

부스트컨버터의 고조파저감을 위한 스위칭 기법에 관한 연구

°손진근*, 추순남*, 김용혁*, 이상철**, 이복용**
경원전문대학 전기과*, 동서울대학 전기과**

A study on the Switching Technique of Boost Converter for Harmonic Reduction

°Jin-Geun Shon*, Sun-Nam Chu*, Young-Hyuk Kim*, Sang-Cheol Lee**, Bok-Yong Lee**
*Kyungwon College, **DONG SEOUL College

Abstract - In this paper, a switching control circuit for shaping the line current and reducing the total harmonics distortion in the boost converter is presented. To solve the problems of performance degradation due to pulse waveform in the input current, the boost converter in which the harmonic distortion in the input current is reduced using a 3rd harmonic-injected PWM is proposed. Finally, Simulation and experimental results of boost converter with 5(kHz) switching frequency are presented and correction of power factor and reduction of total harmonic distortion was established.

1. 서 론

일반적으로 사용되는 다이오드 정류기의 직류전원장치는 구성이 간단하고 사고 위험이 적으며 가격이 저렴한 콘덴서 입력형 다이오드 정류방식이 주로 사용되어 왔다. 그러나 이 정류방식은 교류 입력전압의 피크치 부근에서만 입력전류가 흐르기 때문에 전류의 파형이 펄스형이 되어 역률의 저하를 초래하고 많은 고조파를 발생한다. 이러한 영향들은 다른 전원계통의 효율의 저하나 주변의 전자기기에 전자기적 간섭(EMI)을 끼치면서, 소음 및 잡음, 기기의 오동작을 초래하는 등 심각한 악영향을 초래하게 된다[1-3].

따라서 전자기기에 대한 고조파의 규제가 필요하며, 미국이나 유럽연합 등 선진국에서는 이미 소용량에서 IEC1000-3-2 등을 제정하여 규제관리기준으로 삼고 있는 실정에 있으며, 우리나라도 이에 대한 규정치 마련을 서두르고 있으며, 이와 관련된 연구가 다양하게 시도되고 있다[3-5].

본 논문에서는 다이오드 정류기와 부스트 컨버터가 결합된 단상 PWM 컨버터의 입력 역률보상 및 입력전류의 고조파 저감기법에 관하여 연구하였다. 회로의 구성은 스위칭 손실의 작용이 적게 나타나는 다이오드의 채용 및 한 개만의 스위칭 소자만으로 PWM 제어를 수행할 수 있으므로 효율면에서 유리한 불연속전류모드(discontinuous current mode: DCM) 제어방식을 사용하였다. 이는 영전류 스위칭을 통한 전력손실을 최소화 할 수 있는 장점이 있고 제어기의 구성시에는 입력전류의 검출이 필요 없이 입력전류의 피크값이 입력전압을 따라가게 되어 입력전류의 평균값이 스스로 정현파 형태가 되기 때문에 제어가 용이하다는 장점이 있다[6-7].

또한 본 연구에서는 또한 입력전류에 포함된 고조파 중에서 가장 지배적인 저차의 고조파 즉 3차고조파의 제거 및 THD 감소를 위하여 입력전류성분에 3차고조파를 주입시킨 PWM 제어기법을 제안한다. 저차의 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 도출하여 낮은 THD의 제어알고리즘을 제안하고, 시뮬레이션 및 실험을 통하여 그 타당성을 확인하고자 한다.

2. 다이오드 정류기와 부스트 컨버터의 결합

2.1 다이오드 정류기의 특성

교류입력에서 직류출력으로 변환하기 위한 다이오드 정류기는 구성이 간단하고 가격이 낮기 때문에 산업체에서 가장 널리 이용되고 있으며 이에 대한 회로구성을 그림2-1에 나타내었다. 이러한 정류회로는 일반적으로 출력전압의 리플을 억제하기 위하여 캐패시터를 부착하게 되며 입력전압 V_s 에 따른 입력전류 I_s 는 전형적으로 그림2-2와 같이 나타난다.

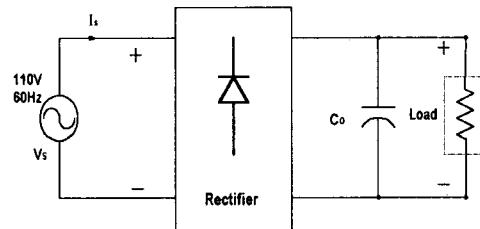


그림2-1. 단상 다이오드 정류기 회로의 구성

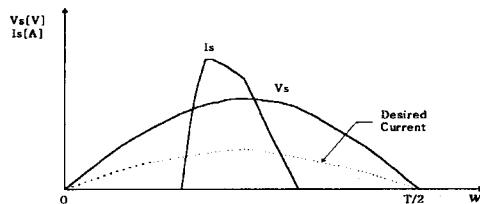


그림2-2. 정류기 입력전압에 따른 전류파형

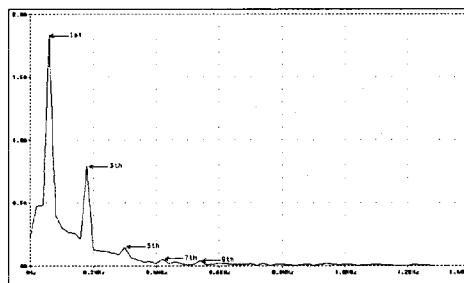


그림2-3. 입력전류의 FFT 스펙트럼

위의 그림2-2에서 알 수 있듯이 입력전압에 대한 입력전류는 전압평활 캐패시터의 작용으로 인하여 입력전압의 피크치 부근에서만 집중적으로 흐르기 때문에 불연속 펄스형태의 전류가 흐르게 된다. 이에 따라 입력전류는 역률이 현저히 저하되고 많은 고조파 전류가 포함되어 다른 전원계통에 효율감소 등 심각한 장애요인으로 작용하게 된다. 이러한 고조파는 특히 3차고조파의 크기가 매우 크게 나타나서 THD에 영향을 가장 크게 미치므로 이에 대한 대책이 필요함을 그림2-3을 통하여 알 수 있다.

2.2 부스트컨버터와의 결합

고조파함유에 대한 전원계통의 전자기장애 및 역률저하의 문제점을 해결하기 위한 방법들이 여러 가지로 제시되고 있으며 효율의 고려측면에서는 그림2-4와 같이 다이오드 정류기의 결합형 부스트 컨버터가 일반적으로 적용되고 있다. 이 방법은 AC입력에 대한 정류를 스위칭 손실이 비교적 적은 다이오드 4개가 담당하고 PWM에 의한 PFC(Power Factor Correction) 및 부스트 기능은 제어기의 출력상태에 따라 위하여 주 스위칭 소자 하나만으로 제어 가능하므로 효율이 높다.

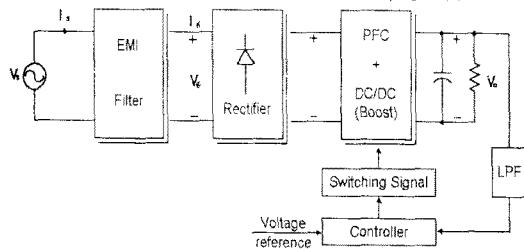


그림2-4. 다이오드 정류기와 결합된 부스트컨버터

정류기 입력단에 대한 전압/전류 파형은 크게 그림2-5와 그림2-6으로 구분할 수 있다. 그림2-5는 DCM 제어방식에 의한 특성파형을 나타낸 것이다. 불연속전류모드 즉 영전류 시점에서 스위칭하므로 스위칭 손실을 최소화할 수 있는 장점 및 전류/전압의 겸출 없이도 주소자를 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.

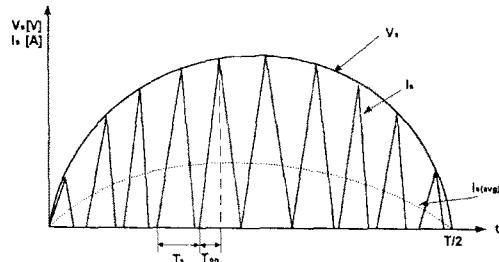


그림2-5. 불연속 전류모드방식(DCM)의 입력 전압/전류 파형

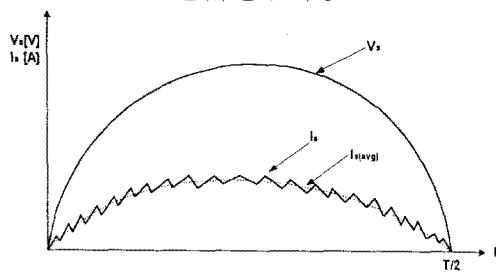


그림2-6. 연속 전류모드(CCM)방식의 입력 전압/전류 파형

그림2-6의 CCM 제어방식은 그림2-5의 제어방식과 trade-off의 관계가 성립하게 된다. 즉 입력 전류와 전압을 겸출하여 전류가 전압을 따라가도록 두 개의 제어루프를 구성해야 하므로 제어가 까다롭다. 이 방식은 추가적으로 전류센서가 필요하게 되며, 스위칭 다이오드가 턴오프할 때 발생하는 역 회복현상 때문에 노이즈 및 효율저하의 문제점을 발생시킨다. 이러한 제어방식은 주로 대용량급에서 일부 사용되고 있다.

3. 결합 부스트컨버터의 고조파 분석

그림2-4에서 표현된 다이오드 정류기의 결합형 부스트컨버터에 대한 해석을 수행하기 위하여 그림3-1과 같은 AC-DC 전력회로 모델을 구성할 수 있다. 교류전압은 다이오드 브리지정류기를 통하여 정류되고 주 스위칭소자인 IGBT, 인덕터 L, 그리고 직류링크단 다이오드 D_{dc} 에 의하여 부스트 컨버터의 동작을 수행한다. 그리고 출력단에서의 리플전압은 평활 캐패시터 C_0 에 의하여 감소되고 입력단에서의 필터사용은 고차 고조파성분을 감소시키게 된다. 전력용 IGBT 소자는 일정 스위칭 주파수로 동작되고 출력단의 전압은 듀티비 D에 의해서 그리고 스위치의 턴온시간은 적절한 PWM을 사용하여 주기적으로 가변한다. 이에 대한 입력전압은 식(1)과 같이 정현전압으로 표현할 수 있다.

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

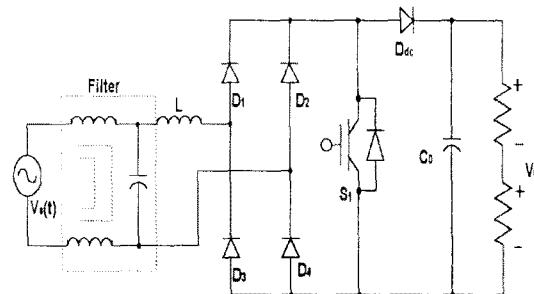


그림3-1. 결합 부스트컨버터의 스위칭회로로 구성

정상상태에서의 일정 스위칭주파수 부스트 컨버터에 대한 인덕터 전류 i_L 은 스위치의 온/오프 시간으로 구분할 수 있으며 또한 연속전류모드와 불연속전류모드로 나누어진다. 그림3-2는 연속전류모드시 DT시간을 인덕터 충전시간 그리고 $(1-D)T$ 시간을 인덕터 방전시간으로 구분하여 i_L 전류를 표현한 것이다.

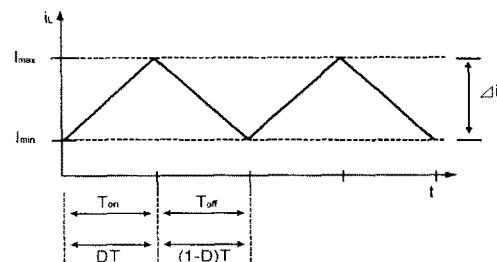


그림3-2. 연속전류시 인덕터의 전류파형

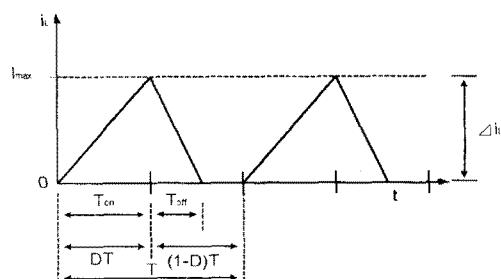


그림3-3. 불연속전류시 인덕터의 전류파형

그림3-3은 마찬가지의 방법으로 불연속전류모드에 대한 i_L 전류를 나타낸 것이다. 본 논문에서는 많은 장점이 있는 이 방식을 적용하여 해석한다. ON 스위칭시에 i_L 에 대한 평균전류 I_{ON} 은 $1/2I_{max} \cdot D$ 로 나타나며 피크전류 I_{max} 는 Δi_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 Δt 는 식(2)의 관계 및 출력전압 V_o 를 이용하여 정리하면 식(5)와 같다.

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

따라서 I_{OFF} 는 식(6)과 같이 재정리할 수 있다.

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

결국 I_{ON} 및 I_{OFF} 에 대한 결과의식들에서 알 수 있듯이 주어진 출력전압에 대하여 듀티비 D 가 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 함수를 일반적인 푸리에 급수의 변환식에 대입하면 식(8)과 같이 된다.

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

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 짹수고조파는 0이다. 그리고 부스트 컨버터에 대한 승압율 (V_o/V_m)을 k 로 나타내어 기본파 성분 및 고조파 영향에 가장 지배적인 3차의 고조파성분을 정리하면 식(10), 식(11)과 같이 표현할 수 있다.

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

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

따라서 고조파성분의 차수에 따른 전원계통의 영향은 3차가 가장 지배적으로 나타나고 5차 이후의 고조파는 크기도 적으면서 또한 필터의 설계에 의하여 고조파를 쉽게 저감할 수 있다.

이에 따라 부스트 컨버터의 승압율 k 의 변화에 대한 3고조파성분의 함유를 그래프로 표현하면 그림3-4와 같이 나타나고 특히 승압의 비가 2보다 적을 때 3고조파

의 영향이 가장 크게 나타나고 있음을 확인할 수 있다.

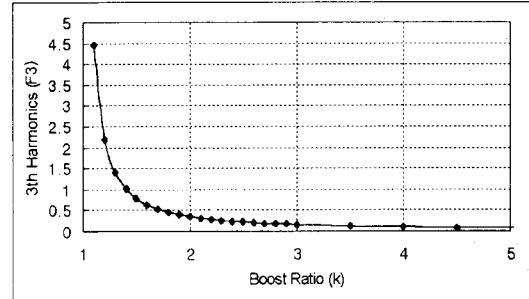


그림3-4. 승압율(k)에 따른 3고조파의 크기

4. 3차고조파 주입에 의한 THD저감 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.

$$D = p(1 + m \sin(3wt + \theta_0)) \quad (12)$$

여기서 p 는 출력전압을 제어하기 위한 비례 계인이며, m 은 변조지수 그리고 θ_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

$$D^2 = p^2 + 2pm \sin(3wt + \theta_0) \quad (13)$$

$$I_S = \frac{1}{2} \frac{T}{L} \left(V_S + \frac{V_S \cdot |V_S|}{V_o - |V_S|} \right) \times (p^2 + 2pm \sin(3wt + \theta_0)) \quad (14)$$

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

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

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

여기서 $\theta_1 \sim \theta_7$ 은 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.

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

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 θ_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 자연적으로 저감할 수 있음을 알 수 있다.

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

식(18)은 스위치 OFF시의 전류 I_{12} 가 I_{10} 보다 매우

적다는 것을 반영한 것이며 이에따라 I_s 의 주파수성분은 $I_{10}\sin(wt+\theta_1)$ 과 거의 같음을 알 수 있다.

그림4-1은 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 전류보상함수와 곱해지게 되며 이는 곧 삼각파 신호와 비교하면서 적절한 PWM제어를 출력하여 주 스위칭소자 IGBT를 구동하게된다.

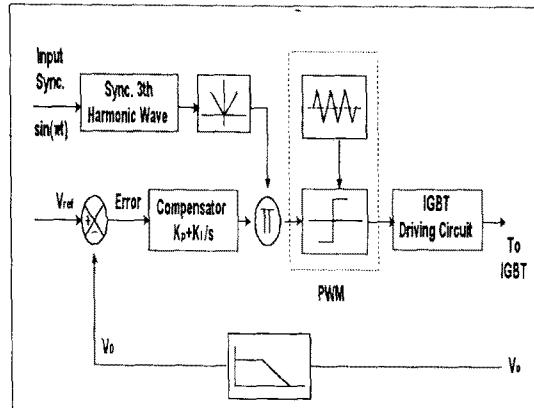


그림4-1. 제안된 고조파 저감의 제어알고리즘

5. 시뮬레이션 및 실험결과

앞 절에서 제안된 제어 알고리즘을 검증하기 위하여 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션은 상업용 버전 8.0인 PSpice를 사용하였다. PLL회로 및 가산회로를 사용하여 AC전원입력과 동기화된 3차 고조파 함수를 주입하였으며 절대치회로, 곱셈기, PI보상기, 비교기등은 아나로그 회로로 구성하였으며 보상기 및 곱셈기의 출력에는 리미트 회로를 추가하였다. 비교기를 통한 출력신호는 IGBT구동회로를 거쳐 5(kHz)로 스위칭하였다.

제안된 제어기법은 불연속전류모드에서 동작하므로 전류제어루프 없이 전압 케이블루프만 사용되었으며 부스트 컨버터에서 높은 승압률에도 불구하고 적절한 k , m , θ 및 PI 계인값의 선택에 의하여 3차 고조파의 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.

시뮬레이션을 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 θ_0 는 회로자체의 지연값으로 유지하여도 무방하였다.

그림5-1부터 그림5-4까지는 제안된 알고리즘에 대한 타당성을 입증하고자 PSpice시뮬레이션을 수행한 결과파형이다. 그림5-1은 기존의 부스트 컨버터를 제어하는 결과로서 단순히 입력전원에 대한 동기신호와 삼각파를 위에 나타내었고, 중간부분에는 PWM결과를 나타내었다. 그리고 맨 아래의 그림은 입력전압 및 인덕터 전류를 나타내었으며, 이들 파형은 PWM자체에 의해서 거의 동위상으로 제어되고 있음을 확인할 수 있다.

특히 그림5-2에서는 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.

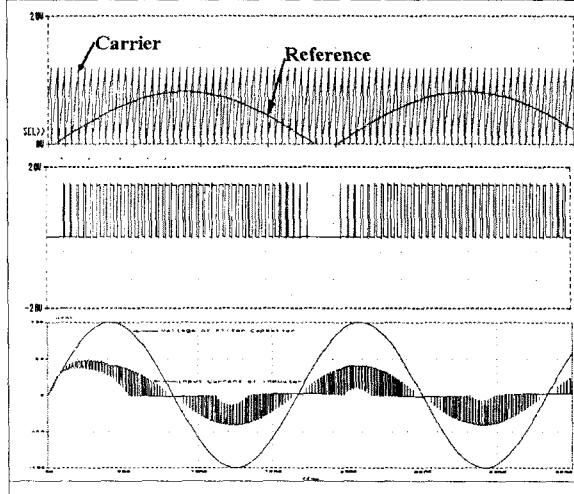


그림5-1. 기존 컨버터의 PWM과 전압/전류파형

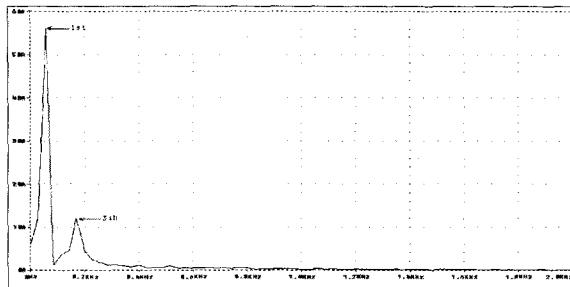


그림5-2. 기존 컨버터의 입력전류 FFT결과
제안된 방식의 알고리즘을 수행하는 시뮬레이션 결과는 그림5-3으로써 이는 3차 고조파 주입방식에 대한 PWM컨버터의 출력파형이다. 그림5-1과 거의 유사한 출력이지만, 전압의 제로 크로싱 부근에서 전류가 조금 더 연속성을 보임으로 인해서 THD가 적게 나타나고 있음을 간접적으로 알 수 있으며, 입력전압과 전류가 완전히 동위상으로 제어되고 있으며 안정되게 파형이 출력되고 있다. 전체적으로 THD는 12[%]정도로 억제되고 있음을 알 수 있으며 이에 대한 결과를 그림5-4에 나타내었다.

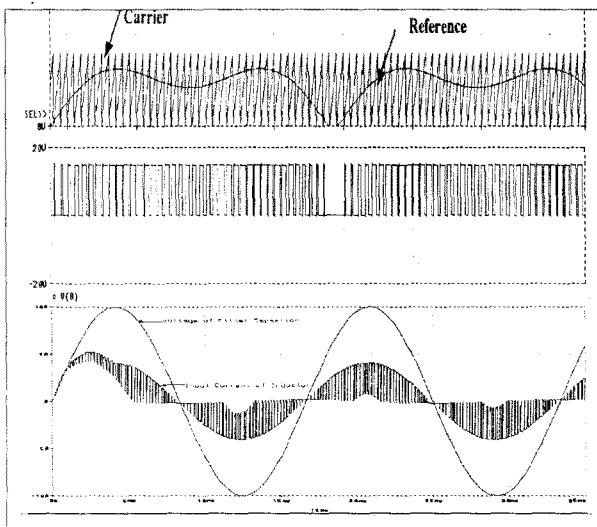


그림5-3. 제안된 컨버터의 PWM과 전압/전류파형

따라서 본 제어알고리즘을 사용한다면 부스트 컨버터의 제어성능을 충분히 발휘하면서 동시에 입력단 전류의 3차 고조파를 제거할 수 있다는 장점을 가지고 있고 간단한 제어기의 구성이 가능하므로 소용량급에서 적용한다면 많은 이점이 있으리라 예상된다.

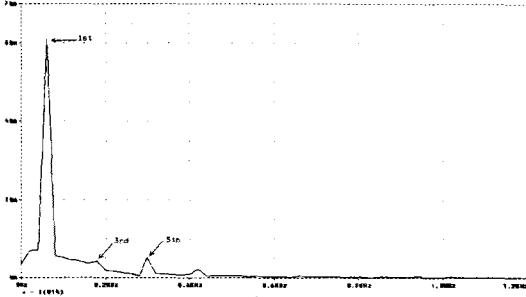


그림5-4. 제안된 컨버터의 입력전류 FFT결과

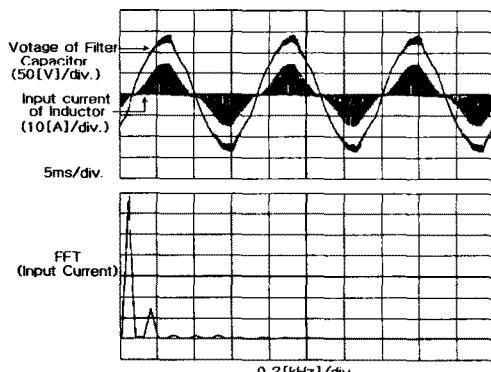


그림5-5. 기존 컨버터에 대한 입력의 전압/전류 파형과 FFT의 실험결과

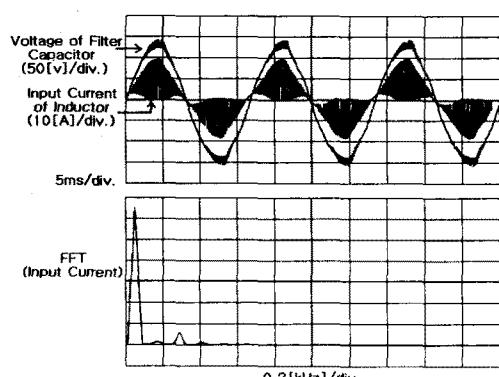


그림5-6. 제안된 컨버터의 입력전압 및 전류 파형과 FFT의 실험결과

그림5-5는 기존의 부스트 컨버터를 제어하는 결과로서 단순히 입력전원에 대한 동기신호와 삼각파 펄스를 비교하면서 PWM을 제어하는 실험 결과이다. 필터 캐패시터 전압에 대하여 인덕터 입력전압은 거의 동위상으로 흐르지만 파형이 상당히 왜곡되어 나타났다.

그림5-6은 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

고조파 차수	1	3	5	7	9	THD
모의	기준	1	0.244	0.016	0.027	0.008 24.6[%]
	제안	1	0.035	0.108	0.045	0.006 12.2[%]
실험	기준	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

전자기기에 대한 고조파의 관심이 날로 고조되고 있다. 특히 산업의 발달로 생활주변의 모든 시스템이 전자화, 정보화 되어 감에 따라 이들 기기가 필요로 하는 전원장치 및 DC부하가 요구하는 제어장치에는 고조파 및 역률에 대한 규제가 강하게 대두되고 있다. 이러한 규제는 대부분 상용 AC전원으로부터 전력을 공급받아 필요한 전력을 변환시키게 되는데, 대부분의 고조파는 이러한 전력의 변환도중에 발생하게 된다. 이러한 고조파는 기기의 오동작 및 수명저하, 소음 및 잡음 등의 문제점 및 다른 계통에도 악영향을 끼치기 때문이다.

본 연구에서는 이러한 전원장치에 대하여 고효율 및 고역률 그리고 낮은 고조파 함유율로 운전할 수 있는 불연속전류모드 부스트 컨버터회로에 관하여 연구하였다. 다이오드 정류회로의 구성시 가장 영향을 끼치는 저차의 고조파 즉 3차의 고조파를 제거하는 알고리즘을 제시하였으며, 효율적 측면에서 유리한 다이오드 정류기 결합형 부스트 컨버터를 구성하여 역률보상을 수행하였다.

제안된 제어알고리즘을 검증하기 위하여 PSpice를 통한 시뮬레이션을 수행하였고 실험을 통하여 낮은 THD 및 역률에 대한 보상이 수행됨을 확인하였다. 향후과제로서는 본 논문에서 도입한 초기 상수 값들의 보다 정확한 영향평가가 있어야 할 것이다.

[참 고 문 헌]

- [1] International Standard IEC 1000-3-2. Electromagnetic compatibility (EMC), First Edition, 1995.
- [2] F. A. Huliehel, 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.
- [3] 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.
- [4] L. Dixon, 'Average current mode control of switching power supplies', Unitrode Power Supply Design Seminar Manual, pp. C1-1-C1-14, 1991.
- [5] R. P. E. Tymerski, V. Vorperian, F. C. Lee, and W. T. Baumann, "Nonlinear modeling of PWM switch," IEEE trans. Power Electron., vol. 4, no. 2, pp. 225-233, 1989.
- [6] 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.
- [7] Bill Andreyak, "Active power factor correction using zero current and zero voltage switching techniques" Proceedings of the Power Electronics Specialists Conference, 1986