
회로 DQ 변환을 이용한 3상 PWM Boost AC-AC 컨버터의 특성해석

최남섭*

Characteristic Analysis of Three Phase PWM Boost AC-AC Converter Using Circuit DQ Transformation

Nam-sup Choi*

요약

본 논문은 Custom Power의 입력 전압 Sag 보상을 위해 사용되는 3상 PWM Boost AC-AC 컨버터의 정적 특성 및 동적 특성의 모델링 및 해석을 다룬다. 특히 회로 DQ 변환 기법을 사용하여 기본파 영역에서 시스템의 특성을 모두 포함하는 등가회로를 구하고, 전압이득과 입력 역률에 대한 해석적인 결과를 도출한다. 또한, 제어의 관점에서 유용한 일정한 동작점 하에서의 선형화된 상태방정식을 구한다. 끝으로, PSIM 시뮬레이션을 통하여 제안된 등가회로 모델링과 해석이 타당함을 확인하였다.

ABSTRACT

This paper presents modeling and analysis of static and dynamic characteristics in three phase PWM Boost AC-AC converter used for input voltage sag compensation of custom power. Especially, using circuit DQ transformation technique, an equivalent circuit in fundamental frequency domain is obtained which has all the system characteristics. Moreover, voltage gain and input power factor is analytically induced and linearized state equation at the specific operating point is given. Finally, PSIM simulation results show the validity of the proposed modelling and analyses.

키워드

PWM Boost AC-AC 컨버터, 회로 DQ 변환, 전압 레귤레이터, Custom Power, 전압 안정화

1. 서론

디지털 컴퓨터나 자동화 설비 제조공정과 같은 정보화, 자동화로 대표되는 오늘날, 전원의 외란에 민감한 부하 설비들이 많이 등장하면서 산업현장에서 전력품질의 저하는 단순히 자동화 생산되는 제품의 품질저하 뿐만 아니라, 정보의 손실로부터 비롯되는 경제적 손실과 심지어 사회적 혼란으로 이어질 수도 있다고 보고되고 있다^[1-4].

Custom Power 기술은 수용가측이 전원의 전압 sag나 surge와 같은 불확실성에 대비하여 개별적으로 설치하여 운전하고 있는 무정전전원장치(UPS)와 같은 기존의 전력 조정(Power Conditioning) 설비와 견주어 효율이나 비용측면에서 효과적인 대안으로 제시되어 세계적으로 현재 활발하게 연구가 진행중이다^[3].

특히 최근에 제시된 PWM AC-AC 컨버터에 기초한 전력품질 개선 방안은 배전계통이나 수용

*여수대학교 전자통신전기공학부

접수일자 : 2003. 12. 8.

가측에 설치되었을 때 비교적 짧은 순간의 전원불 안정에 대처하는데 매우 효과적이라고 알려져 있다. 그러나, 이제까지 PWM AC-AC 컨버터에 대한 연구는 주로 정상상태 해석과 고조파 해석 등에 치우쳐 실제로 시스템을 해석하고 이를 적용하여 설계하는데 제한적으로 사용되어 왔다^[2-4].

본 논문에서는 이러한 PWM AC-AC 컨버터 가운데 주로 전압 sag에 대하여 보상기능이 있는 PWM Boost AC-AC 컨버터의 동적 및 정적 특성 모델링을 다룬다. 즉, 컨버터를 모델링함에 있어서 회로 DQ 변환 기법을 도입하여 컨버터 회로의 특성을 완전히 해석하고 이러한 특성을 포함하는 등가회로를 얻을 수 있다. 그럼으로써 제어대상으로서 PWM AC-AC Boost 컨버터를 완전히 다룰 수 있으며, 시스템에 대하여 해석적인 특성식을 얻음으로써 보다 면밀하고 효율적인 설계도 가능해진다.

제안된 동적 모델링과 해석 결과의 타당성은 PSIM 시뮬레이션을 통하여 확인한다.

II. 시스템 모델링

2.1 시간영역에서의 회로방정식

그림 1은 본 논문에서 모델링 및 해석하려는 PWM Boost AC-AC 컨버터의 회로를 나타낸다. 그림 1에서 저항 r 은 인덕터 L 의 손실을 나타내고, 저항 R 은 부하저항이다. 부하저항 R 에는 커패시터 C 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, 마찬가지로 동시에 온, 오프 스위칭하는 Q_2, Q_4, Q_6 과는 상보적인 스위칭 동작을 한다. 그러므로, d 는 그림 1의 컨버터의 유일한 제어변수이다.

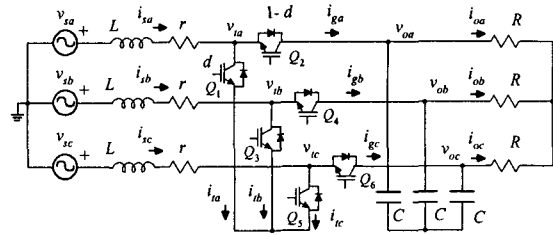


그림 1. 3상 PWM Boost AC-AC 컨버터
Fig. 1 Three phase PWM Boost AC-AC converter

그림 1의 3상 전원전압은 다음과 같다.

$$v_{sa} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot v_s \sin(\omega t) \quad (1)$$

$$v_{sb} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot v_s \sin(\omega t - \frac{2}{3} \pi) \quad (2)$$

$$v_{sc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot v_s \sin(\omega t + \frac{2}{3} \pi) \quad (3)$$

여기서 v_s 는 선간전압의 실효치를, ω 는 전원의 각주파수를 나타낸다.

또, 그림 1의 3상 인덕터-저항 세트에 대하여 다음의 방정식을 얻을 수 있다.

$$v_{sa} - v_{ia} = r i_{sa} + L \frac{d}{dt} i_{sa} \quad (4)$$

$$v_{sb} - v_{ib} = r i_{sb} + L \frac{d}{dt} i_{sb} \quad (5)$$

$$v_{sc} - v_{ic} = r i_{sc} + L \frac{d}{dt} i_{sc} \quad (6)$$

마찬가지로, 그림 1의 3상 커패시터-부하저항 세트에 대하여 다음의 식을 얻는다.

$$C \frac{d}{dt} v_{oa} + \frac{1}{R} v_{oa} = i_{ga} \quad (7)$$

$$C \frac{d}{dt} v_{ob} + \frac{1}{R} v_{ob} = i_{gb} \quad (8)$$

$$C \frac{d}{dt} v_{oc} + \frac{1}{R} v_{oc} = i_{gc} \quad (9)$$

한편, 스위치 Q_2, Q_4, Q_6 에 흐르는 전류 및 전압은 스위치 Q_2, Q_4, Q_6 가 온 상태일 때, 즉 $d=0$ 일 때이므로,

$$i_{ga} = (1-d) \cdot i_{sa} \quad (10)$$

$$i_{gb} = (1-d) \cdot i_{sb} \quad (11)$$

$$i_{gc} = (1-d) \cdot i_{sc} \quad (12)$$

$$v_{ia} = (1-d) \cdot v_{oa} \quad (13)$$

$$v_{ib} = (1-d) \cdot v_{ob} \quad (14)$$

$$v_{ic} = (1-d) \cdot v_{oc} \quad (15)$$

2.2 DQ 영역에서의 회로방정식

abc 축 상의 3상 변수 x_{abc} 를 qdo 축 상의 변수 x_{qdo} 로 변환시키기 위해 전원의 위상에 동기되어 회전하는 다음과 같은 변환행렬 K 를 정의한다. 즉,

$$x_{qdo} = K x_{abc} \quad (16)$$

$$K^{-1} = K^T \quad (17)$$

$$K = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\omega t) & \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (18)$$

입력 전원 전압 식 (1)~(3)을 식 (16)의 관계를 적용하여 DQ 변환하면 다음의 식을 얻는다.

$$v_{sq} = 0 \quad (19)$$

$$v_{sd} = v_s \quad (20)$$

또, 3상 인덕터-저항 세트에 관한 식 (4)~(6)를 DQ 변환하면,

$$v_{sq} - v_{iq} = r i_{sq} + L \frac{d}{dt} i_{sq} + \omega L i_{sd} \quad (21)$$

$$v_{sd} - v_{id} = r i_{sd} + L \frac{d}{dt} i_{sd} - \omega L i_{sq} \quad (22)$$

이고, 3상 커패시터-부하저항 세트에 대하여,

$$i_{gd} = C \frac{d}{dt} v_{od} + \omega C v_{oq} + \frac{1}{R} v_{od} \quad (23)$$

$$i_{gd} = C \frac{d}{dt} v_{od} - \omega C v_{oq} + \frac{1}{R} v_{od} \quad (24)$$

를 얻는다.

또한, 스위치 Q_2, Q_4, Q_6 에 흐르는 3상 전류에 관한 식 (10)~(12)와 3상 노드전압의 식(13)~(15)를 DQ 변환하여 다음의 식을 얻는다.

$$i_{gq} = (1-d) \cdot i_{sq} \quad (25)$$

$$i_{gd} = (1-d) \cdot i_{sd} \quad (26)$$

$$v_{iq} = (1-d) \cdot v_{oq} \quad (27)$$

$$v_{id} = (1-d) \cdot v_{od} \quad (28)$$

그림 2는 식 (19)~(28)로부터 얻어진 회로 DQ 변환된 등가회로를 나타낸다.

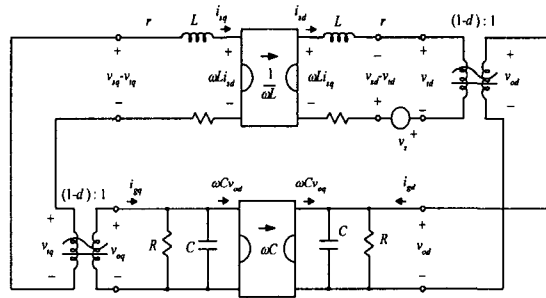


그림 2. 회로 DQ 변환된 등가회로

Fig. 2 Circuit DQ transformed equivalent circuit

회로 DQ 변환에 따라, 그림 1의 3상 회로를 그림 2와 같은 단상 회로로 표현할 수 있고, 제어변수 d 는 변압기의 가변 권선비로 인가전압의 크기 v_s 는 전압원으로 표현됨을 볼 수 있다. 그림 2에는 시스템의 모든 제어정보가 포함되어 있음에 주목할 필요가 있다.

III. 시스템 특성

3.1 정상상태 특성

해석과 설계의 편의를 위하여 무차원의 단위를

갖는 다음의 파라미터들을 정의한다.

$$Q_L \equiv \omega L / r, \quad Q_C \equiv \omega CR$$

$$\eta \equiv r/R, \quad D_1 = 1 - D.$$

또, 정상상태에서 그림 2의 모든 전압, 전류의 변수는 직류값을 가지므로 대문자를 사용하여 표기하도록 한다. 그림 2에서,

$$I_{sq} = -\eta[\eta Q_L(1 + Q_C^2) - Q_C D_1^2] / \lambda \cdot V_s / r \quad (29)$$

$$I_{sd} = \eta[\eta(1 + Q_C^2) + D_1^2] / \lambda \cdot V_s / r \quad (30)$$

$$V_{oq} = -\eta(Q_L + Q_C)D_1 / \lambda \cdot V_s \quad (31)$$

$$V_{od} = -[\eta(1 - Q_L Q_C) - D_1^2]D_1 / \lambda \cdot V_s \quad (32)$$

여기서,

$$\lambda = D_1^4 + 2\eta(1 - Q_L Q_C)D_1^2 + \eta^2(1 + Q_L^2)(1 + Q_C^2) \quad (33)$$

한편, 전압이득은 다음과 같이 정리된다.

$$G \equiv \frac{V_o}{V_s} = \frac{\sqrt{V_{oq}^2 + V_{od}^2}}{\sqrt{V_{sq}^2 + V_{sd}^2}} \quad (34)$$

식 (34)에 식 (31)~(33)을 대입하여 정리하면,

$$G = \frac{1}{1-D} \cdot \frac{\sqrt{1-\delta_2+\delta_4}}{1+\delta_2+\delta_4} \quad (35)$$

여기서,

$$\delta_2 = 2\eta(1 - Q_L Q_C) / (1 - D)^2 \quad (36)$$

$$\delta_4 = \eta^2(1 + Q_L^2)(1 + Q_C^2) / (1 - D)^4 \quad (37)$$

전원측 3상 전압원에서 PWM Boost AC-AC 컨버터로 공급되는 유효전력 P_s 와 무효전력 Q_s 는 $V_{sq} = 0$ 을 고려할 때 다음과 같다.

$$P_s \equiv V_{sq} I_{sq} + V_{sd} I_{sd} = V_{sd} I_{sd} \quad (38)$$

$$Q_s \equiv V_{sq} I_{sd} - V_{sd} I_{sq} = -V_{sd} I_{sq} \quad (39)$$

따라서 PWM Buck AC-AC 컨버터의 입력측의 역률 PF는

$$PF \equiv \frac{P_s}{\sqrt{P_s^2 + Q_s^2}} = \frac{I_{sd}}{\sqrt{I_{sd}^2 + I_{sq}^2}} \quad (40)$$

이고, 식 (29)과 (32)을 사용하여 정리하면,

$$PF = \frac{\eta(1 + Q_C^2) + (1 - D)^2}{\sqrt{(1 + Q_C^2)\lambda}} \quad (41)$$

이다. 따라서, 식 (41)로 표현되는 Boost AC-AC 컨버터의 입력 역률은 Buck-Boost AC-AC 컨버터의 경우와 동일함을 알 수 있다^[1].

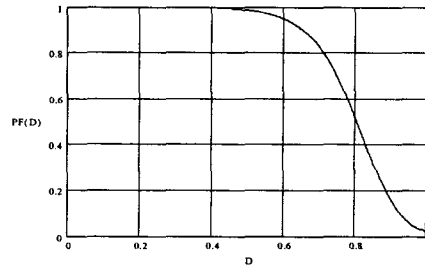


그림 3. 입력 역률
Fig. 3 Input power factor

그림 3은 식 (41)의 전형적인 PWM Boost AC-AC 컨버터의 입력역률 곡선인데, D가 1에 가까워질수록 급속히 감소함을 볼 수 있다.

3.2 선형화된 상태방정식

각 부분의 전압, 전류와 제어변수 d 및 외란에 해당하는 입력측 선간전압의 실효값 v_s 를 동작 점과 섭동(perturbation)의 양으로 나타내면 다음과 같다. 즉,

$$i_{sq} = I_{sq} + \hat{i}_{sq}, \quad i_{sd} = I_{sd} + \hat{i}_{sd}$$

$$v_{oq} = V_{oq} + \hat{v}_{oq}, \quad v_{od} = V_{od} + \hat{v}_{od}$$

$$d = D + \hat{d}, \quad v_s = V_s + \hat{v}_s.$$

여기서, 동작점에 인가되는 섭동은 ‘^’의 기호로 구분하였다 식 (19)~(28)에 섭동을 가하여 얻어진 PWM Boost AC-AC 컨버터의 소신호 모델을 행렬식의 형태로 정리하면 다음과 같다.

$$\frac{d}{dt} \mathbf{x} = \mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{B} \mathbf{u} \quad (42)$$

$$\hat{v}_o = \mathbf{C} \mathbf{x} \quad (43)$$

여기서,

$$\mathbf{x} = [\hat{i}_{sq} \ \hat{i}_{sd} \ \hat{v}_{oq} \ \hat{v}_{od}]^T \quad (44)$$

$$\mathbf{u} = [\hat{d} \ \hat{v}_s]^T \quad (45)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & -\omega & -\frac{1-D}{L} & 0 \\ \omega & -\frac{r}{L} & 0 & -\frac{1-D}{L} \\ \frac{1-D}{C} & 0 & -\frac{1}{RC} & -\omega \\ 0 & \frac{1-D}{C} & \omega & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (46)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{V_{oq}}{L} & \frac{V_{od}}{L} & \frac{I_{sq}}{C} & \frac{I_{sd}}{C} \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (47)$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{V_{oq}}{\sqrt{V_{oq}^2 + V_{od}^2}} & \frac{V_{od}}{\sqrt{V_{oq}^2 + V_{od}^2}} \end{bmatrix} \quad (48)$$

IV. PSIM 시뮬레이션

시뮬레이션에 사용된 시스템 파라미터는 전원 전압 $V_s = 220 \text{ V}$, 전원주파수 $f = 60 \text{ Hz}$, $L = 1 \text{ mH}$, $C = 75 \text{ } \mu\text{F}$, $r = 0.02 \text{ } \Omega$, $R = 5 \text{ } \Omega$ 이다.

동작점이 $D=0.5$ 인 경우, 동작점의 전류 전압은 정상상태에 관한 식 (29)~(32)로부터, $I_{sq} = -2.81408 \text{ A}$, $I_{sd} = 172.0316 \text{ A}$, $V_{oq} = -128.5832 \text{ V}$, $V_{od} = 411.9011 \text{ V}$ 이다. 그림 4는 출력전압의 build-up 과정을 보여준다. 그림 4에서 V_{ab} 는 입력 선간전압, V_{uv} 는 출력 선간전압이며, V_{osens} 는 V_{uv} 전압의 실효값, V_o 는 DQ 변환된 회로에서 이론

적으로 구한 파형이다. 그림 4에서 보듯이 V_{osens} 와 V_o 가 거의 일치하므로, 이론적 해석이 옳았음을 볼 수 있다.

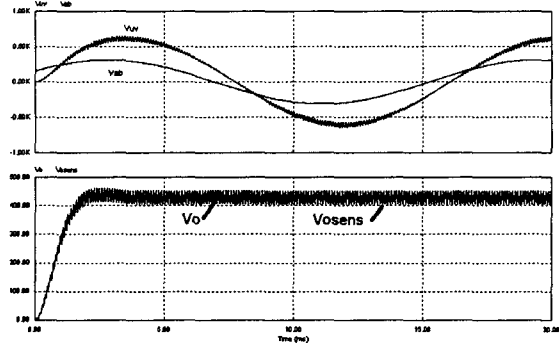


그림 4. 출력전압의 build-up 과정
Fig. 4 Output voltage build-up process

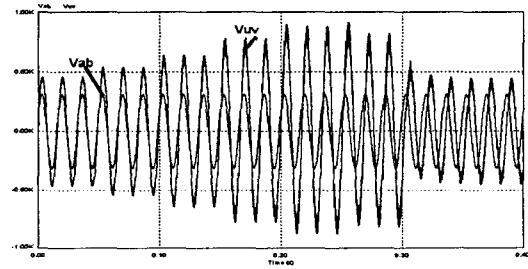


그림 5. d의 변화에 따른 출력전압의 변화
Fig. 5 Output voltage variation with respect to duty ratio d

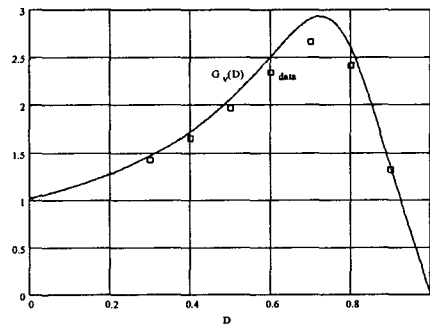


그림 6. 이론적인 전압이득과 시뮬레이션 결과
Fig. 6 Theoretical voltage gain and simulation result

그림 5는 듀티비 d 를 0.3부터 0.1씩 증가시켰을 때 출력전압의 변화를 나타내며, 그 결과를

그림 6에 나타내었다. 그림 6에서 $G_v(D)$ 는 식 (39)에 이론적으로 구한 전압이득을 나타내며 거의 유사한 경향을 나타내는 것을 볼 수 있다. 그림 6에서 시뮬레이션 결과가 이론적인 결과보다 전압이득이 작은 이유는 이론적인 유도식에서는 IGBT에서의 손실이 고려되지 않았기 때문인 것으로 추정된다.

V. 결론

본 논문에서는 회로 DQ 변환 기법을 사용하여 PWM Boost AC-AC 컨버터의 정적 특성 및 동적 특성의 모델링 및 해석을 하였다. 특히 기본파 영역에서 시스템의 특성을 모두 포함하는 등가회로를 구하고, 전압이득과 입력 역률에 대한 해석적인 결과를 도출하였다. 또한, 제어의 관점에서 유용한 일정한 동작점 하에서의 선형화된 상태방정식을 구하고, 끝으로, 시뮬레이션을 통하여 제안된 등가회로 모델링과 해석이 타당함을 확인하였다.

참고 문헌

- [1] 최남섭, "PWM Buck-Boost AC-AC 컨버터의 정상상태 동작특성", 한국해양정보통신학회 2002년 추계종합학술대회 논문집, Vol. 6, No. 2, pp. 430-434, 2002. 11.
- [2] N. G. Hingorani, "Power Electronics in Electric Utilities : Role of Power Electronics in Future Power System," Proceedings of the IEEE, Vol. 76, No. 4, pp. 481-482, 1988, April.
- [3] H. Mehta, "Recent Development: EPRI's CUSTOM POWER Concept", Proceedings of Power Quality '93 Conference, Interec International Inc., Ventura, CA, pp 794-795, October 1993.
- [4] Vekataramanan, et al., "An AC-AC power converter for custom power applications", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 11, No. 3, pp. 1666-1671, 1996.

저자 소개



최남섭(Nam-Sup Choi)

1987년 고려대학교 전기공학과(공학사)

1989년 KAIST 전기 및 전자공학과(공학석사)

1994년 KAIST 전기 및 전자공학과(공학박사)

1995년~현재 여수대학교 전기및반도체공학과 교수

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