

Control Characteristics of Three-Phase Utility Interactive Photovoltaic Power Generation System

金永喆* · 鄭明雄** · 徐基永*** · 李鉉雨*** · 禹靖仁§
 (Young-Cheal Kim · Myung-Woong Jung · Ki-Young Suh · Hean-Woo Lee · Jung-In Woo)

Abstract - The photovoltaic power generation system has a great future as clean energy instead of fossil fuel which has many environmental problems such as exhausted gas or air pollution. In a utility interactive photovoltaic generation system, a three-phase inverter is used for the connection between the photovoltaic array and the utility. This paper presents a three phase inverter for photovoltaic power system with current controller, voltage controller, PLL Control system and the Phase detector of Interactive Voltage by using dq transformation. The proposed inverter system provides a sinusoidal ac current for domestic loads and the utility line with unity power factor.

Key Words : Photovoltaic system, Utility interactive system, three-phase PWM inverter, unity power factor

1. 서 론

대체에너지에 대한 인식의 변화는 한정된 자원의 고갈과 환경에 대한 세계적 관심이 대두됨에 따라 개발에 대한 연구가 활발히 진행되어 왔다. 미래의 에너지원으로 태양광발전은 무한한 발전 가능성과 환경적 측면에서 가장 이상적인 에너지원으로 각광받고 있다. 태양광발전시스템은 상용전력계통과의 접속방법에 따라 두 가지 시스템으로 분류하며, 양자가 전기적으로 항상 접속되어 있는 시스템을 utility interactive system이라 하고, 전기적으로 항상 분리되어 있다가 광발전 전력이 부족할 경우에만 접속되는 시스템을 utility backed-up system이라 한다. 전자는 태양광발전 잉여전력을 계통에 역송전이 가능한 시스템이고, 후자는 역송전이 불가능하며 단순히 부하에만 전력을 공급할 수 있는 시스템이다.[1][2] 태양광발전시스템에 사용되는 태양전지는 출력전류가 큰 영역에서는 정전류원에 가까운 특성을 나타내며 순시적으로 광량에 의한 단락전류 이하로 출력된다. 즉, 태양전지는 자체가 전류제한 기능을 보유하고 있다. 태양전지의 이러한 성질은 전류형 인버터 특성에 부합되지만 출력단에 큰 평활용 리액터를 필요로 하며, 스위칭 소자에 역저지 능력이 필요한 것 때문에 실용화에는 전압형 인버터가 주로 사용된다. 전압형 인버터에는 출력전압을 제어 대상으로 하는 전압제어 방법과 출력전류를 제어 대상으로 하는 전류제어 방법이 있

다. 전압제어는 확실한 정전검출이 전류제어보다 어렵고, 연계 리액터가 커지는 단점 때문에 주로 전류제어 방법을 택하고 있다.[3-5] 본 논문에서는 3상 계통연계 태양광발전시스템의 제어기법으로 dq 좌표변환에 의한 시스템 모델링을 통하여 전원위상 검출방법과 전류제어기 및 전압제어기, 부하의란 특성에 대하여 기술하고 위상동기 시스템을 통하여 계통의 주파수 및 전압위상을 기준으로 인버터 시스템을 제어함으로써 계통과 동위상의 전력을 부하에 공급한다.

2. 제어 알고리즘

2.1 단상 PWM 컨버터

그림 1은 3상 PWM 컨버터의 해석을 하기 위한 단상 PWM 컨버터의 구성 및 등가 회로를 보여주고 있다.

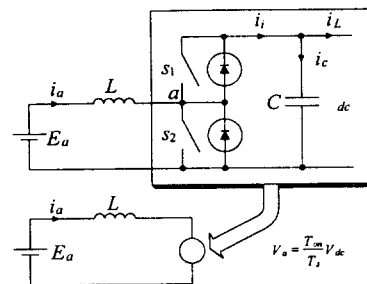


그림 1 단상 PWM 컨버터 구성 및 등가 회로
 Fig. 1 Configuration and equivalent circuit of single phase PWM converter

스위칭 주기를 T_s , s_1 의 도통시간을 T_{on} 이라 하면 a 점의 평균전압은 다음과 같다.

* 正會員 : 雙龍重工業(株) 技術研究所 · 工博
 ** 正會員 : 韓國에너지技術研究所 太陽光팀 先任研究員
 *** 正會員 : 慶南大 電氣電子工學部 教授 · 工博
 § 正會員 : 東亞大 電氣工學科 教授 · 工博
 接受日字 : 2000年 12月 9日
 最終完了 : 2000年 7月 14日

$$V_a = \frac{T_{on}}{T_s} V_{dc} + \left(1 - \frac{T_{on}}{T_s}\right) = V_{dc} \left(2 \frac{T_{on}}{T_s} - 1\right) \quad (1)$$

$$i_a = \frac{1}{L} \int (E_a - V_a) dt \quad (2)$$

$$V_{dc} = \frac{1}{C} \int (i_i - i_L) dt \quad (3)$$

여기서, $i_i = \frac{T_{on}}{T_s} i_a$, $V_{dc} i_i = E_a i_a$

V_a 을 E_a 보다 크게 하면 전류 i_a 는 감소하고 반대로 V_a 을 E_a 보다 작게 하면 전류 i_a 는 증가한다. 전류 i_a 가 증가하거나 감소하지 않을 조건은 $V_a = E_a$ 이므로 이때 s_1 의 도통 시간은 다음과 같이 주어진다.

$$T_{on} = \frac{E_a}{V_{dc}} T_s \leq T_s \quad (4)$$

2.2 3상시스템 모델링

PWM 컨버터의 장점은 역률 1로 제어하고 전동기의 운전 상태가 Motoring 또는 회생 등 어떠한 경우라도 DC Link 전압을 일정하게 빠른 속도로 제어하기 때문에 DC Link 콘덴서의 크기를 줄일 수 있다. 이러한 PWM 컨버터의 모델을 그림 2에 표시하고 있고 수식적인 모델링은 다음과 같다.

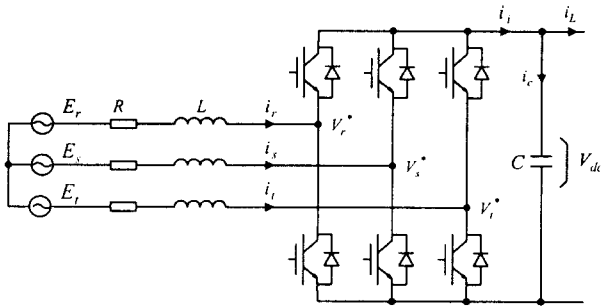


그림 2 3상 PWM 컨버터 모델

Fig. 2 Model of 3-phase PWM converter

$$E_r = L \frac{di_r}{dt} + i_r R + V_r \quad (5)$$

$$E_s = L \frac{di_s}{dt} + i_s R + V_s \quad (6)$$

$$E_t = L \frac{di_t}{dt} + i_t R + V_t \quad (7)$$

3상으로 표현된 식(5), (6), (7)을 전원 각주파수 ω 로 회전하는 2상 좌표계로 표현하면 각 상태 변수들이 DC량으로 표현되기 때문에 다루기 편리하다. 이때 3상을 2상의 정지좌표계로 변환하는 행렬 CI 은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} i_{ds} & i_{ds} & i_{dqos} \end{bmatrix}^T = CI \begin{bmatrix} i_{rs} & i_{ss} & i_{ts} \end{bmatrix}^T \quad (8)$$

$$CI = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (9)$$

윗 식에서 i_{dqos} 는 3상 평형을 가정하면 0이 된다. PWM 컨버터의 회전좌표계 시스템 모델링을 각각 행렬과 복소좌표를 이용하여 유도한다.

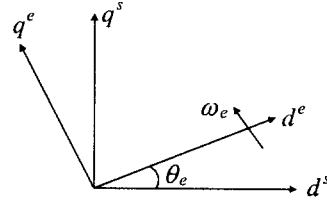


그림 3 정지좌표계와 회전좌표계의 관계

Fig. 3 Relation of static coordinate system and rotate coordinate system

컨버터의 정지좌표계 식은 다음과 같다.

$$E_{dq}^s = L \frac{di_{dq}^s}{dt} + R i_{dq}^s + V_{dq}^s \quad (10)$$

정지좌표계의 dq 변수를 회전좌표계의 dq 변수로 변환시키는 행렬 T 는 다음과 같이 정의된다.

$$\begin{bmatrix} f_{dq}^e \\ f_{dq}^e \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} f_{dq}^s \\ f_{dq}^s \end{bmatrix}, \quad T = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \quad (11)$$

T 의 특성은

$$\begin{aligned} \frac{dT}{dt} &= \frac{dT}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} = \omega_e \begin{pmatrix} -\sin \theta & \cos \theta \\ -\cos \theta & -\sin \theta \end{pmatrix} \\ &= -\omega_e \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} T \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} T \frac{df_{dq}^s}{dt} &= \frac{d}{dt} (T \cdot f_{dq}^s) - \frac{dT}{dt} f_{dq}^s \\ &= \frac{df_{dq}^e}{dt} + \omega_e \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} f_{dq}^e \end{aligned} \quad (13)$$

식(10) 양변에 T 를 곱하여 회전좌표계 식을 유도하면

$$TE_{dq}^s = LT \frac{di_{dq}^s}{dt} + RT i_{dq}^s + T V_{dq}^s \quad (14)$$

$$E_{dq}^e = L \frac{di_{dq}^e}{dt} + \omega_e L \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} i_{dq}^e + R i_{dq}^e + V_{dq}^e \quad (15)$$

3상의 정지좌표계로 표현된 수식을 2상의 정지좌표계로 변

환하고, 다시 ω 로 회전하는 2상 회전좌표계로 표현하면 다음과 같다. 이때 ωL 이 포함된 항은 좌표축이 회전하므로써 생기는 속도전압(speed voltage)으로 정의된다.

$$\begin{bmatrix} E_q \\ E_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Ls+R & \omega L \\ -\omega L & Ls+R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_q \\ V_d \end{bmatrix} \quad (16)$$

그림 4는 컨버터 시스템에 대한 등가회로이고 그림 5는 전압과 전류의 페이서도로서 (a)는 역률이 1인 경우이고 (b)는 역률이 1이 아닌 경우를 보여주고 있다.

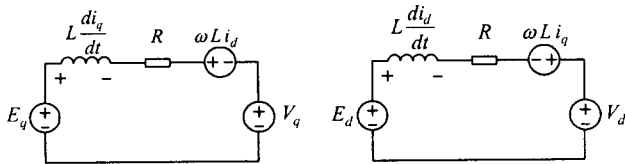


그림 4 컨버터 시스템의 d, q축 등가 회로
Fig. 4 d, q axis equivalent circuit of converter system

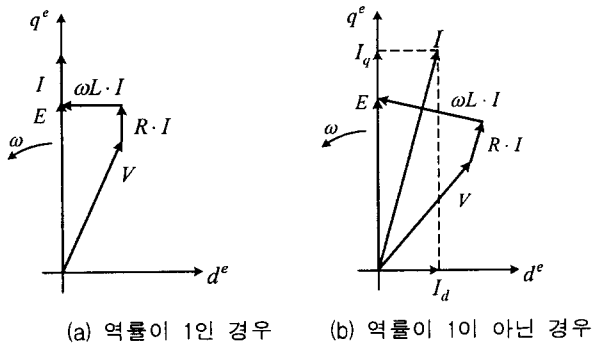


그림 5 전압, 전류의 페이서도
Fig. 5 Phase diagram of voltage, current

DC Link 콘덴서의 전압 변동에 관한 수식과 컨버터 입력 전력과 출력 전력과의 관계는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = i_i - i_L \quad (17)$$

$$V_{dc} i_i = \frac{3}{2} (V_d i_d + V_q i_q) \quad (18)$$

PWM 컨버터의 사용 목적은 DC Link 전압제어와 역률 1 제어를 하기 위한 것이다. 역률 1이 되도록 하기 위해서는 그림 5(a)에서처럼 회전좌표계의 회전각 $\theta (= \omega t)$ 을 $E_d = 0$ 이 되도록 설정하고 $i_d = 0$ 으로 제어함으로써 가능하다.

즉, $E_d = 0, E_q = E_m$ (E_m 은 상전압의 피크치)이 되도록 좌표축을 설정하고 $i_d = 0$ 이 되도록 함으로써 전력은 q축에만 편중되어 존재하게 된다. 또한, 컨버터 입력전류 i_q 를 제어함으로써 DC Link 전압을 제어하는 것이 가능하다.

3. 제어기 구성

PWM 컨버터 및 제어기의 구성은 그림 6과 같다. 리액터, DC Link 콘덴서, 그리고 전력용 소자인 IGBT로 구성되어 있는 전력 회로부, 전원 전압과의 위상을 동기시키기 위한 전원위상 검출기, DC Link 전압 일정 제어를 위한 전압 제어기, 전류 제어기, 2상-3상 및 정지-회전 좌표 변환기, 그리고 전력 소자를 PWM형태로 구동하는 게이트 구동회로로 구성되어 있다. 3상의 트랜스포머를 통해 R, S, T상의 전원 전압의 Zero-crossing을 검출한다. 이 3상의 Zero-crossing으로부터 정상순인지 또는 역상순인지의 상회전 방향을 검출하고, T상의 Zero-crossing으로부터 전원의 전압 벡터가 회전좌표 축상의 q축에 일치하도록 회전좌표계의 회전각속도 및 회전각을 설정한다. 전류는 R상과 S상만의 Hall CT 출력을 A/D 변환하고 T상은 3상 평형을 가정하여 계산한다. 이 3상의 전류를 3상-2상 변환 및 정지좌표-회전좌표 변환을 통해서 회전좌표계의 d, q로 표현한다. d축 전류를 0으로 제어하기 위해 PI전류제어를 행하고 PI전류제어기 출력에 q축의 간섭분을 보상하여 d축 전압지령을 만든다. 이때 전류를 증가시키고자 할 때는 컨버터의 스위칭 전압이 작아져야 하기 때문에 PI전류제어기 출력의 부호가 음(-)으로 된다. 다음은 전압지령과 A/D변환한 DC Link의 전압차로부터 PI전압제어를 행하여 q축 전류지령을 만들고 q축 전류를 제어하기 위한 PI전류제어를 행하고 PI전류제어기 출력에 d축의 간섭분을 보상하여 q축 전압 지령을 만든다. 이때 q축 PI전류제어기 출력은 d축에서와 마찬가지로 마이너스(-)가 곱해진다. d, q축의 전압지령을 이번에는 역으로 회전좌표-정지좌표 변환 및 2상-3상 변환을 한 다음 삼각파 비교 방식의 PWM 신호를 발생시켜 게이트 구동회로를 통해 전력 소자인 IGBT를 스위칭 한다.

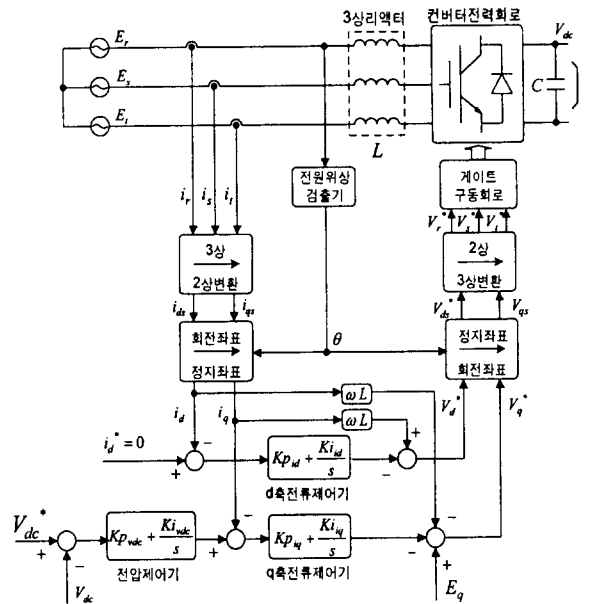


그림 6 PWM 컨버터 구성
Fig. 6 PWM Converter configuration

3.1 전원전압의 위상검출

회전좌표계의 q 축을 전원전압의 벡터 E 와 일치시키기 위해서는 전원전압의 위상을 검출해야 한다. 위상검출의 대표적인 방식으로 상전압의 Zero Crossing을 검출하는 방식이 있다. 이 방식의 기본 구성을 그림 7에 보여주고 있다.

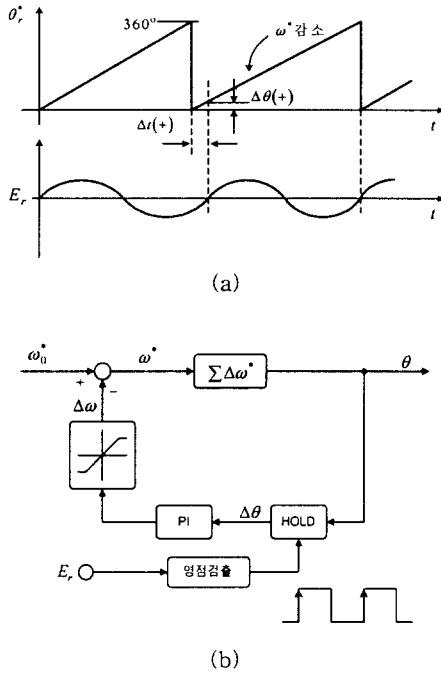


그림 7 전원전압 위상 검출 방식
Fig. 7 Phase detector method of Interactive Voltage

트랜스포머를 통해 공급전원전압 E_r 의 Zero Crossing을 검출한다. 상용 주파수의 초기치 지령을 ω_0^* 로 하고 보정량으로써 $\Delta\omega$ 를 빼서 주파수 지령 ω^* 을 만든다. 이 ω^* 을 적분하면 위상각 θ 가 만들어 진다. 이때 주파수 보정량 $\Delta\omega$ 는 E_r 이 Zero Crossing 되는 시점에서의 θ_r^* 즉 ($\Delta\theta$) 또는 E_r 이 Zero Crossing 되는 시점과 θ_r^* 이 0으로 되는 시점 사이의 시간 오차(즉, Δt)로 계산될 수 있다

이때 회전좌표계의 회전각 θ 는 전원전압벡터 E 의 방향을 q 축에 일치시키는 것으로 하기 때문에 θ_r^* 와는 다음과 같은 관계가 있다.

$$\theta = \theta_r^* - \frac{\pi}{2} \quad (19)$$

여기서 R상 전압의 Zero Crossing 시점에서의 위상오차 $\Delta\theta$ 또는 Δt 가 0으로 수렴하도록 $\Delta\omega$ 을 보정한다. $\Delta\theta$ 가 양(+인) 경우는 $\Delta\omega$ 을 감소시키고, $\Delta\theta$ 가 음(-인) 경우는 $\Delta\omega$ 을 증가시킴으로써 θ_r^* 의 기울기가 변함에 따라 $\Delta\theta$ 가 0으로 수렴하도록 하고 있다. 일반적으로 $\Delta\omega$ 는 전원 주파수의 변동량으로써 정상시에 0.2[Hz] 이내이다.

3.2 전류 제어기

식(16)을 전류에 관한 식으로 정리하면

$$L \frac{di_q}{dt} = -i_q R + E_q - V_q - \omega L i_d \quad (20)$$

$$L \frac{di_d}{dt} = -i_d R + E_d - V_d - \omega L i_q \quad (21)$$

윗 식에서 알 수 있듯이, d, q 축상의 전류제어계에 있어서 d 축에서 q 축으로의 간섭분 $-\omega L i_d$ 와 q 축에서 d 축으로의 간섭분 $\omega L i_q$ 가 존재하게 된다. 이러한 영향을 없애기 위하여 간섭분을 미리 보상하는 비간섭 전류제어를 행한다. 이때 q 축 전류제어기에 전원전압성분 E_q 도 feedforward 보상한다. 그림 8은 d, q 축의 비간섭 전류제어계를 보여주고 있다. 여기서 R 은 전력선에 존재하는 등가의 동선저항이다.

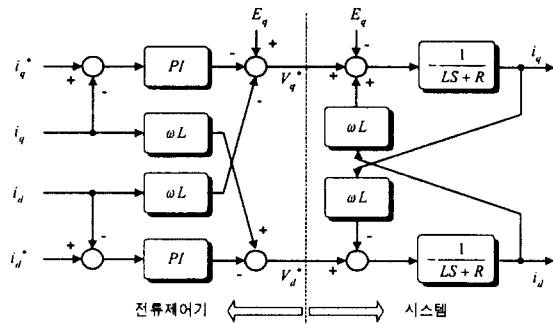


그림 8 비간섭 전류제어기
Fig. 8 Decoupling current controller

그림 9는 비간섭 전류제어를 행했을때 q 축 성분 전류제어계의 블록선도를 보여주고 있다. 이 전류제어계의 개(開)루프 전달함수 $G_{co}(s)$ 는

$$G_{co}(s) = \frac{kp_{iq}s + ki_{iq}}{s} \cdot \frac{1}{Ls + R} \quad (21)$$

폐(閉)루프 전달함수 $G_{cc}(s)$ 는 다음과 같다.

$$G_{cc}(s) = \frac{kp_{iq}s + ki_{iq}}{Ls^2 + (kp_{iq} + R)s + ki_{iq}} \quad (22)$$

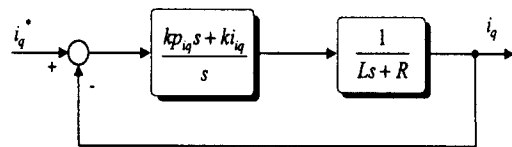


그림 9 q 축 전류제어기
Fig. 9 q Axis current control system

식(21)에서 $kp_{iq}s + ki_{iq} = \frac{1}{T} \cdot (Ls + R)$ 로 하면 $G_{cc}(s)$ 는 $\frac{1}{Ts}$ 가 되며, 이때 전류제어기의 이득은 각각 $kp_{iq} = \frac{L}{T}$, $ki_{iq} = \frac{R}{T}$ 로 선택될 수 있다.

d 축 전류제어기도 q 축과 동일하다. 그러나 저항성분 R 이 전선의 저항성분만인 경우는 그 값이 매우 작고 측정하기 어려우므로 위와 같은 이득설정 방법은 사용하기 곤란하다. 따라서 본 제어기에서는 차단주파수 ω_{ci} 을 kp_{iq} 로 설정하고 ki_{iq} 는 $\frac{ki_{iq}}{kp_{iq}} \leq \omega_{ci}$ 의 범위내에서 원하는 과도특성 및 정상특성을 얻도록 PI 제어기의 이득을 결정했다.

3.3 DC Link 전압제어기

그림 10은 저항성분 R 을 무시했을 때 전압제어계의 블록 선도를 보여주고 있다.

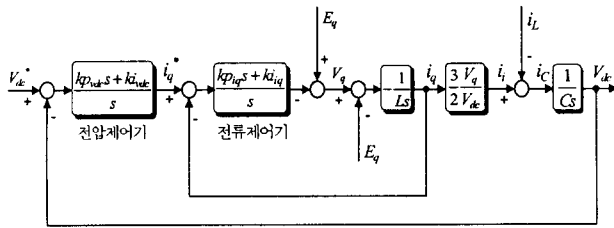


그림 10 전압제어계의 블록 다이어그램
Fig. 10 Block diagram of voltage control system

전압제어계를 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$$i_q^* = \frac{kp_{vdc}s + ki_{vdc}}{s} \cdot (V_{dc}^* - V_{dc}) \quad (23)$$

$$V_q = E_q - \frac{kp_{iq}s + ki_{iq}}{s} \cdot (i_q^* - i_q) \quad (24)$$

$$i_q = \frac{kp_{iq}s + ki_{iq}}{Ls^2 + kp_{iq}s + ki_{iq}} \cdot i_q^* \quad (25)$$

$$V_{dc}i_i = \frac{3}{2} V_q i_q \quad (26)$$

$$CV_{dc} = (i_i - i_L) \quad (27)$$

단, $E_d = 0, i_d = 0$

전압제어시스템에 있어서 식(26)의 비선형특성을 해석하기 위해 정상상태(평형점)에서 선형근사화 한다. 즉 각 변수를 정상상태 성분과 미소변위 성분으로 치환하여 해석하고, 전류제어기의 응답성이 전압제어기에 비해 매우 빠르다고 할 때 전류제어기의 이득을 1로 가정하면 $i_q = i_q^*$ 이므로 식(24)으로부터 $V_q = E_q$ 가 된다.

$$\Delta i_q^* = \frac{kp_{vdc}s + ki_{vdc}}{s} \cdot (\Delta V_{dc}^* - \Delta V_{dc}) \quad (28)$$

$$V_{d0}\Delta i_i + i_{d0}\Delta V_{dc} = \frac{3}{2} V_{d0}i_q \quad (29)$$

$$Cs\Delta V_{dc} = \Delta i_i - \Delta i_L \quad (30)$$

ΔV_{dc}^* 에 대한 ΔV_{dc} 의 응답특성을 살펴보기 위해 $\Delta i_L = 0$ 으로 하고 $\frac{\Delta V_{dc}(s)}{\Delta V_{dc}^*(s)}$ 의 개루프 전달함수를 구한다. 식(30)을 식(29)에 대입하면

$$V_{d0}Cs\Delta V_{dc} + i_{d0}\Delta V_{dc} = \frac{3}{2} V_{d0} \cdot \frac{kp_{vdc}s + ki_{vdc}}{s} \cdot \Delta V_{dc}^* \quad (31)$$

전압제어계의 개(開)루프 전달함수 $G_{vo}(s)$ 는

$$G_{vo}(s) = \frac{\Delta V_{dc}(s)}{\Delta V_{dc}^*(s)} = \frac{3/2 \cdot V_{d0} \cdot (kp_{vdc}s + ki_{vdc})}{s(V_{d0}Cs + i_{d0})} \quad (32)$$

폐(閉)루프 전달함수 $G_{vc}(s)$ 는 다음과 같다.

$$G_{vc}(s) = \frac{\Delta V_{dc}(s)}{\Delta V_{dc}^*(s)} = \frac{3/2 \cdot V_{d0} \cdot (kp_{vdc}s + ki_{vdc})}{V_{d0}Cs^2 + (i_{d0} + 3/2 \cdot V_{d0} \cdot kp_{vdc})s + 3/2 \cdot V_{d0} \cdot ki_{vdc}} \quad (33)$$

Δi_L 에 대한 ΔV_{dc} 의 부하응답특성을 살펴보기 위해 $\Delta V_{dc}^* = 0$ 으로 두고 $\frac{\Delta V_{dc}(s)}{\Delta i_L(s)}$ 의 폐루프 전달함수를 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} & V_{d0}Cs\Delta V_{dc} + i_{d0}\Delta V_{dc} \\ &= \frac{3}{2} V_{d0} \cdot \frac{kp_{vdc}s + ki_{vdc}}{s} \cdot (-\Delta V_{dc}) \end{aligned} \quad (34)$$

윗 식을 정리하면

$$G_{vL}(s) = \frac{\Delta V_{dc}(s)}{\Delta i_L(s)} = \frac{V_{d0} \cdot s}{V_{d0}Cs^2 + (i_{d0} + 3/2 \cdot V_{d0} \cdot kp_{vdc})s + 3/2 \cdot V_{d0} \cdot ki_{vdc}} \quad (35)$$

3.4 부하외란 특성

PWM 컨버터에서 전압제어시에 부하전류를 단순한 외란으로 간주하고 제어하게 되면 시스템의 성능을 크게 향상시키는 것이 어렵다. 따라서 부하전류를 직접 측정하거나 Observer로 추정하여 제어기에 보상하면 전압제어 성능을 향상시킬 수 있게 된다. 기본적인 Observer의 구성과 본 시스템에서 구성한 Observer를 살펴본다.

3.4.1 Reduced Order Observer

상태 변수의 일부를 알고 있을 때 알고 있는 변수를 제외한 나머지 변수만 추정하는 관측기를 reduced order Luenberger observer라고 한다. 상태변수 x 를 측정하는 변수 x_1 , 추정할 변수 x_2 로 나누어 재구성하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} u \quad (36)$$

$$y = [I \ 0]x = x_1 \quad (37)$$

새로운 상태 변수 z 를 정의하여 상태방정식을 다시 구성하면 다음과 같다.

$$z = x_2 - Lx_1 = x_2 - Ly$$

$$z = (A_{22} - LA_{12})z + (A_{22} - LA_{12})Ly + (A_{21} - LA_{11})y + (B_2 - LB_1)u$$

Observer 수식은 다음과 같이 정의된다.

$$\dot{\hat{z}} = (A_{22} - LA_{12})\hat{z} + (A_{22} - LA_{12})Ly + (A_{21} - LA_{11})y + (B_2 - LB_1)u$$

$$\hat{x}_2 = \hat{z} + Ly$$

이때 상태변수의 상태 오차방정식은 다음과 같다.

$$\dot{\tilde{z}} = z - \hat{z} = z - \tilde{z}$$

$$\dot{\tilde{z}} = (A_{22} - LA_{12})\tilde{z}$$

식(43)이 asymptotically stable하면 $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{z}(t) = 0$ 이 성립되고 Gain 행렬을 조정하여 수렴속도의 조절이 가능하다.

3.4.2 컨버터 부하전류 Observer

컨버터의 상태 방정식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{dc} \\ \dot{i}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1/C \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{dc} \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/C \\ 0 \end{bmatrix} i_i$$

$$i_i = \frac{V_q}{V_{dc}} i_q$$

$$y = [I \ 0] x = V_{dc}$$

Reduced order Luenberger observer 수식을 정리하면

$$\dot{\hat{z}} = \frac{L}{C} \hat{z} + \frac{L^2}{C} V_{dc} - \frac{L}{C} i_i$$

$$\hat{i}_L = \hat{z} + LV_{dc}$$

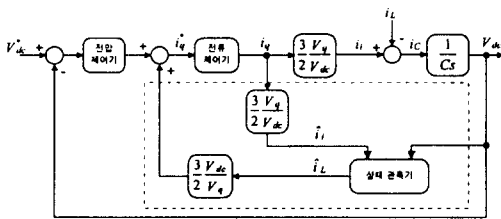


그림 11 컨버터 부하 전류 Observer 블록도
Fig. 11 Observer block diagram of converter load current

상태 오차 방정식은 다음과 같다.

$$\dot{\tilde{z}} = \frac{L}{C} \tilde{z}$$

오차방정식의 Pole이 LHP(Left Half Plane)에 존재하여야 하므로 $L < 0$ 이어야 한다.

3.5 위상동기 시스템

계통연계형 인버터는 계통의 주파수 및 전압위상을 기준으로 유효전력 또는 무효 전력을 공급하므로 인버터의 적절한 전력공급을 위해서는 계통전압의 주파수 및 위상을 알아내야 한다.

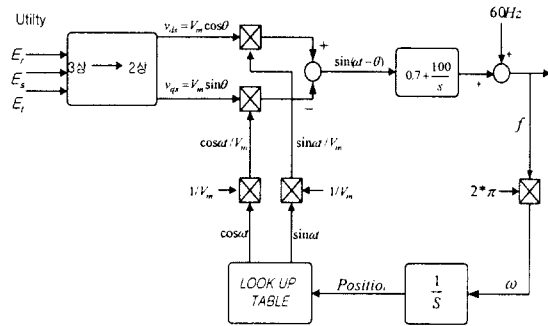


그림 12 PLL 제어 블록도
Fig. 12 PLL Control block diagram

우선 계통전압은 삼상교류이므로 좌표변환을 통해 2개의 변수를 갖는 직류의 값으로 변환하여 이용한다. 3상/2상 변환식은 다음과 같으며 3상(a,b,c)은 2상(dq)으로 변환된다. 변수를 간단히 하기 위해 q 축과 a 상을 일치시키면 다음 식과 같이 된다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1/\sqrt{3} & 1/\sqrt{3} \\ 2/3 & -1/3 & -1/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_r \\ E_s \\ E_t \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} \text{ 을 } \begin{bmatrix} v_m \sin \theta \\ v_m \cos \theta \end{bmatrix} \text{ 로 두면}$$

변환된 dq 전압은 덧셈기와 곱셈기를 거치면 다음 식과 같이 되며, 이 값이 PI 제어기의 에러 입력 값이 된다.

$$v_{err} = v_{ds} \sin \omega t / V_m - v_{qs} \cos \omega t / V_m$$

$$f_{err} = \cos \theta \cdot \sin \omega t - \sin \theta \cos \omega t = \sin(\omega t - \theta) \cong \omega - \theta$$

PI 제어기는 위의 식에서 구한 주파수 에러 f_{err} 을 0으로 제어한다. 제어기의 차분 방정식은 다음과 같다.

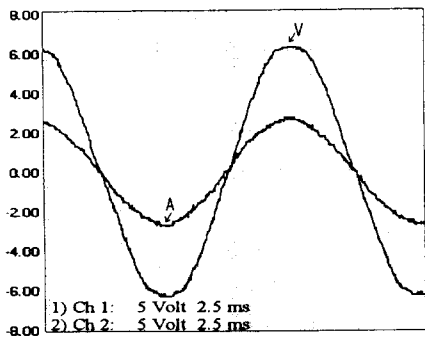
$$f_x = f_{qerr} \cdot (k_p + \frac{k_i}{s})$$

$$f_\theta = F(60Hz) + f_{pi} \quad f_\theta = f(60Hz) + f_x$$

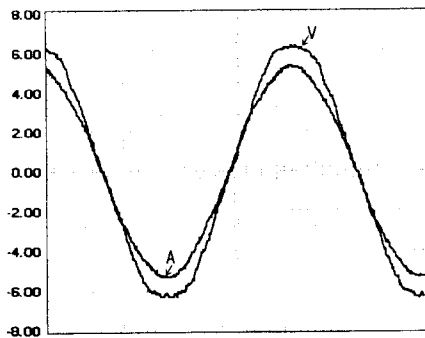
$$\omega = 2\pi f_\theta, \quad \theta = \int \omega dt$$

θ 는 계통전압으로부터 PLL을 통해 얻은 계통전압의 위상이다.

4. 실험 결과



(a)

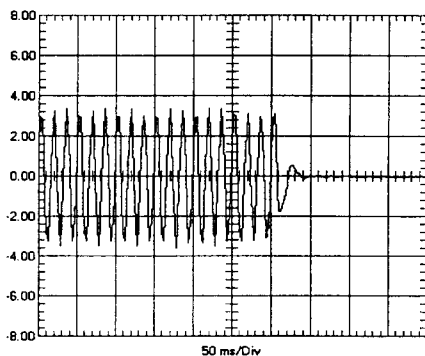


(b)

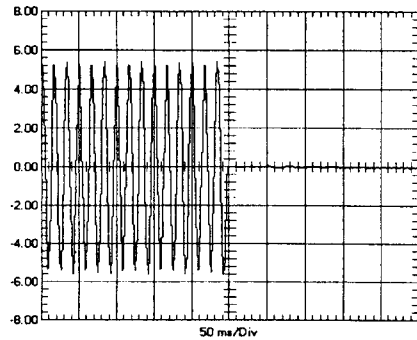
그림 13 인버터 출력전압, 전류. (a) 50%부하 (b) 100%부하
Fig. 13 output voltage and current of inverter.

(a) 50% load (b) 100% load

제안된 태양광발전시스템을 검증하기 위하여 3상 인버터를 구성하여 실험을 행하였다. 입력전압 범위는 DC280~430V, 스위칭 주파수 10kHz, 3상 리액터 및 커패시터는 1mH, 25uF, DC 커패시터는 2200uF를 사용하였다. 그림 13(a)는 50% 부하시 (b)는 100% 부하시 출력상 전압, 전류파형을 각각 보여 주고 있다. 그림에서 보듯이 전압, 전류의 위상은 동위상으로 제어되고 있으며, 이는 역률이 1임을 알 수 있다.



(a)



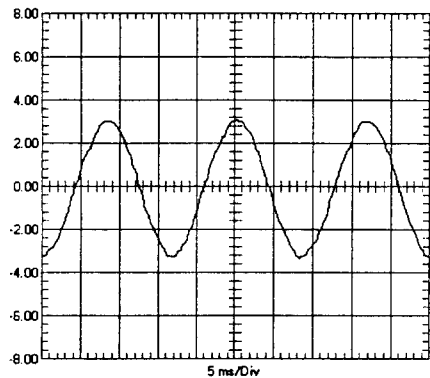
(b)

그림 14 계통선 정전시. (a) 상전압 (b) 선간전압

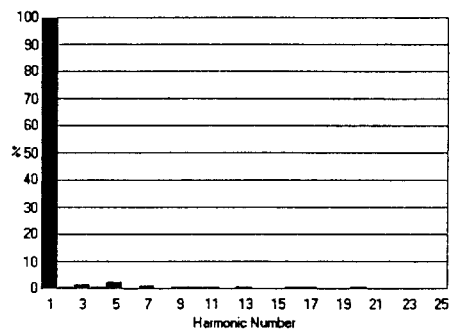
Fig. 14 shut down of interactive line.

(a) phase voltage (b) line voltage

그림 14는 계통정전시 인버터 응답특성을 나타낸 것으로 그림 (a)는 출력 상전압, (b)은 출력 선간전압 특성을 나타내고 있다. 그림 15는 50% 부하시의 출력전류 및 THD를 그림 16은 100% 부하시의 출력전류 및 THD를 각각 나타내고 있다. 50% 부하시 THD는 2.52%로 나타났으며, 100% 부하시 THD는 2.03%를 나타내었다.



(a)



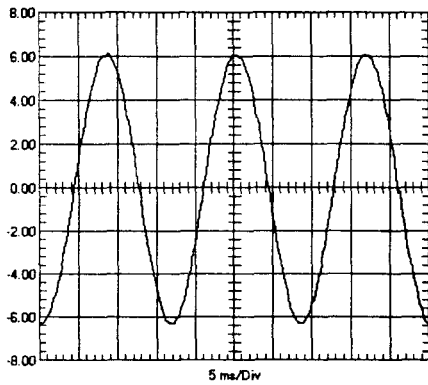
(b)

그림 15 50% 부하. (a) 전류파형 (b) 고조파 스펙트럼
Fig. 15 50% load.

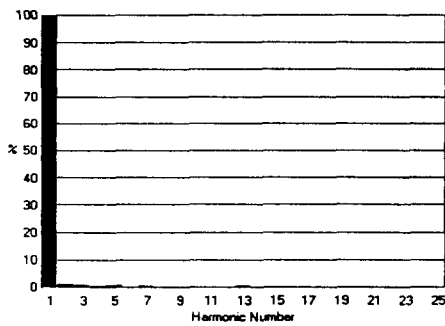
(a) Current waveform (b) harmonic spectrum

참 고 문 헌

- [1] S. J. Chiang, K. T. Chang, C. Y. Yen, "Residential Photovoltaic Energy System", IEEE Trans. Indus. Electronics, vol.45, No.3, pp.385~394, 1998
- [2] Hideaki Fujita, Hirofumi Akagi, "A Zero-Current-Switching Based Three-Phase PWM Inverter", TIEE Japan, Vol.114-D, No.5, 1994
- [3] C. Hua, J. Lin, C. Shen, "Implementation of a DSP-Controlled Photovoltaic System with Peak Power Tracking", IEEE Trans. Indus. Electronics, vol.45, No.1, pp.99~107, 1998
- [4] Y. Konishi, N. Baba, M. Inhibashi, M. Nakaoka, "A Novel Three-Phase Current-Fed ZCS_PWM Converter Incorporating A Single Resonant DC Link Soft Commutation Snubber", TIEE Japan, Vol.119-D, No.5, 1999
- [5] B. K. Bose, P. M. Szczesny, R. L. Steigerwald, "Microcomputer Control of a Residential Photovoltaic Power Conditioning System", IEEE Transaction on Industry Applications, vol.IA-21, No.5, pp.1182~1191, 1985



(a)



(b)

그림 16 100% 부하. (a) 전류파형 (b) 고조파 스펙트럼

Fig. 16 100% load.

(a) Current waveform (b) harmonic spectrum

5. 결 론

본 논문에서는 계통과 연계하기 위해 이용된 3상 인버터 시스템의 해석을 용이하게 하기 위하여 dq 변환에 의한 3상 시스템의 모델링과 전원전압 위상 검출, 전류제어기, 전압제어기의 제어방법 및 제어특성을 기술하였으며, 계통 정전에 대한 시스템의 안정성을 확인하였으며, 위상동기 시스템을 통하여 계통의 주파수 및 전압위상을 기준으로 인버터 시스템을 제어함으로써 계통과 동기상의 전력을 부하에 공급함을 알 수 있었다.

저 자 소 개



김 영 철 (金 永 喆)

1964년 10월 26일생. 1991년 동아대 전기공학과 졸업(학사), 1994년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사), 2000년 경남대 대학원 전기공학과 졸업(공학) 현재 쌍용중공업(주) 연구소/태양광발전 담당

Tel : 0551-280-0152, Fax : 051-280-0250

E-mail : kimyc@mail.sshi.co.kr



정 명 웅 (鄭 明 雄)

1953년 12월 24일생. 1979년 한양대 전기공학과 졸업. 1984년 동 산업대학원 전기공학과 졸업(석사). 1979년-현재 한국에너지기술연구소 선임연구원

Tel : 042-860-3411, Fax : 042-860-3739

E-mail : j-mw@sun330.kier.re.kr



서 기 영 (徐 基 永)

1965년 한양대 전기공학과 졸업. 1980년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 현재 경남대 전기전자공학부 교수

Tel : 055-249-2630, Fax : 055-248-2228

E-mail : skiyoung@hanma.kyungnam.ac.kr



이 현 우 (李 鉉 雨)

1979년 동아대 전기공학과 졸업. 1984년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1992년 동아대 대학원 전기공학과 졸업(공학). 현재 경남대학교 전기전자공학부 교수

Tel : 055-249-2635, Fax : 055-248-2228

E-mail:lhwoo@hanma.kyungnam.ac.kr



우 정 인 (禹 靖 仁)

1941년 2월 12일생. 1963년 2월 한양대 전기공학과 졸업. 1978년 2월 영남대 전자공학과 졸업(석사). 1970년 3월~1979년 2월 부산공업대 전기공학과 조교수. 1984년 2월 중앙대 전기공학과 졸업(공학). 1985년

2월~현재 동아대 전기공학과 교수.

Tel : 051-200-7734, Fax : 051-200-7743

E-mail : jiwoo@mail.donga.ac.kr