

## 입력전류추정에 의한 전압형 PWM 컨버터의 정현추종제어

(Sinusoidal Tracking Control of Voltage Source PWM Converter  
by Input Current Estimation)

허태원\* · 박지호\* · 신동률\* · 김춘삼\*\* · 우정인\*\*\*

(Tae-Won Heo · Jee-Ho Park · Dong-Ryul Shin · Choon-Sam Kim · Jung-In Woo)

### 요 약

본 논문에서는 입력전류 추정에 의한 전압형 PWM 컨버터의 정상상태 및 과도상태 특성을 개선하기 위하여 정현추종제어기를 제안한다. 그리고, 입력전류의 추정방법과 제어기의 구성에 대해서 논의된다. DC 출력전압은 PI제어기로 제어되며, AC 입력전류를 직접추종 제어하는 정현추종 전류제어기가 입력전류 제어기로 사용된다. 정현추종 전류제어기는 좌표변환 알고리즘 없이 사용가능하므로 제어계를 간소화 할 수 있다.

입력전류 제어계의 전달함수로부터 입력전류의 정상상태오차가 0이 되고, 입력전압의 변동에 대해서도 제안한 제어기는 영향을 받지 않는다는 것을 알 수 있다. 아울러 제안한 방법에 대한 타당성이 시뮬레이션 및 부하, 입력전압 변동에 대한 실험결과로부터 확인할 수 있다.

### Abstract

This paper presents the sinusoidal tracking controller in order to eliminate the steady state control error and to improve the transient characteristics for input current in voltage source PWM converter with input current estimation. The estimation method of input current values and configuration of controller are described. DC output voltage is controlled by PI controller, and sinusoidal tracking current controller which tracks directly AC input current is used as input current controller. The sinusoidal tracking current controller can be used without any coordinate transformation algorithms.

It is proved that the steady state deviation of input current reduces to zero and the proposed control system is not affected by input voltage from transfer functions of input current control system. The validity of proposed scheme is verified by simulations and experimental results for load resistor and input voltage variation.

\*정회원 : 동아대 전기공학과 박사과정

\*\*정회원 : 삼척대 제어계측공학과 부교수

\*\*\*정회원 : 동아대 전기공학과 교수

접수일자 : 2000년 4월 28일

### 1. 서론

현재 산업용 대형기기에서 가정용 소형기기까지 넓은 분야에 걸쳐 반도체 전력변환장치가 보급되고 있다. 종래의 전력변환기 제어는 주로 부하측을 중심으로 연구되어 왔으나, 변환장치가 대용량화 되고 그 수가 증가함에 따라 입력측에서 발생하는 고조파나 무효전력의 문제를 간과할 수 없게 되었다. 산업용 전기기기에서 정류기와 UPS는 전체 고조파 발생전류의 대부분을 차지하고 있으며, 선진국에서는 가전·범용품을 대상으로 전원고조파전류를 규제하고 있다. 기존의 교류-직류 전력변환기로는 다이오드 정류기 또는 사이리스터 위상제어 정류기가 대부분이었다. 이러한 정류용 변환기들은 역률이 떨어지고 입력전류에 고조파를 많이 포함하기 때문에 안정된 전원전력을 요구하는 정밀기기에서 오동작 및 파손을 야기시킬 수 있다[1]. 이에 대한 해결책으로 전력용 스위칭소자와 역병렬 다이오드로 구성된 정류와 회생능력을 함께 가지는 PWM 컨버터가 사용되고 있으며 고조파제거 및 역률개선을 위하여 여러 제어 방법들이 적용되고 있다[2-5]. 일반적으로 전압형 PWM 컨버터 시스템은 외부 전압제어루프와 내부 직류출력전압 및 전류제어를 위한 입력전류의 검출이 필요하고, 전류지령치의 생성을 위한 입력전압의 검출 또한 필요하게 된다. 최근에는 컨버터 시스템의 간소화 측면에서 센서의 수를 줄이기 위한 방법이 연구되고 있으며, 이러한 센서리스기법은 시스템의 간소화 뿐만 아니라 전력회로와 제어기간의 절연 그리고 가격면에서 기술적, 경제적 기여도가 높다. 전류센서의 출력과 연산에 의하여 입력 및 출력전압 센서리스 제어에 관한 연구가 발표된 바 있고[6], 전류센서를 제거한 방법도 발표되었다[7]. 기존의 전압형 PWM 컨버터의 교류 입력전류 제어기로서 PI제어기를 사용한 경우에는 교류입력전류의 정상편차가 완전히 제거되지 않는다. 따라서, 3상 전압형 PWM 컨버터 시스템에서는 교류성분인 입력전류를 직류성분화 하는 좌표변환과 dq축 비간섭제어를 행한 후에 PI제어기를 사용하여 입력전류를 제어하였다[8]. 그러나 이러한 좌표변환이나 비간섭제어 알고리즘은 전체 제어알고리즘을 복잡하게 하는 단점이 있다.

본 연구에서는 입력전류센서를 사용하지 않고 입

력 및 출력전압만을 검출하여 한 샘플링주기 이후의 입력전류를 추정해 낸다. 그리고, 전압형 PWM 컨버터의 교류 입력전류 제어를 목적으로 정현추종 전류제어기를 제안한다. 정현추종 전류제어기는 교류입력전류를 직접 추종하기 때문에 좌표변환과 같은 알고리즘이 필요없게 되어 상대적으로 간소한 제어계를 구성할 수 있다. 또한, 교류입력전류를 정상편차 없이 제어할 수 있으며, 입력전압의 변동에 대해서도 입력전류는 전압과 동상의 정현파로 제어된다. 근래에는 비정현파 또는 불평형 입력전압을 갖는 컨버터 시스템에 관한 연구도 발표되고 있으며[9], 이와 관련하여 본 논문에서는 시뮬레이션과 실험을 통하여 입력 전압강하에 대한 정현추종 전류제어기의 성능을 고찰해 보고자 한다. 또한, 부하변동에 대해서도 제안하는 제어방식의 타당성을 입증하고자 한다.

### 2. 입력전류추정

그림 1은 전력용 스위칭소자와 역병렬 다이오드로 구성된 3상 전압형 PWM 컨버터의 회로와 제안하는 시스템의 제어블록선도이다.

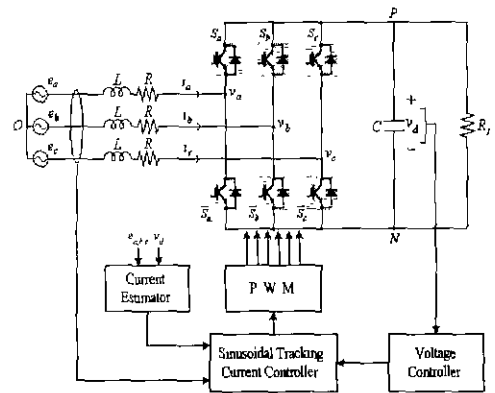


그림 1. 전압형 PWM 컨버터회로와 제어계  
Fig. 1. Voltage source PWM converter circuit and control system

여기서,  $e_a, e_b, e_c$  는 입력상전압,  $i_a, i_b, i_c$  는 입력전류,  $v_a, v_b, v_c$  는 컨버터 입력상전압,  $v_d$  는 직류출력전압이고,  $L$  과  $R$  은 교류측 인덕터와 저항분,  $C$  와  $R_l$  은 직류측 커패시터와 저항부하를 나타낸다. 그리고, 제어계의 블록들은 출력전압제어기, 입

력전류추정기, 정현추종 전류제어기와 PWM 발생기로 구분된다. 그림 1의 컨버터회로에서 각 상에 대한 전압방정식을 세우면 식 (1)과 같다.

$$\begin{aligned} e_a &= Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + v_a \\ e_b &= Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + v_b \\ e_c &= Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + v_c \end{aligned} \quad (1)$$

식 (1)에서 우변 제 3항의 컨버터 입력상전압은 스위칭함수를 이용하면 식 (2)와 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} v_a &= S_a v_d + v_{NO} \\ v_b &= S_b v_d + v_{NO} \\ v_c &= S_c v_d + v_{NO} \end{aligned} \quad (2)$$

여기서,  $S_a, S_b, S_c$ 는 각 상의 스위칭상태를 나타내며, ON 상태일 때는 1이고 OFF 상태일 때는 0이다. 상·하 스위치는 동시에 ON 될 수 없으며,  $S_a + \overline{S_a} = 1$  이다. 나머지 두 상에 대해서도 동일하며,  $v_{NO}$ 는 절점  $N$ 과 중성점  $O$  사이의 전위차이다.

입력전원이 평형 3상이라고 가정하면 입력전압과 전류는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} e_a + e_b + e_c &= 0 \\ i_a + i_b + i_c &= 0 \end{aligned} \quad (3)$$

식 (1)과 (2)에서 식 (3)의 조건을 이용하면  $v_{NO}$ 를 식 (4)와 같이 구해낼 수 있다.

$$v_{NO} = -\frac{v_d}{3}(S_a + S_b + S_c) \quad (4)$$

따라서, 컨버터 입력상전압은 식 (5)와 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} v_a &= \left\{ \frac{2}{3} S_a - \frac{1}{3} (S_b + S_c) \right\} v_d \\ v_b &= \left\{ \frac{2}{3} S_b - \frac{1}{3} (S_c + S_a) \right\} v_d \\ v_c &= \left\{ \frac{2}{3} S_c - \frac{1}{3} (S_a + S_b) \right\} v_d \end{aligned} \quad (5)$$

스위칭상태가  $S_a=1, S_b=0, S_c=0$  일 경우에 대하여 고려해 보면, 식 (1)은 식 (6)과 같이 각 상의 순시전류로 나타내어 진다.

$$\begin{aligned} \frac{di_a}{dt} &= \frac{1}{L} e_a - \frac{R}{L} i_a - \frac{2}{3L} v_d \\ \frac{di_b}{dt} &= \frac{1}{L} e_b - \frac{R}{L} i_b + \frac{1}{3L} v_d \\ \frac{di_c}{dt} &= \frac{1}{L} e_c - \frac{R}{L} i_c + \frac{1}{3L} v_d \end{aligned} \quad (6)$$

여기서, 샘플링주기  $T_s$ 가 충분히 작은 값이라고 가정하면, 식 (6)으로부터 식 (7)과 같은 차분방정식이 구해지고,  $n$  시점의 입력상전압, 출력전압 그리고 입력전류로부터 다음 샘플링시점의 입력전류값이 디지털 값으로 예측되어 정현추종제어기에 기해진다. 그리고, 나머지 스위칭 가능한 상태에 대해서도 동일한 방법으로 입력전류를 추정할 수 있다.

$$\begin{aligned} i_a(n+1) &= i_a(n) + \frac{T_s}{L} [e_a(n) - Ri_a(n) - \frac{2}{3} v_d(n)] \\ i_b(n+1) &= i_b(n) + \frac{T_s}{L} [e_b(n) - Ri_b(n) + \frac{1}{3} v_d(n)] \\ i_c(n+1) &= -[i_a(n+1) + i_b(n+1)] \end{aligned} \quad (7)$$

### 3. 정현추종 입력전류제어

#### 3.1 입력전류 제어기

그림 1의 3상 전압형 PWM 컨버터의 교류입력측 회로는 그림 2와 같이 한 상분 등가회로로서 나타낼 수 있다.

그림 2에서  $L$  과  $R$  은 각각 교류측 인덕터와 저항분을 나타내고,  $e, v, i_i$  는 한 상분에 대한 입력상전압, 컨버터 입력상전압 그리고 입력전류를 각각 나타낸다.

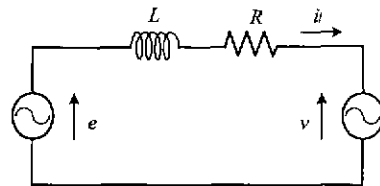


그림 2. 컨버터의 교류입력측 한 상분 등가회로  
Fig. 2. AC input side equivalent circuit for single phase of converter

그림 2로부터 식 (8)과 같은 교류입력측의 전달함수를 구할 수 있다.

$$G_P(s) = \frac{I_i(s)}{E(s) - V(s)} = \frac{1}{Ls + R} \quad (8)$$

교류성분인 입력전류를 정현파의 지령치에 추종하도록 하기 위해서는 교류성분을 직류성분화 하는 좌표변환을 행한 후에 PI제어기 등을 전류제어기로 채택하여 제어하고, 제어신호는 다시 교류성분으로 좌표변환을 해야한다. 이것은 PI제어기의 적분제어동작이 직류성분에 대해서만 정상편차를 완전히 제거할 수 있기 때문이다. 이 결과 제어시스템은 좌표변환이나 dq축 비간섭제어 알고리즘을 필요로 하여 제어계의 구성이 복잡해진다.

따라서, 본 논문에서는 3상 전압형 PWM 컨버터의 교류입력전류를 좌표변환하지 않고 지령치에 정상상태오차 없이 직접추종할 수 있도록 정현추종 전류제어기를 제안한다. 정현추종제어기는 입력전류 지령치, 즉 정현신호의 극과 동일한 극이 제어계 내부에 존재하도록 구성된다[10,11]. 컨버터의 입력전류는 정현파가 되어야 하므로 입력전류의 지령치가  $\sin\omega t$  라고 가정한다면 정현추종제어기는  $1/(s^2 + \omega^2)$  로 나타내어질 수 있다.

교류성분인 컨버터의 입력전류를 정상편차 없이 제어하기 위하여 입력전류 지령치의 극과 동일한 극이 제어계 내부에 존재하도록 정현파 지령신호의 극을 갖는 정현추종제어기를 식 (9)와 같이 구성한다.

$$G_S(s) = \frac{\omega^2}{s^2 + \omega^2} \quad (9)$$

여기서,  $\omega$  는 컨버터 입력 각주파수와 같다.

식 (8)과 (9)로부터 입력전류 제어계는 그림 3과 같이 구성할 수 있다. 실제 시스템에서 입력전류는 식 (7)에 의하여 추종되지만, 여기서는 전달함수를 통한 제어기의 특성을 확인하기 위하여 교류입력측을 식 (8)과 같이  $L$  과  $R$  로 표현하고, 교류입력측 전달함수의 출력이 입력전류  $I_i$  가 되도록 구성한다.  $K_P$  는 비례이득을 나타내며, 파도시 제어신호의 변화에 따른 비례제어동작의 포화현상을 방지하기 위해서 제어신호가 비례이득에 직접적인 영향을 받지

않도록 비례선행형으로 구성된다. 그리고,  $K_S$  는 정현추종제어기의 이득을 나타내며,  $V_{in}$ ,  $V_{so}$  는 각각 정현추종제어기의 입력과 출력전압을 나타낸다. 정현추종제어기 전달함수  $G_S(s)$  를 포함하고  $K_S$  와  $K_P$  로 구성되는 정현추종 전류제어기는 컨버터 입력상전압과 같은 신호  $V^*$  를 출력하게 되며, 이 신호는 캐리어신호와 비교되어 입력전류 제어를 위한 스위칭 패턴을 생성한다.

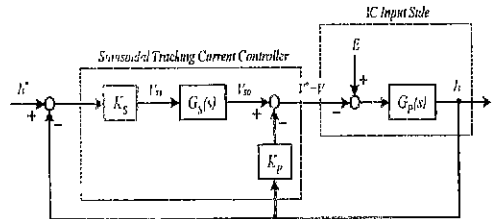


그림 3. 입력전류 제어계의 블럭선도  
Fig. 3. Block diagram of input current control system

제어기의 제어특성을 확인하기 위하여 그림 3으로부터 입력전류 지령치  $I_i^*$  에 대한 입력전류  $I_i$  의 전달함수를 구해보면 다음과 같다.

$$\frac{I_i(s)}{I_i^*(s)} = \frac{-K_S G_S(s) G_P(s)}{1 - (K_P + K_S G_S(s)) G_P(s)} \quad (10)$$

식 (8), (9)를 식 (10)에 대입하고, 입력주파수에 대한 정상상태 특성을 확인하기 위하여  $s=j\omega$  를 대입하여 풀면, 그 결과는 다음과 같다.

$$\frac{I_i(j\omega)}{I_i^*(j\omega)} = 1 \quad (11)$$

$I_i^*$  에 대한  $I_i$  의 전달함수가 1이라는 것은 각 파라미터 값들의 영향을 받지않고 정상상태 오차가 0 이 됨을 의미한다. 즉, 교류입력전류가 정현파 지령치신호에 정상상태 오차없이 추종하게 된다.

그리고, 입력전압의 변동에 따른 영향을 확인하기 위하여 입력상전압  $E$  에 대한 입력전류  $I_i$  의 전달함수를 구해보면 다음과 같다.

$$\frac{I_i(s)}{E(s)} = \frac{C_P(s)}{1 - (K_P + K_S G_S(s)) G_P(s)} \quad (12)$$

동일한 방법으로 식 (8)과 (9)를 식 (12)에 대입하고,  $s=j\omega$  를 대입하여 풀면 다음과 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$\frac{I_i(j\omega)}{E(j\omega)} = 0 \tag{13}$$

식 (13)으로부터 입력전압  $E$ 는 입력전류  $I_i$ 에 영향을 미치지 않는다는 것을 알 수 있다. 그러므로, 정현추종제어기를 사용하면 입력전압의 변동에 대해서도 입력전류를 정현파로 제어할 수 있다.

### 3.2 정현추종제어기의 구현

정현추종제어기를 표현한 식 (9)를 구현하기 위하여 그림 4와 같은 LC 등가회로를 구성한다.

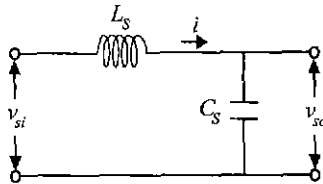


그림 4. 정현추종제어기의 LC 등가회로  
Fig. 4. LC equivalent circuit of sinusoidal tracking controller

등가회로의 입력전압  $v_{si}$ 는 그림 3의 정현추종제어기를 표현한 전달함수  $G_S(s)$ 의 입력에 해당하고, 출력전압  $v_{so}$ 는 제어기의 출력을 나타낸다. 그림 4로부터 다음과 같은 미분방정식을 구할 수 있다.

$$v_{si} = L_S \frac{di}{dt} + v_{so} \tag{14}$$

$$v_{so} = \frac{1}{C_S} \int i dt \tag{15}$$

식 (14), (15) 및 공진조건  $\omega=1/\sqrt{L_S C_S}$  을 이용하여 다시쓰면 식 (16)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{d^2 v_{so}}{dt^2} + \omega^2 v_{so} = \omega^2 v_{si} \tag{16}$$

그리고, 샘플링주기  $T_s$ 가 충분히 짧은 시간이라고 가정하면, 식 (16)은 다음과 같이 차분근사화 하여 다시 쓸 수 있다.

$$\frac{\frac{v_{so}(n+1) - v_{so}(n)}{T_s} - \frac{v_{so}(n) - v_{so}(n-1)}{T_s}}{T_s} + \omega^2 v_{so}(n+1) = \omega^2 v_{si}(n) \tag{17}$$

여기서,  $v_{so}(n-1)$ ,  $v_{so}(n+1)$ 은 각각  $v_{so}(n)$ 에 대하여 한 샘플링주기 이전 및 이후 시점에서의 정현추종제어기 출력전압을 표시한다

$$v_{so}(n+1) = \frac{1}{1 + \omega^2 T_s^2} \{2v_{so}(n) - v_{so}(n-1) + \omega^2 T_s^2 v_{si}(n)\} \tag{18}$$

따라서, 그림 3의 입력전류 제어계에서 정현추종 제어기의 이산출력  $v_{so}(n+1)$ 을 식 (18)과 같이 구해낼 수 있다.

### 4. 시뮬레이션

본 논문에서 제안하는 제어방법의 타당성을 검토하기 위하여 다음과 같이 시뮬레이션을 행하였다. 표 1은 시뮬레이션에 사용한 시스템의 파라미터값 들을 나타낸다.

표 1. 시스템 파라미터  
Table 1. System parameters

입력 선간전압	$e_{ab} = 100 [V] / 60 [Hz]$
교류측 인덕터	$L = 6.5 [mH]$
교류측 저항분	$R = 0.5 [\Omega]$
직류측 커패시터	$C = 500 [\mu F]$
직류 출력전압 지령치	$v_d^* = 200 [V]$
스위칭 주파수	$f_s = 1.8 [kHz]$

그림 5는 PI제어기의 교류입력전류에 대한 제어특성을 확인하기 위하여 교류성분을 직류성분화 하는 좌표변환 알고리즘을 사용하지 않고 시뮬레이션한 결과이다. 그림 5(a)는 입력전류 지령치, 5(b)는 입력전류를 나타내며, 5(c)는 지령치와 입력전류 사이의 제어편차를 나타낸다. 입력전류는 지령치에 대하여 진폭 뿐만 아니라 위상에 있어서도 정상상태오차가 발생하고 있음을 그림 5(c)로부터 확인할 수 있다. 이것은 PI제어기가 계단입력과 같은 직류성분의 목표치에 대해서는 정상상태오차를 0으로 줄일 수 있

입력전류추정에 의한 전압형 PWM 컨버터의 정현추종제어

지만 컨버터의 입력전류와 같은 교류성분의 목표치에 대해서는 정상상태오차를 발생시키기 때문이다.

이에 반하여, 컨버터 교류입력전류 제어기로서 정현추종 전류제어기를 사용한 경우의 시뮬레이션 결과는 그림 6과 같다. 그림 6(a)와 6(b)는 각각 입력전류 지령치 및 입력전류 파형이며, 6(c)는 지령치와 입력전류 사이의 편차를 나타낸다. 입력전류가 정상상태 오차없이 지령치를 추종하고 있음을 확인할 수 있다.

그림 7은 컨버터의 입력전압 변동에 대한 정현추종 전류제어기의 성능을 확인하기 위하여  $t$  시점에서 전압의 크기를 20% 감소시켰을 경우의 시뮬레이션 결과이다. 그림 7(a)는 입력상전압 파형이고, 7(b)는 입력전류의 지령치를 나타내며, 7(c)는 입력전류 파형으로서 입력전압의 변동에 대해서도 입력전류는 입력전압과 동상의 정현파로 제어되고 있음을 알 수 있다. 그리고, 7(d)는 지령치와 입력전류 사이의 편차를 나타내며, 입력전압의 변동에 대해서도 정상편차가 0으로 되고 있다.

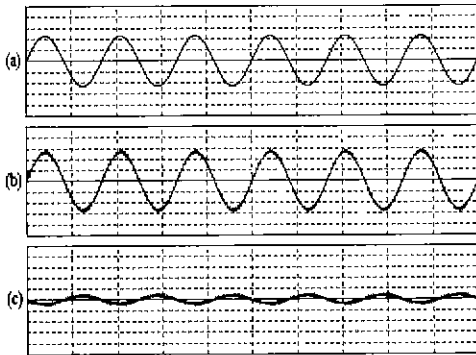


그림 5. PI제어기를 사용한 경우의 시뮬레이션 결과 (5A/div, 10ms/div)  
 (a) 입력전류 지령치  
 (b) 입력전류, (c) 편차  
 Fig. 5. Simulation result using PI controller as input current controller (5A/div, 10ms/div)  
 (a) Reference of input current  
 (b) Input current, (c) Deviation

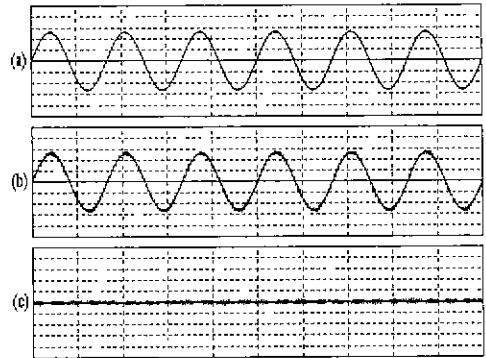


그림 6. 정현추종 전류제어기를 사용한 경우의 시뮬레이션 결과 (5A/div, 10ms/div)  
 (a) 입력전류 지령치  
 (b) 입력전류 (c) 편차  
 Fig. 6. Simulation result using sinusoidal tracking current controller as input current controller (5A/div, 10ms/div)  
 (a) Reference of input current  
 (b) Input current (c) Deviation

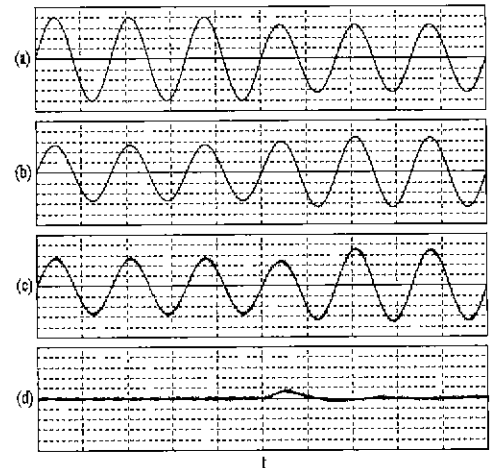


그림 7. 입력전압 변동에 대한 시뮬레이션 결과 (20V/div, 5A/div, 10ms/div)  
 (a) 입력상전압, (b) 입력전류 지령치  
 (c) 입력전류, (d) 편차  
 Fig. 7. Simulation result for input voltage variation (20V/div, 5A/div, 10ms/div)  
 (a) Input phase voltage  
 (b) Reference of input current  
 (c) Input current, (d) Deviation

### 5. 실험결과 및 고찰

그림 8은 제안된 컨버터의 전체 제어시스템을 나타낸다. 제어기로는 TI사의 TMS320C32를 사용하였으며, IGBT 게이트 구동신호는 Myway사의 PWM 패턴 발생기를 사용하였다. 그리고, 본 실험에서는 표 1과 동일한 시스템 파라미터 값들을 사용하였다.

검출된 입·출력전압 값들로부터 식 (7)에 의하여 입력전류를 추정하고, 직류출력전압  $v_d$ 와 지령치  $v_d^*$ 의 오차는 PI제어기를 통해서 입력전류의 지령치  $i_m^*$ 로 생성된다.  $i_m^*$ 는 입력전압과 동일한 위상과 주파수 정보를 갖는 단위진폭의 기준정현파  $u_{a,b,c}$ 와 승산하여 입력전류 지령치  $i_{a,b,c}^*$ 를 발생시킨다. 추정된 입력전류  $i_{a,b,c}(est)$ 는 비례상행형으로서 입력되고, 또한  $i_{a,b,c}^*$ 와 비교되어 정현추종 전류제어기로 입력된다. 정현추종 전류제어기의 출력  $v_{a,b,c}^*$ 는 PWM 패턴 발생을 위한 기준신호로서 컨버터 입력상전압과 같게 된다. 정현추종제어기는 이미 설명되었듯이 입력전류 지령치와 동일한 극을 갖도록 구성되며, 식 (18)의 차분방정식을 이용하여 DSP로 구현된다.

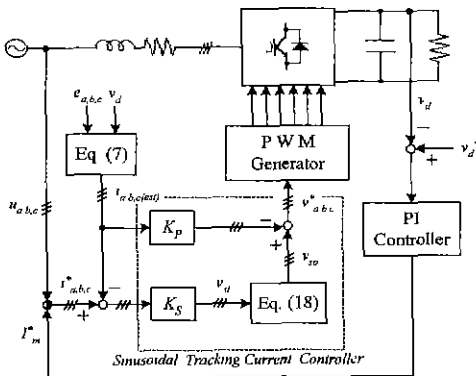


그림 8. 제안된 컨버터의 제어시스템  
Fig. 8. Proposed control system of converter

그림 9는 입력전류제어기로서 정현추종 전류제어기를 사용한 경우의 입력상전압  $e_a$ 와 입력전류  $i_a$ 의 파형으로서 본 논문에서 사용한 입력전류 추정방법에 의한 제어성능을 확인하기 위하여 센서를 사용한 방법과 비교하였으며, 부하는 저항부하를 사용하

였다. 그림 9(a)는 전류센서로 입력전류를 검출하여 제어한 경우의 입력상전압 및 입력전류를 나타내며, 9(b)는 전류센서를 제거하고 입력전류를 추정하여 제어하였을 때의 파형이다. 9(a)의 경우와 거의 동일하게 입력전류는 상전압과 동상의 정현파로서 제어되고 있다.

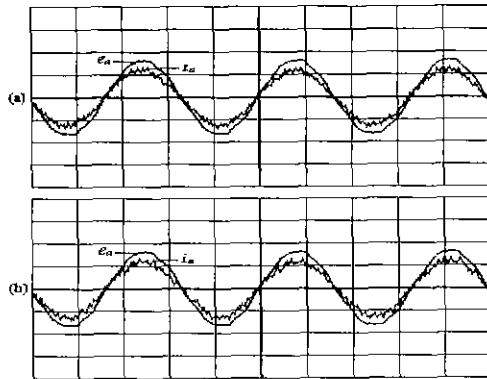


그림 9. 입력전압과 입력전류 실험파형  
(50V/div, 10A/div, 5ms/div)  
(a) 입력전류를 검출한 경우의 파형  
(b) 입력전류를 추정한 경우의 파형  
Fig. 9. Experimental result of Input phase voltage and current  
(50V/div, 10A/div, 5ms/div)  
(a) The case of input current measurement  
(b) The case of input current estimation

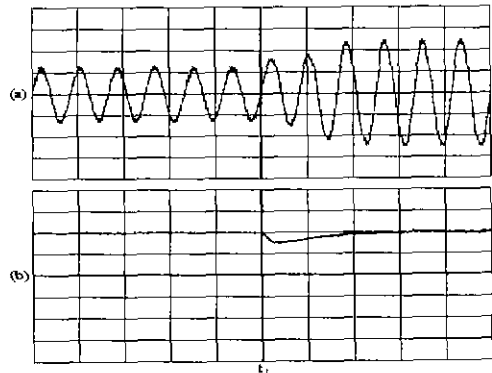


그림 10. 부하변동에 대한 실험결과  
(10A/div, 100V/div, 20ms/div)  
(a) 입력전류, (b) 출력전압  
Fig. 10. Experimental result for load variation (10A/div, 100V/div, 20ms/div)  
(a) Input current, (b) Output voltage

그림 10은  $t_1$  시점에서 저항부하를 28.4[Ω]에서

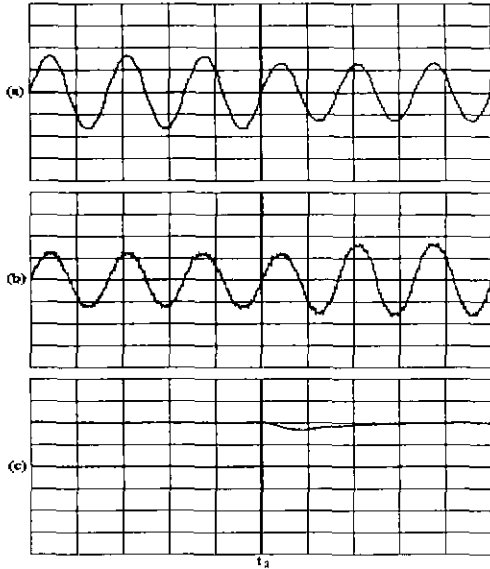


그림 11. 입력전압 변동에 대한 실험결과  
(10ms/div)  
(a) 입력상전압 (50V/div)  
(b) 입력전류 (10A/div)  
(c) 출력전압 (100V/div)

Fig. 11. Experimental result for input voltage variation (10ms/div)  
(a) Input phase voltage (50V/div)  
(b) Input current (10A/div)  
(c) Output voltage (100V/div)

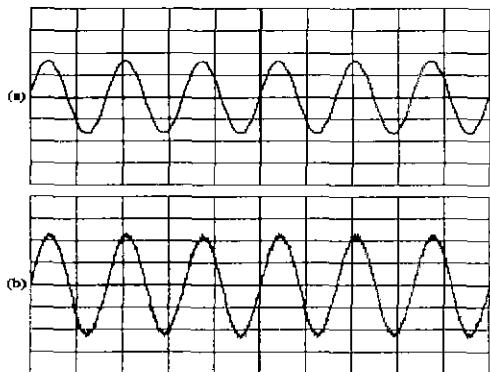


그림 12. R, L 부하에 대한 실험결과 (10ms/div)  
(a) 입력상전압 (50V/div)  
(b) 입력전류 (10A/div)

Fig. 12. Experimental result for R, L load (10ms/div)  
(a) Input phase voltage (50V/div)  
(b) Input current (10A/div)

15.9[Ω]로 변동시켰을 경우의 입력전류  $i_a$ 와 직류 출력전압  $v_d$ 의 파형을 나타내고 있다. 그림 10(a)의 입력전류는 약 50[ms]의 과도상태 이후에 정상상태의 전류파형을 보이고 있으며, 10(b)의 직류출력전압도 지령치 200[V]로 제어되고 있음을 확인할 수 있다. 입력전류추정에 의한 연산시간지연은 정현추종 전류제어기를 사용하므로써 보상될 수 있기 때문에 정상상태 뿐만 아니라 과도상태에서도 양호한 제어 특성을 보이고 있다.

그림 11은 입력전압을 변동시킨 경우의 실험결과로서 11(a)는  $t_2$  시점에서 입력상전압 피크치를 81.7[V]에서 65.4[V]로 20% 감소시킨 파형이다. 11(b)에서는 시뮬레이션에서 확인한 바와 같이 입력전압의 변동에 대해서도 입력전류가 입력상전압과 동상의 정현파로 제어되고 있으며, 약 13[ms]의 과도상태 시간이 소요된다. 그리고, 11(c)는 직류출력 전압으로서 과도상태 후 200[V]로 제어되고 있다.

그리고 부하로서 저항 16.7[Ω]과 6.23[mH]의 L을 부가하여 실험한 결과를 그림 12에 보이고 있다. R, L 부하에 대해서도 입력전류는 입력전압과 동상으로 제어되고 있음을 확인할 수 있다.

## 6. 결론

본 논문에서는 입력전압과 출력전압을 검출하여 그 값들로부터 입력전류를 추정하고, 입력전류를 정현추종제어하는 전압형 PWM 컨버터 시스템을 제안하였다. 제안한 컨버터 시스템은 하드웨어적인 면에서 고가의 전류센서를 사용하지 않고 입력전압과 출력전압을 회로구성만으로 검출하였으며, 소프트웨어적으로는 좌표변환이나 dq축 비간섭제어 알고리즘이 필요없는 정현추종 전류제어기를 사용하여 제어알고리즘을 간소화하였다. 따라서, 전체 컨버터 시스템을 간소화하여 다음과 같은 결과를 얻었다.

교류입력전류 제어기로서 정현추종 전류제어기는 정상상태오차 없이 입력전류를 제어할 수 있으며, 입력전압의 변동에 대해서도 영향을 받지 않는다. 시뮬레이션을 통하여 정현추종 전류제어기가 교류입력전류를 정상편차 없이 직접 추종함을 확인하였으며, 입력전압의 변동에 대해서도 입력전류는 역률 1의 정현파로 제어되었다 또한, 실험결과로부터 전류센서를



사용한 경우와 비교하여 거의 동일한 입력전류 파형을 얻을 수 있었고, 부하저항과 입력전압의 변동에 따른 입력전류와 출력전압의 양호한 제어특성을 확인할 수 있었다.

참 고 문 헌

- [1] 橋本, “電力系統の高調波の現状と対策”, 電學誌, 110卷 7号, pp. 561-566, 1991.
- [2] Boon Teck Ooi, John C. Salmon, Juan W. Dixon and Ashok B. Kuikarni, “A Three-Phase Controlled-Current PWM Converter with Leading Power Factor”, IEEE Trans. Industry applications, vol. IA-23, no. 1, pp. 78-84, 1987.
- [3] Juan W. Dixon and Boon Teck Ooi, “Indirect Current Control of a Unity Power Factor Sinusoidal Current Boost Type Three-Phase Rectifier”, IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. 35, no. 4, pp. 508-515, 1988.
- [4] Rusong Wu, Shashi B. Dewan, and Gordon R. Slemon, “Analysis of a PWM ac to dc Voltage Source Converter under the Predicted Current Control with a Fixed Switching Frequency”, IEEE Trans. Industry applications, vol. 27, no. 4, pp. 756-764, 1991.
- [5] Chee W. Lu and Alasdair C. Renfrew, “Variable Structure Current Control in Current Controlled Voltage Sourced Rectifier”, Proceedings of EPE'97, vol. 4, pp. 854-858, 1997.
- [6] Toshiya Ohnuki, Osamu Miyashita, Philippe Lataire, and Gaston Maggetto, “Control of a Three-Phase PWM Rectifier Using Estimated AC-Side and DC-Side Voltages” IEEE Trans. PE, vol. 14, no. 2, pp. 222-226, 1999.
- [7] C.T. Pan and T.C. Chen, “Modelling and analysis of a three phase PWM AC-DC converter without current sensor”, IEE Proceedings-B, vol. 140, no. 3, pp. 201-208, 1993
- [8] Takashi Sukegawa, Kenzo Kamiyama, Junichi Takahashi, Takashi Ikimi, and Mitsugu matsutaka, “A Multiple PWM GTO Line-Side Converter for Unity Power Factor and Reduced Harmonics”, IEEE Trans. Industry applications, vol. 28, no. 6, pp. 1302-1308, 1992.
- [9] Verdelho P. and Marques G., “A unity power factor PWM voltage rectifier under non-sinusoidal and unbalanced conditions”, EPE'97, vol. 2, pp. 250-255, 1997.
- [10] Y. Sato, T. Ishizuka, K. Nezu, and T. Kataoka, “A New Control Strategy for Voltage-Type PWM Rectifiers to Realize Zero Steady-State Control Error in Input Current”, IEEE Trans. Industry applications, vol. 34, no. 3, pp. 480-486, 1998.
- [11] 中野道雄, 美多 勉, 制御基礎理論(古典から現代まで), 11章 pp. 197-202, 1998.

◇ 저자소개 ◇

허 태 원 (許泰遠)

1973년 4월 27일생. 1997년 동서대 전자공학과 졸업. 1999년 동아대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1999년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.

박 지 호 (朴志浩)

1971년 4월 23일생. 1997년 동아대 전기공학과 졸업. 1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1999년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.

신 동 료 (申東律)

1970년 12월 25일생. 1995년 동아대 전기공학과 졸업. 1997년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1997년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정 수료.

김 춘 삼 (金春杉)

1960년 11월 12일생. 1984년 동아대 전기공학과 졸업. 1988년 중앙대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 삼척대 제어계측공학과 부교수.

우 정 인 (禹靖仁)

1941년 2월 12일생. 1963년 한양대 전기공학과 졸업. 1978년 영남대 대학원 전자공학과 졸업(석사). 1970년~1979년 부산공업대 전기공학과 조교수. 1984년 중앙대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1985년~1999년 일본 동경공업대 객원 연구원. 1979년~현재 동아대 전기공학과 교수.