

불연속모드 승강압초퍼를 이용한 계통연계형 태양광발전 시스템

金永喆, 李鉉雨, 徐基永

Utility Interactive Photovoltaic Generation System Using Discontinuous Mode Buck-Boost Chopper

Young-Cheal Kim, Hean-Woo Lee and Ki-Young Suh

요 약

계통연계형 태양광발전시스템에서는 계통과 태양광시스템을 연계하기 위해 PWM 인버터가 이용된다. 인버터 시스템을 연속전류모드로 운전하면 맥동이 발생하게 되고, 직류전류의 맥동발생은 교류전류파형의 왜형을 가져온다. 본 연구에서는 직류입력전류의 맥동을 감소시키기 위하여 불연속모드 승강압초퍼로 인버터를 운전한다. 직류 전류에 포함된 고조파성분을 리플성분과 직류성분으로 분리하여 해석하고, 맥동이 없는 일정한 직류전류를 태양 전지로부터 인버터에 공급한다. 제안하는 인버터시스템은 단위역률로 부하와 계통에 교류전류를 공급한다.

ABSTRACT

In a utility interactive photovoltaic generation system, a PWM inverter is used for the connection between the photovoltaic arrays and the utility. The dc current becomes pulsated when the conventional inverter system operates in the continuous current mode and dc current pulsation causes the distortion of the ac current waveform. This paper presents the reduced pulsation of dc input current by operating the inverter with buck-boost chopper in the discontinuous conduction mode. The dc current which contains harmonic component is analyzed by means of separating into two terms of a ripple component and a direct component. The constant dc current without pulsation is supplied from photovoltaic array to the inverter. The proposed inverter system provides a sinusoidal ac current for domestic loads and the utility line with unity power factor

Key Words: Utility Interactive Photovoltaic Generation System, Discontinuous Mode, Buck-Boost Chopper

1. 서론

현대문명의 발달과 전기사용이 급증하고 있는 가운데 화석연료의 사용으로 인한 환경문제와 지구온난화 현상에 대하여 각국의 관심과 우려의 목소리가 커지고 있다. 이 가운데 대체 에너지에 대한 관심이 모아지고 그 중 태양광에너지를 이용하는 태양광발전이 주목받고 있다. 태양광발전은 태양에너지를 전기에너지로 변환하며, 태양전지 출력은 직류전력이고 이 전력을 상용전원으로 사용하기 위해서는 전력변환장치를 이용하여

교류전력으로 변환할 필요가 있다. 태양전지 출력특성은 부하상태, 일사량, 주변온도등 주변환경에 따라 크게 변화되며, 태양전지 단락전류는 일사량의 변화에 거의 비례하여 증감하지만, 개방전압은 온도변화에 따라 $-0.5\%/^{\circ}\text{C}$ 로 변화하기 때문에 태양전지 출력은 전압수하특성을 갖고 있으며 부하상태에 따라서도 발전전력은 변화한다.^[1~2] 태양광발전시스템에 이용되는 전력변환장치는 이러한 전력변동에 대하여 정전압의 높은 신뢰성을 보장할 수 있어야 하며, 계통과 연계시 상호협조관계를 유지하여야 한다. 태양광발전에 이용되는 인버터를 승

강압으로 하는 경우, 직류전원전압(태양전지 발전전압) 과 동일한 교류출력(실효치)을 얻거나 직류전원전압보다 높은 교류출력을 얻을 수 있다. 그러나 단상 인버터 시스템을 이용한 태양광발전시스템에서는 교류순시전력의 변동에 기인하여 직류측 전압과 전류가 전원의 2배 주파수로 맥동하고, 그 결과 교류출력전력의 왜형이 발생하는 원인이 된다.⁽³⁻⁴⁾ 이러한 왜형을 제거하고 소자의 스트레스 및 손실을 감소시키는 방법으로 공진형 전력변환기를 주로 이용한다. 공진형 전력변환기는 이론적으로 스위칭 손실이 발생하지 않고 효율을 저하시키지 않으며 고주파화를 실현할 수 있다. 그러나 스위칭 주파수의 고주파화에 따른 스위칭손실의 증가와 EMI 발생이 문제가 되며, 이를 보완하기 위하여 리액터나 콘덴서등 수동소자를 이용한 LC공진회로를 주로 사용한다.⁽⁵⁾ 공진회로를 이용한 제어방법 중 소프트 스위칭(Soft Switching)방법과 공진 DC 링크(Resonant DC Link)방법이 주로 이용되고 있다. 일반적으로 소프트 스위칭을 행하기 위한 조건으로는 공진전압, 공진전류는 항상 최대출력이라고 가정하여 일정한 값으로 고정하는 경우가 많다. 하지만, 이와 같은 회로에서는 변환기의 출력이 감소하는 경우에도 똑같은 공진파형이 발생하기 때문에 도통손실이 증가하고 효율이 감소하게 된다. 또한, 공진전류의 중첩에 따른 소자 전류의 실효치가 현저하게 증가하여 도통손실을 증가시킨다. 소프트 스위칭은 소용량의 전력변환장치에서는 수 MHz로 고효율의 스위칭 동작이 가능하지만, 대용량의 변환기에 적용하기에는 문제점을 가지고 있으며, DC 링크측에 공진회로와 보조 스위치를 부가함으로써 주회로와 제어의 복잡화, 도통손실등의 새로운 문제점을 갖기 때문에 제어의 고성능화와 소형 경량화, 저손실, 노이즈 감소 등을 동시에 해결하기는 어려움이 있다.⁽⁶⁾

공진 DC 링크 방식은 DC 링크부에 설치된 LC공진회로로부터 링크전압 또는 링크전류가 영이 되는 기간을 만들고 이 기간 중에 인버터의 주스위치를 절환하여 영전압 또는 영전류를 실현한다. 이 방식은 링크전압 또는 링크전류의 피크치가 전원전압 또는 전원전류의 2배이상으로 되어 소자의 손실과 스트레스가 증가되는 문제점들이 나타난다. 이러한 문제를 해결하기 위하여 콘덴서와 고주파트랜스에 의한 전압 크래프회로 또는 파포화 리액터에 의한 전류 크래프 회로를 부가하는 방법이 사용되고 있지만, 인버터의 스위칭 패턴에 따라 공진회로에 흐르는 부하 전류 또는 부하 전압이 크게 변화되기 때문에 공진회로의 동작은 주스위치의 스위칭 패턴에 크게 영향을 받는다.⁽⁷⁾ 태양광발전시스템에 사용되는 태양전지는 출력전류가 큰 영역에서는 정전류원에 가까운 출력특성을 나타내며 순시적으로 광량에 의한 단락전류 이하로 인가된다. 즉, 태양전지는 자체가 전류 제한 기능을 보유하고 있다. 태양전지의 이러한 성질은 전류형 인버터의 특성과 잘 맞고 양자를 조합한 시스템이 연구되고 있다. 그러나 전류형 인버터는 큰 평활용 리액터를 필요로

하며, 스위치 소자에 역저지 능력이 필요한 것 때문에 실용화에는 전압형 인버터가 주로 사용된다. 전압형 인버터에는 출력전압을 제어대상으로 하는 전압제어 방법과 출력전류를 제어 대상으로 하는 전류제어 방법이 있다. 전압제어는 확실한 정전점출이 전류 제어보다 어렵고, 연계 리액터가 커지는 단점 때문에 주로 전류제어방법을 택하고 있다.⁽⁸⁾ 본 논문에서는 전압형 전류제어 방식으로 리액터전류 불연속모드를 사용하여 계통과 연계시 발생하는 직류측 맥동분에 의한 저주파리플 성분과 캐리어신호에 의한 고조파리플성분으로 분리하여 해석함으로써 직류맥동분의 영향을 최소화한다. 또한, 인버터 입력에 맥동이 없는 일정한 직류전력을 공급함으로써 인버터운전을 용이하게 하고, 인버터 출력전력을 계통전력과 동기화시킴으로써 인버터 출력전력을 단위역률로 부하와 계통에 공급한다.

2. 시스템 구성

계통과 연계하는 태양광발전시스템은 직류측 전압을 일정하게 유지하고, 교류측 고조파제거를 위하여 전압형 전류제어 시스템을 사용하고 있다. 그림 1은 계통과 연계하기 위한 불연속모드 승강압초퍼를 이용한 태양광 발전시스템을 나타낸다. 시스템구성은 태양전지 PV, 태양전지 출력리플분을 제거하기 위한 직류필터 L_f, C_f 입, 출력사이의 절연을 위한 트랜스는 태양전지 출력전력에 포함된 고조파성분을 흡수함으로써 인버터 입력전력의 고조파 성분을 최소화한다. 승강압초퍼, 인버터, 인버터출력 고조파를 제거하기 위한 저역통과필터 L_f, C_f 부하, 계통으로 되어 있다. 승강압초퍼부의 스위치 Q_1, Q_2 는 시비를 일정으로 같은 주파수로 스위칭한다. 스위치 Q_1, Q_2 가 온 되면 트랜스의 1차측에는 에너지가 저장되고 오프 되면 2차측으로 에너지를 전달한다. 이때의 에너지 전달은 스위칭 한주기내에 이루어지며, 인버터부는 스위치 $S_1 \sim S_4$ 로 이루어진 단상 브리지회로로 구성 되어 있다.

계통전압 e_u 는

$$e_u = \sqrt{2}V_u \sin \omega t \tag{1}$$

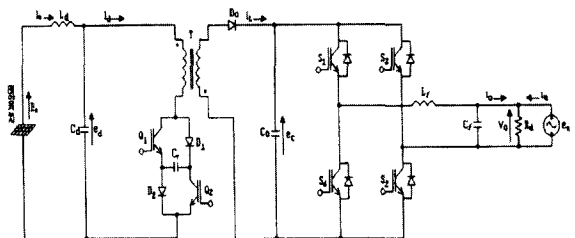


그림 1 승강압초퍼를 이용한 태양광발전시스템
Fig. 1 photovoltaic system using buck-boost chopper

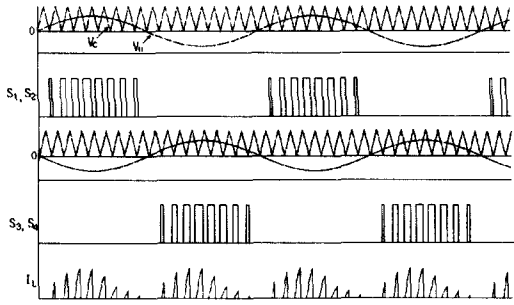


그림 2 제어신호와 전류파형
Fig. 2 control signals and current waveform

출력전류 i_0 는

$$i_0 = \sqrt{2}I_0 \sin \omega t \quad (2)$$

순시전력 P_u 는

$$P_u = V_u I_0 (1 - \cos 2\omega t) \quad (3)$$

상용전원이 단상이고 단위역률의 정현파 전류가 흐르는 경우, 교류순시전력은 전원 주파수의 2배로 맥동한다. 계통전압 e_u 와 동상의 신호 v_i 로 PWM 제어하면 계통전압과 동상의 전류 i_0 가 얻어진다. 즉, 단위역률로 부하와 계통에 전력을 전송하는 것이 가능하다. 그러나 식(3)에서와 같이 순시출력전력에는 상용전원 주파수의 우수배 리플성분이 포함되어 있다. 이러한 리플성분을 저감하기 위하여 인덕터에 흐르는 전류를 불연속으로 함으로써 입력역률 개선 및 회로손실을 최소화한다.

3. 불연속모드 해석

PWM 제어신호는 정현파 입력신호 $v_i = V_{im} \sin \omega_i t$ 와 삼각파 캐리어신호 $v_c = V_{cm} t_n(\omega_c t)$ 을 비교하여 얻는다.

삼각파 캐리어신호 주기 T_c , 스위칭 온기간 T_1 , 오프기간 T_2 에 대한 상태는 다음 식으로 정리된다.

$$T_1 = t_1 - t_0 = T_c a \sin \omega_i t_0 \quad (4)$$

$$T_2 = T_c - T_1 = T_c (1 - a \sin \omega_i t_0) \quad (5)$$

여기서, $\omega_i = 2\pi f_i$, a 는 변조율로 $a = V_{im} / V_{cm}$ 로 정의된다. 전류 I_L 은

$$I_L = \frac{e_c}{L} t \quad (6)$$

전류 I_L 의 피크치 $I_L(t_1) \equiv I_{LP}$ 는 식 (4), (6)로부터

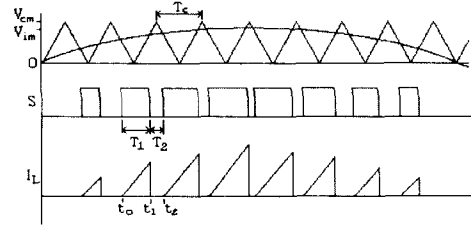


그림 3 반주기에 대한 불연속 동작파형
Fig. 3 Discontinuous Conduction Waveform for half period

$$I_{LP} = \frac{aT_c}{L} e_c \sin \omega_i t_0 \quad (7)$$

전류 I_L 는 펄스폭과 진폭이 ω_i 와 ω_c 의 변조에 의한 것으로, $\omega_i t$ 와 $\omega_c t$ 의 함수로 표현되며 이를 2중 푸리에급수 전개하면 다음 식을 얻는다.

$$I_L(\omega_c t, \omega_i t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} K_{mn} e^{j(m\omega_c + n\omega_i)t} \quad (8)$$

여기서,

$$K_{mn} = \frac{1}{4\pi^2} \int_0^{\theta_1} \int_0^{\theta_2} I_L e^{-j(m\theta + n\phi)} d\theta d\phi$$

$$\theta_1 = \omega_c T_1 = 2\pi a \sin \phi$$

$$\theta = \omega_c t, \quad \phi = \omega_i t$$

$$m, n = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (9)$$

식(9)로부터 I_L 의 직류성분 K_{00} , 입력신호 주파수 f_i 의 고조파성분 K_{0n} , 캐리어주파수 f_c 의 고조파성분 $K_{mm} (m \geq 1)$ 을 구하면 다음과 같다.

$$K_{00} = \frac{1}{4\pi^2} \int_0^{\pi} \int_0^{2\pi a \sin \phi} \frac{E_c}{\omega_c L} \theta d\theta d\phi$$

$$= \frac{a^2}{4f_c L} E_c \quad (10)$$

$$K_{0n} = \frac{1}{4\pi^2} \int_0^{\pi} \int_0^{2\pi a \sin \phi} \frac{E_c}{\omega_c L} \theta e^{-jn\phi} d\theta d\phi$$

$$= -\frac{a^2}{8f_c L} E_c (n=2) \quad (11)$$

식 (8), (10), (11)로부터 I_L 은 다음 식으로 정리된다.

$$I_L = \frac{E_c}{Z_{Dac}} + i_{cl} + i_{ch} \quad (12)$$

여기서

$$Z_{Dac} = \frac{4f_c L}{a^2} \quad (13)$$

$$i_{cl} = \frac{E_c}{Z_{Dac}} \sin\left(2\omega_f t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (14)$$

$$i_{ch} = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} K_{mn} e^{j(m\theta+n\phi)} \quad (15)$$

식(12)에서 인버터 입력임피던스 Z_{Dac} , 입력신호 주파수 f_i 의 제2고조파성분의 저주파 리플전류원 f_c 및 캐리어주파수 f_c 에 의한 고조파리플전류원 i_{ch} 으로 구성되어 있다. 식(13)에서 Z_{Dac} 은 변조율 a 의 2승에 반비례하고, f_c 및 인덕터 L 에 비례하는 순저항이고, 식(14)에서 태양전지 출력전류 I_s 의 고조파성분으로 f_i 의 제2고조파성분만이 존재하고, a 를 크게하면 Z_{Dac} 는 적어지고, 저주파 리플전류 i_{cl} 는 커진다. 삼각파 캐리어신호 v_c 로부터 발생하는 리플전류 i_{ch} 는 주파수가 높을 경우 c_d 에서 바이패스 되기 때문에 전압 e_{ch} 는 $e_{ch}=0$ 이 되고 태양전지에 대한 영향은 거의 무시된다. 태양전지 평균출력전압을 E_s 라 하면, 직류정상상태에서 $E_s = E_c$ 가 되며, 이때 흐르는 평균출력전류 I_s 는 다음 식으로 주어진다.

$$I_s = \frac{E_s}{Z_{Dac}} = \frac{a^2}{4f_c L} E_s \quad (16)$$

인버터 출력전압 v_o 에 관한 미분방정식을 구하기 위해, v_o 의 2차 근이해로부터 입력신호 v_i 의 정의 반주기에 대한 v_o 의 차분방정식을 구하면, 다음 식을 얻는다.

$$\frac{v_o(t_o^{+1}) - v_o(t_o)}{dt} = -\frac{1}{C_f R_d} v_o(t_o) + \frac{T_1^2}{2LC_f T_c} \frac{E_c(t_o)^2}{c_o(t_o)} \quad (17)$$

식(17)에 식(4) 및 식(13)을 대입하여 미분방정식으로 근사화 하면 다음 식을 얻는다.

$$\frac{dv_o(t)}{dt} = -\frac{1}{C_f R_d} v_o(t) + \frac{1}{Z_{Dac} C_f} \frac{E_c(t)^2}{v_o t} \quad (18)$$

식(18)로부터 출력전압 v_o 의 정상해 v_{os} 를 구하면,

$$v_{os} = V_o \sqrt{1 - \frac{\cos(2\omega_f t - \theta_o)}{\sqrt{1 + (\omega_i C_f R_d)^2}}} \quad (19)$$

$$V_o = \sqrt{\frac{R_d}{Z_{Dac}}} E_c = a \sqrt{\frac{R_d}{4f_c L}} E_c \quad (20)$$

$$\text{단, } \theta_o = \tan^{-1} \omega_i C_f R_d$$

여기서, $\omega C_f R_d \ll 1$ 이라면 출력전압 순시치는 다음 식으로 된다.

$$v_o(t) \approx V_o \sqrt{1 - \cos 2\omega_f t} = \sqrt{2} V_o \sin \omega_f t \quad (21)$$

따라서, 출력전압 V_o 의 파형이 입력신호 v_i 와 동상의 정현파 전압으로 나타난다. 식(20)은 출력전압 V_o 의 실효치가 되며, 부하전류 실효치 $I_o = V_o / R_d$ 를 이용하여 나타내면,

$$V_o = \frac{E_c^2}{Z_{Dac} I_o} = \frac{(aE_c)^2}{4f_c L I_o} \quad (22)$$

출력전력 P_o 는

$$P_o = \frac{E_c^2}{Z_{Dac}} = \frac{(aE_c)^2}{4f_c L} \quad (23)$$

출력전력 P_o 는 인버터 입력저항이 Z_{Dac} 이므로 입력전력 P_s 와 같은 전력으로 된다. 즉, 인버터를 불연속 동작으로 제어하면 입력전력 P_s 를 전부 부하단으로 전송하는 것이 가능하다. 이와 같이 계통전압 e_u 와 동상의 입력신호 v_i 로 인버터를 제어하면 출력전압 V_o 는 계통전압 $e_u = \sqrt{2} E_u \sin \omega_f t$ 으로 동기 되고 발전전력은 부하와 계통측으로 전송된다. 이 경우 인버터 출력전력 P_o 는

$$P_o = E_u I_o \quad (24)$$

로 주어지고, 식(23)의 출력전력 P_o 와 같다. 이 결과 출력전류의 순시치 i_o 는 다음 식으로 된다.

$$i_o(t) = \frac{\sqrt{2}(aE_s)^2}{4f_c L E_i} \sin \omega_f t \quad (25)$$

계통전압 e_u 와 동상의 입력신호 v_i 로 인버터를 제어하면 e_u 와 동상의 정현파 전류 i_o 를 얻을 수 있다. 이와 같은 승강압 인버터를 불연속모드로 제어하기 위한 조건은 다음 식을 만족하여야 한다.

$$T_1 + T_2 < T_c \quad (26)$$

위 식과 식(4), (21)으로부터 출력전압 V_o 및 변조율 a 에 대하여 정리하면 다음 식을 얻는다.

$$V_o > \frac{E_s}{\sqrt{2}(a^{-1} - 1)} \quad (27)$$

식(20)을 식(27)에 대입하여 변조율 a 에 대하여 정리하면 불연속 조건은 다음 식으로 주어진다.

$$a < 1 - \sqrt{\frac{2f_c L}{R_d}} \quad (28)$$

4. 시뮬레이션 및 실험

제안한 불연속모드 승강압형 초퍼회로에 대한 시스템 특성을 확인하기 위해 시뮬레이션 및 실험을 행하였다. 실험에 앞서 시뮬레이션을 통하여 시스템의 회로특성을 살펴보기로 하였다. 그림 4는 인버터부의 스위칭 소자에 정현파 입력전압과 삼각파 캐리어 신호에 의해 만들어진 PWM파형을 인가한 경우 트랜스 2차측에 흐르는 전류 I_L 및 출력측 필터부에 흐르는 전류 I_{L_f} 의 파형을 나타낸다. 그림에서 보는바 와 같이 2차측 인덕터에 흐르는 전류는 불연속으로 흐르고 있다. 여기에 사용된 태양전지 입력전압은 DC 320(V), 직류리액터, $L_d=2(\text{mH})$ 직류콘덴서 $C_d=440(\mu\text{F})$ 를 사용하였고, 진폭비는 $a=0.6$ 으로 하였다.

그림 5는 입력신호 v_i 와 직류입력 전류 I_d , 콘덴서 C_o 전압 e_c , 인버터 출력전류 I_o , 출력전압 V_o 의 파형을 각각 나타낸다. 직류전류 I_d 는 식 (3)에서와 같이 입력신호의 2배 주파수로 맥동하고 있으며, 이 맥동으로 인하여 인버터 출력전류가 왜곡된 파형으로 나타난다. 인버터 출력전압, 출력전류는 입력신호와 동상의 출력파형으로 위상지연이 나타나지 않았으며, 인버터 입력전압 e_c 는 일정한 직류전압으로 인버터에 안정된 전원을 공급함을 알 수 있다. 출력전압, 전류파형은 입력신호에 대하여 역률 1로 출력되고 있으며, 따라서 계통과 연계시 인버터 출력전력과 계통전력의 상지연이 생기지 않으며, 역률 1을 유지하여 부하에 전력을 공급하고 있다. 그림 6은 실험을 통한 직류전압 파형을 나타낸다. 그림 (a)은 인버터를 동작시키지 않은 무부하시 직류전압으로 전원전압 주파수의 2배의 주파수로 맥동하고 있으며, 맥동분은 약 3% 정도 나타났다. 그림 (b)은 인버터를 동작시켜 계통과 연계시 나타나는 직류전압으로 이때의 맥동분은 약 5%로 증가하여 나타나고 있다. 무부하상태인 그림 (a)에서의 2배주파영향은 계통선과 기계적으로는 분리되어 있으나, 전기적 신호는 계속 흐르고 있음을 알 수 있다. 그림 7(a)은 계통연계 하기 위하여 인버터를 투입했을 때 특성을 나타내고 있다. 인버터 투입시 시간지연 없이 인버터 입력전압을 확립하였으며, 그림 (b)은 계통과 연계를 차단했을 경우의 파형을 나타내고 있다.

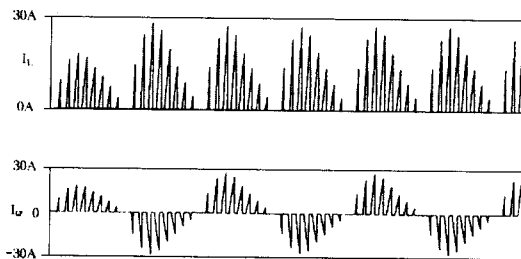


그림 4 인버터 입, 출력전류 파형
Fig. 4 The input-to-output current of inverter

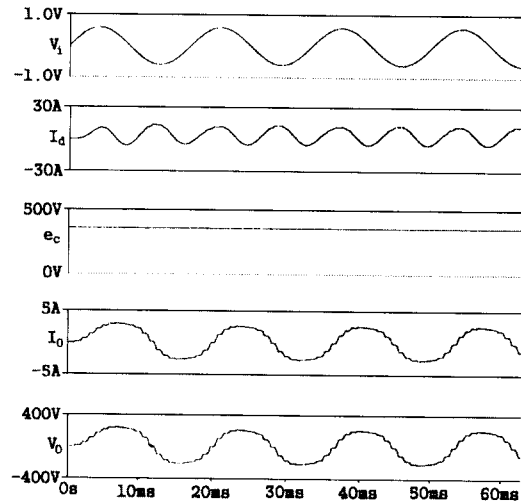
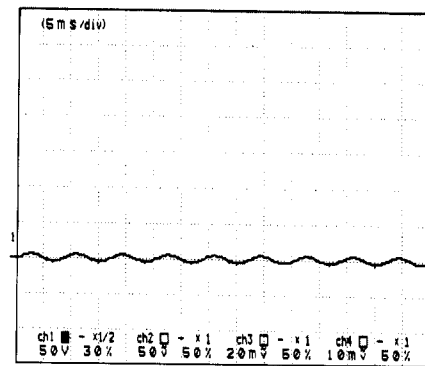
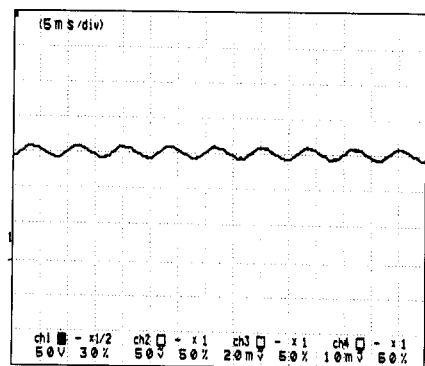


그림 5 입, 출력 전압, 전류파형
Fig. 5 Simulation Waveforms of voltage and current

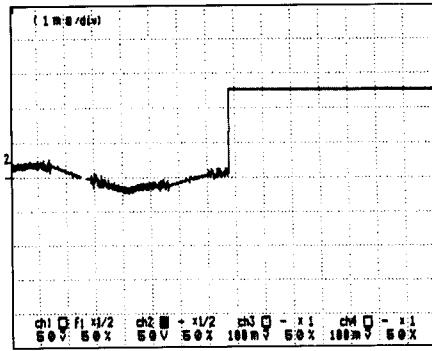


(a) 무부하시 직류전압

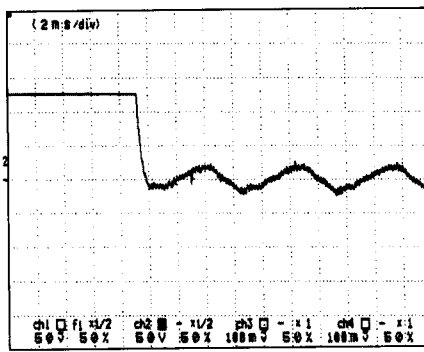


(b) 부하시 직류전압

그림 6 직류전압 특성
Fig. 6 Characteristics of DC Voltage
(a) DC Voltage at a no-load
(b) DC Voltage at a load



(a) 인버터 투입



(b) 부하시 직류전압

그림 7 계통연계시 특성
Fig. 7 Characteristics of The Utility Interactive
(a) Inverter start
(b) Inverter stop

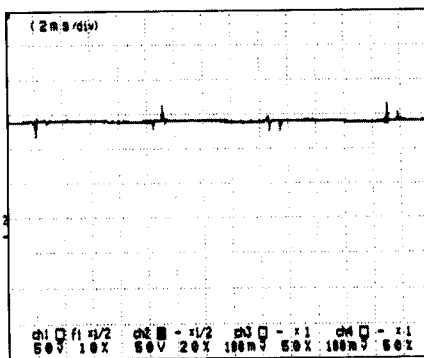
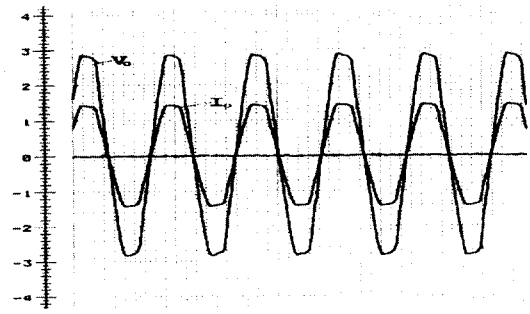


그림 8 인버터 입력전압
Fig. 8 input voltage of inverter

그림 8은 콘덴서 C_0 의 전압파형으로 인버터입력 파형을 나타낸다. 본 파형에서 나타나는 고조파성분은 스위칭절환시 직류측 2배주파수와 인버터 정.부의 스위칭 휴지기간에 의한 것이며, 일정전압으로 인버터에 공급함을 알 수 있다. 그림 9는 인버터 출력전압, 전류 파형으로 제안한 역할



(2ms/div, 10V/div, 0.5A/div)

그림 9 인버터 출력전압, 전류
Fig. 9 output voltage and current of inverter

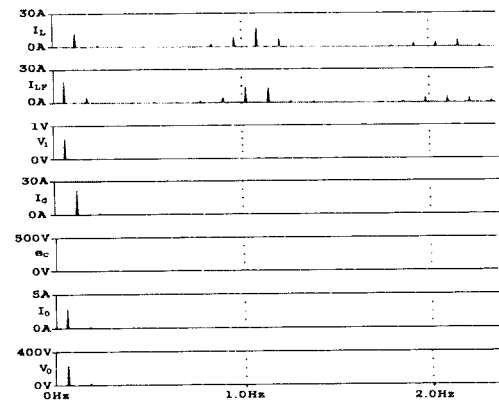


그림 10 전류, 전압 주파수 스펙트럼
Fig. 10 Frequency spectrum of current and voltage

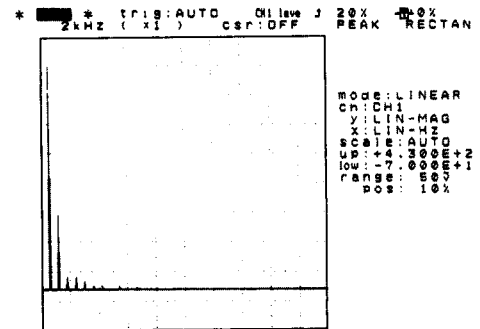


그림 11 출력전압 주파수 스펙트럼
Fig. 11 Frequency spectrum of output voltage

1의 출력파형을 보이고 있다. 따라서 입력신호와 같은 동 위상으로 계통선에 전력을 공급함으로써 계통선에 영향을 주지 않는다.

그림 10은 그림 5의 시뮬레이션에 대한 주파수 스펙트럼으로 출력전류 I_o , 출력전압 v_o 은 60[Hz]에 대한 기본파 성분만이 나타나고, 인버터 입력전압 e_i 는 직류전압 파형만이 나타나고 있다. 전류 I_d , I_L 은 제2고조파의 주파수성분과 우수배의 고조파성분이 함께 나타남을 알 수 있다. 그림 11의 인버터출력에 대한 주파수스펙트럼으로 그림 10에서와 같은 우수배 고조파가 나타나지 않았으며, 이는 출력측 저역통과 필터에서 완전히 제거된 것으로 판단된다.

5. 결 론

본 논문에서는 불연속모드 승강압초퍼회로를 이용하여 계통과 연계할 수 있는 계통연계형 태양광발전시스템을 제안하였다. 계통과 연계시 직류측 발전전력이 계통전원주파수의 2배로 맥동함을 시뮬레이션 및 실험을 통하여 확인하였으며, 이러한 맥동분을 제거하기 위하여 인버터 입력전류를 불연속으로 하여, 입력신호주파수의 저주파리플성분과 캐리어주파수에 대한 고조파리플성분으로 분리하여 해석함으로써 인버터출력의 우수배 고조파 성분을 제거할 수 있었다. 또한 인버터 스위칭동작은 정현파 한 주기에 대하여 반주기 동안만 PWM동작을 하도록 함으로써 인버터 손실을 최소화 할 수 있었다. 인버터 출력전압, 전류 주파수를 계통측 전압, 전류 주파수에 동기식힘으로써 태양전지 발전전력이 계통전압의 순시전압변동, 주파수변동등을 발생시키지 않고 공급할 수 있다. 일반적으로 계통과 연계하기 위한 전력의 품질은 ①배전선에 대한 안정성을 보증하여야 하며, ②배전선의 전력품질을 저하시키지 않을 것 ③ 배전선의 운용 관리에 지장을 주지 않을 것등의 배전선의 공급 신뢰도와 안정성을 최대한 보호하여야 한다.

이 논문은 한국과학재단의 '98 핵심전문연구사업 (No.981-0905-015-1)으로 연구되었음.

참 고 문 헌

- [1] 野中作太郎, 袈裟丸勝巳, 山崎清美, "單相PWM電流形インバータによる太陽光發電連系システム", 電學論B, 112卷 5, pp.439~447, 1992.
- [2] 根葉保彦, 古山英二, "PWM電流形インバータによる系統連系發電システムの最大電力演算法", 電學論D, 117卷, 9, pp.1092~1098, 1997.
- [3] 野中作太郎, "系統連系太陽光發電システムに適した單相PWM電流形インバータ", 電學論D, 114卷, 6, pp.631~637, 1994.

- [4] 長尾道彦, 他 2人, "不連続モード動作昇降壓形高力率 AC-DCコンバータの動作解析", 電子情報通信會論文誌, C-II Vol. J75-C-II, No. 11, pp.686~695, 1992.
- [5] Jing Wang, William G.Dunford, Konrad Mauch, "Analysis of a Ripple-free Input-Current Boost Converter with Discontinuous Conduction Characteristics", IEEE Trans. Power Electronics, vol.12, no.4, pp.684~694, 1997.
- [6] M.nagao, K.harada, "Inductor Commutation Soft-Switched PWM Inverter Driven by Frequency-Modulated PWM Signal", IEEE Trans. Power Electronics, vol.13, no.1, pp.67~74, 1998.
- [7] S.Y.R.(Ron) Hui, K.W.Eric Cheng, S.R.N.Prakash, "A Fully Soft-Switched Extended-Period Quasi-Resonant Power-Factor-Correction Circuit", IEEE Trans. Power Electronics, vol.12, no.5, pp.922~930, 1997.
- [8] 根葉保彦, "交流チョップスを結合した單相PWM電流形電力變換器", 電學論D, 117卷, 6, pp.673~679, 1997.

< 저 자 소 개 >



김영철(金永喆)

1964년 10월 26일생. 1991년 동아대학교 전기공학과 졸업. 1994년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1999년 경남대학교 대학원 전기공학과 박사수료. 현 쌍용중공업(주) 연구소/태양광, 풍력발전 담당.



이현우(李鉉雨)

1953년 4월 28일생. 1979년 동아대학교 전기공학과 졸업. 1984년 영남대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1992년 동아대학교 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1993년~1994년 일본 오사카공업대 객원연구원, 현 경남대학교 전기

전자공학부 부교수.



서기영(徐基永)

1942년 4월 18일생. 1965년 한양대학교 전기공학과 졸업. 1980년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현 경남대학교 전기전자공학부 교수.