

## 고역률 제어를 위한 단상 전압원 PWM 컨버터에 관한 연구

류성식, 손진근\*, 정을기, 김형원, 전희종  
숭실대학교, 경원전문대학\*

### A study of Single-phase Voltage Source PWM Converter for High Power Factor

Sung-Sik Ryu, Jin-Geun Son\*, Ul-Ki Jung, Hyung-Won Kim, Hee-Jong Jeon  
Soongsil University, Kyungwon College\*

#### Abstract

In this paper, the method of reducing harmonics and correcting of power factor in single PWM converter associated with diode rectifier and boost converter is studied.

The ac-dc converter in which the harmonic distortion in the input current is reduced using a third harmonic injected PWM is proposed. A lower switching power loss and easy configuration of control circuit are obtained by adopting discontinuous current mode. Simulation and experimental results of ac-dc converter with 5[kHz] switching frequency are presented and correction of power factor and reduction of total harmonic distortion was established.

미국이나 유럽연합의 경우에는 이미 소용량에서 IEC1000-3-2등을 제정하여 규제관리기준으로 삼고 있는 실정이다[1-3].

본 논문에서는 불연속 전류모드 부스트 PFC 제어기법을 채용하여 역률의 저하 및 고조파 발생에 따른 문제점을 해결하고자 한다. 이는 입력전류에 포함된 고조파 중에서 가장 지배적인 저차의 고조파 즉 3차고조파의 제거 및 THD감소를 위하여 입력전류성분에 3차고조파를 주입시켜 PWM 제어기법을 제안한다. 고차의 고조파제거는 EMI 필터설계로 필터링이 가능하나 저차 특히 3차고조파는 필터링이 거의 되지 않으며 근본적인 해결책이 되지 못하므로 3차고조파의 주입방식에 따른 최저의 고조파 제거기법은 효과적이라 할 수 있다[4-5].

따라서 본 논문에서는 이에 대한 고조파 성분의 함수를 도출하고 시뮬레이션 파형 및 실험 결과파형을 통하여 제안된 방법의 타당성을 입증한다.

#### 1. 소 개

AC/DC 다이오드 정류기는 회로구성이 간단하고 별개의 제어기를 구성할 필요가 없으며 가격이 저렴하다는 장점과 함께 제어기의 스위칭 오동작으로 인한 사고 위험이 경감된다는 이유 때문에 그 수요가 날로 증가하고 있다.

그러나 이러한 정류기는 전압 평활화를 위한 캐패시터의 영향으로 입력측에 불연속 펄스성의 전류가 유입하면서 역률의 저하를 초래하고 전체적인 고조파 함유율이 증가하게 된다. 이러한 영향들은 다른 전원계통에 심각한 악영향을 초래하게 된다. 즉 역률이 낮으면 다른 전원계통에 효율이 나빠지고 고조파 함유가 많으면 주변의 기기 및 전자장치에게 전자기적 간섭(EMI)을 끼치면서 기기의 오동작을 일으키게 한다. 따라서 이에 따른 규제가 예상되는 가운데

#### 2. 부스트 컨버터의 고조파 해석

다이오드 정류기와 결합된 부스트 컨버터에 대한 해석을 수행하기 위한 전력회로의 모델을 그림1에 나타내었다.

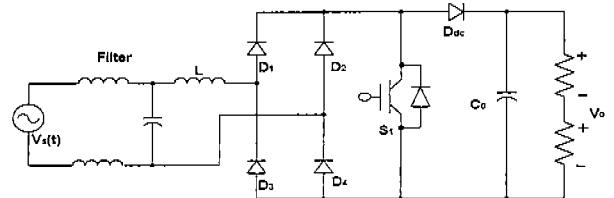


그림 1 부스트 컨버터의 전력회로 구성  
여기서 입력 교류전압은 다이오드 브리지정류기를 통하여 정류되고 주 스위칭소자인 IGBT, 인덕터 L,

그리고 직류링크단 다이오드  $D_{dc}$ 에 의하여 부스트 컨버터의 동작을 수행한다. 그리고 출력단에서의 리플 전압은 평활 캐패시터  $C_0$ 에 의하여 감소되고 입력단에서의 필터사용은 고조파성분을 저감시키게 된다. 전력용 IGBT 소자는 일정 스위칭 주파수로 동작되고 출력단의 전압은 듀티비  $D$ 에 의해서 그리고 스위치의 온/오프 시간은 적절한 PWM을 사용하여 주기적으로 가변한다. 이에 대한 입력전압은 식(1)과 같이 정현전압으로 표현할 수 있다.

$$V_s = V_m \sin(\omega t) \quad (1)$$

정상상태에서 일정 스위칭 주파수의 부스트 컨버터에 대한 인덕터 전류  $i_L$ 은 스위치의 온/오프 시간으로 구분할 수 있으며 또한 연속전류모드와 불연속전류모드로 나누어진다.

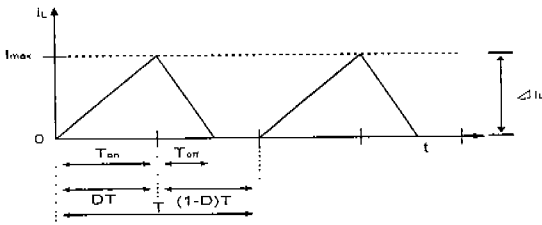


그림 2 불연속전류시 인덕터의 전류

그림2는 불연속전류모드에 대한  $i_L$  전류를 나타낸 것이며 본 논문에서는 제어의 용이성 등 많은 장점이 있는 이 방식을 적용하여 해석한다. ON 스위칭시에  $i_L$ 에 대한 평균전류  $I_{ON}$ 은  $(1/2)I_{max} \cdot D$ 로 나타나며 피크전류  $I_{max}$ 는  $\Delta i_L$ 로 표현할 수 있으므로 식(2)와 식(3)의 관계가 성립한다.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{V_s}{L} \quad (2)$$

$$I_{ON} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_s \cdot D^2 \cdot T}{L} \quad (3)$$

마찬가지의 방법으로 OFF 스위칭시 평균전류  $I_{OFF}$ 는 식(4)와 같으며,  $\Delta t$ 는 식(2)의 관계 및 출력 전압  $V_0$ 을 이용하여 정리하면 식(5)와 같다.

$$I_{OFF} = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_{max} \cdot \Delta t}{T} \quad (4)$$

$$\Delta t = \frac{L |I_{max}|}{V_0 - |V_s|} = \frac{|V_s| DT}{V_0 - |V_s|} \quad (5)$$

따라서  $I_{OFF}$ 는 식(6)과 같이 재정리할 수 있다.

$$I_{OFF} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_s |V_s| D^2 T}{L (V_0 - |V_s|)} \quad (6)$$

식(3)에서 알 수 있듯이 주어진 입력전압에 대하여 듀티비  $D$ 가 일정 상수라면  $I_{ON}$ 은 정현 입력전압  $V_s$ 에 비례하므로 고조파의 성분은 존재하지 않는다. 그러나  $I_{OFF}$ 는  $V_s$ 에 대하여 비선형 함수로 작용하므로 많은 고조파를 포함하게 되며 이에 따른 심각한 문제가 발생함을 예상할 수 있다. 이 관계를 푸리에 변환

형식으로 해석하면  $I_{ON}$ 과  $I_{OFF}$ 의 전류가 가산되어 입력전류  $I_s$ 로 작용하고 이에 대한 표현은 식(7)과 같이 정리할 수 있다.

$$I_s = \frac{1}{2} \cdot \frac{D^2 T}{L} \left( V_s + \frac{V_s \cdot |V_s|}{V_0 - |V_s|} \right) \quad (7)$$

식(6)의 관계에서 상수를 제외한 비선형 함수 즉 고조파에 대한 함수  $V_s \cdot |V_s| / (V_0 - |V_s|)$ 를 일반적인 푸리에 변환식에 대입하면 식(8)과 같이 된다.

$$F_n = \frac{1}{2} \cdot \frac{\omega}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{\omega}}^{\frac{\pi}{\omega}} \frac{V_s \cdot |V_s|}{V_0 - |V_s|} e^{-m\omega t} dt \quad (8)$$

또한  $V_s$ 에 대하여 식(1)을 이용하여 정리하면 식(9)로 정리할 수 있다.

$$F_n = j \frac{\omega}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{V_m^2 \cdot \sin^2(\omega \cdot t)}{V_0 - V_m \cdot \sin(\omega \cdot t)} \sin(n\omega t) dt \quad (9)$$

여기서  $n$ 은 각 고조파의 차수를 나타낸 것이며 대칭적 파형에서 짝수고조파는 0이다. 그리고 부스트 컨버터의 승압율 ( $V_0/V_m$ )에 대한 기본과 성분 및 고조파 영향에 가장 지배적인 3차의 고조파성분을 구하여 나타내면 그림3과 같이 나타난다. 특히 승압의 비율이 2보다 적을 때에는 3차 고조파의 영향이 가장 크게 나타나고 있음을 확인할 수 있다.

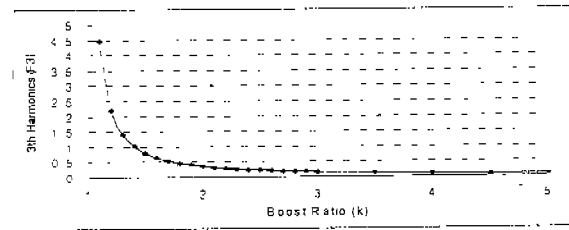


그림 3 승압률에 따른 3차 고조파의 크기

### 3. 3차 고조파의 제거 알고리즘

단상 다이오드 정류기의 입력부분에 나타나는 고조파성분은 3차 고조파가 가장 큰 영향으로 나타나게 되며 이에 대한 제거기법은 식(12)와 같은 듀티비의 변조함수 주입에 의하여 가능하다.

$$D = p(1 + m \sin(\omega t + \theta_0)) \quad (12)$$

여기서  $p$ 는 비례 계인이며,  $m$ 은 변조지수 그리고  $\theta_0$ 는 입력전류의 THD 저감을 위한 초기 위상각이다. 또한 입력전류  $I_{ON}$ 에는 고조파가 존재하지 않고  $I_{OFF}$ 에만 나타나므로 이를 위해서는 제곱식이 필요하고  $m$ 의 크기가 적은 값이라고 가정하면 식(13)과 같이 표현할 수 있으며 이를 식(7)에 대입 정리하면 고조파함수의 주입식이 식(14)와 같이 표현된다

$$D^2 = p^2 + 2pm \sin(\omega t + \theta_0) \quad (13)$$

$$I_s = \frac{1}{2} \cdot \frac{T}{L} \left( V_s + \frac{V_s \cdot |V_s|}{V_0 - |V_s|} \right) (p^2 + 2pm \sin(\omega t + \theta_0)) \quad (14)$$

따라서  $I_{ON}$ 의 전류에는 기본파만 존재하므로 이 식에 3차고조파를 주입시키고  $I_{OFF}$ 의 전류에 해당하는 고조파를 표현하면 식(15), 식(16)과 같이 된다.

$$I_{ON} = I_{10} \sin(\omega t + \theta_1) + I_{11} \sin(3\omega t + \theta_2) \quad (15)$$

$$I_{OFF} = I_{12} \sin(\omega t + \theta_3) + I_{13} \sin(3\omega t + \theta_4) + I_{14} \sin(5\omega t + \theta_5) + I_{15} \sin(7\omega t + \theta_6) + I_{16} \sin(9\omega t + \theta_7) \quad (16)$$

여기서  $\theta_1 \sim \theta_7$ 는 고조파 함유에 따른 위상 각이고  $I_{10} \sim I_{16}$ 은 해당 고조파의 크기를 각각 나타낸 것이다. 따라서 입력전류  $I_S$ 는  $I_{ON}$ 과  $I_{OFF}$ 의 합이므로 식(17)과 같이 나타낼 수 있다.

$$I_S = I_{10} \sin(\omega t + \theta_1) + I_{12} \sin(\omega t + \theta_3) + I_{11} \sin(3\omega t + \theta_2) + I_{13} \sin(3\omega t + \theta_4) + I_{14} \sin(5\omega t + \theta_5) + I_{15} \sin(7\omega t + \theta_6) + I_{16} \sin(9\omega t + \theta_7) \quad (17)$$

결국 입력단 전류의 식(17)로부터 3차고조파에 해당하는  $I_{11} = -I_{13}$  및  $\theta_2 = \theta_4$ 의 관계가 일치한다면 입력전류  $I_S$ 에는 3차고조파가 제거될 것이며 이는  $p$ ,  $m$  및  $\theta_0$ 의 적절한 설정에 의하여 수행 가능하게 된다. 따라서 전 고조파 왜곡 THD는 식(18)과 같이 나타낼 수 있으므로 이 값의 크기도 자연스럽게 저감할 수 있음을 알 수 있다.

$$THD \approx \frac{\sqrt{(I_{11} + I_{13})^2 + I_{14}^2 + I_{15}^2 + I_{16}^2}}{I_{10}} \quad (18)$$

식(18)은 스위치 ON시의 전류  $I_{10}$ 가  $I_{12}$ 보다 매우 크다는 것을 고려한 것이며 이에 따라  $I_S$ 의 주파수 성분은  $I_{10} \sin(\omega t + \theta_1)$ 와 거의 같음을 알 수 있다.

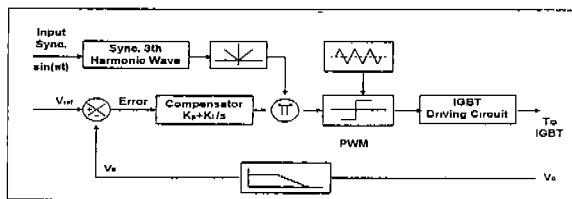


그림 4 역률 및 THD개선의 제안된 알고리즘

그림4는 이 절에서 설명한 제어 알고리즘의 블록도를 나타낸 것이다. 직류출력에 대한 지령치와 필터를 거친 출력전압과 비교한 오차값이 PI보상기를 거치면서 전류의 보상함수로 변환된다. 전원입력과 동기화된 정현파와 3고조파가 주입된 신호가 절대치로 변조되어 전류 보상함수와 곱해지게 되며 이는 곧 삼각파 신호와 비교하면서 적절한 PWM제어를 출력하여 주 스위칭소자 IGBT를 구동하게 된다.

#### 4. 시뮬레이션 및 실험결과

시뮬레이션은 상업용 버전 8.0인 PSpice를 사용하였다. PLL회로 및 가산회로를 사용하여 AC전원입력과 동기된 3차 고조파 함수를 주입하였으며 절대치회

로, 곱셈기, PI보상기, 비교기등은 아날로그 회로로 구성하였으며 보상기 및 곱셈기의 출력에는 리미트 회로를 추가하였다. 비교기를 통한 출력신호는 IGBT 구동회로를 거쳐 5[kHz]로 스위칭하였다.

100[V]의 AC입력전압, 지령치에 의하여 약200[V]의 출력전압, 300[W]의 출력전력 그리고 0.01[mH]의 입력인덕터에 대하여 입력역률의 개선 및 낮은 THD로 유지되고 있음을 확인하였다.

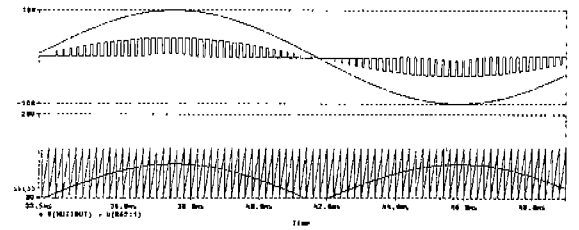


그림 5 기존 컨버터의 전압/전류 파형

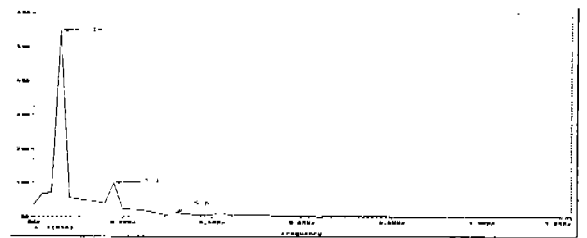


그림 6 기존 컨버터의 입력전류의 FFT결과

그림5는 기존 부스트컨버터를 제어하는 PWM 및 입력 전압/전류 파형이다. 결과로서 단순히 입력전원에 대한 동기신호로 PWM을 제어하는 결과이다. 그림6은 인덕터 입력전류에 대한 FFT결과로서 제3고조파가 크게 나타나고 있음을 보여주고 있다. 따라서 제안된 기법을 사용하지 않은 경우에는 전체적으로는 THD가 약 24[%]로 나타나고 있음을 볼 수 있다.

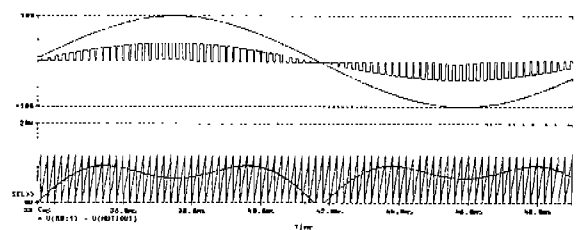


그림 7 제안된 컨버터의 전압/전류 파형

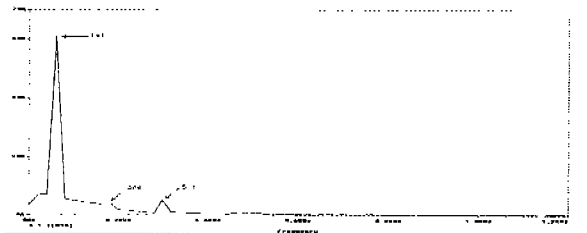


그림 8 제안된 컨버터의 입력전류 FFT결과

그림7은 제안된 방식에 따라 3차 고조파 주입방식에 대한 PWM 및 입력 전압/전류의 파형이다. 입력 전압과 전류가 완전히 동 위상으로 제어되고 있으며

특히 그림8의 주파수 스펙트럼에서는 5고조파가 조금 늘어났지만 제3고조파가 거의 제거되었다. 전체적으로 THD는 12[%]로 억제되고 있음을 알 수 있다.

그림9는 기존의 부스트 컨버터를 제어하는 실험결과로서 단순히 입력전원에 대한 동기신호와 삼각파 펄스를 비교하면서 PWM을 제어하는 결과들이다. 필터 캐패시터 전압에 대하여 인덕터 입력전압은 거의 동위상으로 흐르지만 파형이 상당히 왜곡되어 나타났다. FFT결과에서는 여전히 제3고조파가 크게 존재하여 THD는 시뮬레이션과 마찬가지로 약 24[%]로 나타나고 있다.

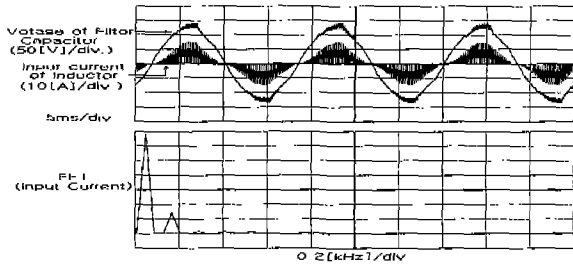


그림 9 기존 컨버터의 출력파형과 FFT결과

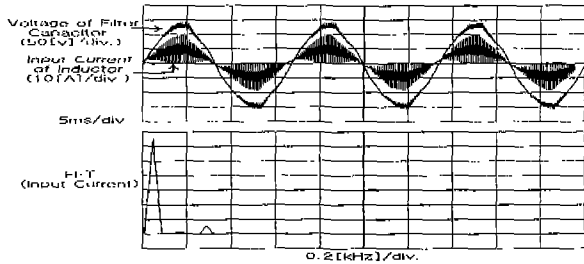


그림 10 제안된 컨버터의 출력파형과 FFT결과

표 1. 고조파 성분과 THD

고조파 차수		구분					
		1	3	5	7	9	THD
모의 실험	기존	1	0.244	0.016	0.027	0.008	24.6%
	제안	1	0.035	0.108	0.045	0.006	12.28%
실험	기존	1	0.223	0.019	0.026	0.021	22.63%
	제안	1	0.032	0.119	0.03	0.017	12.79%

그림10은 3차 고조파 주입방식에 대한 PWM컨버터의 출력파형이다. 입력전압과 전류가 완전히 동위상으로 제어되고 있으며 안정되게 파형이 출력되고 있다. 특히 주파수 스펙트럼에서는 제3고조파가 거의 제거되었다. 전체적으로 THD는 12[%] 이내로 억제되고 있음을 알 수 있다. 표 1은 기존 컨버터의 고조파 성분과 제안된 컨버터의 고조파 성분을 비교하여 나타내었고 THD도 함께 나타내었다.

## 5. 결 론

각종 전원장치에 대한 고조파 및 역률에 대한 규제는 더욱 강화되고 있다. 이러한 규제는 대부분 상용 AC전원으로부터 전력을 공급받아 전력을 변환시키는데 변환도중 발생하는 고조파가 다른 계통에 악영향을 끼치기 때문이다.

본 연구에서는 이러한 전원장치에 대하여 고효율 및 고역률 그리고 낮은 고조파 함유율로 운전할 수 있는 불연속전류모드 부스트 컨버터회로에 관하여 연구하였다. 정류회로의 구성시 가장 지배적인 3차 고조파를 제거하는 알고리즘을 제시하였고, 효율적 측면에서 유리한 다이오드 정류기 결합형 부스트 컨버터를 구성, 역률보상을 수행하였다. 제안된 제어알고리즘을 검증하기 위하여 PSpice를 통한 시뮬레이션을 수행하였고 실험을 통하여 낮은 THD 및 역률에 대한 보상이 이루어짐을 확인하였다. 향후과제로서는 본 논문에서 도입한 초기 상수값들에 대한 보다 정확한 검증 및 영향평가가 있어야 할 것으로 사료된다.

## 참고문헌

- [1] International Standard IEC 1000-3-2, Electro-magnetic compatibility(EMC), First Edition, 1995.
- [2] N. Mohan, T. M. Undeland, and R. J. Ferraro, "sinusoidal line current rectification with a 100 kHz B-SIT step-up converter," in IEEE Power Electronics Specialists Conf. Rec., June, pp. 92-98.
- [3] F. A. Huliehel, F. C. Lee, and B. H. Cho, "small-signal modeling of single-phase Boos high power factor converter with constant frequency control," in IEEE Power Electronics Specialists Conf. Rec., Junr 1992, pp. 475-482.
- [4] R. B. Ridley, "Average small-signal analysis of the Boost power factor correction circuit," Virginia Power Electronics Specialists Centre Publication Series, vol. V, pp. 79-91, 1994.
- [5] L. Dixon, "Average current mode control of switching power supplies," Unitrode Power Supply Design Seminar Manual, pp. C1-1 - C1-14, 1991.
- [7] Kwang-Hwa Liu and Yung-Lin Lin, "Current waveform distortion in power factor correction circuits employing discontinuou mode boost converters" Proceedings of the Power Electronics Specialists Conference 1989 pp. 825-829.