값을 제어하며 정현파의 교류전류의 파형을 제어할 수 있는 것을 알 수 있다. 그림 5는 $K_d = 1.0$, $K_d = 4.0$ 일 때의 동작 파형을 나타낸 것이다. 그림 5에서 알 수 있듯이 제어불능영역에서 나타나기 때문에 직류전압은 K_d 와 비례해서 직류 파형이 일그러진 것을 확인하였다. 그림 6은 실험결과에 의해서 구한 직류전압과 K_d 의 제어특

성을 나타낸 것이다. 그림 6에서 식 8의 제 2항목에 해당되는 $\omega L_s/R$ 의 계수가 적을 때에는 비례제어범위가 넓어지며, 제어가능범위에서 직류전압은 K_d 에 의해서 제어 가능한 것을 확인할 수 있다.

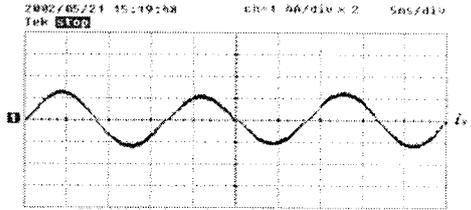


(a)

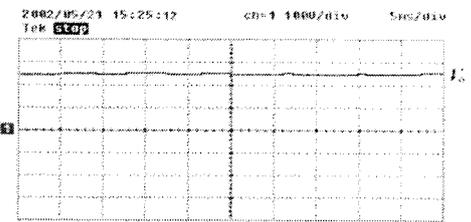


(b)

그림 3 전압제어량 K_d 변화에 따른 동작파형(I)
Fig. 3. Operation waveform by voltage control quantity K_d (I)

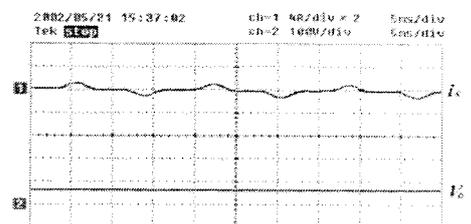


(a)

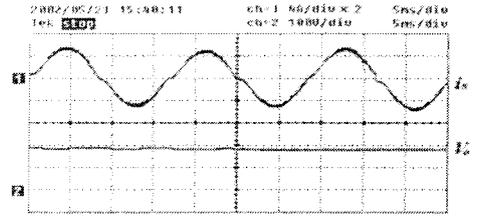


(b)

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



(a)



(b)

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

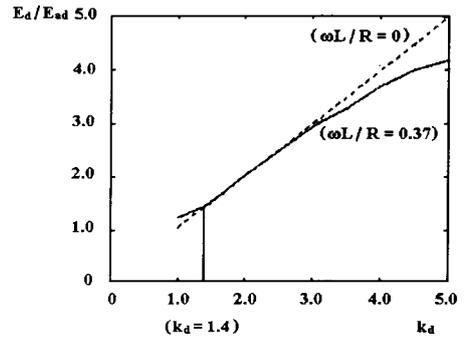
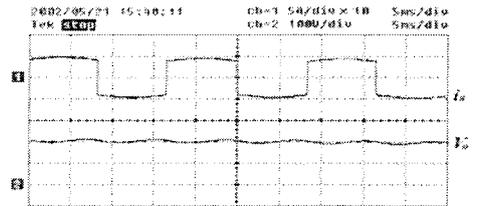
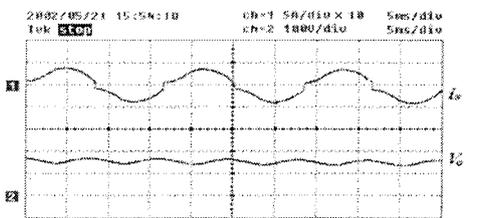


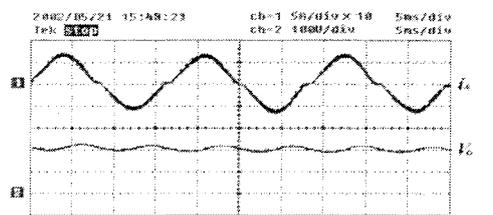
그림 6 제어량 K_d 에 대한 직류전압 제어 특성
Fig. 6. DC voltage control characteristics for control quantity K_d



(a)



(b)



(c)

그림 7 부하 변화시 동작 파형
Fig. 7. Operation waveform for load variations.

그림 7은 부하를 변화시켰을 때 각부의 동작 파형을 나타낸 것이다. 그림 7(a)은 표 1의 회로정수에서 부하 저항만을 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 7(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 $\omega L_r/R = 3.77$ 로 되기 때문에 제어가능범위를 초과하는 것을 의미한다. 그림 7(c)은 부하저항의 변화에 비례하여 인덕턴스의 값을 변화했을 때의 제어동작파형을 나타낸 것이다. 이 경우는 $\omega L_r/R$ 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 8은 부하저항이 변화했을 때 직류출력전압의 변동을 나타낸 것이다. 그림 9는 교류입력전압이 변화했을 때의 직류출력전압 및 교류전압 파형에서의 영향을 나타낸 것이다. 그림(a)은 교류입력전압을 110[V]로 높게 할 경우, 그림(b)은 90[V]로 낮게 할 경우에 있어서 파형을 나타내고 있다. 그림 10은 교류입력전압과 직류출력전압의 관계를 나타낸 것이다.

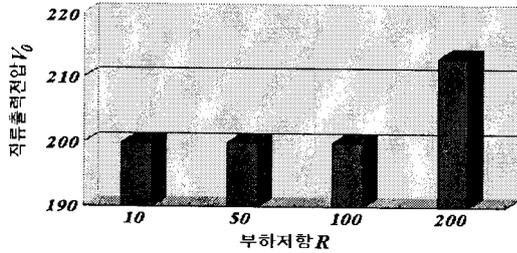
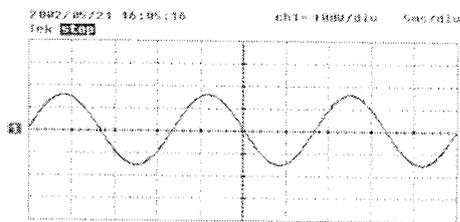
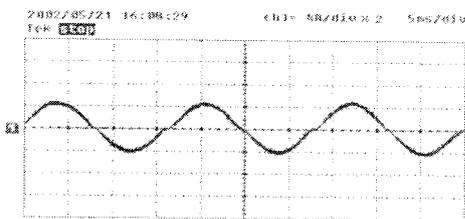


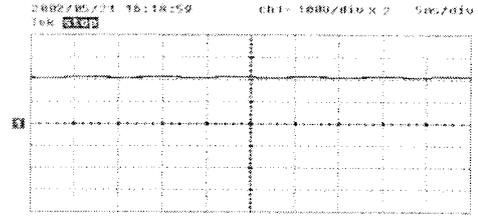
그림 8 부하저항과 출력전압의 관계
Fig. 8. Relation of load resistance and output voltage



(a)



(b)



(c)

그림 9 입력전압 변화시의 동작 파형(I)
Fig. 9. Operation waveform for input voltage variations.

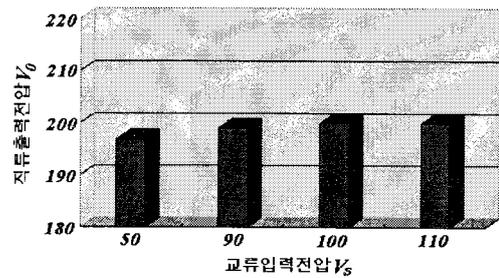


그림 10 입력전압과 출력전압의 관계
Fig. 10. Relation of input voltage and output voltage

3. 결 론

제안한 PFC 컨버터는 간단한 교류전압검출만으로서 제어시스템을 구성하는 것이 가능하며, 직류전압, 교류전류에 관해서 아래와 같은 특징을 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 직류출력전압과 교류입력전류의 파형에 거의 영향을 미치지 않는다.
- 5) 제어시스템에 복잡한 연산처리가 필요로 하지 않기 때문에 간단하게 구성하는 것이 가능하다.

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

(참 고 문 헌)

- [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, VOL3, pp.417-422.
- [3] V. R. Stefanovic, "Current Development in AC Drives", IPEC-Tokyo'90, pp382-390, 1990.
- [4] O. Mori and T. Ohnishi, "Snubber-less Ripple Free Buck-Boost chopper circuit", IEEJ2000, No.4-50, 2000