

## 영전압 스위칭 풀 브릿지 토폴로지를 기반으로 한 새로운 단일 전력 단 역률개선 AC/DC 컨버터

김태성, 구관본, 문건우, 윤명중  
한국과학기술원 전자전산학과 전기 및 전자공학 전공

### New Single Stage Power Factor Correction AC/DC Converter based on Zero Voltage Switching Full Bridge Topology

T.S. Kim, G.B. Koo, G.W. Moon, and M.J. Youn  
Dept. of EECS, KAIST

#### ABSTRACT

A new single stage power factor correction(PFC) AC/DC converter based on zero voltage switching(ZVS) full bridge topology is proposed. Since the series-connected two transformers act as both output inductor and main transformer by turns, the proposed converter has a wide ZVS range without additional devices for ZVS. Furthermore, since there is no need to use an output inductor, the proposed converter features high power density. The proposed converter gives the good power factor correction and low line current harmonics distortion. A mode analysis and experiment results are presented to verify the validity of the proposed converter.

#### 1. 서 론

현대의 모든 전자 시스템은 반도체 기술의 성장으로 소형화, 고효율화 되고 있는 추세이며, 또한 IEEE519나 IEC1000-3-2 Class D 등과 같은 고조파 규제에 의해 적은 고조파와 함께 높은 역률(power factor)을 요구하는 추세이다. 따라서 전원 공급 장치 모듈도 소형화 및 고효율화, 그리고 높은 역률을 요구하고 있다.

높은 역률을 얻기 위한 방법으로는 두 단으로 이루어진 역률개선 방법과 단일 단으로 이루어진 역률개선 방법 등이 있다. 두 단으로 이루어진 역률개선 회로는 거의 1에 가까운 역률을 얻을 수 있지만, 역률개선단과 DC/DC 단을 위한 제어기와 스위치가 각각 필요하므로 시스템 부피가 커지고 제작 단가가 높아지는 단점이 있다. 이에 비해 단일 단으로 이루어진 역률개선 회로는 DC/DC부분에서

사용되는 스위치를 역률개선회로가 공유하여 사용하기 때문에 역률개선회로를 위한 별도의 제어기와 스위치가 필요치 않아 시스템의 부피가 작아지며, 제작 단가가 낮아진다는 장점이 있다. 따라서 역률개선회로를 전류불연속모드로 동작시키고 단일 전력 단으로 구성하는 것이 크기나 비용 면에서 유리하다<sup>[1][2][3][4]</sup>.

역률개선회로를 전류불연속모드로 동작시키고 단일 전력 단으로 비대칭 시비율 제어 풀 브릿지 컨버터를 구성하는 방법은 별도의 추가 회로 없이 영전압 스위칭을 이루어 스위칭 손실을 줄이고 효율을 증가시킬 수 있다. 그러나 이 방법은 상단 스위치(Upper Switches)의 경우는 2차측의 출력 전류와 입력 인덕터의 전류에 의해 쉽게 영전압 스위칭이 이루어지지만, 하단 스위치(Lower Switches)의 경우는 누설 인덕터에 의해서만 영전압 스위칭이 이루어지므로 부하가 작을 때에는 영전압 스위칭을 보장할 수 없어 효율의 저감을 초래한다<sup>[5]</sup>. 이에 따라 하단 스위치의 넓은 영전압 스위칭 영역을 얻기 위해 보조 스위치와 인덕터, 커패시터, 다이오드를 이용한 무손실 스너버를 첨가하는 방법<sup>[6]</sup>, 입력 인덕터를 둘로 나누고, 보조 스위치와 인덕터, 다이오드를 첨가하는 방법<sup>[7]</sup>, 변압기 쪽에 보조 스위치와 인덕터, 커패시터, 다이오드를 첨가 방법<sup>[8]</sup> 등이 연구되어 졌다. 그러나 이런 방법들은 많은 능동소자 및 수동소자들이 첨가되어 전체 시스템의 부피가 커지고, 제작 단가 또한 상승한다는 단점이 있다.

본 논문에서는 직렬로 연결된 두개의 변압기를 사용함으로써<sup>[9]</sup>, 별도의 보조회로 없이 넓은 영전압 스위칭 영역을 얻고, 동시에 높은 역률을 얻을 수 있는 단일 전력 단으로 구성된 영전압 스위칭 풀 브릿지 컨버터를 제안한다.

본 논문에서는 모드 해석을 통해 제안된 회로의 동작 원리를 설명하고, 프로토타입 컨버터의 실험 결과를 통해 제안된 회로의 타당성을 검증한다.

## 2. 동작 원리

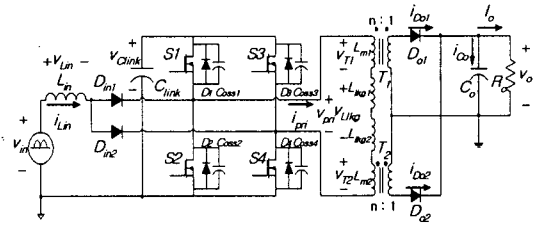


그림 1. 제안된 단일 전력 단 역률 개선 회로  
Fig. 1 Proposed single stage PFC circuit

그림 1은 역률개선 기능을 갖는 제안된 컨버터 회로도이다. 교류 라인 전압에서 입력 필터와 풀 브릿지 정류기를 거쳐 전파 정류된 전압( $v_{in}$ )이 부스트 역률개선 회로의 입력으로 인가된다.  $L_{in}$ 과  $D_{in1}$ ,  $D_{in2}$ ,  $S_2$ ,  $S_4$ ,  $C_{link}$ 가 부스트 역률개선 회로를 구성하고, DC/DC 부분은 네 개의 스위치가 풀 브릿지 형태로 구성되고, 두개의 변압기가 직렬로 연결되어 한 주기 동안에 한 번씩 교번으로 입력 단에서 출력 단으로 전력을 공급한다. 변압기가 교번으로 인덕터 역할을 하기 때문에 출력 단에는 별도의 출력 인덕터가 따로 필요치 않다<sup>[9]</sup>.

그림 2는 정상상태에서 제안된 컨버터의 주요 파형이다.  $DT_s$ 는 반주기동안 대각선 스위치가 동시에 도통하는 시간,  $D_{lkg}T_s$ 는 반주기동안의 대각선 스위치가 동시에 도통하지만  $L_{lkg}$  때문에 전력 전송이 일어나지 않는 시간,  $D_{dead}T_s$ 는 스위치 Dead Time이다. 정상상태에서의 모드해석을 위해 다음과 같은 가정을 한다.

- 두개의 변압기는 동일하다.  
( $L_m = L_{m1} = L_{m2}$ ,  $L_{lkg} = L_{lkg1} = L_{lkg2}$ )
- 스위치는 내부 역방향 다이오드와 출력 커패시터, 스위치 온 저항을 제외하고는 이상적인 소자이다.
- 링크 커패시터는 충분히 커서 링크 전압  $V_{Clink}$ 는 DC 전압이다.
- 출력 전압( $V_o$ )은 DC 전압이다.
- 스위치의 온 저항에 의한 전압강하는  $V_{drop}$ 이다.  
( $V'_{Clink} = V_{Clink} - 2V_{drop}$ )
- 다이오드의 정방향 전압강하(Forward Voltage Drop)은  $V_{FRD}$ 이다.  
( $V'_o = V_o + V_{FRD}$ ,  $v'_{in} = v_{in} - V_{drop} - V_{FRD}$ )
- 그 외의 각 소자의 기생요소는 무시한다.

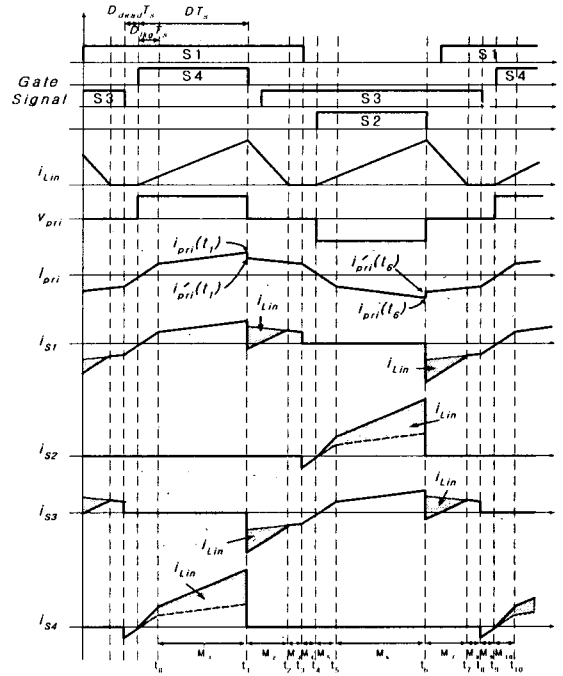


그림 2 제안된 회로의 주요 파형  
Fig. 2 Key waveforms of the proposed circuit

각 모드별 동작은 다음과 같다.

**모드 1 ( $t_0 \leq t \leq t_1$ )** : 스위치  $S_4$ 가 켜져 있어  $D_{in2}$ 을 통해  $v_{in}$ 으로부터 부스트 입력 인덕터  $L_{in}$ 에 에너지를 충전한다. 두개의 2차 측 출력 다이오드 중  $D_{o2}$ 은 꺼지고,  $D_{o1}$ 만이 도통하기 때문에, T1이 변압기로 동작하고, T2는 인덕터로 동작한다. 이 구간 동안에  $L_{m2}$ 에 자속 형태로 저장된 에너지는 모드 1을 제외한 나머지 구간에서  $D_{o2}$ 을 통해서 지속적으로 출력 측으로 방출된다.

부스트 입력 인덕터 전류와 1차 측의 전류는 다음 식 (1)과 같다.

$$i_{L_m}(t) = \frac{v'_{in}}{L_{in}} t + i_{L_m}(t_0)$$

$$i_{pri}(t) = \frac{V'_{Clink} - nV'_o}{L_m + 2L_{lkg}} t + i_{pri}(t_0) \quad (1)$$

모드 1은  $S_4$ 가 꺼지는 순간에 모드 2로 넘어간다.

**모드 2 ( $t_1 \leq t \leq t_2$ )** : 스위치  $S_4$ 가 꺼지는 순간,  $D_{in1}$ 과  $D_{in2}$ 를 통해 부스트 입력 인덕터  $L_{in}$ 에 저장된 에너지가 링크 커패시터를 충전한다.  $L_{m2}$ 에 자속 형태로 저장된 에너지가  $D_{o2}$ 을 통해,  $L_{m1}$ 에 저장된 에너지가  $D_{o1}$ 를 통해 출력 측으로 계속 방

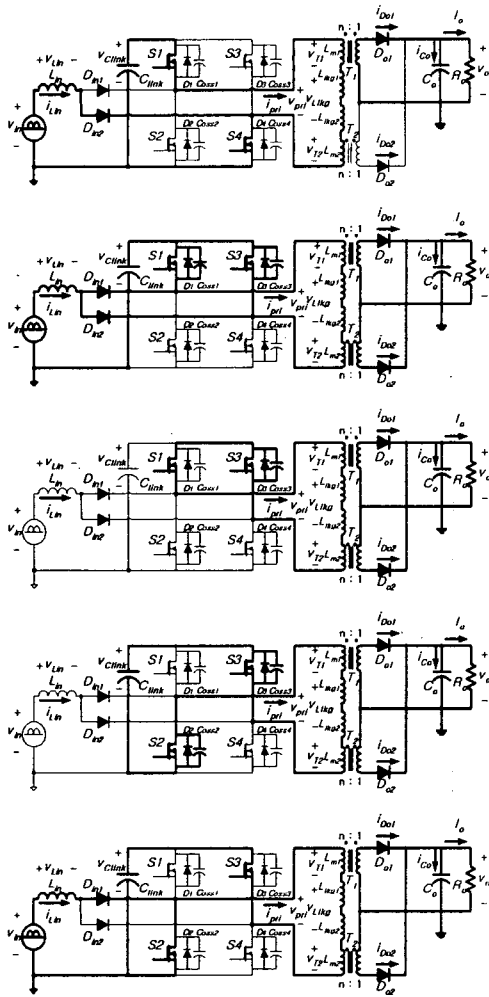


그림 3 모드 1 ~ 5의 등가 회로

Fig. 3 Equivalent circuits of mode 1~5

출된다. 이 구간에서 1차 측 전류와 부스트 입력 인덕터 전류가 합해져서 S3의 출력 커패시터를 방전시키고, S4의 출력 커패시터를 충전시키므로 다음 식 (2)과 같은 영전압 스위칭 조건을 얻게 된다.

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2} (L_{m2} + 2L_{lk}) i_{pri}^2(t_1) + \frac{1}{2} L_{in} i_{L_{in}}^2(t_1) \\ & \geq 2 \times \frac{2}{3} \times C_{oss} \times V_{Clink}^2 \end{aligned} \quad (2)$$

부스트 입력 인덕터 전류와 1차 측의 전류는 다음 식 (3)과 같다.

$$\begin{aligned} i_{L_{in}}(t) &= -\frac{V_{Clink} - v'_{in}}{L_{in}} t + i_{L_{in}}(t_1) \\ i_{pri}(t) &= -\frac{V_{drop}}{L_{lk}} t + i'_{pri}(t_1) \end{aligned} \quad (3)$$

모드 2는 부스트 입력 인덕터에 흐르던 전류가 영

이 되면 모드 3으로 넘어간다.

모드 3 ( $t_2 \leq t \leq t_3$ ) : 부스트 입력 인덕터  $L_{in}$ 에 흐르던 전류가 영이 되는 순간, 링크 커패시터의 충전이 끝나고  $L_{in}$ 의 전류는 영을 유지한다. 그리고 1차 측에 흐르던 전류는 S1과 S3을 통해 환류하게 된다.

부스트 입력 인덕터 전류와 1차 측의 전류는 다음 식 (4)과 같다.

$$\begin{aligned} i_{L_{in}}(t) &= 0 \\ i_{pri}(t) &= -\frac{V_{drop}}{L_{lk}} t + i_{pri}(t_2) \end{aligned} \quad (4)$$

모드 3은 S1이 꺼지는 순간 모드 4로 넘어간다.

모드 4 ( $t_3 \leq t \leq t_4$ ) : S1이 꺼지는 순간 시작하는 모드로써 부스트 입력 인덕터  $L_{in}$ 에 흐르는 전류는 영을 유지하고, 1차 측에 흐르던 전류는 S1의 출력 커패시터를 충전시키는 동시에 S2의 출력 커패시터를 방전시키게 된다. 이 때 1차 측 전류 경로 내에 누설 인덕터만이 인덕터로서 존재하게 되므로, 영전압 스위칭 조건은 다음 식 (5)과 같다.

$$\frac{1}{2} (2L_{lk}) i_{pri}^2(t_3) \geq 2 \times \frac{2}{3} \times C_{oss} \times V_{Clink}^2 \quad (5)$$

기존의 비대칭 시비율 제어 영전압 스위칭 풀 브릿지 컨버터(complementary control full bridge converter)에 비해서 직렬로 연결된 두 개의 변압기 때문에 자연스럽게 증가하는 누설 인덕터 성분에 의해 그 만큼 영전압 스위칭 영역이 넓어진다.

부스트 입력 인덕터 전류와 1차 측의 전류는 다음 식 (6)과 같다.

$$\begin{aligned} i_{L_{in}}(t) &= 0 \\ i_{pri}(t) &= -\frac{V'_{Clink}}{2L_{lk}} t + i_{pri}(t_3) \end{aligned} \quad (6)$$

모드 4는 S1과 S2의 Dead Time동안 이루어지고, S2가 켜지면 모드 5로 넘어간다.

모드 5 ( $t_4 \leq t \leq t_5$ ) : S2가 켜지면,  $D_{in1}$ 을 통해  $v_{in}$ 으로부터 부스트 입력 인덕터  $L_{in}$ 이 에너지를 충전한다. 이 구간 동안에 1차 측의 전류의 방향은 반대로 변하게 되지만, 출력 측 다이오드의 전류는

서로 완전히 커뮤테이션 되지 않아,  $D_{o1}$ 과  $D_{o2}$ 가 모두 켜져 있다. 따라서  $2L_{lkq}$  양단에 입력전압이 걸리게 되어 입력 측에서 출력 측으로 전력이 전송 되지 못한다.

부스트 입력 인덕터 전류와 1차 측의 전류는 다음 식 (7)과 같다.

$$i_{L_m}(t) = \frac{v'_{in}}{L_{in}} t$$

$$i_{pri}(t) = -\frac{V'_{Clink}}{2L_{lkq}} t + i_{pri}(t_4) \quad (7)$$

모드 5는 출력 다이오드에 흐르는 전류 사이의 커뮤테이션이 완전히 끝나면, 모드 6으로 넘어간다.

모드 6 ~ 모드 10 ( $t_5 \leq t \leq t_{10}$ ) : 모드 1 ~ 모드 5와 대칭으로 동작하고 모드10이 끝나면 모드1을 반복한다.

### 3. 제안된 회로의 영전압 스위칭 영역

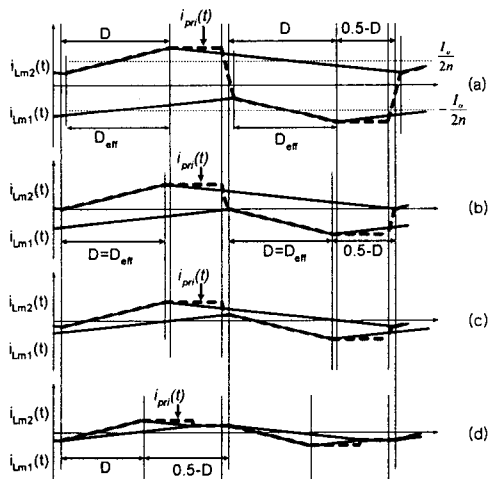


그림 4 부하변동에 따른 1차 측 전류  
Fig. 4 Primary current under load variation

제안된 회로는 별도의 보조회로 없이 영전압 스위칭이 가능하다는 장점을 지닌다. 다이오드와 스위치 도통 전압강하 등의 기생요소성분을 무시하고 이상적이라고 가정하면, 부하 변동에 따른 1차 측에 흐르는 전류는 그림 4와 같다.

상단 스위치(S1, S3)의 경우, 영전압 스위칭은  $L_m + 2L_{lkq}$ 과  $L_{in}$ 의 큰 인덕터에 의해서 이루어지므로 부하가 경부하로 동작하더라도 영전압 스위칭이 쉽게 이루어진다.

하단 스위치의 영전압 스위칭 조건은 다음과 같

다. 부하가 매우 커서  $i_{Lm1}$ 과  $i_{Lm2}$ 가 그림 4(a)와 같이 흐를 때부터 부하가 낮아져 그림 4(b)와 같이 흐를 때까지는 하단 스위치의 영전압 스위칭은 누설 인덕터  $2L_{lkq}$ 에 의해서만 이루어진다. 그러나 부하가 더 낮아져 그림 4(c)와 같은 상태가 되면, 초기에는 영전압 스위칭이 누설 인덕터 성분에 의해서 이루어지다 1차 측 전류  $i_{pri}$ 가  $i_{Lm1}$ 이나  $i_{Lm2}$ 와 같아지게 되면, 2차 측의 정류 다이오드 중 하나가 꺼지게 되고 그 때부터는 하단 스위치의 영전압 스위칭이  $L_m$ 에 의해서 이루어진다. 그리고 부하가 더 낮아져 출력 측 전류가 불연속 모드로 동작하게 되면 그림 4(d)와 같이 전류가 흐르게 되고, 하단 스위치의 영전압 스위칭시 1차 측 전류  $i_{pri}$  경로 내에  $2L_m + 2L_{lkq}$ 가 모두 인덕터로서 존재하게 되므로 영전압 스위칭이 쉽게 이루어진다.

### 4. 모델링

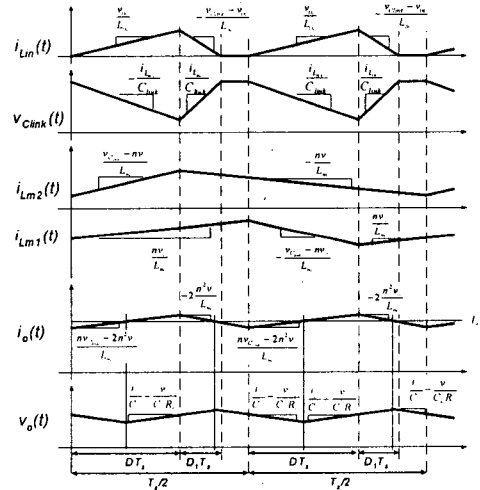


그림 5 출력전류 연속 모드 일 때의 각 부의 주요 파형

Fig. 5 Key waveforms under output CCM

제안된 회로의 모드를 회로 해석의 간략화를 위해 스위치와 다이오드의 도통 전압 강하와 변압기의 누설 인덕터  $L_{lkq}$ 을 무시하고, 모드1과 모드2를 하나로, 모드 3, 모드4와 모드5를 하나로 취급 하면 그림 5와 같이 나눌 수 있다. 링크 전압( $v_{Clink}$ ), 출력 전압( $v_o$ ), 출력 전류( $i_o$ )를 상태변수로 보고 각 상태변수에 대한 한 주기 동안의 다음과 같은 대신 호 모델식 (8)을 얻는다.<sup>[10][11]</sup>

$$C_{link} \frac{dv_{Clink}}{dt} = -\frac{i_o}{n} D + 2 \frac{1}{R_e} \left( \frac{v_{in}^2}{v_{Clink} - v_{in}} \right)$$

$$L_m \frac{di_o}{dt} = n(v_{Clink} - 2nv_o)D - n^2v_o(1 - 2D)$$

$$C_o \frac{dv_o}{dt} = i_o - \frac{v_o}{R_o}, \text{ where } R_e = \frac{2L_m}{T_s D^2} \quad (8)$$

식 (8)을 정상상태에서 풀면, 다음과 같은 출력전류가 연속모드(continuous conduction mode : CCM)로 동작 할 때의 입출력 전압 관계식 (9)이 얻어진다.

$$v_{Clink} = \frac{v_{in,rms}}{\sqrt{2}} \left( 1 + \sqrt{1 + \frac{1.704n^2v_o}{L_m f_s I_o}} \right)$$

$$v_o = \frac{v_{Clink}}{n} D \quad (9)$$

### 5. 실험 결과

입출력 관계식으로부터 다음과 같은 사양을 갖는 역률 개선용 AC/DC 컨버터를 설계해 제안된 회로의 타당성을 검증한다.

- 입력 전압  $v_{in} = 110 V_{rms}$
- 출력 전압  $V_o = 25 V$
- 출력 전력  $P_o = 25 W - 125 W$
- 스위칭 주파수  $f_s = 100 kHz$
- 최대 링크 전압  $V_{Clink,max} = 450 V$
- 턴비  $n = 4$
- 자화 인덕턴스  $L_m = 316 \mu H$
- 부스트 입력 인덕턴스  $L_{in} = 90 \mu H$
- 누설 인덕턴스  $L_{lkg} = 7.3 \mu H$

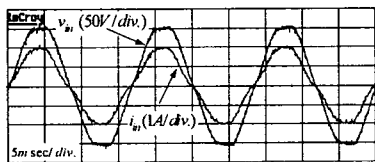


그림 6 입력 전압 및 전류 파형

Fig. 6 Input voltage and current waveforms

그림 6은 풀부하 일 때의 입력 전압과 전류의 파형이다. 입력 전압과 입력 전류의 위상차가 거의 없고, 전류의 왜곡도 적음을 확인할 수 있다. 그림 7은 풀부하에서의 IEC1000-3-2 Class D와 입력전류의 고조파 성분과의 비교표로서 입력 전류의 고조파 성분이 모두 IEC1000-3-2 Class D의 고조파

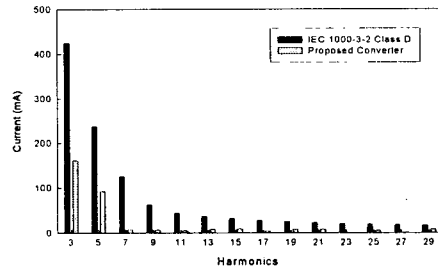


그림 7 입력 전류의 고조파 성분과 IEC1000-3-2 Class D 고조파 규제치와의 비교

Fig. 7 Comparison between harmonics of input current and IEC1000-3-2 Class D harmonics regulation

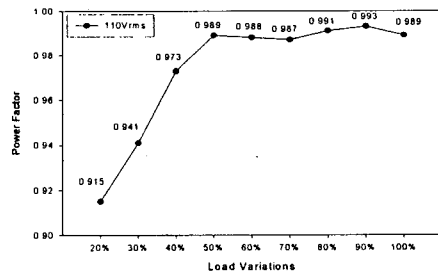
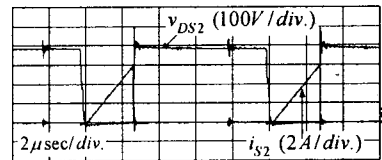
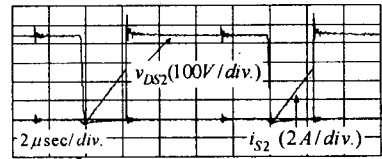


그림 8 부하 변동에 따른 역률

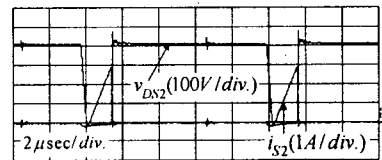
Fig. 8 Power factor under load variation



(a)



(b)



(c)

그림 9 부하변동에 따른 하단 스위치의 영전압 스위칭 파형

- (a) 풀부하 일 때
- (b) 60% 부하 일 때
- (c) 20% 부하 일 때

Fig. 9 ZVS waveforms of lower switches under load variation

- (a) full load
- (b) 60% load
- (c) 20% load

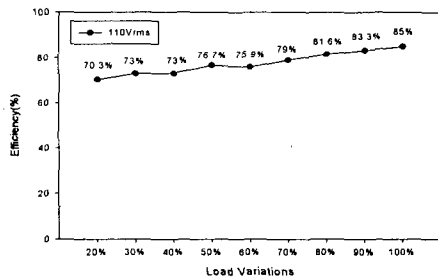


그림 10 부하 변동에 따른 효율  
Fig. 10 Efficiency under load variation

규제치 내에 들어감을 볼 수 있다. 그림 8은 부하 변동에 따른 역률을 나타낸다. 제안된 AC/DC 컨버터가 경부하에서도 좋은 역률 특성을 지님을 확인할 수 있다. 그림 9는 부하 변동에 따른 하단 스위치 영전압 스위칭을 보여 준다. 제안된 회로가 매우 넓은 영전압 스위칭 영역을 지님을 확인할 수 있다. 그림 10은 부하 변동에 따른 효율을 나타낸다. 제안된 회로의 경우 부하 변동 전 영역에서 모든 스위치의 영전압 스위칭이 보장되기 때문에 풀부하에서는 85%, 20% 부하에서도 70.3%의 높은 효율이 얻어 짐을 볼 수 있다.

## 6. 결 론

본 논문에서는 비대칭 시비율 제어로 영전압 스위칭을 하는 단일 단으로 구성된 역률 개선용 풀 브릿지 형태의 컨버터를 제안하였다. 역률 개선 회로로서는 부스트 컨버터를 DC/DC 단에 단일 단으로 구성하고 전류 불연속 모드로 동작시켜 높은 역률을 얻을 수 있었다. DC/DC 단은 풀 브릿지 컨버터를 기본으로, 변압기를 두개로 나누어 직렬로 연결하여, 출력 측에 사용된 인덕터를 제거함으로써 전체 시스템의 부피 및 높이를 줄일 수 있었다. 또한 직렬 연결된 두개의 변압기가 하단 스위치의 영전압 스위칭 영역을 보조 회로 없이 부하 변동 전 구간에서 보장함으로써 스위칭 손실을 줄여 전체 시스템의 효율을 증가 시킬 수 있게 하였다.

실험을 통해 제안된 컨버터의 정상동작을 확인하였고, 또한 입력 전류가 IEC1000-3-2 Class D의 고조파 규제 조건을 만족하고, 높은 역률을 지님을 확인하였다. 또한 부하 변동 전 영역에서 영전압 스위칭이 이루어지고 높은 효율이 얻어짐을 확인하였다.

본 논문에서 제안된 회로는 디지털 오디오 앰프 (Digital Audio Amplifier), AC/DC 어댑터 (Adapter), 특히 낮은 높이를 요구하는 저전력 통신용 장비 (Low Power Level Communication

Equipments) 등의 전원 장치 (Power Supply)에 적용 가능하다.

## 참 고 문 헌

- [1] F. Canales, D. Abud, J. Arau, and G. Jimenez, "Design of a Two Stage, 1kW Battery Charger with Power Factor Correctoin", in IEEE Power Electronics and Variable-Speed Drives. pp. 626-631, 1994
- [2] Eric X. Yang, Yimin Jiang, Guichao Hua, and F.C. Lee, "Isolated Boost Circuit for Power Factor Correction", in IEEE APEC. pp. 196-203, 1993
- [3] Jindong Zhang, Milan M. Jovanovic, and F.C. Lee, "Comparison Between CCM Single-Stage and Two-Stage Boost PFC Converters", in IEEE APEC. pp. 335-341, 1999
- [4] Chongming Qiao, and Keyue Ma Smedley, "A Topology Survey of Single-Stage Power Factor Corrector with a Boost Type Input-Current-Shaper", in IEEE Transactions on Power Electronics. vol. 16, pp. 360-368, 2001
- [5] M. Qiu, G. Moschopoulos, H. Pinheiro, and P. Jain, "A PWM full-bridge converter with natural input power factor correction", in IEEE PESC. pp. 1605-1612, 1998
- [6] K. L. Fontoura, J. A. Correa Pinto, V. J. Farias, L. C. de Freitas and Joao B. Vieira Jr., "Application of the nondissipative snubber in the AC/DC full-bridge converter and high power factor operation", in IEEE INTELEC. pp. 665-670, 2000
- [7] A. K. S. Bhat, and R. Venkatraman, "A soft-switched full-bridge single-stage AC-to-DC converter with low line current harmonic distortion", in IEEE PESC. pp. 799-804, 2000.
- [8] C. A. Gallo, J. A. Correa Pinto, L. C. de Freitas, V. J. Farias, E. A. A. Coelho and J. B. Vieira Jr, "An unity high power factor power supply rectifier using a PWM AC/DC full bridge soft-switching", in IEEE APEC. pp. 1190-1194, 2002.
- [9] Gwan-Bon Koo, Tae-Sung Kim, Gun-Woo Moon, and Myung-Joong Youn, "A New Phase Shift Full Bridge Converter with Serially Connected Two Transformers", Trans. ok KJPE, Vol. 7, No. 5, pp. 443-452, 2002.
- [10] S. Singer, "The application of 'loss-free resistors' in power processing circuits" in IEEE PESC. pp. 843-846, 1989.
- [11] M. Madigan, R. Erickson, and E. Ismail, "Integrated high quality rectifier regulators" in IEEE PESC. pp. 1043-1051. 1993.