

양방향성 PWM컨버터를 이용한 가정용 태양광 에어컨 시스템에 관한 연구

論 文
45~3~5

A Study of Residential Solar Airconditioning System Using Bidirectional PWM Converter

劉 權 鍾* · 宋 鎮 洙** · 黃 仁 豪*** · 金 洪 聖§ · 高 再 錫§§ · 崔 圭 夏§§§ · 金 漢 星§§§§
(Gwon-Jong You · Jin Soo Song · In-Ho Hwang · Hong-Sung Kim · Jae-Seok Gho · Gyu-Ha Choe · Han-Sung Kim)

Abstract - Recently, much power demand from domestic power consumer is weakening the allowable power reserve margin in summer, especially at midday for one day due to a steep increase of air cooling loads such as air conditioner. Therefore solar airconditioning system can be considered as one of the best remedies to meet the increase of peak power. Generally in solar air conditioning system, the diode rectifier is used to build up DC link voltage from AC source. The diode rectifier is simple and cheap but it brings out the problems of low power factor and plentiful harmonics at the AC source. Also It can derate the utilization rate of solar energy because the reverse of power flow cannot be made. Hence, in this paper to overcome the peak power problem in summer and to endure good AC input characteristics, solar air conditioning system using the PWM converter is proposed. As results, obtained are the characteristics of the PWM converter such as low distorted current waveform, high power factor and bidirectional power control. And also the stability of proposed system is verified by examining the dynamics of step load change and power reversal testing.

Key Words : Solar airconditioning system, Peak power cutting, PWM converter

1. 서 론

최근 일반 가정에서의 에너지 소비량은 대용량 전기기기의 보급으로 점점 증가하는 추세에 있는데 특히 하절기 에어컨 이용율의 급속한 증가로 여름 한낮의 전력소비율은 발전 용량과 비교할 때 위험수위에 이르고 있다. 이러한 여름철 냉방부하의 첨두 전력 수요는 대개 오후 2, 3시에 일어나는데, 이 시간대는 태양광 발전 시스템의 최대 출력 시간대와 거의 일치하므로 에어컨에 대해서 태양광 발전 시스템을 적용한 태양전지 에어컨은 전력사용의 첨두치 저감(Power peak cut)의 관점에서 많은 의미를 가진다[1]. 그리고 태양광 발전 시스템은 공해가 없는 청정 에너지이고 전력규모를 자유롭게 정할 수 있으며 지붕과 같은 죽은 공간을 활용할 수 있는 등의 장점을 지니고 있다.

이러한 태양전지 에어컨은 계통과 연계하여 운전하게 되는데 계통 전원의 연결형태에 따라 교류측 절환형과 직류측 연계형으로 구분될 수 있다. 최근 제어특성 및 에너지 효율면에서 예전의 ON - OFF방식을 이용한 에어컨에 비하여 우수한 성능을 보여 수요가 증가할 것으로 예상되는 인버터 에어컨에 적용하기 위한 목적과 또한 시스템 안정성 및 경제성 등을 고려하

여 본 연구에서는 AC-DC 변환기의 직류단에 인터페이스 회로를 통하여 태양전지를 연결하는 직류측 병렬 연계 시스템을 선택하였다. 현재 사용되는 인버터 에어컨은 인버터의 직류 전원 확보를 위하여 다이오드 정류기를 사용하는데 이를 그대로 태양전지와 연계 운전할 경우 태양전지의 이용 효율이 떨어지고, 전원측 전류 고조파 문제를 발생시킨다[2,3]. 이를 해결하기 위한 대책으로 다이오드 정류기대신 양방향 PWM 컨버터를 적용하여 태양전지의 출력과 부하의 관계를 고려하여 계통 전원과의 연계 즉 전력 흐름의 제어를 통하여 태양전지의 이용 효율을 높임과 동시에 전원전류를 계통 전압과 동상 또는 역상인 정현파로 제어함으로써 시스템 성능을 고급화하는 방안을 제시할 수 있다[4,5,6].

본 논문에서는 이러한 목적에 맞는 솔라에어컨용 양방향 PWM컨버터를 구현하고 이에 대한 특성 해석을 통하여 시스템의 성능을 고찰한다. 컨버터의 전력회로는 4상한 운전이 가능한 전파브릿지형 인버터회로를 이용하였다. 그리고 컨버터의 입력단 전류를 전압과 동상으로 운전하기 위한 전류제어기법으로는 히스테리시스기법을 이용하였으며, 컨버터의 직류단 전압을 일정하게 유지하기 위하여 PI제어기를 이용하여 직류 전압을 제어하였다. 제안된 시스템은 ACSL을 이용한 디지털 시뮬레이션 및 실험을 통하여 시스템의 운전 특성을 정상상태와 과도상태에 대하여 연구하였다.

2. 전체 시스템

그림1은 PWM 컨버터를 이용한 전체적인 태양광 에어컨 시스템을 나타낸 것이다. 시스템은 태양전지어레이, 승압표포, PWM 컨버터, 콤푸레서 구동용 모터, 그리고 인버터로 구성되

* 正 會 員 : 韓 國 能 源 技 術 研 究 所 先 任 研 究 員
** 正 會 員 : 韓 國 能 源 技 術 研 究 所 責 任 研 究 員
*** 正 會 員 : 韓 電 電 力 研 究 員 先 任 研 究 員
§ 正 會 員 : 建 國 大 學 院 電 氣 工 學 科 博 士 課 程
§§ 正 會 員 : 三 星 電 子 勤 務
§§§ 正 會 員 : 建 國 大 學 大 工 大 電 氣 工 學 科 教 授 · 工 博
接受日字: 1995年 6月 16日
最終完了: 1996年 2月 15日

어 있다. 또한, 그림2는 PWM 컨버터에 대한 제어 블럭도를 나타내고 있다.

2.1 전력 변환 회로

2.1.1 승압 초퍼

승압초퍼는 태양전지의 낮은 전압을 승압시키는 역할을 이용하여 태양전지와 컨버터의 직류부를 연결 해주는 인터페이스 역할과 아울러 태양전지의 운전점을 최대 전력점에서 움직이도록 하는 최대 전력점 추적기로서 사용된다. 본 시스템에서는 태양전지의 최적 운전점 전압을 실험을 통하여 선정하고 항상 설정된 전압에서 태양전지가 동작하도록 하는 일정 전압 제어 기법을 사용하였다.

2.1.2 PWM 인버터와 유도 전동기

기존의 에어컨에서는 단상 유도 전동기를 On-Off 릴레이 스위치를 이용하여 제어하였으므로 정확한 제어가 힘들고 효율이 떨어진 반면 인버터 에어컨에서는 대개 콤푸레서 구동기로 이용되는 3상 유도전동기를 PWM 인버터를 이용하여 VVVF (Variable-voltage variable-frequency)제어를 함으로써 정확한 속도 제어를 할 수 있다. 그러므로 시스템 효율이 향상되고 제어 특성이 기존의 에어컨에 비해 우수하게 된다.

2.1.3 PWM 컨버터

태양전지 에어컨시스템은 주 전원으로서의 상용전원과 보조 전원으로서 태양전지 어레이를 이용하는데 PWM 컨버터는 시스템의 부하와 전원간의 균형을 맞추는 역할을 한다. 즉 보조 전원의 출력이 부하 전력에 비해 작다든지 또는 클 경우 전원으로 전력을 공급 받거나 잉여 전력을 회생하는 운전을 한다. 그러므로 PWM 컨버터는 양방향 전력 제어를 하는데 이때 전력의 양방향 제어는 식2와 같이 부하 전력에 대해서 태양전지 어레이의 출력에 따라 전원전류의 크기를 제어함으로써 가능하다.

$$V_S I_S = P_L - P_{SC} \tag{1}$$

$$I_S = \frac{P_L - P_{SC}}{V_S} \tag{2}$$

여기서,

P_{SC} : 태양전지 출력 V_S : 전원 전압

I_S : 전원전류 P_L : 부하전력

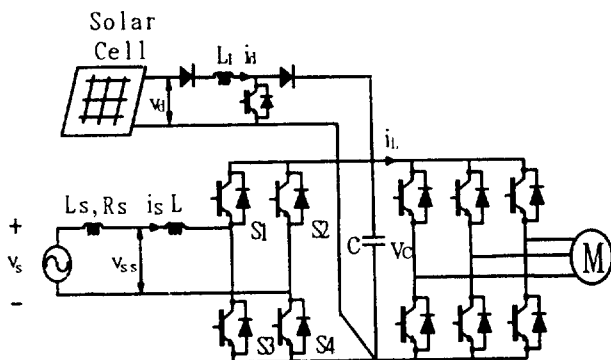


그림 1 솔라에어콘 전력회로
Fig. 1 Solar air conditioning system power circuit

표 1 PWM 컨버터 동작모드

Tbale 1 PWM Converter operating Modes

운 전 모 드	전 원	태양전지어레이	부 하
MODE 1	+ P _S	+P _{SC}	-P _L
MODE 2	+ P _S	0	-P _L
MODE 3	- P _S	+P _{SC}	-P _L
MODE 4	0	+P _{SC}	-P _L

식2의 분자는 부하와 태양전지어레이 출력의 관계에 양이나 음의 부호를 갖게 되는데 양의 경우는 전원 전압과 전류의 위상각이 0°로서 동상으로 운전되고 음인 경우는 위상각이 180°로서 역상으로 운전됨을 의미한다. 그러므로 Solar 어레이의 출력과 교류전원, 부하와의 관계에 따라 전체적인 PWM 컨버터시스템의 동작 모드는 표 1과 같이 크게 4가지로 운전될 수 있다. 표 1에서 '+'일 경우는 전력을 다른 부분으로 공급하는 경우이고, '-'는 전력을 공급 받는 경우를 나타낸다. 또한 '0'은 전력의 흐름이 없는 경우로서 사실상 회로의 연결이 차단된 경우이다.

2.2 시스템 제어기

그림 2는 PWM 컨버터와 승압 초퍼에 대한 전체적인 제어 블럭도 이다. 제어기는 승압초퍼 제어루프와 PWM 컨버터 제어루프로 구성되어 있다. 일정 전압 제어기는 검출되는 태양전지의 전압과 기준전압을 비교함으로써 승압 초퍼의 도통비를 조정한다. 또한 PWM 컨버터는 전류 제어와 직류 링크전압 조정의 2가지 기능을 가지고 있다. PWM 컨버터의 제어루프에서 저역통과필터(Low pass filter:LPF)를 통한 실제 전압은 기준 전압과 비교되고 식3으로 표현되는 오차가 PI 제어를 거친 후, 그 출력이 전원전압과 동상인 정현파와 곱해져서 식4와 같은 전류기준신호가 만들어진다. 그리고 전류제어기에 의하여 만들어진 PWM 신호는 컨버터를 제어하게 된다. 저역통과필터로서는 통과대역에서 일정한 이득 특성을 갖는 Butterworth 필터를 이용하였으며 필터의 제동비(Damping ratio)는 0.707, 자연주파수(Natural frequency)는 50[Hz]로 설계 하였다.

$$e(t) = V_{ref} - v_{c(t)} \tag{3}$$

$$i^*(t) = [K_p \cdot e(t) + K_i \cdot \int e(t)dt] \cdot \sin \omega t \tag{4}$$

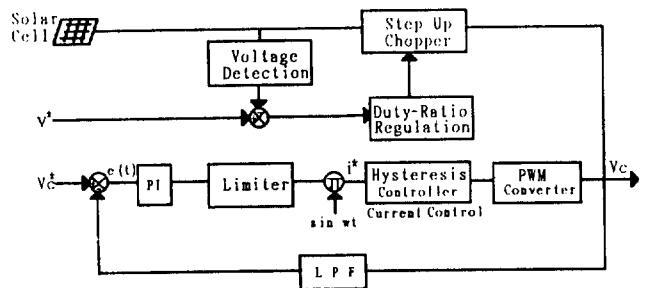


그림 2 전체 제어 블럭다이어그램
Fig. 2 Overall control block diagram

3. 시스템 모델링

3.1 승압초퍼

승압초퍼는 스위치가 ON일 경우 스위칭합수를 "1"로, OFF일 경우 "0"으로 표현하면 승압초퍼에 관한 회로방정식은 다음 식과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{dv_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{(s_{dc}-1)}{L_1} \\ \frac{(1-s_{dc})}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \end{bmatrix} v_a - \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} i_L \quad (5)$$

s_{dc} : 승압초퍼의 스위칭합수

3.2 PWM 인버터 및 컴퓨터서 구동모터

그림 3의 인버터와 모터의 등가모델에서 인버터는 표 1에서와 같이 8개의 스위칭벡터의 조합을 통하여 출력전압을 제어한다. 시뮬레이션을 위한 유도기 모델로는 d-q 좌표변환을 이용하여 시변계수가 제거되고 변수와 파라메타들이 직교 좌표계 값으로 표현될 수 있는 d-q등가모델을 이용하였다.

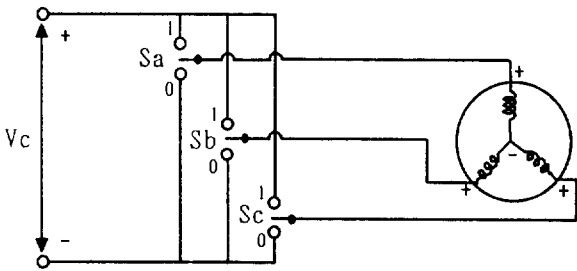


그림 3 인버터와 유도전동기의 개념도
Fig. 3 Conceptual block diagram of inverter and induction motor

표 2 스위칭 벡터
Tbale 2 Switching vectors

SA	SB	SC	VAN	VBN	VCN
1	0	0	$\frac{2}{3} V_c$	$-\frac{1}{3} V_c$	$-\frac{1}{3} V_c$
1	1	0	$\frac{1}{3} V_c$	$\frac{1}{3} V_c$	$-\frac{2}{3} V_c$
0	1	0	$-\frac{1}{3} V_c$	$\frac{2}{3} V_c$	$-\frac{1}{3} V_c$
0	1	1	$-\frac{2}{3} V_c$	$\frac{1}{3} V_c$	$\frac{1}{3} V_c$
0	0	1	$-\frac{2}{3} V_c$	$\frac{1}{3} V_c$	$\frac{1}{3} V_c$
1	0	1	$\frac{1}{3} V_c$	$-\frac{2}{3} V_c$	$\frac{1}{3} V_c$
1	1	1	0	0	0
0	0	0	0	0	0

3.3 PWM 컨버터

PWM 컨버터는 회로특성상 커패시터의 전압이 다이오드를 역바이어스를 걸 수 있을 만큼 충분히 높아야 만족스러운 전류 제어가 가능하므로 부스터 컨버터라고도 하는데 이러한 컨버터의 스위칭합수를 이용한 상태방정식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_s}{dt} \\ \frac{dv_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R}{L+L_s} & \frac{-S}{L+L_s} \\ \frac{S}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L+L_s} \\ 0 \end{bmatrix} v_s - \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} i_L \quad (6)$$

식6 에서 S = 1은 그림 1에서 스위치 S1,S4가 켜짐을 뜻하며 S = -1은 스위치 S2, S3가 켜짐을 각각 나타낸다.

4. 시뮬레이션 및 실험결과

정상상태시 PWM 컨버터의 정상상태 입력특성과 부하변동 및 운전모드전환(정류모드 -> 인버팅모드)에 따른 동특성을 시뮬레이션 및 실험을 통하여 고찰하였다. 시뮬레이션에서 스위치는 이상적인 스위치를 가정하여 데드타임은 무시하였다. 그리고 시뮬레이션 언어로는 Mitchell& Gauthier사의 시뮬레이션 전용 프로그램 ACSL(advanced continuous simulation language)을 사용하였다. 실험에서 전원전압은 220[V]이며 직류전압은 320[V] 그리고 PWM 컨버터의 평균 스위칭주파수는 10[kHz], 100[%]부하는 2[kW]이다. 전력 회로의 스위칭소자로는 IGBT를 이용하였으며 전류 제어기 및 직류전압 제어기로서는 히스테리시스 제어기 및 PI제어기를 이용하여 시스템을 구현했다.

4.1 시뮬레이션에 의한 PWM 컨버터의 입력측 정상상태해석

시스템 모델을 이용한 시뮬레이션을 통하여 시스템 입력측의 정상상태특성을 각각 정류운전 및 인버팅운전에 대하여 해석하였다.

4.1.1 PWM 컨버터의 정류운전시 입력특성

컨버터의 정류운전모드는 태양전지의 출력이 없거나 부하를 전담하지 못하는 경우에 생기는 운전모드인데 시뮬레이션에서는 태양전지의 출력이 없는 경우를 가정하고 부하율 100[%]에서 50[%]사이의 특성을 분석하였다.

그림 4는 전원측의 인덕터의 변화에 따른 각 부하율에서의 왜곡전류의 양(Idis)을 나타내었다. 인덕터가 같을 경우 부하율에 관계없이 왜곡전류의 양은 일정하며 인덕터가 작을수록 왜곡전류의 양의 증가를 볼 수 있다.

그림 5는 계통과 연계점전압(그림 1의 Vss)의 THD로서 부하율에 관계없이 일정하며 인덕터에 지배적인 영향을 받음을 알 수 있다. 이 그래프를 통하여 전원측 인덕터를 통해서 원하는 범위내의 THD (5%)를 얻고자 한다면 4500[uH]정도의 인덕터가 필요함을 알 수 있다.

그림 6은 역률특성이다. 인덕턴스 500[uH],부하율 60[%]이하일 경우를 제외하고 0.9이상의 만족스러운 특성을 보인다.

4.2.2 PWM 컨버터의 인버팅 운전시 입력특성

인버팅운전시 입력특성해석은 태양전지의 출력이 1[kw]이고

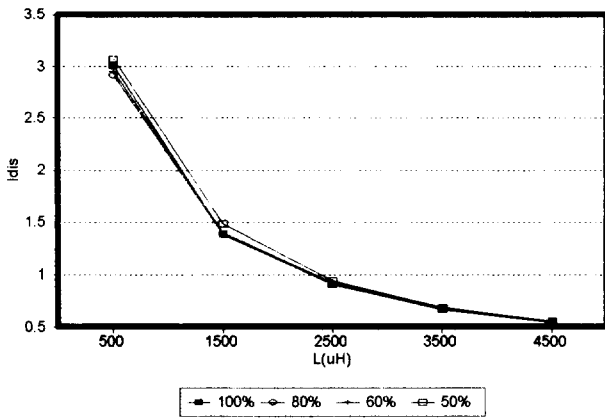


그림 4 정류운전시 왜곡전류의 양
Fig. 4 The distorted current(rectifying operation)

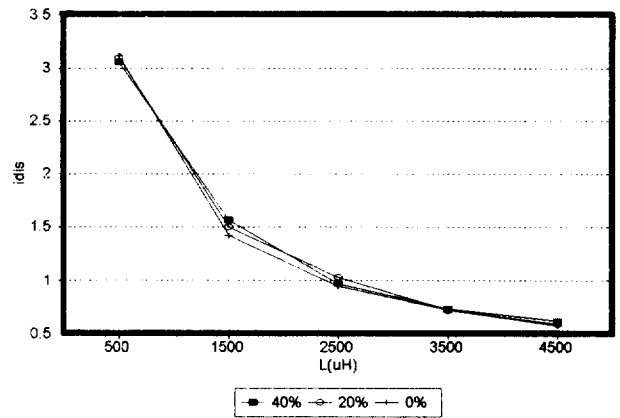


그림 7 인버팅 운전시 왜곡전류의 양
Fig. 7 The distorted current(inverting operation)

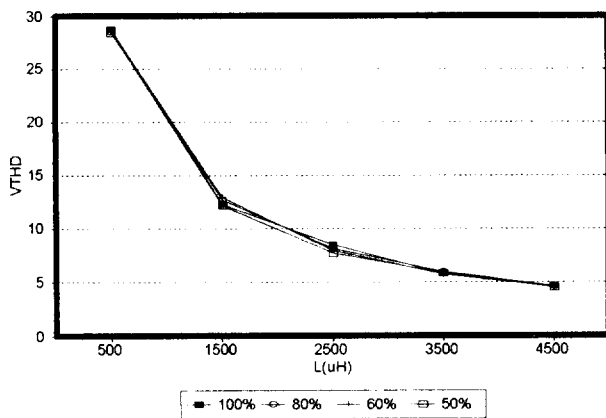


그림 5 정류운전시 전압 THD
Fig. 5 Voltage(Vss) THD(rectifying operation)

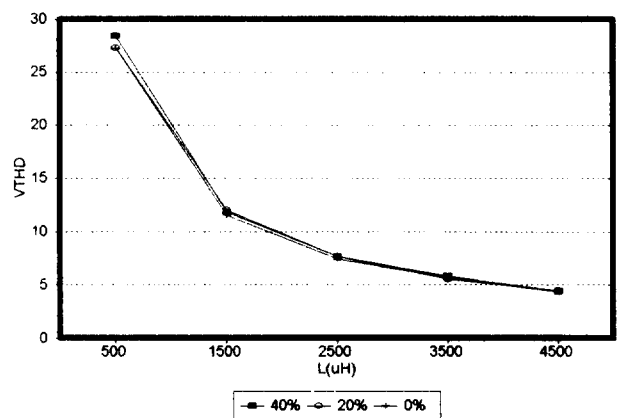


그림 8 인버팅 운전시 전압 THD
Fig. 8 Voltage(Vss) THD (inverting operation)

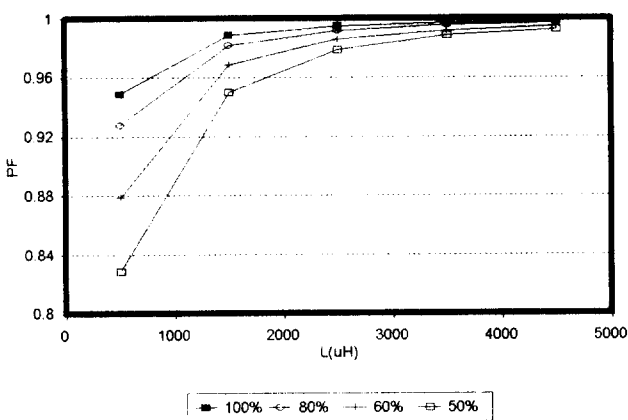


그림 6 정류운전시 역률
Fig. 6 Power factor(rectifying operation)

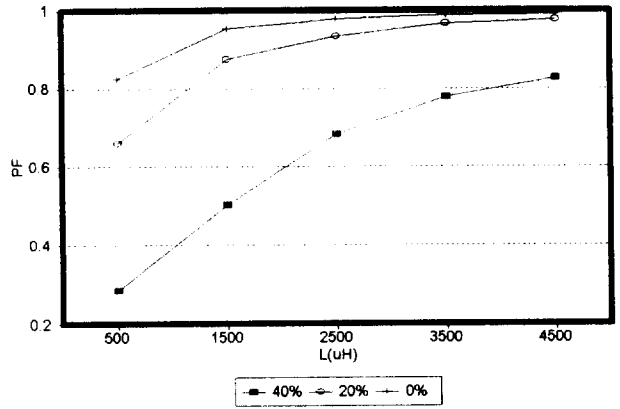


그림 9 인버팅 운전시 역률
Fig. 9 Power factor(inverting operation)

부하율이 40[%],20[%],0[%](무부하)시 즉 200[W],600[w],1000[w]가 전원측으로 회생되는 경우에 대하여 행하였다.

그림 7은 왜곡전류의 양을 나타내는데 정류 운전시와 거의 비슷한 특성을 보여주고 있다.

그림 8은 전압THD로서 역시 정류동작시와 비슷한 특성을 보여준다. 이와같이 전류제어시 정류동작과 인버팅동작의 전류,전

압에 대한 입력특성은 비슷함을 알 수 있다.

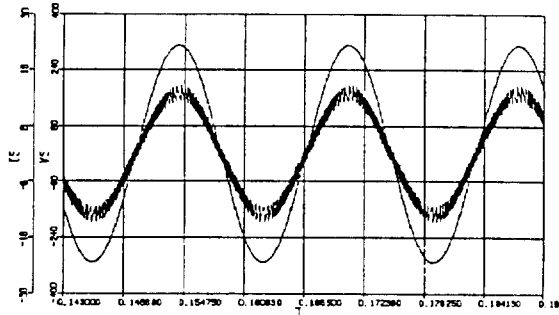
그림 9는 역률특성으로서 왜곡전류의 양은 일정한데 반하여 기본파의 양이 감소하므로 부하율이 높을 수록 역률이 낮아짐을 볼 수 있다. 태양전지의 최대출력이 1000[w]이고 부하조건이 40[%]일 경우 인버팅동작시의 역률은 0.9를 넘지못함을 알 수 있다.

4.2 정상상태 및 과도상태 시스템 파형

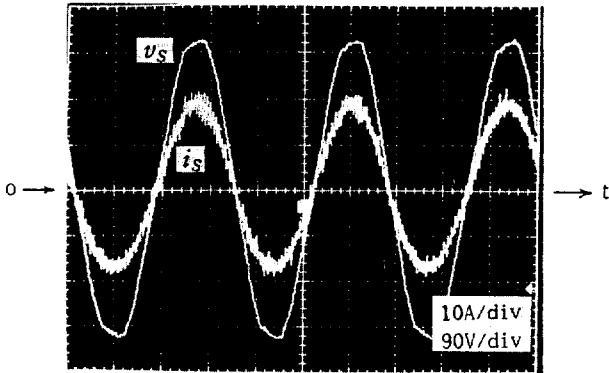
그림 10은 정상상태에서의 전원전압 및 전류의 파형으로서 전압과 전류는 동상으로 제어됨을 알 수 있다.

그림 11은 부하가 100[%]에서 50[%]로 변화 하였을때의 전원전류의 과도응답을 보여준다. 부하가 감소함에 따라 교류 입력전류가 감소함을 알 수 있다.

그림 12는 태양전지가 부하를 전담하는 경우에 전원전압 및 전류의 파형으로서 전류의 기본과성분은 거의 없음을 알 수 있다.



(a)



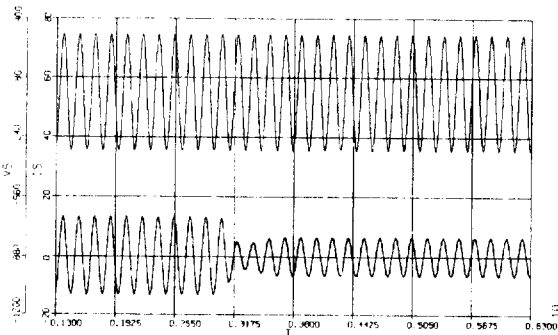
(b)

그림 10 전원전압과 전류파형

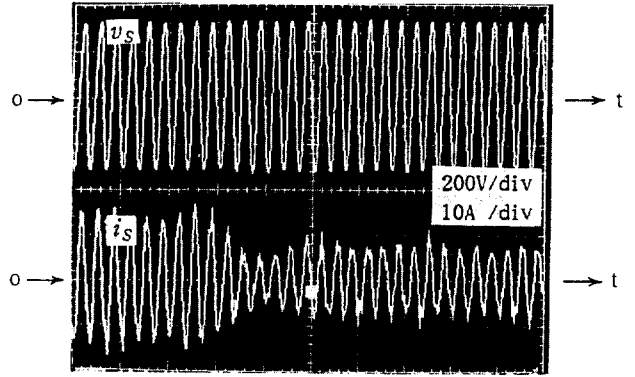
(a) 시뮬레이션 (b) 실험

Fig. 10 Utility current and voltage wave form

(a) Simulation (b) experiment



(a)



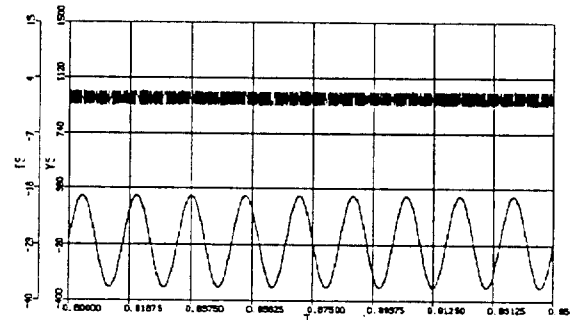
(b)

그림 11 부하변동시 전류파형(100%→50%)

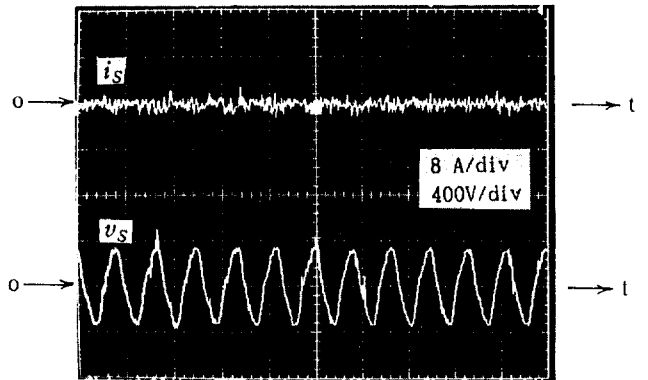
(a) 시뮬레이션 (b) 실험

Fig. 11 Current waveform at load variation(100%→50%)

(a) Simulation (b) experiment



(a)



(b)

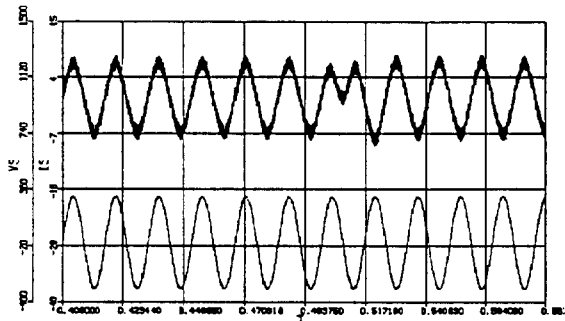
그림 12 태양전지가 부하를 전담할 경우의 전원전류 파형

(a) 시뮬레이션 (b) 실험

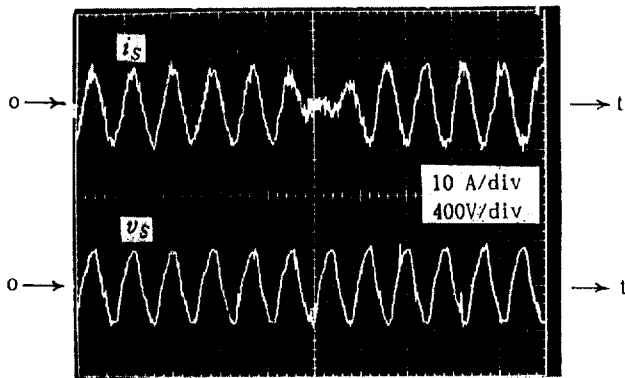
Fig. 12 Current waveform when solar cell output is equal to load power

(a) Simulation (b) experiment

그림 13은 컨버터가 정류동작에서 인버팅동작으로 변화하는 경우의 파형이다. 동작전환후가 태양전지에서 전원으로 전력을 회생하는 경우이다. 약 2주기 정도의 과도상태가 있음을 알 수 있다.



(a)



(b)

그림 13 운전모드 전환시 전류파형
(a) 시뮬레이션 (b) 실험

Fig. 13 Dynamic response of current for reversible power control
(a) Simulation (b) experiment

5. 결 론

본 논문에서는 양방향 PWM 컨버터를 이용한 태양광 에어컨 시스템이 제안되었고 디지털 시뮬레이션과 실험으로 시스템의 유용성을 입증하였다. PWM 컨버터는 전류제어와 양방향성 전력제어라는 2 가지 주요한 기능을 가지고 있다. PWM 컨버터의 전류제어기로서 히스테리시스제어를 이용했고, 또한 태양 전지의 최대전력점 추종을 위해서 승압 효과가 이용되었으며 제어기법으로는 정전압기법을 이용하였다. PWM 컨버터에서 나타난 특성은 전류의 왜율 감소, 고역률 및 양방향 전력제어에 의한 태양전지 에너지의 이용도 향상 등으로 요약할 수 있다. 향후 과제로는 시스템의 실증 실험을 통하여 전력사용의 절감효과 및 시스템의 안정성 평가가 이루어져야 한다.

본 연구는 1994년도 대체에너지 개발 사업에 의한 한전 R&D 자금을 의해서 연구되었음

참 고 문 헌

[1] 유권종 외, " 전력 Peak Cut을 위한 Solar 에어컨 개발", KIEE 하계 학술대회, pp.1045-1047, 1992.

[2] Atlury Rama Prasad et al, "A Novel Passive Waveshaping Method for Single Phase Diode Rectifiers", IEEE Transactions on Industrial electronics, Vol.37, no.6, pp.521-530, December 1990.
 [3] P.D Ziogas et al, "An Active Power Factor Correction Technique for Three-Phase Diode Rectifiers", Proceedings of the IEEE Power Electronics Special Conference, pp. 58-66, 1986.
 [4] J.T.Boys et al, "Current - forced single phase reversible rectifier ", IEE Proceedings, Vol.136, Pt.B, no.5 , pp.205-211, September 1989 .
 [5] A.B.Kulkarni et al, "Transient Test on a Voltage-Regulated Controlled-Current PWM Converter", IEEE Transactions on Industrial electronics, Vol.34, No.3, pp.319-324, August 1987.
 [6] B.T.Ooi and O.Stihi et al, "A Single-Phase Controlled Current PWM Rectifier", IEEE Transactions on Power electronics, Vol.3, no.4, pp.453-459, October 1988.

저 자 소 개



유 권 종 (劉 權 鍾)

1982년 2월 조선대 공대 전기공학과 졸업.
 1985년 10월 일본 KOBE대학 대학원 석사과정 수료(석사). 1989년 3월 동대학원 박사과정 수료(공학). 1989년~1990년 일본Fuji전기(주) 종합연구소 선임연구원. 현재 한국에너지기술연구소 신발전연구부 태양광연구팀 태양광발전시스템 설계 및 전력변환장치 기술개발에 종사. 전기학회 종신회원. ISES 정회원. JIEE 정회원



송 진 수 (宋 鎭 洙)

1949년 9월 5일생. 1971년 고려대 공대 전기공학과 졸업. 1976년 고려대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1985년 고려대 대학원 박사과정 수료(공학). 1979년~1980년 미국 Argonne Nat'l Lab. 교환연구원. 1986년~1987년 미국 Univ. of Minnesota. Visiting Scholar. 현재 한국에너지기술연구소 책임연구원



황 인 호 (黃 仁 豪)

1962년 6월 10일생. 1985년 충남대 공대 전기공학과 졸업. 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1994년 동 대학원 전기공학과 박사과정수료. 현재 한전 전력연구원 전력연구실 선임연구원