

전압 보상을 위한 PWM Buck-Boost AC-AC 컨버터의 설계 및 제어

최남섭
여수대학교 전기및반도체공학과

Design and Control of PWM Buck-Boost AC-AC Converter for Voltage Compensation

Choi Nam-Sup

Dept. of Electrical Engineering, Yosu National University

Abstract - In this paper, a PWM Buck-Boost AC-AC converter for improvement of power quality of custom power is presented. The PWM Buck-Boost AC-AC converter is modelled by using circuit DQ transformation whereby the design guideline is obtained. Based on the analysis, the converter system is implemented with the design criteria and the experimental results show the validity of modelling and analysis.

1. 서 론

과거에는 수초 동안의 정전이나 전압강하로 인한 피해가 크지 않았으므로 전력사업자나 수용가 모두 이를 무시하여 왔고, 전력품질 향상에 대한 문제가 심각하지 않았다. 그러나 디지털 컴퓨터나 자동화 설비 제조공정과 같이 정보화, 자동화로 대표되는 오늘날, 전원의 외란에 민감한 부하 설비들이 많이 등장하면서 산업 현장에서 전력품질의 저하는 단순히 자동화 생산되는 제품의 품질 저하 뿐만 아니라, 정보의 손실로 빚어지는 경제적 손실로 이어질 수도 있다^[1].

최근에 제시된 PWM AC-AC 컨버터에 기초한 Custom Power의 전력품질 개선 방안은 배전계통이나 수용가측에 설치되었을 때 비교적 짧은 순간의 전원불안정에 대처하는데 매우 효과적이라고 알려져 있다^{[2][3]}. 지금까지 주로 연구되고 활용되어진 AC-AC 컨버터의 방식은 주로 Buck 컨버터인데, 본 연구과제에서는 PWM Buck-Boost 컨버터를 사용하여 일정범위의 전원 전압의 변동에 대하여 동시에 보상이 가능함을 보인다.

본 논문에서는 PWM Buck-Boost AC-AC 컨버터의 정적 및 동적 특성을 모델링 및 해석하고 이에 기초하여 시스템의 특성에 링크인더터나 부하저항 출력 커패시터 등이 미치는 영향을 파악하고 설계방법을 다룬다. 또한, 시스템 상태방정식으로부터 전달함수를 구하고 출력전압을 제어하기 위한 제어기에 대하여 설명한다. 끝으로, 실험을 통하여 동적 및 정적 모델링과 시스템 설계가 타당함을 확인한다.

2. 시스템 모델링

2.1 동작원리

그림 1은 본 논문에서 모델링 및 해석하려는 PWM Buck-Boost AC-AC 컨버터의 회로를 나타낸다. 그림 1에서 저항 r 은 인더터 L 의 손실을 나타내고, 저항 R 은 부하저항이다. 부하저항 R 에는 커패시터 C 의 손실이 포함되었다고 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.

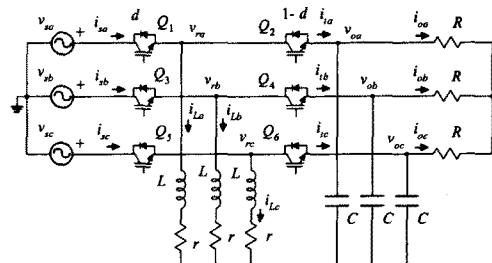


그림 1. PWM Buck-Boost AC-AC 컨버터

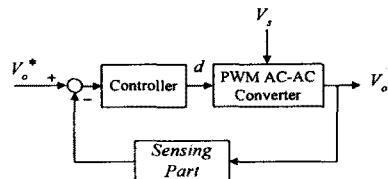


그림 2. 제어 블록도

PWM buck-boost AC-AC 컨버터의 기본적인 동작원리는, 먼저 일정한 시간동안 인더터 L 에 build-up된 에너지를 스위칭 구간의 나머지 시간동안 커패시터에 dump하는 방식으로 에너지를 전달하는 방식이며 출력전압은 d 에 의하여 제어된다.

그림 2는 전체 시스템의 제어 블록도를 보인다. 3상 출력전압의 크기 V_o 를 측정하여 원하는 기준전압 V_o^* 와 비교한다. V_o 와 V_o^* 의 차, 즉 오차로 구동되는 제어기는 d 를 제어함으로써 V_o 가 V_o^* 를 추종하도록 동작한다. 여기서 입력전압 V_s 의 변동은 제어의 관점에서 외란(disturbance)에 해당되며, 이 경우 제어목표는 외란에도 불구하고 V_o 를 일정한 값으로 regulation하는 것이다.

2.2 DQ 변환

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 각 회로소자에 대하여 다음의 방정식을 얻을 수 있다.

$$L \frac{d}{dt} i_{La} = v_{ra} - ri_{La} - v_x \quad (4)$$

$$L \frac{d}{dt} i_{Lb} = v_{rb} - ri_{Lb} - v_x \quad (5)$$

$$L \frac{d}{dt} i_{Lc} = v_{rc} - ri_{Lc} - v_x \quad (6)$$

$$i_{la} = C \frac{d}{dt} (v_{oa} - v_s) + \frac{1}{R} (v_{oa} - v_z) \quad (7)$$

$$i_{lb} = C \frac{d}{dt} (v_{ob} - v_s) + \frac{1}{R} (v_{ob} - v_z) \quad (8)$$

$$i_{lc} = C \frac{d}{dt} (v_{oc} - v_s) + \frac{1}{R} (v_{oc} - v_z) \quad (9)$$

여기서 v_x, v_y 는 3상 Y-결선된 인덕터와 커패시터 중성점의 노드전압을 각각 나타낸다.

a 상에 대하여 스위치 Q_1 과 Q_2 는 서로 상보적으로 스위칭 하므로 single-pole-double throw 스위치로 볼 수 있다. 즉, 인덕터에 인가되는 전압 v_{ra} 는 스위치의 상태에 따라, v_{sa} 또는 v_{oa} 가 된다. 그러므로,

$$v_{ra} = v_{sa} d + v_{oa} (1-d) \quad (10)$$

$$v_{rb} = v_{sb} d + v_{ob} (1-d) \quad (11)$$

$$v_{rc} = v_{sc} d + v_{oc} (1-d) \quad (12)$$

$$i_{sa} = d \cdot i_{La} \quad (13)$$

$$i_{sb} = d \cdot i_{Lb} \quad (14)$$

$$i_{sc} = d \cdot i_{Lc} \quad (15)$$

$$i_{la} = (1-d) \cdot (-i_{La}) \quad (16)$$

$$i_{lb} = (1-d) \cdot (-i_{Lb}) \quad (17)$$

$$i_{lc} = (1-d) \cdot (-i_{Lc}) \quad (18)$$

한편, abc축상의 3상 변수 \mathbf{x}_{abc} 를 qdo축상의 변수 \mathbf{x}_{qdo} 로 변환시키기 위해 전원의 위상에 동기되어 회전하는 다음과 같은 변환행렬 K 를 정의한다. 즉,

$$\mathbf{x}_{qdo} = K \mathbf{x}_{abc}, \quad K^{-1} = K^T \quad (19)$$

$$K = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) \\ \sin(\omega t) & \sin\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) & \sin\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (20)$$

식 (1)~(18)을 식 (19)와 (20)을 적용하여 DQ 변환하면 다음의 식을 얻는다.

$$v_{sq} = 0, \quad v_{sd} = V_s \quad (21)$$

$$\omega L i_{Ld} + L \frac{d}{dt} i_{Ld} = v_{rq} - r i_{Ld} \quad (22)$$

$$-\omega L i_{Lq} + L \frac{d}{dt} i_{Lq} = v_{rd} - r i_{Lq} \quad (23)$$

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

$$i_{sd} = -\omega C v_{oa} + C \frac{d}{dt} v_{od} + \frac{1}{R} v_{od} \quad (25)$$

$$v_{rq} = d v_{sq} + (1-d) v_{oa} \quad (26)$$

$$v_{rd} = d v_{sd} + (1-d) v_{od} \quad (27)$$

$$i_{sq} = d i_{Ld}, \quad i_{sd} = d i_{Lq} \quad (28)$$

$$i_{sq} = -(1-d) i_{Ld}, \quad i_{sd} = -(1-d) i_{Lq} \quad (29)$$

3. 시스템 특성

3.1 전압 이득 및 역률

해석과 설계의 편의를 위하여 무차원의 단위를 갖는 다음의 파라미터들을 정의한다.

$$Q_L \equiv \omega L / r \quad Q_C \equiv \omega C R$$

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

또, 정상상태에서 모든 전압, 전류의 변수는 직류값을 가지므로 대문자를 사용하여 표기하도록 한다. 식 (21)~(29)로부터,

$$I_{Ld} = -\eta [\eta Q_L (1 + Q_C^2) - Q_C D_1^2] \cdot (DV_s) / (rD_{ch}) \quad (30)$$

$$I_{Ld} = \eta [\eta (1 + Q_C^2) + D_1^2] \cdot (DV_s) / (rD_{ch}) \quad (31)$$

$$V_{ao} = \eta (Q_L + Q_C) D_1 (1 + Q_C^2) \cdot (DV_s) / (D_{ch}) \quad (32)$$

$$V_{od} = -[\eta (1 - Q_L Q_C) + D_1^2] D_1 \cdot (DV_s) / (D_{ch}) \quad (33)$$

여기서,

$$D_{ch} = D_1^4 + 2\eta(1 - Q_L Q_C) D_1^2 + \eta^2 (1 + Q_L^2) (1 + Q_C^2) \quad (34)$$

그러므로, 전압이득 G 는 다음과 같이 정리된다.

$$G \equiv \frac{V_o}{V_s} = \frac{\sqrt{V_{ao}^2 + V_{od}^2}}{\sqrt{V_{sq}^2 + V_{sd}^2}} = \frac{D}{1-D} \cdot \rho \quad (35)$$

여기서,

$$\rho = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{2\eta(1 - Q_L Q_C)}{(1-D)^2} + \frac{\eta^2 (1 + Q_L^2) (1 + Q_C^2)}{(1-D)^4}}} \quad (36)$$

한편, 전원측 3상 전압원에서 PWM Buck-Boost AC-AC 컨버터로 공급되는 유효전력 P_s 와 무효전력 Q_s 라 할 때 PWM Buck-Boost AC-AC 컨버터의 입력측의 역률 PF 는

$$PF = \frac{P_s^2}{\sqrt{P_s^2 + Q_s^2}} = \frac{I_{Ld}^2}{\sqrt{I_{Ld}^2 + I_{Lq}^2}} \quad (37)$$

이고, 식 (30)과 (31)을 사용하여 정리하면,

$$PF = \left[\frac{\eta \sqrt{1 + Q_C^2}}{(1-D)^2} + \frac{1}{\sqrt{1 + Q_C^2}} \right] \cdot \rho \quad (38)$$

가 된다.

3.2 상태방정식

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

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

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

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

여기서, 동작점에 인가되는 섭동은 ‘ $\hat{\cdot}$ ’의 기호로 구분하였다.

식 (21)~(29)에서 섭동을 가하여 얻어진 PWM Buck-Boost AC-AC 컨버터의 소신호 모델을 행렬식의 형태로 정리하면 다음과 같다.

$$\frac{d}{dt} \mathbf{x} = A \mathbf{x} + B \mathbf{u}, \quad y = C \mathbf{x} \quad (39)$$

여기서,

$$\mathbf{x} = [\hat{i}_{Ld} \quad \hat{i}_{Lq} \quad \hat{v}_{ao} \quad \hat{v}_{od}]^T \quad (40)$$

$$\mathbf{u} = [\hat{d} \quad \hat{v}_s]^T, \quad y = \hat{v}_o \quad (41)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & -\omega & \frac{1-D}{L} & 0 \\ \omega & -\frac{r}{L} & 0 & \frac{1-D}{L} \\ -\frac{1-D}{C} & 0 & -\frac{1}{RC} & -\omega \\ 0 & -\frac{1-D}{C} & \omega & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (42)$$

$$B = \begin{bmatrix} -\frac{V_{ao}}{L} & 0 \\ \frac{V_s - V_{od}}{L} & \frac{D}{L} \\ \frac{I_{Ld}}{C} & 0 \\ \frac{I_{Lq}}{C} & 0 \end{bmatrix} \quad (43)$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{V_{ao}}{\sqrt{V_{ao}^2 + V_{od}^2}} & \frac{V_{od}}{\sqrt{V_{ao}^2 + V_{od}^2}} \end{bmatrix} \quad (44)$$

4. 시스템 설계

4.1 회로정수

본 논문에서 다루는 3상 PWM AC-AC 컨버터 시스템의 정격은 다음과 같다.

- 정격 용량($VA_{3\phi}$): 10 kVA

- 정격 출력전압($V_{o, rated}$): 220 V [rms 선간전압]

- 입력전압의 변동폭(%): 50 %

그러므로, 정격 출력전류 I_{rated} 는

$$I_{rated} = \frac{VA_{3\phi}}{\sqrt{3} \cdot V_{o, rated}} = 26 \text{ [rms 선전류]} \quad (45)$$

이고, Y-결선 되는 정격 부하저항 R 의 값은 다음 식으로 정해진다.

$$R_{rated} = \frac{\left(\frac{VA_{3\phi}}{3}\right)}{I_{rated}^2} \approx 5 \Omega \quad (46)$$

한편, 리액터의 권선저항과 반도체 손실을 대표하는 저항 r 은 개략적으로 추산하여 0.02 Ω 정도이다. 따라서 전부하시 $\eta = r/R = 0.004$ 된다.

4.1.1 인덕턴스 L

그림 3은 전원전압 $V_s = 220$ V, 전주파수 $f = 60$ Hz, $C = 75 \mu F$, $r = 0.02 \Omega$ 이고 전부하 상태($R=5 \Omega$)일 때, L 의 값에 따른 전압이득의 변화를 나타낸다. 만일, 입력전압의 변동 범위가 ±50 %라면, 컨버터의 최대 전압이득이 최소한 2.0이 될 수 있도록 L 값을 선정해주어야 한다. 그림 3에서 $L \leq 1 \text{ mH}$ 이어야 한다.

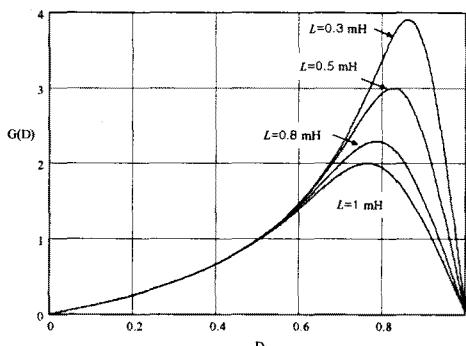


그림 3. 인덕턴스에 따른 전압이득의 변화

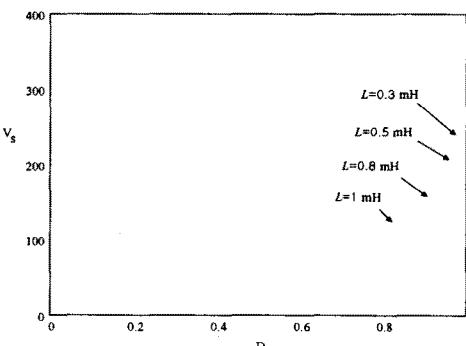


그림 4. 출력전압이 일정한 경우, 입력전압과 D

그림 4는 일정한 출력전압을 얻기 위하여 컨버터의 입력전압에 대응하는 D 의 제어범위를 여러 L 값에 따라 나타내었다. 즉, 컨버터의 출력전압이 정격전압 $V_{o, rated}$

(=220 V)로 일정한 경우, D 는 V_s 의 변화에 대응하여 변할 것이다. 즉, 식 (35)에서

$$V_s = \frac{V_{o, rated}}{G} = V_{o, rated} \cdot \frac{1-D}{D} \cdot \frac{1}{\rho} \quad (47)$$

그럼 4에서 보듯이 L 이 감소할수록 컨버터가 제어할 수 있는 입력전압의 범위가 증가함을 알 수 있다.

4.1.2 IGBT 전류

인더터 전류의 리플 성분을 무시할 수 있을 만큼 매우 높은 스위칭 주파수를 가정할 때, 정상상태에서 a 상 리액터에 흐르는 전류의 크기는 식 (19)의 관계식으로부터 다음과 같다.

$$i_{La} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot [I_{Ld} \cos(\omega t) + I_{Lq} \cos(\omega t)] \quad (48)$$

그러므로, a 상 리액터 전류의 peak 값은

$$I_{L(peak)} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \sqrt{I_{Ld}^2 + I_{Lq}^2} \quad (49)$$

이고, 식 (3.53)과 (3.54)를 대입하여 정리하면,

$$I_{L(peak)} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{D\eta\sqrt{1+Q_C^2}}{\kappa(1-D)^2} \cdot V_s \cdot \rho \quad (50)$$

이다.

한편, 정출력전압 운전시 식 (47)을 식 (50)에 대입하여 다음과 같은 식을 얻는다.

$$I_{L(peak)} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{\eta\sqrt{1+Q_C^2}}{(1-D)} \cdot \frac{V_{o, rated}}{r} \quad (51)$$

그런데, i_{La} 전류는 스위칭 작용에 의하여 Q_1 또는 Q_2 는 통하여 흐른다. 그러므로 i_{La} 전류의 최대값이 IGBT가 터너프하는 전류의 최대값이 되며, IGBT는 이러한 전류정격을 만족하는 것으로 선정되어야 한다. 즉,

$$I_{IGBT} = I_{L(peak)} \quad (52)$$

여기서, 리플 성분은 배제하였으므로 실제로 IGBT의 전류정격은 식 (51)에 정해진 값보다 약간 더 큰 값이 된다.

식 (51)에 Q_1 의 항이 없으므로, 일정 출력전압, 즉, 정출력 운전시 리액터 전류의 크기가 리액터의 인덕턴스 L 과 무관하게 정해짐을 알 수 있다. 그럼 5는 duty ratio D 의 변화시 리액터 전류의 크기, 즉 IGBT 전류의 크기의 변화를 나타낸다.

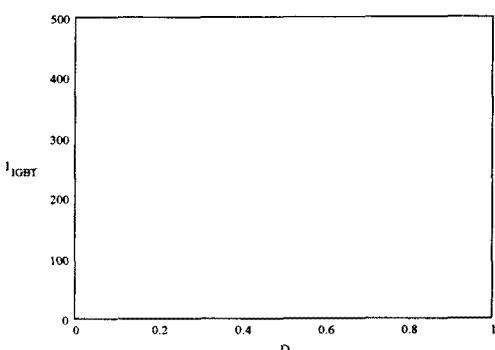


그림 5. 정격 출력전압시, IGBT 전류와 D

4.1.3 커패시턴스 C

일반적으로 Q_L , Q_C 의 크기는 $Q_L \gg 1 \gg Q_C$ 의 관계를 갖는다. 그 결과 전압이득이나 역률과 같은 시스템의 기본적인 특성에 미치는 커패시터 C 의 영향은 인더터 L 에 비하면 상대적으로 작다. 본 논문의 실험에서는 $C = 75 \mu F$ 으로 정하였다.

4.2 제어기 설계

제어기는 동작점으로부터 식 (39)~(44)에 주어진 소신

호 모델을 구하고 일반 선형제어론을 적용하여 설계한다. 여기서 시스템 파라미터는 전원전압 $V_s = 220$ V, 전원주파수 $f = 60$ Hz, $L = 5$ mH, $C = 75$ uF, $r = 0.02$ Ω, $R = 5$ Ω이다.

동작점은 220V 3상 입력전압 인가시 220V 3상 출력전압을 발생하는 경우, 즉 전압이득 $G = 1$ 인 상태로 정한다. 따라서, 전압이득에 관한 식 (35)로부터 $D=0.5052$ 이다. 동작점의 전류 전압은 정상상태에 관한 식 (30)~(33)으로부터,

$$I_{Ld} = -14.0709 \text{ [A]} \quad I_{Lq} = 88.3176 \text{ [A]}$$

$$V_{oq} = 66.6283 \text{ [V]} \quad V_{od} = -209.6870 \text{ [V]}$$

이고, 동작점에서의 입력역률 $PF=0.9875$ 이다.

동작점이 결정되면, 식 (39)~(44)로부터 시스템의 선형화 모델에 대한 상태방정식과 출력방정식을 구할 수 있다. 즉,

$$A = 10^3 \cdot \begin{bmatrix} -0.0100 & -0.3770 & 0.4976 & 0 \\ 0.3770 & -0.0100 & 0 & 0.4976 \\ -6.2200 & 0 & -2.5000 & -0.3770 \\ 0 & -6.2200 & 0.3770 & -2.5000 \end{bmatrix} \quad (53)$$

$$B = 10^6 \cdot \begin{bmatrix} -0.0666 & 0 \\ 0.4297 & 0.0005 \\ 0.1759 & 0 \\ 1.1040 & 0 \end{bmatrix} \quad (54)$$

$$C = [0 \ 0 \ 0.3028 \ -0.9530] \quad (55)$$

또, 식 MATLAB을 사용하여, 어렵지 않게 상태방정식으로부터 전달함수를 계산할 수 있다. 즉,

$$\hat{v}_o(s) = G_d(s)\hat{d}(s) + G_v(s)\hat{v}_s(s) \quad (55)$$

이고,

$$G_d(s) = N_d(s)/D_c(s) \quad (56)$$

$$G_v(s) = N_v(s)/D_c(s) \quad (57)$$

여기서,

$$N_d(s) = -(1.105 \times 10^6)s^3 - (1.758 \times 10^8)s^2(3.386 \times 10^{12})s + 8.109 \times 10^{15} \quad (58)$$

$$D_c(s) = s^4 + 5020s^3 + (1.282 \times 10^7)s^2(1.638 \times 10^{10})s + 9.764 \times 10^{12} \quad (59)$$

$$N_v(s) = (2.978 \times 10^6)s^2 + (8.189 \times 10^9)s + 9.764 \times 10^{12} \quad (60)$$

이다.

그림 6은 PI 제어기를 포함하는 전체 제어 블록도이다. 즉, 외란인 입력전압의 변동에도 불구하고 출력전압이 $V_{o,ref}$ 가 유지되도록 d 를 제어한다. 근제적으로부터 $K_p = 2.2 \times 10^{-4}$, $K_i = 0.33$ 로 정하였다.

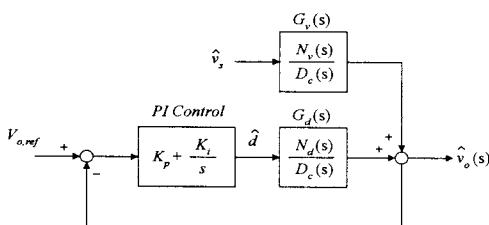


그림 6. 제어 블록도

5. 실험 결과

그림 9은 스너버 작용을 고려한 3상 PWM 신호를 나타낸다. 그림 8은 시스템의 입력전압을 220V에서 160V로 갑작스럽게 변화시켰을 때의 폐루프 응답을 나타낸다. 또, 그림 9는 AC-AC 컨버터의 입력에 해당하는 D 가 제어가 이루어짐에 따라 0.5에서 0.6으로 증가함을 보인다. 시스템은 수 msec의 만족할 만한 응답특성을 보임으로써 전체 시스템의 모델링 및 제어기 설계가 옳았음을

을 확인시켜준다.

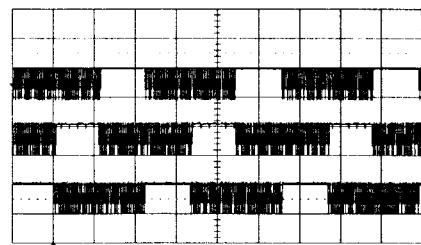


그림 7. 3상 PWM 게이트 드라이버 신호

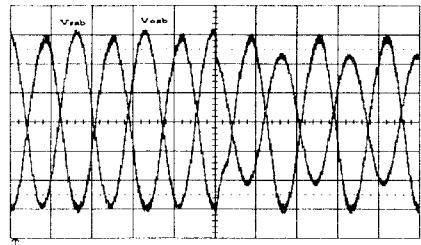


그림 8. 동적 특성 (100V/div, 10ms/div)

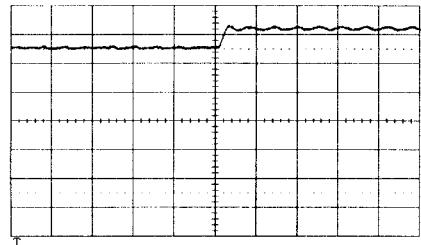


그림 9. D의 변화 (0.2/div, 10ms/div)

6. 결 론

본 연구에서는 Custom Power의 전력품질의 향상을 위하여 PWM Buck-Boost AC-AC Converter를 사용, 항상 일정한 출력전압을 얻는 시스템 구성을 해석하였다. 또, PWM Buck-Boost AC-AC Converter의 정적 특성은 물론 동적특성을 완전히 해석해내었다. 이에 기초하여 시스템의 시스템의 특성에 링크인덕터나 부하저항 출력커패시터 등이 미치는 영향을 파악하고 설계방법을 논하였다. 또한, 시스템 상태방정식으로부터 전달함수를 구하고 출력전압을 제어하기 위한 제어기에 대하여 다루었다. 끝으로, 실험을 통하여 동적 및 정적 모델링과 시스템 설계가 타당함을 확인하였다.

(참 고 문 헌)

- [1] 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.
- [2] H. Mehta, "Recent Development: EPRI's CUSTOM POWER Concept", *Proceedings of Power Quality '93 Conference*, Interlec International Inc., Ventura, CA, pp. 794-795, October 1993.
- [3] Vekataraman, et al., "An AC-AC power converter for custom power applications", *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 11, No. 3, pp. 1666-1671, 1996.