

BF 컨버터의 능동 PFC에 관한 연구

(A study on the Active PFC of BF converter)

송 석 호* · 이 우 철** · 임 승 하*** · 사공 석 진****
(Sek-ho Song · Woo-chel Lee · Seung-ha Lim · Sug-Chin Sakong)

요 약

본 논문에서는 BF 컨버터의 능동 PFC 시스템을 구성하고, 전력 변환시 입력 전류를 전원 전압과 동상인 정현 파로 제어하여 동시에 출력 전압에 포함되는 고조파 등의 잡음을 제거하고 직류 출력 전압을 제어하기 위한 PWM-PFM 제어 기법을 제시하였다. 제시한 BF 컨버터의 스위칭 신호와 입·출력 전압, 전류 그리고 함유된 고조파와 역률 등을 PSpice를 이용하여 시뮬레이션하고 분석하여 고조파 성분의 감소와 효율을 개선하였다.

Abstract

In this paper, we realize the active PFC(Power Factor Correction) system of the BF(Boost Forward) converter with the PWM-PFM control technique to control DC output voltage, to remove the noise like harmonics at the output voltage, and to control the input current with sinusoidal wave synchronized by the source voltage.

We take the simulation and analyze the switching signal of the BF converter, input/output voltage and current, its harmonics and power factor through PSpice. And it has been obtained harmonic reduction and efficiency improvement.

1. 서 론

현대의 전원 장치에서는 전력용 반도체 스위칭 소자의 고속화와 고밀도화에 의해서 고출력, 고주파의 스위칭 레귤레이터가 극소화되는 추세이고, 점차로 고효율의 안정된 전원을 필요로 하는 전자 장비들이 급속하게 확산되면서 직류 안정화 전원 장치의 역할 개선이 더욱 중요한 위치를 차지하고 있다[1-4]. 대전력이 입력되는 교류 전압을 변압기로 변환하여 정류 회

로, 평활 회로, 안정화 회로 등을 거쳐 정밀도가 높고 부하 변동에 대한 응답이 빠른 전압으로 만드는 선형 제어 방식의 전원 장치와 스위칭 소자를 이용하여 구형파로 변환함으로써 변환 효율을 높이고 소형, 경량이며 안정된 전원을 얻을 수 있는 장치를 필요로 한다[5-7].

본 논문은 고조파 및 리플을 최대한 제거하고 효율과 역률이 개선된 부스트 컨버터를 구현하기 위하여 능동 PFC 기법을 이용한 BF 컨버터의 제어 알고리즘을 제시하고 모의 회로를 구성하여 시뮬레이션하였다.

BF 컨버터의 전체 구성은 반도체 스위치로 스위칭되는 부스트 컨버터와 전류 정형(整形)을 위한 인버터 회로 그리고 부하로 연결되는 DC 변환용 Forward 컨버터 및 PWM-PFM 제어를 위한 케환용 전압 분

* 정회원 : 국민대 전자공학과 박사과정
** 정회원 : 서울보건대 의공과 조교수
*** 정회원 : 부천대 전자공학과 교수
**** 정회원 : 국민대 전자공학과 교수
접수일자 : 1999년 5월 7일

압 회로로 구성된다[8-9].

시뮬레이션을 위한 모의 회로를 구성하여 궤환 제어용 부스트 컨버터의 동작 특성 및 안정성, 리플 성분의 특성, 그리고 전압, 전류의 위상 특성 및 결과를 미리 예측하고자한다.

본 시뮬레이션 과정은 일반적으로 사용되어온 부스트 컨버터의 전기적 특성을 분석하고 개선된 능동 PFC를 위한 BF 컨버터의 특성과 비교함으로써 개선됨을 입증하였다.

2. BF 컨버터의 동작 특성

2.1. 부스트 컨버터

역률 개선을 위하여 지금까지 개발된 모든 DC-DC 컨버터를 사용할 수 있으나, 본 연구에서는 전류 제어의 용이성, 노이즈 발생 특성 등을 고려하여 부스트 컨버터를 사용하였다[10-14].

부스트 컨버터의 출력 전압은 식 (1)에서와 같이 입력 전압보다 높게 되고, 역률 개선 시에는 정현파 입력 전압의 최고 순시값보다 높아야 하므로 다음 단에 연결되는 DC-DC 컨버터에 큰 전압 스트레스를 주게 된다.

$$V_o = \frac{1}{1-D} V_i \quad (1)$$

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} \quad ; \quad \text{시비율(Duty Ratio)}$$

본 논문에서 사용한 승압형 부스트 컨버터의 기본 회로는 그림 1과 같다.

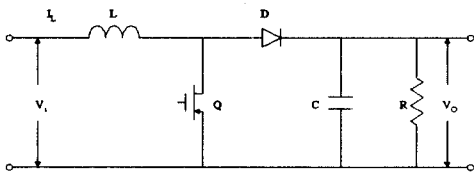
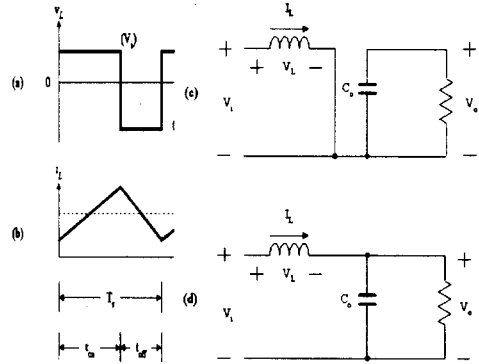


그림 1. 부스트 컨버터 회로
Fig. 1. Boost converter circuit

그림 2는 인덕터 전류가 연속적($i_L > 0$)으로 흐르는 연속 전류 모드에 대한 정상 상태의 전압과 전류에 대한 파형을 보인 것이다.



(a) 전압 파형 (c) 스위치 턴-온
(b) 전류 파형 (d) 스위치 턴-오프

그림 2. 연속 전류 모드
Fig. 2. Continuous current mode.

t_{on} 시간 동안 인덕터에 축적되었던 에너지 ($\frac{1}{2} L I_p^2$)는 커패시터(C_o)에 에너지를 재축적하고, 부하에도 공급한다. 인덕터 양단간에 발생된 전압은 $\frac{t_{on}}{t_{off}}$ 의 비로 조정된다.

부스트 컨버터의 입력, 출력 전압의 관계식을 유도하기 위하여 인덕터 전류가 t_{on} 의 시간 동안 I_1 에서 I_2 로 선형적으로 증가한다면, 입력 전압은 다음과 같다.

$$V_i = L \frac{I_2 - I_1}{t_{on}} = L \frac{\Delta I}{t_{on}} \quad (2)$$

$(\because t_{on} = \frac{\Delta I L}{V_i})$

또한 인덕터 전류가 t_{off} 의 시간 동안 I_2 에서 I_1 으로 선형적으로 감소한다면, 다음과 같은 관계식을 얻을 수 있다.

$$V_o - V_i = L \frac{\Delta I}{t_{off}} \quad (3)$$

$(\because t_{off} = \frac{\Delta I L}{V_o - V_i})$

여기서 ΔI 는 인덕터 L의 peak-to-peak 리플 전류이다. 따라서 ΔI 는 다음과 같다

$$\Delta I = \frac{V_i t_{on}}{L} = \frac{(V_o - V_i) t_{off}}{L} \quad (4)$$

$t_{on} = DT_s$, $t_{off} = (1 - D)T_s$ 를 대입하여 평균 출력 전압을 구하면 다음과 같다.

$$V_o = \frac{1}{1 - D} V_i \left(D = \frac{t_{on}}{T_s} \right) \quad (5)$$

스위칭 주기 T_s 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} T_s &= \frac{1}{f_s} = t_{on} + t_{off} \\ &= \frac{\Delta I L}{V_i} + \frac{\Delta I L}{V_o - V_i} \\ &= \frac{\Delta I L V_o}{V_i (V_o - V_i)} \end{aligned} \quad (6)$$

여기서 peak-to-peak 리플 전류는 다음과 같다.

$$\Delta I = \frac{V_i (V_o - V_i)}{f_s L V_o} = \frac{V_i D}{f_s L} \quad (7)$$

그러므로 전류의 상승, 하강 곡선이 영점 아래로 끊기지 않는 연속 동작을 하게 된다. 스위치가 턴-온 상태일 때, 커패시터는 t_{on} 동안 부하 전류를 공급한다. 평균 커패시터 전류는 $I_c = I_o$ 이고, peak-to-peak 리플 전압은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \Delta V_c &= V_c - V_{c(t=0)} = \frac{1}{C} \int_0^{t_{on}} I_c dt \\ &= \frac{1}{C} \int_0^{t_{on}} I_o dt = \frac{I_o t_{on}}{C} \end{aligned} \quad (8)$$

여기서 $t_{on} = \frac{(V_o - V_i)}{(V_o f_s)}$ 식을 대입하면 다음과 같은 결과식을 얻는다.

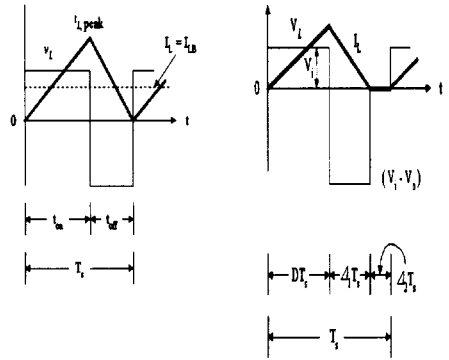
$$\Delta V_c = \frac{I_o (V_o - V_i)}{V_o f_s C} = \frac{I_o D}{f_s C} \quad (9)$$

따라서 출력 전압의 리플 (ΔV_c)은 스위칭 주파수 (f_s)에 반비례하므로, 스위칭 주파수를 높임으로써 리플을 감소시킬 수 있다.

그림 3은 경계 전류 모드와 불연속 전류 모드에서 전압과 전류에 대한 파형을 비교하여 나타낸 것이다.

시비율은 V_o 를 일정하게 유지하기 위해서 변화되

지만, 출력 부하 전력 (P_o)이 감소할 때 V_i 와 시비율은 계속 일정하다고 가정하고 불연속 전류 모드를 해석할 수 있다



(a) 경계 전류 모드 (b) 불연속전류 모드

그림 3. 경계 전류 모드와 불연속 전류 모드에서의 전압, 전류 파형

Fig. 3. Voltage, current waveforms in Discontinuous Current Mode and Boundary Current Mode.

불연속 전류 모드는 감소된 $P_o (= P_i)$ 때문에 발생하게 되고, V_i 가 일정하기 때문에 $I_L (= I_o)$ 은 더욱 높아지게 된다. $i_{L,peak}$ 는 그림 3(a)와 3(b)의 두 모드에서 같기 때문에, 더 낮은 I_L 값은 V_o 가 그림 3(b)에서처럼 증가할 때만 가능하게 되고 i_L 은 불연속이 된다.

실제로 V_o 는 항상 일정하고 시비율은 V_i 의 변화에 따라 변하므로, 다양한 $\frac{V_o}{V_i}$ 에 대한 부하 전류의 함수로서 필요한 시비율을 구하는 것이 가장 유용하다.

불연속 전류 모드에서 V_o 가 각 스위칭 시간 주기 동안 제어되지 않으면, 최소한 다음과 같은 값이 입력으로부터 출력 커패시터와 부하에 전달된다.

$$\frac{L}{2} i_{L,peak}^2 = \frac{(V_i D T_s)^2}{2L} [W \cdot S] \quad (10)$$

만일 부하가 이 에너지를 흡수하지 못하면, 커패시터 전압 V_o 는 에너지 평형이 이루어질 때까지 증가

하게 된다. 경부하일 경우, V_o 에서의 증가는 커패시터 파괴 혹은 심각하게 높은 전압을 유발한다.

이상과 같은 부스트 컨버터의 3 가지 전류 동작 모드 중에서 출력 전압은 연속 전류 모드에서 스위치가 ON 상태일 때의 전력과 스위치가 OFF 상태일 때의 전력을 적분한 평균값에 따라서 상승하게 된다. 따라서 본 논문에서는 변압기 없이도 출력을 높은 전압으로 승압시킬 수 있고, 스위칭 주파수를 높여주므로써 출력 전압의 리플을 감소시킬 수 있는 연속 전류 모드의 동작을 적용하여 DC-DC 컨버터를 구현하였다.

2.2. Forward 컨버터

본 논문에서 사용한 부스트 컨버터는 일단 입력되는 교류 전원을 정류하여 직류 전원으로 변환하고 (AC-DC), 부스트 동작에 의하여 출력에서 필요로 하는 승압 제어된 DC 전압으로 다시 한번 변환하게 된다(DC-DC).

역률을 개선하고 출력 효율을 높이기 위하여, 전류의 위상 뒤짐(lagging) 현상을 제거하여 인위적인 영전류를 만들어 줄 수 있는 풀-브릿지(Full - Bridge)형 인버터를 부스트 컨버터에 접속하였다. 즉, 매 반주기당 전류가 영이 되는 전류 정형(整形) 기법을 적용하였다. 따라서 부스트 컨버터에 인버터 회로를 연결함으로써 전력 변환은 DC-AC 변환 동작을 수행하게 된다. 그러나 출력 전압에 필요한 DC 전압을 만들기 위해서 또는 다른 AC-DC 컨버터를 추가하는 다단 변환 회로 구성을 하였다.

Forward 컨버터 방식은 출력 변압기의 1 차측과 2 차측이 같은 극성으로 접속되어 있기 때문에 스위칭 소자가 턴-온 하고 있는 기간에 출력측으로 전력을 전달한다. 또한 2 차측의 정류 회로는 choke input 형의 평균값 정류 방식을 채용하고 있다.

그림 4는 Forward 컨버터의 동작 원리를 나타낸다. Forward 컨버터의 동작을 분석하면 스위칭 소자가 턴-온, 턴-오프 되었을 경우의 2 가지 동작으로 구분할 수 있다.

스위칭 소자가 턴-온 되었을 경우, 입력 전압 V_i 가 변압기의 1 차 권선 N_p 에 인가된다. 이때 2 차 권선 N_s 에는 다음과 같은 전압이 유기된다.

$$V_s = \frac{N_s}{N_p} V_i \quad (11)$$

이 전압의 극성은 다이오드 D_1 을 양방향으로 바리어스하기 때문에 전류 i_2 가 흐르기 시작하는 방향이다. 그리고 이 전류 i_2 는 $D_1 \rightarrow L_1 \rightarrow C_1$ 즉,

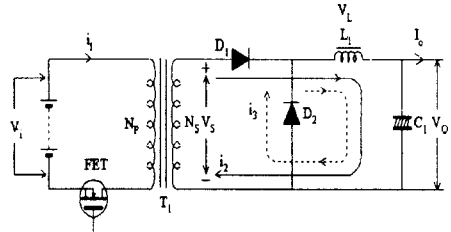


그림 4. Forward 컨버터 회로
Fig. 4. Forward converter circuit

평활 커패시터를 충전하는 경로로 스위칭 소자의 턴-온 기간 중 계속 흐르게 된다. 이때 정류 회로의 출력 전압을 V_o 로 하면 choke 코일 L_1 의 양단 전압 V_L 은 다음과 같다.

$$V_L = V_s - V_o = \frac{N_s}{N_p} V_i - V_o \quad (12)$$

따라서 스위칭 소자의 턴-온 기간을 t_{on} 으로 하면 2 차측의 전류 i_2 는 다음과 같이 상승한다.

$$\Delta i_2 = \frac{V_L}{L_1} t_{on} = \frac{V_s - V_o}{L_1} t_{on} \quad (13)$$

이상과 같은 동작을 수행하는 Forward 컨버터를 첨가하므로써 부스트 컨버터와 인버터 회로를 통하여 제어된 고역률의 전압을 출력단의 부하에서 필요한 리플이 최소화된 DC 전원으로 변환시킬 수 있다. 따라서 본 논문에서 제시한 BF 컨버터의 전체 전압 변환은 DC→AC→DC 변환의 순서로 진행된다.

2.3. 제시한 BF 컨버터

본 논문에서 제시한 전력 변환 회로는 증소용량의 직류 변환 장치로 사용할 수 있도록 부스트 컨버터와 Forward 컨버터를 사용하였다. 제안한 BF 컨버터의 입력 전류를 전원 전압과 동위상인 정현파로 제어하기 위해서 입력 전류가 정형(整形)되어야 하기 때문에 컨버터는 전류 조정 모드로 하였다. 또한 동시에 직류 출력 전압을 제어하기 위해서 기준 전류의 위상은 PFM 제어를 실행하고, 기준 전류의 크기는 PWM 제어하여 조정한다.

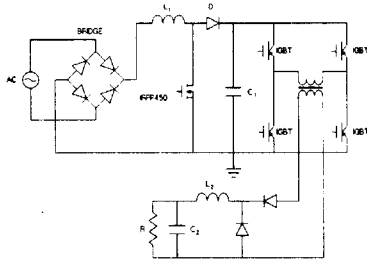


그림 5. 제시한 BF 컨버터
Fig. 5. Proposed Boost-Forward converter.

그림 5는 본 논문에서 제시한 BF 컨버터 시스템의 구조를 나타내며 부스트 컨버터와 Forward 컨버터가 직렬로 연결되어 있다. 부스트 컨버터에서의 스위칭 동작은 PWM-PFM 기법을 이용하고, 인버터에서의 스위치들은 전류 정형(整形)을 위하여 스위칭 동작을 실행한다. 정상 동작 동안, 부스트 컨버터는 연속 전류 모드에서 동작하고, Forward 컨버터는 연속이거나 불연속 모드에 상관없이 동작한다. 제한되는 샘플링 신호는 Forward 컨버터 출력 전압으로부터 얻어지며, 이 제한 신호는 부스트 컨버터의 스위치를 구동하기 위한 구동 신호의 펄스폭 변조(PWM) 및 펄스 주파수 변조(PFM)를 제어하게 된다.

또한 Forward 컨버터의 출력 전압에서 발생하는 리플은 컨버터 스위치의 시비율에 대한 제한 제어에 의하여 제거된다. 따라서 컨버터 스위치의 시비율은 출력 전압을 정류하기 위해 사용되고, 동시에 인버터 스위치들은 부스트 컨버터의 입력 전류를 정형(整形)하기 위해 이용한다.

3. 능동 PFC 제어

3.1. 능동(Active) PFC

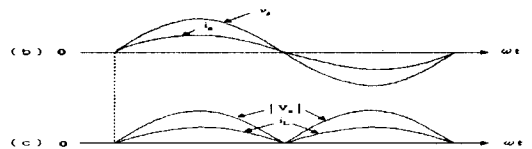
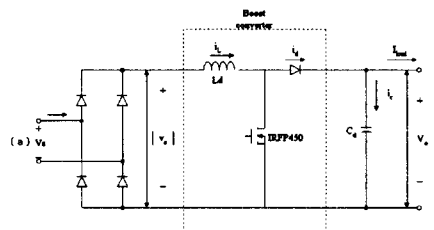
정류기 브릿지에 의해서 발생하는 입력 전류를 반도체 스위치를 이용하여 정현적으로 만들어 줌으로써 입력 전압과 위상을 일치시켜 주는 능동 PFC 방법이 고효율의 출력을 발생시키는데 일반적으로 사용되고 있다. 그리고 반도체 스위치의 스위칭 주파수를 높임으로써 부스트 컨버터에서의 인덕터 크기와 PFC 회로를 축소할 수 있으므로 가격도 감소시킬 수 있다. 또한 스위칭 주파수를 가변시킬 수 있으므로 넓은 주파수 대역에서 노이즈가 감소되고 필터로서 동작되어

충분히 노이즈 저감 효과를 가질 수 있다.

능동 역률 개선 방법에는 일반적으로 4 가지 종류가 있다. 부스트 인덕터에 연속 모드의 전류가 흐르고, 스위칭 주파수에 의해서 인덕터에 기생 효과로 나타나는 전류 손실을 감소시키며, 스위칭 소자의 전류 스트레스도 감소시키는 부스트 PFC 방법, 2 개의 반도체 스위치를 이용하여 반도체 스위치중에서 하나가 턴-오프 되어도 전류가 변압기로 흘러서 출력측을 구동시키는 분리형 부스트 PFC 방법, 넓은 전압 영역에서 적합한 벡(Buck)-부스트 PFC 방법, 그리고 전원 전압과 전원 전류가 동위상이 되도록 PWM, PFM 제어 기법을 이용하는 Full-Bridge PFC 방법등이 있다.

이러한 4 가지 방법중에서 부스트 PFC를 이용한 능동 PFC 회로를 그림 6에 나타냈다. 여기서, I_{load} 는 부하에 공급되는 전류로써 고주파수 요소가 C_d 에 의해 필터링 된다.

기본적으로 역률이 높아지기 위해서는 컨버터의 입력 전압, 전류의 위상이 동위상이어야 하므로 전파 정류기의 출력에서 i_L 과 $|v_s|$ 는 파형이 같아야 한다. 실질적으로는 브릿지 정류기와 부스트 컨버터에서의 전력 손실은 아주 작으므로 무시할 수 있다.



(a) 부스트 컨버터를 이용한 능동 PFC 회로
(b) 입력 전압, 전류 파형(v_s , i_s)
(c) v_s 와 i_L 파형

그림 6. 능동 역률 개선회로
Fig. 6. Active PFC circuit.

$$P_i(t) = V_s^* |\sin \omega t| I_s^* |\sin \omega t| \quad (14)$$

$$= V_s I_s - V_s I_s \cos 2\omega t$$

여기서, $V_s^* = \sqrt{2} V_s$, $I_s^* = \sqrt{2} I_s$,

$$P_o(t) = V_o i_d(t) \quad (15)$$

$$i_d(t) = I_{load} + i_c(t) \quad (16)$$

스위칭 주파수가 무한대이고 다른 소자들이 이상적이라면, L_d 는 무시할 수 있을 정도로 작으며, $P_i(t) = P_o(t)$ 라고 가정하면, 다음 식들을 유도할 수 있다.

$$i_d(t) = I_{load} + i_c(t) \quad (17)$$

$$= \frac{V_s I_s}{V_o} \frac{V_s I_s}{V_o} \cos 2\omega t$$

$$I_d = I_{load} = \frac{V_s I_s}{V_o} \quad (18)$$

$$i_c(t) = -\frac{V_s I_s}{V_o} \cos 2\omega t \quad (19)$$

$$= -I_d \cos 2\omega t$$

여기서, 캐패시터 양단의 전압에 리플이 없다고 가정하면, v_o 에서의 리플은 식 (19)으로 부터 다음과 같이 유도할 수 있다.

$$v_{d, ripple}(t) \approx \frac{1}{C_d} \int i_c dt \quad (20)$$

$$= -\frac{I_d}{2\omega C_d} \sin 2\omega t$$

즉, C_d 값을 적당히 크게 선정함으로써 v_o 값을 작게 유지할 수 있다.

커패시터 전류 $i_c(t)$ 에서 AC 주파수의 2 배가 되도록 직렬 LC 필터로 C_d 값을 사용하면 DC 전압의 리플을 최소화시킨다.

또한 전류 i_d 의 스위칭 주파수 성분과 부하 전류에서의 고주파 성분은 C_d 를 통해서 흐른다. 따라서 그림 6(a)와 같은 형태의 부스트 컨버터에서는 저항 부하를 가질 경우 역률이 0.9 정도로 비교적 높게 나타나지만, 유도성 부하를 가지고 연속 모드에서 사용될 경우 유도성 부하의 기전력에 의한 관성 전류에 의해 역률이 낮아지게 된다.

따라서 역률을 높이기 위한 방법으로 입력 전류와 입력 전압이 동위상이 될 수 있도록 제어하여야 한다.

즉, 그림 6(b)와 같이 인덕터 전류와 전원 전압 (v_s) 이 동위상이 될 수 있도록 반도체 스위치를 적절하게 턴-온, 턴-오프 시켜야 한다.

그림 6(b)와 같은 전압, 전류 파형이 출력될 경우를 최대 역률이라고 할 수 있고, 이때의 반도체 스위치는 기준 전류와 부하로 부터의 궤환 전류를 이용하여 적절한 시비율로 구동한다.

3.2. 하드웨어 구성

능동 PFC 방법으로 설계된 BF 컨버터 시스템을 구현하기 위하여 그림 7과 같이 전원 및 정류기부, 컨버터부, 제어기부, 부하단으로 구성하였다.

전원 및 정류기부에서는 110V, 60Hz로 입력되는 전원을 변압기를 통해 분리시키고, Full-Bridge 정류기를 통해서 직류 전압으로 정류시킨다. 컨버터부에서는 입력 AC 전원을 부스트 컨버터의 반도체 스위치를 사용하여 부하단에서 필요한 직류 전압으로 승압시킨다. 그리고 고역률을 얻기 위한 인버터 회로를 사용하여 전류 정형(整形) 제어를 실행한 후, Forward 컨버터에 의해 다시 직류 전압으로 변환시켜 부하단으로 출력한다.

제어기부에서는 컨버터부에서 출력되는 직류 전압, 전류를 검출하여 전력 효율을 개선시키고 출력단의 리플을 저감시킬 수 있도록 PWM-PFM 제어 기법을 사용하여 보정된 반도체 스위치의 게이팅 신호를 발생시켜 부스트 컨버터와 인버터 회로에 궤환시키는 동작을 수행한다.

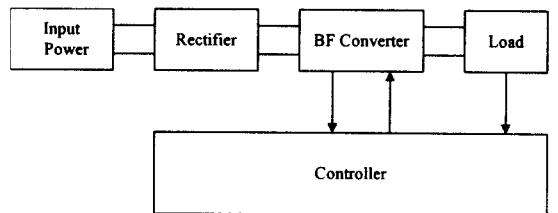


그림 7. BF 컨버터 시스템
Fig. 7. BF converter system.

4. 시뮬레이션

컴퓨터 시뮬레이션을 수행하기 위한 조건은 이상적인 상태로 시뮬레이션을 수행하였으며, 반도체 스위치의 게이팅 주파수는 시뮬레이션상의 연산량에 따른

BF 컨버터의 능동 PFC에 관한 연구

관계로 실제 회로 보다 낮은 주파수에서 시뮬레이션을 수행하였다.

시뮬레이션을 위한 BF 컨버터의 특징은 다음과 같다.

1. 입력 전원 : 110V, 60Hz 교류 전원
2. 정류 회로: MBR 6035 다이오드를 이용한 브리지 정류 회로
3. 스위칭 주파수 : 1KHz - 10KHz
4. 부스트용 인덕터 : 0.22mH
5. 평활용 커패시터 : 2200 μ F
6. 궤환용 분압회로 : 100 : 5 저항 분압 회로
7. 인버터 회로 : IGBT로 구성된 단상 인버터 회로

그림 8은 본 논문에서 제시한 개선된 능동 PFC를 위한 BF 컨버터를 구동하기 위하여 각종 스위칭 신호를 발생하기 위해 제어기에서 동작되는 순서도이다.

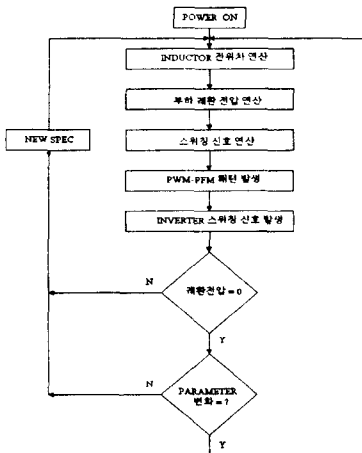


그림 8. 개선된 BF 컨버터 회로의 제어 순서도
Fig. 8. Control flowchart of the advanced BF converter.

인덕터의 양단 전위차와 부하로부터 궤환된 전압을 측정한 후에 그 값들을 이용하여 PWM-PFM 패턴 신호와 인버터의 스위칭 신호를 연산하고 출력 회로를 이용하여 패턴으로 발생한다. 그 다음에 궤환 전압이 있는지 여부와 새로운 파라미터의 지령이 있는지 여부를 비교한 후에 새로운 전기적 특성을 입력받아서 처음 과정으로 분기하여 이러한 과정을 반복한다.

그림 9에서 그림 13까지는 일반적인 부스트 컨버터에 대한 특성을 분석하였고, 이것들과 비교하기 위하

여 그림 14에서 20까지는 본 논문에서 제시한 개선된 BF 컨버터의 특성을 시뮬레이션하였다.

그림 9는 일반적인 부스트 컨버터 회로에 입력되는 110V, 60Hz의 입력 정현 전원의 전압, 전류 신호를 보인 것이다. 여기서 전류 파형이 부스트 컨버터의 스위칭에 의해서 왜곡됨을 볼 수 있다.

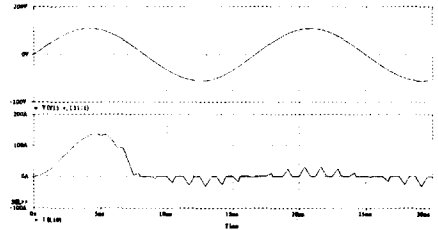


그림 9. 부스트 컨버터의 입력 전압, 전류 파형
Fig. 9. Input voltage, current waveforms of the Boost converter.

그림 10은 브릿지 정류기로 정류된 전압, 전류 파형을 분석한 것으로써 반도체 스위치에 의해서 채터링 되는 정류된 전압 파형과 정류된 전류 파형을 나타낸 것이며 구동이 시작된 초기의 30ms 동안의 전압, 전류 파형이다. 초기에서부터 7ms까지 양(positive)의 1 주기 동안에 입력 전원이 회로에 처음 인가되면서 120A 정도의 전류가 과도하게 흐르며 그 이후 컨버터의 스위칭 동작에 의해서 낮은 전류가 유지됨을 알 수 있다.

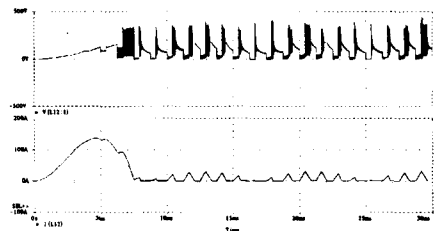


그림 10. 부스트 컨버터의 전파 정류된 전압, 전류 파형
Fig. 10. Full rectified voltage, current waveforms of the Boost converter.

그림 11은 일반적인 부스트 컨버터의 반도체 스위치를 구동하는 게이팅 펄스 신호와 반도체 스위치 양단에 걸리는 전위차를 측정하는 것이다. 이때 게이팅 펄스는 일정한 주기를 가진 펄스 신호를 만들어서 입력

시켰다. 그림 11(a)는 부스트 컨버터의 스위칭 소자인 FET의 게이팅 신호로써 15V 레벨이며, 그림 11(b)는 반도체 스위치 양단의 전위차를 표시한 것으로써 boosting된 전압 값을 갖는다.

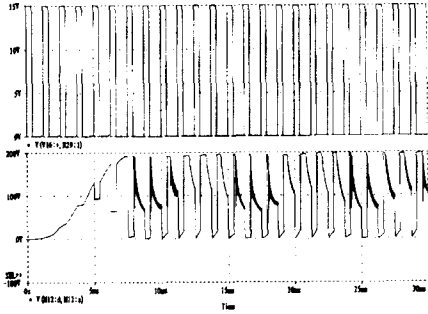


그림 11. 부스트 컨버터의 PWM 스위칭 신호 파형
Fig. 11. PWM switching waveforms of the Boost converter.

그림 12는 일반적인 부스트 컨버터의 부하로부터 출력되는 전압을 저항 분압 회로로 강압시켜 PWM 제어 신호를 출력하는 제어 회로로 케환시키기 위한 전압을 나타내었다.

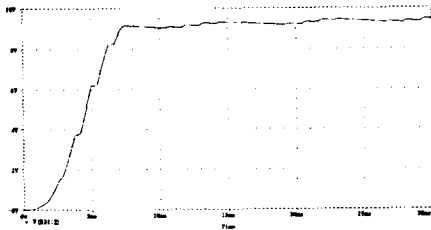


그림 12. 부스트 컨버터의 부하로부터 케환되는 전압 파형
Fig. 12. Feedback voltage waveform from the load of the Boost converter.

그림 13은 일반적인 부스트 컨버터에서 출력되는 전압에 포함되는 고조파 성분을 분석한 것이다. X축상의 변수인 주파수가 0Hz에서 5KHz까지 변화하는 동안 진폭의 크기를 연산함으로써 고조파 성분을 나타낼 수 있다. 여기서 처음 60Hz 부근에서 나타나는 기본파 성분 이외에도 800Hz 부근과 1.6KHz 부근 그리고 3.2KHz 부근 등에서 진폭이 큰 성분的高조파가 많이 포함되어 있음을 알 수 있다.

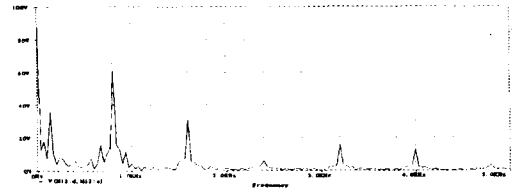


그림 13. 부스트 컨버터에서 출력 전압의 고조파 분석(FFT)
Fig. 13. Harmonic analysis of the output voltage of the Boost converter. (FFT)

그림 14는 역률 개선을 위한 부스트 컨버터에 전류 정형(整形)을 위하여 단상의 인버터를 연결시킨 회로에서 인버터의 각 스위치에 게이팅 신호로 사용될 패턴의 순서를 표시한 것이다. 게이팅 순서는 그림의 위에서부터 Q1, Q2, Q3, Q4의 순서대로 게이팅을 하고 있으며, 이와 같은 게이팅 방법에 의해서 부스트 컨버터의 전원전압에 대한 위상 뒤짐을 강제로 제거시킬 수 있다. 즉 인위적으로 영점을 만들어 줌으로써 $\cos \theta$ 만큼의 위상 뒤짐에 의한 역률 감소를 개선할 수 있다.

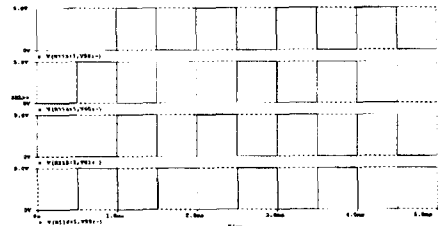


그림 14. 인버터 게이팅 신호
Fig. 14. Inverter gating signal

그림 15는 4 개의 인버터 스위칭 소자를 구동하는 게이팅 펄스의 순서를 나타낸 것이다.

그림 16은 인버터 회로에서 전류 정형(整形)되어 출력되는 2-레벨 신호를 분석한 것으로써 그림 16(a)는 단상 인버터에서 Forward 컨버터로 연결되는 1:1 변압기에서 출력되는 boosting된 전압 파형이고 그림 16(b)는 단상 인버터의 중간점(center tap)에서 출력되는 전압 파형이다. 이 그림은 위 그림 15에서 설명한 인버터의 4 개 스위치를 구동한 summing 파형의 모양과 같은 형태로써 인위적으로 전류가 영이 될 수

있도록 만들어 준 것이다. 구동 시작 초기의 5ms까지는 0에서부터 점차로 증가되는 형태이며, 그 이후 정상 상태에 들어서서는 일정한 진폭으로 합성 전압을 출력한다.

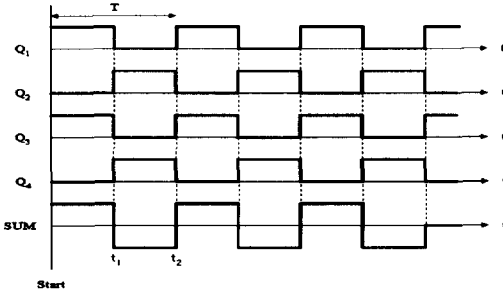


그림 15. 4 개의 인버터 스위치를 구동하는 게이팅 펄스의 순서
Fig. 15. Gating pulse driving the 4 switch of the inverter.

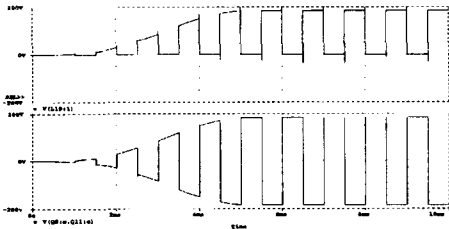


그림 16. 인버터 출력 파형
Fig. 16. Inverter output waveforms.

그림 17은 능동 PFC 방법을 이용하고 PWM - PFM 기법으로 제어되는 개선된 BF 컨버터의 전과 정류된 입력 전압, 전류 파형을 나타낸 것이다. 여기서 부하의 상태 전환과 인덕터 양단의 전위차를 측정 및 연산하여 부스트 컨버터의 게이팅 신호를 발생시키고 10KHz 의 높은 주파수로 스위칭하므로써 일반적인 부스트 컨버터의 정류된 전압, 전류 파형 보다 왜곡을 줄일 수 있다. 또한 전압과 전류 파형은 동상이 되어 역률을 1로 만들 수 있어 역률이 개선됨을 입증하였다. 시동시 초기의 6ms 까지는 파라미터의 전환에 의한 영향을 받지 않으므로 70A 크기의 전류를 나타내지만, 그 이후부터 일정한 값을 출력하게 된다.

그림 18(a)는 개선된 BF 컨버터에서 PWM-PFM 으로 제어된 반도체 스위치의 게이팅 신호 파형을 나타낸 것이며, 그림 18(b)는 반도체 스위치의 전류를 나타낸 파형이다.

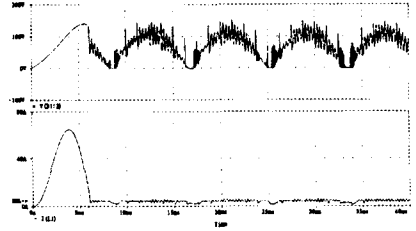


그림 17. 개선된 BF 컨버터의 정류된 전압, 전류 파형
Fig. 17. Rectified voltage, current waveforms of the advanced BF converter.

여기서 인덕터 양단에서 전위차의 변화 또는 부하로부터 전환되어 들어오는 부하 전압의 변화에 따라 보정된 반도체 스위치의 게이팅 신호를 연산하여 출력하므로 일반적인 PWM 또는 PFM만으로 제어되는 제어 신호처럼 규칙적이 아니고 수시로 펄스폭과 주파수가 변화되므로 조금 불규칙한 모양을 갖게 된다.

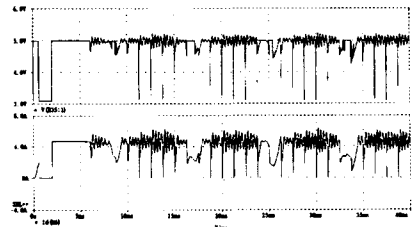


그림 18. 개선된 BF 컨버터의 스위칭 신호(PWM-PFM) 파형과 스위치 전류 파형
Fig. 18. Switching signal (PWM-PFM) waveforms and the switch current waveforms of the advanced BF converter.

그림 19는 부스트 컨버터와 인버터 그리고 Forward 컨버터가 연결되어 개선된 BF 컨버터에서 인덕터 양단의 전위차를 측정한 파형이다. 인덕터 양단의 전압은 부하의 특성 변화에 따라 가변되므로 불규칙한 파형이 나타나게 된다. 이러한 변화된 값은 PFM 제어를 실행하기 위한 제어 변수로 이용한다.

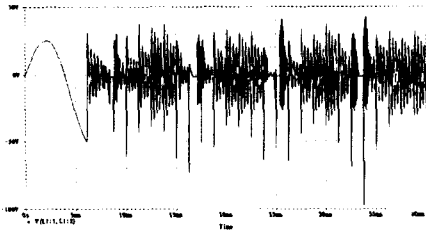


그림 19. 개선된 BF 컨버터의 인덕터 양단 전압 파형
Fig. 19. Voltage waveforms between the inductor of the advanced BF converter.

그림 20은 개선된 BF 컨버터의 부하로부터 출력되는 전압을 저항 분압 회로로 강압시킨 전압이다. 이 전압은 보정된 PWM 제어 신호를 출력하는 제어 회로로 제환시키기 위한 전압으로써 증폭기를 거쳐서 제어기 회로로 입력된다.

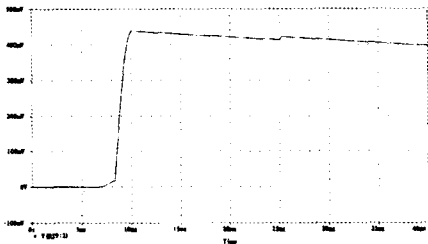


그림 20. 개선된 BF 컨버터에서 Forward 컨버터의 부하로부터 제환되는 전압 파형
Fig. 20. Feedback voltage waveform from load of the forward converter at the advanced BF converter.

그림 21은 개선된 BF 컨버터의 출력 전압을 고조파 분석한 것이다. 그림 13의 일반적인 부스트 컨버터의 고조파 분석과 비교해 보면, 3.3KHz 부근에서 약간의 고차 고조파가 나타나며, 대부분의 고조파가 제거되고 감소되었으므로 본 논문에서 제시한 BF 컨버터의 효율이 증가됨을 알 수 있다.

5. 결론

본 논문은 고조파 및 리플을 최대한 제거하고 효율과 역률이 개선된 부스트 컨버터를 구현하기 위하

여 능동 PFC 기법을 이용한 BF 컨버터의 제어 알고리즘을 제시하고 모의 회로를 구성하여 시뮬레이션하였다.

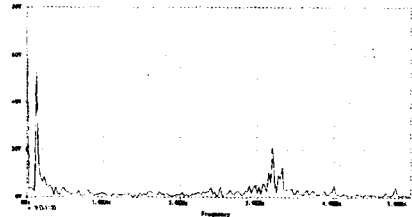


그림 21. 개선된 BF 컨버터에서 출력 전압의 고조파 분석(FFT)
Fig. 21. Harmonic analysis of the output voltage at the advanced BF converter. (FFT)

BF 컨버터의 전체 구성은 반도체 스위치로 스위칭되는 부스트 컨버터와 전류 정형(整形)을 위한 인버터 회로 그리고 부하로 연결되는 DC 변환용 Forward 컨버터 및 PWM-PFM 제어를 위한 제환용 전압 분압 회로로 구성된다.

본 논문에서의 그림 21은 개선된 BF 컨버터의 출력 전압을 고조파 분석한 것이다. 본론에서의 그림 13의 일반적인 부스트 컨버터의 고조파 분석과 비교해 보면, 3.3KHz 부근에서 약간의 고차 고조파가 나타나며, 대부분의 고조파가 제거되고 감소되었으므로 본 논문에서 제시한 BF 컨버터의 효율이 증가됨을 알 수 있었다.

본 논문의 시뮬레이션 결과, 제안한 BF 컨버터의 효율이 증가됨을 FFT(FFT : Fast Fourier Transform)를 통해 확인할 수 있었다.

차후의 연구 과제는 본 시뮬레이션의 모의 회로를 실제 회로로 구성하여 실 측정 및 테스트하여 시뮬레이션 결과와 비교하여 그 차이점을 분석하고 차이점에 대한 대책 등을 마련하는 것이다.

참고 문헌

- [1] R. Red, L. Balogh and N. O. Sokai, "A New Family of Single-State Isolated Power-Factor-Correctors with Fast Regulation of the Output Voltage", IEEE PESC, pp. 1137-1144, 1994.
- [2] M. M. Jovanovic, et al, "Reduction of Voltage Stress in Integrated High Quality Rectifier-regulators by Variable-frequency Control", APEC, pp. 196-203, 1993.
- [3] E. X. Yang, Y. Jiang, G. Hua, F. C. Lee, "Isolated Boost

- Circuit for Power Factor Correction", APEC, pp. 196-203, 1993.
- [4] M. Madigan, et al, "Integrated High Quality Rectifier-regulators", FESC, pp. 1043-1051, 1992.
 - [5] Y. Jiang and Fred C. Lee, "Single-Stage Single-Phase Parallel Power Factor Correction Scheme", IEEE FESC, pp. 1145-1151, 1994.
 - [6] M. H. Kherulawa, et al, "A Fast-response High Power Factor Converter with a Single Power Stage", FESC, pp. 769-779, 1991.
 - [7] R. Erickson, M. Madigan, S. Singer, "Design of a Simple High-power-factor Rectifier Based on the Flyback Converter", APEC, pp. 792-801, 1990.
 - [8] C. Q. Lee, R. Riu, S. Sooksatra, "Nonresonant and Resonant Coupled Zero Voltage Switching Converters", IEEE Trans. P.E. Vol. 5, No. 4, pp. 404-412, 1990.
 - [9] J. B. Williams, "Design of Feedback Loop in Unity Power Factor AC to DC Converter", FESC, pp. 959-967, 1989.
 - [10] M. S. Elmore, W. A. Peterson, S. D. Sherwood, "A Power Factor Enhancement Circuit", APEC, pp. 407-414, 1994.
 - [11] J. P. Gegner and C. Q. Lee, "Linear Peak Current Mode Control: A Simple Active Power Factor Correction control Technique For Continuous Conduction Mode", FESC'96, pp. 196-202, 1996.
 - [12] P.N. ENjeti and R. Martinez, "A High Performance Single Phase Ac to Dc Rectifier With Input Power Factor Correction", APEC'93, pp. 190-195, 1993.
 - [13] Kenichiro Fujiwara, Hiroshi Noruma, "A Power Factor Correction for Single-Phase Diode Rectifiers without employing PWM Strategy", IFEC Yokohama, pp. 1501-1506, 1995.
 - [14] M.T. Zhang, Y. Jiang, and F.C. Lee, "Single-Phase Three-Level Boost Power Factor Correction Converter", APEC'95, pp. 130-135, 1995.

◇ 저자소개 ◇

송 석 호 (宋碩浩)

1969년 5월10일생. 1992년 국민대 전자공학과 졸. 1994년 국민대 전자공학과 졸(석사). 현재 국민대 전자공학과 박사과정 수료.

이 우 철 (李雨哲)

1960년 3월7일생. 1983년 건국대 전자공학과 졸. 1986년 건국대 전자공학과 졸(석사). 1993년 ~ 현재 서울보건대 의공과 조교수.

임 승 하 (林承河)

1947년 2월21일생. 1969년 광운대 응용전자공학과 졸. 1980년 연세대 전자공학과 졸(석사). 1997년 국민대 전자공학과 졸(박사). 현재 부천대 전자공학과 교수.

사공 석진 (司工石鎭)

1951년 3월23일생. 1976년도 고려대 전자공학과졸. 1981년 고려대 전자공학과 졸(석사). 1985년 고려대 전자공학과 졸(박사). 1982년~ 현재 국민대 전자공학과 교수.