

하이브리드 Cascade 멀티레벨 PWM 정류기의 정상상태 특성 해석

최 남 섭

여수대학교 전기및반도체공학과

Analysis of Steady State Characteristics of Hybrid Cascade Multilevel PWM Rectifier

Nam-Sup Choi

Yosu National University

E-mail : nschoi@info.yosu.ac.kr

Abstract

In this paper, analysis of operating characteristics of hybrid cascade multilevel PWM rectifier without bulky and heavy isolation transformers is presented. The multilevel PWM rectifier is analyzed by using the circuit DQ transformation whereby the static and dynamic characteristics and some useful design relationships are obtained. Then, the operating characteristics such as active/reactive power relationships with respect to control variables, DC voltages build up are presented. It will be shown that the DC voltages for the multilevel output generation may be directly built up from AC utility source. Finally, to confirm the validity of the analysis, MATLAB simulations are carried out.

1. 서 론

멀티레벨 PWM 컨버터는 고전압 대전력 전력변환 장치에서, 대용량을 구현하면서 멀티레벨 출력으로 인하여 고조파 저감효과를 높일 수 있는 효과적인 방안의 하나로 최근 폭넓게 연구되어 왔으며, 현재까지 크게 나누어 다이오드 클램프형, 커패시터 클램프형, Cascade 형의 3종류의 회로 구조가 제안되어 있다.^{[1][2]} 이 가운데 그림 1과 같은 Cascade형 멀티레벨 컨버터는 모듈구조의 단순한 구성과, 각 모듈별로는 검증된 기술이라는 장점으로 인하여 활발히 연구되고 있으며 그 응용분야 또한 확대되고 있다.^[3] 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.^{[3][4]} 그림 1은 IGBT와 IGCT 소자를 사용한 하이브리드 구조를 보인다.

그러나 Cascade형 멀티레벨 컨버터는 멀티레벨 출력을 발생하기 위하여 서로 분리된 여러 개의 직류전압을 필요로 하는 단점이 있어서 그 응용분야에 일정한 제한을 받고 있다. 본 논문에서는 개선된 하이브리드 Cascade 멀티레벨 컨버터의 회로구조를 사용한 3상 정류기 시스템을 도입하고 이를 해석하여 동작 특성을 나타내는 제어식을 유도하며, 이로부터 멀티레벨의 출력을 유지하면서 각 인버터 모듈의 DC 전압을 확립하는 방안을 제시한다. 그럼으로써, Cascade 멀티레벨 컨버터의 최대 단점으로 지적되었던 절연변압기의 필요성을 제거할 수 있음을 보인다.

특히, 본 논문에서는 각 컨버터의 제어변수와 공급

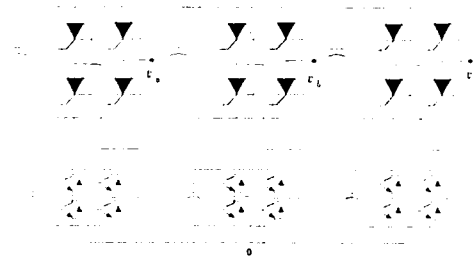


그림 1. 기존의 Cascade 멀티레벨 컨버터의 회로 구성.

되는 무효전력, 유효전력, DC 출력전압 사이의 관계식을 도출하여 설계의 지침을 마련하는데 도움을 이끌어 내도록 한다. 이러한 동작특성의 해석은 MATLAB을 통하여 시뮬레이션함으로써 그 타당성을 보일 것이다.

2. 시스템 개요

그림 2는 개선된 하이브리드 Cascade 멀티레벨 PWM 정류기의 전체 시스템 구성도를 나타낸다.

그림 2에서 제어변수는 단상 인버터 세트의 출력전압의 크기제어변수 d_1 및 위상제어변수 α_1 , 3상 인버터의 출력전압의 크기제어변수 d_2 및 위상제어변수 α_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

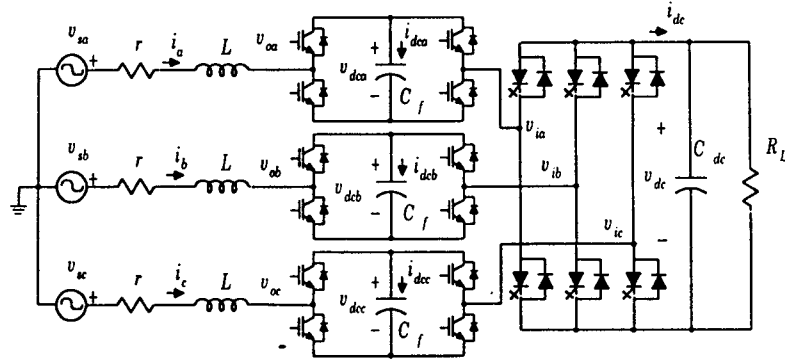


그림 2. 하이브리드 Cascade 멀티레벨 PWM 정류기.

출력전압이 되도록 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 2에서 3상 입력전원은 다음과 같다.

$$v_{s,abc} = [v_{sa} \ v_{sb} \ v_{sc}]^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_s \cdot \text{SIN}(\omega t) \quad (2)$$

여기서, V_s 는 AC 전원측의 선간 rms 전압을 나타내고

$$\text{SIN}(\omega t) = \begin{bmatrix} \sin(\omega t) \\ \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ \sin(\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3)$$

3. DQ 변환

그림 2의 회로의 DQ 변환을 하기 위하여 abc축상의 3상 변수 x_{abc} 를 dqo축상의 변수 x_{qdo} 로 변환하는 변환행렬 K 는 다음과 같이 정의된다.^[5]

$$K = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \text{COS}^T(\omega t + \alpha_1) \\ \text{SIN}^T(\omega t + \alpha_1) \\ 1/\sqrt{2} \ \mathbf{I}^T \end{bmatrix} \quad (4)$$

여기서, $\mathbf{I}^T = [1 \ 1 \ 1]$ 이고

$$K^{-1} = K^T, \quad x_{qdo} = K x_{abc} \quad (5)$$

그림 2에서 저항-인덕터 세트의 전압전류 관계식은,

$$v_{s,abc} = r i_{abc} + v_{r,abc} \quad (6)$$

$$L \frac{d}{dt} i_{abc} = v_{r,abc} - v_{o,abc} \quad (7)$$

또, 단상 인버터 세트는 서로 120° 위상차가 존재하도록 제어되고, 인버터 제어의 대칭성으로부터,

$$v_{dca} \approx v_{dcb} \approx v_{dcc} \equiv v_{dcf} \quad (8)$$

$$i_{dca} \approx i_{dcb} \approx i_{dcc} \equiv i_{dcf} \quad (9)$$

이므로, 기본파 영역의 동작만을 고려하면,

$$v_{o,abc} - v_{i,abc} = \sqrt{\frac{2}{3}} d_1 \text{SIN}(\omega t + \alpha_1) v_{dcf} \quad (10)$$

$$3i_{dcf} = \sqrt{\frac{2}{3}} d_1 \text{SIN}^T(\omega t + \alpha_1) i_{abc} \quad (11)$$

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

$$v_{i,abc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot d_2 \text{SIN}(\omega t + \alpha_2) v_{dc} \quad (12)$$

$$i_{dc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot d_2 \text{SIN}^T(\omega t + \alpha_2) i_{abc} \quad (13)$$

식 (2)~(14)의 관계식에 대하여 변환행렬 K 를 적용하여 DQ 변환을 하면, 다음 방정식 세트가 얻어진다.

$$v_{sd} = V_s \text{COS} \alpha_1 = r i_d + v_{rd} \quad (14)$$

$$v_{sq} = -V_s \text{SIN} \alpha_1 = r i_q + v_{rq} \quad (15)$$

$$\omega L i_d + L \frac{d}{dt} i_q = v_{rq} - v_{oq} \quad (16)$$

$$-\omega L i_q + L \frac{d}{dt} i_d = v_{rd} - v_{od} \quad (17)$$

$$v_{oq} - v_{iq} = 0 \quad (18)$$

$$v_{od} - v_{id} = d_1 v_{dcf} \quad (19)$$

$$3 i_{dcf} = d_1 i_d \quad (20)$$

$$v_{iq} = d_2 \text{SIN}(\alpha_2 - \alpha_1) v_{dc} \quad (21)$$

$$v_{id} = d_2 \text{COS}(\alpha_2 - \alpha_1) v_{dc} \quad (22)$$

$$i_{dc} = d_2 \text{SIN}(\alpha_2 - \alpha_1) i_q + d_2 \text{COS}(\alpha_2 - \alpha_1) i_d \quad (23)$$

4. 제어특성

본 논문에서는 특히 $\alpha_2 - \alpha_1 = 90^\circ$ 인 제어방식을 도입하여, 그림 3과 같이 등가회로를 얻는다. 정상상태에서 그림 3의 모든 변수는 직류값을 가지므로 대문자를 사용하여 표기하며, 다음의 관계식을 얻는다.

$$V_{dc} = \frac{R_L D_2 V_s \text{COS} \alpha_2}{r + R_L D_2^2} \quad (24)$$

$$V_{dcf} = \frac{V_s}{D_1} \left\{ \text{SIN} \alpha_2 + \text{COS} \alpha_2 \frac{\omega L}{r + R_L D_2^2} \right\} \quad (25)$$

식 (24)와 (25)에서 다음을 알 수 있다. 첫째, V_{dc} 는 D_2 에 의하여 정해지는 반면, V_{dcf} 는 D_2 와 D_1 에 의하여 정해짐에 주목할 필요가 있다. 둘째, 연계 리액터의 리액턴스 ωL 의 값은 V_{dcf} 에만 관계되고, V_{dc} 는 ωL 의 값과 무관하게 정해진다.

한편, 식 (24)와 (25)로부터 5-레벨의 멀티레벨 출력을 얻기 위하여 식 (1)의 조건을 만족시키는 다음의 중요한 관계식이 얻어진다. 즉, D_2 가 결정되면 D_1 의 값은 다음 식에 의하여 제어되어야만 한다.

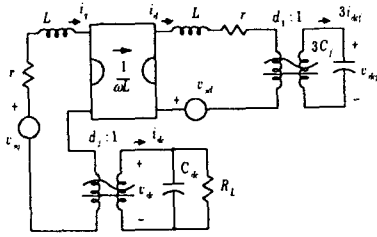


그림 3. 90° 위상차 제어시의 등가회로.

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

그림 4는 식 (30)의 제한조건에 따른 D_1 과 D_2 의 제어범위를 나타낸다. 단, $\omega L = 1.885 \Omega$, $r = 0.7 \Omega$, $R_L = 20 \Omega$ 이라고 가정했다. 그림 4에서 알 수 있듯이 3상 인버터의 진폭변조지수 D_2 와 단상 풀브리지 인버터의 진폭변조지수 D_1 은 근사적으로 서로 반비례하는 관계를 나타낸다. 또, D_1 은 거의 전 범위에 걸쳐 제어가능하지만, D_2 는 약 0.15 이상의 값을 제어범위로 갖는다.

그림 5는 α_2 의 제어범위를 나타낸다. 그림 5에서 변조지수 D_2 의 값이 클수록 α_2 의 제어범위는 좁아짐을 알 수 있다. 즉, D_2 가 0.4일 때 α_2 의 제어범위는 -25° 부터 가능하지만 0.6일 때는 약 -13° 부터 가능함을 알 수 있다. 이러한 제어범위의 제한은 α_2 나 D_2 를 제어하여 무효전력이나 유효전력을 제어하려고 할 때 고려하여야 할 중요한 설계기준이 된다. 또한, 식 (24)와 (25)에서 보듯이 직류전압의 레벨을 결정하여 단상 인버터와 3상 인버터에 사용되는 스위치의 전압/전류 용량을 결정할 때도 중요한 기준이 된다.

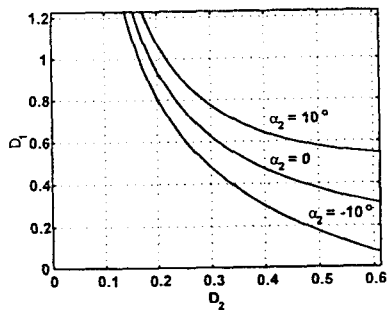


그림 4. D_1 과 D_2 의 제어범위.

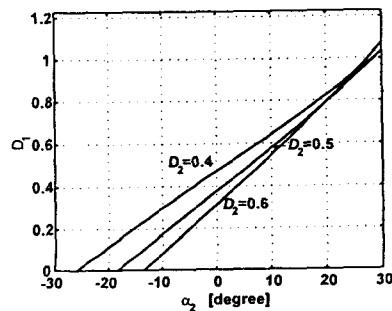


그림 5. α_2 의 제어범위

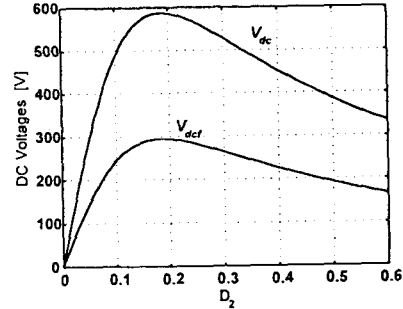


그림 6. D_2 제어시 V_{dc} 와 V_{dcf} 의 변화.

그림 6은 D_2 제어시 V_{dc} 와 V_{dcf} 의 변화를 나타낸다. 여기서 입력 교류전원의 선간전압의 실효값 V_s 의 값은 220 V이고 제어조건 α_2 는 0° 라고 가정했다. 이 경우 앞서 설명한대로, α_1 은 -90° , D_1 은 식 (30)으로 정해진다. 그림 6에서 보듯이 V_{dc} 와 V_{dcf} 의 값은 피크값을 갖고 증가 또는 감소하는 곡선의 형태이다. 이 경우 피크값은 식 (24)를 D_2 에 대하여 편미분하여 구할 수 있다. 즉,

$$\frac{\partial V_{dc}}{\partial D_2} = \frac{\partial}{\partial D_2} \frac{R_L D_2 V_s \cos \alpha_2}{r + R_L D_2^2} = 0 \quad (31)$$

으로부터, 최대의 V_{dc} 전압 $V_{dc,max}$ 를 발생하는 D_2 는

$$D_2 = \sqrt{\frac{r}{R_L}} \quad (32)$$

이고,

$$V_{dc,max} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_L}{r}} \cdot V_s \cos \alpha_2 \quad (33)$$

식 (32)와 (33)으로부터 다음을 정리할 수 있다. 첫째, 90° 위상차 제어시 직류전압의 피크값을 결정하는 제어변수 D_2 의 값은 오로지 두 저항값 r 과 R_L 만에 의하여 결정된다. 둘째, D_2 의 값을 변화시킬 때, 직류전압 V_{dc} 또는 V_{dcf} 의 최고값은 α_2 와 관련이 되지만, 그 위치는 α_2 와 무관하게 정해진다. 셋째, 항상 V_{dc} 는 V_{dcf} 의 2배가 되어 5-레벨 출력전압이 얻어진다.

그림 7은 α_2 제어시 V_{dc} 와 V_{dcf} 의 변화를 나타낸다. 그림 7의 곡선은 $D_2 = 0.4$ 인 경우 얻어진 것이다. 그림 7에서 알 수 있는 사실은 α_2 제어에 의하여 직류전압 V_{dc} 와 V_{dcf} 의 변화가 D_2 제어시보다 보다 완만하다는 것이다. 이러한 사실은 무효전력이나 유효전력을 제어하려 할 때 D_2 를 제어하는 것보다 α_2 를 제어 하는 것이

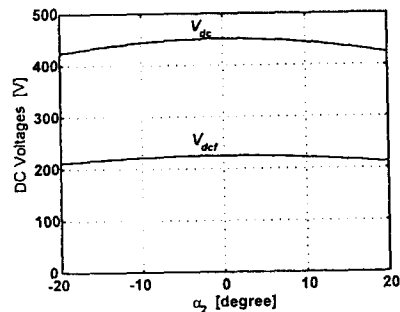


그림 7. α_2 제어시 V_{dc} 와 V_{dcf} 의 변화.

각 직류전압을 일정하게 유지할 수 있는 장점이 있음을 나타낸다.

한편, 정상상태에서 전원전압과 단상 인버터의 출력 전압, 3상 인버터의 출력전압은 기본파 만을 고려한 경우 다음과 같다.

$$i_a = \sqrt{\frac{2}{3}} I_q \cos(\omega t + \alpha_1) \quad (34)$$

그림 3의 등가회로로부터 정상상태의 경우,

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

이고,

$$v_{sa} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_s \sin(\omega t) \quad (36)$$

$$v_{11} = \sqrt{\frac{2}{3}} D_1 V_{dcf} \sin(\omega t + \alpha_1) \quad (37)$$

$$v_{11} = \sqrt{\frac{2}{3}} D_2 V_{dc} \sin(\omega t + \alpha_2) \quad (38)$$

따라서, 식 (34)~(38)의 관계식으로부터, 전원으로부터 공급되는 유효전력 P_s 와 무효전력 Q_s 는

$$P_s = \frac{V_s^2 \cos^2 \alpha_2}{r + R_L D_2^2} \quad (39)$$

$$Q_s = - \frac{V_s^2 \sin \alpha_2 \cos \alpha_2}{r + R_L D_2^2} \quad (40)$$

와 같다.

그림 8은 α_2 제어시 P_s 와 Q_s 의 변화를 나타낸다. 그림 8에서 $\alpha_2=0$ 일 때 $Q_s=0$ 되어 역률 1이 됨을 알 수 있다.

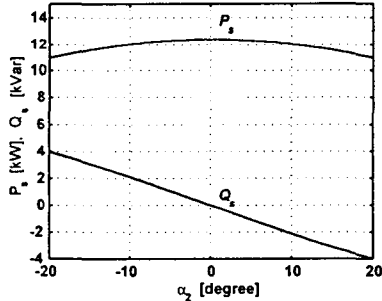


그림 8. α_2 제어시 P_s 와 Q_s 의 변화

그림 9는 시간영역의 MATLAB 시뮬레이션에 의하여 각 DC 커패시터 전압이 build-up되는 과정을 보여 준다. 그림 9의 시뮬레이션은 90° 위상차 제어하고 있고 역률 1의 조건을 만족하기 위하여 $\alpha_2=0$ 이고 $D_2=0.6$ 의 값을 사용하였다. 그림 9에서 전원전압 v_{sa} 와 선전류 i_a 가 동상이 됨을 확인 할 수 있고, 아울러 3상 인버터의 직류전압 v_{dc} 가 단상 인버터의 직류전압 v_{dcf} 의 두배가 되어 5-레벨 출력전압이 얻어짐을 확인 할 수 있다.

5. 결론

본 논문에서는 하이브리드 멀티레벨 컨버터를 사용한 3상 정류기 시스템을 모델링하고, 해석하여 동작 특성을 나타내는 식을 유도하며, 각 제어변수와 DC 출력전압, 공급되는 무효전력, 유효전력, 사이의 관계

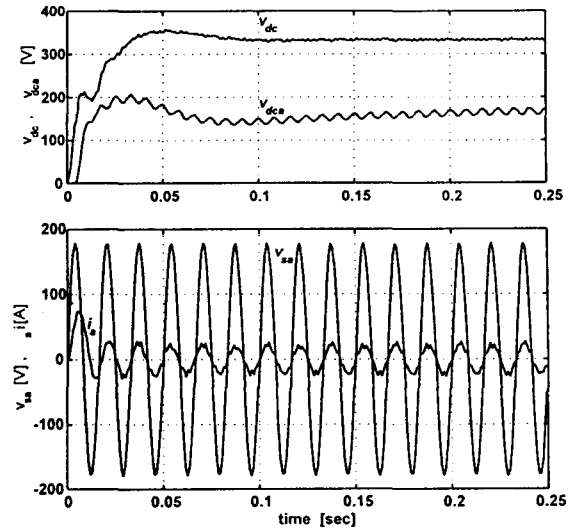


그림 9. MATLAB 시뮬레이션 파형.

식을 도출해 내었다. 이 결과로부터 제어변수의 제어 범위를 정하였고 또, 5-레벨의 멀티레벨의 출력을 유지하면서 각 인버터 모듈의 DC 전압을 확립하는 제어 방안을 제시하였다. Cascade 멀티레벨 인버터의 최대 단점으로 지적되었던 절연변압기의 필요성을 제거할 수 있음을 시뮬레이션을 통하여 확인하였다.

[참고 문헌]

- [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