

# 가상자속관측기를 이용한 3상 AC/DC PWM PFC 컨버터의 입력전압 센서리스 제어 개선

## Improved Input Voltage Sensorless Control of Three-Phase AC/DC PWM PFC Converter using Virtual Flux Observer

김 영 삼\*      소 상 호\*  
Young-Sam Kim      Sang-Ho So

### ABSTRACT

In this paper, direct power control system for three-phase PFC AC/DC converter without the source voltage sensors is proposed. The sinusoidal input current and unity effective power factor are realised based on the estimated flux in the observer. Both active and reactive power calculated using estimated flux. The estimation of flux is performed based on the reduced-order virtual flux observer using the actual currents and the command control voltage. Moreover, source voltage sensors are replaced by a estimated flux. DC output voltage has been compensated by DC output ripple voltage estimation algorithm. The active and reactive powers estimation are performed based on the estimated flux and Phase angle.

The proposed algorithm is verified through simulation and experiment.

Keywords : Power Factor Correction, Direct Power Control, Sensorless, Virtual Flux Observer

### 1. 서론

기존의 AC/DC 변환기의 주종을 이루고 있는 다이오드 정류기는 저차의 고조파 성분을 많이 포함하고 있으며 부하측의 잉여전력을 처리하기 위한 별도의 장치가 필요하다<sup>[1~3]</sup>. 이런 단점으로 인해 스위칭 소자를 이용한 PWM 컨버터를 사용하고 있다. 3상 PWM 컨버터는 입력 전류를 정현적으로 제어할 수 있어 입력 전

류의 고조파 성분을 감소시킬 수 있고 입력 전압에 대하여 입력 전류의 위상을 제어할 수도 있다. 그리고 부하 변동에 대하여 안정한 직류출력전압을 유지할 수 있으며, 부하측의 잉여전력을 교류 전원측으로 회생할 수도 있어 고효율, 고역률을 얻을 수 있다. 그러나 PWM 컨버터는 전원전압과 동상의 입력전류를 얻기 위해서는 전원전압센서와 전류센서를 필요로 하고 직류출력단을 제어하기 위해서도 부가적인 하드웨어 구성이 필요하다는 단점을 가지며, 컨버터 제어를 위해 사용되는 이러한 센서들의 오동작이 제어의 불안정을 초래하여 컨버터의 전체 효율에 엄청난 손실을 끼칠 수도 있을 것이다. 즉, 센서 기술 발전이 컨버터

† 2013년 4월 8일 접수~2013년 7월 5일 게재승인

\* 두산DST(Doosan DST)

책임저자 : 김영삼(youngsam1.kim@doosan.com)

효율 개선에 공헌을 할 것이다. 하지만 센서 기술 발전과 가격의 안정화가 이루어진다 해도 더욱 복잡해지고 각종 전자파 오염이 심각해지는 현대 사회에서 센서의 안정성 확보는 더욱 힘들어질 것으로 본다. 이에 대한 대책으로 센서리스 제어가 대두되고 있는 시점이다. 컨버터의 센서리스 제어는 크게 동기 위상을 추정하는 입력 전압 센서를 없앤 전원전압 센서리스 제어<sup>[1,2]</sup>와 전류 제어에 사용되는 전류 센서를 제거하였거나 DC 출력측 전류 센서 하나만 사용하는 전류 센서리스 제어<sup>[3]</sup>, 출력 전압 제어를 위해 사용하는 전압 센서를 제거한 출력전압 센서리스 제어<sup>[4]</sup>로 나눌 수가 있다. 근래에는 전원전압 센서를 제거하는 연구가 활발하며, 안정성이 검증된 전동기 제어 알고리즘을 이용한 자속제어 방법이 대두되고 있다<sup>[5,6]</sup>.

본 논문은 기존 전원전압과 전류 측정치에 의해 구성되는 복잡한 관측기를 측정 가능한 상태변수 전류값을 제거하여 연산량을 줄이고 관측기 설계가 용이하도록 만든 축소차수 관측기를 사용하여 동기 위상을 계산하는 전원전압 센서리스 제어를 제안하였고 추정된 자속 값에 의해 전력을 직접 추정 및 제어하여 부하 변화에 강인한 알고리즘을 제안하였다. 그리고 센서리스 제어의 시스템 최적화를 위해 출력전압 리플 보상기를 설계하여 출력전압 리플을 최소화하였으며, 시뮬레이션과 실험을 통하여 검증하였다.

## 2. 본론

### 가. 3상 AC/DC PFC 컨버터의 수학적 모델링

Fig. 1의 AC/DC 컨버터 전압방정식을 동기좌표계로 변환한  $d-q$  축 전압방정식은 다음과 같다.

$$E_{dc} = R i_{dc} + L_s \frac{d i_{dc}}{dt} - \omega L_s i_{qe} + V_{dc} \quad (1)$$

$$E_{qe} = R i_{qe} + L_s \frac{d i_{qe}}{dt} + \omega L_s i_{de} + V_{qe} \quad (2)$$

Fig. 1의 3상 전원전압방정식을 동기좌표계로 변환하면 다음과 같다.

$$E_{dc} = 0 \quad (3)$$

$$E_{qe} = E_s \quad (4)$$

식 (1)과 식 (2)을 식 (3)과 식 (4)에 대입하면 다음과 같은 수식을 얻을 수 있다.

$$0 = R i_{dc} + L_s \frac{d i_{dc}}{dt} - \omega L_s i_{qe} + V_{dc} \quad (5)$$

$$E_s = R i_{qe} + L_s \frac{d i_{qe}}{dt} + \omega L_s i_{de} + V_{qe} \quad (6)$$

Fig. 1은 본 논문에 적용한 3상 AC/DC PWM 컨버터 모델이며, Fig. 2는 3상 PWM 컨버터의 벡터도이다.

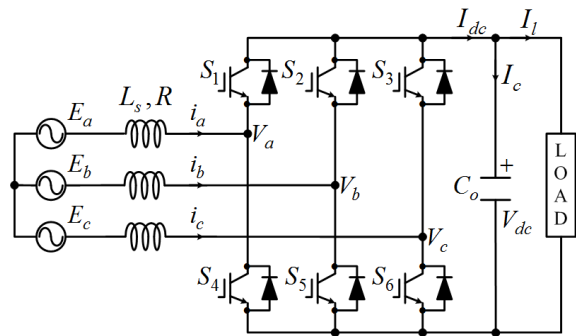


Fig. 1. Three-phase PWM converter

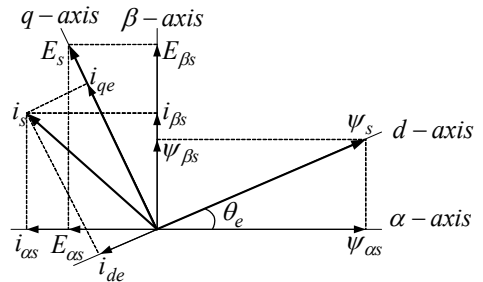


Fig. 2. Vector diagram of three-phase PWM converter

식 (6)에서  $q$  축은 상수 값  $E_s$ 를 가지며, 전원단 유효전력 성분은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$p = \frac{3}{2} (E_{dc} i_{dc} + E_{qe} i_{qe}) = \frac{3}{2} E_s i_{qe} \quad (7)$$

식 (7)에서 알 수 있듯이 동기좌표계  $q$  축 전류를 유효전력 전류 성분이라 하고  $d$  축 전류는 무효전력 전류 성분으로 볼 수 있으며, 역률은 다음과 같다.

$$PF = \frac{i_{qe}}{\sqrt{i_{de}^2 + i_{qe}^2}} \quad (8)$$

식 (8)과 같이  $d$  축과  $q$  축 전류를 제어하면 역률을 제어할 수 있으며, 역률 1로 제어하기 위해 동기좌표계의 회전각을  $E_{dc} = 0$ 이 되도록 설정하고  $d$  축 전류를 0으로 제어하면 단위역률 제어가 가능하다.

나. 가상자속관측기에 의한 센서리스 전력 제어

본 논문은 가상자속관측기에 의해 컨버터의 자속 값을 추정하여 동기 위상을 계산하는 전원전압 센서리스 제어를 제안하였다. 그리고 전원전압 센서리스를 최적화하기 위해 출력전압 리플을 추정 보상하였다.

3상 AC/DC 컨버터의 전압방정식을 이용하여 가상의 자속성분으로 정리하면 다음과 같다.

$$\dot{\Psi}_{\alpha s, \beta s} = \int E_{\alpha s, \beta s} \quad (9)$$

위의 수식에서 자속 값을 미분하게 되면 식 (10)과 같고, 식 (10)을 이용하여 입력 전류와 가상 자속을 상태 변수로 하는 상태방정식을 구하면 식 (11), (12)와 같다.

$$\begin{bmatrix} \dot{\Psi}_{\alpha s} \\ \dot{\Psi}_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega_c \Psi_{\beta s} & \omega_c \Psi_{\alpha s} \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_s \\ \Psi_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ \Psi_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} V_s = Ax + BV_s \quad (11)$$

$$i_s = Cx \quad (12)$$

$$\text{단, } i_s = [i_{\alpha s} \ i_{\beta s}]^T, \Psi_s = [\Psi_{\alpha s} \ \Psi_{\beta s}]^T, V_s = [V_{\alpha s} \ V_{\beta s}]^T$$

$$A_{11} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L_s} \end{bmatrix}, A_{12} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{\omega_c}{L_s} \\ \frac{\omega_c}{L_s} & 0 \end{bmatrix}$$

$$A_{21} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, A_{22} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_c \\ -\omega_c & 0 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_s} \end{bmatrix}, B_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

가상자속관측기의 추정된 상태변수 중에서  $i_{\alpha s}, i_{\beta s}$  는 컨버터의 입력으로 측정 가능한 상태변수이므로 이를 제외한 상전압 상태변수만으로 구성된 축소차수 가상자속관측기는 식 (13)과 같다.

$$\dot{\hat{z}} = A_{22}\hat{z} + (A_{21}i_s + B_2V_s) + L(i_s - \hat{i}_s) \quad (13)$$

단,  $\hat{z} = [\hat{\Psi}_{\alpha s} \ \hat{\Psi}_{\beta s}]^T$  : 가상자속

식 (13)에서의 축소차수 가상자속관측기의 경우 수정 항에 전류의 미분치를 사용함으로써 노이즈에 민감함으로 상태변수를 재정의하여 최종 식 (14), (15)와 같은 축소차수 가상자속관측기를 구성할 수 있다.

$$\dot{\hat{w}} = D\hat{w} + Fi_s + GV_s \quad (14)$$

$$\hat{z} = \hat{w} + Li_s \quad (15)$$

단,  $\hat{w} = [w_1 \ w_2]^T$ ,  $d$  : 관측기의 고유치

$$D \equiv d \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, L \equiv [-D + A_{22}] A_{12}^{-1}$$

$$F \equiv [-LA_{11} + A_{21} + DL], G \equiv [-LB_1 + B_2]$$

그러므로 식 (14)을 이용하여 가상자속관측기의 상태변수  $\hat{w}_1, \hat{w}_2$ 를 구하고, 이를 식 (15)에 입력하여 미지의 상태변수인 가상자속을 추정할 수 있다.(이산시간 계산)

Fig. 3은 가상자속관측기의 제어 블록도를 나타낸다.

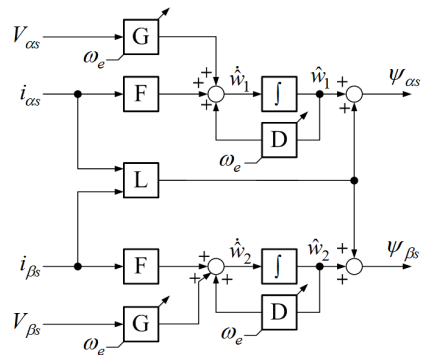


Fig. 3. Control block diagram of adaptive virtual flux observer

다. 안정도 해석

Cayley-Hamilton 정리에서  $\Phi_c = \hat{\Phi} - L\hat{c}$ 의  $\Phi_c^n = 0$ 을 이용하여 자속관측기 안정도 해석을 하였다<sup>[7]</sup>. 케환이득은  $L = P(\Phi)W_0^{-1}[0 \ 0 \ \dots 1]$ 의 Ackerman 공식을 이용하여 극점을 지정하여 얻는다. 실제 플랜트를 기준 모델로 하고, 자속관측기를 가변 시스템으로 해석하여 정리하면 다음과 같다.

$$\dot{x}_1 = Ax_1 + Bu - A_{22}\hat{\Psi}_s \quad (16)$$

$$\dot{x}_1 = A\hat{x}_1 + \hat{B}u - A_{22}\hat{\Psi}_s + L_1(c_1x_1 - c_1\hat{x}_1) \quad (17)$$

$$\hat{\Psi}_s = l_2(c_1x_1 - c_1\hat{x}_1) \quad (18)$$

단,  $c_1 = [0 \ 1]$ ,  $l_2 : L_1$ 의 원소,  $u$  : 제어 입력

Lyapunov 이론을 적용하여, 식 (16)과 식 (17)에 대한 오차 값을 정의하면 식 (19)와 식 (20)으로 되고 식 (21)의 두 번째 항을 0으로 두면 식 (22)로 계산되며,  $e_1$ 이 0으로 수렴하면  $\alpha$ 는 옵셋으로 제어 가능한 변수가 된다.

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= (A - L_1c_1)e_1 + (B - \hat{B})u + A_{22}(\Psi_s - \hat{\Psi}_s) \\ &= Ge_1 + (B - \hat{B})u + A_{22}(\Psi_s - \hat{\Psi}_s) \end{aligned} \quad (19)$$

$$V = e_1^T P e_1 + \frac{1}{\alpha}(B - \hat{B})^T(B - \hat{B}) + \frac{1}{\beta}(\Psi_s - \hat{\Psi}_s)^2 \quad (20)$$

$$\begin{aligned} \dot{V} &= e_1^T [(A - L_1c_1)^T P + P(A - L_1c_1)] e_1 \\ &+ 2 \left[ e_1^T u + \frac{1}{\alpha} \Delta \hat{B}^T \right] \Delta B - 2 \left[ e_1^T A_{22} + \frac{1}{\beta} \hat{\Psi}_s \right] \Delta \Psi_s \end{aligned} \quad (21)$$

$$\Delta \hat{B}^T = -\alpha e_1^T u \quad (22)$$

단,  $e_1 = x_1 - \hat{x}_1$ ,  $G = A - L_1c_1$ ,  $\Delta \Psi_s = \Psi_s - \hat{\Psi}_s$

$\Delta B = B - \hat{B}$ ,  $P$  : 양의 행렬,  $\alpha, \beta$  : 양의 상수

식 (21)의 세 번째 항의 값도 0으로 두면 식 (22)가 정과 같이  $\beta$ 도 옵셋 제어 가능하며, 점근적으로 안정한 조건을 만족하게 하고 재정의 하면 식 (24)와 같다.

$$\dot{\hat{\Psi}}_s = -\beta e_1^T A_{22} = -\beta^e (i_s - \hat{i}_s) \quad (23)$$

$$\hat{\Psi}_s = l_2(c_1x_1 - c_1\hat{x}_1) - \beta^e (i_s - \hat{i}_s) \quad (24)$$

단,  $\beta^e = \omega_c \beta > 0$

최적 이론에 의해 관측기 이득 행렬  $L_1$ 을 결정하면, 식 (21)의 첫 번째 항의 값은 0보다 같거나 작게 만들 수 있다. 그리고 식 (25)를 만족하는 양의 행렬  $R$ 이 존재한다고 가정하면 식 (26)과 같이 재정의 할 수 있다.

$$G^T P + P G = -R \quad (25)$$

$$\dot{V} = -e_1^T (R) e_1 \leq 0 \quad (26)$$

그러므로  $e_1$ 은 점근적 안정하다. 그리고  $e_1$ 이 영으로 수렴하도록  $L_1$ 을 정하고, 추정된 자속관측기 오차를 줄이면 최대 에러를 감소시킬 수 있다.

라. 초기 위상 추정 및 전압리플 추정 보상기의 구성

1) 초기 위상 추정

컨버터의 초기 동작 상태에서 PWM 컨버터의 전류 제어를 위해서는 SVPWM 스위칭 벡터도의 영전압 벡터를 활용하여 제어가 이루어져야 한다. PWM 컨버터에서 상전류는 전원전압, 인덕터의 인덕턴스 및 저항에 의해 결정되어지며, 영전압벡터일 때 3상 상전류는 다음과 같다<sup>[8]</sup>.

$$i_{a,b,c}(t_0 + T_0) = \frac{1}{L_s} \int_{t_0}^{t_0 + T_0} \left( \frac{2E_{a,b,c} - E_{b,c,a} - E_{c,a,b}}{3} - Ri_{a,b,c} \right) dt \quad (27)$$

단,  $t_0$  : 초기 샘플링 주기

$T_0$  : 영전압벡터 유지 시간,  $V_a = V_b = V_c = 0$

$R \approx 0$ 로 가정할 때, 식 (27)을  $\alpha - \beta$ 축 정좌표계로 변환하면 식 (28)과 같고 식 (29)와 같이 전원전압을 추정할 수 있다.

$$i_{\alpha s, \beta s} = \frac{1}{L_s} \int (E_{\alpha s, \beta s}) dt \quad (28)$$

$$\widehat{E_{\alpha s, \beta s}}(t_0) = \frac{L_s}{\Delta t} \Delta i_{\alpha s, \beta s} \quad (29)$$

식 (29)에서 추정된 전원전압과 상전류 수식을 식 (9)~(11)에 이용하여 초기 위상 추정뿐만 아니라 안정된 PWM 컨버터 전류 제어를 할 수 있고 3상 전압 방정식을 SVPWM 스위칭 상태와 직류출력전압을 이용하여 재정리하면 다음과 같이 계산 추정할 수 있다.

$$E_{a,b,c} = L_s \frac{di_{a,b,c}}{dt} - \frac{2}{3L_s} V_{dc} \quad (30)$$

### 2) 전압리플 추정보상기

3상 스위칭에 의해 발생하는 저차 고조파 성분은 직류출력 커패시터를 통해 그대로 출력전압에 나타날 것이다. 그러므로 측정된 직류출력전압에 저차 고조파 성분을 제거해줌으로써 시스템 구동시 제어 성능을 향상시킬 수 있다<sup>9)</sup>.

컨버터의 인덕터 전력분을 고려한 순시 입력전력  $P_{in}$ 은 식 (31)과 같고 직류출력 순시치는 부하전력( $P_l$ )과 직류출력 커패시터에 충전되는 직류출력전압에 따라 결정되며, 식 (32)와 같다.

$$P_{in} = E_s i_s - \frac{d}{dt} \left( \frac{1}{2} L_s i_s^2 \right) \quad (31)$$

$$= E_s I (1 + \cos 2\omega_e t) + \frac{d}{dt} \left[ \left( \frac{1}{2} L_s I^2 \right) (1 + \cos 2\omega_e t) \right]$$

$$P_o = P_l + \frac{d}{dt} \left( \frac{1}{2} C_o V_{dc}^2 \right) \quad (32)$$

단,  $E_s = E \cos \omega_e t$ ,  $i_s = I \cos \omega_e t$

이상적인 경우 입출력 값은 같다고 가정하고 식 (31)과 식 (32)의 수식을 재정리하면 식 (33)과 식 (34)와 같다.

$$V_{dc}^2(t) = V_{d0}^2 + \frac{2}{C_o} (E_s I - P_l) t + \frac{E_s I \sin 2\omega_e t}{\omega_e C_o} - \frac{\omega_e L_s I^2 \cos 2\omega_e t}{\omega_e C_o} \quad (33)$$

$$V_{dc}(t) = V_{d0} (1 + G)^{\frac{1}{2}} \quad (34)$$

단,  $G = \frac{E_s I \sin 2\omega_e t - \omega_e L_s I^2 \cos 2\omega_e t}{\omega_e C_o V_{d0}^2}$

이항정리에 의해 정의된 직류출력단 전압을 첫째 항까지 계산하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_{dc}(t) = V_{d0} + I \frac{\sqrt{E_s^2 + (\omega_e L_s I)^2}}{2\omega_e C_o V_{d0}} \sin 2(\omega_e t + \theta_e) \quad (35)$$

그러므로 직류출력단 리플전압과 실제 제어에 적용되는 직류출력전압은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_{rip} = I \frac{\sqrt{E_s^2 + (\omega_e L_s I)^2}}{2\omega_e C_o V_{d0}} \sin 2(\omega_e t + \theta_e) \quad (36)$$

$$v_{dc} = V_{dc} - V_{rip} \quad (37)$$

### 마. 직접 전력추정기의 구성

직접 전력추정기는 가상자속관측기에 의해 추정된 자속 값과 정지좌표계의 전류 성분, 추정 위상에 의해 계산되어진다<sup>10)</sup>. 전원전압과 자속의 관계를 식 (38)과 식 (39)로 정립하면, 유효전력과 무효전력 성분은 식 (40)과 식 (41)로 나타내고 순시 전력은 식 (42)와 식 (43)과 같다.

$$E_s = \frac{d\Psi_{\alpha s}}{dt} + j \frac{d\Psi_{\beta s}}{dt} + j\omega_e (\Psi_{\alpha s} + j\Psi_{\beta s}) \quad (38)$$

$$E_s i_s = \left\{ \frac{d\Psi_{\alpha s}}{dt} + j \frac{d\Psi_{\beta s}}{dt} + j\omega_e (\Psi_{\alpha s} + j\Psi_{\beta s}) \right\} (i_{\alpha s} - j i_{\beta s}) \quad (39)$$

$$p = \left\{ \frac{d\Psi_{\alpha s}}{dt} i_{\alpha s} + \frac{d\Psi_{\beta s}}{dt} i_{\beta s} + \omega_e (\Psi_{\alpha s} i_{\beta s} - \Psi_{\beta s} i_{\alpha s}) \right\} \quad (40)$$

$$q = \left\{ \frac{d\Psi_{\alpha s}}{dt} i_{\beta s} + \frac{d\Psi_{\beta s}}{dt} i_{\alpha s} + \omega_e (\Psi_{\alpha s} i_{\alpha s} + \Psi_{\beta s} i_{\beta s}) \right\} \quad (41)$$

$$p = \omega_e (\Psi_{\alpha s} i_{\beta s} - \Psi_{\beta s} i_{\alpha s}) \quad (42)$$

$$q = \omega_e (\Psi_{\alpha s} i_{\alpha s} + \Psi_{\beta s} i_{\beta s}) \quad (43)$$

식 (42)와 식 (43)을 이용하여 직접 전력 제어의 유효전력 및 무효전력을 추정할 수 있으며, 동기 위상의 계산은 추정되어진 자속 값에 의해 계산할 수 있다.

Fig. 4는 직접 전력추정기의 제어 블록도이고 Fig. 5는 전체 시스템의 블록도이다.

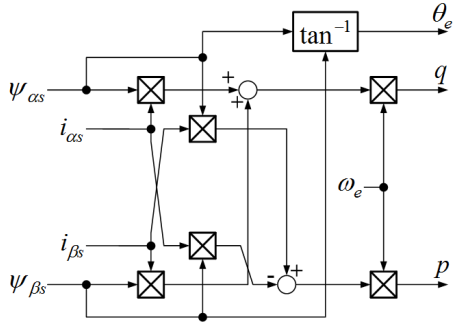


Fig. 4. Control block diagram of direct power estimator

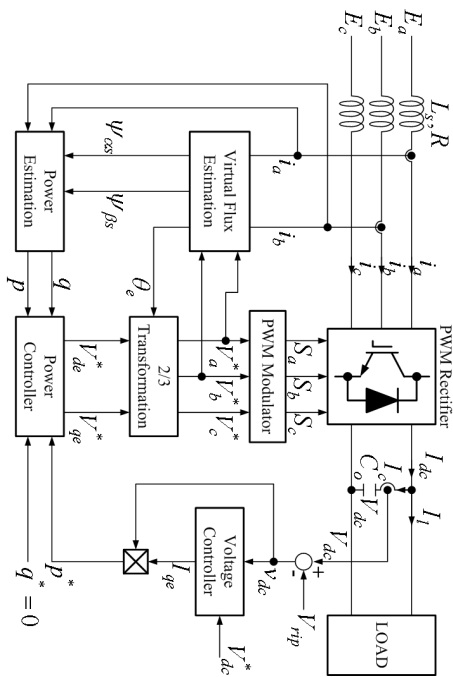


Fig. 5. Block diagram of a global system

### 3. 시뮬레이션 결과 및 검토

본 논문에서 제시한 전압전압 센서리스 제어방식의 타당성을 검증하기 위하여 MATLAB으로 시뮬레이션

을 수행하였으며, 3상 PWM 컨버터의 사양은 Table 1과 같다.

Table 1. Specification of the 3-phase AC/DC converter for simulation

계통전압	3상 380V	Ls	1mH
주파수	60Hz	C	6600uF
직류출력전압	Max. 700V	부하저항	30Ω

Fig. 6은 부하 100%일 경우 상전압과 상전류의 단위 역률 동작을 확인 할 수 있으며, 직류출력전압도 지령 제어전압에 ±0.2% 내의 오차 범위에서 잘 추정됨을 시뮬레이션 결과로 확인 할 수 있다.

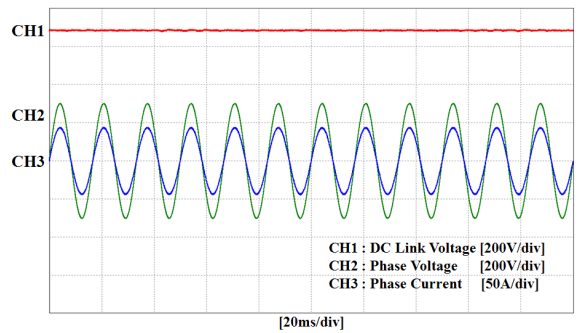


Fig. 6. PFC simulation waveforms in the case of the booster operation(680V, load 100%)

Fig. 7은 부하 변동에도 단위역률 실현과 직류출력전압의 강인 제어가 이루어짐을 확인할 수 있다.

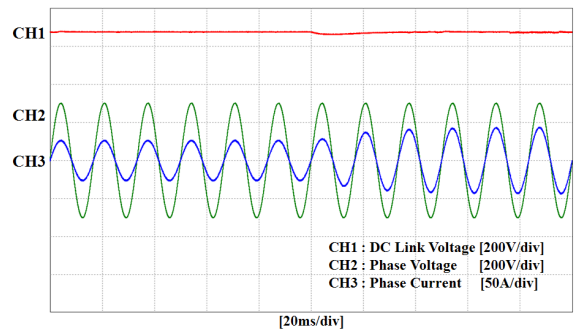
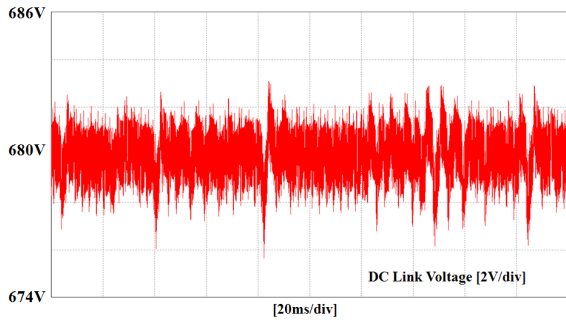
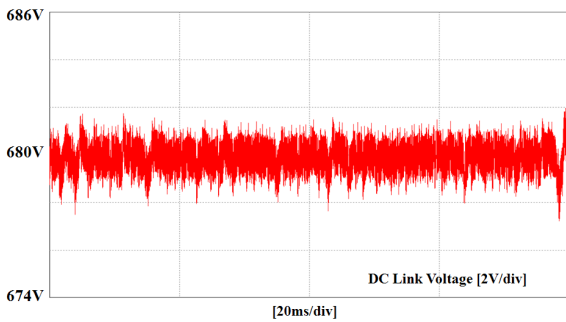


Fig. 7. PFC simulation waveforms in the load variation (680V, load 60% → 100%)

Fig. 8은 전압리플 보상 전 후에 대해 시뮬레이션을 수행하였으며, 시뮬레이션 결과 680V 직류출력전압에서 실제 출력전압은 1V 정도 개선되지만, 전체 리플 기준으로 판단하면 50% 수준으로 개선된다.



(a) Without compensation



(b) With compensation

Fig. 8. Estimated compensation simulation waveforms of DC output voltage ripple(680V, load 100%)

#### 4. 실험 결과 및 검토

본 실험에서 구성한 3상 PWM 컨버터의 사양은 3장 Table 1과 같으며, Fig. 9는 3상 PWM 컨버터 실험을 위해 설계 제작된 전체 시스템 구성도이다.

Fig. 10은 초기 3상 AC/DC 컨버터의 정류기 동작시 직류출력전압은 440V 정도이고 680V 승압 구동시 단위역을 실현과 직류출력전압 제어가 실현됨을 보여주 고 있다.

Fig. 11은 지령 출력전압 580V에서 680V 지령전압 변동시에도 승압 동작과 단위역률이 실현됨을 보여주 고 있다.

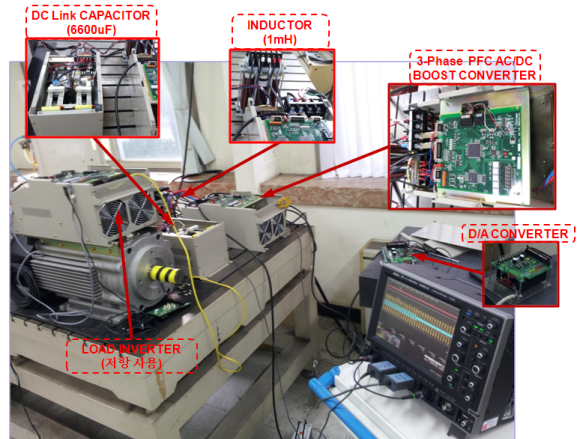


Fig. 9. Construction of experimental equipment

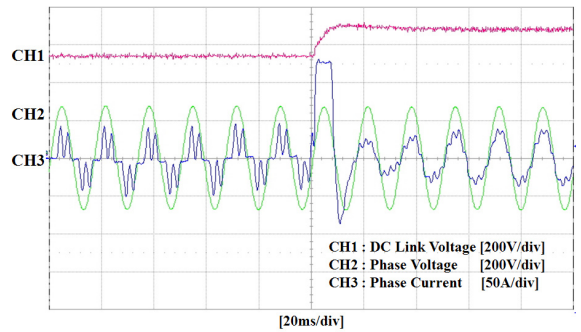


Fig. 10. PFC experimental waveforms in the PWM converter operation(load 100%)

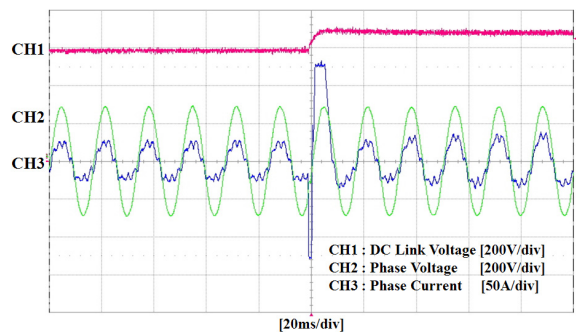


Fig. 11. PFC experimental waveforms in the DC output voltage variation(580V → 680V, load 100%)

Fig. 12는 부하 변동에도 상전압과 상전류의 단위역률이 잘 실현되고 직류출력전압도 강인제어 특성을 보임을 실험 파형으로 알 수 있다.



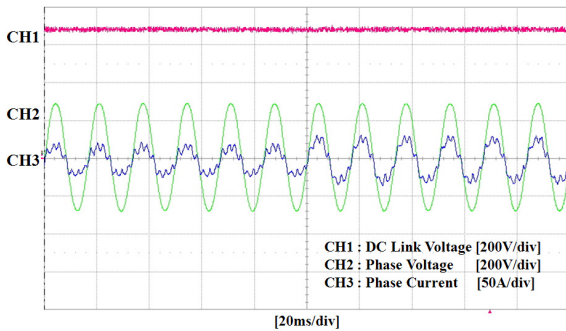


Fig. 12. PFC experimental waveforms in the load variation(680V, load 60% → 90%)

Fig. 13은 전압리플 보상 전후에 대한 실험 파형이며, 실제 680V에서 발생하는 리플 성분을 고려한 보상을 비교하면 리플이 거의 50% 수준으로 개선된다.

Fig. 14는 유효전력과 무효전력 성분을 실험 파형으로 나타내며, 전압 변동시에도 단위역을 제어 통한 유효전력이 최적화됨을 실험 파형으로 알 수 있다.

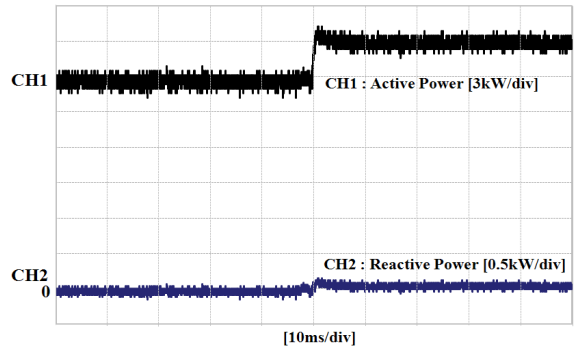
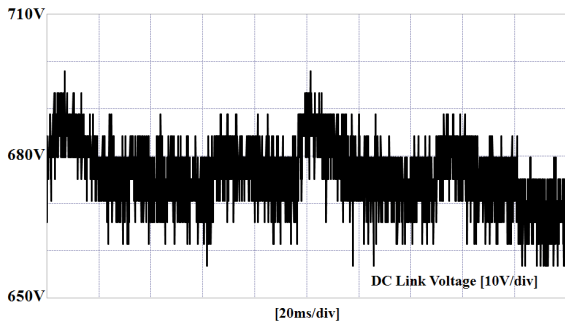
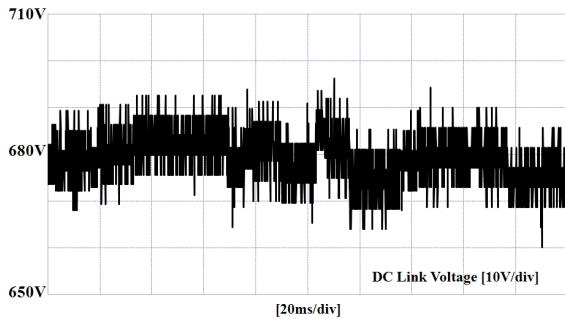


Fig. 14. Experimental waveforms of active and reactive power in the DC output voltage variation(580V → 680V)



(a) Without compensation



(b) With compensation

Fig. 13. Estimated compensation experimental waveforms of DC output voltage ripple(680V, load 100%)

## 5. 결론

본 논문은 가상 자속관측기에 의해 컨버터의 자속 값을 추정하여 동기 위상을 계산하는 전원전압 센서리스 제어를 제안하였고 추정된 자속 값에 의해 전력을 직접 추정 및 제어할 수 있는 알고리즘을 제안하였다. 자속관측기는 측정 가능한 상태변수 전류 값을 제거하여 연산량을 줄이고 관측기 설계가 용이하도록 만든 축소차수 자속관측기를 사용하였으며, 직류출력전압 리플 보상을 통한 최적의 센서리스 제어 조건이 되도록 설계하였다. 3상 PFC 컨버터를 구성하여 시뮬레이션과 실험을 수행한 결과, 자속 추정에 따른 동기 위상과 단위역률이 전원전압 센서를 사용했을 때와 동일하게 잘 실현되고 부하변화와 지령전압의 변화에도 강한 특성을 확인할 수 있었다.

## References

- [1] Y. Ito, Y. Kanno and S. Kawachi, "Source Voltage Sensor-Less Digital Control using Observer for PWM Converter" 25th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC '94 Record, Vol. 1, pp. 160~165, June 1994.
- [2] T. Ohnishi, K. Fujii, "Line Voltage Sensorless Three Phase PWM Converter by Tracking Control of Operating Frequency", Power Conversion Conference-Nagaoka 1997, Vol. 1, pp. 247~252, 3~6 Aug.



- 1997.
- [3] S. Bhowmik, Zyl. A. van, R. Spee and J. H. R. Enslin, "Sensorless Current Control for Active Rectifiers", IEEE Transactions Industry Applications, Vol. 33, pp. 765~773, May-June 1997.
- [4] T. Ohnishi, M. Hojo, "DC Voltage Sensorless Single-Phase PFC Converter", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 19, pp. 404~410, March 2004.
- [5] Guojun Tan, Xuanqin Wu, Hao Li, Meng Liu, "Novel Control Strategy for Multi-Level Active Power Filter without Phase-Locked-Loop", SCIRP Energy and Power Engineering, pp. 262~270, Feb. 2010.
- [6] Razali, A. M, Rahman, M. A, "Performance Analysis of Three-Phase PWM Rectifier using Direct Power Control", 2011 IEEE International Electric Machines & Drives Conference(IEMDC), pp. 1603~1608, 2011.
- [7] E. Davison, "The Output Control of Linear Time-Invariant Multivariable Systems with Unmeasurable Arbitrary Disturbances", IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 17, pp. 621~630, Oct. 1972.
- [8] In-Won Joo, Hong-Seok Song and Kwanghee Nam, "Source-Voltage-Sensorless Scheme for PWM Rectifier Under Voltage Unbalance Condition", 2001 4th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems, Proceedings, Vol. 1, pp. 33~38, 22~25 Oct. 2001.
- [9] P. A. Dahono, S. Riyadi, A. Mudawari and Y. Haroen, "Output Ripple Analysis of Multiphase DC-DC Converters", 1999. PEDS '99. Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems, Vol. 2, pp. 626~631, 27~29 July 1999.
- [10] M. Malinowski, M. Jasinski, M. P. Kazmierkowski, "Simple Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifier using Space-Vector Modulation(DPC-SVM)", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 51, pp. 447~454, April 2004.