

태양광 발전시스템을 위한 소프트스위칭 전류원 인버터

論 文

50B-8-5

Soft-switching Current Source Inverter for Photovoltaic Power System

金 義 重* · 白 承 澤* · 韓 炳 文**

(Hee-Joong Kim · Seung-Taek Baek · Byung-Moon Han)

Abstract - This paper proposes a soft-switching current source inverter for photovoltaic power system, which has an H-type switched-capacitor module composed of two semiconductor switches, two diodes, and an L-C resonant circuit. The operation of proposed system was analyzed by a theoretical approach with equivalent circuits and verified by computer simulations with SPICE. The feasibility of hardware implementation was verified by experimental works with a prototype. The proposed system could be effectively applied for the photovoltaic power system with high efficiency.

Key Words : Soft Switching Current Source Inverter, Photovoltaic Power System, PWM (pulse width modulation), SPICE (simulation program with integrated circuit emphasis)

1. 서 론

태양광 발전시스템은 미래의 대체 에너지원 가운데 가장 각광 받는 에너지원이다. 그러나 고비용이라는 문제 때문에 태양광 발전시스템의 상용화는 여전히 논쟁의 대상이 되고 있다. 태양광 발전시스템에서 비용을 저감하는 방법의 하나가 전력 변환기의 효율을 높이는 것이다. 왜냐하면 상용 전력시스템과 부하를 태양전지와 연계하는데 전력변환기는 필수 장치이기 때문이다.

태양전지가 전압원과 전류원의 두 가지 특성을 모두 지녔음에도 불구하고 태양광 발전시스템에는 일반적으로 전압원 인버터를 전력 변환기로 사용하고 있다. 그 주된 이유는 전류원 인버터의 경우 직류 단에 리액터를 사용하고 있는데, 이 리액터의 동손과 철손이 상대적으로 전압원인버터의 직류 단에 위치한 캐패시터의 누설전류에 의한 손실보다 매우 크기 때문에 전압원인버터가 효율이 높다는 것이다.

본 논문에서는 태양광 발전시스템을 위한 전력변환기로 소프트스위칭 회로를 부착한 새로운 전류원인버터를 제안한다. 기본 아이디어는 소프트스위칭에 의해 스위칭소자의 손실을 저감시켜 리액터에서 발생하는 손실을 보완하여 전체적으로 시스템의 효율을 제고하는 것이다[5][6]. 제안하는 시스템은 H-형 소프트 스위칭 모듈을 사용한 단상 전류원 인버터로 구성되어 있다. 본 논문에서는 제안한 시스템의 동작을 등가회로를 이용한 이론적 분석을 실시하였고 SPICE

를 이용한 시뮬레이션으로 상세한 분석도 실시하였다. 또한 하드웨어 구현의 타당성을 입증하기 위해 프로타입을 제작하고 실험을 실시하였다.

2. 시스템 개요

태양광 발전시스템에서 전력변환기로 전류원 인버터를 사용하면 다음과 같은 장점을 갖는다.

- 태양전지는 단락전류가 정격전류의 1.1~1.3배 정도로 낮기 때문에 단락 시 전류제한 특성으로 인한 안정 동작이 가능하다.
- 부하단락, 인버터사고 시 단락에 따른 돌입전류에 대해 걱정 할 필요가 없다.
- 계통과 연계하기 위해서 인버터의 출력전압을 계통전압보다 높게 하지 않아도 된다

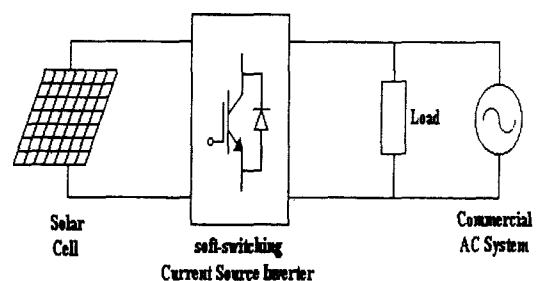


그림 1. 태양광 발전의 응용 개략도

Fig. 1 Concept for photovoltaic application

* 正 會 員 : 明知大 電氣工學科 博士課程

** 正 會 員 : 明知大 電氣工學科 副教授 · 工博

接受日字 : 2001年 3月 23日

最終完了 : 2001年 6月 19日

이와 같은 장점 때문에 최근 전류원 인버터를 태양광 발전시스템에 응용하는 연구가 몇몇 연구자에 의해 수행된 적이 있다[1][2][3][4].

제안하는 태양광 발전시스템의 전체적인 개략도가 그림 1에 나타나 있다. 시스템의 주요 구성요소는 소프트 스위칭 전류원 인버터이며, 이는 태양전지 출력과 교류 부하와 상용 전력시스템 사이를 연계하고 있다.

3. 전류원인버터

제안하는 소프트스위칭 전류원 인버터는 그림 2에 나타낸 바와 같이 직류 측 입력 전류원과 소프트 스위칭을 하기 위한 커뮤테이션 회로, 그리고 전류원 인버터로 구성되어 있다. 전류원 인버터는 4개의 IGBT와 4개의 FR(Fast recovery) 다이오드(S₁/D₁~S₄/D₄)가 직렬로 연결된 풀브릿지 형태로 연결되어 있고, 소프트 스위칭 모듈은 인덕터 L_r, 캐패시터 C_r, IGBT 스위치 소자 S_{r1}, S_{r2}와 FR 다이오드 D_{r1}, D_{r2} 로 구성되어 있다. 커뮤테이션 회로의 IGBT와 다이오드의 정격은 주회로에 사용된 것보다 정격이 훨씬 작다.

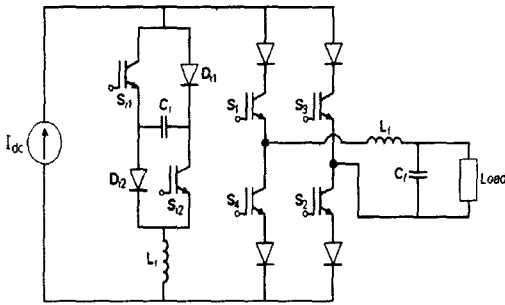


그림 2. 소프트 스위칭 전류원 인버터
Fig. 2 Soft-switching current source inverter

제안하는 소프트스위칭 전류원 인버터의 커뮤테이션 과정은 6개의 동작모드로 나눌 수 있다. 그림 3은 인덕터 전류 i_r, 캐패시터 전압 V_c, 주 스위치 S₁, S₂와 S₃, S₄에 걸리는 전압과 커뮤테이션 회로의 보조 스위치 S_{r1}, S_{r2}에 걸리는 전압 파형을 나타낸다. 그림 4는 6가지 모드의 등가회로를 나타낸 것이다. 각각의 모드는 단계별 접근을 통해 상세히 설명하였고, 이 때 V_m은 교류 최대전압이다.

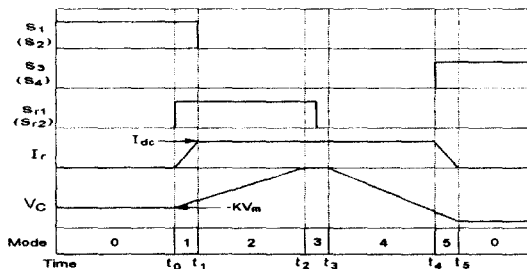


그림 3. 커뮤테이션 동작파형
Fig. 3 Operating waveforms of the commutation circuit

Mode 0 - 초기 상태 모드

초기상태에서 전류는 인버터 회로의 스위치 S₁과 S₂를 통해서 흐르고 공진 전류는 0 이다. 공진 캐패시터 C_r은 -KV_m로 충전되어있다. 여기서, K는 초기 충전계수로 약 1.3의 값을 갖는다.

Mode 1 - 전류 이동 모드

영전류 상태가 되고, 그 순간 스위치를 턴오프시킨다. 공진 전류와 캐패시터 전압은 아래의 식으로 표현되어진다. 아래의 식에서 V_T는 교류측 단자 전압이다.

초기 조건: $i_r=0 \quad V_C=-K V_m$

$$i_r = -\frac{1}{Z_r} (K V_m + V_T) \sin \omega_r (t - t_0) \quad (1)$$

$$V_C = V_T - (K V_m + V_T) \cos \omega_r (t - t_0) \quad (2)$$

여기서, $Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$, $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$

그러므로 Mode 1의 기간은 다음의 식으로 계산될 수 있다.

$$t_1 - t_0 = \frac{1}{\omega_r} \sin^{-1} \left(\frac{Z_r I_{dc}}{K V_m + V_T} \right) \quad (3)$$

t = t₁의 공진 캐패시터의 전압은 다음의 식을 따른다.

$$V_C(t_1) = V_m - \sqrt{(K V_m + V_T)^2 - (Z_r I_{dc})^2} \quad (4)$$

Mode 2 - 캐패시터 방전 모드

이 모드에서는 두 개의 전류 통로가 형성된다. dc 리액터를 통해 흐르는 전류와 커뮤테이션 회로의 S_{r1}, C_r, S_{r2}로 통해 공진 캐패시터 C_r이 방전 될 때까지 흐르는 전류이다. 공진전류는 아래의 식으로 표현될 수 있다.

$$V_C = \frac{1}{C_r} \int_{t_1}^t i_r dt + v_C(t_1) \quad (5)$$

$$V_C = \frac{I_{dc}}{C_r} (t - t_1) + v_C(t_1)$$

여기서, $i_r = I_{dc}$

Mode 2에서의 기간은, 아래의 식을 따른다.

$$t_2 - t_1 = \frac{-C_r}{I_{dc}} v_C(t_1)$$

$$= \frac{-C_r}{I_{dc}} \left(V_s - \sqrt{(K V_b + V_s)^2 - (Z_r I_{dc})^2} \right) \quad (6)$$

여기서, $i_r = I_{dc}$

스위치에 역전압이 걸리는 시간은 식 (6)으로부터 다음과 같이 유도된다.

$$t_{RV} = \frac{C_r}{I_{dc}} (V_T - V_C(t_1))$$

$$= -\frac{C_r}{I_{dc}} \sqrt{(K V_m + V_T)^2 - (Z_r I_{dc})^2} \quad (7)$$

Mode 3 프리휠링 모드

cell 전류는 프리휠링 작용을 통하여 S_{r1} , D_{r1} , S_{r2} , D_{r2} 통해 흐른다. 공진 캐패시터에 걸리는 전압은 0이 되고, 그동안 리액터 전류는 유지된다.

$$i_r = I_{dc}, \quad v_c = 0 \quad (8)$$

이 모드동안의 경과되는 시간은 무시해도 좋다. 따라서 다음에서와 같이 거의 0이다.

$$t_3 - t_2 \cong 0 \quad (9)$$

Mode 4 캐패시터 충전 모드

소프트 스위칭 모듈의 스위치 S_{r1} 과 S_{r2} 는 ZVS상태에서 턴오프되고 전류는 D_{r1} , C_r , D_{r2} 로 흐르게 된다. 캐패시터 C_r 은 서서히 충전된다. 이때의 전압은 다음의 식으로 표현된다.

$$i_r = I_{dc}, \quad v_c = -\frac{I_{dc}}{C_r}(t - t_3) \quad (10)$$

Mode 4의 기간은 다음의 식으로 계산 할 수 있다.

$$t_4 - t_3 = \frac{C_r K V_m}{I_{dc}} \quad (11)$$

이때, $v_c(t_4) = -K V_m$

Mode 5 전류 이동 모드

Mode5의 마지막에서는, 캐패시터 전압이 $-K V_m$ 로 충전된다. 인버터 회로스위치 S_3 과 S_4 는 ZCS상태에서 턴온하게 된다. 이후에는 커뮤테이션회로는 차단되며 전류원인버터만이 동작하게 된다.

초기조건: $i_r = -I_{dc} \quad v_c = -K V_m$

$$i_r = \frac{-1}{Z_r}(K V_m - V_T') \sin \omega_r(t - t_4) + I_{dc} \cos \omega_r(t - t_4) \quad (12)$$

$$v_c = V_T' + (K V_m - V_T') \cos \omega_r(t - t_4) + Z_r I_{dc} \sin \omega_r(t - t_4) \quad (13)$$

여기서, V_T' 는 이 모드의 ac 단자 전압이다.

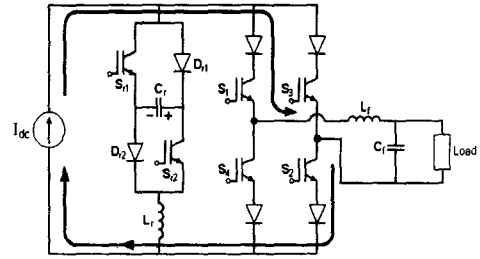
Mode 5의 전류 이동 기간은 다음의 식에서 유도된다.

$$t_5 - t_4 = \frac{1}{\omega_r} \tan^{-1} \left(\frac{Z_r I_{dc}}{K V_m - V_T'} \right) \quad (14)$$

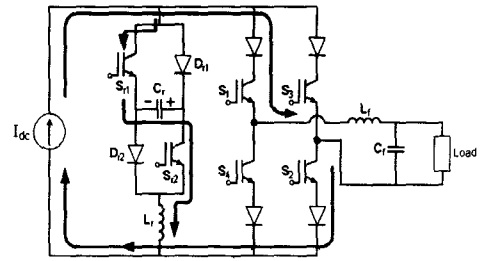
여기서, $i_r(t_5) = 0$

모든 커뮤테이션 기간은 식 (3), (6), (9), 와 (11)을 더함으로서 유도된다.

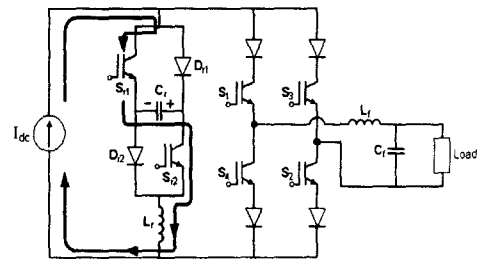
$$t_5 - t_0 = \frac{1}{\omega_r} \sin^{-1} \left(\frac{Z_r I_{dc}}{K V_m + V_T'} \right) + \frac{1}{\omega_r} \tan^{-1} \left(\frac{Z_r I_{dc}}{K V_m + V_T'} \right) + \frac{C_r K V_m}{I_{dc}} - \frac{C_r}{I_{dc}} (V_m - \sqrt{(K V_m + V_m)^2 - (Z_r I_{dc})^2}) \quad (15)$$



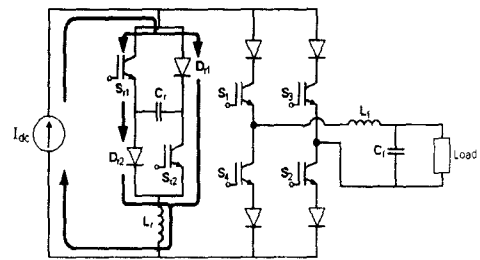
(a) 모드 0



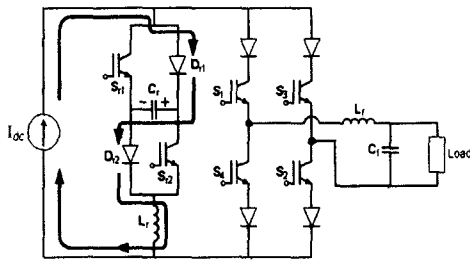
(b) 모드 1



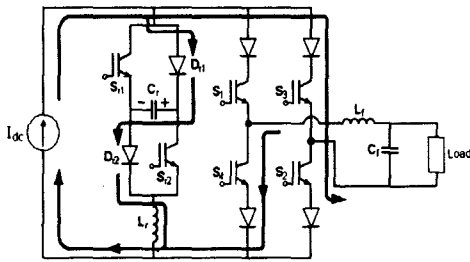
(c) 모드 2



(d) 모드 3



(e) 모드 4



(f) 모드 5

그림 4. 커뮤테이션 동작모드

Fig. 4 Operation mode of commutation

커뮤테이션 회로의 설계는 각각의 모드의 메커니즘을 고려하여 실시해야 한다. 커뮤테이션을 위한 적절한 k값은 아래의 식으로 결정된다.

$$k \geq 1 + \frac{Z_r}{Z_m} \tag{16}$$

$$\text{단, } Z_m \equiv \frac{V_m}{I_{dc}}$$

여기서, C_r 의 값은 스위칭 소자의 최대 dv/dt , di/dt 값과, 최대 공진 커뮤테이션 시간에 의해 결정된다.

스위칭 소자의 온, 오프를 제어하는 스위칭 패턴은 인버터 출력전류의 고조파를 결정할 뿐만 아니라 직류리액터에 흐르는 전류의 고조파 성분에도 직접적인 영향을 미친다. 일반적으로 반주기 사이의 주파수를 늘림으로서 고조파 성분을 줄일 수 있다. 그러나 최대 펄스의 수는 스위칭 소자의 스위칭 속도와 커뮤테이션 회로의 공진 주파수에 의해 결정되어진다. 본 연구에서는 특별한 스위칭 패턴을 적용하였다. 상단부분의 스위치 S_1 과 S_3 는 구형파 모드로 동작하는 동안 하단 스위치 S_2 와 S_4 는 PWM 모드로 동작한다. PWM 펄스는 그림 5에서와 같이 정현파 레퍼런스와 톱니파 캐리어를 비교하여 생성된다. 스위치 S_2 의 펄스와 스위치 S_4 의 펄스는 NOT의 관계에 있다. 스위치 S_2 의 펄스는 반주기동안 레퍼런스 신호가 톱니파 캐리어보다 클 때 생성된다. 그리고 S_4 의 펄스는 나머지 반주기 동안 레퍼런스 신호가 톱니파 캐리어보다 클 때 생성된다

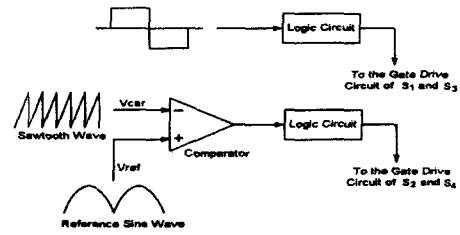


그림 5. PWM 펄스발생원리

Fig. 5 PWM pulse generation

4. 시뮬레이션

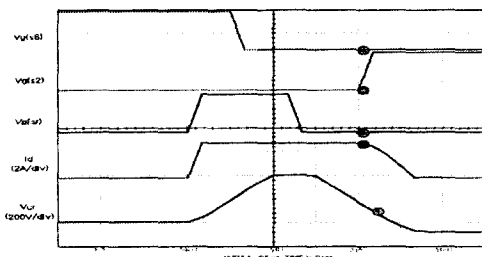
소프트스위칭 전류원인버터의 동작을 검증하기 위해 SPICE에 의한 시뮬레이션을 실시하였다. 시뮬레이션모형의 전력회로는 그림 2에 보인 것과 동일하게 구성하였다. 그러나 편위상 태양전지의 전류원 모형을 정류기 회로에 직류리액터를 결합한 것으로 대체하였다. 시뮬레이션에서 사용된 파라미터는 표1과 같다.

표 1 시뮬레이션 파라미터

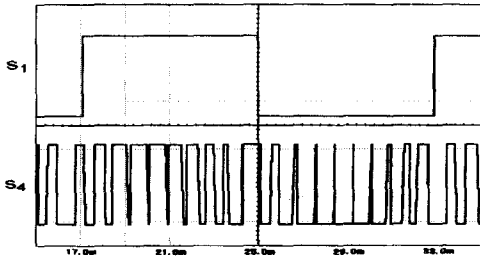
Table 1 Parameters of simulations

전원전압	150 V
직류리액터 (L_s)	300 mH
필터 (L_r, C_f)	6 mH, 50 uF
공진리액터 (L_r)	10 uH
공진캐패시터 (C_r)	0.01 uF

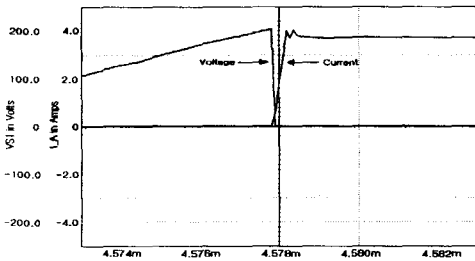
그림 6은 SPICE 시뮬레이션 결과 파형이다. 그림 6(a)는 커뮤테이션 회로에서 인덕터 전류 I_r , 캐패시터 전압 V_c 의 변화를 보여주고 있다. 그림 6(b)는 반주기동안 구형파를 갖는 스위치 S_1 의 파형과 스위치 S_4 의 PWM 게이트 펄스를 보여준다. PWM 펄스는 앞에서 설명했듯이, 반주기 동안에는 기준파가 캐리어파보다 클 때 펄스가 생성되고 나머지 반주기 동안에는 캐리어파가 기준파보다 클 때 펄스가 생성된다. 그림 6(c)는 주 스위치의 턴온시의 파형을 나타내며, ZCS(Zero current switching)에서 스위치가 턴온됨을 알 수 있다. 그림 6(d)는 소프트 스위칭 전류원 인버터의 출력 전류와 전압 파형을 나타낸다. 어느 정도의 고조파 성분을 가지고 있지만 출력전압이 정현파의 형태를 나타냄을 알 수 있다.



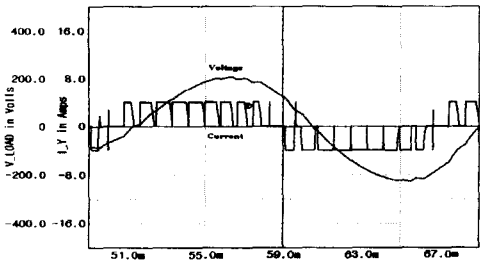
(a) 커뮤테이션 파형



(b) 주 펄스 파형



(c) 스위치 S1 턴 온시 전압 전류 파형



(d) 인버터출력 전압 전류

그림 6. 시뮬레이션 결과

Fig. 6 Simulation results

5. 축소모형

실제 시스템에서의 구현가능성을 검증하기 위해 축소모형을 제작하고 실험을 실시하였다. 그림 7은 정격 110V/1kVA의 축소모형 회로의 다이어그램을 나타낸다. 전력회로는 6개의 IGBT와 6개의 FR(fast recovery) 다이오드로 구성되었다. 시스템의 제어장치로는 16-bit 프로세서 80C196KC를 사용하였다. 커뮤테이션 스위칭을 위한 펄스는 주 스위치의 falling-edge 펄스를 검출하고, EPLD ispLSI1032의 로직 동작을 사용함으로써 생성시켰다. 또한 실험에 사용된 PV Module 파라미터를 표 2에 나타내었으며, 본 실험에서는 M65 PV Module을 직렬로 8개 연결하여 실험을 실시하였다.

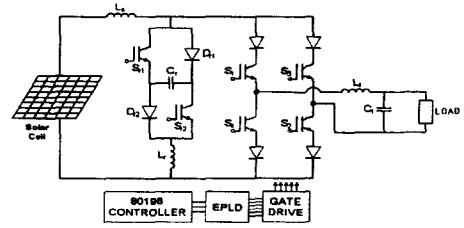


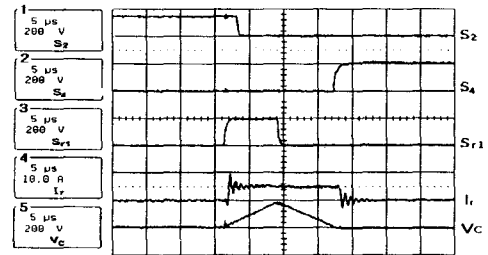
그림 7. 축소 모형 회로 구성도

Fig. 7 Scaled model

표 2 PV Module 파라미터

Table 2 PV Module Parameter

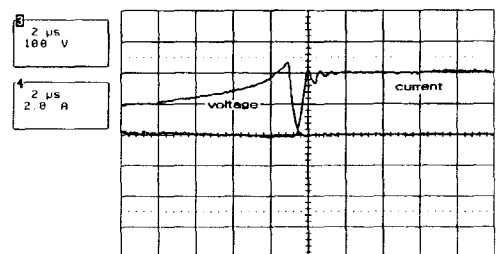
모델명	M65 (SIEMENS)
최대출력전력	43[Wp]
개방전압(Voc)	18.0[V]
단락전류(Isc)	3.32[A]
Voltage at Load	14.6[V]
Amperage at Load	2.95[A]



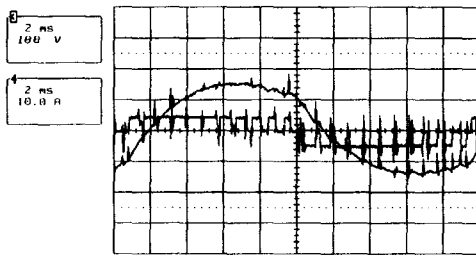
(a) 커뮤테이션 동작파형



(b) 주스위치 펄스



(c) 스위치 온시 전압, 전류



(d) 출력전압, 전류

그림 8. 실험 결과
Fig. 8 Experiment results

그림 8은 축소모형 실험결과를 나타낸 것이다. 그림 8(a)는 커뮤테이션 회로의 전압과 전류의 변화를 보여주며, 소프트 스위칭 상태로 동작함을 볼 수 있다. 그림 8(b)는 스위치 S₁과 S₃에는 반주기 구형파 형태의 펄스가 공급되며, 스위치 S₂와 S₄에는 PWM 펄스가 공급됨을 보여준다. 이것은 시뮬레이션 결과와 거의 같은 모양임을 알 수 있다. 그림 8(c)는 전류원인버터의 주 스위치가 턴온시 전압과 전류파형을 나타내고 있으며, 시뮬레이션 파형과 매우 유사함을 알 수 있다. 그림 8(d)는 제안한 소프트 스위칭인버터의 전압 및 전류 출력 파형이다. 비록 어느 정도의 고조파 성분을 포함하고 있지만, 출력전압이 정현파임을 볼 수 있다.

6. 결 론

본 논문에서는 태양광발전용 응용하기 위한 H-형 캐패시터 스위치방식 소프트스위칭 전류원인버터를 제안하고 그 동작특성을 분석하였다. 이론적인 분석을 위해 먼저 시스템의 동작을 각 모드별로 나누어 등가회로를 도출하여 접근하였고, 이론적 분석의 타당성을 확인하기 위해 SPICE 소프트웨어를 이용한 시뮬레이션을 실시하였다. 또한 하드웨어 구현의 타당성을 입증하기 위해 프로토타입을 제작하고 실험을 실시하였다.

시뮬레이션과 실험을 통해 얻은 결과에서 제안한 시스템이 소프트 스위칭을 통해 매우 낮은 스위칭 스트레스를 갖는다는 것을 확인하였다. 낮은 스위칭 스트레스는 스위칭 손실을 줄이고 소자의 수명을 연장할 수 있다. 따라서 제안한 소프트 스위칭 전류원 인버터는 태양광 발전시스템에 효과적으로 응용할 수 있다.

감사의 글

본 연구는 과학기술부, 한국과학재단 지정 명지대학교 차세대전력기술연구센터의 지원에 의한 것입니다.

참 고 문 헌

[1] Y.Konoshi, E.Hiraki, Y.Matsumoto, Y.L .Feng and M.Nakaoka, "Current-Fed Three-Phase Converter and Voltage-Fed Three-Phase Converter using

Optimum PWM Pattern and Their Performance Evaluation", Conf. Rec. of IEEE EPE-Annual Meeting, pp. 2893 -2900, 1997.

[2] Gerry Moschopoulos and Geza Joos, "A Novel Soft-Switched PWM Current Source Rectifier/ Inverter", Conf. Rec. of IEEE PESC-Annual Meeting, pp. 573 -579, 1997.
[3] K.Hirachi, K.Maysumoto, "Harmonic Current Reduction Control Scheme Single-phase Current Source-Fed PWM Inverter and Its PV System Application", Proc. PEMC'98, No.7, pp.59-64, 1998.
[4] G.Hua and F.C.Lee, "Soft-Switching Techniques in PWM Converter," IEEE IECON 1993, pp.637-643.
[5] L. D Salazar, G. Joss, "A Low Loss Soft Switching PWM CSI", PESC 1992, pp.1098~1140.
[6] S. Baek and B. Han, "New Reactive-Power Compensator using Thyristor Current Source Inverter", KIEE Trans. on Electrical Engineering, Vol. 48B, No. 4, April, 1999, pp. 219 225.

저 자 소 개



김희중 (金 羲 重)

1970년 9월 10일 생. 1997년 명지대 전기공학과 졸업. 1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 전기공학과 박사과정
E-mail : hjkim7009@hanmail.net



백승택 (白 承 澤)

1971년 11월 24일 생. 1997년 명지대 전기공학과 졸업. 1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 전기공학과 박사과정
E-mail : inverter@wh.myongji.ac.kr



한병문 (韓 炳 文)

1953년 7월 5일 생. 1976년 서울대 전기공학과 졸업. 1988년 미 아리조나주립대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1992년 동대학원 전기공학과 졸업(공학박). 미 Westinghouse 중앙연구소 선임 연구원. 현재 명지대 전

기정보제어공학부 부교수.
E-mail : erichan@wh.myongji.ac.kr