3상 PWM 컨버터의 모델링 및 해석

Modeling and Analysis of Three Phase PWM Converter

조 국 춘* 박 채 운* 최 종 묵**

Cho, Goog-Chun Park, Chae-Woon Choi, Jong-Mook

ABSTRACT

Three phase full bridge rectifier has been used to obtain dc voltage from three phase ac voltage source. The rectifier system has drawbacks that power factor is low and power flow is unidirectional. Therefore, when dc voltage increases due to regeneration of power, the dynamic resistor for dissipation of regeneration power must be installed. But three phase PWM converter can be controlled to operate with unity power factor and bidirectional power flow. Therefore when the PWM converter is used as dc supply system, the dissipating resistor is not necessary.

On this thesis, in order to design a controller having good performance, the three phase PWM converter is completely modeled by using circuit DQ-transformation and thus a general and simple instructive equivalent circuit is obtained; the inductor set becomes a second order gyrator-coupled system and three phase inverter becomes a transformer as well. Under given phase angle(α) and modulation index(MI) of the three phase inverter, the dc and ac characteristics are obtained by analysis of the transformed equivalent circuit. The validity of the equivalent circuit is confirmed through PSPICE simulation. And based on the dc and ac characteristics a controller with unity power factor is proposed.

1. 서 론

3상 교류 전원으로부터 직류 전원을 얻기 위한 장치로서 3상 전파 정류 시스템이 많이 사용되어 왔다. 3상 정류기는 낮은 역률 및 전력의 단방향성과 같은 단점을 지니고 있다. 따라서 직류 전동차가 회생할 경우 직류 전압은 상승하게 되는데, 3상 정류 시스템은 에너지를 전원측으로 되돌릴 수 없기 때문에 직류 라인에 회생되는 에너지를 소모하기 위한 저항을 설치하여야 한다. 그러나, 직류 전원 공급 장치로서 3상 PWM 컨버터를 사용할 경우 단위 역률 운전이 가능하며 또한 전력을 양방향으로 제어할 수 있기 때문에 직류 라인에 별도의 저항을 설치하지 않아도 되어 에너지 사용을 고효율화할 수 있다.

3상 PWM 컨버터는 그림 1과 같이, 3상 전원전압, 연계 리액터, 인버터, 필터용 커패시터 및 부하로 구성되어 있다. 그림 2(a)의 단상 등가회로를 사용하여 동작원리를 쉽게 설명할 수 있다. PWM 컨버터의 변조지수(MI) 및 전원전압에 대한 위상각(α)을 제어하여 단위 역률 운전이 되도록 제어가 가능하다. 전력을 공급할 경우의 페이저도는 그림 2(b)와 같고, 회생할 경우의 페이저도는 그림 2(c)와 같다.

* 대우중공업 철차연구소 선임연구원, 비회원

** 대우중공업 철차연구소 책임연구원, 비회원

단위 역률을 갖는 3 상 PWM 컨버터의 제어기를 설계하기 위하여, DQ 변환을 사용하여 3 상 회로를 다루기 쉬운 등가회로로 모델링하였으며 시스템의 정특성 및 동특성을 해석하였다. PSPICE 를 이용한 시뮬레이션을 통하여 회로 해석의 타당함을 검증하였으며, 이를 바탕으로 제어기의 설계를 제시하였다.

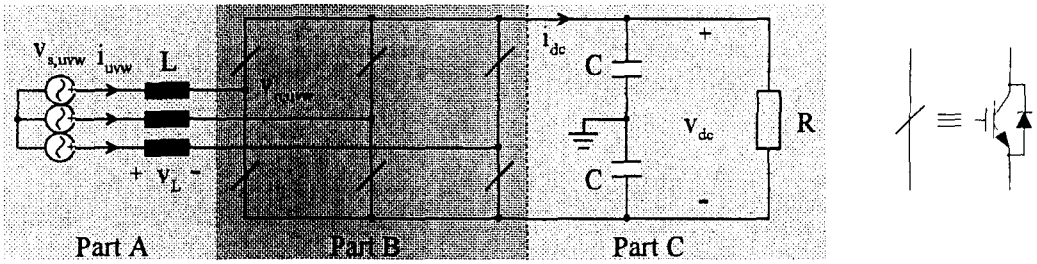

그림 1. 3 상 PWM 컨버터 시스템

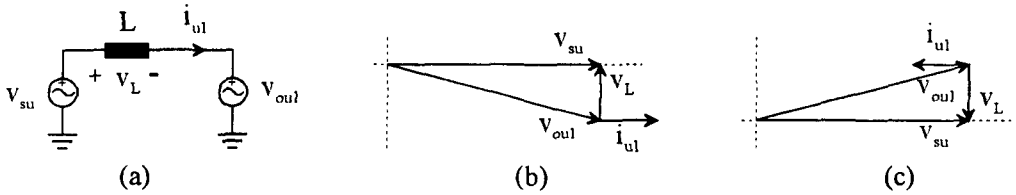

그림 2. 단상 등가회로 및 페이저도

2. 모델링

3 상 PWM 컨버터의 정특성 및 동특성을 파악하기 위하여 시스템을 해석하여야 하는데, 3 상 회로는 다루기 힘들고 번거롭다. 따라서 회전 좌표계의 DQ 변환을 사용하여 3 상 회로를 다루기 쉬운 회로로 변환하여 해석하였다[1-4]. 다음과 같은 가정으로부터 기본파에 대한 모델링을 하였다.

1) 스위칭 소자는 이상적이며 3 상 전원전압은 평형되어 있고,

2) 스위칭으로 인한 고조파 성분은 기본파에 영향을 주지 않는다.

DQ 변환의 편의성을 위하여 시스템을 세 개의 부분으로 나누었으며 각 부분을 DQ 변환하여 등가회로를 얻고 이로부터 재구성하여 전체 등가회로를 얻는다. 3 상 전원전압 및 DQ 변환 matrix , **K** 는 다음과 같다.

$$\boldsymbol{v}_{s,uvw} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_s \begin{bmatrix} \sin(\omega t) \\ \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ \sin(\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \tag{1}$$

$$\boldsymbol{K} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \alpha) & \cos(\omega t - 2\pi/3 + \alpha) & \cos(\omega t + 2\pi/3 + \alpha) \\ \sin(\omega t + \alpha) & \sin(\omega t - 2\pi/3 + \alpha) & \sin(\omega t + 2\pi/3 + \alpha) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}, \quad \boldsymbol{K}^{-1} = \boldsymbol{K}^{T} \tag{2}$$

여기서 V_s 는 전원전압 선간 rms 값이며, α 는 DQ 변환 matrix 의 위상각이다. 임의의 3 상 변수 $\boldsymbol{x}_{uvw}$ 에 대한 DQ 변환 표시방식은 다음과 같다.

$$\boldsymbol{x}_{qdo} = \boldsymbol{K}\,\boldsymbol{x}_{uvw}, \qquad \boldsymbol{x}_{uvw} = \boldsymbol{K}^{-1}\boldsymbol{x}_{qdo} \tag{3}$$

2.1 A 부분의 변환

인버터의 3상 출력전압을 $v_{o,uvw}$라 하면 L에 관한 회로 방정식은 (4)식과 같고, 이를 DQ 변환하여 정리하면 (5) 및 (6)식과 같다. 따라서 3상 인덕터는 그림3과 같이 gyrator로 결합된 2차 회로로 변환된다

$$L\frac{di_{uvw}}{dt} = v_{s,uvw} - v_{o,uvw} \tag{4}$$

$$L\frac{di_q}{dt} = -\omega L i_d + v_{sq} - v_{oq} \quad , \quad L\frac{di_d}{dt} = \omega L i_q + v_{sd} - v_{od} \tag{5}$$

$$v_{sq} = -V_s \sin\alpha \quad , \quad v_{sd} = V_s \cos\alpha \tag{6}$$

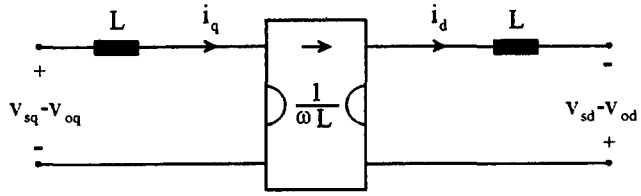

그림3. A부분의 DQ 변환 회로

2.2 B 부분의 변환

스위칭에 의한 고조파 성분은 기본파에 영향을 미치지 않는다는 가정으로부터 기본파에 대한 스위칭 함수 S를 식(7)과 같이 정의한다. 위상각 α는 (1)식의 전원전압에 대한 스위칭 함수의 위상각 차로서 (2)식의 DQ 변환 matrix K의 위상각과 동일하며, 크기인 $\sqrt{2/3}D$는 인버터의 변조지수(MI)에 해당한다. 스위칭 함수 S로부터 3상 인버터는 (8)식과 같이 기술되며, 이를 DQ 변환하여 정리하면 (9)식과 같다. 이로부터 3상 인버터는 그림4와 같이 트랜스포머로 결합된 회로로 등가 변환된다.

$$\boldsymbol{S} = \sqrt{\frac{2}{3}}D\begin{bmatrix} \sin(\omega t+\alpha) \\ \sin(\omega t-2\pi/3+\alpha) \\ \sin(\omega t+2\pi/3+\alpha) \end{bmatrix} \tag{7}$$

$$\boldsymbol{v}_{o,uvw} = \boldsymbol{S}\frac{v_{dc}}{2} \quad , \quad i_{dc} = \frac{1}{2}\boldsymbol{S}^T\boldsymbol{i}_{uvw} \tag{8}$$

$$\boldsymbol{v}_{o,qdo} = [0 \quad D/2 \quad 0]^T v_{dc} \quad , \quad i_{dc} = [0 \quad D/2 \quad 0]\, \boldsymbol{i}_{qdo} \tag{9}$$

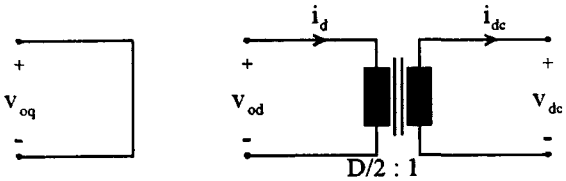

그림4. B부분의 DQ 변환 회로

이상과 같이 3상 PWM 컨버터 시스템은 A 및 B 부분의 등가회로와 C 부분의 회로를 재구성하여 그림5와 같은 다루기 쉬운 등가회로로 변환된다.

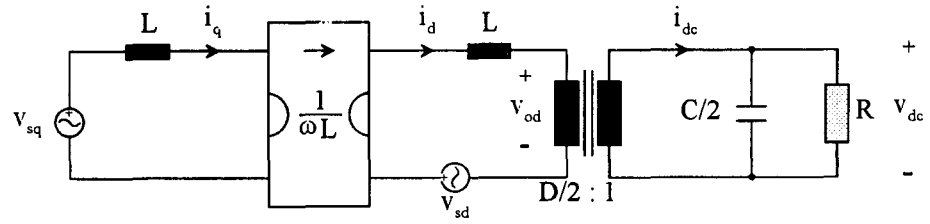

그림5. PWM 컨버터의 DQ 변환 회로

3. DC 해석

전 절에서 얻은 등가회로로부터 임의의 MI ($=\sqrt{2/3}D$) 및 위상각 α 에 대한 DC 해석을 위하여 L을 단락시키고 C를 개방시킨다. 따라서 그림6의 DC 등가회로로부터 임의의 D 및 α 에 대한 DC 동작점은 (10)-(12)식으로 표현되며, 이 때의 실전력 P와 무효전력 Q는 식(13) 및 (14)와 같다.

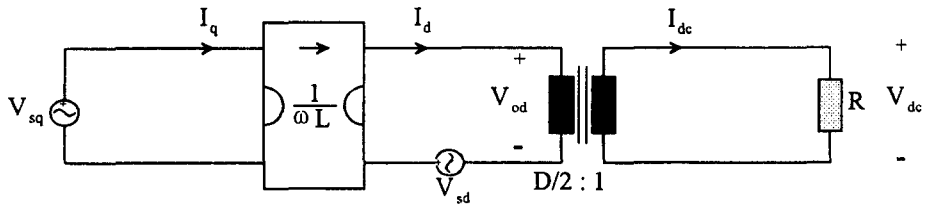

그림6. DC에 대한 등가회로

$$V_{sq} = -V_s \sin\alpha \quad , \quad V_{sd} = V_s \cos\alpha \tag{10}$$

$$I_q = -\frac{V_s}{(\omega L)^2}\left\{\left(\frac{D}{2}\right)^2 R\sin\alpha + \omega L\cos\alpha\right\} \quad , \quad I_d = -\frac{V_s}{\omega L}\sin\alpha \tag{11}$$

$$V_{dc} = -\frac{RDV_s}{2\omega L}\sin\alpha \tag{12}$$

$$P = V_{sq}I_q + V_{sd}I_d = \frac{V_s^2}{(\omega L)^2}\left(\frac{D}{2}\right)^2 R\sin^2\alpha \tag{13}$$

$$Q = V_{sq}I_d - V_{sd}I_q = \frac{V_s^2}{\omega L}\left\{1+\left(\frac{D}{2}\right)^2 \frac{R}{2\omega L}\sin 2\alpha\right\} \tag{14}$$

표1의 회로정수에 대하여 PSPICE를 사용하여 시뮬레이션을 하였으며 이의 결과는 그림7과 같다. 전압과 전류의 값을 직접 연산하여 실전력 및 무효전력을 측정하였다. 시뮬레이션에는 많은 고조파가 있으나 고조파를 제외하면 표2에서 살펴본 바와 같이, DC 해석의 타당함을 알 수 있다.

표1. PWM 컨버터의 회로정수

전원전압 V_s	220 V	리액터 L	1 mH
변조지수 MI	0.8	커패시터 C	4000 μF
위상각 α	-10 도	부하저항 R	10 Ω

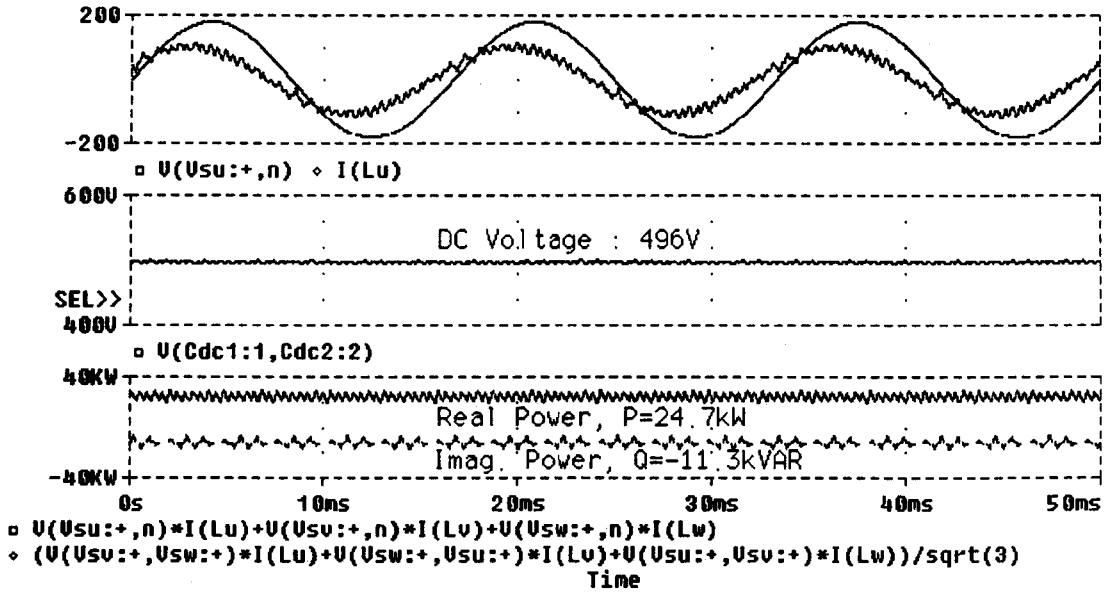

그림 7. PSPICE 시뮬레이션 :DC 전압, 실전력 및 무효전력

표 2. DC 해석에 대한 동작점 비교

	DC 전압 V_{dc}	실전력 P	무효전력 Q
계산 값	496 V	24.6 kW	-11.4 kVAR
시뮬레이션 값	496 V	24.7 kW	-11.3 kVAR

4. AC 해석

제어기를 설계하기 위해서는 시스템의 동특성을 해석하여야 하므로, 본 절에서는 제어 변수인 위상각(α) 및 변조지수(D)에 대한 소신호 해석을 하였다. 대신호와 소신호를 포함한 신호는 소문자, 대신호(동작점)는 대문자, 그리고 소신호는 소문자에 '^' 를 사용하여 각각 표시하였다. 위상각 α 및 소신호 $\hat{\alpha}$ 가 작고 소신호와 소신호의 곱 또한 작다는 가정에서, 임의의 동작점인 위상각 α 및 변조지수 D 의 상태에서 소신호 모델링을 하면 식(15)-(19)와 같다. 이를 바탕으로 소신호에 대한 등가회로를 구성하면 그림 8 과 같고, 식(20)과 같은 입출력 변수 및 상태 변수를 사용하여 상태 방정식을 기술하면 식(20), (21)과 같다.

$$\hat{v}_{sq} = -V_s \sin(\alpha + \hat{\alpha}) + V_s \sin(\alpha) \approx -V_s \hat{\alpha} \tag{15}$$

$$\hat{v}_{sd} = V_s \cos(\alpha + \hat{\alpha}) - V_s \cos(\alpha) \approx 0 \tag{16}$$

$$\hat{v}_{od} = \frac{1}{2}\left(D + \hat{d}\right)\left(V_{dc} + \hat{v}_{dc}\right) - \frac{D}{2}V_{dc} \approx V_{dc}\frac{\hat{d}}{2} + \frac{D}{2}\hat{v}_{dc} \tag{17}$$

$$\hat{i}_{dc} = \frac{1}{2}\left(D + \hat{d}\right)\left(I_d + \hat{i}_d\right) - \frac{D}{2}I_d \approx I_d\frac{\hat{d}}{2} + \frac{D}{2}\hat{i}_d \tag{18}$$

$$\hat{q} = \left(v_{sq} i_d - v_{sd} i_q\right) - \left(V_{sq} I_d - V_{sd} I_q\right) \approx -V_s \hat{i}_q \tag{19}$$

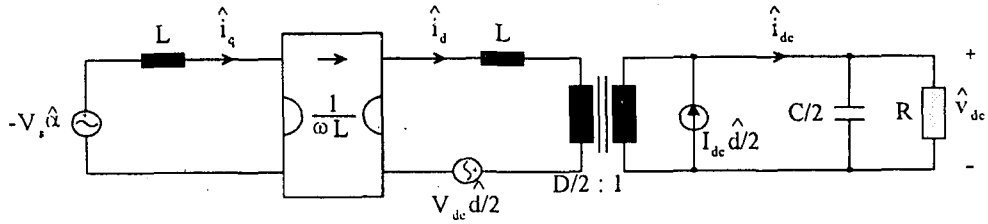

그림 8. 소신호에 대한 등가회로

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu, \qquad y = Ex \qquad \text{여기서,} \quad x = \begin{bmatrix} \hat{i}_q \\ \hat{i}_d \\ \hat{v}_{dc} \end{bmatrix}, \quad u = \begin{bmatrix} \hat{\alpha} \\ \hat{d} \end{bmatrix}, \quad y = \begin{bmatrix} \hat{v}_{dc} \\ \hat{q} \end{bmatrix} \tag{20}$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & -D/2L \\ 0 & D/C & -2/RC \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} -V_s/L & 0 \\ 0 & -V_{dc}/2L \\ 0 & I_d/C \end{bmatrix}, \quad E = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ -V_s & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{21}$$

이로부터 PWM 컨버터의 전달함수는 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_{dc}(s) \\ \hat{q}(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{M(s)} \begin{bmatrix} N11(s) & N12(s) \\ N21(s) & N22(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\alpha} \\ \hat{d} \end{bmatrix} \tag{22}$$

여기서, $$M(s) = s^3 + \frac{2}{RC}s^2 + \left(\omega^2 + \frac{D^2}{2LC}\right)s + \frac{2\omega^2}{RC} \tag{23}$$

$$N11(s) = -\frac{\omega D V_s}{LC}, \qquad N12(s) = \frac{I_d}{C}s^2 - \frac{DV_{dc}}{2LC}s + \frac{\omega^2 I_d}{C} \tag{24}$$

$$N21(s) = \frac{V_s^2}{L}\left\{s^2 + \frac{2}{RC}s + \frac{D^2}{2LC}\right\}, \qquad N22(s) = -\frac{\omega V_s}{2L}\left\{V_{dc}s + \frac{2V_{dc}}{RC} + \frac{I_d D}{C}\right\} \tag{25}$$

소신호 해석의 타당함을 확인하기 위하여 MATLAB 을 사용하여 표 1 의 회로정수 및 동작점의 상태에서 α 및 MI 에 대한 step 응답을 살펴보았다.

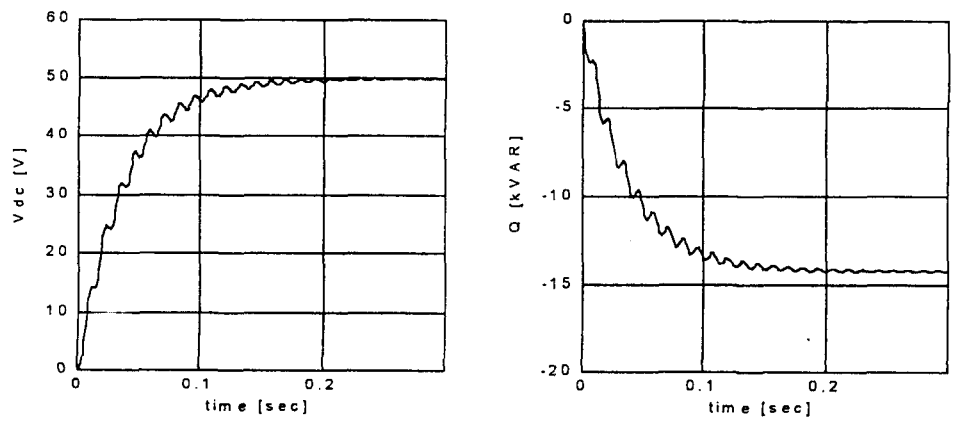

그림 9. 위상각 α (-10 도→-11 도) 에 대한 단위 응답, 좌 :DC 전압, 우 : 무효전력

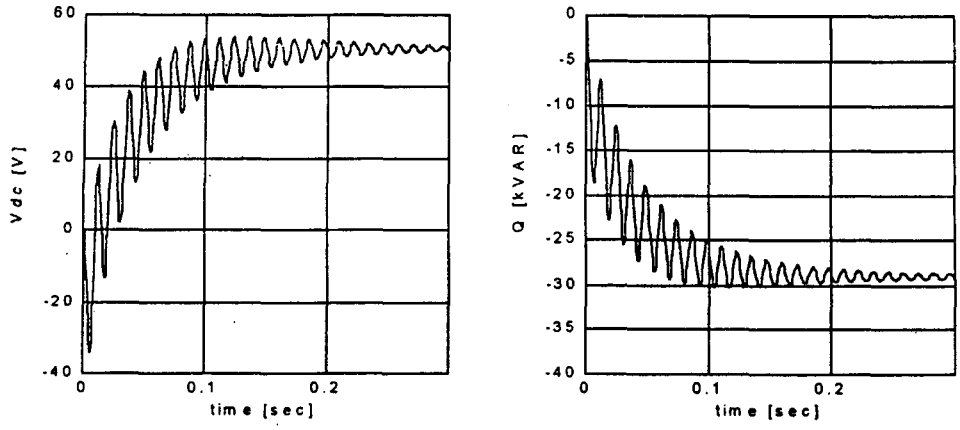

그림 10. 변조지수 MI (0.8→0.9) 에 단위 응답, 좌 :DC 전압, 우 : 무효전력

그림 9 는 α 를 -10 도에서 -11 도로 step 변화시켰을 때 PWM 컨버터의 DC 전압 및 무효전력에 대한 응답이며, 그림 10 은 MI 를 0.8 에서 0.9 로 step 변화시켰을 때의 DC 전압 및 무효전력에 대한 응답이다. 또한 실제 소신호의 응답을 확인하기 위하여 PSPICE 를 사용하여 동일한 조건하에서 시뮬레이션을 행하였다(그림 11 및 12). 시뮬레이션 결과에는 스위칭으로 인한 고조파 성분이 포함되어 있으나, 고조파를 제외한 기본파에 대한 결과는 잘 일치하고 있음을 알 수 있다.

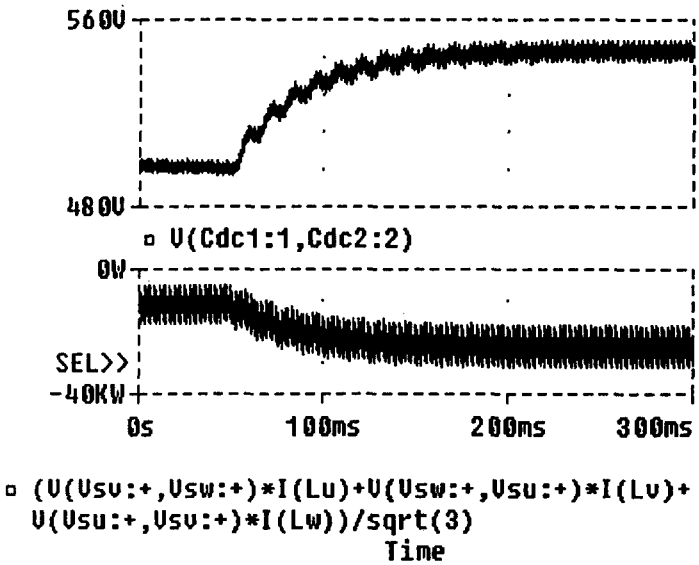

그림 11. 위상각 α (-10 도→-11 도) 에 대한 시뮬레이션, 상 :DC 전압, 하 : 무효전력

5. 제어기

DC 해석 및 AC 해석을 바탕으로 시스템의 정특성 및 동특성을 파악하였고 이로부터 제어기의 설계가 가능하다. 단위 역률로 일정 전압을 유지하기 위해서는 식(12) 및 식(14)에서 알 수 있듯이, 무효전력 성분을 0 으로 유지하면서 DC 전압을 일정하게 제어하여야 한다. 이것은 인버터의 변조지수 MI 및 위상각 α 를 제어하여 달성된다.

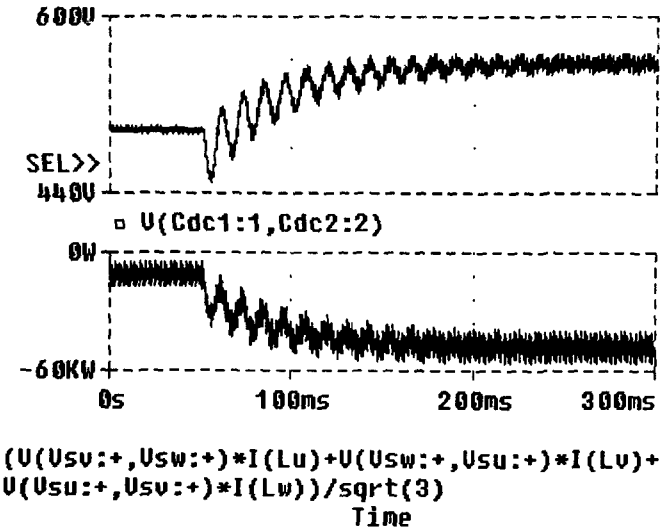

그림 12. 변조지수 MI(0.8→0.9) 에 대한 시뮬레이션, 상 :DC 전압, 하 : 무효전력

식(12)로부터 DC 전압의 일정 제어는 인버터의 변조지수 및 위상각으로 제어될 수 있으나 부하저항 R 의 변동에 따른 제어측면에서 변조지수는 제어범위가 좁고, 위상각은 제어범위가 넓다. 따라서 DC 전압의 일정 제어는 위상각의 제어로 가능하게 된다. 또한 위상각이 변함에 따라 이에 따른 무효전력의 변동이 발생하게 되는데, 이러한 무효전력의 변동은 식(14)에서 알 수 있듯이 MI 를 제어하여 0 으로 유지된다. 3 상 PWM 시스템은 DC 전압과 무효전력이, 제어변수 MI 및 α에 상호 결합되어 있기 때문에 서로의 간섭을 받게 된다. 이것은 무효전력 제어의 피드백 루프의 주파수 응답을 일정전압 제어의 주파수 응답보다 10 배 이하로 낮게 함으로써 간섭을 억제할 수 있다. DC 전압의 일정 제어는 빠르게 제어되어 과도응답이 양호해야 하지만 무효전력의 응답은 그다지 빠르지 않아도 되기 때문에 가능하다.

6. 결론 및 향후과제

DQ 변환을 사용하여, 3 상 PWM 컨버터를 다루기 쉬운 등가회로로 변환하였으며, 이로부터 DC 및 AC 해석을 통하여 시스템의 특성을 파악하였다. PSPICE 시뮬레이션을 통하여 등가 변환된 회로의 타당성을 검증하였으며 시스템의 특성으로부터 단위 역률을 갖는 제어기의 설계를 보였다. 향후 본 논문에서 제안된 제어방식을 실험을 통하여 입증하고자 한다.

7. 참고 문헌

[1] Chun T. Rim, Dong Y. Hu and Gyu H. Cho(1990), "Transformers as Equivalent Circuits of Switches: General Proofs and DQ Transformation-Based Analyses," IEEE Trans. On Ind. Appl., vol. IA-26, pp. 777-785.

[2] Guk C. Cho, Gu H. Jung, Nam S. Choi and Gyu H. Cho(1996), "Analysis and Controller Design of Static VAR Compensator Using 3-Level GTO Inverter," IEEE Trans. On Power Electronics, vol. 11, pp. 57-65.

[3] Guk C. Cho, Gu H. Jung, Nam S. Choi and Gyu H. Cho(1995), "Decoupling Control of SVC with DC-side Voltage Regulation and Fast Dynamics," Int. Journal of Electronics, vol. 79, pp. 933-950.

[4] 배기훈, 기상우, 조국춘, 최종묵(1998), "단상시스템에서 벡터적(Vector Product)에 의한 동기 루프," 한국철도학회 추계 학술대회 논문집, pp.219-225