전력전자학술대회 논문집 1998.7.2 ~ 4

변조율이 큰 전압형 컨버터의 PWM 변조방법

이사영[o*], 오봉환[*], 김봉희[*], 박현준[**], 김길동[**], 이승학[***], 이미영[****]
*명지전문대학, **철도기술연구원, ***전력연구원, ****한양대학교

PWM Method of Voltage Type Converters with Large Modulation Ratio

SY Lee[o*] BH OH[*] BH Kim[*] HJ Park[**] GD Kim[**] SH Lee[***] MY Lee[****]
*MyongJi College, **KRRI, ***KEPRI, ****HanYang Univ.

Abstract

This paper presents PWM method which modulates two third period only during one cycle of power converter. This method is compared with the conventionl sinusoidal modulation method applying to the power converter with large capacity necessitating low switching frequency. The presented modulation method enables to reduce power semiconductor rating, minimize switching loss, and improve the current wave form.

1. 서론

전압형 PWM 컨버터는 리액턴스를 사이에 두고 교류전원과 결합되는 구조를 하고 있다. 이러한 구조를 갖는 컨버터는 교류전원에 고조파를 적게 포함하여 정현파에 가까운 교류전류를 흐르게 하며, 직류측 전압이 변조율에 반비례하여 높아지는 특성을 갖게 된다. 무부하의 전압형 컨버터는 교류전원의 역률을 개선하는 무효전력 발생기의 기능을 가지며 무효전력의 보상을 필요로 하는 전력계통에 응용하여 전압조정 등의 수단[(1)(2)]으로 사용하고 있다. AC/DC 변환기로의 적용[(3)(4)]은 고역율의 순변환과 역변환의 능력을 가진다. 이 변환의 특성을 응용하여 태양전지 등의 직류전력을 상용전원에 공급하는 방법으로 사용하기도 하며, 단상의 경우에도 전기철도 차량의 견인전동기를 구동하는 인버터의 전원장치[(5)],등에 응용하고 있다.

본 연구는 대용량의 전력변환기를 설계할 때 적용할 수 있는 방법에 관하여 서술하였다. 대용량의 전력용 반도체소자는 소용량의 것에 비하여 스위칭 손실이 크기 때문에 스위칭주파수를 낮추어야 하며 방열에 충분한 검토가 필요하다. 컨버터의 설계에서 교류입력전압은 최대한 높게 선정함으로써 전력반도체소자의 정격을 낮출수 있으며 각 상에 대하여 1주기당 2/3구간을 변조하는 PWM 방법을 고찰하였다. 교류전류와 전력소자에 흐르는 전류를 해석하고 정현파 변조방법과 비교하였다.

2. 변조율과 변환용량

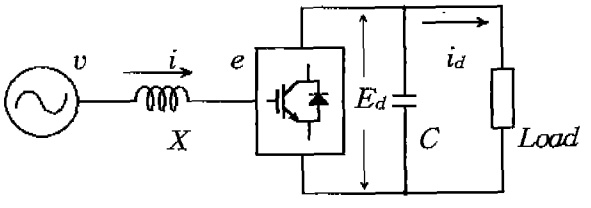


그림 1. 전압형 컨버터

전압형 컨버터는 그림 1에서와 같이 교류전원과 리액터에 의하여 결합된 구조를 갖으며 그림 1의 변환기가 100[%]의 역률로 운전되고 있다고 가정하고 전력소자와 회로의 손실을 무시하면 식(1)과 같이 교류전력과 직류전력은 같아야 한다.

$$P = 3V \cdot I = E_d \cdot I_d \quad (1)$$

$$= 3 \cdot \frac{V \cdot E}{X} \sin(\alpha) \quad (2)$$

식(2)에서 α는 교류전원에 대한 변환기의 위상이다. 식(1)에서 교류측은 상전압과 상전류의 실효값이고 직류전압과 전류는 평균값이며 교류전압과 직류전압의 비는 식(3)과 같다. 또 그림 1에서 전력변환기가 교류전원에 대하여 100[%]의 역률로 운전되

려면 변환기의 위상을 α라고 할 때 교류전압조건은 식(4)로 표시된다.

$$\frac{V}{E_d} \propto \frac{I_d}{I} \tag{3}$$

$$V = \frac{E}{\cos(\alpha)} \tag{4}$$

그림 1의 회로에서 리액터의 크기는 식(2)에서와 같이 변환기의 용량을 결정하는 중요한 요소이며 식(4)의 α의 조절 범위도 결정한다. 식(2)와 식(4)의 관계에서 리액터는 변환용량을 제한하게 되며 위상각 α가 커지면 변조율을 가변하여야 하는 범위가 커지게 된다. 넓은 범위의 변조율은 입력교류전압에 대하여 더욱 높은 직류전압을 출력하도록 전력변환기가 설계된다.

식(3)에서 교류전압에 대하여 직류전압이 큰 비율을 갖일수록 전력변환기는 교류전류가 직류전류에 비하여 커지게 된다. 한편 전력변환기를 구성하고 있는 반도체소자의 선정에서 전류용량은 교류전류 I 로 결정되며 전압은 직류전압 E_d 에 의하여 정해지므로 변환기의 용량과 직류전압이 주어지면 사용하는 소자의 능력을 최대한으로 발휘하기 위해서는 입력교류전압을 되도록 크게 선정함이 바람직하다. 따라서 전압형 PWM 컨버터는 요구되는 직류조건에 대하여 교류전압이 되도록 높게 하여 사용하는 전력소자의 정격을 줄이고 리액터의 인덕턴스를 되도록 작게 하여 변조율이 크고 좁은 조절범위를 갖도록 함으로 전력변환기의 소형,경량화를 기대할 수 있다.

3. 컨버터의 상전압

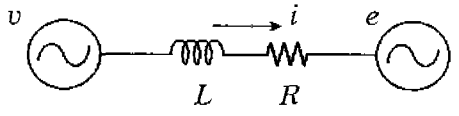


그림 2. 전압형 컨버터의 등가회로

교류전류파형을 고찰하기 위하여 그림 2와 같은 등가회로에서 컨버터의 전류를 해석한다.

$$v = L\frac{di}{dt} + Ri + e \tag{5}$$

식(5)에서 전류는 전원과 컨버터의 교류측 전압의 차 및 리액터로 결정되므로 컨버터의 상전압을 구하면 전류의 해석이 용이하여 진다. 이를 위하여 그림 3과 같은 스위치 회로로된 컨버터에서 상전압을

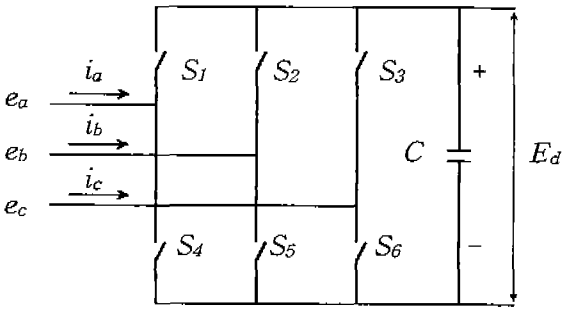


그림 3. 전압형 컨버터

구한다. 정상상태의 교류전류를 고찰하기 위하여 그림 3의 회로에서 콘덴서의 용량은 충분히 큰 것으로 가정한다. 스위치의 온상태를 1, 오프상태를 0로 하면 중성전위에 대한 상전압 e_a, e_b, e_c 는 다음과 같이 된다.

$$\begin{cases} e_a' = S_1 \cdot E_d \\ e_b' = S_2 \cdot E_d \\ e_c' = S_3 \cdot E_d \end{cases} \tag{6}$$

$$e_n = \frac{1}{3} \cdot E_d(S_1 + S_2 + S_3) \tag{7}$$

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3}\begin{bmatrix} 2S_1 - S_2 - S_3 \\ 2S_2 - S_1 - S_3 \\ 2S_3 - S_1 - S_2 \end{bmatrix} E_d \tag{8}$$

식(6)은 직류측의 (-)단자를 기준전위로 하여 각 상의 전압을 표현한 것이고 이 전압들의 영상전압은 식(7)로 나타내어 진다. 따라서 중성전위에 대한 상전압은 식(6)과 식(7)의 차전압이 되므로 상전압은 식(8)과 같이 된다.

그림 2에서 교류전류의 파형은 변환기의 교류측 전압 e 에 포함된 고조파에 의하여 결정된다. 그러므로 식(8)의 상전압의 파형을 검토하여야 하며 이 전압파형은 PWM 변조방법에 따라 달라지게 된다.

4. 전류파형의 고찰

식(5)는 식(9)와 같이 정리할 수 있으며 컨버터의 교류전압이 식(8)로 주어지므로 컨버터는 식(10)의 시스템이 된다.

$$\frac{di}{dt} = -\frac{R}{L}i + \frac{1}{L}(v-e) \tag{9}$$

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = -\frac{R}{L}\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

$$+ \frac{1}{L}\begin{bmatrix} v_a - \frac{1}{3}(2S_1 - S_2 - S_3)E_d \\ v_b - \frac{1}{3}(2S_2 - S_1 - S_3)E_d \\ v_c - \frac{1}{3}(2S_3 - S_1 - S_2)E_d \end{bmatrix} \quad (10)$$

식(10)에 의하여 전류를 해석하며 전압형 PWM 컨버터에서 정상상태의 전류파형을 변조방법에 따라 고찰하기 위하여 직류측의 콘덴서의 용량은 충분히 큰 것으로 가정한다.

(1). 정현파 변조방법

일반적으로 PWM 전력변환기에 많이 사용하는 방법이며 그림 4와 같이 변조파와 캐리어파에 의하여 변조를 하는 방법이다.

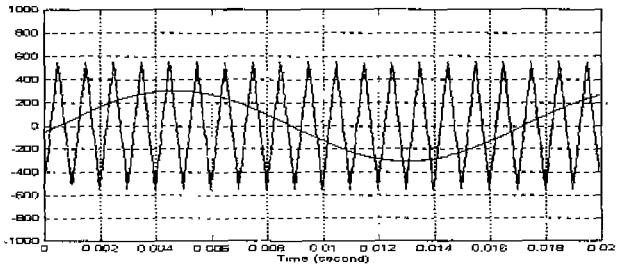
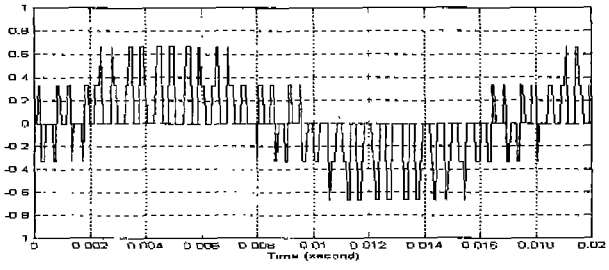
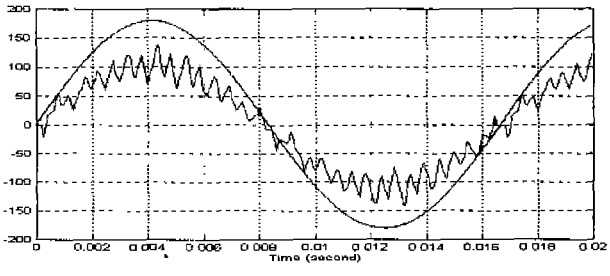


그림 4. 정현파 변조방법



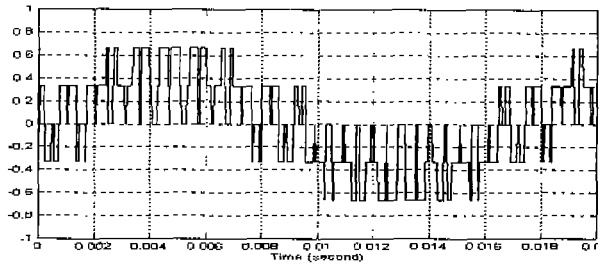
(1) 상전압



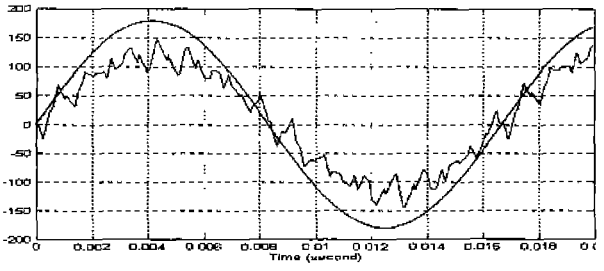
(2) 입력전류

V=440[V], E_d=1100[V], L=1.5[mH], R=0.1[Ω]

+*-그림 5. 변조율이 작을 때 상전압과 전류파형



(1) 상전압



(2) 입력전류

V=440[V], E_d=750[V], L=1.5[mH], R=0.1[Ω]

그림 6. 변조율이 클 때 상전압과 전류파형

그림 5와 그림 6은 이 경우의 상전압과 전류파형을 나타낸 것이다. 그림 5는 변조율이 작은 경우이고 그림 6은 변조율이 큰 경우이며 60[Hz]의 변조파와 960[Hz]의 캐리어에 의한 변조이다.

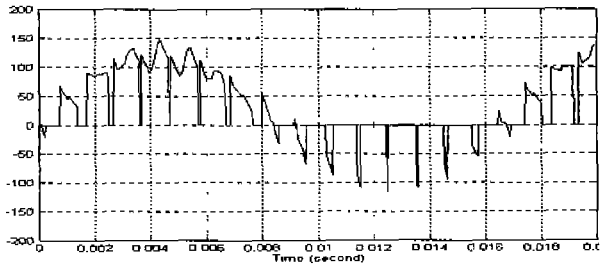


그림 7. 반도체소자의 전류(정현파변조)

그림 7은 그림 6의 경우에 있어서 그림 3회로의 S_1에 흐르는 전류파형이다. 그림 7의 파형에서 (-) 부분은 역병렬 다이오드에 흐르는 전류이고 캐리어 주파수와 같은 스위칭 횟수를 갖는다.

(2). 2/3주기 변조방법

3상중에서 1상이 변조를 하지 않는 구간이 있게 되므로 변조가 이루어지는 2상에는 변조파의 보상이 필요하게 된다. 보상된 변조파와 1상의 캐리어 파형은 그림 8과 같다. 그림 9는 정현파 변조방법과 비교하기 위하여 60[Hz]의 전원에 1주기당 16번 스위칭을 했을 때 상전압, 입력전류 및 브리지를 구성

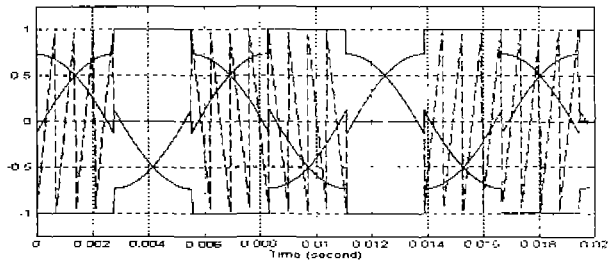
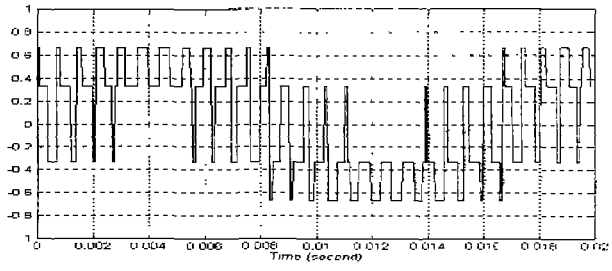
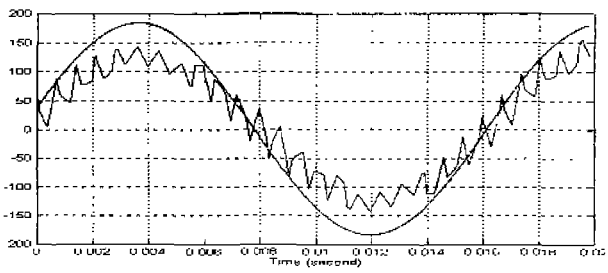


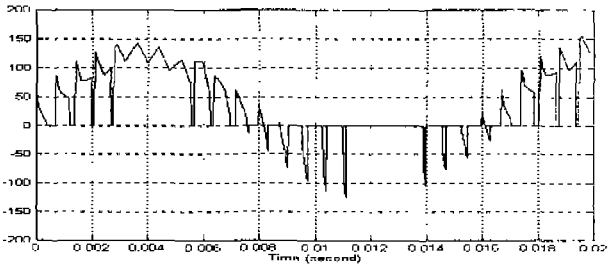
그림 8. 변조파와 캐리어파형(2/3주기변조)



(1) 상전압



(2) 입력전류



(3) 1상의 소자에 흐르는 전류

V=440[V], E_d=750[V], L=1.5[mH], R=0.1[Ω]

. 그림 10. 2/3주기 변조방식의 전압과 전류파형

하고 있는 1개의 반도체소자에 흐르는 전류파형들이다. 그림 6과 그림 10은 서로 입력과 출력이 같은 조건이므로 비교하면 교류전류의 맥동성분이 작아졌음을 알 수 있다. 그림 7과 그림 10에서 반도체소자에 흐르는 전류는 스위칭회수는 같으나 2/3주기 변조방법이 전류가 작은 부분에서 스위칭을 하고 있다. 반도체소자의 스위칭손실은 전류가 커지면 증가하므로 그림 10의 방법이 방열과 효율면에서 유리하다.

5. 결론

전압형 PWM컨버터는 직류전압과 교류전압의 비율이 작을수록 전력용반도체 소자의 전류용량이 작아진다. 전력변환기의 설계는 요구되는 직류전압에 대하여 교류전압을 최대한으로 크게 하고 위상각의 제어범위를 좁게 함으로써 전력용 반도체소자의 정격을 줄일 수 있다. 이렇게 PWM컨버터는 변조율을 크게 하여 운전하도록 설계함으로써 장치의 소형, 경량화를 얻을 수 있다. 대용량의 전력변환기의 PWM 변조는 반도체소자의 스위칭 손실때문에 스위칭 주파수를 낮추어야 하며 이에따라 교류전류의 파형이 나빠지게 된다. 이에 대하여 PWM 변조방법으로 각 상마다 1주기당 2/3구간을 변조하는 방법을 고찰하였다. 정현파 변조방법과 비교하여 같은 조건에서 파형의 개선이 이루어 지고 스위칭손실 면에서도 유리한 방법임을 알 수 있다.

참고문헌

[1]. C. Hochgraf, R. Lasseter, D. Divan, and T. A Lipo, "Comparison of Multilevel Inverters for Static Var Compensation," IEEE/IAS Annual Meeting, pp.921~928, 1994.

[2]. Fang Zheng Peng, Jih-Sheng Lai, "Dynamic Performance and Control of a Static Var Generator Using Cascade Multilevel Inverters" IEEE 31st Annual Meeting pp.1009~1015, 1996.

[3] S. Tamai et al.,"3 Level GTO Converter-Inverter Pair System for Large Capacity Induction Mortor Drive.", Proc. EPE, 1993, pp.45-50.

[4] J. Carter et al.,"Capacitor Voltage Control in Single-Phase Three-Level Converters.", Proc. EPE, pp.149-154, 1993.

[5]. 仲田 清, 三宅 互, 仲村 浩, 田村 薫, 石田 俊 "電壓形 PWM GTO コンバ-タの 電源電流解析と GTO 遮斷電流の 算出", 電氣學會全國大會, pp.1093~1094, 昭和62年.