

PWM 전압형 컨버터의 간접전류 제어기법

*김형철, 최재호
충북대학교 전기공학과

Indirect Current Control Scheme in PWM Voltage - Sourced Converter

Hyong-Cheol Kim, Jae-Ho Choi
Department of Electrical Engineering, Chung-buk National University

Abstract - A control scheme for the Voltage-sourced PWM converter based on space vector equations is introduced. The main advantages of this new control scheme are that sinusoidal line currents with nearly unity power factor, ripple-free DC voltage output are achieved without current sensors. The dynamical equations with battery model is derived. The proposed scheme is verified by computer simulation.

1. 서론

최근까지는 다이오드 정류기나 사이리스터 정류기가 AC/DC 컨버터로 주로 사용되고 있었으나, 교류 입력 전류에 고조파가 많이 함유되며, 낮은 역률등으로 전력계통에 미치는 영향을 무시할 수 없었다.

PWM 컨버터는, 이러한 단점들을 극복하여 단위역률 및 선전류를 정현파로 가져갈 수 있다는 점, DC 전압의 리플이 없다는 점, 회생제동이 가능하다는 장점들로 인해 점점 그 사용되는 분야가 넓어지고 있으며 그 제어기법들도 다양하게 연구되고 있다.

Phase and Amplitude control은 두 개의 제어 변수 - 위상제어는 δ , 크기(변조도)제어 M - 로 부하변동에 관계없이 정류기의 역률제어 및 일정 DC 전압제어를 행한다. 구조가 간단한 반면, 과도 상태에서 직류 전류 울셋이 존재한다. 전류 제어에 있어서 가장 널리 사용되어 왔던 제어 기법은 히스테리시스 제어이다. 구조가 간단하고, 과도 응답이 빠르게 직류 울셋이 존재하지 않는 반면, 스위칭 주파수가 일정하지 않아 전류 고조파가 넓은 대역에 걸쳐 존재하며, 부하나 전력흐름의 방향이 변동될 때, 스위칭 주파수가 가변된다는 단점들을 가지고 있다. PI 형태의 DC 전압 제어기와 위상동기 루프를 포함한 제어 시스템, 부하 전류 Feedforward를 이용한 과도상태에서의 응답성을 향상시킨 시스템도 보고되고 있다. [2][4]

이러한 제어기법들은 삼상 입력전원에서 두 개 혹은 세 개, dc link에서 1개의 전류 센서들을 사용한다. 이러한 센서들은 페루프 전류제어를 구현하기 위해 사용되며 또한 상전류를 제한함으로써 스위칭 소자의 보호를 가능하게 하지만, 디지털 전류제어를 구현하기 위해서는 A/D converter 와 같은 고가의 부가적인 하드웨어가 필요하게 되어 시스템 가격을 높이고, 시스템을 복잡하게 하며, 안정성을 약화시키는 등의 단점들을 가지고 있다.

본 논문에서 제안한 간접전류 제어는 전류루프의 동작이 연산으로 대체되어 구현된다. 동기회전좌표상에서 시스템 모델

을 유도하고, 공간 벡터 변조기법을 이용하여 유효·무효 성분의 독립제어를 행함으로 전압제어 및 역률제어를 행한다. 디지털 시뮬레이션을 통해 과도상태에서의 응답특성 전류 피드백 루프를 갖는 제어 시스템과의 특성을 비교하였다.

2. 컨버터 시스템의 모델링

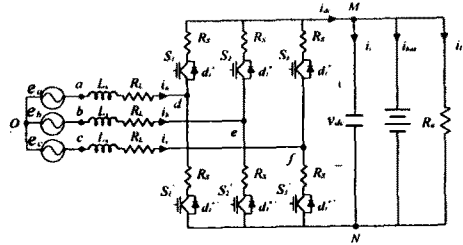


그림 1. PWM AC/DC 컨버터의 주요회로

$$L \frac{di_a}{dt} = -Ri_a - (V_d d_1^2 + V_{N0}) + e_a \quad (1)$$

$$L \frac{di_b}{dt} = -Ri_b - (V_d d_2^2 + V_{N0}) + e_b \quad (2)$$

$$L \frac{di_c}{dt} = -Ri_c - (V_d d_3^2 + V_{N0}) + e_c \quad (3)$$

$$V_{N0} = -\frac{1}{3} V_d \sum_{i=1}^3 d_i^2 \quad (4)$$

직류 출력측 방정식은 다음과 같다.

$$i_c = C \frac{dV_d}{dt} = i_d - i_L - i_{bat} \quad (5)$$

$$i_d = i_1 d_1^2 + i_2 d_2^2 + i_3 d_3^2 \quad (6)$$

$$i_L = \frac{V_d}{R_0} \quad (7)$$

$$i_c = C \frac{dV_d}{dt} = (i_1 d_1^2 + i_2 d_2^2 + i_3 d_3^2) - \frac{V_d}{R_0} - i_{bat} \quad (8)$$

위식들을 상태 벡터 형식으로 표현하면

$$Z\dot{x} = Ax + Be$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{di_b}{dt} \\ \frac{di_c}{dt} \\ \frac{dV_d}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 & -\frac{1}{L}(d_1^2 - \frac{1}{3} \sum_{i=1}^3 d_i^2) \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{1}{L}(d_2^2 - \frac{1}{3} \sum_{i=1}^3 d_i^2) \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} & -\frac{1}{L}(d_3^2 - \frac{1}{3} \sum_{i=1}^3 d_i^2) \\ \frac{d_1^2}{C} & \frac{d_2^2}{C} & \frac{d_3^2}{C} & -\frac{1}{R_0 C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ V_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{e_a}{L} \\ \frac{e_b}{L} \\ \frac{e_c}{L} \\ -\frac{i_{bat}}{C} \end{bmatrix} \quad (9)$$

와 같이 표현될 수 있다.

식 (9)는 시변이다. 따라서, 시불변으로 표현되는 회전좌표계로 변환한다.

$$\begin{aligned} Z \dot{x}_{dqo} &= A_{dqo} x_{dqo} + B_{dqo} e_{dqo} \\ \text{여기서, } \dot{x}_{dqo} &= T \dot{x} \\ A_{dqo} &= T A T^{-1} - T Z \dot{T}^{-1} \\ x_{dqo} &= T x \\ B_{dqo} &= T B \end{aligned}$$

$$T = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \omega t & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & 0 \\ \sin \omega t & \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & 0 \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{3}{2} \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{de}}{dt} \\ \frac{di_{qe}}{dt} \\ \frac{dv_{dc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\omega & -\frac{d_{de}}{L} \\ \omega & -\frac{R}{L} & -\frac{d_{qe}}{L} \\ \frac{3}{2C} d_{de} & \frac{3}{2C} d_{qe} & -\frac{1}{R_0 C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{de} \\ i_{qe} \\ v_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{E}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (11)$$

2-1. 배터리의 수학적 모델링

AC/DC 컨버터의 시뮬레이션을 위해서는 배터리 모델의 해석이 필요하다. 밀폐형 연축전지는 UPS등의 응용에 있어서 많이 사용된다. 전기에너지는 배터리 내의 화학물질이 서로 반응할 때 얻어진다. 화학반응물은 배터리 충전 상태, 배터리 저장용량, 충·방전률, 환경온도, 수명등에 따라서 다르게 얻어진다. 유용한 배터리의 모델들이 [5]에 보인다. 본 논문에서는 그 중 하나로 Thevenin 동가회로를 그림2에 보인다.

이러한 모델의 파라미터들은 모델링된 정확한 값이 아니라 위에서 언급했던 여러 가지 조건들로 다르게 얻어질 수 있다. 이 논문에서는 배터리의 기본적인 함수 표현을 통해 컴퓨터 시뮬레이션 및 배터리의 기본적인 동작을 이해하기 위해 사용했다.

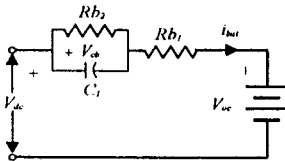


그림2. Thevenin 배터리 모델

$$i_{bat} = \frac{V_{dc} - V_{cb} - V_{oc}}{Rb_1} \quad (12)$$

$$C_1 \frac{dV_{cb}}{dt} = i_{bat} - \frac{V_{cb}}{Rb_2} \quad (13)$$

Voc : open circuit voltage Vcb : overvoltage capacitance
Rb1 : internal resistance Rb2 : overvoltage resistance

3. 제어 기법

3-1. 전압제어

원하는 q축의 전류 기준치는 유효 전력의 흐름을 의미하며, 그 값의 크기는 dc 출력전압을 일정하게 제어하기 위해서 다음과 같은 피드백 동작으로 이루어진다.

$$i_{qe}^* = K \left[\varepsilon + \frac{1}{\tau} \int \varepsilon dt \right], \quad \varepsilon = V_{dc}^* - v_{dc} \quad (14)$$

3-2. 간접전류제어

식 (11)를 컨버터 입력단 전압과 전류에 대해서 다시 정리하면,

$$\begin{bmatrix} 0 \\ E \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} LP+R & -\omega L \\ \omega L & LP+R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{de} \\ i_{qe} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{de} \\ v_{qe} \end{bmatrix} \quad (15)$$

의 관계식이 성립하며, 여기서 d축과 q축은 ω 항으로 상호 간섭하고 있으며, q축 전류를 일정값으로, d축 전류를 0으로 가져가면, 인버터는 단위역률을 가지면서 상용전원으로부터 정현적인 선전류를 흐르게 한다.

만약 선전류 벡터가 임의의 기준전류를 잘 추종한다고 하면, 요구되는 d축 q축의 컨버터 입력단 전압은 식(16),(17)와 같이 표현될 수 있다.

$$v_{de}^* = E - \left(R + L \frac{d}{dt} \right) i_{de}^* - \omega L i_{qe}^* \quad (16)$$

$$v_{qe}^* = - \left(R + L \frac{d}{dt} \right) i_{qe}^* + \omega L i_{de}^* \quad (17)$$

컨버터 입력단 전압이 정확히 제어가 되면 실제 전류는 기준전류를 잘 추종할 것이다.

3-3. 실제적인 고려

PWM 전압 변조는 직류단 전압이 일정하다는 전제하에 고려되는데 과도 상태에서, 컨버터에 의해 만들어지는 dc 전류는 선전류의 기준치를 벗어나게 되어 오차를 발생시킨다. 따라서, 직류 전압 변동에 의한 오차를 보상해 줄 필요가 있으며, 측정된 직류단 전압으로 변조 기준치를 나누어 줌으로써 해결될 수 있다.

무부하시의 선형화에 의해서 다음과 같은 식이 유도된다.

$$\begin{aligned} v_{mi}(t) &= \frac{v_{dc} v_{cs}(t)}{v_{dco} + \Delta v_{dc}(t)} \\ &= v_{cs}(t) - \frac{v_{cso}}{v_{dco}} \Delta v_{dc}(t) \\ &= v_{cs}(t) - \frac{e_{qsN}}{v_{dcN}} \Delta v_{dc}(t) \end{aligned} \quad (18)$$

m : 변조 기준값 (컨버터 입력단) N : 공칭값

s : 정지 좌표계의 값 o : 동작점

DC 전압 에러는 오직 유효성분 항에서만 감소된다. 결론적으로 dq 회전좌표계상에서의 전압 기준치는

$$V_{qe}^* = E - \left(R + L \frac{d}{dt} \right) i_{qe}^* - \frac{E}{V_{dc}^*} \Delta V_{dc} \quad (19)$$

$$V_{de}^* = \omega L i_{qe}^* \quad (20)$$

전체적인 시스템 블록선도를 그림3에 보인다.

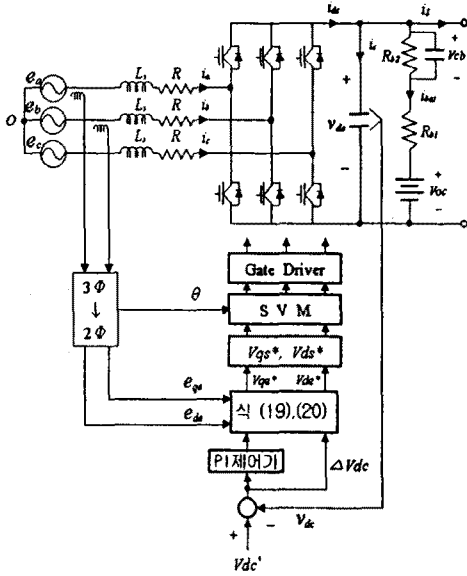


그림 3. 시스템 구성

4. 시뮬레이션 결과

시뮬레이션은 원도우용 ACSL로 구현했으며, 그림 4는 전류 피드백을 갖는 전압형 컨버터에 있어서 과도 상태에서의 입력 전압·전류 및 출력전압을 보인다. (a)는 정현파의 전류가 단위역률을 가지면서 제어됨을 보이며, 출력전압의 응답 또한 빠르다. 그림 5는 간접전류 제어기법의 경우의 부하 변동에 따른 과도상태에서의 입력단 전압과 전류, 출력전압의 파형을 보인다. 과도상태에서의 두 제어특성이 유사함을 볼 수 있다.

표 1. 시뮬레이션 상수

인덕터(Ls)	0.8 mH
샘플링주기	50 us
출력 캐패시터	2200 uF
DC 저항부하	25 Ω

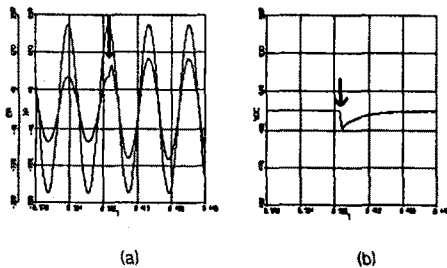


그림4. 전류제환이 있는 경우의 시뮬레이션 결과
(부하변동 100 W 저항부하에서 10 kW 변환시)
(a) 교류 입력 전압 및 전류 파형 (b) 출력전압파형

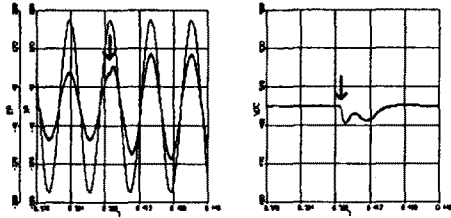


그림5. 간접제어 경우의 시뮬레이션 결과
(부하변동 100 W 저항부하에서 10 kW 변환시)
(a) 교류 입력 전압 및 전류 파형 (b) 출력전압파형

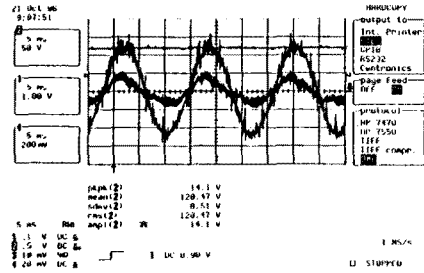


그림 8. 간접전류제어의 전압과 전류, 출력전압파형
(실험결과)

5. 결론

본 논문은 AC/DC 컨버터에 있어서 입력전류를 검출하지 않고 전류를 정현파로 제어할 수 있음을 보였다. 이로 인한 cost down 및 전류 센서를 통해서 들어오는 노이즈에 의한 시스템 불안정 요인도 제거될 수 있다. 시뮬레이션을 통해서 전류제환이 있는 경우와 간접전류 제어에서의 과도 상태에서의 시스템응답특성을 비교, 제어특성을 확인하였다.

6. 참고논문

- [1] J.Ollila, "A PWM-rectifier without current measurement", EPE Journal, Vol 4., No2, June 1994.
- [2] Juan W. Dixon and Boon-tee ooi "Indirect Current Control of a Unity Power Factor Sinusoidal Current Boost Type Three-Phase Sinusoidal Current Boost Type Three-Phase Rectifier", IEEE Trans. on Ind. Electronics, Vol 35.,No 4.,November 1988.
- [3] P.J.M.Smidt, J.L.Duarte, "An Unity Power Factor Converter without Current Measurement", EPE'95, pp. 3.275-3.228,1995.
- [4] 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.
- [5] Ziyad M.Salameh, "A Mathematical Model for Lead-Acid Batteries, IEEE on Trans. on Energy Conversion, Vol.7, No.1, pp. 93-97, March 1992.