

단상 PWM 컨버터의 역률 및 고조파 보상을 위한 교류전압 검출기가 없는 새로운 제어기

전 영 수\*, 백 승택, 김 희 중, 한 병 문  
 명지대학교 전기공학과

New Controller for Power Factor and Harmonics Compensation of Single-Phase PWM Converter without AC Voltage Sensor

Y. S. Jon, S. T. Baek, H. J. Kim, B. M. Han  
 Myongji University

**Abstract** - In this paper, A new controller for power factor and harmonics compensation of a single-phase PWM converter is described. The proposed controller requires only the dc voltage sensor and the ac current sensor to compensate the power factor and harmonics. Detail simulation model with EMTDC (Electro-Magnetic Transient program for DC transmission) including power circuit and controller was developed to verify the operation of proposed controller. The application feasibility of the proposed controller was verified through experimental works with a prototype. The proposed controller has a simple structure in the point of hardware implementation, and shows excellent performance in normal operation as well as in sudden load change.

1. 서 론

최근 수요가 급증하고 있는 소용량 스위칭 모드전원은 단상 교류로부터 일정 직류전압을 얻기 위해 다이오드 브리지와 부하 사이에 필터캐패시터가 병렬로 삽입되어 있는데, 이 필터캐패시터는 입력 교류전류를 펄스형태로 만들어 역률의 저하와 고조파비율의 상승을 초래한다. 이러한 단점을 해결하기 위해 가장 많이 사용되고 있는 방식이 다이오드 브리지와 필터캐패시터 사이에 승압초퍼를 삽입하는 것이다.[1]

그런데 승압초퍼를 삽입할 경우 직류전압의 리플 감소와 소형경량화를 위해 스위칭 주파수를 높이는 것이 바람직하나 이에 따른 스위칭 손실이 증가하여 시스템의 효율이 저하한다. 또한 추가의 반도체소자와 수동소자를 요하고 직류 측에 전압강하와 손실을 유발하는 단점을 갖는다.

이러한 단점을 개선하고자 2개의 스위칭 소자와 2개의 다이오드로 구성된 단상 PWM 컨버터를 사용하는 방법이 제안되었다.[2,3] 이 경우 승압초퍼를 사용하는 방식에 비해 1개의 스위칭 소자가 증가하는 대신에 3개의 다이오드를 절감할 수 있는 장점이 있다. 반면에 제어가 다소 복잡해진다는 단점이 있다.

단상 PWM 컨버터가 역률과 고조파를 보상하도록 동작하기 위해서는 입력전압, 입력전류, 직류전압을 검출하기 위한 3개의 검출기가 필요하다.[4,5,6] 그런데 입력전압의 경우 검출기로 직접 측정하지 않고 나머지 2개의 검출기로 측정할 값으로부터 이론적으로 추정이 가능하다.

본 논문에서는 이 점에 착안하여 입력전압 검출기가 없는 새로운 제어기를 설계하고 그 성능을 분석한 내용에 대해 기술하고 있다. 제안하는 제어기의 성능분석을 위해 EMTDC를 이용한 시뮬레이션을 실시하였고 실험

타당성을 확인 할 목적으로 제안하는 제어기가 포함된 단상 PWM 컨버터를 제작하여 실험을 실시하였다. 제안하는 제어기는 정상상태뿐만 아니라 과도상태에서도 우수한 성능을 보여 기존의 제어기를 대체 가능할 것으로 보이며 구조가 간단하여 가격측면에서도 경쟁력이 있을 것으로 판단된다.

2. 본 론

2.1 단상 PWM 컨버터

단상 PWM 컨버터의 전력회로는 그림 1에 보인 것처럼 참고문헌 [2,3,4]에 기술된 것과 동일한 구성으로 되어 있다. 기존 다이오드 브리지의 한 폴을 역 다이오드가 있는 한 쌍의 스위치로 대체하였으며, 스위칭으로 발생하는 류입력전류의 고조파 저감을 위해 입력전원에 리액터를 삽입한 구조이다. 스위치  $S_1$ 과  $S_2$ 는 PWM 방식으로 동작하고 다이오드  $D_1$ 과  $D_2$ 는 고속이 아닌 통상의 정류다이오드로 구성된다. 이 시스템은 다음과 같은 장점이 있기 때문에 최근까지 활발한 연구와 실험이 수행되고 있다.

- (1) 역률을 높임과 동시에 정현파에 가까운 전류 파형을 얻을 수 있다.
- (2) 어떤 순간에도 전류의 흐름에는 두개의 반도체 소자만 관여하기 때문에 전압강하를 줄일 수 있다.
- (3) 스위치  $S_1$ 과  $S_2$ 를 거치는 실효전류의 정격이 낮기 때문에 소자의 크기 및 정격을 줄일 수 있다.

단상 PWM 컨버터의 동작 모드별 스위치 상태를 표 1에 나타내었다. 컨버터부의 동작은 4개의 동작모드로 나눌 수 있다.

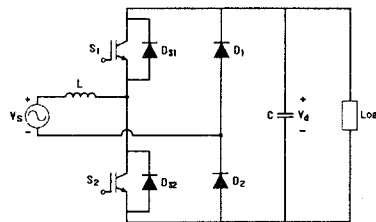


그림 1. 단상 PWM 컨버터

입력전압  $v_s$ 가 양(+)의 반주기 동안에는 Mode 1과 Mode 2를 반복하고,  $v_s$ 가 음(-)의 반주기 동안에는 Mode 3과 Mode 4를 반복한다.

표 1. 스위치 상태별 동작모드

Mode \ Switch	$v_s > 0$		$v_s < 0$	
	Mode 1	Mode 2	Mode 3	Mode 4
$S_1 / D_{S1}$	OFF / OFF	ON / ON	ON / OFF	OFF / OFF
$S_2 / D_{S2}$	ON / ON	OFF / OFF	OFF / OFF	ON / ON
$D_1$	OFF	OFF	ON	ON
$D_2$	ON	ON	OFF	OFF

단상 PWM 컨버터가 일정한 직류전압을 유지하면서 교류 측 입력전류의 역률과 고조파를 동시에 보상하기 위해서는 직류전압 검출기, 입력전류 검출기, 입력전압 검출기를 필요로 한다.[5][6] 그림 3은 대표적인 3개의 입력 검출기를 사용하는 단상 PWM 컨버터용 제어기이다.

제어기의 동작원리는 다음과 같다. 입력전압을 측정하여 동기화된  $\sin \omega t$ 를 얻어내고, 직류전압 레퍼런스 값과 측정값을 비교하여 그 오차에 상수 K를 곱한다. 이 두개의 값을 곱하면 기준 전류값  $i_s^*$ 을 얻을 수 있고 이를 측정된 입력전류  $i_s$ 와 비교하여 입력전류의 측정값  $i_s$ 가 레퍼런스 값인  $i_s^*$ 을 추종할 수 있도록 제어한다.

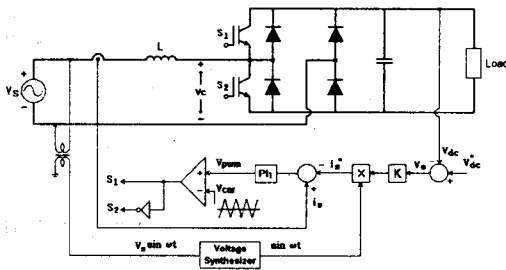


그림 3. 전력 회로도 및 제어 블록도

2.2 제안하는 제어기

제어기는 전체 시스템의 성능과 신뢰도에 밀접한 관계를 가지므로 시스템의 신뢰도를 향상하고 가격을 저하시키기 위해서는 가능한 검출기의 개수를 저감시키는 것이 필요하다. 본 연구는 이러한 점에 착안하여 직류전압과 입력전류 검출기만 갖는 새로운 제어기를 제안한다. 직류전압검출기와 입력전류 검출기는 과전압이나 과전류 보호를 위해 검출기를 반드시 필요로 하나 입력전압 검출기는 이러한 제약이 없기 때문에 제거가 가능하다. 입력전압 검출기가 없는 대신 커플링 리액터에 걸리는 전압이 무시될 정도면 입력전류와 직류전압으로부터 입력전압을 추정할 수 있다. 이러한 방식은 다음과 같은 특징을 갖는다.

- (1) 입력전압 검출기를 제거하면서도 제어기의 구조가 간단하여 회로의 저가, 소형화를 이룰 수 있다.
- (2) 입력리액터의 전압 보상 및 데드타임 보상을 함으로써 입력전류파형을 개선하고 역률 보상을 제어할 수 있다.
- (3) 부하의 급격한 변동에도 신속하게 입력전압의 추정이 가능하다.

입력전압 검출기가 없는 단상 PWM 컨버터의 회로 구성이 그림 4에 나타나있다. 컨버터제어는 진폭변조를 통한 PI 보상기를 사용한 입력전압 추정 제어 방식을 사용하고 있다. 그림 4의 주 회로에서 식(5)가 성립하고, 입력 리액터 L의 값이 충분히 작으면 식(5) 우변의 첫 번째 항을 무시할 수 있기 때문에 컨버터 출력전압  $v_c$ 의 평균치는 보통 입력전압  $v_s$ 에 일치한다.

$$v_s(t) = \frac{L di_s(t)}{dt} + v_c(t) \cong v_c(t) \quad (5)$$

따라서 그림 4의 제어 블록도에서처럼 입력전압을 추정하는 기준 정현파로서  $v_c$ 의 제어 지령치인  $\hat{v}_c$ 을 사용한다. 컨버터 추정전압  $\hat{v}_c$ 는 실제 입력전류값  $i_s$ 와 측정된 입력전류값  $i_s^*$ 을 비교하여 PI제어기를 거쳐 얻어진다.

$$\hat{v}_c(s) = (i_s^* - i_s)(k_p + \frac{k_i}{s}) \quad (6)$$

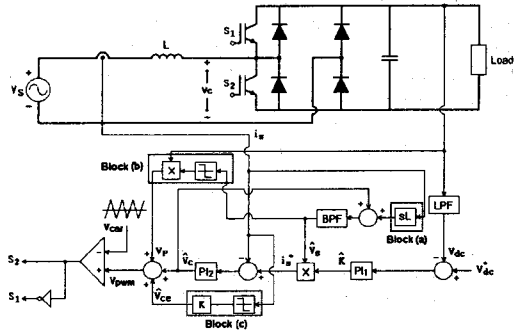


그림 4. 전력 회로도 및 제어 블록도

식(5)에서 실제로는 교류 측에 삽입한 리액터 L에 의한 전압강하가 발생하기때문에 이는 제어기 출력  $\hat{v}_c$ 에 왜곡을 발생시킨다. 따라서 그림 4의 블록(a)에 표시한 것 같이 입력전류  $i_s$ 가 미분회로를 통과하여 L에 의한 전압강하를 산출하고 이를  $\hat{v}_c$ 에 더함으로써 L에 의한 전압강하의 영향을 보정한다.

입력전류를 보다 정확한 정현파로 보정하기 위해서 제어값인  $\hat{v}_c$ 의 극성에 따라 직류전압을 따로 제어해야할 필요가 있다. 따라서 그림 4의 블록(b)에 나타난 것처럼  $\hat{v}_c$ 의 극성을 검출하여 이에 직류전압의 값을 곱하는 회로를 추가하여 직류전압을 제어함으로써 PI제어기의 제어스트레스를 감소시켰다. 또한 PWM 컨버터 하드웨어에 제안한 제어기를 적용한 경우,  $v_c$ 의 평균치와  $\hat{v}_c$ 간의 PWM화 이외에 각 스위치의 데드타임  $t_d$ 에 의한 전압강하 오차가 생기고, 입력전압 추정에 큰 영향을 미친다. 그림 6은 데드타임 기간 중에 있어서 오차전압의 관계를 표시하였고 데드타임  $t_d$ 에 있어서  $v_c$ 는 입력전류  $i_s$ 의 극성에 의한 식 (8)과 같이 결정된다.

$$v_c = \pm V_{dc}/2 (i_s > 0, i_s < 0) \quad (8)$$

$t_d = 0$ 의 이상적인 출력전압에 대한 오차전압  $\hat{v}_{ec}$ 는 그림 6에 의해 높이  $V_{dc}$ , 폭  $t_d$ 의 펄스가 된다.  $\hat{v}_{ec}$ 는 삼각파 캐리어의 한 주기에 한 펄스 발생하고 그 평균치는 방형파가 된다.

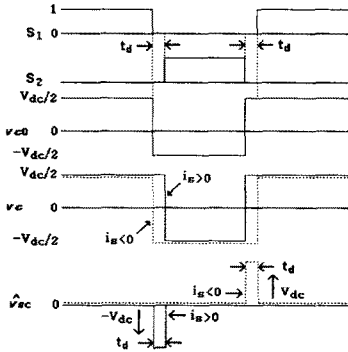


그림 6. 데드타임  $t_d$  구간의 에러전압  $\hat{v}_{ec}$

또 그 기본파 위상은  $i_s$ 의 위상과 일치하고, 구형파의 파고치는 식 (9)로 결정된다. 여기서  $f_c$ 는 삼각캐리어의 주파수를 나타낸다. 제안하는 제어기는 입력전류  $i_s$ 의 극성을 검출하고, 오차전압의 평균치인 구형파  $\hat{v}_{ec}$ 를  $\hat{v}_c$ 에 더해서 간단히 데드타임을 보상한다.

$$\hat{v}_{ec} = t_d \cdot V_{dc} \cdot f_c \quad (9)$$

### 2.3 EMTDC 시뮬레이션

본 논문에서는 제안하는 제어기의 동작과 성능을 검증하고 전체 시스템의 성능분석을 위해 EMTDC를 이용한 시뮬레이션을 실시하였다.

그림 7은 EMTDC로 구성된 단상 PWM 컨버터의 전체 전력 회로도 및 제어부를 나타낸 것이다. 실제 하드웨어 설계시를 고려하여 하드웨어 시스템에 최대한 근접하게 회로를 구성하였고 시뮬레이션에서 사용한 회로정수는 표 2와 같다.

표 2. 시뮬레이션 회로정수

입력전압 ( $v_s$ )	AC 100 [ $V_{rms}$ ]
입력측 리액턴스 ( $L$ )	4 [ $mH$ ]
출력측 캐패시터 ( $C$ )	2200 [ $\mu F$ ]
부하저항 ( $R_s$ )	100 [ $\Omega$ ]
스위칭 주파수 ( $f_s$ )	15 [ $kHz$ ]
부하용량 ( $P$ )	1000 [ $W$ ]

그림 7에서처럼 리액터  $L$ 에 의한 전압 강하분을 산출하기 위해 미분기를 사용하면 노이즈 성분이 많이 존재하기 때문에 저역통과 필터(Low pass filter)나 대역통과 필터(Band-pass filter)를 통해 노이즈를 제거해야 한다. 본 논문에서는 대역통과 필터를 사용하였으며, 컷오프 주파수를 60Hz로 설계하고 컷오프 주파수/밴드폭을 나타내는 Q Factor는 1.0으로 설계하였으며, 이득은 1.0으로 하였다.

그림 8은 시뮬레이션 입력전압과 전류의 파형을 나타낸 것이다. 전류는 전압과의 위상관계를 살펴보기 위해 15배 증폭한 값을 사용하였다.

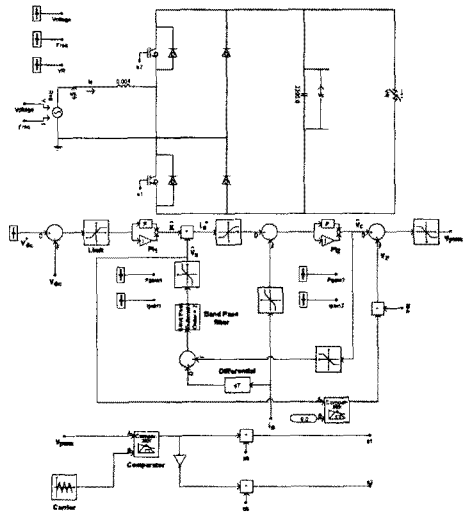
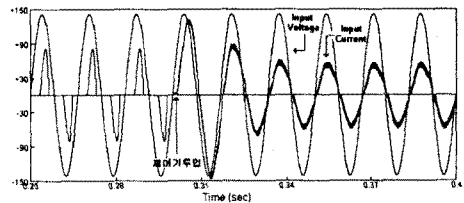
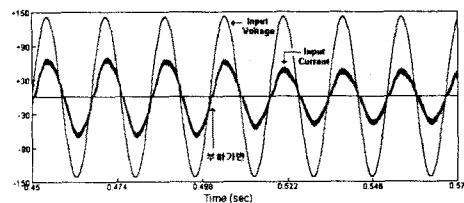


그림 7. 시뮬레이션 시스템 회로 및 제어 회로도

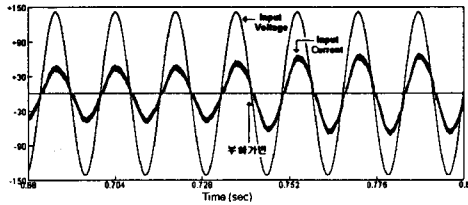
그림 8(a)는 제어기 동작 전·후의 입력전압 및 전류파형을 나타낸 것이며, 제어기 동작 시 입력전류가 입력전압과 동상이 됨을 알 수 있고, 입력전류가 입력전압의 파형과 거의 유사한 모습으로 정현파의 형태로 나타남을 알 수 있다. 따라서 역률보상 및 고조파 전류의 크기를 줄일 수 있다는 것을 보여준다. 그림 8(b)는 제어기 투입 후 부하 가변시 입력전압과 전류의 파형을 나타낸 것이다. 부하를 80 $\Omega$ 에서 120 $\Omega$ 으로 가변 시 입력전류가 부하변동에 빠르게 추종하는 모습을 볼 수 있다. 또한 그림 8(c)는 부하를 120 $\Omega$ 에서 80 $\Omega$ 으로 가변 시, 입력전압과 전류의 파형이다. 마찬가지로 부하가 감소하였을 경우에도 입력전류가 부하변동에 빠르게 추종함을 볼 수 있다.



(a) 제어기 투입 전·후의 입력전압과 전류의 파형



(b) 부하 가변 시 (80 $\Omega$   $\rightarrow$  120 $\Omega$ ) 입력전압과 전류파형



(c) 부하가변 시 ( $120\Omega \rightarrow 80\Omega$ ) 입력전압과 전류파형

그림 8. 시스템 입력전압과 전류 파형

#### 2.4 하드웨어 실험 및 결과

실제 시스템을 구현하는데 타당성을 검토하기 위해 시뮬레이션에 사용된 전력회로와 제어를 하드웨어 프로토타입으로 제작하고 실험을 실시하였다. 그림 9는 전력회로와 제어기의 구성을 나타낸 것이다. 전력회로는 단상전원과 단상PWM컨버터, 그리고 저항부하로 구성되어 있고 제어기는 OP amp와 검출소자를 기능별로 모듈화하여 구성하였다. 표 3은 단상PWM컨버터 회로에 사용된 소자의 회로정수이다.

표 3. 실험 회로 정수

입력전압 ( $v_s$ )	AC 100 [ $V_{rms}$ ]
입력측 리액턴스 ( $L$ )	4 [ $mH$ ]
출력측 캐패시터 ( $C$ )	2200 [ $\mu F$ ]
부하저항 ( $R_o$ )	100 [ $\Omega$ ]
스위칭 주파수 ( $f_s$ )	15 [ $kHz$ ]
부하용량 ( $P$ )	1000 [ $W$ ]

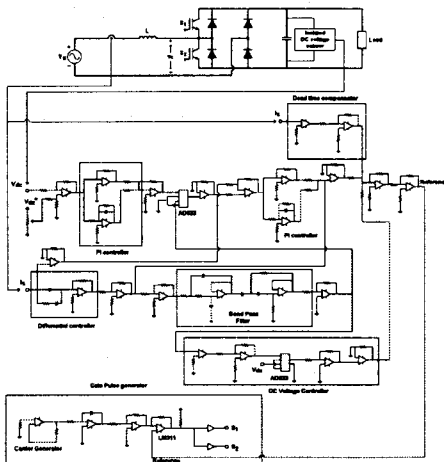
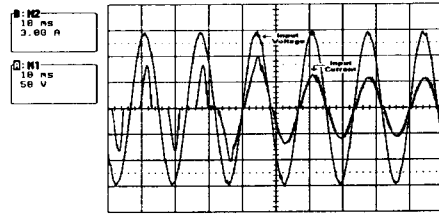


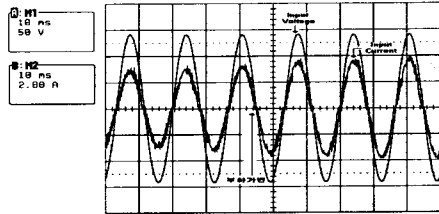
그림 9. 전체 시스템 회로도

그림 10(a)는 제어기 동작 전과 동작 후 입력전압과 전류의 파형을 나타내고 있다. 시뮬레이션 결과에서처럼 제어기 동작 전은 전형적인 캐패시터 삼입형 정류기의 입력전압 및 전류의 파형이었으나 제어기 동작 후 입력전압과 전류는 서로 동상이 되어 역률이 거의 1.0 가까이 제어되고, 전류의 모양도 정현파가 됨을 확인할 수 있다. 그림 10(b)와 그림 10(c)는 부하가변 시 전류의 파형을 나타낸 것이다.  $80\Omega$ 에서  $120\Omega$ 으로 가변시의 전류

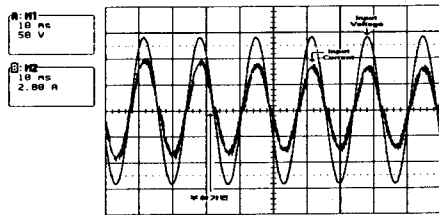
파형이 그림 10(b)에 나타나 있으며  $120\Omega$ 에서  $80\Omega$ 으로 가변 시 전류파형이 그림 10(c)에 나타나 있다. 부하가변 시에도 전류는 정현파를 유지하며 과도상태 응답이 우수함을 볼 수 있다.



(a) 제어기 투입 전·후 입력전압과 전류파형



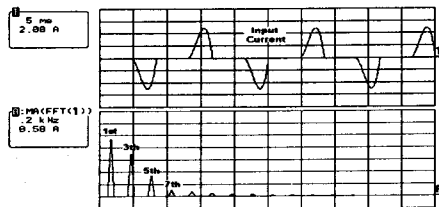
(b) 부하가변 시( $120\Omega \rightarrow 80\Omega$ ) 입력전압과 전류파형



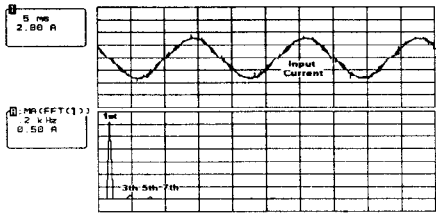
(c) 부하가변( $80\Omega \rightarrow 120\Omega$ )시 입력전압과 전류파형

그림 10. 입력전압과 전류의 실험파형

그림 11은 제안하는 제어기의 우수성을 그림 3에 보인 3개 검출기를 사용하는 제어기의 성능과 비교분석한 것이다. 그림 11(a)는 제어기 동작 전 입력전류의 파형과 FFT 분석 결과를 나타낸 것이다. 3고조파와 5고조파가 크게 함유되어 있음을 볼 수 있다. 그림 11(b)는 본 논문에서 제안하는 제어기를 사용하였을 경우 입력전류의 FFT분석을 실행한 결과 파형이다. 3고조파와 5고조파가 대폭 감소함을 볼 수 있다. 따라서 그림 3에 보인 제어기를 사용한 경우와 비교할 때 성능면에서 대단히 우수한 것을 알 수 있다.



(a) 제어기 동작전 입력전류 및 FFT 분석



(b) 제안하는 시스템의 제어기 동작 시 입력전류 및 FFT분석

그림 11. 입력전류 FFT 분석 결과

### 3. 결 론

본 논문에서는 입력전압 검출기가 없는 새로운 제어기를 설계하고 그 성능을 분석한 내용에 대해 기술하였다. 제안하는 제어기의 성능분석을 위해 EMTDC를 이용한 시뮬레이션을 실시하였고 실용타당성을 확인 할 목적으로 제안하는 제어기가 포함된 단상 PWM 컨버터를 제작하여 실험을 실시하였다. 실험결과를 통하여 제안하는 제어기는 정상상태뿐만 아니라 과도상태에서도 우수한 성능을 보여 기존의 제어기를 대체 가능할 것으로 보이며 구조가 간단하여 가격측면에서도 경쟁력이 있을 것으로 판단된다. 또한 단상 PWM 컨버터가 승압초퍼가 삽입된 다이오드정류기를 대체하는데 큰 역할을 할 것으로 보인다.

#### [참 고 문 헌]

- [1] Jay Rajangopalan, Fred C. Lee and Paolo Nora, "A general Technique for Derivation of Average Current Mode Control Laws for Single-Phase Power-Factor-Correction Circuit Without Input Voltage Sensing," IEEE Trans. on power electronics, vol. 14, no. 4, July 1999.
- [2] P.N. enjeti and R. Martinez, "A high performance single phase ac to dc rectifier with input power factor correction," in IEEE APEC'93 conf. Rec., Feb. 1993, San Diego, CA. pp. 190-195.
- [3] W. I. Tasi and Y. Y. Sun, "Modeling and control of single phase switching mode rectifiers with near optimum dynamic regulation," in IEEE IECON'91, pp. 501-506.
- [4] M. J. Kocher and R. L. Steigerwald, "An ac-to-dc converter with high quality input waveform," IEEE Trans. on Industry Application, vol. 19, no. 4, pp. 586-593, July, 1983.
- [5] G. H. Rim, W. H. Kim, and I. Kang, "A Simplified analog controller for power factor correction converters," IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 42, no. 4, pp. 417-418, August, 1995.
- [6] Jee-Woo Lim and Bong-Hwan Kwon, "A Power-Factor Controller for Single-Phase PWM rectifiers," IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 46, no.5, pp. 1035-1037, October, 1999.