

Z-소스 인버터를 사용한 단상 계통 연계형 태양광 시스템 제어

全泰園[†], 트란관빈^{*}, 金興根^{**}

Control of Single-Phase Grid-Connected Photovoltaic System using a Z-Source Inverter

Tae-Won Chun, Quang-Vinh Tran and Heung-Geun Kim

요 약

본 논문에서는 Z-소스 인버터를 사용하여 단상 계통 연계형 태양광 시스템을 제어하는 기법을 제시하였다. 인버터 스위칭소자의 전압 스트레스를 고려하여 광전지 출력전압에 대한 계통 연계형 Z-소스 인버터의 동작영역을 분석하였다. 스위칭 손실을 감소시키면서 shoot-through 시간을 효율적으로 제어하는 스위칭 패턴을 사용하였다. 시뮬레이션 및 32-비트 DSP를 사용한 실험을 통하여 계통연계형 Z-소스 인버터의 제어 시스템의 성능을 평가하였다.

ABSTRACT

In this paper, a method for controlling the a single-phase grid-connected photovoltaic(PV) system using Z-source inverter (ZSI) is proposed. The operating region of grid-connected ZSI system with a variation of PV output voltage are analyzed by considering the voltage stress across switching devices. The switching patterns for controlling effectively the shoot-through time while reducing the switching loss are suggested. Both the simulation studies and experimental results with 32-bit DSP are carried out to verify the performances of proposed system

Key Words : Grid connected, Switching pattern, Voltage stress, ZSI (Z-source inverter)

1. 서 론

근래 태양광에너지를 전력용 변환기를 거쳐 계통에 연결하여 사용하는 방법이 일반화되고 있다.^{[1][2]} 이 전력용 변환기는 PV 어레이에서 출력되는 직류전압을 계통에 연결하기 위하여 적절한 교류전압으로 변환시키면서, 최대 출력점에서 동작시키기 위하여 최대전력

추적제어 (MPPT)를 수행한다. 이 PV 출력전압이 계통전압보다 낮을 경우 일반적인 전력변환장치는 이 직류전압을 승압시키기 위한 직류 부스트 변환기와 PWM 인버터 등 두 단계로 구성된다. 그런데 이 직류 부스트 컨버터로 인하여 전력회로가 더 복잡해지며, 비용이 상승하고 효율이 떨어지는 문제가 있다. 또한 PWM 인버터의 단락을 방지하기 위하여 각 상 브리지의 상위 및 하위 스위칭 소자의 PWM 신호에 데드시간이 반드시 필요하다. 이 데드시간에 의해 출력 교류전압의 크기가 감소되면서 왜곡현상도 발생하는 문제가 있다.

그런데, 직류 부스터 컨버터 없이 직류 승압기능을 가지고 있는 ZSI (Z-Source Inverter)를 PV의 전력변

[†]교신저자 : 정회원, 울산대 전기전자정보시스템공학부 교수

E-mail : twchun@mail.ulsan.ac.kr

^{*}정회원, 울산대 대학원 전기공학과 박사과정

^{**}정회원, 경북대 전자전기공학부 교수

접수일자 : 2008. 8. 13 1차 심사 : 2008. 8. 27

심사완료 : 2008. 8. 28

환기에 적용할 경우 여러 장점이 있다.^[3] 기존 PWM 인버터와 달리 shoot-through 시간을 제어하여 직류전압을 상승시킴으로써 직류 부스트컨버터가 필요 없어서 전력회로를 간단히 할 수 있으며, 인버터 데드시간이 없으므로 신뢰성을 향상시킬 수 있다.

따라서 PV의 전력용 변환기로 ZSI를 사용한 여러 논문들이 발표되었다. 참고문헌 [4]에서는 PV시스템에 ZSI를 사용하였을 경우와 기존의 전력변환기를 사용하였을 경우 특성을 서로 비교하였다. 또한 ZSI를 단상계통에 연결 시 PV의 MPPT 제어하기 위한 제어 방법과 3상 계통연결 시 역시 PV를 MPPT제어하면서 유효 및 무효전력을 제어하는 기법이 발표되었다.^[5-7]

본 논문에서는 단상 계통에 연결된 PV시스템에 ZSI 적용 시, 동작특성 분석과 함께 ZSI로 유효전력제어 기법을 제시한다. 먼저 단상 ZSI에서 원하는 shoot-through 시간을 정확하고 쉽게 제어하기 위하여, 기존의 펄스 변조방식에서 shoot-through시간을 첨가시키면서 단상 인버터의 스위칭 수를 감소시키는 변형 변조기법을 제시한다. 그리고 단상 그리드와 연계하기 위하여 PV 출력전압 변화범위에 따라 스위칭 소자의 전압 스트레스를 고려하여 ZSI가 제어할 수 있는 범위를 분석한다. 단상 그리드 연계형 ZSI 시스템의 유효전력제어에 대한 시뮬레이션 및 32-비트 DSP를 사용한 실험을 통하여 본 논문에서 제시한 기법의 타당성을 확인한다.

2. 단상그리드 연계형 ZSI 구조 및 동작특성

그림 1은 단상 그리드 연계형 ZSI의 구조를 보인 것이다. 이 ZSI는 PV 어레이와 역방향 전류를 차단하기 위한 다이오드, 두 개 인덕터와 커패시터가 X형태로 연결된 Z-source 네트워크, 4개의 스위칭 소자로 구성된 단상 PWM 인버터, 그리드와 인버터 출력단 사이 인덕터로 구성된다. 이 단상 ZSI는 스위칭 소자의 스위칭상태에 따라 2개의 전압벡터와 2개의 영전압 벡터가 부하에 인가되는 일반적인 PWM인버터로 동작하는 비shoot-through 모드와 어떤 한 브리지에서 상위와 하위 스위칭소자를 동시에 도통시켜 인버터 입력단을 단락시키는 shoot-through 모드 등 2개 동작모드로 동작된다. 즉, 한 주기 T_s 구간 중 shoot-through 시간 T_{sh} 동안 shoot-through 모드로 동작하고, 나머지 시간 즉 $(T_s - T_{sh})$ 구간은 비shoot-through 모드로 동작된다.

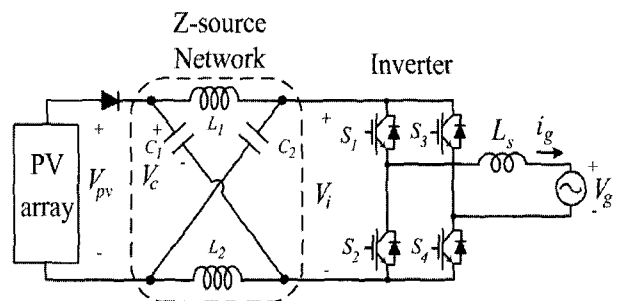


그림 1 단상 그리드 연계용 ZSI의 구조
Fig. 1 Structure of single-phase grid connected ZSI

두 동작모드에서의 ZSI의 등가회로를 사용하여 커패시터 전압과 인버터 입력단 피크전압 식은 다음과 같이 각각 유도된다.^[3]

$$V_c = \frac{1 - M_{sh}}{1 - 2M_{sh}} V_{pv} \quad (1)$$

$$\widehat{V}_i = \frac{1}{1 - 2M_{sh}} V_{pv} \quad (2)$$

여기서 $M_{sh} = \frac{T_{sh}}{T_s}$ 이다.

위의 식과 같이 커패시터 전압 및 인버터 입력단 피크전압은 shoot-through시간의 함수이다. 이 시간이 증가되면 커패시터 전압이 증가되지만, 인버터 입력전압이 더 많이 증가되어 인버터 스위칭소자의 전압스트레스가 더 크게 된다.

한 주기 T_s 에서 T_a 시간동안 유효전압이 인가될 경우, 인버터 출력전압의 기본파 피크치는 다음 식과 같이 표현된다.

$$\widehat{V}_{ac} = M_a \widehat{V}_i \quad (3)$$

여기서 변조비 $M_a = \frac{T_a}{T_s}$ 이다.

식(2)를 식(3)에 대입하면, PV의 직류출력전압에 대한 인버터 교류출력전압의 비 즉 ZSI의 교류전압이득 G_{ac} 식은 다음과 같이 유도된다.

$$G_{ac} = \frac{V_{ac}}{V_{pv}} = \frac{M_a}{\sqrt{2}(1 - 2M_{sh})} \quad (4)$$

이 ZSI를 단상 그리드 연계제어할 경우, PV 출력전압에 대하여 스위칭소자의 전압스트레스를 고려하면서 ZSI의 동작범위를 분석한다. 먼저 일반적인 PWM 인버터에서 한주기동안 유효전압인가 구간 T_a 과 영전압인가 구간 T_0 으로 나누어진다. 여기서 ZSI에서는 T_a 시간은 유지하고 영전압 인가 구간 중 shoot-through 시간을 할당한다. 따라서 한주기는 다음 식과 같이 유효전압인가 시간 T_a , shoot-through 시간 T_{sh} , shoot-through 시간 때문에 감소된 영전압인가 시간 T_0' 등으로 구성된다.

$$T_s = T_a + T_0' + T_{sh} \quad (5)$$

위의 식에서 영전압 인가 시간 T_0' 을 0으로 하면 T_a 값이 최대가 되면서 T_{sh} 시간 즉 shoot-through 변조비 M_{sh} 는 다음 식과 같이 제한된다.

$$M_{sh} = 1 - M_a(Max) \quad (6)$$

식 (6)을 식 (4)에 대입하면 다음 식과 같이 최대 변조비는 교류전압이득으로 표현할 수 있다.

$$M_a(Max) = \frac{2\sqrt{2} G_{ac}}{2\sqrt{2} G_{ac} - 1} \quad (7)$$

그림 2는 단상 그리드 전압이 110V일 경우 PV 출력전압에 대하여 식(7)을 사용하여 M_a 의 최대값을 구하고 식(6)으로, M_{sh} 의 최소값을 계산한 것이다. 한편 인버터 출력전압은 그리드 전압에 대하여 인덕터 값, 유효전력 및 무효전력의 종류 및 크기에 따라 크기 및 위상이 약간 차이가 있지만, 인버터 출력전압의 기본 파와 그리드 전압이 동일하다고 가정한다.

이 동작영역 내에서 shoot-through 시간 즉 M_{sh} 가 증가하면 스위칭 소자의 전압스트레스가 증가되므로 전압스트레스 제한 값에 따라 M_{sh} 의 최대값이 결정된다. 만약 전압스트레스를 최대 300V로 제한 시 PV의 출력전압은 대략적으로 80V-90V이상 되어야 하며, 허용 전압스트레스를 500V, 700V로 증가시킬 경우에는 동작영역이 더 넓어지고 PV의 출력전압 범위도 더 확대됨을 알 수 있다.

따라서 PV 출력 전압의 가변범위가 결정되면 적절한 정격전압을 가지는 PWM인버터의 스위칭 소자를 선정할 수 있다.

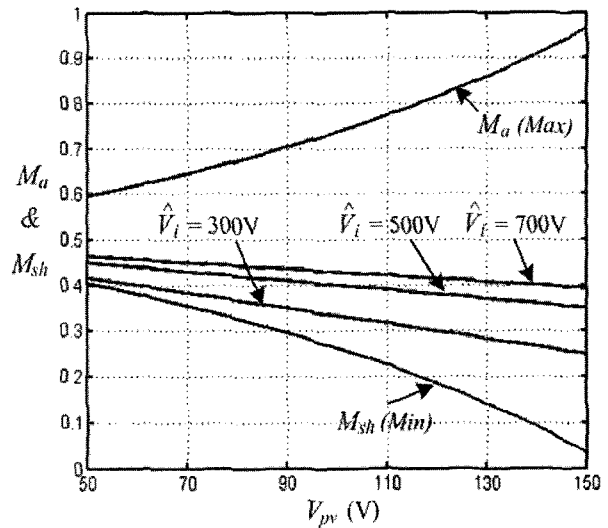


그림 2 변조비에 대한 동작영역
Fig. 2 Operation region for modulation indexes

3. 변형 변조방식

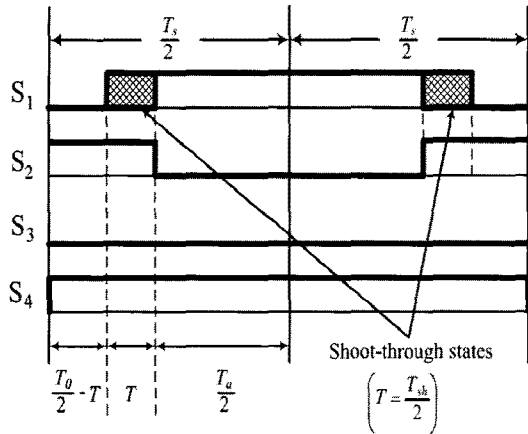
단상 ZSI에서 4개 스위칭소자 PWM신호에 shoot-through 시간을 제어하면서 스위칭 수를 최소화시키는 변형 펄스변조방식을 사용한다.

그림 3은 변형변조 방식을 사용한 스위칭 패턴을 보인 것이다. 인버터 출력전압 감소를 방지하기 위하여 유효전압 인가 시간 T_a 는 그대로 유지하고 영전압 인가 시간 중에 shoot-through 시간을 할당한다. 시간 T_a , T_0 , T_{sh} 모두 반으로 나누고, 반주기를 기준으로 3개의 구간을 대칭 분포시킨다.

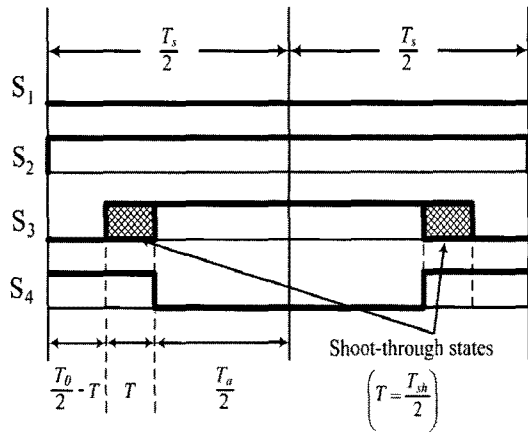
그림 3(a)는 기준전압이 양의 값을 가졌을 경우 스위칭 패턴이다. 스위칭소자 S1과 S2의 펄스를 변조하고, 스위칭소자 S3는 오프상태로 S4는 온상태로 유지한다. 첫번째 구간에서는 S2, S4가 도통되어 출력전압은 0이 되고, 다음 구간 즉 shoot-through 구간에서는 S1, S2, S4가 도통되면서 S1, S2의 브리지가 단락상태가 된다. 세 번째 구간에서는 S1, S4가 도통되어 양의 전압이 인버터로 출력된다. 그림 3(b)는 기준전압이 음의 값을 가졌을 경우 스위칭 패턴이다. 이번에는 스위칭소자 S1이 오프상태로 S2는 온상태로 유지하면서 스위칭소자 S3과 S4의 펄스를 변조시킨다. 여기서 shoot-through 구간에서는 S3, S4의 브리지가 단락상태가 되며, 스위칭소자 S2, S3가 도통되는 세 번째 구간에서는 음의 전압이 인버터로 출력된다.

기준전압의 양 또는 음의 경우 모두 4개 스위칭소자 중 2개 스위칭소자는 항상 온 또는 오프 상태로 유지

하고 기준전압 극성이 바뀔 때만 스위칭 한다. 그리고 나머지 두 스위칭소자는 한 샘플링구간에서 한 번씩 온-오프 스위칭을 한다. 따라서 스위칭 수를 감소시킴에 따라 스위칭 손실을 줄일 수 있다.



(a)



(b)

그림 3 변형 변조 기법의 스위칭 패턴 : (a) 기준전압이 양의 값일 경우, (b) 기준전압이 음의 값일 경우

Fig. 3 Switching pattern of modified modulation method: (a) when the reference voltage is positive, (b) when the reference voltage is negative.

4. 단상 계통연계용 ZSI 제어

단상 계통연계용 ZSI 제어시스템의 블럭도는 그림 4와 같다. 이 제어 시스템은 계통전압의 동기화를 위한 phase lock loop (PLL), 커패시터 전압 제어, 그리드 전류제어 등으로 나눌 수 있다.

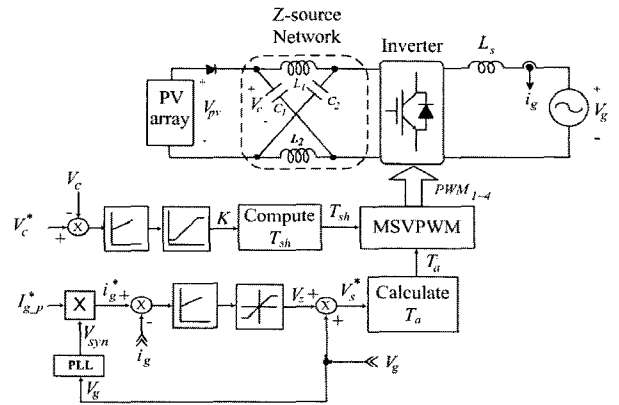


그림 4 단상 계통연계형 ZSI제어 블럭도
Fig. 4 Block diagram for single-phase grid-connected ZSI control system

4.1 PLL 알고리즘

본 논문은 그리드 전압과 위상을 동기화시키기 위하여 기준신호가 정현파일 경우 가장 적합한 곱형 (product-type) PLL 기법을 사용한다.^[8] 그림 5는 곱형 PLL 구조를 보인 것으로, 기준전압인 그리드전압과 케환신호를 곱하는 위상검출기(PD), 저역필터(LPF), 증폭기 및 적분기로 구성되어 있다.

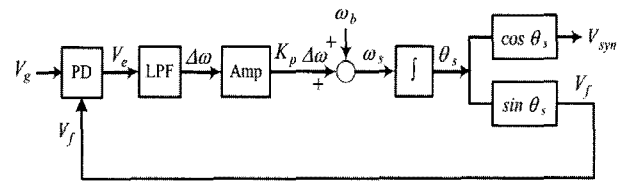


그림 5 곱형 PLL의 구조
Fig. 5 Structure of basic product-type PLL

그리드전압과 케환신호는 $V_g = V_p \cos(\omega_1 t + \theta_g)$, $V_f = \sin(\omega_2 t + \theta_s)$ 로 각각 표시한다. 이 PLL이 기본 주파수로 lock될 때 $\omega_1 = \omega_2 = \omega_b$ 이 되며, PD의 출력값을 단위화시키기 위하여 그리드전압의 피크치 $V_p=2$ 인 경우 PD의 출력 즉 두 신호를 곱한 식은 다음과 같다.

$$V_e = \sin(\theta_g - \theta_s) + \sin(2\omega_b t + \theta_g + \theta_s) \quad (8)$$

식(8)에서 PD의 출력은 직류성분과 기본주파수의 두 배의 주파수로 발진하는 교류성분으로 구성된다.

저역필터로 교류성분을 감소시키고, 이 저역 필터 출력을 주파수 변화량 $\Delta\omega$ 로 정의한다. 다음은 증폭기의 증폭을 K_p 를 곱한 후, 기본 각속도를 더하여 ω_s 를

계산한다. 이 각속도를 적분하여 위상각 θ_s 를 구하고 \sin 과 \cos 함수로 그리드 전압과의 동기신호 V_{syn} 과 궤환신호 V_f 를 각각 계산한다. 이 방식은 기본 각속도를 중심으로 변화량을 조정하여 PLL의 두 입력신호 위상을 lock시킨다.

4.2 커패시터 전압 및 그리드 전류제어

커패시터 직류전압은 shoot-through 시간에 의해 제어된다. 그런데 식(1)에서 보인 바와 같이 커패시터 전압과 shoot-through 시간이 비선형 특성을 가지고 있으므로 커패시터 전압제어 성능이 저하된다. 이 관계를 선형화시키기 위하여 $K=V_c/V_{pv}$ 를 정의하면, 커패시터 전압과 변수 K 는 비례관계가 된다.^[9] 따라서 커패시터 PI제어기 출력을 K 로 정의하고, 다음 식을 사용하여 T_{sh} 값을 계산한다.

$$T_{sh} = \frac{K-1}{2K-1} T_s \tag{9}$$

유효전력제어를 위하여 그리드 전류를 제어한다. 원하는 유효전력값 즉 기준 그리드 전류 피크값을 입력시키면 PLL에서 출력되는 그리드 전압의 동기신호와 곱하여 그리드 기준전류가 계산된다. 실제 그리드 전류와 비교하여 PI제어기를 거치면 이 제어기의 출력이 그리드 전압을 기준으로 전압변화량이 된다. 따라서 그리드 전압을 더하여 기준 인버터 전압을 계산한다. 식(4)로부터 유도된 다음 식으로부터 기준 인버터 전압으로 T_a 시간을 계산한다.

$$T_a = (T_s - T_{sh}) \times \frac{|V_s^*|}{V_c} \tag{10}$$

이 T_a 와 커패시터 전압 제어기에서 출력된 T_{sh} 값으로 3상에서 언급한 변형 변조방식으로 4개의 PWM신호를 발생시킨다.

5. 시뮬레이션 및 실험결과

그림 6은 PSIM을 사용한 시뮬레이션 결과로 전반적인 단상 계통연계형 ZSI 시스템의 제어특성을 보인 것이다. 먼저 PV의 출력전압이 100V일 경우 커패시터 기준전압을 150V로 하였을 때 커패시터 전압 및 shoot-through시간의 과도응답 특성을 보인다. 그리고 곱형 PLL를 사용하여 약 3주기 후에 동기신호가 그리드전압과 동기화된다. 마지막으로 기준 그리드 전

류에 대하여 실제 그리드전류가 약간의 위상차와 크기 오차가 있지만 비교적 잘 추종함을 알 수 있다.

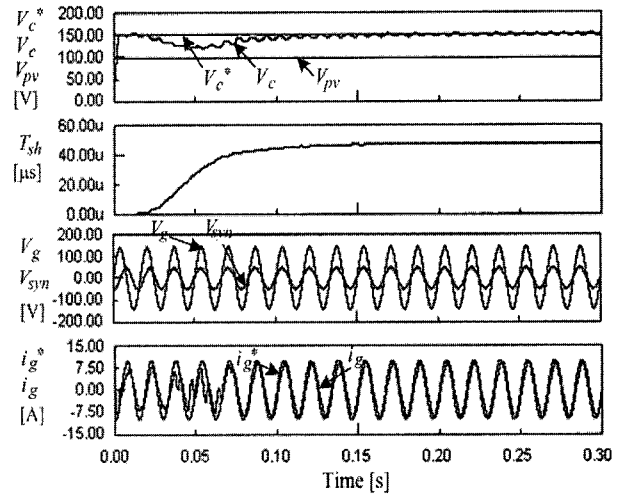


그림 6 시뮬레이션 결과
Fig. 6 Simulation results

TI사의 32비트 DSP TMS320F2812로 ZSI 시스템을 구현하여 실험을 수행하였다. 샘플링구간은 200μsec이며, 따라서 ZSI의 스위칭주파수는 5KHz가 된다.

그림 7은 기준전압이 양의 값일 때 4개의 PWM파형을 보인 것이다. 스위칭 소자 S1, S2는 15μs의 shoot-through시간을 가지면서 제어되고 S3는 오프상태, S4는 온상태를 유지한다.

그림 8은 PV의 출력전압이 약 100V이며 커패시터 전압을 150V로 부스트 시켰을 때, 커패시터전압과 shoot-through시간의 과도상태를 보인 것이다. 커패시터전압이 100V에서 150V로 증가시키기 위하여 shoot-through시간이 약 50μs로 제어된다.

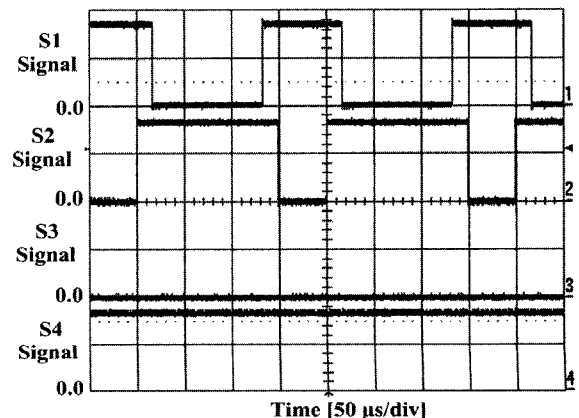


그림 7 PWM 신호 파형
Fig. 7 Waveform of PWM signals

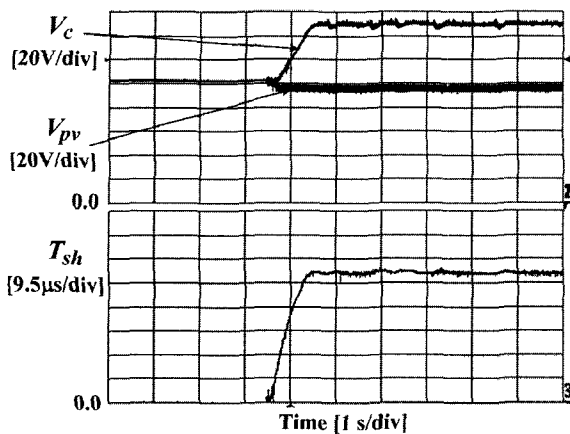


그림 8 커패시터 전압 과도응답
Fig. 8 Transient response of capacitor voltage

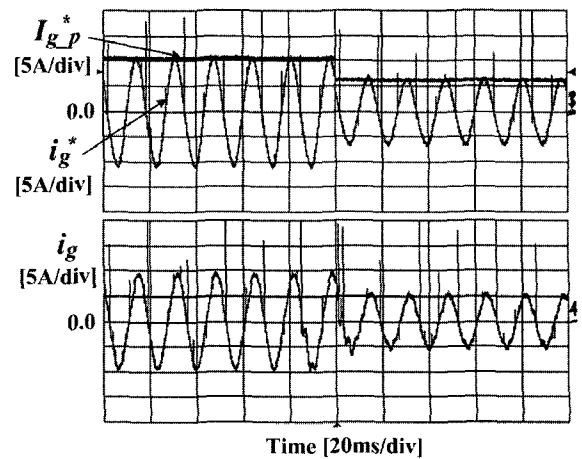


그림 10 그리드 전류 과도응답
Fig. 10 Transient response of grid current

그림 9는 그리드 전압이 110V일 때 그리드전압 동기신호, 인버터 출력전압 및 그리드 전류 파형을 보인 것이다. PLL에서 출력되는 동기신호는 상당히 왜곡된 그리드전압의 위상과 동일하며, 이 동기신호를 사용하여 제어되는 그리드 전류 역시 전압과 거의 위상이 같음을 알 수 있다. 그리고 $M_{sh}=0.25$ 정도이므로 인버터 입력전압 피크치 \hat{V}_i 가 약 200V되고, 따라서 인버터 출력전압 피크치가 약 200V된다.

그림 10은 그리드 전류 기준 피크값을 10A에서 6A로 감소시켰을 때 기준 그리드 전류와 실제 그리드 전류의 과도 응답 특성을 보인 것이다.

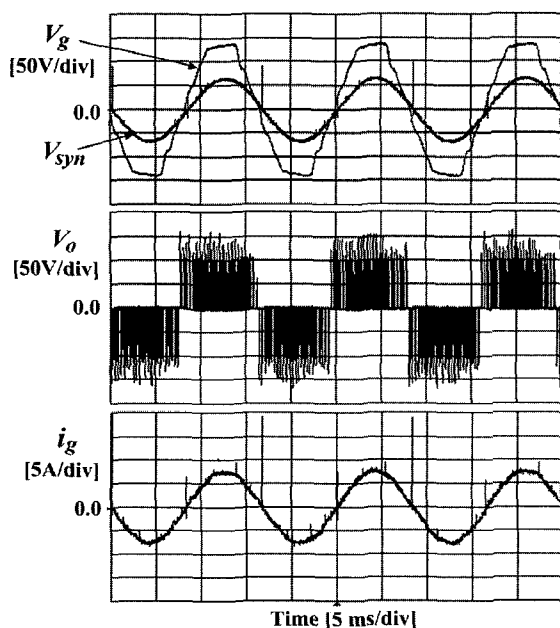


그림 9 그리드 전압 및 전류, 동기신호, 인버터 출력전압
Fig. 9 Grid voltage and current, synchronous signal, and output voltage of inverter

6. 결 론

Z-소스 인버터를 사용하여 단상 태양광 계통연계형 시스템을 제어하는 기법을 제시하였다. PV의 출력전압 크기와 인버터의 스위칭소자의 전압 스트레스를 고려하여 계통 전압을 발생시키기 위한 ZSI의 동작범위를 분석하였다. 한 샘플링구간에서 shoot-through 시간을 제어하면서 단상 PWM인버터의 스위칭 소자 4개 중 2개만 스위칭하여 스위칭 수 즉 스위칭 손실을 감소시킬 수 있는 변형 변조기법을 제시하였다. 시뮬레이션 및 32비트 DSP를 사용한 실험을 통하여 단상 계통연계형 ZSI 시스템에서 곱형 PLL을 사용한 그리드 전압 동기화, 직류 커패시터전압 선형제어, 그리드 전류제어 특성 등이 우수함을 입증하였다.

이 논문은 2007년도 울산대학교 연구비에 의하여 연구되었음

참 고 문 헌

- [1] IEEE P929/D11, Draft Recommended Practice for Utility Interface of Photovoltaic (PV) Systems, 1999, Nov.
- [2] M. Calais, J. Myrzik, T. Spooner, and V.G. Agelidis, "Inverters for single-phase grid connected photovoltaic System - an overview", in Conf. Rec. of PESC02, pp. 1995-2000, 2002.
- [3] F. Z. Peng, "Z-Source Inverter", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 39, No. 2, pp. 504-510, 2003, Mar./Apr.

- [4] B. Farhangi and S. Farhangi, "Comparison of z-source and boost-buck inverter topologies as a single phase transformer-less photovoltaic grid-connected power conditioner", in Conf. Rec. of PESC05, pp. 1692-1698, 2005.
- [5] P. Xu, X. Zhang, C.W. Zhan, R.X. Cao and L. Chang, "Study of Z-Source Inverter for Grid-Connected PV Systems", in Conf. Rec. of PESC06, pp. 1-5, 2006.
- [6] Badin. R., Yi Huang, Peng F. Z., Heung-Geun Kim, "Grid Interconnected Z-Source PV System", in Conf. Rec. of PESC07, pp. 2328-2333, 2007.
- [7] Y. Huang, M. Shen, F. Z. Peng, and J. Wang, "A Z-Source Inverter for Residential Photovoltaic Systems", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 21, No. 6, pp. 1776-1782, 2006, Nov.
- [8] G. C. Hsieh, J. C. Hung, "Phase-locked loop techniques-A survey", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 43, No. 6, pp. 609-615, 1996, Dec.
- [9] Q. V. Tran, T. W. Chun, J. R. Ahn, and H. H. Lee, "Algorithms for Controlling Both the DC Boost and AC Output Voltage of Z-Source Inverter", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 54, No. 5, pp. 2745-2750, 2007, Oct.

저 자 소 개



진태원(全泰園)

1959년 1월 30일생. 1981년 부산대 전기공학과 졸업. 1983년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1995년~1996년 버지니아공대 방문교수. 현재 울산대 전기

전자정보시스템공학부 교수. 현재 당 학회 편집이사.



트란관빈(Q.V. Tran)

1979년 6월 19일생. 2002년 베트남 호치민대 전기전자공학과 졸업. 2006년 울산대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.



김흥근(金興根)

1956년 4월 24일생. 1980년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1982년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 현재 경북대 전자전기공학부 교수. 현재 당 학회 부회장.