

비검출 전류 제어를 사용한 3상 전압형 PWM CONVERTER 구현

강 동구, 이 우철, 권 성곤
효성중공업(주) 기술연구소

Implementation of a 3 Phase Voltage-Sourced PWM Converter Using the Sensorless Input Current Controller

Dong-Ku Kang, Woo-Cheol Lee, Seong-Kon Kweon
R&D Institute, HYOSUNG INDUSTRIES CO., LTD.

Abstract - A sensorless input current controller for three phase PWM converter is proposed.

A merit of this controller is that sinusoidal input line current, unity power factor, and ripple-free DC voltage can be achieved with low-cost.

The paper describes the proposed control strategy and its implementation.

Simulation result for the proposed controller is compared with that of the sensor based version.

1. 서 론

종전에는 AC/DC 컨버터로 다이오드 정류기나 사이리스터 정류기가 사용되었다. 그러나 이러한 정류기는 입력단 교류측에 고조파가 많이 함유되며 또한 낮은 역률을 보여 전력계통에 좋지 않은 영향을 미쳐왔다.

이러한 단점들을 보완하고자 최근에는 AC/DC 컨버터를 PWM방식으로 구동하고 있다. 또한 PWM 컨버터는 전압 리플이 없고 회생제동도 할 수 있다는 장점을 가지고 있다.

PWM 컨버터로 전압 및 전류제어를 하기 위해 입력전압, DC전압, 입력전류의 검출을 필요로 한다. 이러한 값을 검출하기 위해서는 고가의 A/D 컨버터가 필요하고, NOISE문제, 필터 사용문제, offset문제 등이 생기게 된다.

본 연구에서는 PWM 컨버터에 SOFTWARE로 구현되는 비검출 전류 제어를 사용하였다. 시스템 모델을 동기 회전좌표상에서 나타내고 공간 벡터 변조 기법[3]을 이용하여 유효성분과 무효성분을 독립적으로 제어하는 방식으로 전류 및 전압 제어를 행하였다.

시뮬레이션을 통해 과도상태에서 전류 및 전압특성을 검출 전류 제어를 사용한 시스템과 비교하였다.

2. 본 론

2.1 PWM CONVERTER 모델링

그림 1은 비 검출 전류제어를 구현하기 위한 Hardware구성도이다.

입력 전류의 정현파화와 정류기가 정상으로 동작하기위해 DC측 전압은 아래와 같아야 한다.[4]

$$V_{dc} \geq \frac{2\sqrt{2}}{\sqrt{3}} V_{LL} \quad (1)$$

V_{LL} 은 선간 전압의 rms치이다. 정격 부하에서 입력 리액터측의 전압 강하를 생각한다면

$$V_{dc} \geq \frac{2\sqrt{2}}{\sqrt{3}} V_{LL} + V_L \quad (2)$$

V_L : 입력 리액터측의 전압강하

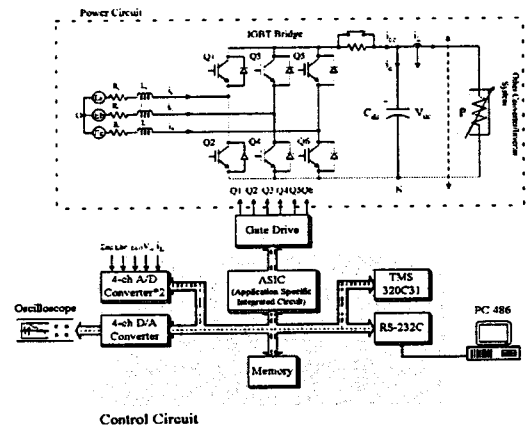


그림1. PWM AC/DC 컨버터 구성도

Software는 크게 3부분으로 나누어진다.

시스템 변수들을 정의 초기화하는 메인 루틴, 피이드백 받는 값의 offset를 결정하는 offset 루틴과 전체적인 제어를 하는 INT1루틴이 있다.

특히 ASIC 초기화 루틴에서는 INT 주기, A/D conversion start 시간, Dead time등이 초기화 된다.

INT1 루틴에서는 feedback 되는 값들을 읽고, Digital PLL에 의해 위상이 맞추어진다.

또 전류의 값이 예측되어지고 PWM pulse가 ASIC

에 load된다.

ASIC은 각종 interrupt 신호를 만들고 INT 주기 중간에 A/D conversion start 신호를 발생시킨다.

Micro Processor는 TMS320C31(33.3333M)를 사용하였고 feedback를 받기 위해 4Channel A/D Converter인 AD7874 2개를 사용하였다.

다음은 PWM converter 입력 전압 방정식이다.

$$\begin{aligned}
 L_s \frac{di_a}{dt} &= -R_s i_a - \frac{(2Q_1 - Q_2 - Q_3)}{3} V_{dc} + E_a \\
 L_s \frac{di_b}{dt} &= -R_s i_b - \frac{(2Q_2 - Q_1 - Q_3)}{3} V_{dc} + E_b \\
 L_s \frac{di_c}{dt} &= -R_s i_c - \frac{(2Q_3 - Q_1 - Q_2)}{3} V_{dc} + E_c \\
 \left(\begin{array}{l} Q_1, Q_2, Q_3 = 1, \text{ if TURN ON} \\ Q_1, Q_2, Q_3 = 0, \text{ if TURN OFF} \end{array} \right)
 \end{aligned} \quad (3)$$

다음은 출력측 방정식이다.

$$\begin{aligned}
 i_c &= C \frac{dV_{dc}}{dt} = i_{dc} - i_L \\
 i_{dc} &= i_a Q_1 + i_b Q_2 + i_c Q_3 \\
 i_L &= \frac{V_{dc}}{P}
 \end{aligned} \quad (4)$$

2.2 제어 방법

2.2.1 전압제어

Converter의 전압제어를 위해 q축의 전류 지령치는 아래와 같이 DC Link 전압 지령치와 실제 피이드백 되어지는 전압의 차만큼을 PI제어기에 넣어 구한다.[2]

$$i_{oq}^* = K \left[\varepsilon + \frac{1}{r} \int \varepsilon dt \right], \quad \varepsilon = V_{dc}^* - V_{dc} \quad (5)$$

2.2.2 전류제어

PWM방식으로 제어를 하면, 한 번의 sampling시, 8개의 switching state가 생긴다.

이 중 2개는 무효 벡터이고 6개는 유효 벡터이다.

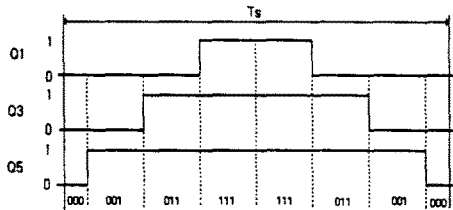


그림2. 한 주기 동안의 스위칭 패턴

그림 3은 그림2와 같은 스위칭 패턴 중 {011}일때의 모델이다.

이때 등식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 i_a(n+1) &= i_a(n) + [E_a(n) - R_s i_a(n) + \frac{2}{3} V_{dc}(n)] \frac{\Delta T}{L_s} \\
 i_b(n+1) &= i_b(n) + [E_b(n) - R_s i_b(n) - \frac{1}{3} V_{dc}(n)] \frac{\Delta T}{L_s} \\
 i_c(n+1) &= -[i_a(n+1) + i_b(n+1)]
 \end{aligned} \quad (6)$$

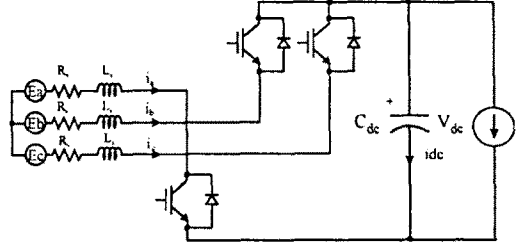


그림3. 스위칭 패턴이 {011}일때의 정류기 모델

각각의 유효벡터, 무효벡터일 때의 등식으로 전류를 구하고 예측하여 유효 성분과 무효 성분으로 구분해 전류제어기에 넣는다.

Converter의 전류제어를 위해 d, q축의 전압 지령치는 아래와 같다.

여기에서 d축의 $\omega L i_{dq}$ 와 q축의 $\omega L i_{dq}$ 는 정지좌표계에서 회전좌표계로 바꿀때의 간섭항이다.[1]

$$\begin{aligned}
 \varepsilon &= i_{dq_estimat} - i_{dq}^* \\
 V_{dq}^* &= K \left[\varepsilon + \frac{1}{r} \int \varepsilon dt \right] + \omega L i_{dq_estimat} \\
 \varepsilon &= i_{oq_estimat} - i_{oq}^* \\
 V_{oq}^* &= K \left[\varepsilon + \frac{1}{r} \int \varepsilon dt \right] - \omega L i_{dq_estimat} + E_{oq}
 \end{aligned} \quad (7)$$

2.2.3 전체제어

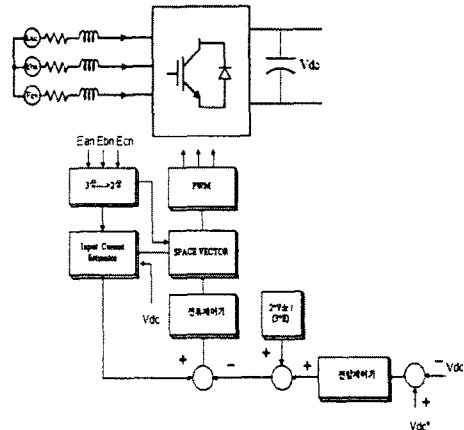


그림4. 전체 제어 블록

그림4는 전체 제어 블록도를 나타낸다.

출력측 전압 기준치와 실제값의 차가 전압제어기를 거쳐 q축 성분의 지령치가 되고 입력 전류 추정치와 PI제어를 하는 전류제어기의 입력이 된다. 공간 벡터 제어를 거쳐 PWM 펄스의 게이트 ON 시간을 ASIC에 loading하면 ASIC에서 PWM 펄스를 만들어 IGBT Driv를 구동한다.

그림 5는 비검출 전류제어기를 나타내는 간단한 흐름도를 나타낸다.

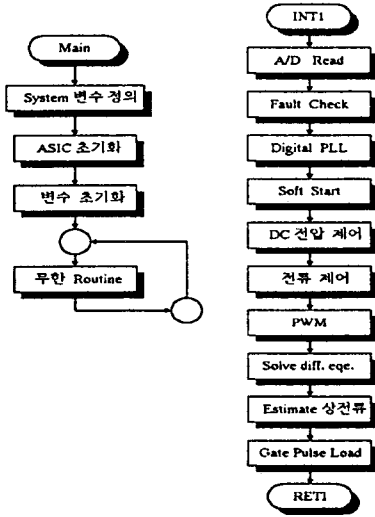


그림5. 전체적인 흐름도

3 시뮬레이션

표 1. 시스템 파라미터

인덕터	1.4mH
출력 커패시터	13000uF
스위칭 주파수	8KHz
출력 DC 전압	370V
부하변동(P)	25.6Ω -> 12.8Ω

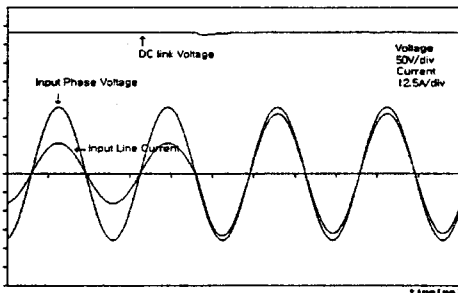


그림6. 전류 검출이 있는 경우의 시뮬레이션 결과
(출력측 저항 부하변동 25.6Ω->12.8Ω)

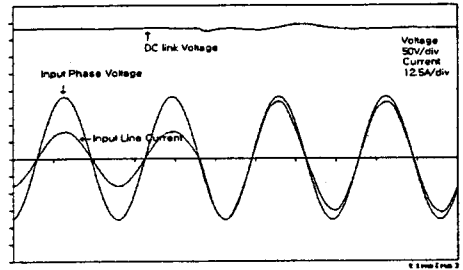


그림7. 전류 검출이 없는 경우의 시뮬레이션 결과
(출력측 저항 부하변동 25.6Ω->12.8Ω)

그림 6,7은 전류검출, 전류비검출 전압형 컨버터의 과도상태에 있어서 입력 전압, 전류 및 출력 전압이다. 비검출 전류 제어기는 전류 검출 제어기 보다 응답이 느리지만 전압 및 전류제어가 비교적 잘되는 것을 볼 수 있다.

4. 결 론

전류를 검출받지 않는 비검출 제어기는 검출에 필요한 여러 가지 Hardware를 필요로 하지 않기 때문에 그로 인한 여러 가지 문제를 해결할 수 있다.

본 연구에서는 전류를 검출받지 않고 Software에 의해 전류를 측정, 예측하는 전류제어기로 전압 및 전류 제어를 할 수 있음을 보였다. 그리고 시뮬레이션을 통하여 전류 검출을 받는 경우와 비검출 전류제어기를 사용한 경우의 과도 응답 상태를 비교해 보았다. 그리고 실험을 통해 검증해 보도록 하겠다.

(참 고 문 헌)

- [1] J. Ollila, "A PWM-rectifier without current measurement", EPE Journal, Vol 4., No2, June 1994.
- [2] S. Bhowmik, R. Spee, G. C. Alexander and J.H.R. Enslin, "New simplified control algorithm for synchronous rectifiers", IEEE IECON, pp 494-499, 1995
- [3] Thomas G. Habetler, "A Space Vector-Based Rectifier Regulator for AC/DC/AC Converter", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol 8, No1, pp.30-36, January, 1993.
- [4] N. Mohan, T.M. Undeland and W. P. Robbins, Power Electronics: Converters, Applications and Design, John Wiley & Sons, pp.425-426, 1989.