

Utility Interactive Photovoltaic Generation System using a Space Vector Modulation

조문택* · 이충식** · 이상철†

(Moon-Taek Cho · Chung-Sik Lee · Sang-Cheol Lee)

Abstract - This paper presents a Photovoltaic Generation system using a Space Vector Modulation. PWM voltage source inverter using inverter consists of complex type of electric power converter to compensate for the defect, that is solar cell cannot be developed continuously by connecting with the source of electric power for ordinary use. It can cause the effect of saving electric power, from 10 to 20[%]. Synchronous signal and control signal was processed by the 56F8323 microprocessor for stable modulation. Also, Waveforms output current and voltage of system controlled so that phase conforms and can supply electric power that stabilize by the unit power factor.

Key Words : Photovoltaic, PWM, Space Vector, Inverter

1. 서론

지구의 온난화가 가속됨에 따라 전세계적으로 화석에너지의 사용을 규제를 강화하려는 움직임이 활발히 이루어지고 있다.

최근의 온난화 대책과 관련된 회의로는 2007년 12월 제13차 기후변환협약 당사국 총회에서 채택한 '발리로드맵'에서는 각 국가가 자국의 실정에 맞게 측정과 검정이 가능한 방법으로 온실가스를 감축하도록 하는 협약으로 이에 따라 우리나라도 2020년 까지 현재 추세 배출치의 30%(2005년 대비 4%)를 감축목표로 제사하고 GDP의 2%를 녹색기술개발과 인프라 구축에 투입하기로 하였다.

이에 따라 정부에서도 신재생에너지 중에서 태양광을 제2의 반도체산업으로 15년 뒤에는 태양광을 세계시장에서 15%의 점유율을 차지하겠다는 목표를 세웠다. 이에 따라 태양에너지를 이용한 태양광 발전 방식에도 많은 연구가 진행되고 있다. 또한 최근의 태양전지를 비롯한 시스템의 저가격화 및 변환 효율의 개선이 진전됨에 따라 본격적인 전력 시스템으로 실용화 보급이 확대되는 추세에 있다.[1][2]

태양전지의 특성은 일사량, 온도 등에 크게 영향을 받기 때문에 가능한 한 많은 에너지를 얻기 위해서는 태양전지의 출력을 항상 최대로 제어할 필요가 있다. 또한 태양전지의 출력은 직류이므로 계통과 연계하기 위해서는 인버터를 사용해서 직류를 교류로 변환할 필요가 있으며, 단위역률을 갖는 정현파 전류 및 전압을 공급해 주어야 한다. 그리고 PWM 변조기는 동기신호인 계통 전원전압 파형에 왜형 또

는 노이즈 등의 외란 성분이 포함되어 있을 때에도 안정된 변조를 하여야 하며, 동기 신호와 제어 신호를 마이크로프로세서로 처리함에 있어서 샘플링 시점과 캐리어파와의 사이에는 시간 차이가 존재하게 되어 그에 따른 보상법을 필요로 하게 된다.

계통 연계형은 태양전지의 출력이 부하의 수요에 비해 부족할 경우는 부족분을 전력계통으로부터 수전하고, 잉여출력이 있는 경우는 잉여분을 계통 측에 공급하는 것이다. 따라서 시스템과 전력계통은 상호 밀접한 관련이 있으며 태양광 발전시스템의 계통연계 시 시스템 출력변동, 고주파 발생 등으로 인한 계통 전력품질, 전압변동, 단독운전 등에 대한 대책이 요구된다.

본 논문에서는 직류링크전압을 최대한 이용하기 위해 공간벡터방식을 사용한 1.0[kV]의 계통 연계형 태양광 발전시스템을 설계하여 기준위상을 검출하고 동기화시켜 전류제어를 수행하므로 단위역률로 운전이 가능했으며, 정현파 변조 방식보다 공간벡터 변조방법으로 약 10% 이상의 범위에서 전력변환이 가능하여 본 연구의 우수성을 제시하였다.

2. 계통연계형 태양광 발전시스템 구성

2.1 PWM 전압형 전력변환기의 구조

전압형 인버터는 그림 1과 같이 전력변환기와 교류전원을 리액턴스로 결합시킨 구조를 하고 있다. 전력변환기는 강제전류방식의 구조, 또는 자기소호능력을 갖는 소자를 사용한 전압형의 변환기이다. 직류전압의 크기는 정의되지 않기 때문에 직류전압을 제어하는 기능이 필수적으로 마련되어야 한다. 또한 교류 측의 역률도 정의되지 않기 때문에 무효전력을 발생시킬 수 있으며 무효전력량을 제어할 수 있는 특성을 갖고 있다.

전압형의 전력변환기는 전압과 주파수 및 위상을 모두 제어할 수 있는 특징을 가지고 있다. 근래의 전력변환기술은

* 정 회 원 : 대원대학 전기전자계열 부교수, 공박

** 정 회 원 : 대원대학 전기전자계열 부교수, 공박

† 교신저자, 시니어회원 : 동서울대학 전기정보제어과 교수 · 공박

E-mail : scllee@dsc.ac.kr

접수일자 : 2010년 10월 29일

최종완료 : 2010년 11월 15일

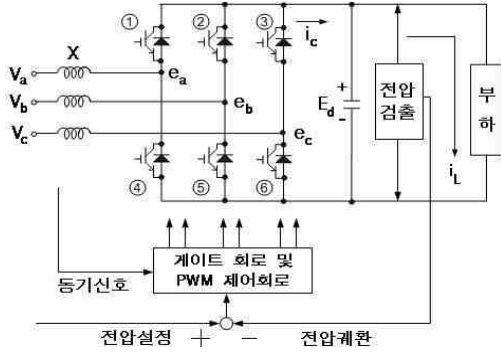


그림 1 3상 PWM 인버터
Fig. 1 3 phase PWM inverter

자기소호능력을 갖는 전력용 반도체소자의 개발과 이를 사용한 전압형의 전력변환기를 제어하는 기술 분야로 집약되고 있다. 일반적으로 전압형의 전력변환기는 PWM의 기법으로 설계되어 사용하며 본 논문에서는 공간벡터 변조방식의 PWM 방법을 적용하였다.

2.2 전압형 컨버터 제어

그림 2에서 전력량은 교류측에 설치되어 있는 리액턴스 양단전압에 따라 인버터의 동작이 달라진다. 리액턴스 양측의 교류전원전압 V 와 변환기의 전압을 E 라 하면 다음과 같은 4개의 동작모드로 분류할 수 있다. 즉 (1) V 에 비해 E 의 동상성분이 작을 때는 V 는 지상의 무효전류, (2) V 에 비해 E 의 동상성분이 클 때는 V 에 진상의 무효전류, (3) V 에 비해 E 의 벡터가 뒤질 때 V 에서 전력변환기로 전력공급, (4) V 에 비해 E 의 벡터가 앞설 때는 전력변환기에서 V 로 전력이 공급된다

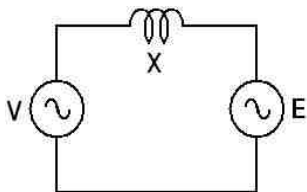


그림 2 1상의 등가회로
Fig. 2 Equivalent circuit of 1 phase

교류 측의 전력 P_a 는 그림 2와 같이 3상에서 1개의 상만 고려한 등가회로로 식 (1)과 같다.

$$P_a = \sqrt{3} \frac{VE}{X} \sin \alpha \tag{1}$$

여기서, V 는 전원전압, E 는 변환기의 교류 측 전압, X 는 리액턴스, α 는 전원과 변압기 교류측 전압과의 위상각이다. 식 (1)에서와 같이 변환기의 출력은 변환기의 위상각으로 제어하는 특성을 갖고 있으며, 변환기의 출력전류와 부하에 흐르는 전류가 같을 때 직류전압이 일정하게 유지된다. 이에 따라 직류전압을 일정하게 유지하도록 변환기가 제어되어야 하며 무효전류가 0이 되는 변조율과 위상각으로 운전하면 고역률의 교류-직류변환기로의

특성을 갖게 된다.

또한 PWM 방법이 적용되므로 출력전압은 전원의 교류전압보다 높게 된다. 직류전압이 제어되는 전압형 컨버터는 전압원이 되며 부하가 기전력을 가진 경우에 회생의 기능을 갖는다. 컨버터는 교류측을 고역률의 상태로 운전하는 경우 직류출력전압은 교류전원의 전압보다 높은 전압으로 되므로 전압형 컨버터는 일정한 전압을 출력하는 변환기가 된다.

2.3 전력변환기의 PI제어

그림 3은 PI제어기의 전류제어에 대한 블록도로서 e_v 는 I^* 를 설정전류, I 를 실제전류로 할 때 전류오차 ($I^* - I$)를 입력으로 한 역상회전 PI 제어기의 출력이다. 그림 3에서 비례제어 k_p 는 정지좌표계, 적분제어 k_i 는 정상분과 역상분을 분리하여 각각 반대 방향으로 회전하는 두 개의 회전 좌표계에서 연산을 한다. 입력측 리액터 X 양단의 전압 V_L 은 PI 제어기로 제어하여 식(2)와 같이 목적인 크기의 전류가 흐르도록 할 수 있다.

$$V_L = V - E = XI^* + \left(\frac{ki}{s} + kp\right) (I^* - I) \tag{2}$$

식 (2)에서 $V-E$ 는 정상상태에서 전력변환기의 전압벡터, 우변 제2항은 PI제어기의 동작으로 설정한 전류가 되도록 리액턴스의 전압을 제어한다.

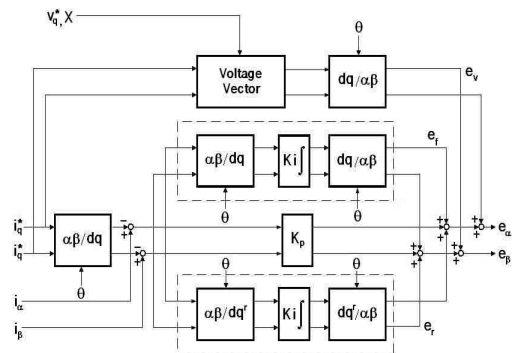


그림 3 전류제어 블록선도
Fig. 3 Current control block diagram

전력변환기의 교류측 전압은 직류전압과 PWM 변조율에 의하여 자유롭게 변화시킬 수 있으므로 식 (2)를 이용하면 식 (3)과 같다

$$E = (V - XI^*) - \left(\frac{ki}{s} + kp\right) (I^* - I) \tag{3}$$

따라서 $\left(\frac{ki}{s} + kp\right) (I^* - I)$ 에 의한 전류제어로 불평형 보상이 이루어진다.

변환기 입력전압 E 의 d, q 축의 전압 e_{vd}, e_{vq} 는 전원전압 V_q 및 전류 i_q 와 식 (4)과 같이 표시할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} e_{vd} \\ e_{vq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -Xi_q^* \\ V_q \end{bmatrix} \tag{4}$$

그림 4는 그림 a의 제어블록을 포함하고 전압제어와 전류 검출 및 위상 검출방법을 나타낸 블록도이다. 인버터의 제어 블록으로 e_α, e_β 는 전류오차 ($I^* - I$)를 입력으로 한 역상회전 좌표계에 대한 PI제어기의 출력으로 정상상태의 벡터를 포함하여 정상분과 역상분을 보상하며 전력변환기를 구동하는 신호가 된다. 전원의 위상 검출은 PLL 방법을 사용하여 위상각과 상회전의 방향으로 프로그램에 의하여 계산되도록 하였다.

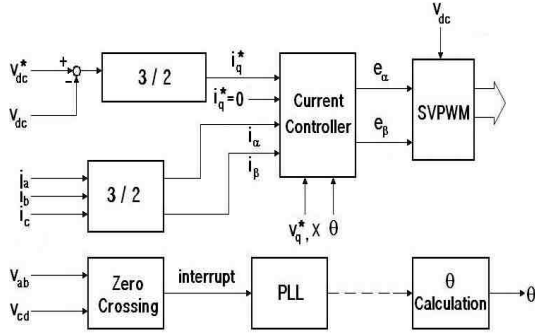


그림 4 인버터 제어 블록선도
Fig. 4 Inverter control block diagram

2.4 전력변환기의 공간전압벡터

그림 5는 공간전압벡터 PWM 방식에서 인버터의 8가지 스위칭상태에 따른 출력전압이 정좌표계 α 축, β 축에 60° 위상차를 갖는 정육각형을 형성하는 벡터도이다[5].

전압벡터 값은 6개 구간에 존재하므로 출력하고자 하는 전압은 벡터로 표시되는 각 구간에서 양측의 두 벡터로 분해하고, 이 분해된 전압을 출력하도록 펄스폭 변조를 하면 목적하는 전압벡터를 얻을 수 있다. 그림 6은 임의의 전압벡터를 구하기 각 구간의 공간벡터도이다.

공간벡터 변조방법은 각 구간에 대한 양측의 두 벡터의 합이 전압벡터로 되며, 그림 5와 같이 최대전압은 큰 원을 이루는 회전벡터가 된다. 이때의 임의 구간의 공간벡터 변조시의 선간전압 V_l 의 값은 식 (5)와 같다.

$$V_l = \frac{2 V_{dc}}{3} \frac{\sqrt{3}}{2} \sqrt{3} \frac{1}{\sqrt{2}} = 0.707 V_{dc} \tag{5}$$

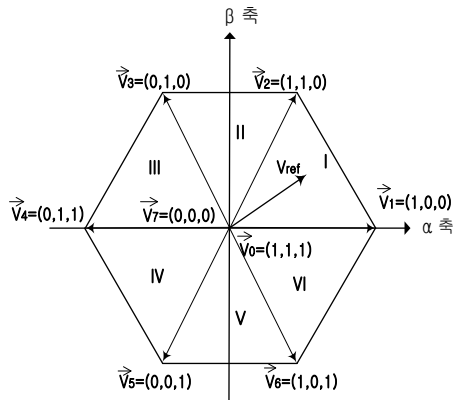


그림 5 인버터의 출력전압 벡터도
Fig. 5 Output voltage vector of inverter

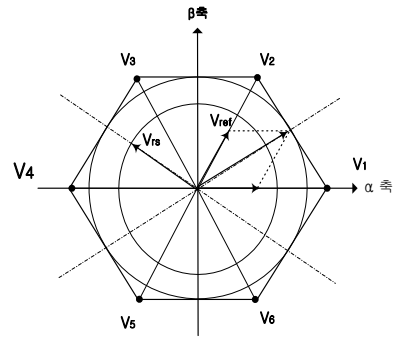


그림 6 정현파 변조와 공간벡터 변조의 출력비교
Fig. 6 Output comparison of sine wave and space vector modulation

2.5 구간 I에 대한 변조

그림 6에서 그림 5의 구간 I에 대한 전력변환기 스위칭시 전압벡터 \vec{V}_r 은 \vec{V}_1 과 \vec{V}_2 성분의 두 벡터로 분해하면 식 (6)과 같다.

$$\vec{V}_r = \vec{V}_{r1} + \vec{V}_{r2} \tag{6}$$

이때, \vec{V}_{r1} 은 스위칭 순간 \vec{V}_1 의 벡터성분으로 $s_1 = on, s_2 = off, s_3 = off$ 시 $v_A = \frac{V_{dc}}{2}, v_B = -\frac{V_{dc}}{2}, v_C = -\frac{V_{dc}}{2}$, \vec{V}_{r2} 는 스위칭 순간 \vec{V}_2 의 벡터성분으로 $s_1 = on, s_2 = on, s_3 = off$ 시 $v_A = \frac{V_{dc}}{2}, v_B = \frac{V_{dc}}{2}, v_C = -\frac{V_{dc}}{2}$ 상태가 된다.

또한, 각 \vec{V}_1 과 \vec{V}_2 성분은 PWM 주기에 대한 펄스 폭에 각각 비례하므로 그림 5의 스위칭 기간에 대한 벡터는 식 (7)과 같이 된다.

$$\vec{V}_{r1} = \frac{2 T_1}{T_S} \vec{V}_1, \quad \vec{V}_{r2} = \frac{2 T_2}{T_S} \vec{V}_2 \tag{7}$$

여기서, T_S 는 전력변환기 스위칭의 1주기, T_1 은 전력변환기 스위칭 s_1 의 시작점과 스위칭 s_2 사이의 시간차, T_2 은 스위칭 s_2 의 시작점과 스위칭 s_3 사이의 시간차이다. 식 (6)과 식 (7)을 정리하면 식 (8)과 같다.

$$\vec{V}_r \frac{T_S}{2} = \vec{V}_1 T_1 + \vec{V}_2 T_2 \tag{8}$$

T_1 과 T_2 의 구간에서는 전력변환기 출력벡터가 그림 5에서 \vec{V}_1 과 \vec{V}_2 로 되는 순간이며 PWM주기 중의 일부분이다. 식 (8)은 전압벡터와 PWM의 펄스폭에 해당하는 시간을 곱한 형태로 되어 있으며 \vec{V}_1 벡터는 α 축과 일치하며 \vec{V}_2 벡터는 α, β 2 방향의 벡터성분을 모두 갖고 있기 3상에서 2상으로 변환시 α, β 축의 전압을 V_α, V_β 라 하면 구간 I의 전압벡터는 식 (9)과 같다.

$$V_\alpha \frac{T_S}{2} = \frac{2}{3} V_{dc} T_1 + T_2 \cos \frac{\pi}{3} \tag{9}$$

$$V_\beta \frac{T_S}{2} = \frac{2}{3} V_{dc} T_2 \sin \frac{\pi}{3}$$

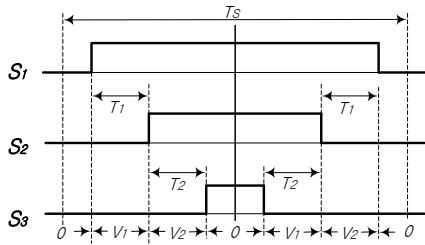


그림 7 구간 I에서 전력변환기의 스위칭
Fig. 7 Switching of power transfer in section I

식 (9)를 이용하여 두 축성분의 벡터에서 PWM 변조에 필요한 펄스의 시간으로 전개하면 식(10)이 된다.

$$\begin{aligned} T_1 &= \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{T_S}{V_{dc}} (V_\alpha \sin \frac{\pi}{3} - V_\beta \cos \frac{\pi}{3} V_\beta) \\ T_2 &= \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{T_S}{V_{dc}} V_\beta \\ T_0 &= \frac{T_S}{2} - (T_1 + T_2) \end{aligned} \quad (10)$$

여기서, T_0 는 전력변환기 스위칭 s_3 의 온시간의 반주기이다. α, β 축의 전압은 회전벡터이므로 식 (11)과 같다.

$$\begin{aligned} V_\alpha &= |V_r| \cos \omega t \\ V_\beta &= |V_r| \sin \omega t \end{aligned} \quad (11)$$

그림 4의 스위칭시 A상의 출력전압은 식 (12)가 된다.

$$V_{out,A} = \frac{V_{dc}}{2T_S} (2T_1 + 2T_2 + T_0 - T_0) \quad (12)$$

식 (10)-(12)를 정리하면 A상의 출력전압이 식 (13)과 같다.

$$V_{out,A} = \frac{\sqrt{3}}{2} |V_r| \cos \left(\omega t - \frac{\pi}{6} \right) \quad (13)$$

같은 방법으로 B상과 C상의 전압은 각각 120° 의 위상차를 나타내게 얻을 수 있다.

식 (13)에 의하여 적용되는 구간은 그림 5와 그림 6과 같이 전압벡터가 구간 I에 존재할 경우이고, 다른 구간에서는 적용하는 수식의 형태가 달라진다. 따라서 회전하는 전압벡터를 얻으려면 주어진 전압의 크기와 각속도에 대한 출력전압과 변조파형은 일그러진 파형이 됨을 알 수 있다.

식 (9)에 대한 일반식은 식 (14)과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{T_S}{2} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} &= \frac{2}{3} V_d \left[T_k \begin{bmatrix} \cos \frac{(k-1)\pi}{3} \\ \sin \frac{(k-1)\pi}{3} \end{bmatrix} + T_{k+1} \begin{bmatrix} \cos \frac{k\pi}{3} \\ \sin \frac{k\pi}{3} \end{bmatrix} \right] \\ &= \frac{2}{3} V_d \begin{bmatrix} \cos \frac{(k-1)\pi}{3} & \cos \frac{k\pi}{3} \\ \sin \frac{(k-1)\pi}{3} & \sin \frac{k\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (14)$$

이때, α, β 축간에는 $\frac{(k-1)\pi}{3} \leq \tan^{-1} \frac{V_\beta}{V_\alpha} \leq \frac{k\pi}{3}$ 조건을 만족

해야 한다.

식 (14)와 식 (9)는 주어진 전압벡터에 대하여 펄스폭을 계산하는 수식이며 공간벡터변조는 이들 두식에 의하여 프로그램으로 연산과 변조회로를 구동함으로써 얻어진다.

구간 I과 마찬가지로 PWM에 관련된 스위칭 시간별 값은 식 (15)와 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} T_k &= \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{T_S}{V_{dc}} (V_\alpha \sin \frac{\pi}{3} - V_\beta \cos \frac{\pi}{3} V_\beta) \\ T_{k+1} &= \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{T_S}{V_{dc}} (-V_\alpha \sin \frac{(k-1)\pi}{3} + V_\beta \cos \frac{(k-1)\pi}{3}) \\ T_0 &= \frac{T_S}{2} - (T_k + T_{k+1}) \end{aligned} \quad (15)$$

3. 실험결과

3.1 PWM 인버터와 태양전지 모듈의 사양

제안된 PWM 인버터 계통연계형 태양광발전 시스템은 42[W] 태양전지모듈 12개를 직렬2식 병렬연결 하여 DC 216[V]를 인버터의 입력전압으로 사용하였다. 표 1은 1.0[kW]급 태양광 발전시스템의 설계규격을 나타낸다. 그림 8(a)는 실험에 사용된 PWM인버터이며 그림 8(b)와 같이 42[W]용량의 PV모듈을 어레이 연결하였다.

표 1 1.0[kW] 태양광 발전시스템 설계규격

Table1 Spec. of 10[kW] photovoltaic generation system

항 목	규 격
태양전지모듈	42[W](4inch 단결정, Vmax : 18[V])
	24[EA], 12개 직렬 2식, 병렬로 연결
인버터	입력전압 DC 216[V]



(a) PWM 인버터
(a) PWM Inverter



(b) 태양전지 어레이
(b) Photovoltaic cell array

그림 8 PWM 인버터와 태양전지 어레이

Fig. 8 PWM inverter and photovoltaic cell array

3.2 태양광 모듈에 의한 PWM 인버터 구동특성

그림 9, 10은 IGBT를 턴·온 및 턴·오프를 위한 PWM 컨트롤러의 IGBT 게이트 펄스 파형으로 구형파 형태의 PWM제어신호로 나타났으며, 약 180° 위상차와 8[kHz] 부근에서 교번 스위칭 된다.

그림 11은 IGBT의 동기정류를 위한 동기신호파형, 그림 12는 출력상용전원인 AC 220[V], 60[Hz]일 때의 파형이며, 그림 13은 출력전압파형이다.

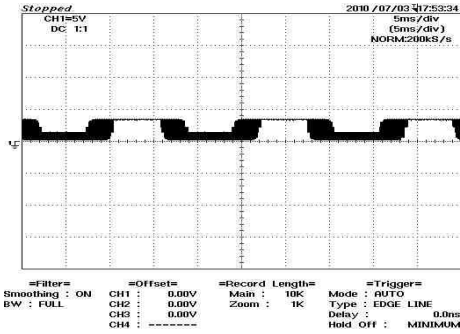


그림 9 A상 PWM 파형
Fig. 9 A phase PWM waveform

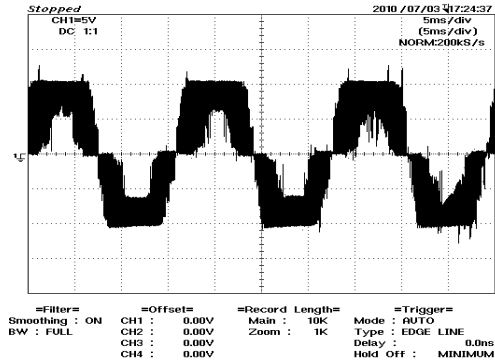


그림 13 출력전압 파형
Fig. 13 Output voltage waveform

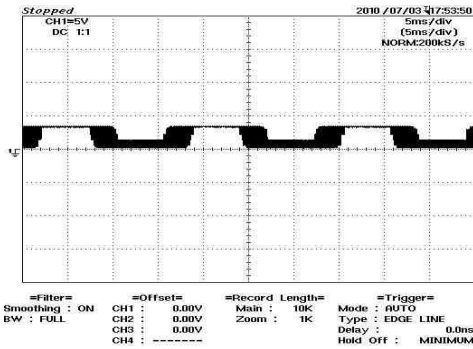


그림 10 B상 PWM 파형
Fig. 10 B phase PWM waveform

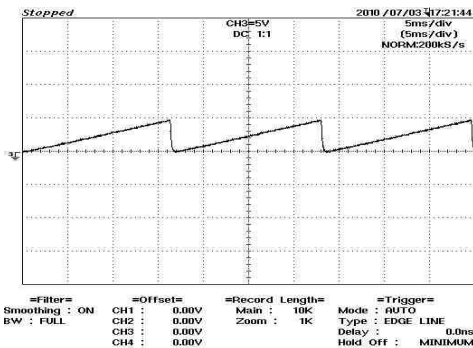


그림 11 동기신호파형
Fig. 11 Synchronous signal waveform

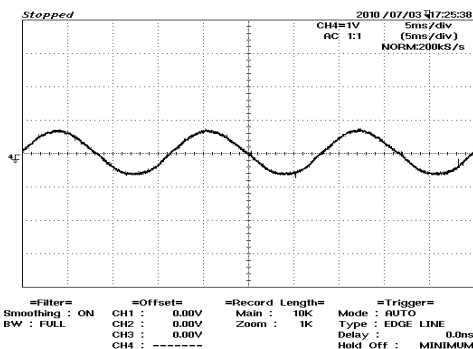


그림 12 출력전류 파형
Fig. 12 Output current waveform

4. 결 론

본 연구에서는 PWM인버터를 이용한 계통연계형 태양광 발전시스템을 구성하였다. 공간벡터변조방식의 인버터로 구성된 전력변환기를 이용하여 실험을 수행한 결과 다음과 같은 결론을 얻을 수 있었다.

1. 계통전압의 위상각을 검출하여 PLL 회로로 시스템을 구성하여 기준 위상을 검출하고 동기화시켜 정확한 전류제어를 수행함으로써 단위역률로 연계운전이 가능했다.
2. 공간벡터 변조시 70.7%의 교류전압을 얻을 수 있으므로 정현파 변조방법 보다 더 넓은 범위에서 전력변환이 가능했다. 아울러 태양광 발전시스템의 전력변환과정에서 효율을 높일 수 있는 새로운 변조기법이 개발되어야 할 것으로 사료된다.

참 고 문 헌

- [1] UN, "Bali Action Plan", 2008.3.14
- [2] 지식경제부, 보도자료, 12619, 2010. 10. 13
- [3] 안교상, 임희천, 황인호, "3상 계통형 태양광 발전시스템의 출력특성", 대한전기학회 하계학술대회 논문집, pp. 1171-1173, 2000.
- [4] S. J. Ching, K. T. Chang, C. Y. Yen, "Residential Potovoltaic Energy System", IEEE Trans. Elec-tronics, Vol. 45, No. 3, pp. 385-394, 1998.
- [5] 백동현, 송호빈, "비상발전용 전원으로 사용하기 위한 태양전지의 PSPICE 모델링", 한국화재소방학회, pp. 52- 57, Vol. 24, No. 2, 2010.
- [6] 황락훈, 조문택, 송호빈 외, "위치 추적기를 사용한 태양 광 발전의 전력 변환시스템 특성에 관한 연구", 대한전기학회 하계학술대회 논문집 B, pp. 1034-1036, 2006.
- [7] 송호빈, 조문택, 이충식 외, "태양광 시스템의 모델링과 시뮬레이션", 대한전기학회 하계학술대회 논문집 B, pp. 1739-1741, 2005.
- [8] 송호빈, 김영춘, 조문택, 이충식 외, "A Study about Grid-Connected Wind Power Generation System and Control Method", 대한 전기학회 하계학술대회, pp. 312-312, 2008.
- [9] 조문택, 송호빈 외, "Matlab을 이용한 PV 시스템의 해석 및 모델링", 대한전기학회 하계학술대회, pp. 2132 -2133, 2010.

저 자 소 개



조 문 택 (曹 文 澤)

1988년 2월 명지대학교 전기공학과 졸업.
1990/1998년 2월 동 대학원 전기공학과
졸업(석사/박사). 2010년 11월-현재 대원
대학 전기전자계열 부교수

Tel : 043-649-3213

E-mail : mtcho@mail.daewon.ac.kr



이 충 식 (李 忠 植)

1991년 2월 경남대학교 전기공학과 졸업.
1993/2000년 2월 동 대학원 전기공학과
졸업(석사/박사). 2010년 11월-현재 대원
대학 전기전자계열 부교수

Tel : 043-649-3212

E-mail : cslee@mail.daewon.ac.kr



이 상 철 (李 相 喆)

1977년 숭실대학교 전기공학과 졸업.
1981/1991년 숭실대학교 대학원 전기공
학과 졸업(석사/박사). 1981년-현재 동서
울대학 전기정보제어과 교수. 2008년-현
재 대한전기학회 산업전기위원회 회장

Tel : 031-720-2065,

E-mail: sclee@dsc.ac.kr