

## 전원전압과 DC-link 전압 추정에 의한 3상 컨버터 센서리스 제어

추홍석\*, 천창근\*, 안진우\*\*, 김철우\*  
 부산대학교\*, 경성대학교\*\*

### Sensorless Control of Three Phase Converter using estimated Input Phase-Voltage and DC-link Voltage

Hung-Seok Chu, Chang-Gun Cheon, Jin-Woo Ahn, Cheul-U Kim  
 Pusan National Univ., Kyung Seong Univ.

#### ABSTRACT

**Abstract** - A new control method of three phase converter without measuring input phase-voltage and DC-link voltage is proposed. Input phase-voltage of these required voltages is estimated using EKF(Extended Kalman Filter) and DC-link voltage is estimated from the measured line currents and the estimated input phase-voltage. This control method is achieved without PLL(Phase Locked Loop) which senses the angle of input phase-voltage and DC-link voltage sensor. In addition, the proposed method controls high power factor and DC-link voltage utilizing the estimated phase angle. This paper describes the effectiveness of the proposed estimated algorithm through simulations.

#### 1. 서 론

3상 컨버터에서 DC-link 전압을 제어하기 위해서는 전원 상전압과 위상, 입력 상전류 및 DC-link 전압에 대한 정보가 필요하다. 기존의 방식에서는 주로 PLL과 입력 트랜스포머를 이용하여 전원전압을 측정하고, 센서로 입력 상전류와 DC-link 전압을 측정하고 있다. 그러나, 이 방식은 전원노이즈에 민감하고 부가적인 하드웨어가 필요하다. 그래서, 센서리스 컨버터에 대한 연구가 진행되어 왔다[1][2]. 본 연구에서는 부가적인 하드웨어 없이 확장칼만필터를 이용하여 전원전압과 위상각을 추정하고, 추정한 전원 상전압과 입력 상전류를 가지고 DC-link 전압을 추정한다. 시뮬레이션과 실험을 통하여 제안하는 알고리즘의 유용성을 보인다.

#### 2. 본 론

##### 2.1 센서리스 3상 컨버터의 구현

그림 1은 제안하는 센서리스 3상 컨버터의 제어 구성도를 나타낸다. 확장칼만필터 알고리즘으로 추정한  $\hat{\theta}$ 는

전압과 전류를 좌표 변환할 때 사용하게 된다. 그리고 추정한  $\hat{E}$ 와 측정된 전류를 가지고 DC-link 전압을 추정한다. DC-link 전압 지령치가 주어지면 전압제어기로  $q$ 축 전류 지령치  $I_q^*$ 를 만들어 내고,  $q$ 축 전류 지령치가 전류제어기를 통해서 제어하고자 하는 기준 컨버터 전압  $V_{abc}^*$ 를 만들어 낸다.

##### 2.2 전원상전압 추정

###### 2.2.1 전원축 컨버터 모델링

정지좌표계에서 3상 컨버터의 전압방정식은 다음과 같다.

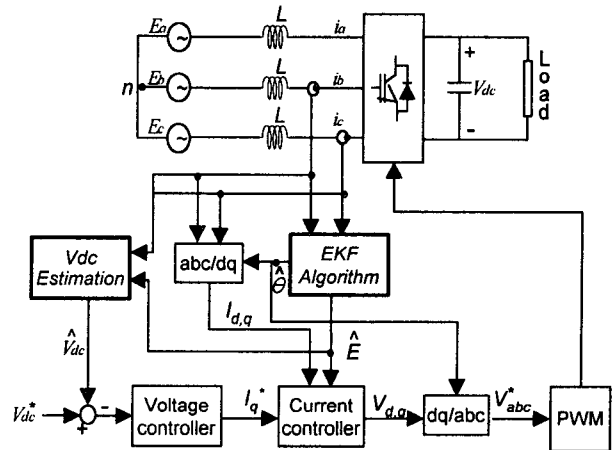


그림 1 제안하는 3상 컨버터의 제어구성도

$$E_d^s = L \frac{di_d^s}{dt} + V_d^s \quad (1)$$

$$E_q^s = L \frac{di_q^s}{dt} + V_q^s \quad (2)$$

여기서,  $E_d^s$ ,  $E_q^s$ ,  $i_d^s$ ,  $i_q^s$ ,  $V_d^s$ ,  $V_q^s$ 는 각각  $d$ 상,  $q$ 상 전압, 전류, 컨버터 전압이다.  $E_{max}$ 는 상전압의 최대치를 나타내며, 선로의 저항은 무시하였다. 그

리고 일반적으로 컨버터의 입력전압 주파수를 60 [Hz]의 평형 3상 정현파 전압원이라고 가정하면 입력전압을 다음과 같이 모델링 할 수 있다.

$$E_d^s = -E_{\max} \sin(\omega t) \quad (3)$$

$$E_q^s = E_{\max} \cos(\omega t) \quad (4)$$

여기서, (1)~(4)식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{d i_d^s}{dt} = \frac{1}{L} (E_d^s - V_d^s) \quad (5)$$

$$\frac{d i_q^s}{dt} = \frac{1}{L} (E_q^s - V_q^s) \quad (6)$$

$$\frac{d E_d^s}{dt} = -\omega E_{\max} \cos(\omega t) = -\omega E_q^s \quad (7)$$

$$\frac{d E_q^s}{dt} = -\omega E_{\max} \sin(\omega t) = \omega E_d^s \quad (8)$$

위의 전원측 3상 컨버터의 수학적 모델링을 토대로 확장 칼만 필터 알고리즘을 적용한다.

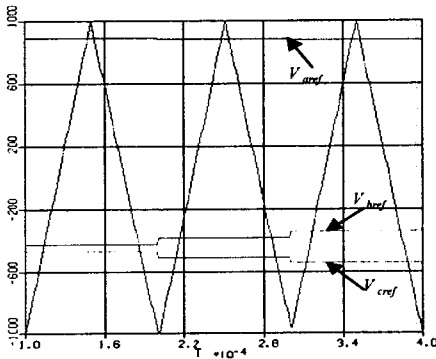


그림 2 기준상전압과 삼각캐리어파의 관계

## 2.2.2 확장 칼만 필터 알고리즘

3상 컨버터의 비선형 상태 방정식은 다음과 같은 형태로 쓰여진다.

$$\frac{dx}{dt} = f(x(t)) + Bu(t) + w(t) \quad (7)$$

$$y(t) = H(t)x(t) + v(t) \quad (8)$$

그리고, 상태변수  $x(t)$ 와 입력  $u(t)$ , 출력  $y(t)$ 를 다음과 같이 둔다.

$$x(t) = [i_d^s \ i_q^s \ E_d^s \ E_q^s \ \theta]^T$$

$$u(t) = [V_d^s \ V_q^s]^T, \quad y(t) = [i_d^s \ i_q^s]^T$$

여기서,  $w(t)$ 는 모델의 부정확함이나 시스템 외란을 나타내며,  $v(t)$ 는 측정 노이즈를 나타낸다.  $w(t)$ ,  $v(t)$ 는 평균이 0이고, 분산이  $Q(t)$ ,  $R(t)$ 인 가우시안 화이

트 노이즈이며, 시스템 상태변수  $x(t)$ 에 대하여 독립적이다. 이때 행렬  $f(x)$ ,  $B$ ,  $H$ 는 다음과 같다.

$$f(x) = \left[ \frac{1}{L} E_d^s \quad \frac{1}{L} E_q^s \quad -\omega E_q^s \quad \omega E_d^s \quad \omega \right]^T,$$

$$B = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T,$$

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

확장칼만필터 알고리즘에는 기본적으로 두 가지 주요 단계인 예측단계와 필터단계가 있다. 예측단계 동안에는 상태변수의 예측값  $x(k+1)$ 와 공분산의 예측값  $P(k+1)$ 을 구한다. 필터단계에서는 예측된 상태변수값과 출력오차에 대한 오차 수정항으로 추정값  $\hat{x}(k+1)$ 를 구한다. 확장칼만필터 알고리즘에 의해서 예측단계에서의 상태변수와 공분산 행렬의 예측값에 대한 식은 다음 식 (9), (10)과 같다[3].

$$x(k+1) = x(k) + [f(k) + f(k-1) + B(u(k) + u(k-1))] T_s/2 \quad (9)$$

$$P(k+1) = P(k) + [F(k)P(k) + P(k)F^T(k)] T_s/2 + Q \quad (10)$$

위 식은 Bilinear Transformation(BLT)를 이용하여 이산시간으로 변환한 식이다. 여기서  $T_s$ 는 샘플링 시간이며,  $F(k) = \frac{\partial f}{\partial x} \Big|_{x=\hat{x}(k)}$ 이다. 그리고, 필터단계에서 추정값은 다음 식 (11), (12), (13)와 같다.

표 1 스위칭 상태에 따른 입력측 전압방정식

	$E_{an} - L \frac{di_a}{dt}$	$E_{bn} - L \frac{di_b}{dt}$	$E_{cn} - L \frac{di_c}{dt}$
$V_{aref} > 0$ $V_{bref} < 0$ $V_{cref} < 0$	$\frac{2}{3} V_{dc}$	$-\frac{1}{3} V_{dc}$	$-\frac{1}{3} V_{dc}$
$V_{aref} < 0$ $V_{bref} > 0$ $V_{cref} < 0$	$-\frac{1}{3} V_{dc}$	$\frac{2}{3} V_{dc}$	$-\frac{1}{3} V_{dc}$
$V_{aref} < 0$ $V_{bref} < 0$ $V_{cref} > 0$	$-\frac{1}{3} V_{dc}$	$-\frac{1}{3} V_{dc}$	$\frac{2}{3} V_{dc}$
$V_{aref} < 0$ $V_{bref} > 0$ $V_{cref} > 0$	$-\frac{2}{3} V_{dc}$	$\frac{1}{3} V_{dc}$	$\frac{1}{3} V_{dc}$
$V_{aref} > 0$ $V_{bref} < 0$ $V_{cref} > 0$	$\frac{1}{3} V_{dc}$	$-\frac{2}{3} V_{dc}$	$\frac{1}{3} V_{dc}$
$V_{aref} > 0$ $V_{bref} > 0$ $V_{cref} < 0$	$\frac{1}{3} V_{dc}$	$\frac{1}{3} V_{dc}$	$-\frac{2}{3} V_{dc}$

$$\hat{x}(k+1) = x(k+1) + K(k+1)(y(k) - Hx(k)) \quad (11)$$

$$\hat{P}(k+1) = P(k+1) - K(k+1)HP(k+1) \quad (12)$$

그리고, 칼만 필터 이득  $K_k$ 는 아래와 같다.

$$K(k+1) = P(k+1)H^T(HP(k+1)H^T + R)^{-1} \quad (13)$$

본 논문에서는  $R$ ,  $Q$ ,  $P_0$ 를 안정성과 수렴시간을 고려하여 시행착오법으로 다음과 같이 정하였다.

$$\begin{aligned} Q &= \text{diag}[1.0 \ 1.0 \ 1.0 \ 10 \ 1.0] \\ R &= \text{diag}[0.1 \ 0.1] \\ P_0 &= \text{diag}[100 \ 100 \ 100 \ 100 \ 100] \end{aligned}$$

여기서  $\text{diag}$ 는 대각행렬을 의미하며, 계산량을 줄이기 위하여 시불변 대각행렬로 정하였다.

### 2.3 DC-link 전압추정

그림 2에서 기준 상전압  $V_{aref}$ ,  $V_{bref}$ ,  $V_{cref}$ 와 삼각캐리어파의 zero-cross point 대한 전압방정식은 다음과 같이 표현된다[4].

$$\begin{aligned} \frac{2}{3} V_{dc} &= E_{an} - L \frac{di_a}{dt} \\ -\frac{1}{3} V_{dc} &= E_{bn} - L \frac{di_b}{dt} \\ -\frac{1}{3} V_{dc} &= E_{cn} - L \frac{di_c}{dt} \end{aligned} \quad (14)$$

Table 1은 전압방정식에 대한 각각의 스위칭상태와 값을 표시한 것이며, 모든 스위칭 상태를 고려하여 DC-link 전압을 나타내면 다음과 같다.

$$\hat{V}_{dc} = \frac{3}{4} \left\{ \left| \hat{E}_{an} - L \frac{di_a}{dt} \right| + \left| \hat{E}_{bn} - L \frac{di_b}{dt} \right| + \left| \hat{E}_{cn} - L \frac{di_c}{dt} \right| \right\} \quad (15)$$

여기서, 전원 상전압은 확장칼만필터로 추정된 전압을 이용하여 DC-link 전압을 추정한다.

### 2.4 시뮬레이션 및 실험결과

스위칭 주파수는 5[kHz]이며 DC-link 전압은 700[V]로 제어한다. Line 인덕턴스와 DC-link 캐패시터는 각각 1[mH], 6800[μF]이며, Load는 7.5[kΩ]이다.

그림 3, 5, 6은 EKF 알고리즘을 이용하여 전원전압과 위상의 추정결과를 보여준다. 각각의 경우에 대해서 빠른 속도로 추정함을 알 수 있다. 그림 7은 DC-link 전압

의 추정치 결과를 보여주며 과도상태 시에도 빠르게 추정함을 알 수 있다. 그림 8은 상전류와 추정된 전원 상전압을 보여주며, 고역률로 제어되고 있음을 알 수 있다. 여기서 그림 1, 2, 3, 4는 시뮬레이션과형을 나타내고, 그림 5, 6, 7, 8은 실제 실험과형을 나타낸다.

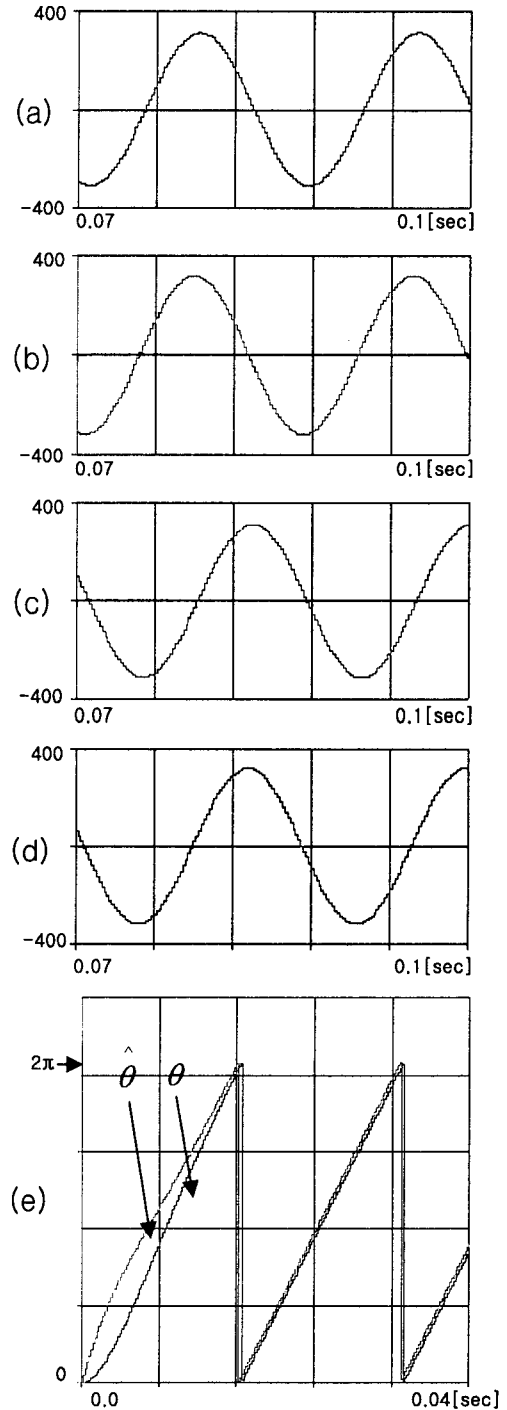


그림 3 (a)전원전압 d축 실제값  $E_d^s$  (b) 추정치  $\hat{E}_d^s$  (c)전원전압 q축 실제값  $E_q^s$  (d) 추정치  $\hat{E}_q^s$  (e) 위상의 실제값( $\theta$ )과 추정치( $\hat{\theta}$ )

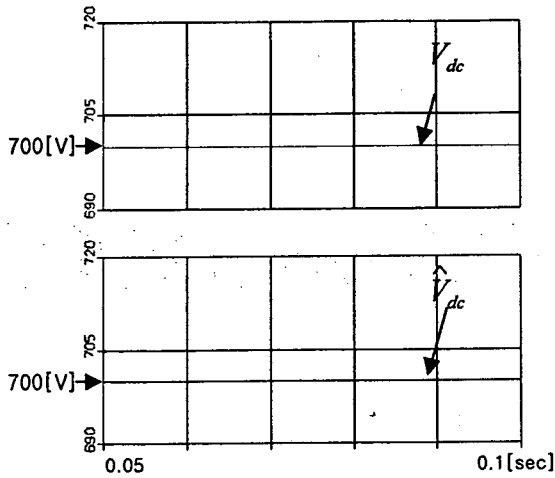


그림 4 정상상태에서 실제값  $V_{dc}$ 와 추정치  $\hat{V}_{dc}$

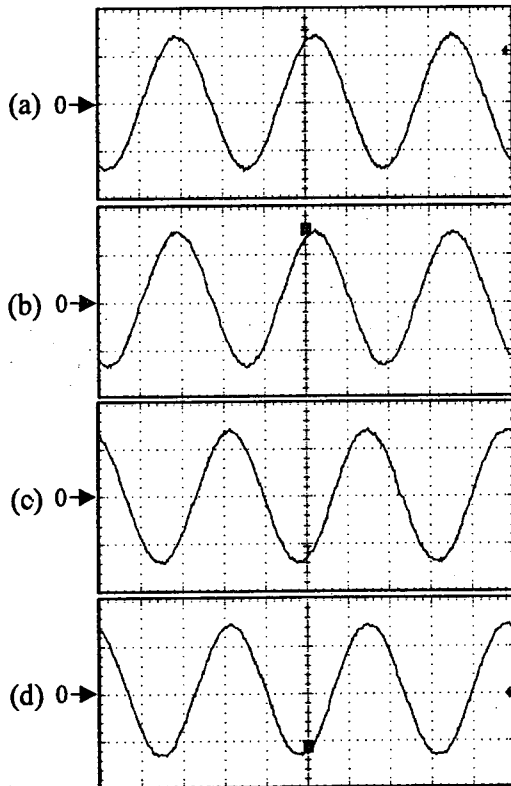


그림 5 실험파형 (a)전원전압 d축 실제값  $E_d^s$  (b) 추정치  $\hat{E}_d^s$  (c) 전원전압 q축 실제값  $E_q^s$  (d) 추정치  $\hat{E}_q^s$

### 3. 결 론

본 연구에서는 EKF를 이용하여 전원전압과 위상각을 추정하고, 입력 전류와 추정된 전압을 가지고 DC-link 전압을 추정하는 제어기법을 제안하였다. 추정된 위상각 으로부터 3상 컨버터의 고역률 센서리스 벡터 제어가 구현되었다. 제안된 추정기법은 전원 상전압과 위상각 그리고 DC-link 전압추정을 위한 부가적인 하드웨어가 필요하지 않으며 노이즈에 강하다. 본 연구의 타당성을 시뮬레이션과 실험을 통해 검증하였다.

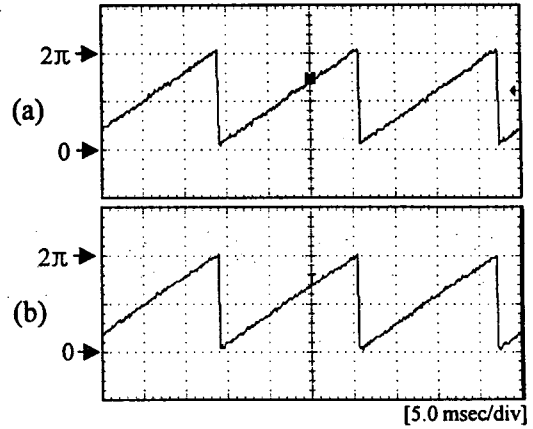


그림 6 실험파형(e) 위상의 실제값  $\theta$  (f) 추정치  $\hat{\theta}$

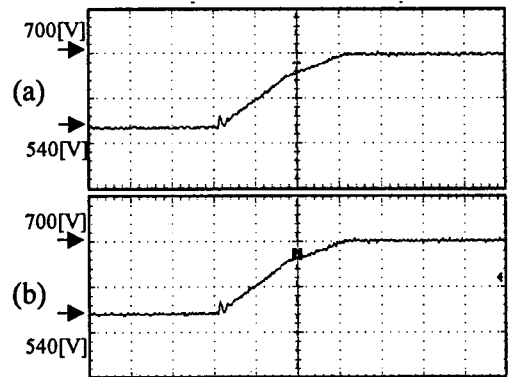


그림 7 실험파형 (a) 실제값  $V_{dc}$  (b) 추정치  $\hat{V}_{dc}$

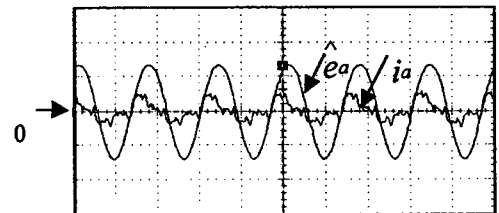


그림 8 실험파형 (a) 추정상전압  $\hat{e}_a$  (b) 실제상전류  $i_a$

### 참 고 문 헌

- [1] Shibashis Bhowmik, "Sensorless Current Control for Active Rectifiers", IEEE Trans. Industrial Applications, VOL. 33 NO. 3, pp. 765~772, May/June 1997.
- [2] Toshihiko Noguchi, "Direct Power Control of PWM Converter without Power-Source Voltage Sensors", IEEE Trans. Industrial Applications, VOL. 34, NO. 3, pp. 473~479, MARCH 1998.
- [3] Silverio Bolognami, "Sensorless Full-Digital PMSM Drive With EKF Estimation of Speed and Rotor Position", IEEE Trans. Industrial Electron., VOL. 46, NO. 1, pp. 184~191, Feb. 1999.
- [4] Toshiya Ohnuki, "Control of a Three-Phase PWM Rectifier Using Estimated AC-Side and DC-Side Voltages", IEEE Trans. POWER Electron., VOL. 14, NO. 2, pp. 222~226, MARCH 1999.