

---

# 하이브리드 Cascade 5-레벨 PWM 정류기의 회로 DQ 모델링 및 동작특성 해석

최 남 섭\*

## Circuit DQ Modeling and Analysis of Operating Characteristics for Hybrid Cascade Five-level PWM Rectifier

Nam-Sup Choi

### 요 약

본 논문은 절연변압기를 사용하지 않는 하이브리드 멀티레벨 PWM 정류기(특히 5-레벨)의 회로 DQ 모델링 및 동작특성 해석에 대한 연구이다. 회로 DQ 변환은 동기속도로 회전하는 변환 행렬을 사용함으로써 3상 시변 회로를 정지된 등가회로로 변환한다. 이러한 회로 DQ 변환을 통해 얻은 등가회로를 사용하여 시스템의 동작 특성 및 유용한 설계식들을 보다 쉽게 얻을 수 있다. 즉, 각 DC 커패시터 전압 및 전원이 공급하는 유효전력, 무효전력과 제어변수의 해석적인 식들을 보이고, 나아가 멀티레벨 출력을 얻기 위한 각 DC 전압들을 AC 전원에서부터 직접 build-up 할 수 있음을 제시한다. 또한 5-레벨 출력전압을 보장하기 위한 제어식을 유도한다. 끝으로, 이러한 모델링 및 해석의 타당성을 검증하기 위하여 MATLAB을 사용한 모의 실험을 행하고, 해석적인 예측과 모의실험으로 얻어진 파형의 일치성을 확인하였다.

### Abstract

This paper presents circuit DQ modeling and analysis of operating characteristics of hybrid cascade multilevel PWM rectifier, especially five-level, without isolation transformers. The circuit DQ transformation changes the original three-phase time varying circuit to stationary equivalent one by employing the synchronously rotating transformation matrix. As a result of circuit DQ modeling, the operating characteristics and some useful design relationships for the system are obtained with ease. That is, the analytic equations

---

\* 여수대학교 전기및반도체공학과

for DC voltages and active/reactive power supplied by source with respect to control variables are presented. Moreover, the DC voltages for the multilevel output generation may be directly built up from AC utility source and the important control equation ensuring 5-level output voltage is obtained. Finally, to confirm the validity of the analysis, MATLAB simulations are carried out and the simulation results show good agreements between analytic predictions and the simulated waveforms.

### I. 서 론

일반적으로 고전압 대전력 전력변환장치는 고전압 대용량에 견디기 위하여 전력반도체 스위치를 다중접속으로 구현하는데, 이 경우 전력반도체 소자의 동기 스위칭 문제 때문에 컨버터 입출력 파형의 특성이 나빠지고 동적 특성이 저하되는 등의 부현상이 존재하여 왔다. 최근 멀티레벨 PWM 컨버터는 대용량을 구현하면서 멀티레벨 출력으로 인하여 고조파 저감효과를 높일 수 있는 효과적인 방안의 하나로 활발히 연구되어 왔으며, 현재까지 크게 나누어 다이오드 클램프형, 커패시터 클램프형, Cascade 형의 3종류의 회로 구조가 제안되어 있다.<sup>[1]-[3]</sup> 이 가운데 Cascade형 멀티레벨 컨버터는 모듈구조의 단순한 구성과, 각 모듈별로는 검증된 기술이라는 장점으로 인하여 활발히 연구되고 있으며 그 응용분야 또한 확대되고 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>

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 회로 구조를 사용한 3상 정류기 시스템을 도입하고 이를 해석하여 동작 특성을 나타내는 제어식을 유도하며, 이로부터 멀티레벨의 출력을 유지하면서 각 인버터 모듈의 DC 전압을 확립하는 방안을 제시한다. 그림으로써, Cascade 멀티레벨 컨버터의 최대 단점으로 지적되었던 절연변압기의 필요성을 제거할 수 있음을 보인다.

특히, 본 논문에서는 회로 DQ 변환 모델링을 사용하여 각 컨버터의 제어변수와 공급되는 무효전력, 유효전력, DC 출력전압 사이의 관계식을 도출하도록 한다. 또, 이러한 동작특성의 해석은 MATLAB을 통하여 시뮬레이션함으로써 그 타당성을 보일 것이다.

### II. 시스템 개요

그림 1은 개선된 하이브리드 Cascade 5-레벨 PWM 정류기의 전체 시스템 구성도를 나타낸다.

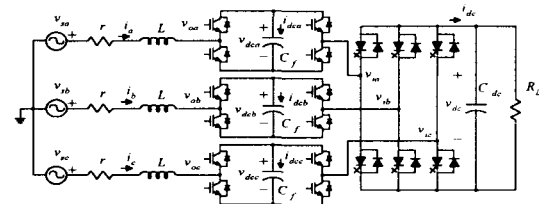


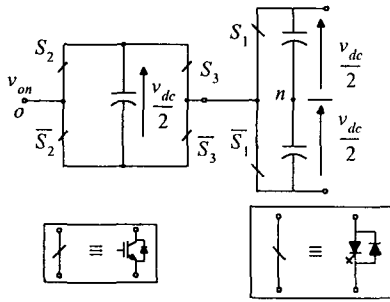
그림 1. 하이브리드 Cascade 5-레벨 PWM 정류기.  
Fig. 1. Hybrid cascade 5-level PWM rectifier.

그림 1에서 제어변수는 단상 인버터 세트의 출력전압의 진폭제어변수  $d_1$  및 위상제어변수  $\alpha_1$ , 3상 인버터의 출력전압의 진폭제어변수  $d_2$  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 출력전압이 되도록 3상 인버터의 DC 전압  $v_{dc}$ 와 단상 인버터의 DC 전압  $v_{dcf}$ 를 다음과 같이 제어한다.

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

그림 2는 5-레벨 출력전압을 얻기 위한 동작스

위칭 표이다. 또, 그림 1에서 3상 입력전원은 다음과 같다.



$v_{on}$	$v_{dc}$	$v_{dc}/2$	0	$-v_{dc}/2$	$-v_{dc}$
$S_1$	on	on	on	off	off
$S_2$	on	on	off	on	off
$S_3$	off	on	off	on	off

그림 2. 스위칭 표.  
Fig. 2. Switching table.

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

여기서,  $V_s$ 는 AC 전원측의 선간 rms 전압을 나타내고

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

III. 회로 DQ 변환 모델링

그림 1의 회로의 DQ 변환을 하기 위하여 그림 3과 같이 회로를 분할한다. 또, abc축상의 3상 변수  $x_{abc}$ 를 dqo축상의 변수  $x_{qdo}$ 로 변환하는 변환 행렬  $K$ 를 다음과 같이 정의한다.[5]

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

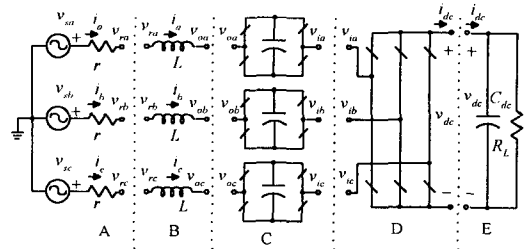


그림 3. 회로의 분할.  
Fig. 3. Circuit partitioning.

여기서,  $\text{I}^T = [1 \ 1 \ 1]$  이고

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

그림 3에서 저항-인덕터 세트의 전압전류 관계식은,

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

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

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

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

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

이므로, 기본과 영역의 동작만을 고려하면,

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

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

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

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

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

식 (2)~(13)의 관계식에 대하여 변환행렬  $K$ 를 적용하여 DQ 변환을 하면, 다음 방정식 세트가 얻

어진다.

$$v_{sd} = V_s \cos \alpha_1 = r i_d + v_{rd} \dots\dots\dots (14)$$

$$v_{sq} = -V_s \sin \alpha_1 = r i_q + v_{rq} \dots\dots\dots (15)$$

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

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

$$v_{od} - v_{iq} = 0 \dots\dots\dots (18)$$

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

$$3 i_{def} = d_1 i_d \dots\dots\dots (20)$$

$$v_{ia} = d_2 \sin(\alpha_2 - \alpha_1) v_{dc} \dots\dots\dots (21)$$

$$v_{id} = d_2 \cos(\alpha_2 - \alpha_1) v_{dc} \dots\dots\dots (22)$$

$$i_{dc} = d_2 \sin(\alpha_2 - \alpha_1) i_q + d_2 \cos(\alpha_2 - \alpha_1) i_d \dots\dots\dots (23)$$

식 (14)~(23)로부터 그림 4와 같이 시스템의 모든 제어정보를 포함하는 등가회로를 얻을 수 있다.

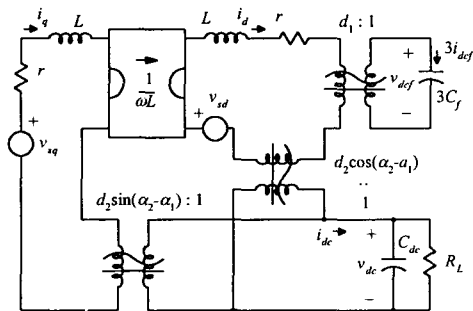


그림 4. 회로 DQ 변환.  
Fig. 4. Circuit DQ transformation

IV. 제어특성

본 논문에서는 특히  $\alpha_2 - \alpha_1 = 90^\circ$  인 제어방식을 도입하여, 그림 4의 등가회로에서 변압기 한 개가 제거된 그림 5와 같은 등가회로를 얻는다. 정상 상태에서 그림 5의 모든 변수는 직류값을 가지므로 대문자를 사용하여 표기하도록 한다.

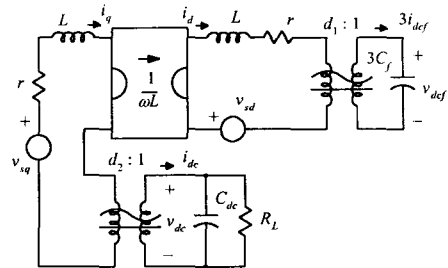


그림 5. 90° 위상차 제어시의 등가회로  
Fig. 5. Equivalent circuit for 90o phase difference control.

4-1. DC 커패시터 전압

그림 5로부터 각 DC 커패시터 전압에 대하여 다음의 관계식을 얻는다.

$$V_{dc} = \frac{R_L D_2 V_s \cos \alpha_2}{r + R_L D_2^2} \dots\dots\dots (24)$$

$$V_{def} = \frac{V_s}{D_1} \left\{ \sin \alpha_2 + \cos \alpha_2 \frac{\omega L}{r + R_L D_2^2} \right\} \dots\dots\dots (25)$$

식 (24)와 (25)에서 다음을 알 수 있다.

첫째,  $V_{dc}$ 는  $D_2$ 에 의하여 정해지는 반면,  $V_{def}$ 는  $D_2$ 와  $D_1$ 에 의하여 정해짐에 주목할 필요가 있다.

둘째, 연계 리액터의 리액턴스  $\omega L$ 의 값은  $V_{dc}$ 에만 관계되고,  $V_{def}$ 는  $\omega L$ 의 값과 무관하게 정해진다.

4-2. 5-레벨 출력전압을 얻기 위한 제어조건

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.

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

그림 6은 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 6에서 보듯이 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

결쳐 제어 가능하지만, D2는 약 0.15 이상의 값만을 제어범위로 갖는다.

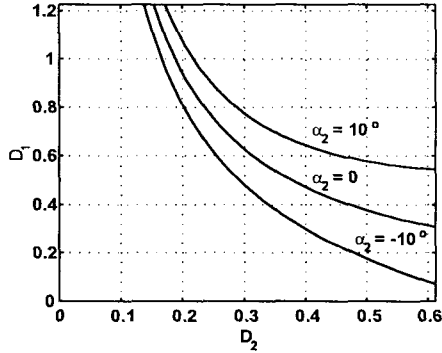


그림 6. D1과 D2의 제어범위.  
Fig. 6. Control range of D1 and D2.

그림 7은  $\alpha_2$ 의 제어범위를 나타낸다. 그림 7에서 변조지수  $D_2$ 의 값이 클수록  $\alpha_2$ 의 제어범위는 좁아짐을 알 수 있다. 즉,  $D_2$ 가 0.4일 때  $\alpha_2$ 의 제어범위는  $-25^\circ$ 부터 가능하지만 0.6일 때는 약  $-13^\circ$ 부터 가능함을 알 수 있다. 이러한 제어범위의 제한은  $\alpha_2$ 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.

4-3. 5-레벨 출력전압 제어시 DC 커패시터 전압  
그림 8은  $D_2$ 제어시 식 (30)을 만족하도록  $D_1$ 을 제어할 때  $V_{dc}$ 와  $V_{dcf}$ 의 변화를 나타낸다. 여기서 입력 교류전원의 선간전압의 실효값  $V_s$ 의 값은 220 V이고 제어조건  $\alpha_2$ 는  $0^\circ$ 라고 가정했다. 이 경우 앞서 설명한대로,  $\alpha_1$ 은  $-90^\circ$ ,  $D_1$ 은 식 (30)으로 정해진다. 그림 7에서 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,

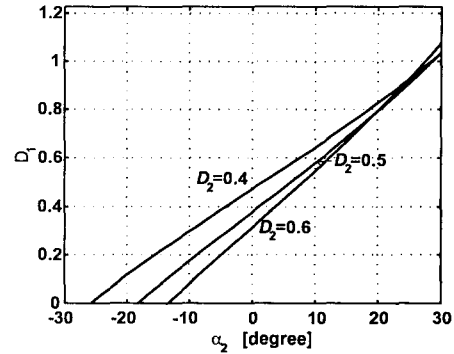


그림 7.  $\alpha_2$ 의 제어범위.  
Fig. 7. Control range of  $\alpha_2$ .

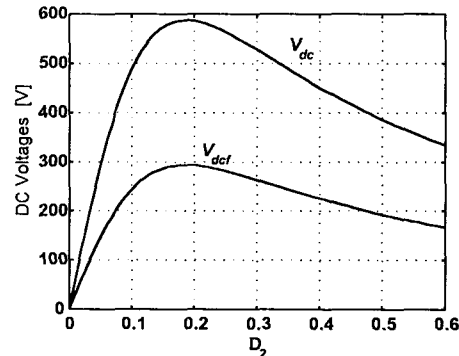


그림 8.  $D_2$ 제어시  $V_{dc}$ 와  $V_{dcf}$ 의 변화.  
Fig. 8. Variation of  $V_{dc}$  and  $V_{dcf}$  for  $D_2$  Control.

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

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

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

이고,

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

이다.

식 (32)와 (33)으로부터 다음을 정리할 수 있다. 첫째,  $90^\circ$  위상차 제어시  $V_{dc}$  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  $\alpha_2$ 와 관련이 되지만, 그 위치는  $\alpha_2$ 와 무관하게 정해진다. 또, 항상  $V_{dc}$ 는  $V_{dcf}$ 의 2배가 되어 5-레벨 출력전압이 얻어진다.

그림 9는  $\alpha_2$ 제어시  $V_{dc}$ 와  $V_{dcf}$ 의 변화를 나타낸다. 그림 9의 곡선은  $D_2=0.4$ 인 경우 얻어진 것이다. 그림 9에서  $V_{dc}$ 와  $V_{dcf}$ 의 변화가  $D_2$ 제어시보다  $\alpha_2$ 제어시 직류전압의 변동이 완만하다는 것이다. 이러한 사실은 무효전력이나 유효전력을 제어하려 할 때  $D_2$ 를 제어하는 것보다  $\alpha_2$ 를 제어하는 것이 각 직류전압을 일정하게 유지할 수 있는 장점이 있음을 나타낸다.

4-4. 유효전력과 무효전력

정상상태에서 기본과 만을 고려한 경우 전원전압  $v_{sa}$ 와 단상 인버터의 출력 전압  $v_{\Lambda}$ , 3상 인버터의 출력전압  $v_{\Omega}$ 은 다음과 같다. 먼저, 선전류  $i_a$ 는

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

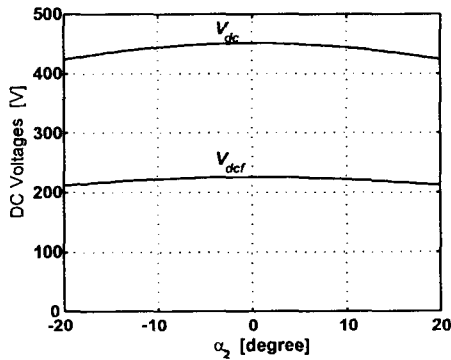


그림 9.  $\alpha_2$ 제어시  $V_{dc}$ 와  $V_{dcf}$ 의 변화.  
Fig. 9. Variation of  $V_{dc}$  and  $V_{dcf}$  for  $\alpha_2$  Control.

이고, 그림 5의 등가회로로부터 정상상태의 경우,

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

이다.

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

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

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

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

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

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

와 같다.

그림 10은  $\alpha_2$  제어시  $P_s$ 와  $Q_s$ 의 변화를 나타낸다. 그림 10에서  $\alpha_2=0$  일 때  $Q_s=0$  되어 역률 1이 됨을 알 수 있다.

V. 모의실험 및 검토

회로 DQ 변환 등가 모델링과 특성 해석의 타당성을 검증하기 위하여 MATLAB 모의실험을 실시하였는데, 사용된 회로 정수와 제어변수의 값은 다음과 같다.

표 1. 모의실험 조건

의미	기호	값	단위
입력전원주파수	$f$	60	Hz
AC 전원선간전압 실효치	$V_s$	220	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	$D_2$	0.6	-

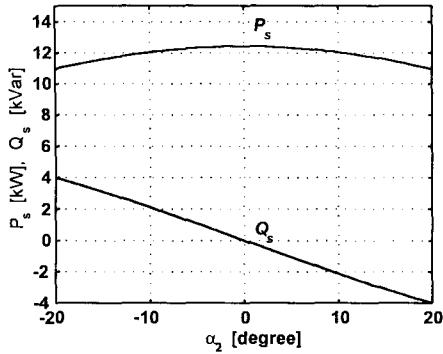


그림 10.  $\alpha_2$ 제어시  $P_s$ 와  $Q_s$ 의 변화.  
Fig. 10. Variation of  $P_s$  and  $Q_s$  for  $\alpha_2$  control.

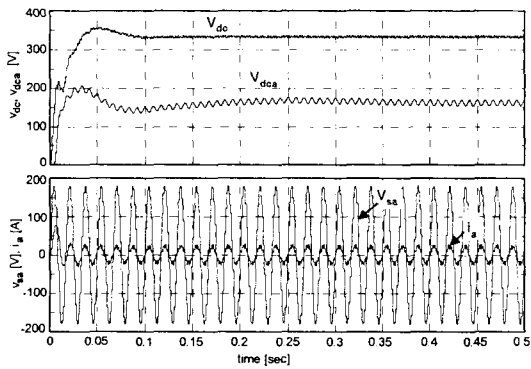


그림 11. DC 커패시터 전압의 build-up.  
Fig. 11. Build-up of DC capacitor voltages.

그림 11은 시간영역의 시뮬레이션에 의하여 각 DC 커패시터 전압이 build-up되는 과정을 보여준다. 그림 11의 경우,  $90^\circ$  위상차 제어하고 있고 역률 1의 조건을 만족하기 위하여  $\alpha_2=0$  이다. 그림 11에서 초기 2~3 주기 동안의 충전시간을 제외하면 전원전압  $v_{sa}$ 와 선전류  $i_a$ 가 동상이 됨을 확인할 수 있고, 아울러 3상 인버터의 직류전압  $v_{dc}$ 가 단상 인버터의 직류전압  $v_{dcf}$ 의 두배가 되어 5-레벨 출력전압이 얻어짐을 확인할 수 있다.

그림 12는 단상 인버터와 3상 인버터의 동작파형을 나타낸다. 본 논문에서는 거시적인 동작특성을 살펴보는 것이므로, 각 인버터를 기준파와 삼각파형을 비교하는 단순한 정현파 PWM을 사용하였다.

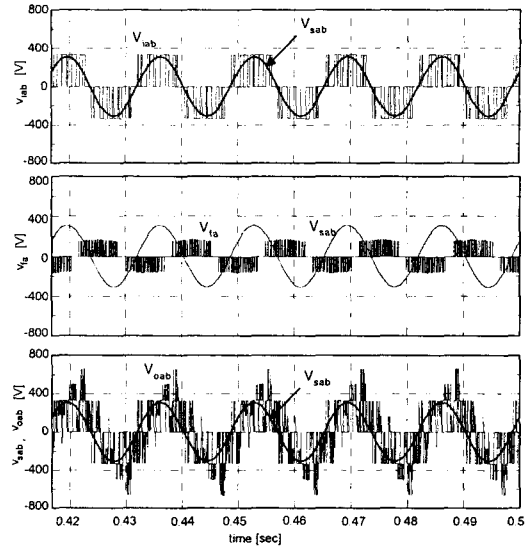


그림 12. 인버터 출력전압의 파형.  
Fig. 12. Inverter output voltage waveforms

이때, 단상 풀브리지 인버터는 주파수 변조지수 30의 고주파 스위칭을, 3상 인버터는 주파수 변조지수 9의 비교적 느린 스위칭을 하도록 동작시킨다. 즉, 대용량 스위치는 저속 스위칭을, 소용량 스위치는 고속 스위칭을 하여 전력반도체 소자의 최적으로 활용하도록 한다. 그림 11에서  $v_{iab}$ 는 3상 인버터의 선간출력전압을 나타내고,  $v_{ja}$ 는 단상 풀브리지 인버터의 출력전압을 나타낸다. 그 결과,  $v_{oab}$ 와 같은 9-레벨의 출력선간전압이 얻어진다. 그러므로, 별도의 절연변압기가 없이도 각 인버터의 DC 전압을 셋업할 수 있으며, 따라서 5-레벨의 출력전압, 또는 9-레벨의 선간출력전압을 얻음으로써 정류기의 AC측의 전류의 고조파 성분을 충분히 저감시킬 수 있음을 확인하였다.

## VI. 결론

본 논문에서는 하이브리드 5-레벨 컨버터를 사용한 3상 정류기 시스템을 회로 DQ 모델링하고, 해석하여 동작 특성을 나타내는 식을 유도하며, 각 제어변수와 DC 출력전압, 공급되는 무효전력, 유효전력, 사이의 관계식을 도출해 내었다. 이 결과

로부터 제어변수의 제어범위를 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 MATLAB 모의실험을 통하여 확인하였다.

본 연구는 한국과학재단 해외 Post-Doc. 연구에 의한 결과의 일부로 재단의 지원에 감사드립니다.

### 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



최 남 섭(Nam-Sup Choi)

1987년 2월 고려대학교 전기공학과 졸업

1989년 2월 KAIST 전기및전자공학과 졸업(공학석사)

1994년 2월 KAIST 전기및전자공학과 졸업(공학박사)

1994년 2월~1995년 3월 KAIST 정보전자연구소 연구원

1995년 3월~현재 국립여수대학교 전기 및 반도체공학과 교수

1999년 3월~2000년 2월 미국 Wisconsin-Madison 주립대학 방문교수

관심분야 : 전력전자회로 모델링 및 해석, 멀티레벨 컨버터 설계 및 응용