

## 3차 고조파 주입에 의한 단상 PWM컨버터의 고역률 제어

(Power Factor Correction of Single-phase PWM Converter  
using Third Harmonic Injection)

손진근\* · 유성식\*\* · 김병진\*\*\* · 박종찬<sup>o</sup> · 전희종<sup>oo</sup>

( Jin-Geun Shon · Sung-sik Ryu · Beung-Jin Kim · Jong-chan Park · Hee-Jong Jeon )

### 요 약

본 논문에서는 다이오드 정류기와 부스트 컨버터가 결합된 단상 PWM 컨버터의 역률보상 및 고조파 저감 기법에 관하여 연구하였다. 일반적인 다이오드 정류기의 경우에는 전원 입력측에 불연속 펄스 전류가 흘러서 역률의 저하 및 고조파 왜곡이 포함되어 다른 전원계통에 악영향을 주는 문제점이 있다. 이를 해결하기 위하여 본 논문에서는 3차 고조파가 주입된 PWM 기법을 사용하여 입력전류에서의 고조파 왜곡이 감소되는 AC-DC 부스트 컨버터를 제안하였다. 이때의 부스트 컨버터는 스위칭 손실 및 회로구성이 용이한 불연속전류모드 제어방식을 채용하였다. 스위칭 주파수가 5[kHz]인 컨버터를 구성하여 컴퓨터 시뮬레이션 및 실험을 행하였으며 그 결과 역률보상 및 전 고조파 왜곡이 감소되었음을 확인하였다.

### 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. In the general diode rectifier there are some problems that discontinuous current of reducing power factor and including distortion of harmonics at the input current affects other sources. To solve the problems of performance degradation due to pulse waveform in the input current, 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 power loss of switching and easy configuration of 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.

### 1. 서 론

AC전원으로부터 DC전압을 얻기 위한 정류기는 전동기 구동 시스템의 정류부, 배터리 충전장치, 가전기기의 전원장치 등에 널리 이용되고 있다. 특히 다이오드 정류기는 회로구성이 간단하고 별개의 제어기를 구성할 필요가 없으며 가격이 저렴하다는 장점과 함께 제어기의 잘못된 스위칭 동작으로 인한 사고 위험이 경감된다는 이유 때문에 수요가 계속 증대되고 있다.

\* 정회원 : 경원전문대 전기과 조교수

\*\* 정회원 : 숭실대대학원 전기공학과 석사과정

\*\*\* 정회원 : 숭실대대학원 전기공학과 박사과정

<sup>o</sup> 정회원 : 오산대학 전기과 조교수

<sup>oo</sup> 정회원 : 숭실대 전기공학과 교수

접수일자 : 1999년 2월 25일

### 3차 고조파 주입에 의한 단상 PWM컨버터의 고역률 제어

그러나 이러한 다이오드 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 전자장치나 기기들에 전자기적 간섭(EMI)을 끼치면서 기기의 오동작을 일으키게 한다. 따라서 이에 따른 규제가 예상되는 가운데 미국이나 유럽연합의 경우에는 이미 소용량에서 IEC1000-3-2등을 제정하여 규제관리기준으로 삼고 있는 실정이다[1-3].

따라서 본 논문에서는 다이오드 정류기와 부스트 컨버터가 결합된 단상 PWM 컨버터의 입력 역률보상(Power Factor Correction; PFC) 및 입력전류의 고조파 저감기법에 관하여 연구하였다. 이러한 회로의 구성은 스위칭 손실의 작용이 적게 나타나는 다이오드의 채용 및 한 개만의 스위칭 소자만으로 PWM 제어를 수행할 수 있으므로 효율면에서 유리하다. 또한 이러한 DC전압 제어방식에는 부스트 컨버터 이외에도 벅 컨버터나 벅-부스트 컨버터 등의 적용이 가능하나 사용이 많지 않은 편이다[4-5].

부스트 PFC 회로는 입력전류에 따라 불연속전류모드(discontinuous current mode; DCM) 제어방식과 연속전류모드(continuous current mode; CCM) 제어방식으로 크게 구분한다. DCM방식은 더 높은 전압/전류 스트레스가 스위치에 인가되지만 영전류 스위칭을 통한 전력손실을 최소화 할 수 있으며 입력전류의 검출이 필요 없이 입력전류의 피크값이 입력전압을 따라가게 되어 입력전류의 평균값이 스스로 정현파 형태가 되기 때문에 제어가 용이하다는 장점이 있다. CCM방식은 입력전류가 입력전압을 추종하도록 제어 루프를 두어야 하므로 검출회로의 설계 등 제어가 복잡하며, 스위칭 다이오드의 역회복현상의 문제가 대두되기 때문에 용량의 증대가 필요할 때 주로 사용한다 [6-8].

따라서 본 논문에서는 불연속모드 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 주입시킨 PWM 제어기법을 제안한

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

## 2. 다이오드 정류기 및 부스트 컨버터의 회로구성과 특성

AC-DC 다이오드 정류기는 구성이 간단하고 가격이 낮기 때문에 산업계에서 가장 널리 이용되고 있으며 이에 대한 회로구성은 그림1에 나타나 있다. 이러한 정류회로는 일반적으로 출력전압의 리플을 억제하기 위하여 캐패시터를 부착하게 되며 입력전압  $V_s$ 에 따르는 입력전류  $I_s$ 는 전형적으로 그림2와 같이 나타난다. 그림에서 알 수 있듯이 입력전압에 대한 입력전류는 전압평활 캐패시터의 작용으로 인하여 입력전압의 피크치 부근에서만 집중적으로 흐르기 때문에 불연속 펄스형태의 전류가 흐르게 된다. 이에따라 입력전류는 역률이 저하되고 많은 고조파 전류가 포함되어 다른 전원계통에 심각한 효율감소 등 장애요인으로 작용하게 된다. 이러한 고조파는 특히 저차 고조파일수록 (특히 3고조파) 그 크기가 크다는 것을 그림3을 통하여 알 수 있다. 역률보상 및 고조파의 제거는 일반적으로 EMI 필터등을 사용할 수 있으나 이러한 경우 필터의 크기가 커지고 저차의 고조파는 거의 필터링이 되지 않기 때문에 해결방법으로서는 미약한 점이 있다.

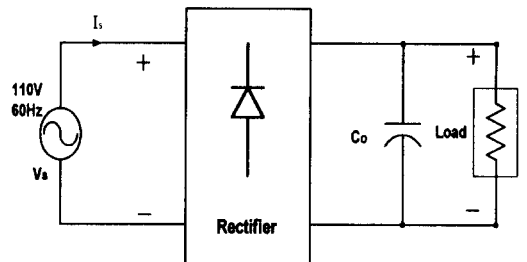


그림 1. 단상 다이오드 정류기 회로의 구성  
Fig. 1. Configuration of Single-phase Diode Rectifier.

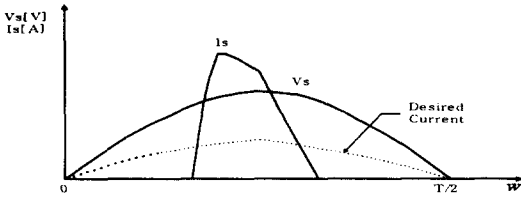


그림 2. 입력전압과 입력전류와의 관계  
Fig. 2. The Relation of between  $V_S$  and  $I_S$ .

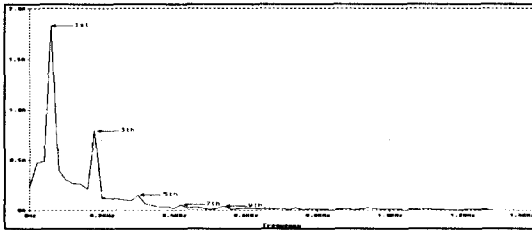


그림 3. 입력전류의 FFT 스펙트럼  
Fig. 3. FFT Spectrum of Input Current ( $I_S$ ).

따라서 이러한 문제점을 해결하기 위한 여러 방법들이 제시되고 있으며 효율고려측면에서는 그림4와 같이 다이오드 정류기의 결합형 부스트 컨버터를 많이 적용하여 사용한다.

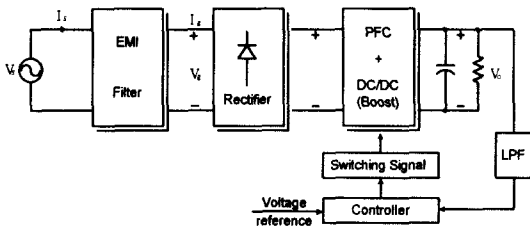


그림 4. 다이오드 정류기와 결합된 부스트 컨버터  
Fig. 4. The boost converter with coupled Diode Rectifier.

이 방법은 AC입력에 대한 정류를 스위칭 손실이 비교적 적은 다이오드 4개가 담당하고 PWM에 의한 PFC 및 부스트 기능은 제어기의 출력상태에 따라 의하여 주 스위칭 소자 하나만으로 제어 가능하므로 효율이 높다. 이때 저차의 고조파는 스위칭기법에 의하여 제거 가능하며 고차의 고조파는 입력단 EMI 필터링에 의하여 제거 가능하다.

정류기 입력단에 대한 전압/전류 파형은 크게 그림 5와 그림6으로 구분할 수 있다. 그림5는 DCM 제어방식에 의한 특성파형을 나타낸 것이다. 불연속전류모드 즉 영전류 시점에서 스위칭하므로 스위칭 손실을 최소화할 수 있는 장점 및 전류/전압의 검출 없이도 주 소자를 스위칭하게 되면 입력전류의 피크값이 입력전압을 따라가게 되어 입력전류의 평균값이 정현파 형태로 갖추어가고 있음을 확인할 수 있다. 그러나 이 방식은 높은 전류/전압 스트레스를 주 소자에 인가하게 되므로 대용량급에는 적용이 힘들지만 소용량급에서 제어가 간단하기 때문에 가장 많이 사용된다.

그림6의 CCM 제어방식은 그림5의 방식과 trade-off의 관계가 성립하게 된다. 즉 입력 전류와 전압을 검출하여 전류가 전압을 따라가도록 두 개의 제어루프를 구성해야 하므로 제어가 까다롭고 스위칭 다이오드가 턴오프할 때 발생하는 역 회복현상 때문에 노이즈 및 효율저하의 문제점을 발생시킨다. 이러한 제어방식은 주로 대용량급에서 일부 사용되고 있다.

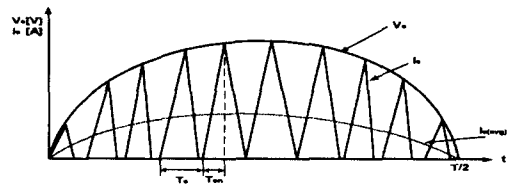


그림 5. 불연속 전류모드방식의 입력 전압/전류 파형  
Fig. 5. Waveforms of Input Voltage/Current in discontinuous Current Mode (DCM).

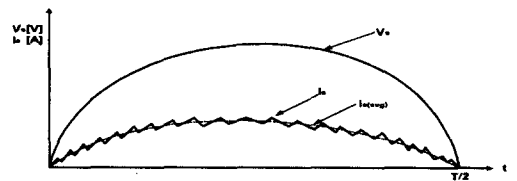


그림 6. 연속 전류모드의 입력 전압/전류 파형  
Fig. 6. Waveforms of Input Voltage/Current in Continuous Current Mode (CCM).

### 3. 부스트 컨버터의 고조파 해석

그림4에서 표현된 다이오드 정류기의 결합형 부스트 컨버터에 대한 해석을 수행하기 위하여 그림7과 같은 AC-DC 전력회로 모델을 구성할 수 있다.

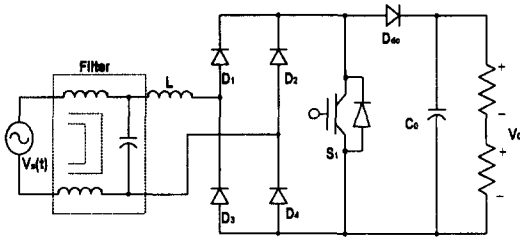


그림 7. 부스트 컨버터의 전력회로 구성  
Fig. 7. Configuration of Power Circuit in the Boost Converter.

교류전압은 다이오드 브리지정류기를 통하여 정류되고 주 스위칭소자인 IGBT, 인덕터 L, 그리고 직류 링크단 다이오드  $D_{dc}$ 에 의하여 부스트 컨버터의 동작을 수행한다. 그리고 출력단에서의 리플전압은 평활 캐패시터  $C_0$ 에 의하여 감소되고 입력단에서의 필터 사용은 고차 고조파성분을 감소시키게 된다. 전력용 IGBT 소자는 일정 스위칭 주파수로 동작되고 출력단의 전압은 듀티비 D에 의해서 그리고 스위치의 턴온 시간은 적절한 PWM을 사용하여 주기적으로 가변한다. 이에 대한 입력전압은 식(1)과 같이 정현전압으로 표현할 수 있다.

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

정상상태에서의 일정 스위칭주파수 부스트 컨버터에 대한 인덕터 전류  $i_L$ 은 스위치의 온/오프 시간으로 구분할 수 있으며 또한 연속전류모드와 불연속전류모드로 나누어진다. 그림8은 연속전류모드시  $DT$ 시간을 인덕터 충전시간 그리고  $(1-D)T$ 시간을 인덕터 방전시간으로 구분하여  $i_L$ 전류를 표현한 것이다.

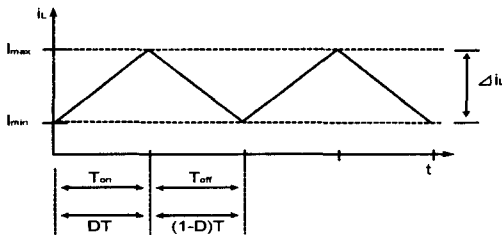


그림 8. 연속전류시 인덕터의 전류  
Fig. 8. Inductor Current at the Continuous Conduction.

그림9는 마찬가지로의 방법으로 불연속전류모드에 대한  $i_L$ 전류를 나타낸 것이며 본 논문에서는 많은 장점이 있는 이 방식을 적용하여 해석한다.

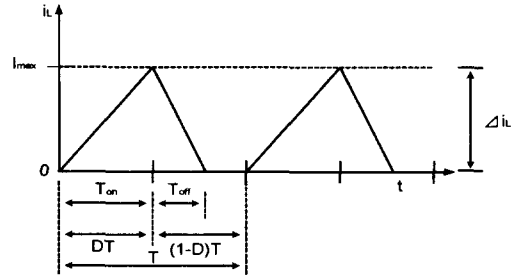


그림 9. 불연속전류시 인덕터의 전류  
Fig. 9. Inductor Current at Discontinuous Conduction.

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)의 관계가 성립한다.

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

따라서 ON 스위칭시 평균전류  $I_{ON}$ 은 식(3)과 같이 정리할 수 있다.

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

마찬가지의 방법으로 OFF 스위칭시 평균전류  $I_{OFF}$ 는 식(4)와 같이 표현할 수 있다.

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

여기서의  $\Delta t$ 는 식(2)의 관계 및 출력전압  $V_0$ 을 이용하여 정리하면 식(5)와 같다.

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

따라서  $I_{OFF}$ 는 식(6)과 같이 재정리할 수 있다.

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

결국  $I_{ON}$  및  $I_{OFF}$ 에 대한 결과의 식들에서 알 수 있듯이 주어진 출력전압에 대하여 듀티비 D가 일정하다면  $I_{ON}$ 은 입력전압  $V_s$ 에 비례하므로 고조파의 성분은 존재하지 않는다. 그러나  $I_{OFF}$ 는  $V_s$ 에 대하여

비선형 함수로 작용하므로 많은 저차의 고조파를 포함하게 되며 이에 따른 심각한 문제가 발생함을 예상할 수 있다. 따라서 이러한 관계를 푸리에 변환형식으로 정리할 필요가 있으며  $I_{ON}$ 과  $I_{OFF}$ 의 전류가 가산되어 입력전류  $I_S$ 로 작용하고 이에 대한 표현은 식(7)과 같이 정리할 수 있다.

$$I_S = \frac{1}{2} \cdot \frac{D^2 T}{L} \left( V_S + \frac{V_S \cdot |V_S|}{V_o - |V_S|} \right) \quad (7)$$

식(6)에서 설명한바와 같이 상수를 제외한 비선형 함수 즉 고조파에 대한 함수  $V_S \cdot |V_S| / (V_o - |V_S|)$ 를 일반적인 푸리에 변환식에 대입하면 식(8)과 같이 된다.

$$F_n = \frac{1}{2} \cdot \frac{w}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{w}}^{\frac{\pi}{w}} \frac{V_S \cdot |V_S|}{V_o - |V_S|} e^{-inwt} dt \quad (8)$$

또한 식(1)등을 이용하여 정리하면 식(9)로 정리할 수 있다.

$$F_n = j \frac{w}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{w}} \frac{V_m^2 \cdot \sin^2(w \cdot t)}{V_o - V_m \cdot \sin(w \cdot t)} \sin(nwt) dt \quad (9)$$

여기서  $n$ 은 각 고조파의 차수를 나타낸 것이며 대칭적 파형에서 짝수고조파는 0이다. 그리고 부스트 컨버터에 대한 승압율 ( $V_o / V_m$ )를  $k$ 로 나타내어 기본파 성분 및 고조파 영향에 가장 지배적인 3차의 고조파성분을 정리하면 식(10), 식(11)과 같이 표현할 수 있다.

$$F_1 = j \cdot \frac{V_m}{\pi} \left[ k + \frac{\pi + 2k + 2k^2 \pi}{2} - k^2 \pi \sqrt{\frac{-k^2}{1-k^2}} + \frac{2k^3 \tanh^{-1}(1/\sqrt{1-k^2})}{\sqrt{1-k^2}} \right] \quad (10)$$

$$F_3 = j \frac{V_m}{\pi} \left[ k^2(-3 + 4 \cdot k^2) \pi \sqrt{\frac{-k^2}{1-k^2}} - \frac{2k^3(3 - 4 \cdot k^2) \tanh^{-1}(1/\sqrt{1-k^2})}{\sqrt{1-k^2}} - \frac{k(12k^3 \pi + 24k^2 - 3k^1 - 2)}{3} \right] \quad (11)$$

따라서 고조파성분의 차수에 따른 전원계통의 악영향은 3차가 가장 지배적으로 나타나고 5차 이후의 고조파는 크기도 적으면서 또한 필터의 설계에 의하여 고조파를 쉽게 저감시킬 수 있으므로 생략하기로 한다.

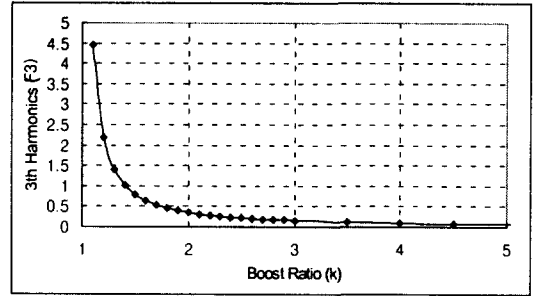


그림 10. 승압율 ( $k$ )에 따른 3고조파의 크기  
Fig. 10. Amplitude of 3th Harmonic with Variation of Boost Ratio ( $k$ ).

이에 따라 부스트 컨버터의 승압율  $k$ 의 변화에 대한 3고조파성분의 함유를 그래프로 표현하면 그림10과 같이 나타나고 특히 승압의 비가 2보다 적을 때 3고조파의 영향이 가장 크게 나타나고 있음을 확인할 수 있다.

#### 4. 3차고조파의 제거 알고리즘

앞에서 설명한 바와 같이 단상 다이오드 정류기의 입력부분에 나타나는 고조파성분은 3차고조파가 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 출력전압을 제어하기 위한 비례 계인이며,  $m$ 은 변조지수 그리고  $\theta_0$ 는 입력전류의 THD 저감을 위한 초기 위상각이다. 또한 입력전류  $I_{ON}$ 에는 고조파가 존재하지 않고  $I_{OFF}$ 전류에만 고조파가 나타나므로 이를 적용하기 위해서는 제곱식이 필요하고  $m$ 의 크기가 매우 적은 값이라고 가정하면 식(13)과 같이 표현할 수 있으며 이를 식(7)에 대입 정리하면 고조파함수의 주입식이 식(14)와 같이 표현된다

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

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

따라서 푸리에 성분의 항에서  $I_{ON}$ 과  $I_{OFF}$ 의 표현에 의하여 3차고조파제거의 알고리즘을 적용시킬 수

3차 고조파 주입에 의한 단상 PWM컨버터의 고역률 제어

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

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

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

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.

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

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 비례계인  $p$ , 변조지수  $m$  그리고 초기위상  $\theta_0$ 의 적절한 조절에 의하여 수행 가능하게 된다. 따라서 전 고조파 왜곡 THD는 기본파에 대한 전체 고조파 성분의 크기 관계이므로 식(18)과 같이 나타낼 수 있으며 이 값의 크기도 자연스럽게 저감할 수 있음을 알 수 있다.

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

식(18)은 스위치 OFF시의 전류  $I_{12}$ 가  $I_{10}$ 보다 매우 작다는 것을 반영한 것이며 이에 따라  $I_S$ 의 주파수 성분은  $I_{10}\sin(\omega t + \theta_1)$ 와 거의 같음을 알 수 있다. 또한 실제의 부스트 컨버터에서는 5차, 7차 고조파 성분  $I_{14}$ ,  $I_{15}$  등은 변조지수  $m$ 에 따라 변화되므로 승압비  $k$ 에 따라 가능한 한 THD를 적게 포함하는 방향으로 적절한  $p$ 와  $m$ 값을 설정할 수 있다. 그리고 고조파를 포함한 정류기 입력단의 역률은 입력전류의 왜곡률 DF의 영향으로 저하되고 있음을 식(19)를 통해서 알 수 있고 또한 DF는 THD가 감소할수록 영향이 적음을 식(20)을 통하여 알 수 있다.

$$pf = \cos(\theta - \phi) \cdot DF \quad (19)$$

$$DF = \sqrt{\frac{1}{1 + (THD)^2}} \quad (20)$$

그림11은 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.

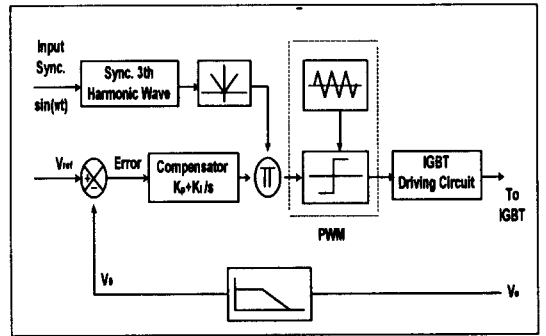


그림 11. 제안된 고조파 저감의 알고리즘  
Fig. 11. The proposed algorithm of Harmonics reduction (3rd harmonics injection).

## 5. 시뮬레이션 및 실험결과

앞 절에서 제안된 제어 알고리즘을 검증하기 위하여 시뮬레이션 및 실험을 수행하였다. 시뮬레이션은 상용용 버전 8.0인 PSpice를 사용하였으며 실험에서는 시뮬레이션과 동일한 파라미터 및 제어방법으로 회로를 구성하였다. PLL회로 및 가산회로를 사용하여 AC전원입력과 동기된 3차 고조파 함수를 주입하였으며 절대치회로, 곱셈기, PI보상기, 비교기 등은 하나로 그 회로를 구성하였으며 보상기 및 곱셈기의 출력에는 리미트 회로를 추가하였다. 비교기를 통한 출력신호는 IGBT구동회로를 거쳐 5[kHz]로 스위칭하였다.

제안된 제어기법은 불연속전류모드에서 동작하므로 전류제어루프 없이 전압 궤환루프만 사용되었으며 부스트 컨버터에서 높은 승압율에도 불구하고 적절한  $k$ ,  $m$ ,  $\theta$  및 PI 게인값의 선택에 의하여 3차 고조파

의 제거는 물론 약 12[%]정도의 THD값으로 고조파가 저감되었음을 알 수 있었다. 100[V]의 AC입력전압, 지령치에 의하여 약200[V]의 출력전압, 300[W]의 출력전력 그리고 100[μH]의 입력인덕터에 대하여 입력역률의 개선 및 낮은 THD로 유지되고 있음을 확인하였다.

시뮬레이션 및 실험을 수행하는 도중  $k$ 와  $m$ 사이의 일정관계를 도출하기는 어려웠으나  $m$ 값은 낮은 THD를 유지하기 위하여 적은 상수값으로 선택하는 것이 유리하였으며, 승압비  $k$ 값은 미세하게 나타나는 3차 고조파의 크기와 비례관계로 조절하였고 초기 위상각  $\theta_0$ 는 회로자체의 지연값으로 유지하여도 무방하였다.

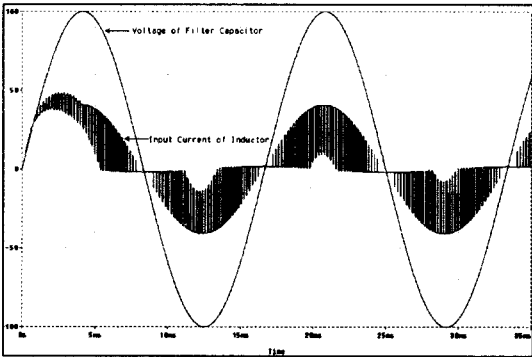


그림 12. 기존 컨버터에 대한 전압/전류파형 (시뮬레이션)  
Fig. 12. Input Voltage/Current Waveform of the Conventional Converter (Simulation).

그림12~그림15는 제안된 알고리즘에 대한 타당성을 1차적으로 입증하고자 PSpice시뮬레이션을 수행한 결과 파형이다. 그림12는 기존의 부스트 컨버터를 제어하는 결과로서 단순히 입력전원에 대한 동기신호로 PWM을 제어하는 결과이다. 약 4[ms]의 과도상태를 벗어난 후 입력전류는 불연성을 보이다가 전압이 높게 투입되는 시점에서는 잠시 연속성으로 전류가 흐르게 된다. 입력전압 및 인덕터 전류는 PWM자체에 의해서 거의 동위상으로 제어되고 있다. 특히 그림13에서는 인덕터 입력전류에 대한 FFT결과로서 입력단에 필터를 부착하여도 제3고조파가 크게 나타나고 있음을 보여주고 있으며 제5고조파 이상에서는 필터링이 거의 되고 있다. 제안된 기법을 사용하지 않은 경우에는 전체적으로는 THD가 약 25[%]로 나타나고

있음을 볼 수 있다.

그림14는 제안된 방식에 따라 3차 고조파 주입방식에 대한 PWM컨버터의 출력파형이다. 그림14는 그림12와 거의 유사한 출력이지만, 전압의 제로 크로싱 부근에서 전류가 조금 더 연속성을 보임으로 인해서 THD가 적게 나타나고 있음을 간접적으로 알 수 있으며, 이에 대한 주파수 스펙트럼 결과를 그림15에 나타내었다. 전체적으로 THD는 12[%]정도로 억제되고 있음을 알 수 있다. 따라서 본 제어알고리즘을 사용하면 부스트컨버터의 제어성능을 충분히 발휘하면서 동시에 입력단 전류의 3차 고조파를 제거할 수 있다는 장점을 가지고 있고 간단한 제어기의 구성이 가능하므로 소용량급에서 적용한다면 많은 잇점이 있으리라 예상된다.

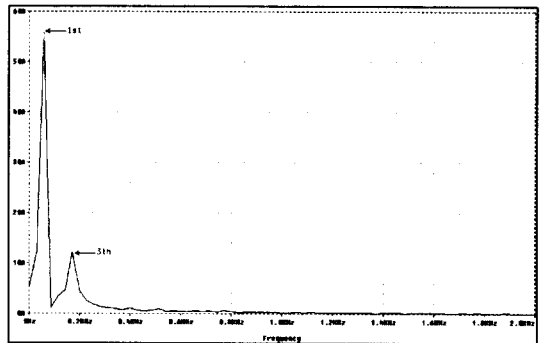


그림 13. 기존 컨버터의 입력전류 FFT (시뮬레이션)  
Fig. 13. FFT Spectrum of Input Current at the Conventional Converter (Simulation).

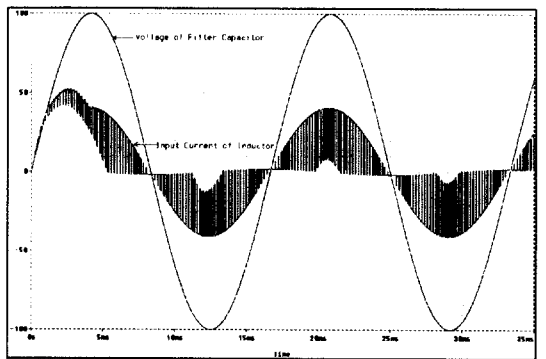


그림 14. 제안된 컨버터의 전압/전류파형 (시뮬레이션)  
Fig. 14. Input Voltage/Current Waveform of the Proposed Converter (Simulation).

3차 고조파 주입에 의한 단상 PWM컨버터의 고역률 제어

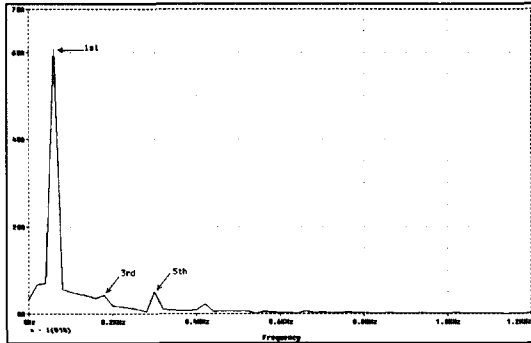


그림 15. 제안된 컨버터의 입력전류 FFT (시뮬레이션)  
Fig. 15. FFT Spectrum of Input Current at the Proposed Converter (Simulation).

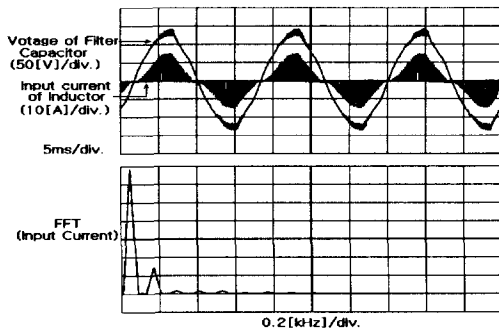


그림 16. 기존의 컨버터에 대한 출력파형과 FFT  
Fig. 16. Output Waveform and FFT of Conventional Converter (without 3rd Harmonic Injection).

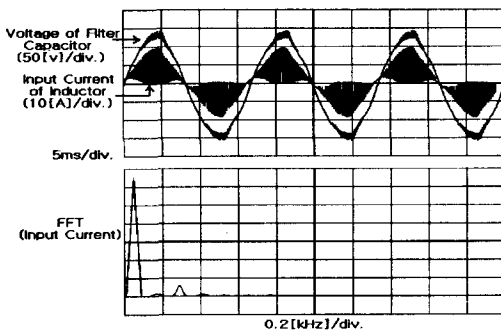


그림 17. 제안된 컨버터의 출력파형과 FFT  
Fig. 17. Output Waveform and FFT of Proposed Converter (with 3rd Harmonic Injection).

그림16과 그림17은 제안된 알고리즘에 대한 타당성을 검토하고자 시뮬레이션과 동일한 조건으로 실험을

수행한 결과 파형이다. 그림16에서는 기존의 부스트 컨버터를 제어하는 결과로서 단순히 입력전원에 대한 동기신호와 삼각파 펄스를 비교하면서 PWM을 제어하는 결과들이다. 필터 캐패시터 전압에 대하여 인덕터 입력전압은 거의 동위상으로 흐르지만 파형이 상당히 왜곡되어 나타났다. FFT결과에서는 입력단 필터회로를 통과하여 5차 고조파는 거의 제거되었지만 여전히 제3고조파가 크게 존재하여 THD는 시뮬레이션과 마찬가지로 약 25[%]로 나타나고 있다.

그림17은 3차 고조파 주입방식에 대한 PWM컨버터의 출력파형이다. 입력전압과 전류가 완전히 동위상으로 제어되고 있으며 안정되게 파형이 출력되고 있다. 특히 주파수 스펙트럼에서는 제3고조파가 거의 제거되고 있으며 5고조파 역시도 거의 제거되었다. 전체적으로 THD는 12[%]정도로 억제되고 있음을 알 수 있으며 이에 대한 전체 결과를 표1에 나타내었다.

표 1. 고조파 성분과 THD  
Table 1. Harmonic component and THD

구분	고조파 차수	1	3	5	7	9	THD	
		모의 실험	기존	1	0.244	0.016		0.027
		제안	1	0.035	0.108	0.045	0.006	12.2[%]
실험	기존	1	0.223	0.019	0.026	0.021		22.7[%]
	제안	1	0.032	0.119	0.03	0.017		12.7[%]

6. 결 론

산업의 발달로 생활주변의 모든 시스템이 전자화, 정보화되어 감에 따라 이들 기기가 필요로 하는 전원 장치 및 DC부하가 요구하는 제어장치에는 고조파 및 역률에 대한 규제가 강하게 대두되고 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 제시하였으며, 효율적 측면에서 유리한 다이오드 정류기 결합형 부스트 컨버터



를 구성하여 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.

**참 고 문 헌**

- (1) International Standard IEC 1000-3-2, Electromagnetic compatibility (EMC), First Edition, 1995.
- (2) N. Mohan, "A Novel Approach to Minimize Line-Current Harmonics in interfacing Renewable Energy Sources with 3-Phase Utility Systems", Proceedings of the IEEE Applied Power Electronics Conference, Boston, Mass., February 1992.
- (3) F. A. Hulihel, F. C. Lee, and B. H. Cho, "small-signal modeling of single-phase Boost 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.
- (6) R. P. E. Tymerski, V. Vorperian, F. C. Lee, and W. T. Baumann, "Nonliner modeling of PWM switch," IEEE trans. Power Electron., vol. 4, no. 2, pp.225-233, 1989.
- (7) Kwang-Hwa Liu and Yung-Lin Lin, "Current waveform distortion in power factor correction circuits employing discontinuous-mode boost converters" Proceedings of the Power Electronics Specialists Conference 1989, pp. 825-829.
- (8) Bill Andreycak, "Active power factor correction using zero current and zero voltage switching techniques" Proceedings of the Power Electronics Specialists Conference, 1986.
- (9) C. P. Henze, "A digitally controlled ac to dc power conditioner that draws sinusoidal input current" Proceedings of the Power Electronics Specialists Conference, 1986.

**◇ 저 자 소 개 ◇**

**손진근 (孫珍勛)**

1964년 8월 13日生. 1990년 숭실대학교 전기공학과 졸업. 1992년 숭실대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1997년 숭실대학교 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1992년~95년 현대중공업(주) 중앙연구소 주임연구원. 1997년~현재 경원전문대학교 전기과 조교수.

**유성식 (柳盛植)**

1973년 4월 20日生. 1998년 숭실대학교 전기공학과 졸업. 현재 숭실대학교 대학원 전기공학과 재학(석사과정).

**김병진 (金炳鎭)**

1970년 6월 26日生. 1994년 숭실대학교 전기공학과 졸업. 1996년 숭실대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 숭실대학교 대학원 전기공학과 재학(박사과정)

**박종찬 (朴鍾讚)**

1955년 12월 19日生. 1988년 숭실대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 숭실대학교 대학원 전기공학과 재학(박사과정). 1993년~현재 오산대학 전기과 조교수.

**전희중 (田喜鐘)**

1953년 1월 6日生. 1975년 숭실대학교 전기공학과 졸업. 1977년 서울대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1977년~1981.8. 공군사관학교 전자공학과 교수. 1987년 중앙대학교 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1995년 9월~1996년 4월 Univ. of Victoria. CA. 객원교수. 1983년~현재 숭실대학교 공과대학 전기공학과 교수.