

# 2개의 입력센서를 갖는 단상 PWM 컨버터용 고조파 및 역률 제어기

論 文

53B-10-5

## Harmonics and Power Factor Controller for Single-Phase PWM Converter Using Two Input Sensors

全永秀\* · 李景彬\*\* · 韓炳文† · 韓后錫\*\*\*

(Young-Soo Jeon · Kyung-Bin Lee · Byung-Moon Han · Hoo-Sek Han)

**Abstract** - In this paper, a new controller for a single-phase PWM converter is described, which requires only two input parameters, the dc voltage and the ac current. 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.

**Key Words** : 단상 PWM 컨버터, 역률, 고조파, 입력전압 센서

### 1. 서 론

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

승압초퍼를 삽입할 경우 직류전압의 리플감소와 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 대신 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] 기존의 승압초퍼 삽입

방식은 전원전압의 센서를 제거하여 사용할 수 있으나[7], 단상 PWM 컨버터 방식은 센서를 제거하지 못하였다. 그러나 입력전압의 경우 검출기로 직접 측정하지 않고 나머지 2개의 검출기로 측정된 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 시뮬레이션을 실시하였고 실용성과 타당성을 검증하기 위하여 제안하는 제어기가 포함된 단상 PWM 컨버터의 제작과 실험을 실시하였다.

### 2. 단상 PWM 컨버터

단상 PWM 컨버터의 전력회로는 그림 1에 보인 것처럼 참고문헌 [2,3,4]에 기술된 것과 동일한 구성으로 되어있다. 기존 다이오드브리지의 한 풀을 역 다이오드가 있는 한 쌍의 스위치로 대체하였다.

스위칭으로 발생하는 입력전류의 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.

● 역률을 개선할 수 있으며 동시에 정현파에 가까운 전류 파형을 입력 측에서 얻을 수 있다.

● 어떠한 순간에도 전류의 흐름에는 두개의 반도체 소자만 관여하기 때문에 승압초퍼에 의한 보상 방식과 비교하여 전압강하를 줄일 수 있다.

● 스위치  $S_1$ 과  $S_2$ 를 거치는 실효전류의 정격이 낮기 때문에 소자의 크기 및 정격을 줄일 수 있다.

† 교신저자, 正會員: 明知大 電氣工學科 教授 · 工博

E-mail : erichan@mju.ac.kr

\* 學生會員: 明知大 電氣工學科 碩士課程

\*\* 正會員: (株)三星電子 研究員

\*\*\* 正會員: 서울大 基礎電力研究院 先任研究員 · 工博

接受日字: 2004年 4月 2日

最終完了: 2004年 8月 16日

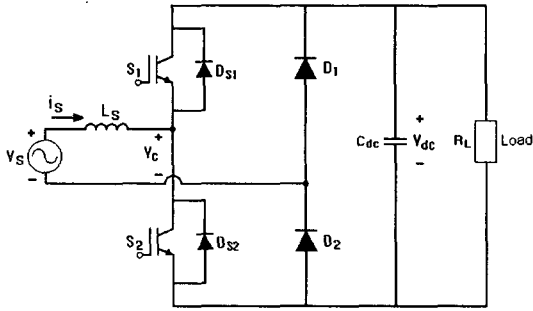


그림 1 단상 역률보정 PWM 컨버터

Fig. 1 Single-phase PWM converter with power factor correction

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

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

Table 1. Operation mode to switch states

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

**A. Mode 1 : \$S\_2\$와 \$D\_2\$를 통한 환류모드**

입력전압의 극성이 양(+)의 반주기일 경우, 스위치 \$S\_1\$이 턴-오프되고 \$S\_2\$가 턴-온 상태일 때 전류는 스위치 \$S\_2\$와 다이오드 \$D\_2\$를 통해 흐르며, 리액터에 흐르는 전류는 증가하게 되고 자기 에너지가 저장된다. 캐패시터 \$C\_{dc}\$는 전압 \$kV\_{dc}\$로 초기 충전되어 있고 이 모드에서 방전을 시작하여 부하에 전류를 공급한다. 이에 대한 회로 방정식은 다음과 같다.

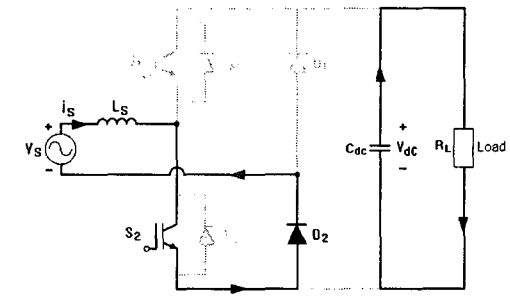
$$v_s - L_s \frac{di_s}{dt} = 0 \tag{1}$$

\$v\_s\$ 와 \$i\_s\$는 각각 입력전압, 전류이고, \$L\_s\$은 교류 측 필터 인덕턴스이다.

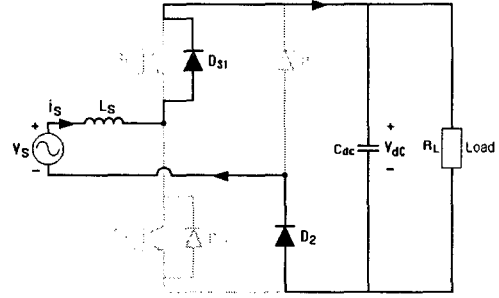
**B. Mode 2 : \$D\_{S1}\$과 \$D\_2\$를 통한 전력전달모드**

스위치 \$S\_1\$이 턴-온 되고 스위치 \$S\_2\$가 턴-오프 상태일 때 리액터 \$L\_s\$에 저장되어 있던 에너지는 스위치의 역병렬 다이오드 \$D\_{S1}\$과 다이오드 \$D\_2\$, \$L\_s\$를 통해서 캐패시터와 부하로 공급되며 회로 방정식은 다음과 같다.

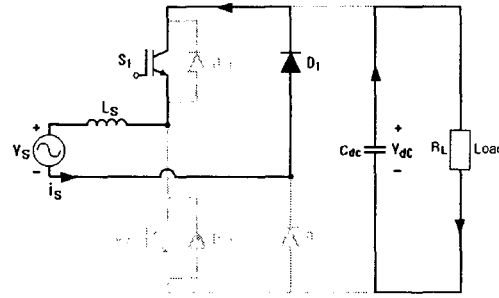
$$v_s - L_s \frac{di_s}{dt} - V_{dc} = 0 \tag{2}$$



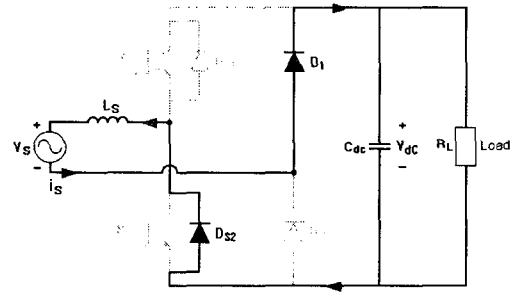
(a) Mode 1



(b) Mode 2



(c) Mode 3



(d) Mode 4

그림 2. 스위치 상태별 동작모드

Fig. 2 Operation mode to switch states

**C. Mode 3 : \$S\_1\$과 \$D\_1\$을 통한 환류모드**

입력전압의 극성이 음(-)의 반주기일 경우, 스위치 \$S\_1\$이 턴-온하고 \$S\_2\$가 턴-오프 상태일 때 전류는 스위치 \$S\_1\$과 다이오드 \$D\_1\$, 리액터 \$L\_s\$를 통해서 흐르며, 리액터에 자기에너지가 다시 저장된다. 이 때 캐패시터 \$C\_{dc}\$는 방전을 시작하여 부하에 전류를 공급한다. 이 모드에 대한 회로 방정식은 다음과 같이 표현 할 수 있다.

$$v_s - L_s \frac{di_s}{dt} = 0 \tag{3}$$

**D. Mode 4 : D<sub>1</sub>과 D<sub>S2</sub>을 통한 전력전달모드**

스위치 S<sub>1</sub>이 턴-오프 되고 스위치 S<sub>2</sub>가 턴-온 상태 일때 리액터에 저장되어 있던 에너지는 스위치의 역병렬 다이오드 D<sub>S2</sub>와 다이오드 D<sub>1</sub>과 L<sub>s</sub>를 통해 캐패시터와 부하로 공급 된다. 이에 대한 회로 방정식은 다음과 같다.

$$v_s - L_s \frac{di_s}{dt} + V_{dc} = 0 \tag{4}$$

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. 먼저 직류전압 V<sub>dc</sub>는 기준전압 V<sub>dc</sub><sup>\*</sup>와 비교기에 의해서 그 에러가 계산된다. 여기에서 발생하는 에러 값에 이득 K를 곱하고, 여기에 PT로 측정된 입력전압에서 얻은 동기화된 sinωt를 곱한다. 그 결과 기준 입력 전류 값 i<sub>s</sub><sup>\*</sup>을 얻을 수 있고 이를 측정된 입력 전류 i<sub>s</sub>와 비교하여 PWM 전압신호를 발생하기 위해 PI 제어기를 통과시킨다. 이렇게 얻어진 V<sub>PWM</sub>은 캐리어 V<sub>CAR</sub>과 비교하여 PWM 펄스를 발생한다.

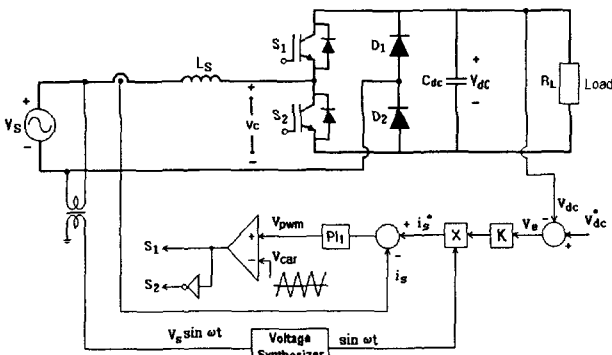


그림 3. 기존 3개의 입력 센서에 의한 제어기  
Fig. 3. Controller with three input sensors

**3. 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 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.

- 입력 리액터의 전압 보상 및 컨버터 스위치에 의한 데드타임 보상을 함으로써 시스템 성능을 향상할 수 있다.

- 제안하는 제어기는 부하의 급격한 변동에도 신속하게 입력전압의 추정이 가능하며 과도상태에서도 컨버터의 운용이 용이하다.

- 입력 전압 검출기를 제거하면서도 제어기의 구조가 간단하여 회로의 저가, 소형화를 이룰 수 있다.

입력전압 검출기가 없는 단상 PWM 컨버터의 회로 구성을 그림 4에 나타내었다. 컨버터제어는 진폭변조를 통한 PI 보상기를 사용한 입력전압 추정 제어 방식을 사용하고 있다. 그림 4의 주 회로에서 Kirchoff's의 전압 법칙에 의하면 식(5)가 성립한다. 만일 교류 리액터 L<sub>s</sub>의 값이 충분히 작으면 식(5) 우변의 첫 번째 항을 무시할 수 있기 때문에 컨버터 출력전압 v<sub>c</sub>의 입력전압 v<sub>s</sub>와 일치한다.

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

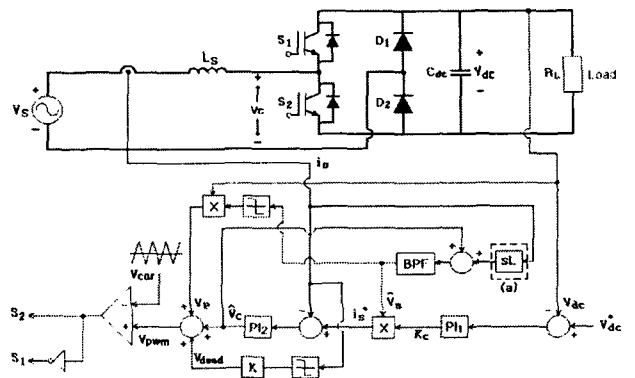


그림 4. 제안하는 2개의 입력 센서에 의한 제어기  
Fig. 4. Proposed controller with two input sensors

그림 5는 컨버터를 이상적인 증폭기로 모델링 한 경우 전류제어기의 블록도를 나타낸 것이다. 여기서 k<sub>m</sub>은 제어 회로에서 주 회로까지의 이득, k<sub>c</sub>는 PI<sub>1</sub>제어기에서의 출력 값, 그리고 k<sub>p</sub>, k<sub>i</sub>는 PI<sub>2</sub>보상기의 비례이득과 적분이득을 나타낸다. PI이득이 충분히 크고, 입력 리액터 L이 충분히 작은 경우(0.1mH~1mH), 입력전류 i<sub>s</sub>는 입력전압 V<sub>s</sub>와 같은 비율로 일치한다는 것을 알 수 있다.

제어이론에 의해 이를 수식으로 표시하면 식(7)과 같이 성립함을 알 수 있다.

$$\frac{i_s(s)}{v_s(s)} = \frac{s - k_c G_{BPF}(s)(sk_p + k_i)}{sL's - k_c G_{BPF}(s)(sk_p + k_i) - k_{PWM}(sk_p + k_i)} \cong \frac{k_c}{k_m} \tag{6}$$

수식 (6)이 성립하면 제어기의 입력전압 검출기를 제거하는 것이 가능하다. 그러나 실제로는 교류 측에 삽입한 리액터 L에 의해 전압강하가 발생하고 이는 제어기 출력 v<sub>c</sub>에 왜곡을 발생시킨다. 따라서 그림 4의 블록(a)에 표시한 것 같이 입력전류 i<sub>s</sub>가 미분회로를 통과하여 L에 의한 전압강하를 산출하고 이를 v<sub>c</sub>에 더함으로써 L에 의한 전압강하의

영향을 보상한다.

$$\hat{v}_c(s) = (i_s^* - i_s)(k_{p1} + \frac{k_{I1}}{s}) \quad (7)$$

기준 입력전류  $i_s^*$ 의 크기는 측정된 캐패시터 전압  $V_{dc}$ 와 기준 캐패시터 전압  $V_{dc}^*$ 를 비교하여 PI 제어를 통과하여 얻어지고 이것의 위상은 추정 입력전압  $\hat{v}_c$ 와 동기화 되어있다.

$$i_s^*(s) = (v_{dc}^* - v_{dc})(k_{p2} + \frac{k_{I2}}{s}) \cdot \hat{v}_c \quad (8)$$

입력전류를 정현파로 만들기 위해서 직류전압의 크기를 추정 입력전압  $\hat{v}_c$ 의 극성에 따라 추정 컨버터전압에 보상하는 것이 필요하다. 이를 위해 추정 입력전압의 극성을 검출하여 이에 직류 전압의 값을 곱하는 회로를 추가하여 직류 전압을 제어함으로써 PI제어의 제어 부담을 감소시킬 수 있다. 제안하는 제어기에서  $V_p$ 는 이러한 보상성분을 나타낸다.

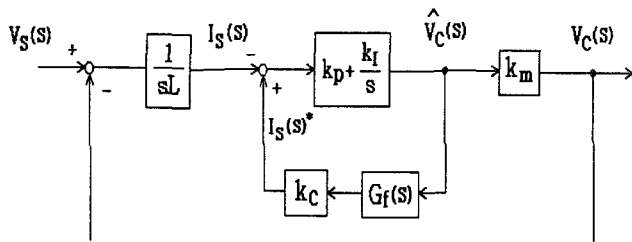


그림 5. 전류제어 블록다이어그램  
Fig. 5 Current control block diagram

또한 제안한 제어기를 PWM 컨버터 하드웨어에 적용할 경우, PWM 동작에 따라 추정 컨버터전압  $\hat{v}_c$ 에 스위치의 데드타임  $t_{dead}$ 에 의한 전압오차가 발생하고 입력전압 추정에는 큰 영향을 미친다.

그림 6은 데드타임 동안에 오차전압의 관계를 표시한 것이다. 데드타임  $t_{dead}$ 동안 컨버터전압  $v_c$ 는 입력전류  $i_s$ 의 극성에 따라 식 (9)과 같이 정해진다.

$$v_c = \pm V_{dc} \quad (i_s > 0, i_s < 0) \quad (9)$$

데드타임 동안 전압의 에러 값  $\Delta V_c$ 는 높이가  $2V_{dc}$ , 폭  $t_{dead}$ 의 펄스가 된다. 삼각파 캐리어의 각 주기에 두개의 펄스가 발생하고 에러전압의 평균치는 방형파가 되는데, 이것의 크기는 식 (10)에 의해 정의 된다. 여기에서  $f_{car}$  삼각 캐리어의 주파수를 나타낸다. 데드타임에 의한 보정전압  $V_{dead}$ 는 추정 컨버터전압  $\hat{v}_c$ 에 더해진다.

$$V_{dead} = t_{dead} \cdot 2V_{dc} \cdot f_{car} \quad (10)$$

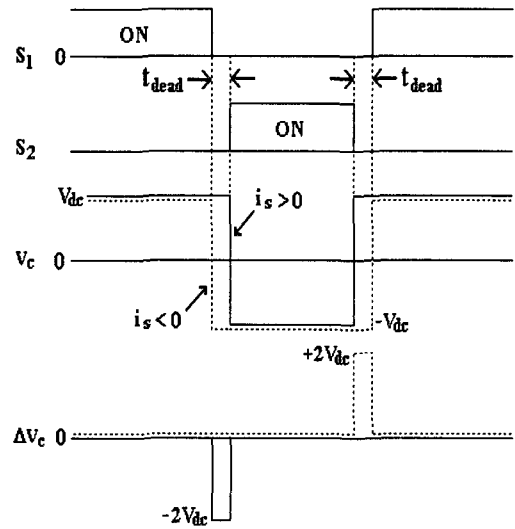


그림 6. 데드타임동안의 에러 전압  
Fig. 6. Error voltage during dead time

#### 4. EMTDC 시뮬레이션

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

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

표 2. 시뮬레이션 및 실험 회로정수

Table 2. Simulation and experimental circuit parameters

입력전압 ( $V_s$ )	AC 100 [ $V_{rms}$ ]
입력측 리액턴스 ( $L_s$ )	4 [mH]
출력측 캐패시터 ( $C_{dc}$ )	2200 [ $\mu F$ ]
부하저항 ( $R_L$ )	80[ $\Omega$ ]~120[ $\Omega$ ]
스위칭 주파수 ( $f_{car}$ )	15 [kHz]

그림 7에서처럼 리액터  $L_s$ 에 의한 전압 강하분을 산출하기 위해 미분기를 사용하면 노이즈 성분이 많이 존재하기 때문에 저역통과필터(Low pass filter)나 대역통과필터(Band-pass filter)를 통해 노이즈를 제거해야한다. 본 논문에서는 대역통과필터를 사용하였으며, 컷오프 주파수를 60Hz로 설계하고 컷오프주파수/밴드폭을 나타내는 Q Factor(Quality Factor)는 1.0으로 설계하였으며, 이득은 1.0으로 하였다.

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

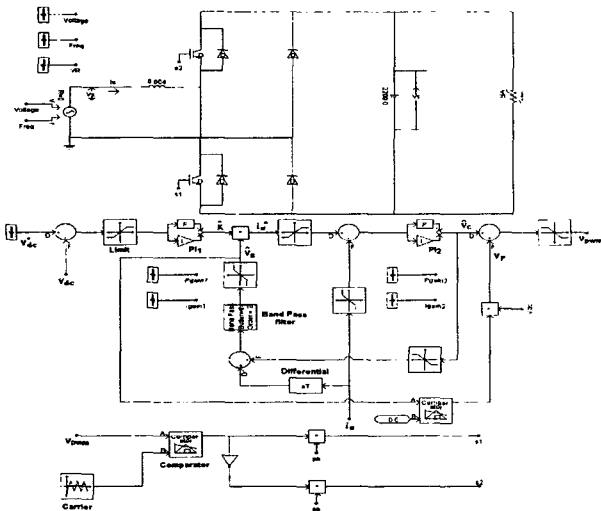
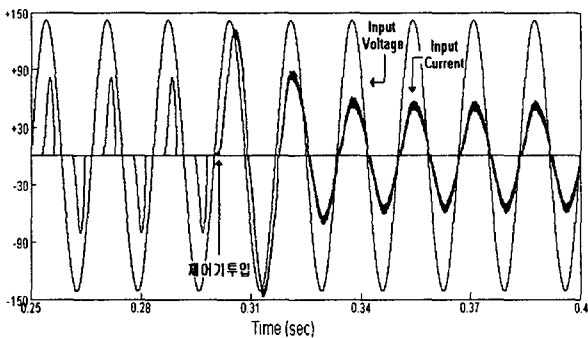
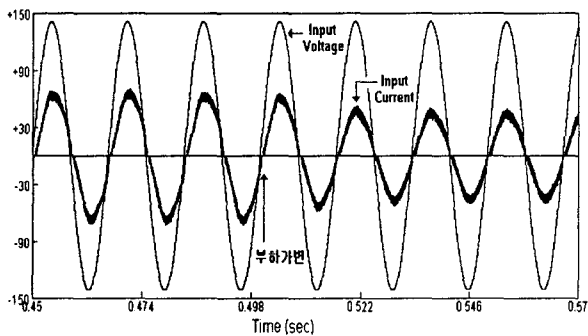


그림 7. 시뮬레이션 시스템 회로 및 제어회로도  
Fig. 7. Simulation power system and control circuit

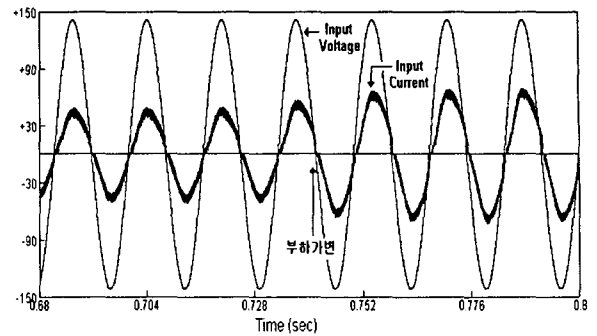
그림 8(a)는 제어기 동작 전·후의 입력전압 및 전류파형을 나타낸 것이며, 제어기 동작 시 입력전류가 입력전압과 동상이 됨을 알 수 있고, 입력전류가 입력전압의 파형과 거의 유사한 모습으로 정현파의 형태로 나타남을 알 수 있다. 따라서 역률보상 및 고조파 전류의 크기를 줄일 수 있다는 것을 보여준다. 그림 8(b)는 제어기 투입 후 부하 변동 시 입력전압과 전류의 파형을 나타낸 것이다. 부하를 80Ω에서 120Ω으로 변동 시, 입력전압과 전류의 파형이다. 입력전류가 부하감소에 빠르게 추종하는 모습을 볼 수 있다. 또한 그림 8(c)는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



(a) 제어기 투입 전·후의 입력전압과 전류의 파형



(b) 부하 감소 시 (80Ω → 120Ω) 입력전압과 전류파형



(c) 부하 증가 시 (120Ω → 80Ω) 입력전압과 전류파형  
그림 8. 시스템 입력전압과 전류 파형  
Fig. 8. Simulation results of input voltage and current

### 5. 하드웨어 실험 및 결과

실제 시스템을 구현하는데 타당성을 검토하기 위해 시뮬레이션에 사용된 전력회로와 제어기를 하드웨어 프로토타입으로 제작하고 실험을 실시하였다. 그림 9는 전력회로와 제어기의 구성을 나타낸 것이다. 전력회로는 단상전원과 단상 PWM 컨버터, 그리고 저항부하로 구성되어 있고 제어기는 OPAMP와 검출소자를 기능별로 모듈화 하여 구성하였다. 시뮬레이션과 동일한 조건으로 실험을 하기 위해서 하드웨어 시스템의 회로정수는 시뮬레이션의 회로정수 표 2와 동일하게 설정하였다.

그림 10은 실험에 의해 측정된 입력전압과 전류의 파형이다. 그림 10(a)는 제어기 동작 전과 동작 후 입력전압과 전류의 파형을 나타내고 있다. 시뮬레이션 결과에서처럼 제어기 동작 전은 전형적인 캐패시터 삽입형 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)는

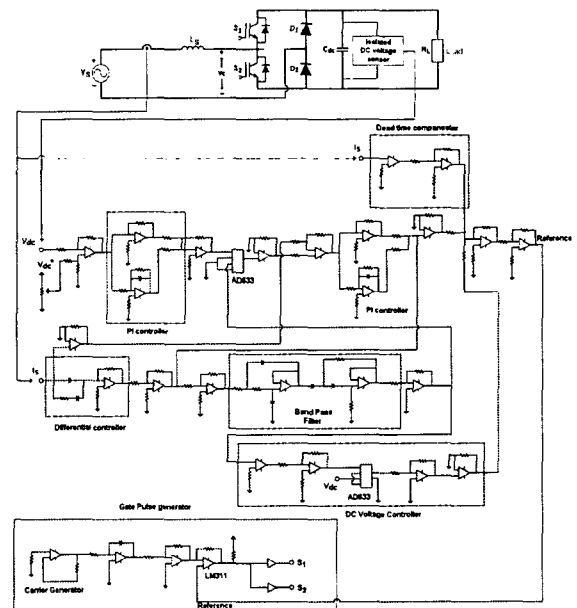
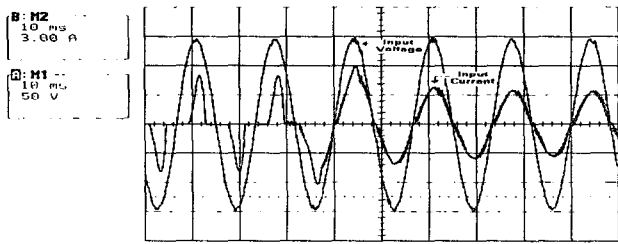
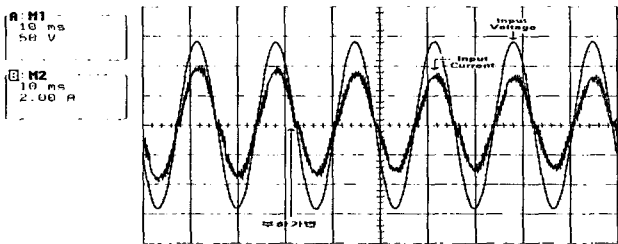


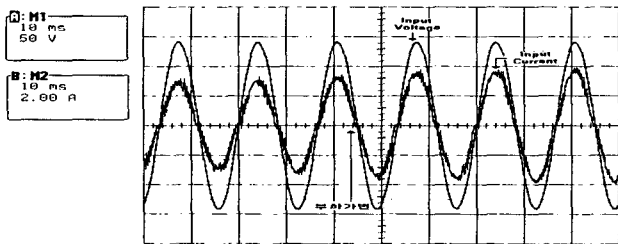
그림 9. 전체 시스템 회로도  
Fig. 9. Circuit diagram for hardware prototype



(a) 제어기 투입 전·후 입력전압과 전류파형



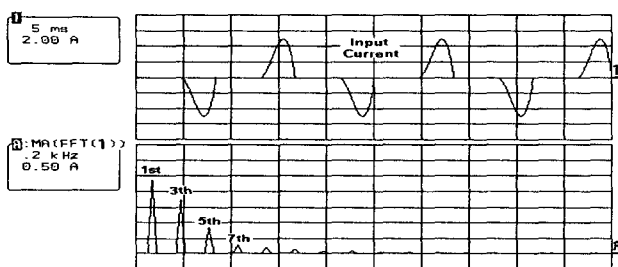
(b) 부하 감소 시(80Ω → 120Ω) 입력전압과 전류파형



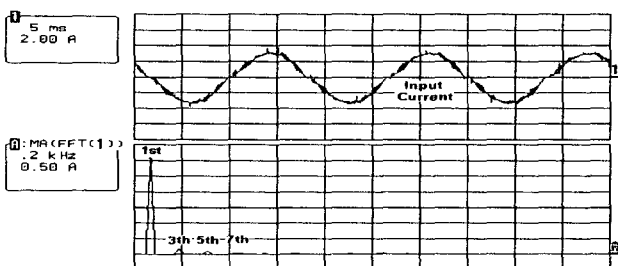
(c) 부하증가 (120Ω → 80Ω) 입력전압과 전류파형

그림 10. 입력전압과 전류의 실험 파형

Fig. 10. Experimental results of input voltage and current



(a) 제어기 동작전 입력전류 및 FFT 분석



(b) 제안하는 시스템의 제어기 동작시 입력전류 및 FFT분석  
그림 11. 입력전류 FFT 분석 결과

Fig. 11. FFT analysis results of input current

부하저항이 80Ω에서 120Ω으로 변동 시 전류파형이고 그림 10(c)는 부하저항이 120Ω에서 80Ω으로 변동 시 전류파형이다. 제작된 프로토타입은 부하 변동 시에도 전류가 정현파를 유지하며 과도상태 응답이 우수함을 볼 수 있다.

그림 11은 제안하는 제어기의 성능을 분석한 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 제안하는 제어기를 사용할 경우 고조파 저감효과가 우수한 것을 알 수 있다.

### 6. 결 론

단상 PWM 컨버터는 역률과 고조파를 보상하기 위하여 입력 전압, 입력 전류, 직류 전압 센서를 필요로 한다. 그러나 입력 전압은 직접적인 측정이 없어도 다른 두개의 센서에 의해 측정된 값을 추정할 수 있다.

이 점에 착안하여 본 논문에서는 입력전압 검출기가 없는 새로운 제어기를 설계하고 그 성능을 분석한 내용에 대해 기술하였다. 제안하는 제어기의 성능분석을 위해 시뮬레이션을 실시하였고 실용성과 다당성을 확인 할 목적으로 제안하는 제어기의 단상 PWM 컨버터를 제작하여 실험을 실시하였다. 실험결과를 통하여 제안하는 제어기는 정상상태뿐만 아니라 과도상태에서도 우수한 성능을 보여 기존의 제어기를 대체 가능할 것으로 보인다. 또한 두개의 OPAMP를 추가하는 것만으로도 전원전압 센서의 제거가 가능하기 때문에 기존의 단상 PWM 방식보다 저렴하며 축소된 형태로 될 것으로 판단된다. 더불어 단상 PWM 컨버터가 승압초퍼가 삽입된 다이오드정류기를 대체하는데 큰 역할을 할 것이다.

### 감사의 글

본 연구는 산업자원부 지원(과제번호 R-2003-B-057)에 의하여 기초전력 연구원 주관으로 수행되었음.

### 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. Martines, "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.
- [7] Henry S. H. Chung, S. Y. R. Hui, and D. Y. Qiu, "Control of Active Power Factor Corrector Using A single Current Sensor", IEEE PESC 2000, pp. 577-582.

## 저 자 소 개



### 전 영 수 (全永秀)

1976년 11월 10일생. 2003년 명지대 전기공학과 졸업. 현재 명지대 대학원 전기공학과 석사과정.

E-mail : chunjigan@empal.com



### 한 병 문 (韓炳文)

1953년 7월 5일생. 1976년 서울대 전기공학과 졸업. 1988년 미 아리조나주립대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1992년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사).

미 Westinghouse 중앙연구소 선임 연구원. 현재 명지대 전기공학과 교수.

E-mail : erichan@mju.ac.kr



### 이 경 빈 (李景彬)

1975년 00월 00일생. 2001년 명지대 전기공학과 졸업. 2003년 명지대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 (주)삼성전자 연구원

E-mail : binyrang@nate.com



### 한 후 석 (韓后錫)

1958년 10월 24일생. 1987년 전북대학교 전기공학과 졸업. 1989년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학석사). 2000년 동 대학 의용생체계측공학과 졸업(공학박사). 현재 기초전력연구원 선임연구원.

E-mail : han@er.snu.ac.kr