

Time Varying 전원 전압을 고려한 PWM 컨버터 제어

주 인원, 임 선경, 남 광희
포항공과대학교 전자전기공학과

PWM Converter Control considering time varying source voltage

In-Won Joo, Sun-Kyoung Lim, Kwang-Hee Nam
Department of Electrical Engineering, POSTECH University

Abstract

A new control scheme is proposed suitable for the three phase PWM converter having abrupt load variation such as a crane. In the converter used in a crane, the peak value of source voltage varies instantaneously due to the abrupt load variations. Such a voltage variation degrades the performance of DC-link control of PWM converter. To overcome this problem, load variations should be detected and compensated properly. We propose a new method for detecting and compensating the load variations without the additional hardware. With the proposed scheme, load variations are detected by estimating the current of DC-link capacitor. The estimated current information is feedbacked to a current controller to improve the performance. Additionally, the variation of source voltage is compensated using feedforward controller. The performance of the proposed scheme has been verified through simulations.

I. 서론

일반적으로 PWM 컨버터 제어에서는 전원전압의 변화를 거의 고려하지 않고 사용해왔다. 그러나 실제의 컨버터 구동시 부하의 갑작스런 변동은 전원전압의 변동을 초래하여 직류링크 전압 제어를 어렵게 만든다. 특히, 크레인과 같은 대용량의 부하를 제어하는 경우에는 부하의 영향이 직류링크 전압에만 영향을

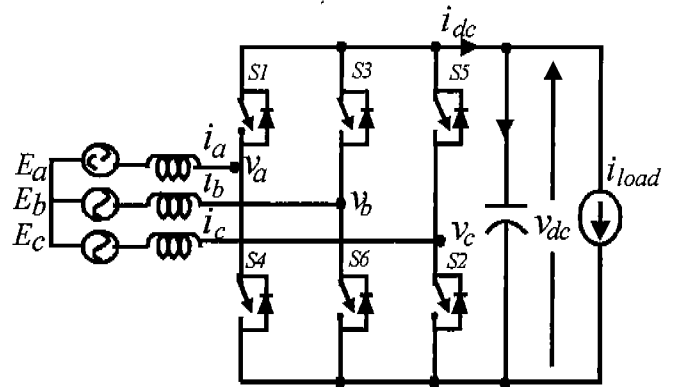


그림 1 PWM 컨버터의 모델

미치는데 그치지 않고, 전원전압에도 영향을 주어 직류링크 전압의 동적 반응 특성을 더욱 악화시킨다. 따라서 직류링크의 동적 반응 성능을 향상시키기 위하여 부하전류를 측정하고 측정된 전류를 전향제어하는 방법이 제안되었다.[1],[2] 그러나 이는 별도의 검출 회로를 추가해야 하는 어려움이 따른다.

본 논문은 불평형 조건은 고려하지 않고, 부하의 영향으로 전원전압의 크기가 순시적으로 변하는 조건 하에서 커패시터에 흐르는 전류를 오일러 방법으로 추정하여 궤환하고, 전원전압을 전향 보상하여 직류링크 전압의 변화를 빠르게 제어하는 알고리즘을 제안한다. 그리고 시뮬레이션을 통해서 제안된 알고리즘의 성능을 확인한다.

II. 전압형 PWM 컨버터의 모델

전압형 PWM 컨버터는 그림 1과 같고 시스템 방

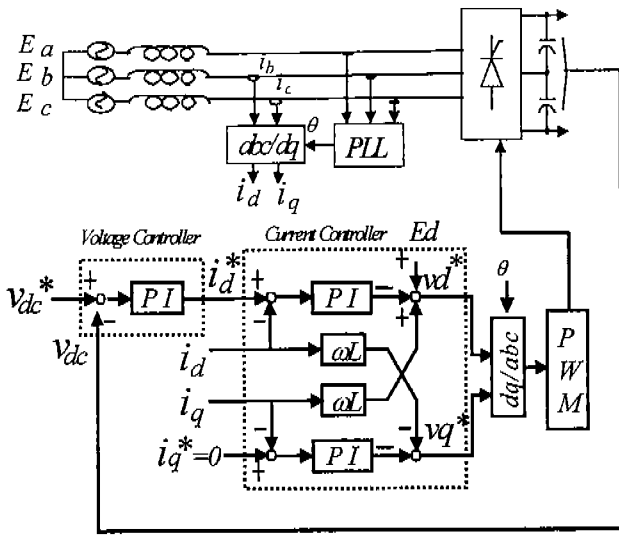


그림 2. 일반적인 PWM 컨버터 제어 블록도

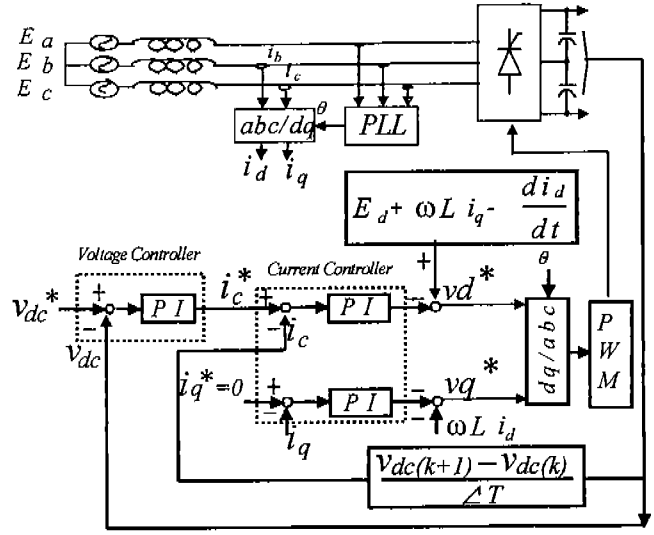


그림 3. 제안된 PWM 컨버터 제어 블록도

정식을 동기좌표계에서 나타내면 다음과 같다.[3]

$$\frac{di_d^e}{dt} = \frac{1}{L} (E_d^e - v_d^e + \omega L i_q^e - R_f i_d^e) \quad (1)$$

$$\frac{di_q^e}{dt} = \frac{1}{L} (E_q^e - v_q^e - \omega L i_d^e - R_f i_q^e) \quad (2)$$

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} (i_{dc} - i_{load}) \quad (3)$$

$$P = \frac{3}{2} [E_d^e i_d^e + E_q^e i_q^e] \quad (4)$$

$$Q = \frac{3}{2} [E_q^e i_d^e - E_d^e i_q^e] \quad (5)$$

L, R_f : 인덕턴스와 인덕턴스의 권선저항.

C, v_{dc} : 직류링크 커패시터와 직류링크 전압.

i_{dc}, i_{load} : 직류링크 입력전류와 부하 전류.

$E_d^e, E_q^e, i_d^e, i_q^e$: 동기좌표계에서의 전원전압 및 전류.

P, Q : 전원 측의 유효전력과 무효전력.

PWM 컨버터는 부하측과는 독립적으로 직류링크 전압을 일정하게 유지하며, 회생 및 단위 역률 운전을 가능하게 한다. 이를 위해서 전원 전압의 d상을 동기좌표계에 일치시키고($E_q^e = 0$), 전원 전류의 q상을 0으로 제어함으로써 무효전력이 0이 되게 하여 단위역률을 만들 수 있다. 또한, 직류링크 전압 제어는 컨버터의 전압 오차를 PI 제어기로 보상하고 d상의 전원 전류를 제어함으로써 직류링크 전압을 일정하게 할 수 있다. 그림 2는 일반적인 PWM 컨버터의 제어 블록도이다.

III. 커패시터 전류 제한 및 전원전압 전향 보상을 이용한 컨버터 제어

A. PWM 컨버터의 한계

부하의 변화는 커패시터의 전압을 변화시키고 이 때문에 커패시터 전류가 변한다. 이것을 전원 전류의 d상을 이용하여 보상해 준다. 그러나 d상의 전원 전류만을 이용하여 보상할 경우, 부하의 변동에 따른 전원전압의 변화로 인해 직류링크 전압이 심하게 변하는 경우에는 빠르게 제어하기 힘들다.

따라서, 본 논문은 커패시터의 전류를 이용하여 직류링크 전압을 빠르게 제어하는 알고리즘을 제안한다.

B 제안된 제어 알고리즘의 구현

전원측과 부하측의 유효전력이 같다고 가정하면, 다음과 같은 식이 성립한다.

$$\frac{3}{2} [E_d^e i_d^e + E_q^e i_q^e] = v_{dc} i_{dc} \quad (6)$$

$$i_{dc} = i_c + i_{load} \quad (7)$$

$E_q^e = 0$ 와 (6), (7)을 이용하면 i_d^e 는 다음과 같이 표현 된다

$$i_d^e = \frac{2}{3} \frac{v_{dc}}{E_d^e} (i_c + i_{load}) \quad (8)$$

$$L \frac{di_d^e}{dt} = \frac{2}{3} L \frac{d}{dt} \left(\frac{v_{dc}}{E_d^e} (i_c + i_{load}) \right) \quad (9)$$

부하(i_{load})의 변화가 v_{dc}, i_c 를 변화시키면 전원전압 E_d^e 의 크기도 변하므로 (9)을 정리하면 다음과 같다.

$$L \frac{di_d^e}{dt} = \frac{2}{3} L \frac{\frac{i_{dc} - i_{load}}{C} \frac{dE_d^e}{dt} - v_{dc} E_d^e (i_c + i_{load})}{E_d^e} + \frac{2}{3} L \frac{v_{dc}}{E_d^e} \left(C \frac{d^2 v_{dc}}{dt^2} + \frac{di_{load}}{dt} \right) \quad (10)$$

(1)을 다시 정리하면 다음과 같다.

$$v_d^e = E_d^e + \omega L i_q^e - R_f i_d^e - L \frac{di_d^e}{dt} \quad (11)$$

(10)와 (11)을 이용하여 전원전압의 지령치에 직접 전향제어하여 더하여주고, 그 외의 부족분은 커패시터 전류의 변화량을 PI 제어기로서 보상해 주는 제어기를 구현한다. 그림 3은 제안된 제어 블록도이다. 커패시터 전류를 제한하기 위한 방법은 부하 전류를 측정하여 (3)으로부터 구할 수 있는데, 이 방법은 부하측에 관측기를 추가해야 하는 어려움이 있다. 따라서 논문에서는 오일러 방법을 이용하여 간단하게 디지털적으로 구현한다.

즉 $i_c = C \frac{dv_{dc}}{dt}$ 이므로 PWM 주기를 T_s 라 하면,

$$\hat{i}_c = C \frac{v_{dc}(K+1) - v_{dc}(K)}{T_s} \text{ 가 된다. 이 방법은 커패시터 전압 측정시 고주파 노이즈가 많이 섞여 있을 때 큰 오차가 생기는 문제점이 있지만 저역필터를 구현하여 개선할 수 있다.}$$

전원의 선간 전압은 440V의 상용전원을 사용하였고 정격 부하는 110KW로 하고, 부하가 150KW(즉 정격의 약 135%까지 변화)로 변할 때 전원 전압이 약 25%정도 떨어지는 경우로 상황을 설정하였다.

IV. 시뮬레이션 결과

전원의 선간 전압은 440V의 상용전원을 사용하였고 정격 부하는 110KW로 하고, 부하가 150KW(즉 정격의 약 135%까지 변화)로 변할 때 전원 전압이 약 25%정도 떨어지는 경우로 상황을 설정하였다.

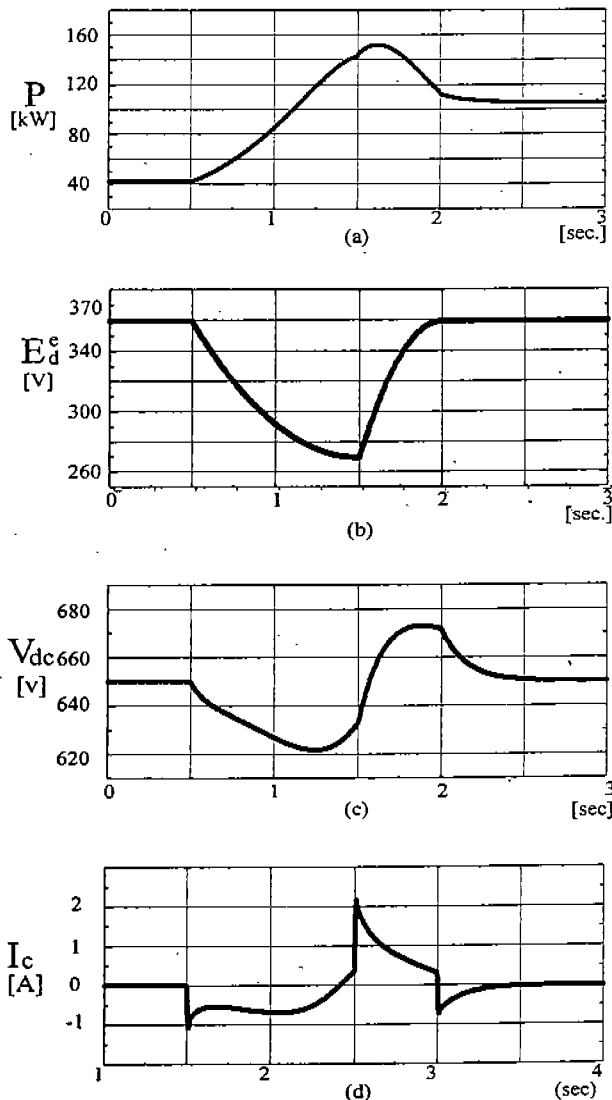


그림 4. 기존의 제어 방식을 사용했을 때의 결과

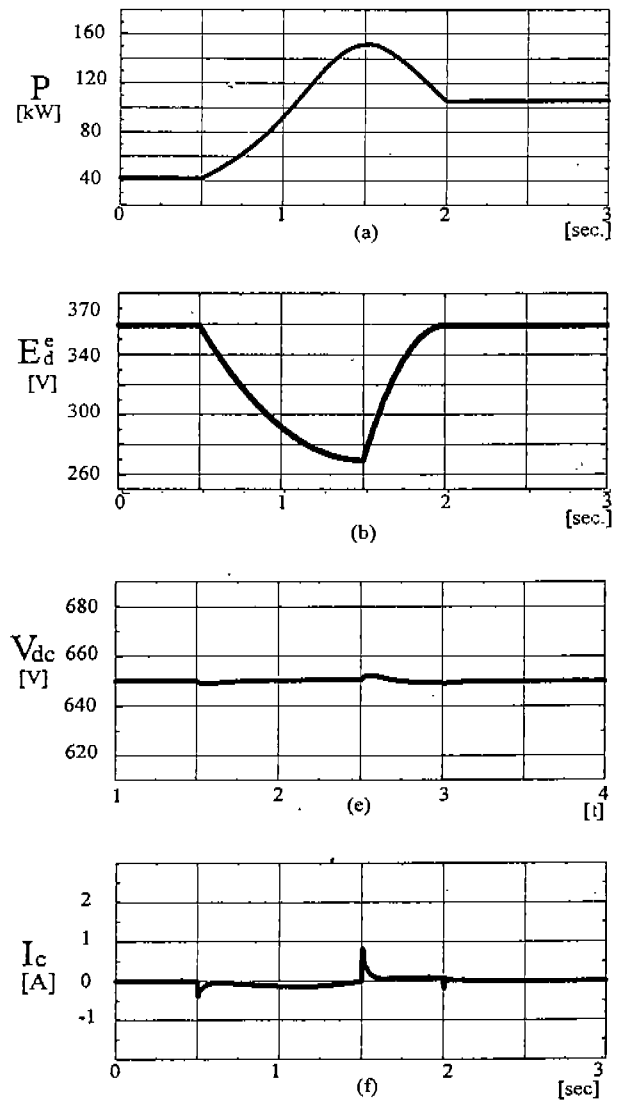


그림 5. 개선된 제어 방식을 사용했을 때의 결과

커패시터 용량은 $C=5000 [\mu F]$, 직류링크 전압은 $V_{dc}=650 [V]$ 로 제어하였고, 저항 $R=0.08 [\Omega]$ 이고 인덕턴스 $L=2 [mH]$, 스위칭 주파수는 $f_s=2 [kHz]$ 로 하였다.

그림 4는 기존의 제어 방식을 사용했을 때의 결과이다. (a)와 (b) 부하가 급격히 증가함에 따라 동기화 표계의 전원 전압이 떨어지는 현상을 보여주고 있으며, (c)와 (d)는 직류링크 전압과 커패시터에 흐르는 전류이다. 그림 4에서 볼 수 있듯이 전원 전압이 떨어지는 경우에 기존의 방법으로 제어를 하면, 직류링크 전압에 큰 리플이 보이며, 따라서 커패시터에 흐르는 전류에서도 큰 리플을 볼 수 있다.

그림 5는 제안된 제어 방식을 사용했을 때의 결과이다. 전원 전압이 변하더라도 직류링크 전압의 변화를 빠르게 제어함으로써 직류링크 전압과 커패시터 전류가 그림 4와 다르게 크게 변하지 않음을 볼 수 있다.

V. 결론

대용량의 부하를 제어하는 경우에는 부하의 영향이 직류링크 전압의 변화와 더불어 전원전압에 영향을 주어 전원전압의 크기가 순시적으로 변화(Time Varying)하는 경우에는 직류링크 전압의 동적 반응 특성이 악화된다. 따라서 직류링크의 동적 반응 성능을 향상시키기 위하여 커패시터에 흐르는 전류를 궤환하고, 전원전압을 전향 보상하여 직류링크 전압의 동적 변화를 빠르게 제어하는 알고리즘을 제안하였고 이를 시뮬레이션을 통해서 확인하였다.

참고 문헌

- [1] T.G.Habetler, "A Space Vector-Based Rectifier Regulator for AC/DC/AC Converter", IEEE Trans. Power Elec, Vol 8, No. 1, pp 30-36, 1993.
- [2] 김준석, 설승기, "직류링크 전해커패시터 없는 AC/DC/AC 컨버터 제어에 관한 연구", 대한 전기학회 논문지, 제 43권, 3호, pp 397-408, 1994.
- [3] N.R.Zargari, G.Joos, P.D.Ziogas, "A Performance Comparison of PWM Rectifiers and Synchronous Link Converters", IEEE Trans. Indus. Elec., Vol. 41, No 5, pp, 560-562, 1994.