

자립형 태양광 발전 시스템을 위한 3상 양방향 DC-AC 인버터 연구

양승대*, 정승환**, 최주엽+, 최익**, 이영권***

*광운대학교 임베디드SW학과 (ysd0927@kw.ac.kr), +교신저자 : 광운대학교 전기공학과 (juyeop@kw.ac.kr)
광운대학교 로봇학과, *금비전자

The Study of 3-Phase Bi-Directional DC to AC Inverter for the Bi-Modal PV PCS

Yang, Seung-Dae*, Jung, Seung-Hwan**, Choi, Ju-Yeop+, Choy, Ick**, Lee, Young-Kwon***

*Dept. of Embedded SW, Kwangwoon University (ysd0927@kw.ac.kr)

+Dept. of Electrical Engineering, Kwangwoon University

**Dept. of Information and Control Engineering, Kwangwoon University

*** Keumbee Electronics Co.

Abstract

This paper presents the study of 3-Phase bi-directional DC to AC inverter with unity power factor. 3-Phase bi-directional DC to AC inverter is important for the bi-modal PV PCS with an energy storage system. Both Inverting and converting are needed to connect between the grid side and boost converting side to charge and discharge the energy storage system. The paper proposes the appropriate circuit topology and proper control system for the bi-directional inverter. It also proposes the method of selecting the optimum control method considering system stability. PSIM simulation is used to validate the proposed algorithm.

Keywords : 3상 DC/AC 인버터(3-Phase DC to AC inverter), 양방향(Bi-directional), 자립형 PVPCS(Bi-modal PV PCS), 불평형 및 왜곡 보상(Unbalance and distortion compensation)

1. 서 론

최근 세계적으로 지구환경문제로 인한 기후 변화와 화석 에너지의 고갈 및 가격급등에 따라 풍력, 태양광 발전 등의 신재생 에너지에 대한 관심이 고조되고 있다. 특히 일본 원전사태 이후 중요 부하의 전원공급을 끊이지 않게 하기 위하여 계통 사고 시에도 태양광 발전을 멈

추지 않고 중요부하에 직접 전력을 공급하고 배터리와 같은 에너지 저장장치를 두어 태양광 발전 없이도 일정기간 중요 부하에 전력 공급을 끊이지 않게 하는 그림(1)의 (a)와 같은 자립형 태양광 발전 시스템이 대두되고 있다.

본 논문에서는 자립형 태양광 발전 시스템에서 그림(1)의 (b), (c)에서와 같이 계통연계와 배터리의 충전에 필요한 양방향 DC-AC

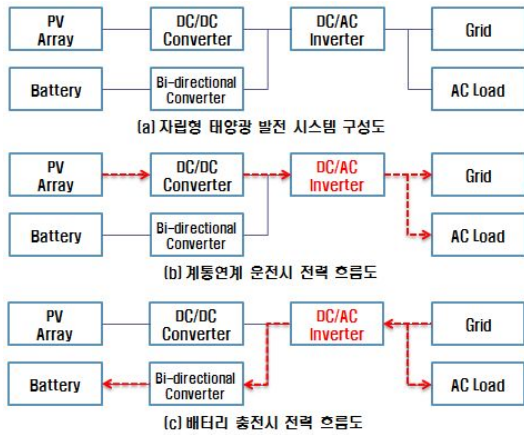


그림 1. 자립형 태양광 발전 시스템

인버터에 관하여 연구하고 시뮬레이션을 통하여 검증하였다.

2. DC-AC 인버터 회로구성 및 시퀀스

DC-AC 인버터의 기본 회로 구성은 그림 (2)와 같이 DC측의 커패시터와 6개의 IGBT 와 필터용 인덕터로 구성된다. 또한 초기 충전의 돌입전류를 제한하기 위한 저항이 들어가게 된다.

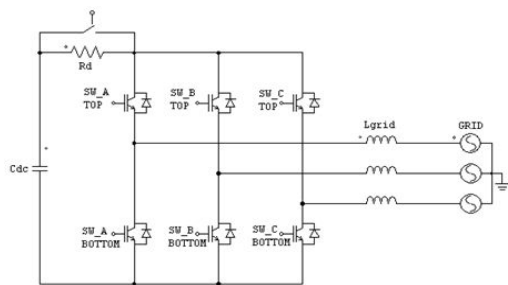


그림 2. DC-AC 인버터 회로 구성도

DC-AC 인버터 회로의 시퀀스는 먼저 그림(3)의 (a)와 같이 IGBT가 스위칭 하지 않고 3상 다이오드 정류기로 동작하여 계통의 선간전압의 최대값까지 초기 충전하게 된다. 이때 저항을 통하여 전류가 제한되어 DC링크로 들어가게 된다. 초기 충전 후에는 그림 (3)의 (b)와 같이 IGBT는 제어되어 PWM

동작을 하며 IGBT 부분과 DC링크를 연결하는 스위치가 On되어 DC링크 전압 지령값으로 승압되게 된다. 초기 충전이 없이 바로 승압하게 되면 돌입전류가 커지게 되어 문제가 된다. 또한 무부하 상태에서 승압이 완료된 후에 계통연계를 위한 인버터 동작과 배터리 충전을 위한 컨버터 동작이 이루어져야 한다. 이는 그림 (3)의 (c)와 같이 계통연계를 위하여 전류 전원을 연결하거나 배터리 충전을 모의하기 위하여 저항을 연결하여 확인하여 볼 수 있다.

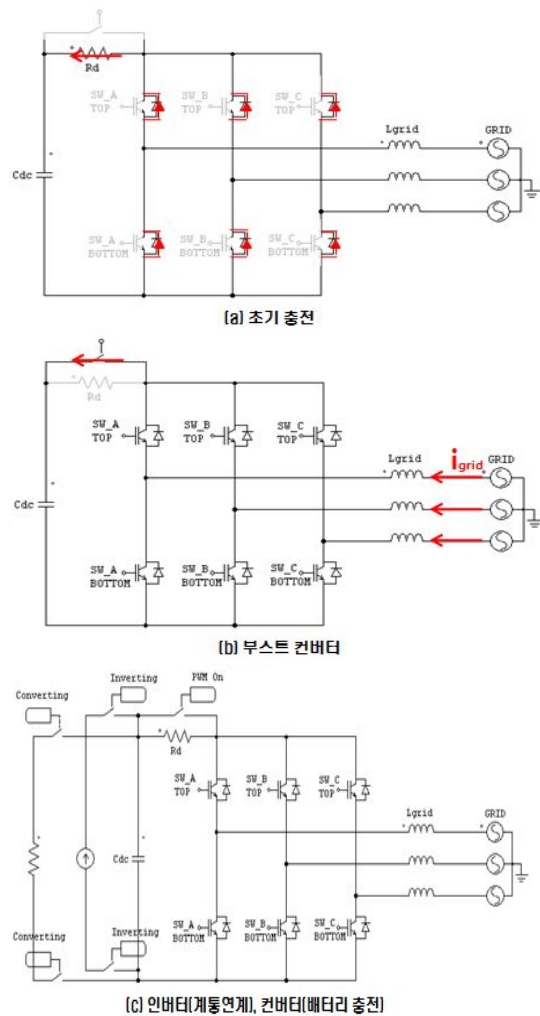


그림 3. DC-AC 인버터 구동 시퀀스

3. DC-AC 인버터 제어기 설계

3.1 DC-AC 인버터 제어기 개요

DC-AC 인버터의 시스템 사양은 표(1)과 같다. 소용량 태양광 발전시스템을 고려하여 계통은 선간 실효치 220V로 하였고 이에 맞추어 DC링크의 전압을 400V로 설정하였다. 계통 필터 인덕터는 전류 THD를 고려하여 3mH로 설정하였고 DC링크 커패시터는 값도 전압리플을 고려하여 2,350uF으로 설정하였다. 스위칭 주파수는 15kHz로 설정하였다.

표 1. 시스템 파라미터

Name	Data	Name	Data
DC link Voltage	400 [V]	Grid Inductor	3 [mH]
Switching Frequency	15[kHz]	DC Capacitor	2350 [uF]
Grid Voltage(line-line)	220[V _{rms}]		

DC-AC 인버터의 제어기 구성은 그림(4)와 같이 DC링크를 제어하기 위하여 전압제어기를 outer-loop로 구성하고 그 결과 값을 지령 값으로 받아 전류제어기가 inner-loop로 구성되게 된다.

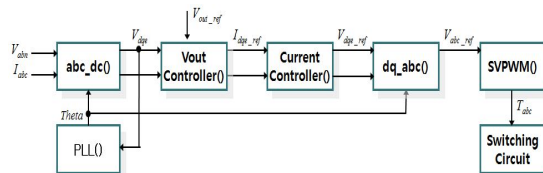


그림 4. 제어기 구성도

3.2 PLL (Phase Locked Loop)

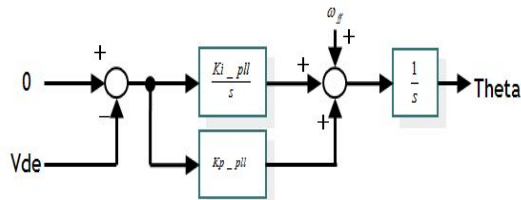


그림 5. PLL 제어 구성도

$$T(s) = E_m \cdot \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \cdot \frac{1}{s} \quad (1)$$

$$H(s) = \frac{T(s)}{1 + T(s)} = \frac{E_m K_p s + E_m K_i}{s^2 + E_m K_p s + E_m K_i} \quad (2)$$

$$H(s)_{basic} = \frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3)$$

$$K_i = \frac{\omega_n^2}{E_m} \quad (4)$$

$$K_p = \frac{2\zeta\omega_n}{E_m} \quad (5)$$

PLL은 계통 전압의 위상각을 추종하기 위한 제어기로써 그림(5)와 같이 구성된다. 이를 개루프 전달함수로 계산하면 식(1)과 같고 폐루프 전달함수는 식(2)가 된다. 이를 식(3)의 기본형 2차 전달함수와 비교하여 식(4), (5)와 같이 제어기 이득 값을 구할 수 있다. 대역폭 ω_n 은 일반적인 200[rad/s]로 설정하고 감쇠비 ζ 는 임계값 1로 설정하여 K_i 는 222로 K_p 값은 2.2로 설계하였다.

3.3 전류 제어기

전류 제어기는 PI 제어기를 사용하여 그림(7)과 같이 구성하였다. 개루프 전달함수를 구하면 식(6)과 같이 정리된다. 이를 pole-zero cancellation 기법을 사용하여 이득 값을 식(7), (8)과 같이 정리할 수 있다.

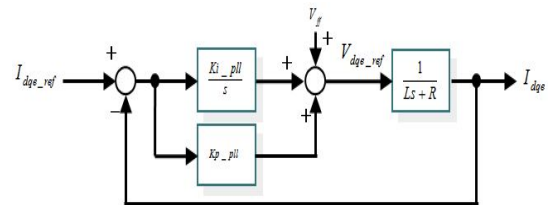


그림 7. 전류 제어기 구성도

$$T(s) = (K_p + \frac{K_i}{s}) (\frac{1}{Ls + R}) = \frac{\frac{K_p}{L}(s + \frac{K_i}{K_p})}{s(s + \frac{R}{L})} \quad (6)$$

$$K_i = R\omega_n \quad (7)$$

$$K_p = L\omega_n \quad (8)$$

대역폭 ω_n 은 시스템 주파수의 1/10~1/20으로 일반적으로 설정한다. 따라서 대역폭 ω_n 을 시스템 주파수의 1/10인 9,425[rad/s]로 설정하였고 계통 필터 인덕터는 3mH로 설정하였으므로 K_p 값은 28로 설계되며 K_i 값은 인덕터 내부 저항값을 0.5Ω으로 고려하여 4,713으로 설계하였다.

3.4 전압 제어기

전압 제어기는 과전압을 방지하기 위하여 속도는 조금 떨어지지만 overshoot가 없는 IP 제어기를 사용하여 그림(8)과 같이 구성하였다. 이때 전류제어기는 이상적으로 동작한다고 가정하여 1로 놓는다. 페루프 전달함수를 구하면 식(9)와 같이 정리된다. 이를 기본 2차 전달함수와 비교하여 이득 값을 식(10), (11)과 같이 정리할 수 있다. 대역폭 ω_n 은 inner-loop인 전류제어기의 대역폭의 1/10~1/20으로 일반적으로 설정한다. 따라서 대역폭 ω_n 을 전류제어기 대역폭의 1/20인 471[rad/s]로 설정하였고 DC링크 커패시터는 2,350uF로 설정하였으므로 K_i 값은 521로 설계되며 K_p 값은 감쇠비 ζ 를 overshoot를 줄이기 위하여 1.5로 설정하여 3.32로 설계하였다.

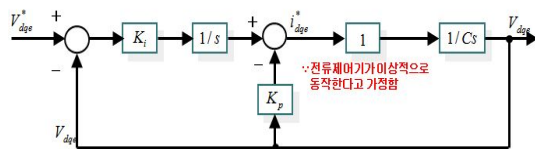


그림 8. 전압 제어기 구성도

$$H(s) = \frac{V_d}{V_d^*} = \frac{\frac{K_i}{C}}{s^2 + \frac{K_p}{C}s + \frac{K_i}{C}} \quad (9)$$

$$K_i = C\omega_n^2 \quad (10)$$

$$K_p = 2\zeta\omega_n C \quad (11)$$

4. DC-AC 인버터 시뮬레이션

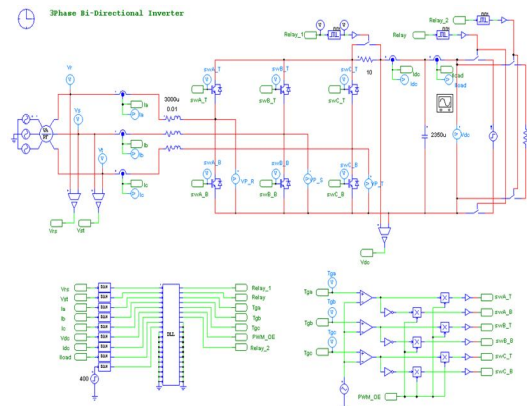


그림 9. PSIM 시뮬레이션 구성도

DC-AC 인버터를 PSIM 시뮬레이션을 그림(9)와 같이 구성하였다. 앞서 2장에서 살펴 보았던 것과 같이 시퀀스를 고려하여 회로를 구성하였다. 제어기는 .dll파일로 3장에서와 같이 설계하였다.

시뮬레이션 결과는 그림(10)과 같다. 먼저 선간전압의 최대값인 310V까지 초기 충전이 이루어지는 것을 확인할 수 있다. 이후에 DC 링크 지령 값 400V까지 DC전압이 승압되는 것을 볼 수 있다. 이때 AC 전원의 돌입 전류가 20A를 넘지 않으므로 문제없이 승압이 이루어졌다고 판단된다. 이후에 저항이 연결되어 컨버터 동작이 전압, 전류 위상이 일치하여 단위 역율로 잘 동작한다. 전류 전원으로 부하가 변경되면서 인버터 동작에서도 위상이 일치하여 단위 역율로 동작하는 것을 검증하였다. 또한 인버터 동작에서 AC전류

의 THD가 1.8%로 왜곡도 적다.

기본 시뮬레이션 결과 파형에서 추종 속도가 충분히 빠르게 동작함을 확인하였지만 부하의 변동에도 추종이 빠르고 과전압이나 과전류 현상 없이 제어되는지 시뮬레이션을 진행하였다. 그 결과는 그림(11)과 같다. 부하의 변동에도 과도상태가 거의 없으며 매우 빠르고 안정적으로 제어가 되는 것을 검증하였다.

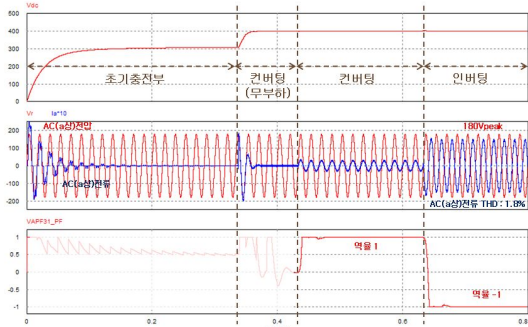


그림 10. PSIM 시뮬레이션 결과 파형

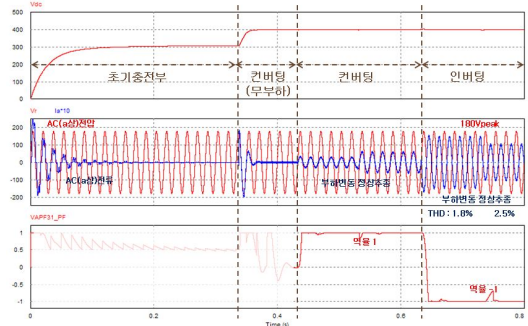


그림 11. PSIM 시뮬레이션 결과 파형

5. 계통전압 불평형 및 왜곡 보상

계통전압의 불평형과 왜곡은 컨버팅 동작에서 전원전류의 불평형과 왜곡을 발생시킨다. 그림(12)의 시뮬레이션에서는 선간 실효치 220V 계통의 a상 전압의 크기를 최대값 180V에서 15% 감압하여 153V로 설정하였고 고조파는 저주파의 영향이 많음을 고려하여

5차, 7차, 11차 고조파를 5%씩 합성하였다. 그 결과 계통전류의 불평형 및 THD는 7%의 왜곡이 나타난다.

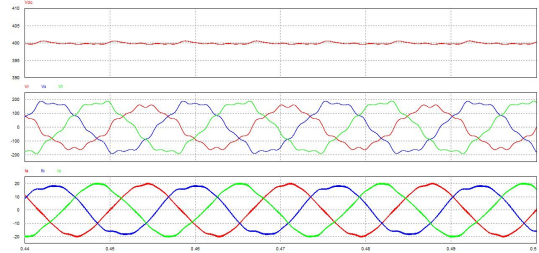


그림 12. 불평형 및 왜곡 전원전압 컨버팅 시뮬레이션 불평형 및 왜곡을 가진 3상 전압방정식은 식(12)와 같다. 이를 dq좌표계로 변환하면 식(13)과 같다.

$$\begin{aligned} e_a + e_{a_unbal} + e_{a_har} &= L_g \frac{d}{dt} i_a + v_a \\ e_b + e_{b_har} &= L_g \frac{d}{dt} i_b + v_b \end{aligned} \quad (12)$$

$$e_c + e_{c_har} = L_g \frac{d}{dt} i_c + v_c$$

$$e_d + e_{d_err} = L_g \frac{d}{dt} i_d - \omega L_g i_q + v_d \quad (13)$$

$$e_q + e_{q_err} = L_g \frac{d}{dt} i_q + \omega L_g i_d + v_q$$

계통전압의 정상일 때의 dq좌표계 방정식은 식(14)와 같다. 이를 식(13)에서 빼고 $\omega L_g i_{qd}$ 값은 전체 값에 비하여 작은 값이므로 무시하면 식(15)와 같이 불평형과 왜곡에 의한 오차값을 계산할 수 있다.

$$e_{dm} = L_g \frac{d}{dt} i_{dm} - \omega L_g i_{qm} + v_{dm} \quad (14)$$

$$e_{qm} = L_g \frac{d}{dt} i_{qm} + \omega L_g i_{dm} + v_{qm}$$

$$e_{d_err} = L_g \frac{d}{dt} i_d - L_g \frac{d}{dt} i_{dm} + v_d - v_d^* \quad (15)$$

$$e_{q_err} = L_g \frac{d}{dt} i_q - L_g \frac{d}{dt} i_{qm} + v_q - v_q^*$$

식(14), (15)를 이산화하면 식(16), (17)과 같다. 식(16)을 식(17)에 대입하면 오차값을 식(18)과 같이 정리할 수 있다.

$$i_{dm}(k+1) = \frac{T_s}{L_q}(e_d(k) + \omega L_g i_{qm}(k) + v_d^*(k)) - i_{dm}(k) \quad (16)$$

$$i_{qm}(k+1) = \frac{T_s}{L_q}(e_q(k) - \omega L_g i_{dm}(k) + v_q^*(k)) - i_{qm}(k)$$

$$e_{d_err}(k+1) + v_{d_err}(k+1) = \frac{L_g}{T_s}(i_d(k+1) - i_{dm}(k+1)) \quad (17)$$

$$e_{q_err}(k+1) + v_{q_err}(k+1) = \frac{L_g}{T_s}(i_q(k+1) - i_{qm}(k+1))$$

$$e_{d_err_comp}(k+1) = \frac{L_g}{T_s}(i_d(k+1) - \frac{T_s}{L_g}(e_d(k) + \omega L_g i_q(k) + v_d^*(k)) + i_d(k)) \quad (18)$$

$$e_{q_err_comp}(k+1) = \frac{L_g}{T_s}(i_q(k+1) - \frac{T_s}{L_g}(e_q(k) + \omega L_g i_d(k) + v_q^*(k)) + i_q(k))$$

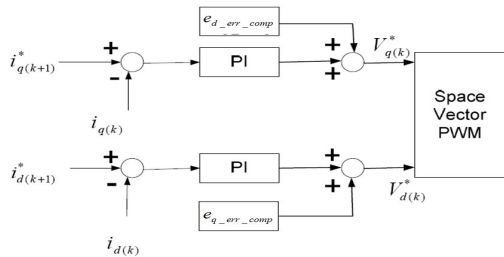


그림 13. 불평형 및 왜곡 보상 전류제어기 블록도

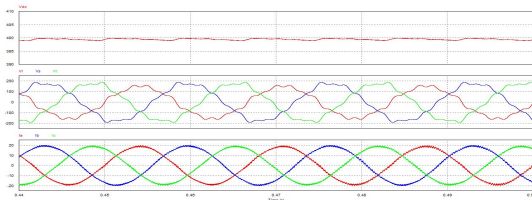


그림 14. 보상 전류제어기 적용 시뮬레이션 파형

그림(13)과 같이 전류제어기에서 오차값을 보상항으로 넣게 되면 계통전압 불평형과 왜곡으로 인한 계통 전류의 불평형과 왜곡을 보상할 수 있게 된다.

그림(14)는 보상 전류제어기를 적용한 시뮬레이션 결과이다. 계통전류의 불평형과 왜곡이 개선된 것을 확인할 수 있다. 실제 THD는 3.2%로 7%에서 많이 개선되었고 이 값은 정상적인 계통전압일 때의 컨버터 운전의 전류 THD 약 2.7% 비교하여도 크게 나쁘지 않은 값이다.

6. 결론

본 논문에서는 자립형 태양광 발전 시스템

에 양방향 DC-AC 인버터 회로의 구성과 구동 시퀀스 제시하고 제어기의 구성 및 적절한 이득값을 설계하여 시뮬레이션을 통하여 그 타당성을 검증하였다.

또한 컨버터 동작시의 계통의 전압 불평형 및 왜곡에도 계통 전류의 불평형과 왜곡을 보상하여 줄 수 있는 제어기를 설계하고 시뮬레이션을 통하여 확인하였다.

추후 실험을 통하여 제시한 회로와 구동 시퀀스 그리고 보상 전류제어기를 포함한 제어기 설계를 검증하고 보완하여 갈 예정이다.

후 기

본 연구는 2011년도 지식경제부의 재원으로 한국에너지 기술평가원(20113030010130)의 지원을 받아 수행한 신재생에너지기술개발사업 연구 과제입니다.

참 고 문 헌

1. M. T. Tsai, and W. I. Tsai, "Analysis and Design of Three Phase AC to DC Converters With High Power Factor and Near-Optimum Feedforward," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 46, no. 3, June 1999.
2. H. Mao, C. Y. Lee, D. Boroyevich, and S. Hiti, "Review of high-performance three-phase power-factor correction circuits," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 44, no. 4, pp. 437~446, 1997.
3. 나재형, "SVPWM 방식의 3상 고역율 AC-DC Boost 컨버터" 한국조명.전기설비학회 추계 학술대회 논문집, pp. 327~331, 2008.10.17
4. H. K. Shin, B. C. Yoon, and H. W. Kim, "An MRAS based current harmonics reduction for three phase PWM rectifier under input voltage distortion," 8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia. pp. 2267~2273, May 30-June 3, 2011.