

# 3상 PWM Zeta AC-AC 컨버터의 회로구성과 특성

최 남 섭

여수대학교 전자통신전기공학부

## Circuit Topology and Characteristics of Three Phase PWM Zeta AC-AC Converter

Nam-Sup Choi

Yosu National University

### ABSTRACT

In this paper, a three phase PWM Zeta AC-AC converter for VVCF applications is presented. The PWM Zeta AC-AC converter is modelled by using vector DQ transformation whereby the basic DC characteristics equation is analytically obtained. Finally, the PSIM simulation shows the validity of the modelling and analysis.

### 1. 서 론

최근 PWM AC 초퍼의 응용범위가 단순한 수용가의 power dimming이나 전압제어를 넘어, AC line conditioner, phase shifter, impedance changer와 같이 전력품질 향상을 위한 Custom Power 기기로 응용분야가 다양화 되면서 관심과 개발의 중요성이 증대되고 있다<sup>[1]</sup>.

그동안 PWM AC 초퍼, 즉 PWM AC-AC 컨버터는 주로 Buck형, Boost형, Buck-Boost형을 중심으로 이루어져 왔다. 반면, PWM Zeta AC-AC 컨버터는 더 많은 수동소자를 필요로 함으로써 구성이 복잡하고 효율이 낮다는 단점 때문에 연구가 소외되어 왔으며, 엄밀한 해석적 모델링 등은 아직 문헌에서 찾아보기 어렵다<sup>[2-3]</sup>.

본 논문에서는 벡터 회로 DQ 변환 기법을 활용하여 3상 PWM Zeta AC-AC 컨버터에 대한 완전한 정보를 포함하는 등가모델을 제시하고, 이 모델로부터 전압이득과 같은 컨버터의 중요한 식들의 해석적인 표현을 유도할 수 있음을 보인다. 더불어, 동작특성 해석에 대한 결과는 PSIM 시뮬레이션을 통하여 그 타당성을 검증할 것이다.

### 2. 회로구성

그림 1은 PWM Zeta AC-AC 컨버터의 회로를 나타

낸다. 그림 1에서 저항  $r_1$ ,  $r_2$ 는 IGBT와 인덕터  $L_1$ ,  $L_2$ 의 손실을 각각 나타내고, 저항  $R$ 은 부하저항이다. 부하저항  $R$ 에는 커패시터  $C_2$ 의 손실이 포함되어 있다고 가정한다. 또,  $d$ 는 스위치  $Q_1, Q_3, Q_5$ 의 duty ratio이다. 즉  $Q_1, Q_3, Q_5$ 는 동시에 온, 오프 스위칭하고, 동시에 온, 오프 스위칭하는  $Q_2, Q_4, Q_6$ 과는 상보적인 스위칭 동작을 한다. 그러므로,  $d$ 는 그림 1의 컨버터의 유일한 제어 변수이다.

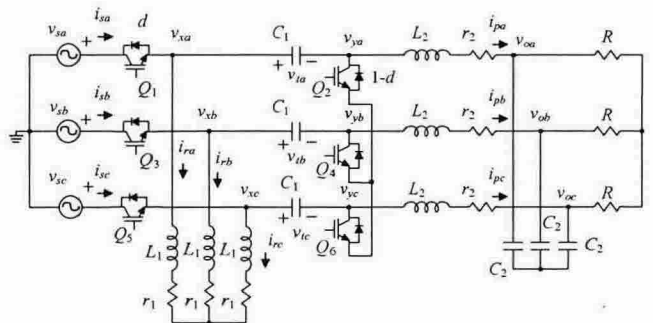


그림 1 3상 PWM Zeta AC-AC 컨버터-구성1  
Fig. 1 Three phase PWM Zeta AC-AC converter-Type1

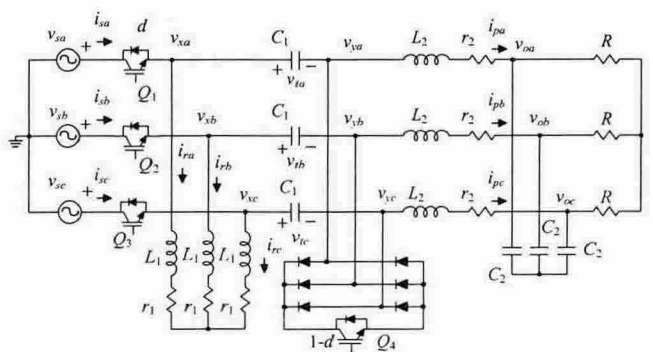


그림 2 3상 PWM Zeta AC-AC 컨버터-구성2  
Fig. 2 Three phase PWM Zeta AC-AC converter-Type2

그림 2는 그림 1에서  $Q_2, Q_4, Q_6$  그룹의 스위치들을

다이오드 브리지와 1 개의 IGBT 스위치로 대체한 것이며, 전체적인 동작원리는 변함이 없이 같다. 그림 2는 능동스위치의 개수를 줄임으로써, 그에 수반되는 게이트 드라이버의 수, 시스템의 부피와 무게, 가격 등을 줄일 수 있는 장점이 있다.

### 3. 시스템 특성

그림 1에서 3상 입력전원은,

$$\mathbf{v}_{s, abc} = [v_{sa} v_{sb} v_{sc}]^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_s \mathbf{SIN}(\omega t) \quad (1)$$

이고,  $V_s$ 는 AC 전원측의 선간 실효전압을 나타내며,

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

이다. 또한 3상의  $L_1-r_1$  세트,  $L_2-r_2$  세트에 대하여 각각 다음과 같은 관계식을 얻는다.

$$\mathbf{v}_{x, abc} = L_1 \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{r, abc} + r_1 \mathbf{i}_{r, abc} \quad (3)$$

$$\mathbf{v}_{y, abc} - \mathbf{v}_{o, abc} = L_2 \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{p, abc} + r_2 \mathbf{i}_{p, abc} \quad (4)$$

이고, 3상의  $C_2-R$  세트에 대하여 다음과 같다.

$$\mathbf{i}_{p, abc} = C_2 \frac{d}{dt} \mathbf{v}_{o, abc} + \frac{1}{R} \mathbf{v}_{o, abc} \quad (5)$$

한편, 3상  $C_1$  세트에 흐르는 평균화된 전류는 다음과 같이 표현된다.

$$C_1 \frac{d}{dt} \mathbf{v}_{t, abc} = d \mathbf{i}_{p, abc} + (1-d)(-\mathbf{i}_{r, abc}) \quad (6)$$

$C_1$  커패시터 양단의 평균화된 전압과 전원전류는 각각 다음과 같다.

$$\mathbf{v}_{x, abc} = d \mathbf{v}_{s, abc} + (1-d) \mathbf{v}_{t, abc} \quad (7)$$

$$\mathbf{v}_{y, abc} = d \mathbf{v}_{s, abc} - d \mathbf{v}_{t, abc} \quad (8)$$

$$\mathbf{i}_{s, abc} = d(\mathbf{i}_{r, abc} + \mathbf{i}_{p, abc}) \quad (9)$$

또한, 스위칭 주파수가 매우 높다면, 식 (6)~(9)는 순시적인 전압, 전류의 파형을 나타내는 것으로 볼 수 있다.

본 논문에서는 다음과 같이 입력전원의 주파수와 위상에 동기되어 회전하는 DQ 변환을 정의한다<sup>[4]</sup>. 즉,

$$\mathbf{x} = x_d + jx_q \quad (10)$$

여기서,

$$x_d = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \mathbf{SIN}^T(\omega t) \cdot \mathbf{x}_{abc} \quad (11)$$

$$x_q = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \mathbf{COS}^T(\omega t) \cdot \mathbf{x}_{abc} \quad (12)$$

먼저, 식 (1)의 3상 전원을 벡터 DQ 변환하면,

$$\mathbf{v}_s = v_{sd} + jv_{sq} = V_s \quad (13)$$

이다. 식 (3)의 3상의  $L_1-r_1$  세트,  $L_2-r_2$  세트에 대하여

$$\mathbf{v}_x = L_1 \frac{d}{dt} \mathbf{i}_r + j\omega L_1 \mathbf{i}_r + r_1 \mathbf{i}_r \quad (14)$$

$$\mathbf{v}_y - \mathbf{v}_o = L_2 \frac{d}{dt} \mathbf{i}_p + j\omega L_2 \mathbf{i}_p + r_2 \mathbf{i}_p \quad (15)$$

를 얻는다. 식 (5)의 3상의  $C_2-R$  세트에 대하여

$$\mathbf{i}_p = C_2 \frac{d}{dt} \mathbf{v}_o + j\omega C_2 \mathbf{v}_o + \frac{1}{R} \mathbf{v}_o \quad (16)$$

이 되고, 끝으로, 식 (6)~(9)를 복소 DQ 변환하면,

$$C_1 \frac{d}{dt} \mathbf{v}_t + j\omega C_1 \mathbf{v}_t = d \mathbf{i}_p - (1-d) \mathbf{i}_r \quad (17)$$

$$\mathbf{v}_x = d \mathbf{v}_s + (1-d) \mathbf{v}_t \quad (18)$$

$$\mathbf{v}_y = d \mathbf{v}_s - d \mathbf{v}_t \quad (19)$$

$$\mathbf{i}_s = d(\mathbf{i}_r + \mathbf{i}_p) \quad (20)$$

그림 3은 식 (13)~(20)을 사용하여 재구성한 등가회로이다. 그림 3의 등가회로는 시스템의 모든 특성 및 제어 정보를 포함하는 완전한 등가회로이다.

식 (13)~(20)으로부터 다음과 같이 상태방정식을 정리할 수 있다.

$$\frac{d}{dt} \mathbf{x} = \mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{B} \mathbf{v}_s \quad (21)$$

여기서,  $\mathbf{x} = [\mathbf{i}_r \ \mathbf{v}_t \ \mathbf{i}_p \ \mathbf{v}_o]^T$  이고

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{r_1}{L_1} - j\omega & \frac{1-d}{L_1} & 0 & 0 \\ -\frac{1-d}{C_1} & -j\omega & \frac{d}{C_1} & 0 \\ 0 & -\frac{d}{L_2} & -\frac{r_2}{L_2} - j\omega & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_2} & -\frac{1}{RC_2} - j\omega \end{bmatrix} \quad (22)$$

$$\mathbf{B} = \left[ \frac{d}{L_1} \ 0 \ \frac{d}{L_2} \ 0 \right]^T \quad (23)$$

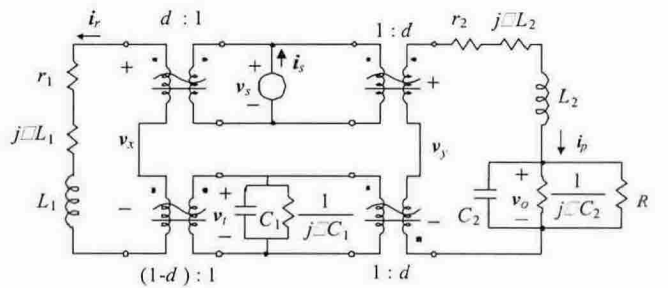


그림 3 DQ 변환된 등가회로

Fig. 3 DQ transformed equivalent circuit

그러므로, 그림 1의 Zeta 컨버터는 4차의 시스템으로 모델링 할 수 있다.

정상상태에서 모든 전압, 전류의 변수는 직류값을 가지므로 대문자를 사용하여 표기하며, 표현의 단순화를 위하여 다음과 같이 정의한다.

$$X_{L1} = \omega L_1; \quad X_{L2} = \omega L_2; \quad D' = 1 - D$$

$$X_{C1} = \frac{1}{\omega C_1} \quad X_{C2} = \frac{1}{\omega C_2} \quad (24)$$

일반적으로, 그림 1의 Zeta 컨버터에서 소자의 값에 대하여 다음의 관계식이 성립한다고 가정한다. 즉,

$$\{r_1, r_2\} \ll \{X_{L1}, X_{L2}\} \ll R \ll \{X_{C1}, X_{C2}\} \quad (25)$$

그러므로, 식 (25)의 관계를 고려하여 근사적으로 복소 출력전압  $V_o$ 를 나타내면,

$$V_o = \frac{DD' V_s}{D'^2 + j \frac{X_L}{R}} \quad (26)$$

$$X_L = X_{L1} D^2 + X_{L2} D'^2 \quad (27)$$

출력전압의 크기는  $V_o = |V_o|$ 이므로, 전압이득은 다음과 같다.

$$G = \frac{V_o}{V_s} = \frac{D}{D'} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left[ \frac{X_{L1}}{R} \left( \frac{D}{D'} \right)^2 + \frac{X_{L2}}{R} \right]^2}} \quad (28)$$

식 (28)로부터 다음을 정리할 수 있다.

1) Zeta AC-AC 컨버터의 전압이득은 Buck-Boost AC-AC 컨버터의 것과 거의 유사하다.

2) 전압이득은 부하저항과 두 인덕터의 리액턴스에 따라 정해지며, 커패시터의 값에 따라 거의 영향을 받지 않는다.

3) 전압이득을 결정할 때,  $D$ 가 작을 때는  $X_{L2}$ 의 영향이 큰 반면,  $D$ 가 1에 가까이 갈수록,  $X_{L1}$ 의 영향이 크게 작용한다.

전원측 3상 전압원에서 Zeta 컨버터로 공급되는 유효 전력  $P$ 와 무효전력  $Q$ 는 다음과 같다. 즉, 복소전력  $S$ 라 할 때,

$$S = V_s I_s^* = P + jQ \quad (29)$$

$$P = \frac{V_s^2}{R} \cdot \frac{D'^2 (D^2 + X_{L2}/X_{C2}) + DX_{L1}/X_C}{D'^4 + (X_{L1}/R)^2} \quad (30)$$

$$Q = \frac{V_s^2}{R} \cdot \frac{(D^2 + X_{L2}/X_{C2})X_{L1}/R - DD'^2 R/X_C}{D'^4 + (X_{L1}/R)^2} \quad (31)$$

여기서,

$$\frac{1}{X_C} = \frac{D^2}{X_{C2}} + \frac{D'^2}{X_{C1}} \quad (32)$$

그러므로, 역률  $PF = P/\sqrt{P^2 + Q^2}$  이므로,

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1 + \left[ \frac{DD'^2 R/X_C - (D + X_{L2}/X_{C2})X_{L1}/R}{D'^2 (D + X_{L2}/X_{C2}) + DX_{L1}/X_C} \right]^2}} \quad (33)$$

#### 4. 시뮬레이션

시뮬레이션에 사용된 시스템 파라미터는 전원전압  $V_s = 220$  V, 전원주파수  $f = 60$  Hz,  $L_1 = 1$  mH,  $r_1 = 0.01$   $\Omega$ ,  $L_2 = 1$  mH,  $r_2 = 0.01$   $\Omega$ ,  $C_1 = 10$  uF,  $C_2 = 45$  uF,  $R = 5$   $\Omega$ 이다. 또한 스위칭 주파수는 5 kHz이다.

그림 4는  $D=0.7$ 일 때, 입출력전압과 입력측 전압 전류를 나타내는데, 시뮬레이션으로부터 전압이득과 역률이

앞서 구한 식(28)과 (33)과 거의 일치함을 볼 수 있다.

#### 5. 결론

본 논문에서는 벡터 DQ 변환 기법을 활용하여 3상 PWM Zeta AC-AC 컨버터에 대한 완전한 정보를 포함하는 등가모델을 제시하고, 이 모델로부터 전압이득과 같은 컨버터의 정적 특성의 해석적인 표현을 유도하였다. 또, 이러한 동작특성 해석에 대한 결과는 PSIM 시뮬레이션을 통하여 그 타당성을 검증하였다.

본 연구는 산업자원부의 지원에 의하여 기초전력연구원(05505)주관으로 수행된 과제의 일부임.

#### 참고 문헌

- [1] H. Mehta, "Recent Development: EPRI's custom power concept", *Proceedings of Power Quality '93 Conference*, pp 794-795, October 1993.
- [2] Shank Srinivasan and Giri Venkataramanan, "Versatile PWM converters for three phase AC power conditioning", *PCIM Conference Record*, 1994.
- [3] Zbigniew Fedyczak, Ryszard Strzelecki and Krzysztof Skorski, "Three-phase PWM AC line conditioner based on the Cuk converter topology: study of the basic energetic properties", CD on *EPE Conf. Record*, 1999.
- [4] Soo-Bin Han, G. H. Cho, B. M. Jung and S. H. Choi, "Vector-transformed circuit theory and application to converter modeling/ analysis", *Power Electronics Specialist Conference Record*, pp.538-544, 1998.

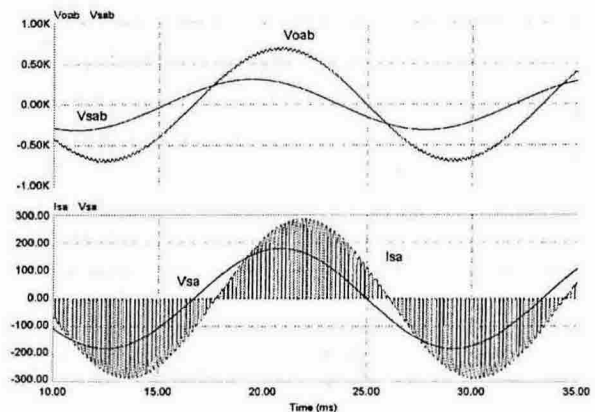


그림 4 시뮬레이션 파형(D=0.7)  
Fig. 4 Simulation waveform when D=0.7