
PSCAD/EMTDC를 이용한 태양광발전(PV) 모델링에 관한 연구

전진택^{1*}, 노대석¹, 김찬혁², 왕용필²

¹한국기술교육대학교, ²한국전기산업연구원

The PV System Modeling Based on the PSCAD/EMTDC

Jintaek Jeon^{1*}, Daeseok Rho¹, Chanhyeok Kim², Yongpeel Wang²

¹Korea University of Technology and Education, ²ERIK

요약 본 논문에서는 태양광발전의 3상 인버터의 동작특성을 해석하기 위하여, d-q좌표변환을 통하여 상태방정식을 유도하고, 출력제어를 위한 PI제어기를 갖춘 전류제어 알고리즘과 인버터 설계에 대한 Sinusoidal PWM방식의 이론적 알고리즘 제시하였다. 이를 바탕으로 배전계통의 상용소프트웨어인 PSCAD/EMTDC를 이용하여 태양광발전의 모델링을 수행하였다. 그리고 시뮬레이션 결과와 이론적인 수치해석과의 비교, 분석을 통하여 본 연구에서 제시한 모델링의 유효성을 확인하였다.

• **주제어** : 피브의시스템, 분산시스템, 피에스씨에이디/이엠티디씨, 디큐좌표 전송, 전파통합

Abstract This paper deals with the analysis for the operation characteristic of PV 3 phase inverter, considering the state equation through d-q coordinates transformation, and proposes an algorithm of controlling current using PI(Proportional Integral) controller to control the output and the theory algorithm of sinusoidal PWM method to design inverter. And also this paper performs PV modelling using PSCAD/EMTDC S/W which is commonly used in analysis of distribution system and confirms effectiveness of the modelling proposed in this paper by analyzing and comparing the EMTDC/PSCAD simulation result with the theoretical method.

• **Key Words** : PV system, Distribution System, PSCAD/EMTDC, d-q coordinates transformation, Proportional Integral

1. 서론

최근 유가급등과 일본 원전사태가 맞물리면서 화석에너지의 강력한 경쟁자였던 원자력 에너지에서 태양광, 풍력과 같은 신재생에너지로 확대될 전망이다. 태양광과 같은 분산전원이 기존 계통과 연계될 때 전압, 주파수, 위상 등이 맞지 않을 경우 계통 운영상 문제점이 발생할 수 있어, 이에 따른 영향을 분석하기 위해서, 태양광 발전

의 모델링이 중요하다. 이에 본 논문에서는 3상 인버터의 동특성을 이해하고 해석하기 위하여 dq좌표변환과 전압/전류제어하기 위해 PI제어기와 전류제어 알고리즘을 제시하였다. 이를 바탕으로 계통 연계형 태양광 발전시스템을 PSCAD/EMTDC를 모델링하여, Simulation결과와 산출된 수식과 비교, 분석을 통해 모델링의 유효성을 확인하였다.

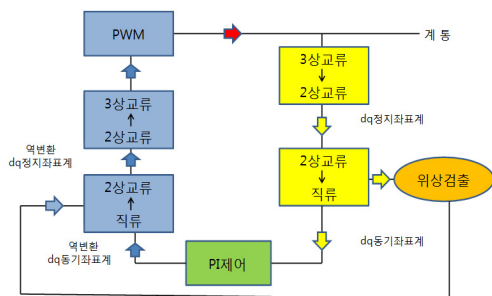
*교신저자, 정회원: 한국기술교육대 전기공학과 정교수(dsrho@kut.ac.kr)

접수일자 2011년 7월 14일 수정일 2011년 8월 9일 게재확정일 2011년 9월 22일

2. PV 모델링

2.1 3상 계통연계형 인버터 제어

그림 1은 3상 계통연계형 인버터의 전체적인 제어블록도를 나타낸 것이다. 먼저 3상 교류를 dq정지좌표계를 통하여 2상 교류로 변환 후, dq동기좌표계를 통해 2상 교류를 직류로 변환한다. 그리고 원하는 전력을 제어하기 위해 PI제어기를 이용하여 전류 제어를 수행한다. 즉 제어하고자 하는 전류는 계통의 전압 및 인버터의 전압과 동상임으로 전류의 크기를 조절하여 출력을 조절할 수 있다. 또 전류제어는 디커플링 회로임으로 무효전력도 항상 0[VAR]로 조절할 수 있다. 한편 PI 제어로 변환된 직류 값은 검출된 위상을 기준으로 계통전압과 일치시킨 후, 직류에서 2상 교류로, 2상 교류에서 3상 교류로 변환한다. 계통연계용 인버터는 일반적으로 IGBT 소자를 사용하는 전류제어형 전압원 인버터이다. 전류제어 인버터의 출력전류가 기준전류를 추종하도록 제어하여, 이에 따라 기준전류를 추종하기 위해서 PWM(Pulse Width Modulation)이 필요하다. 본 논문에서도 PSCAD/EMTDC를 이용하여 3상 PWM 인버터를 스너버회로와 Free-Wheeling 다이오드가 내장된 IGBT 모듈로 계통연계형 시스템의 DC-AC변환부를 모델링하였다.



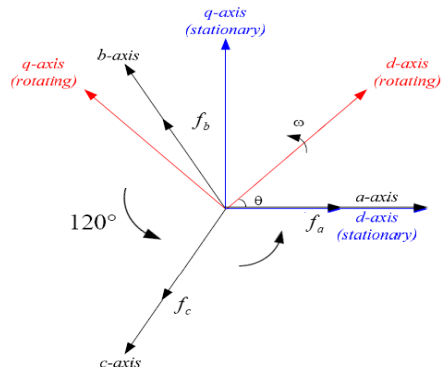
[Fig. 1] Three-phase inverter of grid interconnection control block diagram

2.2 d-q 좌표변환 해석

좌표변환은 시간 함수를 시변(Time varying) 미분 방정식으로 변환하여 해석하는데 사용된다. 좌표변환의 이용하는 도구에 따라 행렬방법과 복소수 방법으로 나뉘지며, 변수의 변환크기에 따라서 상 크기 불변(Phase Magnitude Invariance)과 전력 불변(Power Invariance)으로 분류된다. 3상 인버터 출력제어를 위해서는 d-q좌

표변환을 이용한다. 3상 인버터를 a, b, c 좌표계에서 모델링하면 인버터에 접속되는 인덕턴스 전류, 전압 등이 시간에 따라 교류로 변하므로 동특성 해석 및 제어가 설계가 매우 어렵다. 따라서 d-q좌표계는 3상의 교류 값을 일정한 직류 값으로 변환하여 해석하고, 유효전력 및 무효전력이 상호 독립적으로 제어하기 위해 필요하며, 좌표변환의 행렬방법과 전체전력을 표현하는 수식이 3상의 경우와 d-q-n상의 경우가 동일한 Power Invariance로 적용된다. d-q좌표계를 적용하면 시간 또는 주파수에 따라 변화하는 파라미터가 상수가 되며, 3상이 평형인 경우 영상분을 제거할 수 있어 시스템의 차수를 줄일 수 있으며, 마지막으로 동기 좌표계로 d-q 축을 선정하면 전압, 전류 등의 전기적 신호가 교류에서 직류로 변환되어 제어기 설계가 용이하다.

그림 2는 abc축과 dq축간의 변환관계를 나타내며 위상차를 갖는 abc축에 정지되어 시간에 따라 상하로 변하는 변수로 전압, 전류 및 자속 등의 상변수를 나타낸다. 따라서 식 (1), (2)와 같이 abc 세 축에서의 변수를 d-q변환행렬을 통하여 a축 변수와 동일한 위상각을 가지고 동기속도를 회전하는 dq축 상의 변수로 변환한다.



[Fig. 2] transformation between abc-axis and dq-axis

$$f_{dq} = K_{abc}^{dq} \cdot f_{abc}[\text{Hz}] \quad (1)$$

$$f_{dq} = [f_d f_q]^T, f_{abc} = [f_a f_b f_c]^T[\text{Hz}] \quad (2)$$

여기서, f_d, f_q 정지된 또는 임의의 속도로 회전하는 dq축상의 변수

만약 abc상이 평형이면 abc좌표계와 dq좌표계의 변수는 식 (1)과 같으며, 이때 abc좌표계에서 dq좌표계로 전

환되는 전달함수 K_{abc}^{dq} 는 식 (3)과 같다.

$$K_{abc}^{dq} = \frac{2}{3} \begin{Bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{Bmatrix} \quad (3)$$

dq축의 회전각(θ)의 초기치를 0으로 d축과 a상이 일치되어 있다는 전제 하에 3상의 교류전압 (V_a, V_b, V_c)을 d-q축 정지좌표계의 2상의 교류전압 (V_d^s, V_q^s)으로 변환하기 위해서 식 (4)에 식 (5)을 대입하면 식 (6)과 같이 구해진다.

$$f_{dq}^s = K_{abc}^{dq} \cdot f_{abc} [\text{Hz}] \quad (4)$$

$$K_{abc}^{dq} = \frac{2}{3} \begin{Bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{Bmatrix} \quad (5)$$

$$V_d^s = \frac{2}{3} (V_a - \frac{1}{2} V_b - \frac{1}{2} V_c) \quad (6)$$

$$V_q^s = \frac{(V_b - V_c)}{\sqrt{3}}$$

2상의 교류를 직류로 변환하기 위해서는 d-q정지좌표를 d-q동기좌표로 변환해야 한다. 즉 동기 d-q좌표계에서는 q축을 동기속도로 회전시켜 실제 교류의 전기 신호가 직류로 변환된다. 정지좌표계의 dq변수를 동기좌표계의 dq변수로 변환하기 위한 식 (7)과 같다. 여기서 변환 전달함수(는) 식 (8)과 같고, 식 (8)을 식 (7)에 대입하면 식 (9)과 같이 얻을 수 있다.

$$f_{dq}^e = K_s^e \cdot f_{dq}^s [\text{Hz}] \quad (7)$$

$$K_s^e = \begin{Bmatrix} \cos\theta_e & \sin\theta_e \\ -\sin\theta_e & \cos\theta_e \end{Bmatrix} \quad (8)$$

$$V_d^e = \cos\theta V_d^s + \sin\theta V_q^s \quad (9)$$

$$V_q^e = -\sin\theta V_d^s + \cos\theta V_q^s$$

2.3 전류제어 알고리즘

평형 3상 시스템에서 순시 유효전력(P) 및 순시 무효전력(Q)은 dq축의 변수들을 이용하여 아래의 식으로 표현된다.

$$P = \frac{3}{2} (V_d I_d + V_q I_q) \quad Q = \frac{3}{2} (V_d I_q - V_q I_d) \quad (10)$$

여기서, V_d, V_q : d축 및 q축에서의 출력전압, I_d, I_q : d축 및 q축에서의 출력전류

동기속도로 회전하는 dq축에서의 V_q 는 출력단의 순시전압의 크기와 동일하고 V_d 는 0임으로 아래의 식(11)과 같이 나타낼 수 있다.

$$P = \frac{3}{2} |V_0| I_q, \quad Q = -\frac{3}{2} |V_0| I_d \quad (11)$$

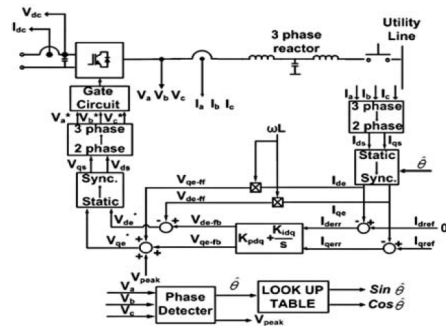
여기서, $|V_0|$: 인버터 순시전압의 크기

순시 유효전력(P)은 인버터 출력 전압 크기(V_o)와 인버터 출력 전압의 크기와 동상인 전로전류 크기(I_q)에 비례함을 알 수 있으며, 순시 무효전력(Q)은 인버터 출력 전압 크기(V_o)와 인버터 출력 전압과 90도 위상차를 이루는 전로전류 크기(I_d)에 비례한다. 따라서 P 는 I_q 에 의해 조절 가능하며, Q 는 I_d 에 의해 조절 가능하므로 유·무효전력을 독립제어 할 수 있다. 그림 3은 DC/AC 인버터 전류 제어기 블록도이다. 세부적인 전류제어 알고리즘은 수식으로 표현하면 식 (12)과 (13)로 표현된다.

$$V_{qe-fb} = (I_{qref} - I_{qe}) \cdot (k_p + \frac{k_i}{s}) + I_{de} \cdot \omega L + V_m \quad (12)$$

$$V_{de-fb} = (I_{dref} - I_{de}) \cdot (k_p + \frac{k_i}{s}) - I_{qe} \cdot \omega L \quad (13)$$

여기서, I_{qref} 는 원하는 태양광발전의 출력량의 기준 전류[A], I_{qe} 는 계통전류값[A]



[Fig. 3] Block diagram for the current controller of DC/AC inverter

여기서 I_{qref} 값과 I_{qc} 의 차이만큼 계통에 전류를 증·감하여 유효전력(P) 조절이 가능하게 된다. $k_p + \frac{k_i}{s}$ 는 PI 제어를 나타내면 식 (14)와 같다.

$$\text{조작량} = Kp\chi(\text{편차}) + Ki\chi(\text{누적값}) V_d^c \quad (14)$$

P제어는 가장 기본적인 제어이며 출력주파수를 제어하여 편차가 비례관계를 가지도록 한다. 편차와 출력주파수의 계수는 비례이득(Kp:Proportional Gain)이라고 하며, 만약 Kp를 높게 설정하면 편차가 빠른 변화를 나타내기 때문에 시스템의 응답은 빨라지며 시스템은 불안정하게 된다. 제어장치에 동작신호 Z(t)가 주었을 때, 조작량 y(t)가 얻어지는 경우, 즉 조작량 y(t), 동작신호 Z(t)에 비례하여 변할 때의 그 관계식은 $y(t) = kz(t)$ 이다. 한편, I제어는 편차를 적분하여 출력 주파수를 수정하기 위해서 사용되며, 출력주파수의 적분보정은 편차를 전체시간에 걸쳐 누적함으로써 수행하게 되고 결과적으로 편차가 0이 된다. 적분계인(Ki: interal Gain)은 얼마나 자주 편차를 적분할 것인가의 계수 적분계인의 역수는 적분시정수(Ti : Integral Time Constant $Ti=1/ki$)이며, 적분동작 관계식은 $y(t) = k \int z(t)dt$ 이며, 적분동작은 단독으로 사용되지 않으며 P동작과 결합하여 쓰이며 적분동작은 P동작에서 발생할 수 있는 잔류편차를 없앨 수 있다.

변화된 전류와 관계없이 계통전압의 크기와 위상을 출력전압과 같도록 비례이득을 곱하며 회전 좌표계의 직류값 인 V_{de-fb}, V_{qe-fb} (그림3 참조)를 만든다. 적분시정수는 보통 0.0001~0.001범위에서 설정된다. 그리고 3상 정지 좌표계로 표현된 수식을 상 정지 좌표계로 변환하고 다시 ω 로 회전하는 2상 회전 좌표계로 표현하면 식 (15)과 같다. 그리고 i_a 에 관한 식으로 정리하면 식 (16), (17)이 된다. 이때 d-q 전류제어계에 있어서 d축에서 q축으로의 간섭분($-\omega L_s i_d$)이 존재하며 q축에서 d축으로의 간섭분($\omega L_s i_q$)이 존재한다. 그러므로 간섭분을 미리 보상하는 비간섭 전류제어를 한다.

$$\begin{bmatrix} E_q \\ E_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s + R & \omega L_s \\ -\omega L_s & L_s + R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_q \\ V_d \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$L_s \frac{di_a}{dt} = -i_q R + E_q - V_q - \omega L_s i_d \quad (16)$$

$$L_s \frac{di_a}{dt} = -i_d R + E_d - V_d + \omega L_s i_q \quad (17)$$

V_m 은 인덕터의 전압크기와 계통전압크기 일정하게 만든다.

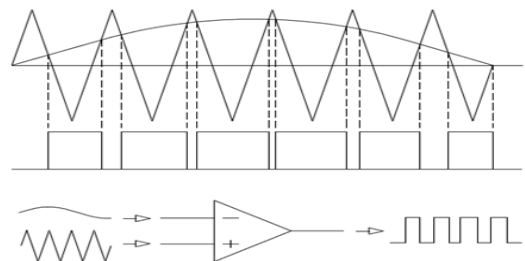
2.4 전원 위상 검출 및 Sinusoidal PWM

계통전압의 위상각은 계통연계시스템에 있어 가장 기본적으로 중요한 정보이다. 계통연계 시스템에서 정확하고 빠른 계통전압의 위상각 검출은 정확한 기준생성을 위해 필요하다. 그러므로 전원전압과의 위상을 동기시키기 위한 전원 위상 검출부가 필요하다. 검출된 위상을 기준으로 120° 위상차이로 조정하며, PI제어기를 통한 동기좌표의 V_q^c 와 V_d^c 는 식 (18), 식 (19)에 의해서 3상의 전압으로 변환된다.

$$\begin{aligned} V_d^s &= \cos\theta V_d^c - \sin\theta V_q^c \\ V_q^s &= \sin\theta V_d^c + \cos\theta V_q^c \end{aligned} \quad (18)$$

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_d^s \\ V_q^s \end{bmatrix} \quad (19)$$

Sinusoidal PWM을 이용하여 3상 정현과 구현이 가능하다. 그림 4와 같이 아날로그 파형과 기준 삼각파가 비교기(Comparator)에 입력하여 아날로그신호가 큰 경우에는 ON 신호를 출력하며, 삼각파신호가 큰 경우에는 OFF 신호를 출력하여 아날로그 신호의 크기에 비례하는 펄스폭을 갖는 PWM 파형이 일정한 주기로 발생하여 120° 위상 차이가 나는 3상 전압이 출력된다.



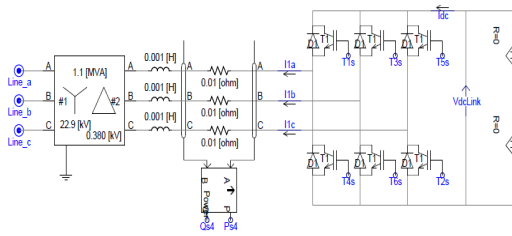
[Fig. 4] Concept of Sinusoidal PWM

3. PSCAD/EMTDC 모델링 및 시뮬레이션 분석

PSCAD/EMTDC를 이용하여 10[kw], 30[kw], 50[kw]의 태양광발전을 모델링하였으며, 수치해석을 통한 모델링의 유효성을 확인한다.

3.1 PSCAD/EMTDC을 이용한 태양광발전 모델링

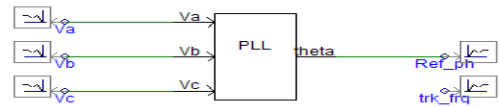
그림 5는 태양광발전 연계계통 단선도로 스너버 회로와 Free-Wheeling 다이오드가 내장된 IGBT 모듈을 사용한 계통연계형 시스템의 DC-AC변환부, 태양전지 출력 안정화를 위한 직류링크 콘덴서, 출력파형의 개선을 위한 필터로 구성된다.



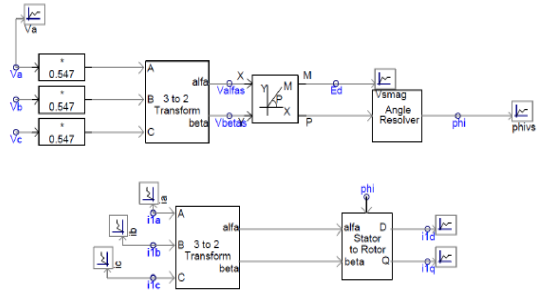
[Fig. 5] Single line diagram of grid connection PV

그림 6는 전원전압과의 위상을 동기 시키기 위한 전원 위상 검출부이며, 그림 7은 d-q변환에 의한 출력전류 제어를 위한 비례적분 전류 제어기(Proportional Integral Controller)구성된다.

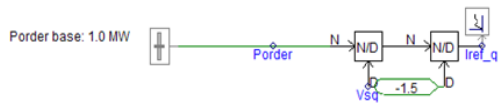
P·Q에 대한 기준전류를 출력하기 위해 그림 8과 그림 9를 모델링하였다. 이를 바탕으로 그림 10과 그림 11은 유무효전력 제어 (Decoupled i_d - i_q controller)로 i_d 와 i_q 를 개별적으로 조절가능하여, i_q 를 0으로 조절함과 무효전력을 항상 0[VAR]로 유지 할 수 있다. 한편 i_d 를 조절하여 원하는 유효전력을 발생시킬 수 있다. 그리고 V_{dref1} 은 커패시터 전압오차에 의해서 조절되며 V_{qref1} 은 고정자 무효전력 오차에 의해 조절된다. V_{dref1} 와 V_{qref1} 은 스위치들의 투입(동작)을 위한 고정자 기준전압을 발생하는데 사용된다. 그림 12는 동기좌표의 직류를 PWM의 스위칭 신호를 만들기 위해 120도의 위상차이가 발생하는 3상 교류전압으로 변환하기 위해 모델링하였다.



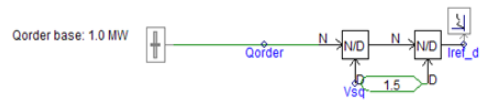
[Fig. 6] Power phase detector



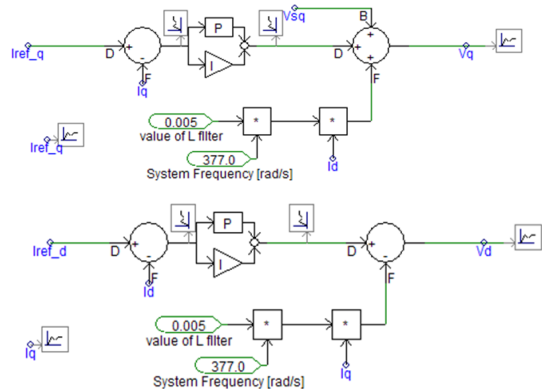
[Fig. 7] dq transformation of voltage and current



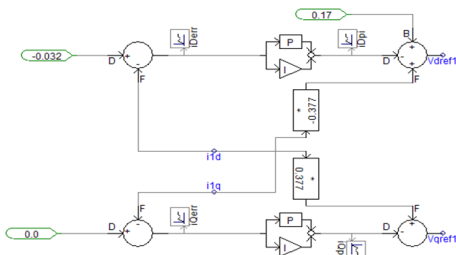
[Fig. 8] P transformation algorithm



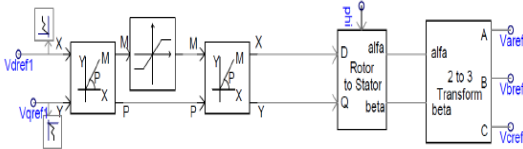
[Fig. 9] Q transformation algorithm



[Fig. 10] Algorithm of current control

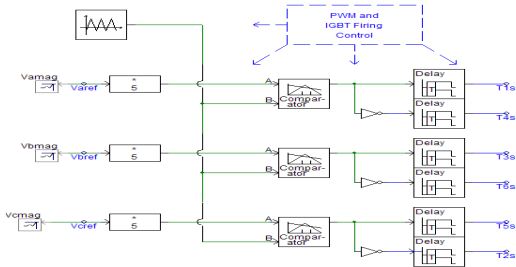


[Fig. 11] Control of real and reactive power



[Fig. 12] dq – abc transformation of voltage signal

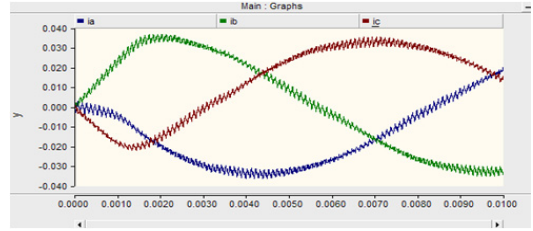
그림 13은 3상 교류전압과 기준삼각파를 비교하여 Sinusoidal PWM 스위칭 신호를 모델링하였다. 120도 위상차이가 발생하는 3상 교류 현형과 발생한다. 즉 2상 /3상 및 구동하기 위한 게이트 구동회로로 인버터의 Sinusoidal PWM방식이 사용된다.



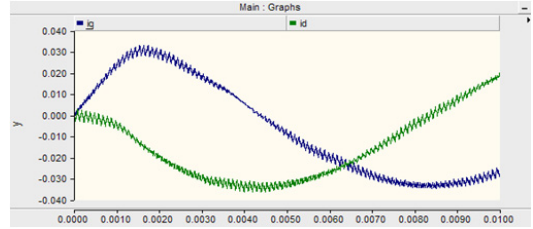
[Fig. 13] PWM and IGBT Control

3.2 시뮬레이션 및 분석

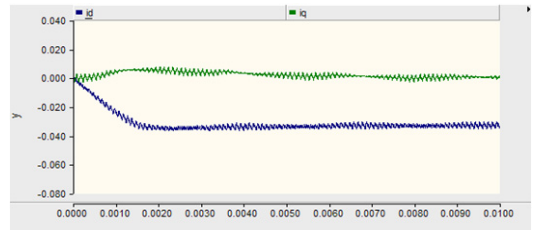
D-Q 좌표변환의 이론적인 식 (6)과 그림 6의 모델링을 통해서 3상의 교류 파형인 그림 14에서 2상 교류인 그림 15로 변환되는 파형을 시뮬레이션으로 나타낸 것이다. 그리고 그림 16은 식 (9)을 통해 d-q 정직좌표인 2상 교류 전압 파형에서 d-q 동기좌표인 직류전압으로 변환된 그래프를 나타낸다.



[Fig. 14] Three-phase voltage waveform

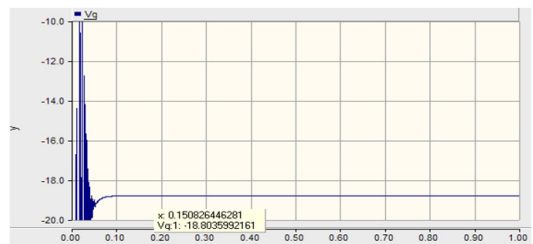


[Fig. 15] Two-phase voltage waveform

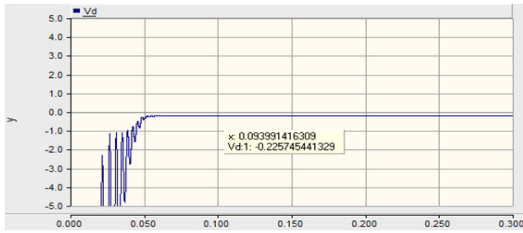


[Fig. 16] DC voltage waveform

그림17은 식 (12)와 이론을 바탕으로 모델링된 PI제어기 그림 10를 통해 전력의 증·감에 대해 바뀐 전류를 기준으로 계통 전압을 항상 일정하게 나타남을 확인하였다. 그리고 그림 18은 PI제어기를 통하여 전력의 증·감에 대해 바뀐 전류에 관계없이 항상 O[V]을 유지하게 하는 것을 확인하였다.



[Fig. 17] Output voltage from q-axis



[Fig. 18] Output voltage from d-axis

10~50[kw]의 태양광발전의 유효전력은 다음과 같이 계산된다.

$$\text{Power} = \frac{3}{2} [(V_{sq} \times I_{sq}) + (V_{sd} \times I_{sd})] \quad (20)$$

$$I_{ref-q} = \frac{2}{3} \times \left[\frac{\text{power}}{V_{sq}} \right]$$

여기서, $E_{sd}, I_{sd} = 0$

Case 1. 10[kw]인 경우

$$-0.065 = -\frac{2}{3} \times \left[\frac{0.01}{0.1020} \right] \quad (21)$$

Case 2. 30[kw]인 경우

$$-0.196 = -\frac{2}{3} \times \left[\frac{0.03}{0.1020} \right] \quad (22)$$

Case 3. 50[kw]인 경우

$$-0.327 = -\frac{2}{3} \times \left[\frac{0.05}{0.1020} \right] \quad (23)$$

그리고 무효전력에 대한 수치해석은 다음과 같다.

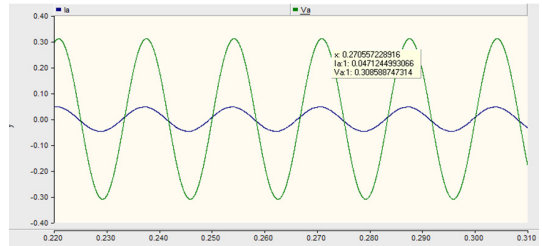
$$I_{ref-q} = \frac{2}{3} \times \left[\frac{\text{power}}{V_{sq}} \right] \quad (24)$$

$$0 = \frac{-2}{3} \times \left[\frac{0}{0.310} \right]$$

한편, PI제어의 비레이득은 식(25)과 같이 도출할 수 있으며, 적분시정수는 0.0001로 정하여 시뮬레이션을 수행하였다.

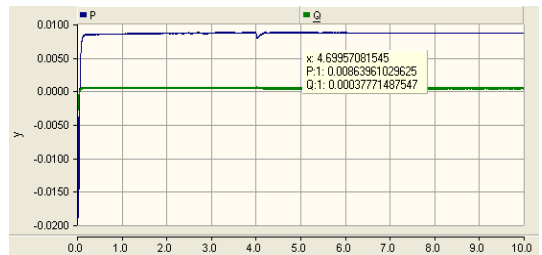
$$\begin{aligned} [(I_{ref-q} - I_q) \times K_p] + V_{sq} + \omega L \times I_d &= V_q \quad (25) \\ [0.0264 \times K_p] + 0.206 + 0.0124 &= 0.310 \\ [0.0264 \times K_p] + 0.223 &= 0.310 \\ [0.0264 \times K_p] &= 0.081 \\ K_p &\approx 3.33 \end{aligned}$$

그림 19와 같이 전압 및 전류가 동상임으로 전류제어 알고리즘의 유효성을 확인함과 동시에 K_p (비레이득)와 적분시정수의 적절성도 확인할 수 있었다.



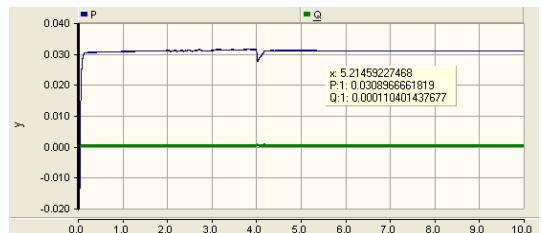
[Fig. 19] Voltage and current of grid connected inverter

10[kw]의 태양광출력의 경우, 식 (21)의 수치해석과 그림 20의 결과가 일치함을 알 수 있었다.



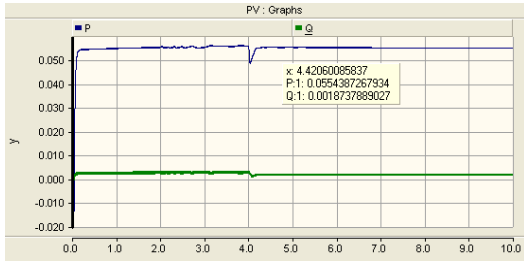
[Fig. 20] Real and reactive power of grid connected 10[kw] inverter

한편, 30[kw]에 대해서도 그림 21의 값과 식 (22)의 수치해석 값과 일치하였다. 무효전력은 동기좌표계의 d축 전류가 0임으로 역시 0[kvar]임을 확인할 수 있었다.



[Fig. 21] Real and reactive power of grid connected 30[kw] inverter

마지막으로 50[kw]의 출력인 경우 식(23)의 수치해석과 그림 22가 일치함을 알 수 있었다.



[Fig. 22] Real and reactive power of grid connected 50[kw] inverter

4. 결론

본 논문에서는 PSCAD/EMTDC를 이용하여 태양광 발전과 배전계통의 모델링을 수행하여, 태양광발전의 계통연계 시 발생할 수 있는 기술적인 문제점을 분석하였다. 특히, 정상상태 운용에서 연계된 PV 용량의 변동에 의하여 수용가의 전압변동특성을 해석하였다. 그리고 PSCAD/ EMTDC 시뮬레이션 결과와 이론적인 수치해석을 비교/분석하여 본 연구에서 제안한 PV 모델링의 유효성을 확인하였다.

본 연구는 2010년도 지식경제부의 재원으로 한국에너지기술평가원(KETEP)의 지원을 받아 수행한 연구 과제입니다. (No. 20101020300430)

REFERENCES

[1] Jin-taek Jeon, et al., "The PV System Modeling Based on the PSCAD/EMTDC", Korea Academia-industrial cooperation societytions, pp. 7-11, 2011.

[2] Dae-seok Rho, et al., "A Study on the PV System Modeling Based on the PSCAD/EMTDC", Korea Academia-industrial cooperation societytions, pp. 69-72, 2010.

[3] In-Ho Hwang, et al., "A Control Method and Test Results of Utility-Interactive Photovoltaic Power

generation Systems", The Korean Institute of Power Electronics, pp. 123-129, 2000.

저자소개

전진택(Jin-Taek Jeon)

[정회원]



- 2009년 2월 : 청주대학교 전자공학과 (공학사)
- 2010년 3월~현재 : 한국기술교육대학교 전기전자통신공학과 전기공학전공 석사과정 재학중

<관심분야> : 배전계통 운용, 전력품질, 신재생에너지, 스마트그리드

노대석(Dae-Seok Rho)

[정회원]



- 1985년 2월 : 고려대학교 전기공학과 (공학사)
- 1987년 2월 : 동대학원 전기공학과 (공학석사)
- 1997년 3월 : 일본 북해도대학교 대학원 전기공학과(공학박사)

- 1987년 3월 ~ 1998년 8월 : 한국전기연구소 연구원/선임연구원
- 1999년 3월 ~ 현재 : 한국기술교육대학교 정보기술공학부 교수

<관심분야> : 전력/배전 계통, 분산전원연계, 전력품질 해석

김찬혁(Chan-Hyeok Kim)

[정회원]



- 2008년 2월 : 한국기술대학교 전기공학과 (공학사)
- 2010년 2월 : 동 대학원 전기공학과 졸업 (공학석사)
- 2011년 9월 : 동 대학원 전기공학과 박사과정

- 2009년 9월~현재 : 한국전기산업연구원 연구원

<관심분야> : 배전계통 운용, 전력품질, 신재생에너지

왕 용 필(Yong-Peel Wang)

[정회원]



- 1992년 2월 : 동아대학교 공과대학 전기공학과 (공학사)
- 1994년 2월 : 동아대학교 공과대학 전기공학과 (공학석사)
- 1998년 2월 : 동아대학교 공과대학 전기공학과 (공학박사)
- 1999년 2월 ~ 2001년 3월 : 뉴질랜드 캔터베리대학 전기공학과 Post-Doc.
- 2002년 3월 ~ 2008년 12월 : 동아대학교 공과대학 전기공학과 초빙교수
- 2009년 1월 ~ 현재 : 한국전기산업연구원 선임연구원
<관심분야> : 스마트그리드 전기설비, 전력계통 전력품질, 전자기 과도현상