

# 대용량 하이브리드 멀티레벨 PWM 정류기의 제어특성 해석

최 남 섭

여수대학교 전기및반도체공학과

## Analysis of Control Characteristics of High Power Hybrid Multilevel PWM Rectifier

Nam-Sup Choi

Dept. of Electrical Engineering, Yosu National University

### ABSTRACT

This paper presents analysis of control characteristics of high power hybrid multilevel PWM rectifier without bulky and heavy isolation transformers. It will be shown that the DC voltages for multilevel output generation may be directly built up from AC utility source. The multilevel PWM rectifier is analyzed by using the circuit DQ transformation whereby the static and dynamic characteristics and some useful design equations are obtained. Finally, to confirm the validity of the analysis, MATLAB simulations are carried out.

### 1. 서 론

3상 PWM 정류기는 정현파에 가까운 입력전류와 승압된 직류출력전압, 폭넓은 역률제어성능 등의 위상제어 정류기가 갖지 못한 우수한 특성을 갖는 AC/DC 전력변환기로 널리 연구되고 사용되어 왔다. 그러나, 고전압 대전력 응용에 있어서, 3상 PWM 정류기의 이와 같은 특성은 매우 제한을 받는다.<sup>[1]-[3]</sup>

즉, 고전압 대전력 정류기의 회로구성에 있어서, 기존의 상용 PWM 정류기는 대전력 수준에서 구현하기 위하여 전력반도체 소자를 직병렬로 연결하여 사용하는데, 이때 직병렬로 연결된 스위치 소자들의 동작시 동기 스위칭이 반드시 이루어져야 하므로 스위칭 주파수가 낮아질 수밖에 없고 따라서 고조파 성분이 비교적 많이 함유되고 동적 특성이 저하되는 등 제어성능 나빠지게 된다.

멀티레벨 PWM 컨버터는 고전압 대전력 전력변환 장치에서, 대용량을 구현하면서 멀티레벨 출력으로 인하여 고조파 저감효과를 높일 수 있는 효과

적인 방안의 하나로 최근 폭넓게 연구되어 왔으며, 현재까지 크게 나누어 다이오드 클램프형, 커패시터 클램프형, Cascade 형의 3종류의 회로 구조가 제안되어 있다.<sup>[2],[3]</sup> 이 가운데 Cascade형 멀티레벨 컨버터는 모듈구조의 단순한 구성과, 각 모듈별로는 검증된 기술이라는 장점으로 인하여 활발히 연구되고 있다.<sup>[4]</sup> 특히, Cascade형 멀티레벨 컨버터의 일종인 하이브리드 멀티레벨 컨버터는 GTO와 IGBT 같이 서로 다른 종류의 전력반도체 소자를 한 컨버터 내에서 복합적으로 사용하여 전력반도체 소자의 활용률 극대화라는 장점을 갖는다.<sup>[3],[4]</sup>

본 논문에서는 하이브리드 멀티레벨 컨버터를 사용한 3상 정류기 시스템을 모델링하고, 해석하여 정적 및 동적 특성을 나타내는 식을 유도하며, 각 제어변수와 공급되는 무효전력, 유효전력, DC 출력 전압 사이의 관계식을 도출해낸다. 또, 이로부터 멀티레벨의 출력을 유지하면서 각 인버터 모듈의 DC 전압을 확립하는 방안을 제시하여, Cascade 멀티레벨 인버터의 최대 단점으로 지적되었던 절연변압기의 필요성을 제거할 수 있음을 보인다.

### 2. 시스템 구성

하이브리드 멀티레벨 PWM 정류기의 전체 시스템 구성도는 그림 1과 같이 4개의 인버터 모듈, 즉, 3개의 단상 풀브리지 인버터와 1개의 3상 PWM 전압원 인버터로 구성된다. 여기서 3상 인버터는 전력반도체 소자로 GTO를, 3개의 단상 인버터는 IGBT를 사용한다. 이 경우 고전압 대용량 전력반도체 스위치인 GTO는 저주파로 스위칭하면서 기본파를 만들어 내고, 저전압 중소용량 소자인 IGBT는 고주파로 스위칭하여 출력파형의 고조파 특성 개선에 활애하여 각 소자의 특성에 맞도록 사용함으로써 전력반도체 스위치의 활용률을 최대로 높일 수 있다.

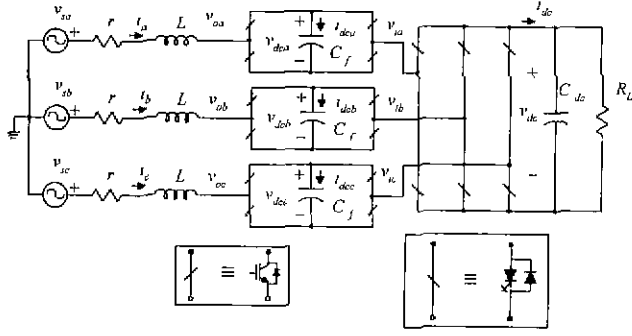


그림 1. 하이브리드 멀티레벨 PWM 정류기.

그림 1에서 제어변수는 단상 인버터 세트의 출력 전압의 크기제어변수  $d_1$  및 위상제어변수  $\alpha_1$ , 3상 인버터의 출력전압의 크기제어변수  $d_2$  및 위상제어변수  $\alpha_2$ 가 되어 4개가 존재한다. 이러한 4개의 인버터 제어변수를 조절하면, 멀티레벨의 파형을 내는데 필요한 각 인버터의 직류 전압을 얻기 위한 유효전력을 각 DC 커패시터에 유입시킬 수 있다. 여기서는 5-레벨의 출력전압을 나타내도록 3상 인버터의 DC 전압  $v_{dc}$ 와 단상 인버터의 DC 전압  $v_{dcf}$ 를 다음과 같이 제어한다.

$$v_{dcf} = v_{dc} / 2 \quad (1)$$

그림 1에서 3상 입력전원은 다음과 같다.

$$\mathbf{v}_{s,abc} = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_s \begin{bmatrix} \sin(\omega t) \\ \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ \sin(\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2)$$

여기서  $V_s$ 는 AC 전원측의 선간 rms 전압을 나타낸다.

### 3. 회로 DQ 변환 모델링

그림 1의 회로의 DQ 변환을 하기 위하여 그림 2와 같이 회로를 분할한다. 한편 abc축상의 3상 변수  $\mathbf{x}_{abc}$ 를 dqo축상의 변수  $\mathbf{x}_{qdo}$ 로 변환하는 변환행렬  $\mathbf{K}$ 는 다음과 같이 정의된다.<sup>[5]</sup>

$$\mathbf{K} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \alpha_1) & \cos(\omega t + \alpha_1 - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \sin(\omega t + \alpha_1) & \sin(\omega t + \alpha_1 - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\omega t + \beta + 2\pi/3) & \sin(\omega t + \beta + 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\mathbf{K}^{-1} = \mathbf{K}^T, \quad \mathbf{x}_{qdo} = \mathbf{K} \mathbf{x}_{abc} \quad (4)$$

그림 2에서 A, B 부분의 전압전류 관계식은,

$$\mathbf{v}_{s,abc} = r \mathbf{i}_{abc} + \mathbf{v}_{r,abc} \quad (\text{A 부분}) \quad (5)$$

$$L \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{abc} = \mathbf{v}_{r,abc} - \mathbf{v}_{o,abc} \quad (\text{B 부분}) \quad (6)$$

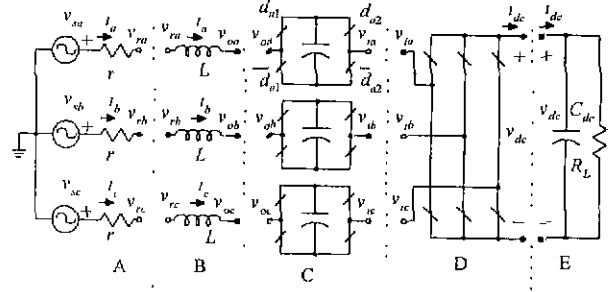


그림 2. 회로의 분할

또, C 부분의 인버터 세트는 서로  $120^\circ$  위상차가 존재하도록, 동시에 각 인버터의 각 폴은  $180^\circ$  위상차가 존재하도록 제어되므로 단 한 개의 제어변수  $\alpha_1$ 만을 갖는다. 그림 2에서 a상 인버터의 경우를 예를 들어 전압-전류 관계식을 나타내면,

$$v_{oa} - v_{ia} = (d_{a1} - d_{a2}) \cdot v_{dca} \quad (7)$$

$$i_{dca} = (d_{da1} - d_{da2}) \cdot i_a \quad (8)$$

여기서,  $d_{a1}$ ,  $d_{a2}$ 는 각 스위치의 존재함수를 나타내며, 기본파 영역의 동작만을 고려하면,

$$d_{a1} - d_{a2} \approx \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot d_1 \sin(\omega t + \alpha_1) \quad (9)$$

와 같이 표현될 수 있다. 따라서,

$$\begin{cases} v_{oa} - v_{ia} = \sqrt{(2/3)} d_1 \sin(\omega t + \alpha_1) v_{dca} \\ v_{ob} - v_{ib} = \sqrt{(2/3)} d_1 \sin(\omega t + \alpha_1 - 2\pi/3) v_{dcb} \\ v_{oc} - v_{ic} = \sqrt{(2/3)} d_1 \sin(\omega t + \alpha_1 + 2\pi/3) v_{dcc} \end{cases} \quad (10)$$

$$\begin{cases} i_{dca} = \sqrt{(2/3)} d_1 \sin(\omega t + \alpha_1) i_a \\ i_{dcb} = \sqrt{(2/3)} d_1 \sin(\omega t + \alpha_1) i_b \\ i_{dcc} = \sqrt{(2/3)} d_1 \sin(\omega t + \alpha_1) i_c \end{cases} \quad (11)$$

한편, 인버터 제어의 대칭성으로부터,

$$v_{dca} \approx v_{dcb} \approx v_{dcc} \equiv v_{dcf} \quad (12)$$

$$i_{dca} \approx i_{dcb} \approx i_{dcc} \equiv i_{dcf} \quad (13)$$

와 같이 나타낼 수 있다.

D 부분의 3상 인버터의 경우, 스위칭 함수의 기본파 성분만을 고려한 전압-전류 관계식은,

$$\mathbf{v}_{r,abc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot d_2 \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \alpha_2) \\ \sin(\omega t + \alpha_2 - 2\pi/3) \\ \sin(\omega t + \alpha_2 + 2\pi/3) \end{bmatrix} v_{dc} \quad (14)$$

$$i_{dc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot d_2 \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \alpha_2) \\ \sin(\omega t + \alpha_2 - 2\pi/3) \\ \sin(\omega t + \alpha_2 + 2\pi/3) \end{bmatrix}^T \mathbf{i}_{abc} \quad (15)$$

식 (5)~(15)의 관계식에 대하여 변환행렬  $\mathbf{K}$ 를 적용하여 DQ 변환을 하면, 다음 방정식 세트가 얻어진다.

$$v_{sd} = V_s \cos \alpha_1 = r i_d + v_{rd} \quad (16)$$

$$v_{sq} = -V_s \sin \alpha_1 = r i_q + v_{rq} \quad (17)$$

$$\omega L i_d + L \frac{d}{dt} i_q = v_{rd} - v_{oq} \quad (18)$$

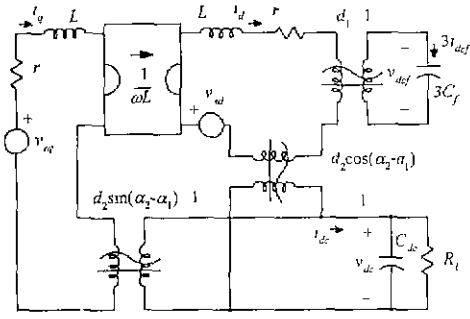


그림 3. 회로 DQ 변환

$$-\omega L i_q + L \frac{d}{dt} i_d = v_{rd} - v_{od} \quad (19)$$

$$v_{od} - v_{ol} = 0 \quad (20)$$

$$v_{od} - v_{ol} = d_1 v_{dcf} \quad (21)$$

$$3 i_{dcf} = d_1 i_d \quad (22)$$

$$v_{i, qdb} = [d_2 \sin(\alpha_2 - \alpha_1) v_{dc} \quad d_2 \cos(\alpha_2 - \alpha_1) v_{dc} \quad 0]^T \quad (23)$$

$$i_{dc} = d_2 \sin(\alpha_2 - \alpha_1) i_q + d_2 \cos(\alpha_2 - \alpha_1) i_d \quad (24)$$

식 (16)~(24)의 관계식으로부터 그림 3과 같이 시스템의 특성을 나타내는 등가회로를 그릴 수 있다. 즉, 그림 3의 회로는 시스템에 대한 모든 제어정보와 특성을 포함한다.

#### 4. 90° 위상차 제어

그림 3에서, 만일  $\alpha_2 - \alpha_1 = 90^\circ$  이면 등가회로의 변압기를 한 개 제거할 수 있으므로, 그림 4와 같이 단순화된 등가회로를 얻는다. 그림 4의 시스템 상태방정식은 다음과 같다.

$$\frac{d}{dt} \mathbf{x} = \mathbf{A} \mathbf{x} - \mathbf{B} \quad (25)$$

여기서,

$$\mathbf{x} = [i_q \quad i_d \quad v_{dcf} \quad v_{dc}]^T$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -r/L & -\omega & 0 & -d_2/L \\ \omega & -r/L & d_1/L & 0 \\ 0 & d_1/(3C_f) & 0 & 0 \\ d_2/C_{dc} & 0 & 0 & -1/(R_L C_{dc}) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{V_s \cos \alpha_2}{L} & \frac{V_s \sin \alpha_2}{L} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

단상 인버터의 위상  $\alpha_1$ 과 3상 인버터의 위상  $\alpha_2$ 가 90° 위상차가 되도록 제어할 때, 정상상태 전류, 전압은 그림 4에서 인덕터는 단락시키고 커패시터는 개방하여 구할 수 있다. 정상상태에서 그림 4의 모든 변수는 직류값을 가지므로 대문자를 사용하여 표기하며, 다음의 관계식을 얻는다.

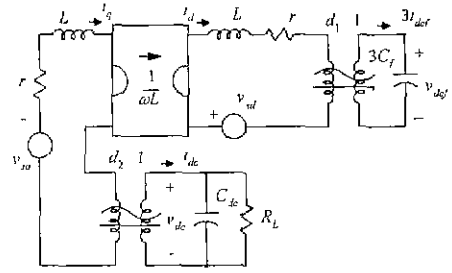


그림 4. 90° 위상차 제어시의 등가회로.

$$I_d = 0, \quad I_q = \frac{V_s \cos \alpha_2}{r + R_L D_2^2} \quad (26)$$

$$I_{dc} = D_2 I_q = \frac{D_2 V_s \cos \alpha_2}{r + R_L D_2^2} \quad (27)$$

$$V_{dc} = R_L I_{dc} = \frac{R_L D_2 V_s \cos \alpha_2}{r + R_L D_2^2} \quad (28)$$

$$V_{dcf} = \frac{V_s}{D_1} \left\{ \sin \alpha_2 + \cos \alpha_2 \frac{\omega L}{r + R_L D_2^2} \right\} \quad (29)$$

식 (26)~(29)에서 90° 위상차 제어시 하이브리드 멀티레벨 PWM 정류기의 특성을 정리하면 다음과 같다.

- (1)  $I_q, I_{dc}, V_{dc}$ 는  $D_1$ 과 무관하게 정해진다.
- (2)  $I_q, I_{dc}, V_{dc}$ 는 리액터  $L$ 과도 무관하게 정해진다.
- (3)  $D_1$ 은  $V_{dcf}$ 에만 관계된다.

식 (28)과 (29)로부터, 5-레벨의 멀티레벨 출력을 얻기 위한 식 (1)의 조건을 만족시키려면  $D_1$ 의 값은 다음 식에 의하여 제어되어야만 한다.

$$D_1 = \frac{2}{D_2} \left\{ \left( \frac{r}{R_L} + D_2^2 \right) \tan \alpha_2 + \frac{\omega L}{R_L} \right\} \quad (30)$$

그림 5(a)는 본 논문에서 다루는 정류기 시스템의 기본파만을 고려한 단상 등가회로를 나타낸다. 정상상태에서 상전류  $i_a$ 는 식 (4)와 (26)으로부터,

$$i_a = \sqrt{\frac{2}{3}} I_q \cos(\omega t + \alpha_1) = \sqrt{\frac{2}{3}} I_q \sin(\omega t + \alpha_2) \quad (31)$$

이고, 전원전압과 단상 인버터의 출력전압, 3상 인버터의 출력전압은 다음과 같다.

$$v_{sa} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_s \sin(\omega t) \quad (32)$$

$$v_{\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} D_1 V_{dcf} \sin(\omega t + \alpha_1) \quad (33)$$

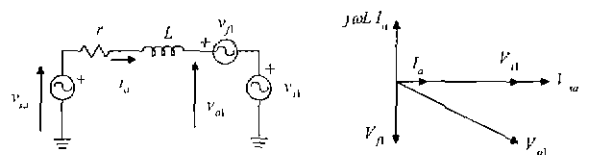


그림 5. (a) 단상 등가회로, (b)  $\alpha_2 = 0$ 일 때 페이저도.

$$v_a = \sqrt{\frac{2}{3}} D_2 V_{dc} \sin(\omega t + \alpha_2) \quad (34)$$

식 (31)~(34)의 관계식으로부터, 전원으로부터 공급되는 유효전력  $P_s$ 와 무효전력  $Q_s$ 는

$$P_s = \frac{V_s^2 \cos^2 \alpha_2}{r + R_L D_2^2} \quad (35)$$

$$Q_s = - \frac{V_s^2 \sin \alpha_2 \cos \alpha_2}{r + R_L D_2^2} \quad (36)$$

따라서, 입력역률이 1이 되기 위한 조건은  $\alpha_2 = 0$  이 된다. 그림 5(b)는  $\alpha_2 = 0$ 일 때의 폐이저도를 나타낸다. 그림 5(b)에서, 상전류는 3상 인버터의 출력전압과 동상이고, 연계리액터에서 요구되는 무효전력은 단상 인버터 세트에서 공급됨을 보인다.

### 5. 시뮬레이션 결과

회로 DQ 변환 등가 모델링과 특성의 해석의 타당성을 검증하기 위하여 컴퓨터 시뮬레이션을 실시하였는데, 사용된 회로 정수와 제어변수의 값은 다음과 같다.

표 1. 시뮬레이션 조건

의미	기호	값	단위
입력전원주파수	$f$	60	Hz
AC 전원선간전압 실효치	$V_s$	1100	V
인버터 손실저항	$r$	0.7	$\Omega$
연계 리액터	$L$	5	mH
단상 DC측 커패시터	$C_f$	500	$\mu F$
3상 DC측 커패시터	$C_{dc}$	1000	$\mu F$
부하저항	$R_L$	20	$\Omega$
3상 인버터 제어각	$\alpha_2$	0	Deg
3상 인버터 변조지수	$d_2$	0.3968	-

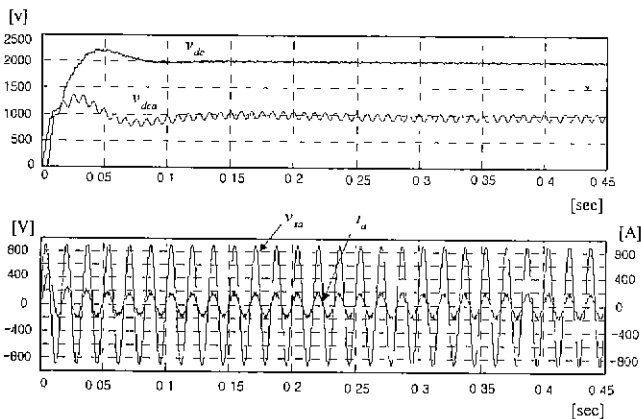


그림 6. 단상 인버터와 3상 인버터의 전압의 Build-Up 파형(위), 전원 전압과 선전류(아래).

그림 6에서 정상상태에서  $v_{dc} = 2v_{dca}$  되어 5-레벨의 출력전압이 build-up 됨을 볼 수 있으며, 단지 제어변수를 제어함으로써 별도의 변압기없이도 필요한 직류전압을 얻을 수 있음이 확인되었다. 또, 전원전압  $v_{sa}$ 와 선전류  $i_a$ 가 동상이되어 역률 1의 제어가 이루어 짐을 볼 수 있다.

### 6. 결론

본 논문에서는 하이브리드 멀티레벨 컨버터를 사용한 3상 정류기 시스템을 모델링하고, 해석하여 정적 및 동적 특성을 나타내는 식을 유도하며, 각 제어변수와 공급되는 무효전력, 유효전력, DC 출력전압 사이의 관계식을 도출해 내었다. 또, 이로부터 멀티레벨의 출력을 유지하면서 각 인버터 모듈의 DC 전압을 확립하는 방안을 제시하여, Cascade 멀티레벨 인버터의 최대 단점으로 지적되었던 절연변압기의 필요성을 제거할 수 있음을 시뮬레이션을 통하여 확인하였다.

### 참 고 문 헌

- [1] Frank Schettler, "Device for Increasing the Power Yield of the Fundamental Component of a Self-Commutated Power Inverter", United States Patent. Patent Number 5673189, 1997.
- [2] Bum-Seok Suh, Yo-Han Lee and Dong-Seok Hyun, "A New Multilevel Inverter Topology with a Hybrid Approach", EPE Conference Record, 1999.
- [3] M. D. Manjrekar, P. Steimer and T. A. Lipo, "Hybrid Multilevel Power Conversion System: a Competitive Solution for High Power Applications", IEEE IAS Annual Meeting Conference Records, pp. 1520-1527, 1999.
- [4] F. Z. Peng, J.-S. Lai, J. W. McKeever and J. VanCoevering, "A Multilevel Voltage Source Inverter with Separate DC Sources for Static Var Generation", IEEE trans. on Industry Applications, Vol. 32, No. 5, pp. 1130-1138, 1996.
- [5] C. T. Rim, N. S. Choi, G. C. Cho and G. H. Cho, "A Complete DC and AC Analysis of Three-Phase Controlled-Current PWM Rectifier Using Circuit D-Q Transformation", IEEE trans. on Power Electronics, Vol. 9, No. 4, 1994.