

# 부하가변시 3상 PWM 컨버터의 전류제어에 관한 연구

이재훈\*, 김은기\*, 전기영\*\*, 전지용\*\*\*, 이승환§, 오봉환§§, 이훈구§§§, 한경희\*

\*명지대학교, \*\*중소기업진흥공단, \*\*\*아주자동차대학, §대덕대학, §§명지전문대학, §§§용인송담대학

## Current Control of Three Phase PWM Converter for the Variable Load

J. H Lee\*, E. G Kim\*, K. Y Jeon\*\*, J. Y Chun\*\*\*, S. H Lee§, B. H Oh§§,  
H. G Lee§§§, K. H Han\*

\*Myongji Univ., \*\*SBC, \*\*\*Ajou motor Col., §Daedok Col., §§Myongji Col., §§§Yong-in Songdam Col.

### ABSTRACT

In this paper, The authors design the current controller which independently control the d, q axis current transformed by the synchronously rotating d, q axis and a Space Vector Pulse Width Modulation(SVPWM) to steadily control the output DC-Link voltage against the variable load of the three phase PWM converter.

Also, This study improves the high power factor, stability, and rapid response by the phase angle control using the digital Phase Locked Loop(PLL).

### 1. 서 론

최근 AC-DC 전력변환장치로는 전력용 반도체 소자에 의한 위상제어 정류기들이 주로 사용되고 있다. 그러나 이러한 위상제어 정류기들은 회로가 간단한 반면 직류부하가 변화함에 따라 역률이 떨어져 입력전류 파형에 고조파분이 포함되어 선로 전압의 안정도를 감소시켜 제어시스템에 불안전현상을 야기시키고 있다. 또한 고성능 구동시스템을 이용하더라도 컨버터의 입력전원에 문제가 발생하면 제어성능을 잃어버리게 되고 제품의 품질 또한 좋지 않은 결과를 나타내게 된다.<sup>[1]</sup> 그리하여 제품의 품질을 향상시키기 위한 여러 가지 제어방법이 모색되고 있다. 본 논문에서는 3상 PWM 컨버터의 부하변동에 대한 출력측 DC Link 전압을 일정하게 유지하기 위하여 공간전압벡터 변조기법과 동기회전좌표로 변환된 d축, q축 전류를 각각 독립적으로 제어할 수 있는 전류제어기를 설계하였다.<sup>[2]~[4]</sup> 또한 디지털 PLL을 이용한 위상각 제어에 의해 고역률, 안정성 및 속응성을 향상시켰다.

### 2. 3상 PWM 컨버터

#### 2.1 3상 PWM 컨버터의 모델링

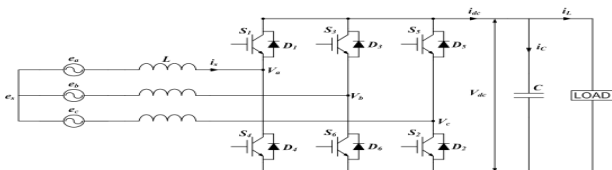


그림 1 3상 PWM 컨버터의 주회로  
Fig. 1 Main circuit of 3-phase PWM Converter

그림 1은 3상 PWM 컨버터의 주회로, 그림 2는 등가회로를

표시한다. 3상 교류를 직접 제어하기 위해서는 복잡한 수식의 전개와 많은 연산시간을 요한다. 3상의 식을 전원의 각주파수  $\omega$ 로 회전하는 2상 좌표계로 표현하면 각 상태 변수들이 직류 성분으로 표현되기 때문에 제어하기가 편리하다. 그림 3은 정지좌표계와 회전좌표계의 관계를 나타낸 벡터도이다.

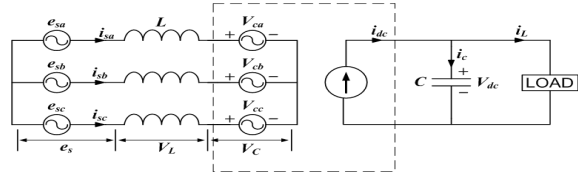


그림 2 PWM 컨버터의 등가회로  
Fig. 2 Equivalent circuit of 3-phase PWM Converter

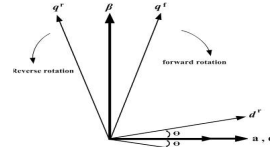


그림 3 정지좌표계와 회전좌표계의 관계  
Fig. 3 Relation of static coordinate system and revolve coordinate system

3상의 정지좌표계로 표현된 수식을 2상의 정지좌표계로 변환하고, 다시  $\omega$ 로 회전하는 2상의 회전좌표계로 표현하여 식 (1)과(2)를 얻는다.

$$e_d^e = L \frac{di_d^e}{dt} - \omega L i_q^e + V_d^e \quad (1)$$

$$e_q^e = L \frac{di_q^e}{dt} + \omega L i_d^e + V_q^e \quad (2)$$

여기서  $\omega L$  이 포함된 항은 좌표축이 회전하므로써 생기는 속도전압으로 정의된다.

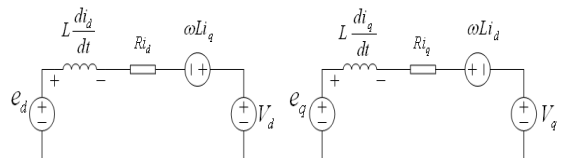
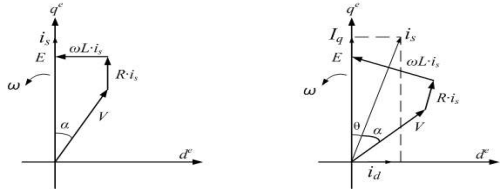


그림 4 컨버터 시스템의 d, q축 등가회로  
Fig. 4 d, q axis equivalent circuit of converter system

그림 4는 컨버터 시스템의 d, q축에 대한 등가회로이고, 여기서 저항 R은 선로에 존재하는 등가저항이다. 그림 5는 전압과 전류의 페이서도(Phasor diagram)를 보여주고 있다.



(a) 역률이 1인경우 (b)역률이 1이 아닌경우

그림 5 전압, 전류의 페이서도

Fig. 5 Phase diagram of voltage and current

DC link 캐패시터의 전압 변동에 관한 수식과 컨버터 입력 전력과 출력 전력과의 관계는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = i_{dc} - i_L \quad (3)$$

$$V_{dc} i_{dc} = \frac{3}{2} (V_d i_d + V_q i_q) \quad (4)$$

## 2.2 전압제어기

전압제어기는 전류제어기에 비하여 시스템의 응답 속도가 늦으므로 전압제어는 전류제어에 비하여 그 제어 주기가 크다. 전원측에서 공급되는 입력전력이 부하에서 소비하는 출력전력 보다 클 경우에는 DC link 전압이 증가하고, 반대의 경우에는 DC link 전압이 감소하므로 입력전력을 제어함으로써 DC link 전압을 제어할 수 있다. 이는 곧 유효전력분 전류(q축 전류)를 제어함으로써 DC link 전압을 제어하는 것과 동일하다. 일반적으로 q축 전류지령치는 DC link 전압을 일정하게 유지하기 위하여 부하측에서 소비하는 전력에 대한 전향보상(feedforward) 항과 DC link 전압의 오차에 대한 궤환(feedback)항으로 구성할 수 있다. 다음 그림은 PI제어를 이용한 전압제어 블록도이다.

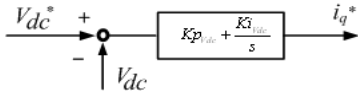


그림 6 전압제어 블록도

Fig. 6 Control block diagram of voltage controller

다음 식은 전압제어를 통해 얻은 q축 전류지령치이다.

$$i_q^* = (K_{p_{vdc}} + \frac{K_{s_{vdc}}}{s})(V_{dc}^* - V_{dc}) \quad (5)$$

## 2.3 전류제어기

3상 정지 좌표계로 표현된 수식을 2상 정지 좌표계로 변환하고, 다시  $\omega$ 로 회전하는 2상 회전 좌표계로 표현하면 식(6)과 같다.

$$\begin{bmatrix} E_q \\ E_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s + R & \omega L_s \\ -\omega L_s & L_s + R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_q \\ V_d \end{bmatrix} \quad (6)$$

식 (6)을 전류에 관한 식으로 풀어보면 다음과 같다.

$$L \frac{di_d^e}{dt} = -Ri_d^e + e_d^e - V_d^e + \omega L_s i_q^e \quad (7)$$

$$L \frac{di_q^e}{dt} = -Ri_q^e + e_q^e - V_q^e - \omega L_s i_d^e \quad (8)$$

식 (7)과 식 (8)로부터, d-q 전류제어계에 있어서 d축에서 q축으로의 간섭분  $-\omega L_s i_d$  와 q축에서 d축으로의 간섭분  $\omega L_s i_q$  가 존재함을 알 수 있다. 이러한 영향을 없애기 위하여 간섭분을 미리 보상하는 비간섭 전류제어를 행한다. 이때 q축 전류제어기에 전원전압 성분  $E_q$ 도 피드포워드 보상한다. 그림 7은 d-q축의 비간섭 전류제어계를 보여주고 있다. 여기서 R은 전력선에 존재하는 등가의 동선저항이다. 그림 7은 비간섭 전류

제어기를 구성했을 때 전류제어계의 블록선도를 보여주고 있다.

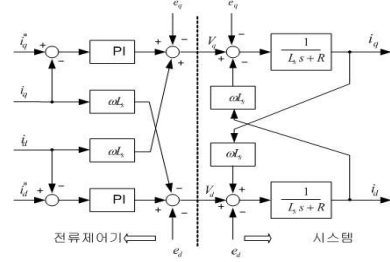


그림 7 비간섭 전류 제어기

Fig. 7 Non-interference current controller

이 전류제어계의 개루프(open loop) 전달함수  $G(s)$ 는 다음과 같다.

$$G(s) = \frac{K_p i_q s + K_f i_q}{s} \cdot \frac{1}{L_s s + R} \quad (9)$$

이 경우의 폐루프(closed loop) 전달함수  $G(s)$ 는 다음과 같다.

$$G(s) = \frac{K_p i_q s + K_f i_q}{L_s s^2 + (K_p i_q + R)s + K_f i_q} \quad (10)$$

이때  $K_{p_{i_q}} s + K_{f_{i_q}} = \frac{1}{T} (L_s s + R)$ 로 하면  $G(s)$ 는  $\frac{1}{1+Ts}$ 가 되어 1차 지연 특성을 갖게 되며 이때 전류제어기의 이득은 각각  $K_{p_{i_q}} = \frac{L_s}{T}$ ,  $K_{f_{i_q}} = \frac{R}{T}$ 로 선택될 수 있다. d축 전류제어기도 q축과 동일하다. 그러나 저항성분 R이 전선의 저항성분만인 경우는 그 값이 매우 작고 측정하기 어려우므로 위와 같은 이득 설정 방법은 사용하기 곤란하다. 따라서 본 제어기에서는 진동계수  $\zeta$ 와 고유 주파수  $\omega_n$ 을 이용한 이득설정 방법을 이용하였다. 보통 2차의 시스템 전달함수는 다음과 같은 식으로 표현된다.

$$H(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (11)$$

$\zeta = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0.707$  일 때 전달함수의 스텝 응답에 오버슈트가 없고 전달함수의 대역폭은  $\omega_n$ 과 일치하게 된다. 식 (10)과 식 (11)의 극점이 같도록 하면 다음과 같은 이득이 얻어진다.

$$K_{p_{i_q}} = 2\zeta\omega_n L_s - R \cong 2\zeta\omega_n L_s \quad (12)$$

$$K_{f_{i_q}} = \omega_n^2 L_s \quad (13)$$

## 2.4 디지털 PLL

3상 PWM 컨버터에서 부하가 변화하더라도 원활한 동작을 수행할 수 있어야 한다. 계통전압의 위상각은 가장 기본적인 중요한 정보이며 PWM 컨버터시스템에서 정확하고 빠른 계통전압의 위상각 검출은 정확한 레퍼런스의 생성을 위해 필요하다. 계통전압의 위상각 검출을 통한 시스템의 구성을 위해 디지털 PLL 회로를 구성하여 기준 되는 위상을 검출하여 위상을 동기화 시켜 정확한 전류제어를 수행한다. 그림 8은 3상 디지털 PLL의 구조를 나타내고 있다.

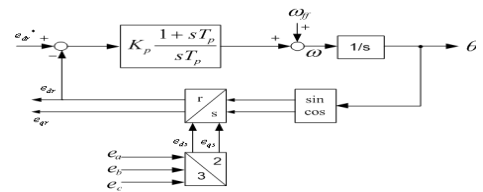


그림 8 3상 디지털 PLL의 구조

Fig. 8 The structure of the Three-phase PLL

그림 9은 3상 PWM 컨버터의 제어블럭도이다.

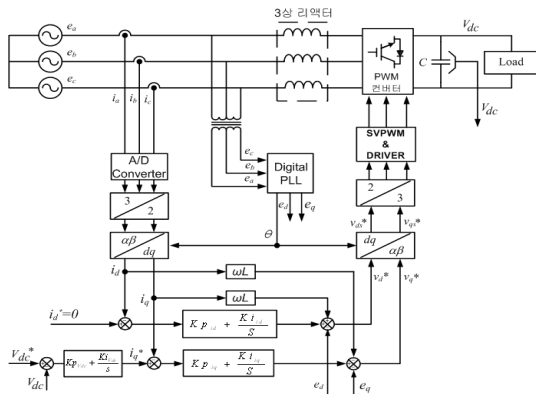


그림 9 시스템 제어 블럭도  
Fig. 9 Block diagram of system control

### 3. 시뮬레이션 결과

본 논문에는 부하변동에 대한 출력측 DC-Link 전압을 일정하게 유지하기 위한 PI전류제어기를 이용하여 MATLAB SIMULINK를 통하여 검토해 본다. 다음 표는 시뮬레이션에 적용한 파라미터 상수이다.

표 1 시뮬레이션 파라미터  
Table 1 Simulation parameter

|               |                          |
|---------------|--------------------------|
| 입력측 리액터       | $L = 1.3 \text{ mH}$     |
| 출력측 캐패시터      | $C_d = 6800 \mu\text{F}$ |
| 전원 전압         | $V_s = 360 \text{ V}$    |
| DC Link 전압지령치 | $V_d^* = 750 \text{ V}$  |
| 스위칭 주파수       | $f = 10 \text{ kHz}$     |

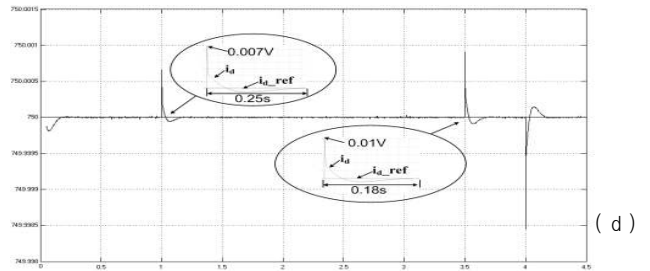
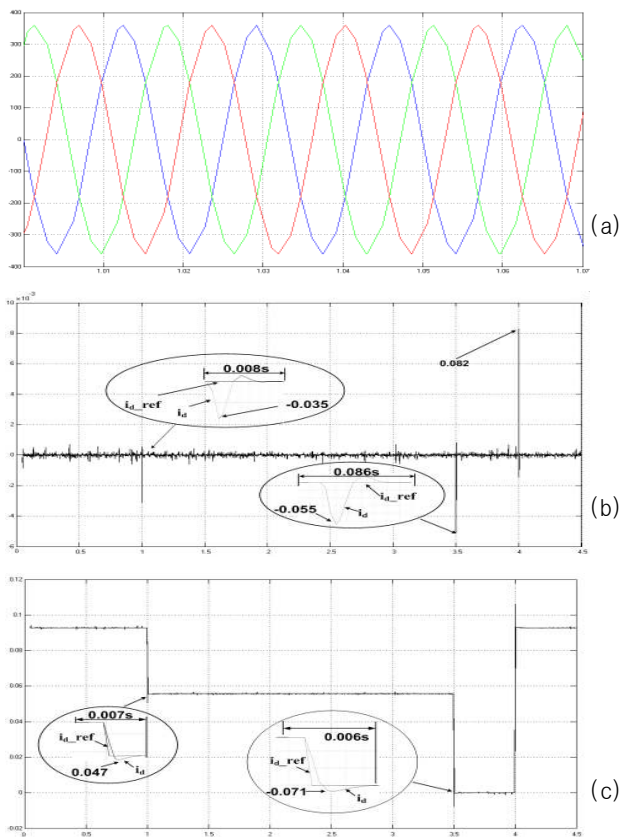


그림 10 초기상태와 부하가변시(50→30→0→50[Ω]) 동작  
Fig. 10 Initial state and load variation state(50→30→0→50 [Ω])

그림 10은 초기상태에서 부하를 가변하였을때 각파형이다. 그림 10의 (a)는 전원전압, (b),(c)는 전류제어시 d축과 q축의지령치, (d)는 DC-Link 출력전압, 그림 10은 출력전압지령치를 750[V]로 고정한 상태에서 50→30→0→50[Ω]으로 가변 하였을 때의 각부 파형을 나타내고 있다.

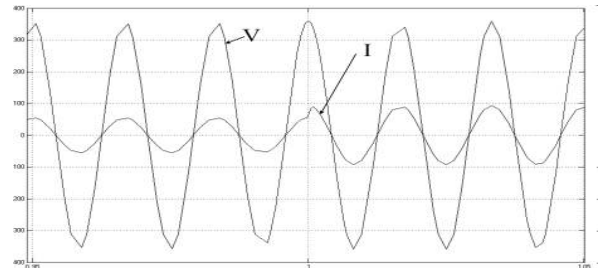


그림 11 PWM 컨버터의 입력전압과 전류  
Fig. 11 Input voltage and current of PWM converter

그림 11은 전원전압과 전류의 위상을 나타내고, 이를 통해 역률은 1을 유지하는 것을 알 수 있다.

### 4. 결 론

본 논문에서는 PI전류제어를 3상 PWM 컨버터에 적용하여, 전류제어기의 속응성 및 부하변동시의 DC-Link의 일정한 전압 제어에 관해 연구하였다. MATLAB SIMULINK를 통해 다음과 같은 결론을 얻을 수 있었다.

- [1] 동기회전좌표로 변환된 d, q축 전류는 직류량으로 제어가 용이하였으며, d축 전류를 0으로 제어하여 고역률 운전을 할 수 있었다.
- [2] 일정 DC link 전압을 제어하기 위한 q축 전류를 PI전류제어를 적용하여 부하 변동시에도 DC link 전압을 일정하게 유지하였다.

### 참 고 문 헌

- [1] 이상일 외 2인 “전압형 PWM 컨버터 제어에 의한 과도상태의 특성 개선” 전력전자학회 논문지 b제 4권, 제3호 pp.268 ~ 274, 1999.
- [2] R.P. Joshi, B.K.Bose, "Base/Gate Drive Suppression of Inactive Power Devices of a Voltage-Fed Inverter and DC Link Current Wave", IEEE IECON'90, pp.1024 ~ 1040, 1990.
- [3] 전 지 용 “3상 전압형 PWM 컨버터의 변조각 지연에 따른 fms보상 및 순시전류제어” 명지대학교 대학원 박사학위논문. 1994.
- [4] 김 대 균 “속응성을 고려한 계통연계형 태양광발전 시스템” 명지대학교 대학원 박사학위논문. 2005.