

태양광 발전용 전력변환장치에 관한 연구

박정환* · 장수형* · 이성근* · 안병원** · 김윤식*

*한국해양대학교 **목포해양대학교

A Study on Power Conversion System for Photovoltaic Generation

Jeung-hwan Park* · Su-hyoung Jang* · Sung-geun Lee* · Byung-youn Ahn** · Yoon-sik Kim*

*Korea Maritime University · **Mokpo Maritime University

E-mail : ddallang@korea.com

요 약

계통연계형 태양광 발전 시스템은 태양 에너지를 전기 에너지로 변환하는 태양 전지부와 발생 전력을 계통에 연계하는 전력변환장치로 크게 나눌 수 있다. 또한 전력변환부는 승압용 컨버터부와 DC전력을 AC로 변환하는 인버터부로 구성된다. 종래 인버터의 주회로 방식은 저주파 트랜스나 고주파 트랜스를 사용하는 방식이 채택되었으나, 최근 이러한 방식에 비해 소형 경량화가 기대되는 트랜스리스 방식이 많이 연구되고 있다.

본 논문의 승압부는 2상 부스트 컨버터를 이용하여 입력 전류와 출력 전압의 리플을 줄여, 각 전력 소자의 전압 스트레스를 줄이고, 입력 리액터를 소형화한다.

그리고, 인버터 부의 출력 고조파 성분을 저감하기 위해 정현파 PWM에서 얻어진 스위칭 시간을 기본값으로 하여 푸리에 급수로 유도한 PWM 스위칭 시간을 채택하였고, PSpice를 이용하여 변환기의 동작을 시뮬레이션하여 그 유효성을 검증하였다.

ABSTRACT

Recently, transformerless inverters have been studied to reduce sizes and costs of utility-connected PV systems.

This paper presents a transformerless PV inverter using a two-phase boost converter of reduced ripples in input current and output voltage, low voltage stress of semiconductor device and reduced size of input reactor. And new PWM method is introduced, whose on-off time is calculated from simultaneous equation induced by fourier series.

To verify a validity of the proposed transformerless inverter, computer simulation has been carried out.

1. 서 론

태양 전지에 의한 태양광발전 시스템은 가정용을 중심으로 현재 가장 보급이 기대되는 신 에너지 발전 시스템이다. 이러한 태양광발전 시스템은 태양 에너지를 전기 에너지로 변환하는 태양 전지부와 발생 전력을 계통에 연계하는 전력 변환부로 크게 나눌 수 있다.

종래 전력 변환부 주회로 방식은 저주파 트랜스나 고주파 트랜스를 사용한 회로 방식이 채용되었으나, 최근 이러한 방식에 비해 더욱 소형·경량화가 기대되는 트랜스리스 방식이 연구되고 있다. 트랜스리스 방식의 전력 변환 장치는 태양

전지의 출력 전압을 승압하는 부스트 컨버터와 DC 전력을 AC 전력으로 변환하는 인버터 부로 구성된다.^{[1],[2]}

본 논문에서는 기존의 부스트 컨버터보다 입력 전류와 출력 전압의 리플을 줄여 입력 리액터의 크기를 줄일 수 있는 2상 부스트 컨버터^{[3],[4]}를 이용하였고, 계통측의 전력 품질을 유지하기 위해 새로운 PWM 방식^{[5],[6]}을 사용하여 인버터를 스위칭하는 시스템을 채택하였고, Pspice를 이용하여 변환기의 동작을 시뮬레이션하여 그 유효성을 검증하였다.

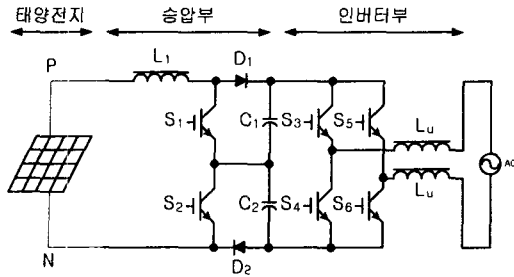


그림 97. 주회로 구성도

II. 주회로 구성

그림 1에 주회로의 구성을 나타내었다. 본 회로는 크게 승압부와 인버터부로 나누어진다. 태양전지로부터 발생된 전압을 승압부를 이용하여 승압동작을 행한후, 인버터부를 통해 교류 전력으로 변환한다. 승압부로는 입출력 DC 파형의 리플 특성을 개선하고, 회로의 소형화를 위해 2상 부스트 컨버터를 사용한다. 여기서 2상(Two-Phase)은 부스트 컨버터의 스위칭 소자 S_1 과 S_2 가 서로 180° 의 위상차를 가지고 스위칭한다는 의미이다.

III. 승압부의 기본 동작

승압부는 에너지 저장 리액터 L_1 , 스위칭 소자 S_1 과 S_2 , 다이오드 D_1 과 D_2 , 출력 콘덴서 C_1 , C_2 로 구성되어 있다. 스위칭 소자로는 IGBT가 사용되며, 180° 의 위상차를 가지고 on-off 되므로 일반적인 승압 회로와 비교해, 같은 스위칭 주파수에서 입력 전류와 출력 전압의 리플이 1/2로 줄어든다.

기본 동작은 주 스위치 S_1 과 S_2 의 on-off 상태에 따라 4가지 상태로 나누어지며, 각 상태를 그림 2에 나타내었다.

이러한 상태는 듀티비($d = T_{on}/T$)에 따라 다음과 같이 3가지의 동작 모드를 가진다.

- 1) 동작 모드 I : $0 < d < 0.5$
상태 A → 상태 B → 상태 C → 상태 B
- 2) 동작 모드 II : $d = 0.5$
상태 A → 상태 C → 상태 A → 상태 C
- 3) 동작 모드 III : $0.5 < d < 1$
상태 D → 상태 A → 상태 D → 상태 C

동작 모드 I은 승압비가 2배 이하인 경우로 S_1 이 on되어 있는 동안(T_{on}) 리액터 L_1 에 에너지가 저장되며 전류는 증가한다. S_1 이 off하여 상태

B가 시작되면 다이오드 D_1 이 on 상태로 되며 리

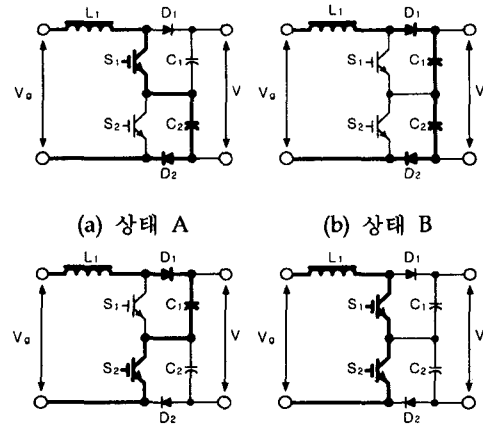


그림 2. 2상 부스트 컨버터의 4가지 상태

액터에 저장된 에너지는 부하로 전달되며 전류는 감소하게 된다. 다시 180° 의 위상차를 갖고 S_2 가 on됨에 따라 상태 C가 시작되고 리액터 전류는 다시 증가하며 도통시간(T_{on})이 지나면 S_2 가 off되며 다시 상태 B가 되며 이와 같은 사이클이 계속 반복하게 된다.

동작 모드 II는 동작 모드 I과 III의 경계 모드로서 승압비가 2배인 경우의 동작 모드이다. 출력 콘덴서 C_1 과 C_2 를 한쪽씩 번갈아 충전하는 것뿐이고 리액터 L_1 에 의한 승압 동작은 행해지지 않는다.

동작 모드 III은 승압비가 2배 이상인 경우로 S_1 과 S_2 가 동시에 on되어 있는 상태 D가 존재한다. 이 모드에서는 컨버터의 입력단과 출력단이 분리되어 입력단의 리액터 L_1 에 흐르는 전류는 입력 전원과 L_1 의 크기에 의해 거의 직선적으로 증가하며, 출력단의 콘덴서 전압은 출력 필터 커패시턴스 C와 부하에 의해 거의 지수 함수적으로 감소한다. 상태 D가 끝나면 S_2 가 off되어 상태 A가 시작된다. 이 상태는 동작 모드 I의 상태 A와 회로 연결 상태가 같지만, 리액터 L_1 의 에너지는 출력 콘덴서에 전달되며 전류는 감소하게 된다. 다음 반주기에서 S_2 가 다시 on됨에 따라 위에서와 같은 상태 D가 되며, S_1 이 off됨에 따라 상태 C가 시작된다. 역시 상태 C는 동작 모드 I에서의 상태 C와 같은 회로 연결 상태를 갖지만 리액터 L_1 의 에너지는 출력 콘덴서에 전달되며 전류는 감소하게 된다. 다음 주기에서 S_1 이 on되며, 위와 같은 사이클을 반복하게 된다.

이러한 각 동작 모드에 대한 각 부의 전류 파형을 그림 3에 나타내었다.

IV. 인버터부의 PWM 방식

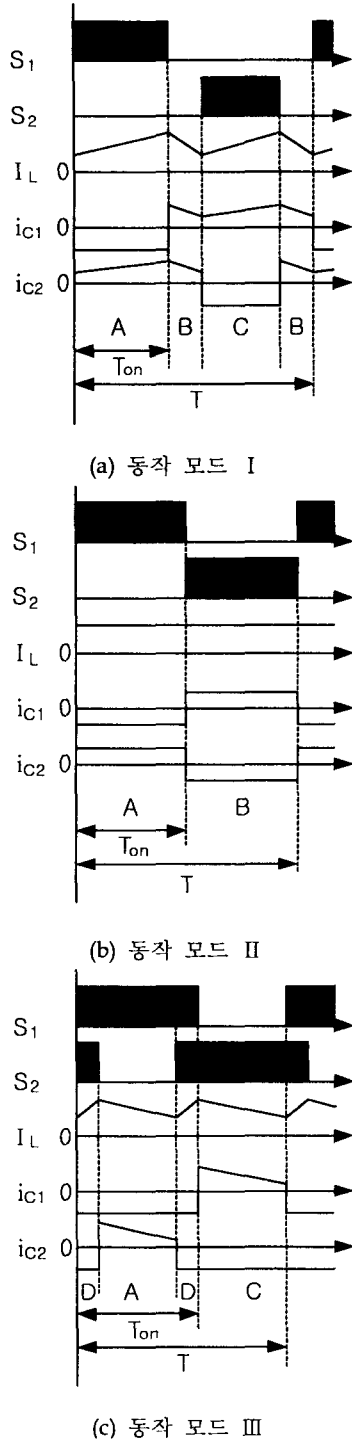


그림 3. 각 동작 모드별 각 전류 파형

그림 4는 본 논문에서 제안하는 PWM 파형으로 e_s 는 캐리어파, e_0 는 신호파를 나타낸다. 일반

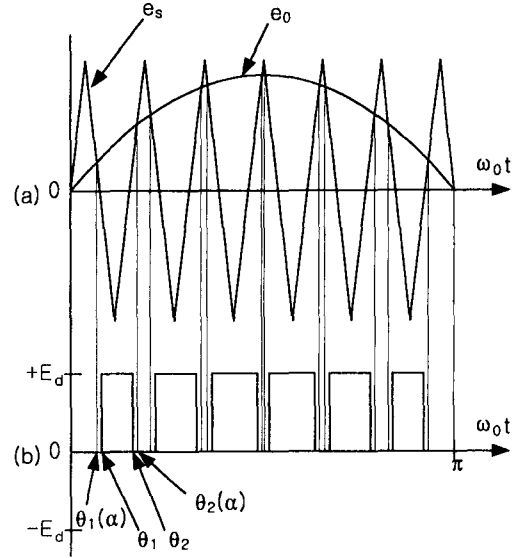


그림 4. 제안된 SPWM 방식

적인 SPWM은 신호파와 정부에 걸쳐 변화시킨 캐리어파와의 높이를 비교해 $\theta_1(\alpha), \theta_2(\alpha), \dots$ 로 스위칭 소자의 on-off를 행하여 출력을 얻지만 본 논문에서 제안하는 방식은 그림 (b)에 나타낸 것과 같이 캐리어파와 신호파를 비교하여 정한 시각보다 조금씩 비킨 위상 $\theta_1, \theta_2, \dots$ 로 스위칭 소자의 on-off를 행하고, 높이 $+E_d$ 및 $-E_d$ 의 PWM 출력 전압을 얻는다.

그림 4(b)의 출력 전압은 푸리에 급수 전개를 통해서 나타낼 수 있다. 임의의 주기 $p=2L$ 을 갖는 함수의 푸리에 급수는 다음식과 같다.

$$f(x) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} \left(a_k \cos \frac{k\pi}{L} x + b_k \sin \frac{k\pi}{L} x \right) \quad (1)$$

그림 4(b)의 PWM 파형은 반주기내에 p 개의 펄스가 있는 대칭성 및 반파대칭성을 가진 파형이므로, 식 (2)을 만족한다.

$$\begin{aligned} f(\omega_0 t) &= -f(-\omega_0 t) \\ f(\omega_0 t) &= -f(\omega_0 t - \pi) \end{aligned} \quad (2)$$

여기서 ω_0 는 신호파의 각주파수이다.

식 (4)에 의해 푸리에 계수의 직류 성분과 코사인 성분은 사라지고, 대칭성과 반파 대칭성을 가지므로 그림 4(b)의 PWM 파형을 푸리에 급수 전개할 때는 신호파의 1/4주기를 생각하면 된다. 펄스의 높이는 $+E_d$ 이고, 펄스의 on-off의 위상을

순차적으로 $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_n$ 라 하면, 푸리에 계수 b_k 는 다음 식과 같아진다.

$$\begin{aligned}
 b_k &= \frac{4E_d}{\pi} \left\{ \int_{\theta_1}^{\theta_2} \sin k\omega_0 t d(\omega_0 t) \right. \\
 &\quad \left. + \int_{\theta_2}^{\theta_3} \sin k\omega_0 t d(\omega_0 t) + \dots + \int_{\theta_{n-1}}^{\theta_n} \sin k\omega_0 t d(\omega_0 t) \right\} \\
 &= \frac{4E_d}{k\pi} (\cos k\theta_1 - \cos k\theta_2 + \cos k\theta_3 - \dots \\
 &\quad \dots + \cos k\theta_{n-1} - \cos k\theta_n) \\
 &= \frac{4E_d}{k\pi} \sum_{j=1}^p (-1)^{j-1} \cos k\theta_j
 \end{aligned} \tag{3}$$

여기서 $k=1, 3, 5, \dots$ 이고 p 는 신호파의 반주기에서의 펄스 개수이다.

따라서, PWM 출력 전압 e_c 는 다음 식에 의해 표현된다.

$$e_c = \sum_{k=1,3,\dots}^{\infty} b_k \sin k\omega_0 t \tag{4}$$

저차 고조파의 저감을 하기 위한 스위칭 시간은 식 (3)으로부터 구할 수 있다.

기본파 진폭 b_1 은

$$b_1 = \frac{4E_d}{\pi} (\cos \theta_1 - \cos \theta_2 + \cos \theta_3 - \dots - \cos \theta_6) \tag{5}$$

로 나타난다. 그리고 제 3차부터 제 11차 성분의 진폭은 다음과 같이 나타난다.

$$b_3 = \frac{4E_d}{3\pi} (\cos 3\theta_1 - \cos 3\theta_2 + \cos 3\theta_3 - \dots + \cos 3\theta_6) \tag{6}$$

$$b_5 = \frac{4E_d}{5\pi} (\cos 5\theta_1 - \cos 5\theta_2 + \cos 5\theta_3 - \dots + \cos 5\theta_6) \tag{7}$$

$$b_7 = \frac{4E_d}{7\pi} (\cos 7\theta_1 - \cos 7\theta_2 + \cos 7\theta_3 - \dots + \cos 7\theta_6) \tag{8}$$

$$b_9 = \frac{4E_d}{9\pi} (\cos 9\theta_1 - \cos 9\theta_2 + \cos 9\theta_3 - \dots + \cos 9\theta_6) \tag{9}$$

$$b_{11} = \frac{4E_d}{11\pi} (\cos 11\theta_1 - \cos 11\theta_2 + \cos 11\theta_3 - \dots + \cos 11\theta_6) \tag{10}$$

저차 고조파 저감을 하기 위한 스위칭 위상 $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_6$ 을 구하기 위하여 저차 고조파 성분인 제 3차부터 제 11차까지 고조파 진폭의 값을 전부 0으로 두고 연립 방정식의 해를 구하면 된다. 일반적으로 이러한 6차 연립방정식의 해는 많이 있으나, 본 논문에서는 SPWM on-off 시간인 $\theta_1(a), \theta_2(a), \dots, \theta_n(a)$ 의 값을 초기값으로

하여 고조파 저감을 위한 스위칭 시간을 계산하였다.

표 1 시뮬레이션에 사용된 회로 정수

시뮬레이션 시간		160 [ms]
컨버터 스위칭 주파수 [kHz]		9.9 [kHz]
인버터 스위칭 주파수 [Hz]		780 [Hz]
컨버터 출력 전압 (V)		220 [V]
전원 내부 저항(R_i)		0.005 [Ω]
입력 리액터	인덕턴스(L_i)	360 [mH]
	내부 저항(R_i)	0.036 [Ω]
출력 커패시터	커패시턴스(C_1, C_2)	1000 [μ F]
	내부 저항(R_C)	0.002 [Ω]
연계용 리액터	인덕턴스(L_m)	1[mH]
	내부 저항(R_i)	0.036 [Ω]

V. 시뮬레이션

제안한 시스템의 동작을 확인하기 위해 PSpice를 이용하여 시뮬레이션하였다.

태양 전지의 출력이 일사량에 따라 변하므로 부스트 컨버터의 입력전압을 각각 50[V], 110[V], 180[V]로 하고 220[V]의 일정한 출력 전압을 얻도록 시뮬레이션 하였다.

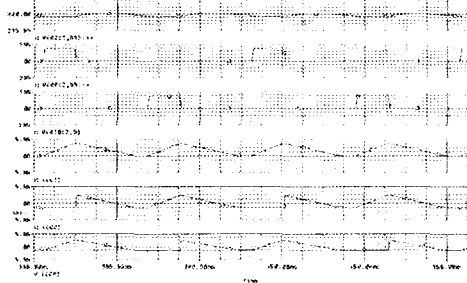
그림 5는 2상 부스트 컨버터의 각 동작 모드에서 각 부분의 파형을 나타낸 것이다. 위에서부터 컨버터 출력 전압(V), 스위치 1 (S_1)의 스위칭 함수, 스위치 2(S_2)의 스위칭 함수, 입력 인덕터 전류(I_{L1}), 출력 콘덴서 1의 전류(I_{C1}), 출력 콘덴서 2의 전류(I_{C2}) 파형의 순서로 나타내었다. 그림에서 알 수 있듯이 2상 부스트 컨버터는 스위칭 주파수의 2배로 동작하므로, 출력 전압과 전류의 리플은 기존의 방식보다 1/2배로 감소함을 알 수 있다. 그리고 각 콘덴서의 전압과 전류는 이론적으로 1/2로 분배되어 나타남을 알 수 있다.

그림 6에 인버터의 출력 전압과 전류를 나타내었다. 태양 전지로부터의 입력 전압은 50[V]로 일정하다는 가정하에 시뮬레이션을 실시하였다. 이때, 부스트 컨버터의 듀티비는 약 0.78이었다. 정상 상태에 도달하는데 약 3주기 정도가 걸리나 실제 시스템에서는 계통과 연계되는 것이 정상 상태에 도달한 후 행하여지므로 무시하는 것이 가능하다. 전류와 전압의 위상은 그림 6에 나타나는 것과 같이 동상을 이루어 역률이 거의 1이었다.

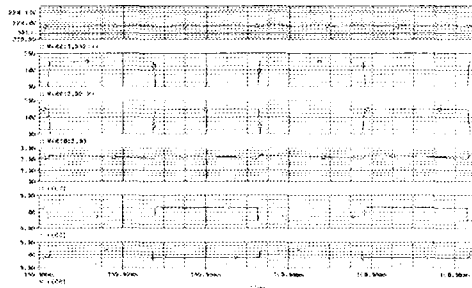
그림 7에 출력 파형의 고조파 스펙트럼 분석

을 나타내었다. 세로축이 크기, 가로축이 주파수이다.

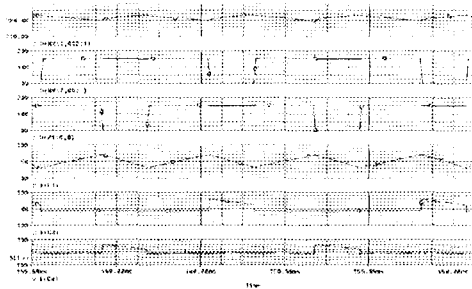
이것을 기본파에 대한 각 고조파의 비율로 환산하면, 그림 7(a) 일반적인 SPWM 방식에서 제



(a) 동작 모드 I (d=0.144)



(b) 동작 모드 II (d=0.5)

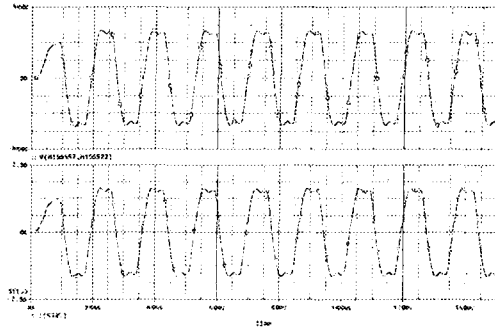


(c) 동작 모드 III (d=0.772)

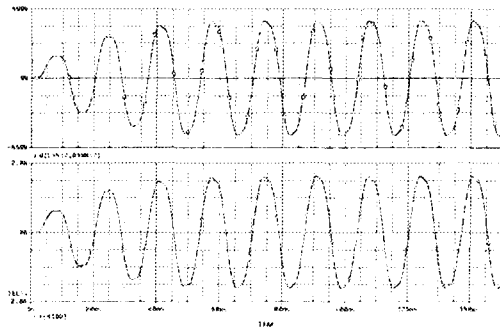
그림 5. 부스트 각 부분의 출력 파형

3조파가 약 16.7[%], 제 5조파가 약 5[%], 제 7조파가 약 1.7[%], 제 9조파가 약 1.3[%], 제 11조파가 약 0.8[%]이다. 그림 7(b)의 제안된 SPWM의 경우, 제 3고조파가 약 5.9[%], 제 5조파가 약 1.8 [%], 제 7조파가 0.9[%], 제 9조파가 약 0.4[%], 제 11조파가 약 0.1[%]이다.

즉 수정된 SPWM 방식으로 스위칭 할 경우, 각각의 고조파 성분이 감소하게 되어, 그림 7(b)와 같이 거의 정현적인 출력 파형을 나타낼 수 있다.

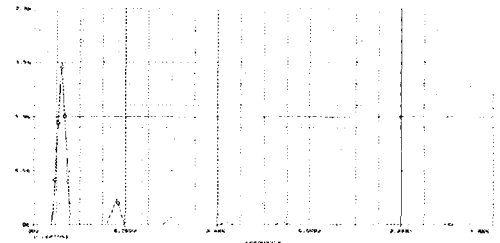


(a) 일반적인 SPWM 방식

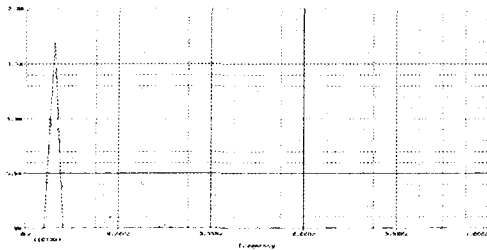


(b) 제안된 SPWM 방식

그림 6. 인버터의 출력 전압과 전류 파형



(a) 일반적인 SPWM 방식



(b) 제안된 SPWM 방식

그림 7. 출력 파형의 FFT 분석

V. 결 론

태양광 발전용 인버터의 가격 저하와 소형화를 위해 본 논문에서 2상 부스트 컨버터를 이용한 트랜스리스 인버터를 나타내었다.

승압부에 2상 부스트 컨버터를 사용함으로써 입력 전류와 출력 전압의 리플이 1/2로 줄어 입력 리액터의 크기가 기존의 컨버터보다 소형화가 가능하였고, 출력 전압이 분압되므로 각 소자에 걸리는 전압이 1/2로 감소하여 정격이 낮은 소자들을 사용하는 것이 가능하였다. 이를 통해 전체 시스템을 소형화 할 수 있으며 가격 저하도 가능하다는 것을 알 수 있었다.

새로운 PWM 방식으로 인버터를 스위칭할 경우 기본파에 대한 각 고조파 성분의 비율이 3조파가 약 16.7[%]에서 약 5.9[%], 제 5조파가 약 5[%]에서 약 1.8[%], 제 7조파가 약 1.7[%]에서 0.9[%], 제 9조파가 약 1.3[%]에서 약 0.4[%], 제 11조파가 약 0.8[%]에서 0.1[%]로 감소하여 출력 전류 파형이 거의 정현적으로 나타남을 알 수 있었다. 따라서 상용 전원 계통의 품질에 큰 영향을 미치지 않을 것이라고 사료된다.

이러한 시뮬레이션 결과를 바탕으로 실제 시스템을 제작하여 그 특성을 파악하여야 할 것이며, 또 트랜스리스 인버터의 가장 큰 문제점인 지락전류 누출에 관한 연구가 계속 진행되어야 할 것이다.

참고문헌

- [1] 富田, "太陽光發電の周辺技術" 日本電氣學會誌, Vol. 115, No. 4, pp. 220-222, 1995.
- [2] 岡山, "太陽子發電システムの要素技術-2-" 日本電氣學會, Vol. 115-C, No. 1, pp. 34-39, 1995.
- [3] 古川, 牧野, 前川, "太陽光發電用トランスレスソーラーインバータ", 파워エレクトロニクス研究會論文誌, Vol. 23, No.1, pp. 24-30, 1997.
- [4] K.lida, T.Kishimoto, H.Matsuo, F.kurokaw a and M.Asano, "Two-Phase

Buck-boost type 100kW DC-DC converter developed for the electric railway rolling stock", IEEE PESC pp. 417-424, 1992.

- [5] 中江, 金丸, 雨宮, "獨立形太陽光發電システムの單相PWMの一方式", 日本電學論D, 117券, 5號, pp. 631-636, 平成9.
- [6] 中江, 金丸, 雨宮, "系統連系形太陽光發電システムの單相PWMの一方式", 日本電學論D, 118券, 9號, pp. 981-985, 平成10.