

# 새로운 마그네틱 피드백 기법을 이용하여 낮은 링크 전압을 갖는 새로운 단일 전력단 역률 개선 AC/DC 컨버터

최은석, 윤현기, 김정은, 문건우, 윤명중  
한국과학기술원 전자전산학과

## Novel Single-Stage Power Factor Correction AC/DC Converter with Low DC Link Voltage using New Magnetic Feedback Technique

E.S. Choi, H.K. Yoon, C.E. Kim, G.W. Moon and M.J. Youn  
Dept. of EECS, KAIST

### ABSTRACT

Novel single-stage power factor correction AC/DC converter with low DC link voltage using new magnetic feedback technique is proposed in this paper. The Proposed converter has high power factor, tight output voltage regulation and low link capacitor voltage less than 450V for all the load range through the universal input line. This converter has also no dead-zone in the input current, which is seen in the conventional converter using the previous magnetic feedback technique. In this paper, the analysis of operations and features of the proposed converter is provided, and the experimental results of 90W-prototype shows the low harmonic distortions satisfied with EN 61000-3-2 Class D, high power factor and low link voltage less than 450V.

### 1. 서 론

EN 61000-3-2나 IEEE 519와 같은 국제 규제를 만족하는 높은 역률은 오늘날의 AC/DC 스위칭-모드 전원 공급 장치(SMPS)의 필수 조건으로써 그 중요성이 더해가고 있다. 역률 개선 AC/DC 컨버터는 크게 이단 역률 개선 구조와 단일단 역률 개선 구조로 나눌 수 있다. 역률 개선용 회로와 DC/DC 변환용 회로를 병합한 이단 역률 개선 구조<sup>[1]</sup>는 높은 역률과 낮은 스위치 스트레스를 갖는 반면, 비용이 크고 복잡한 구성과 두 단을 거치는 전력 변환 과정으로 인하여 낮은 효율을 가질 수밖에 없다. 이단 역률 개선 구조는 보통 대용량에 적용된다. 중, 소용량에는 가격 면에서 유리한 단일단 역률 개선 구조가 적합하다.<sup>[2]~[7]</sup> 그러나 역률 개선 기능과 DC/DC 변환 기능을 하나의 스위치와 하나

의 제어 회로만으로 수행하다보니, 역률 개선단과 DC/DC 변환단 사이에 자리한 링크 커패시터 전압의 변화를 제어하지 못한다. 특히 DC/DC 변환단은 전류 연속 모드(CCM)로 동작하고 역률 개선단은 전류 불연속 모드(DCM)로 동작하는 경우, 입력 전압과 출력 부하의 변동에 따라 링크 전압이 변하게 되는데, 경부하 상태에서는 입출력 전력간의 불균형이 발생하여 그 차이가 누적된 링크 전압이 커패시터의 내압 이상으로 지나치게 높아진다.

전 세계 시장에서 50W급에서 150W급을 중심으로 소용량 AC/DC 전원 공급 장치에 대한 수요가 높아지고 있기에, 가격 면에서 유리한 단일단 역률 개선 AC/DC 컨버터의 특성 개선에 대한 연구가 지속적으로 이루어지고 있다.<sup>[2]~[7]</sup> 특히, 효율 증대를 위한 전압과 전류 스트레스를 낮추기 위한 노력이 주가 되는데, 그동안 링크 커패시터 전압 스트레스를 억제하기 위한 여러 연구들이 진행되어왔다. 변동 주파수 제어<sup>[4]</sup>는 부하 변동에 따라 스위칭 주파수를 조절해주어서 링크 커패시터 전압 스트레스를 줄였으나, 변동 주파수 스위칭으로 인하여 EMI 문제가 발생하고, 리액티브 소자들의 설계가 어렵다. 또 다른 방안으로는 낮은 출력 전압 리플과 고효율을 위하여 CCM으로 동작시키는 DC/DC 변환단을 역률 개선단과 마찬가지로, DCM으로 동작시키는 것이다.<sup>[5]</sup> 링크 전압을 피드백하는 방법<sup>[6][7]</sup>은 트랜스포머에 권선을 추가, 역률 개선단의 부스트 인덕터에 직렬로 연결하여 링크 전압의 부귀환을 이용하여 링크 전압 스트레스를 억제하는데, 입력 전류가 흐르지 않는 데드-존으로 인하여 설계할 때 THD와 링크 전압 스트레스 간의 균형을 조절이 필요하다.

본 논문에서는 과도한 링크 커패시터 전압 스트레스를 해결하기 위해 종래와는 다른 새로운 마그네틱 피드백 방법을 이용하여 낮은 링크 커패시터 전압을 갖는 새로운 역률 개선 AC/DC 컨버터를

제안한다. 제안한 회로는 그림.1에서 보듯이 기본적으로는 부스트 토폴로지와 포워드 토폴로지를 결합한 구조를 갖는다. 트랜스포머에 추가되어 부스트 인덕터와 링크 커패시터 사이에 연결된 3차 권선은 링크 커패시터 전압의 피드백 경로로 쓰일 뿐만 아니라 DC/DC 변환단으로 쓰이는 포워드 토폴로지의 리셋 회로로도 동시에 쓰이게 된다.

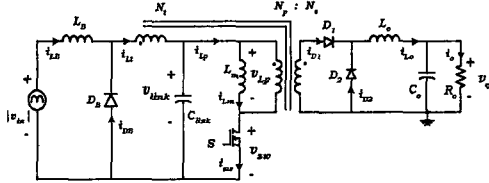


그림.1 제안한 역률 개선 AC/DC 컨버터

## 2. 본 론

### 2.1 동작 해석

본 논문에서 제안한 회로는 불연속 모드의 부스트 인덕터 전류가 낮은 입력 전압에서는 삼각형 꼴로, 높은 입력 전압에서는 사각형 꼴로 나타내어진다. 이러한 두 가지 경우를 각각 Case A, B로 나누어 제안한 회로의 동작 해석을 한다. 제안한 회로의 해석을 위한 가정은 다음과 같다.

- 부스트 인덕터에 가해지는 입력전압은 60Hz의 정현파이고, 스위칭 주기 동안 일정하다.
- 링크 커패시터는 충분히 큰 값으로, 입력 라인 주기 동안 일정한 값을 가진다.
- 모든 스위치와 다이오드는 이상적이다.
- 트랜스포머는 일정한 값의 자화 인덕턴스 값을 갖고, 누설 인덕턴스는 없다.

#### 2.1.1 부스트 인덕터 전류가 삼각형 꼴인 경우

부스트 인덕터 전류가 삼각형 꼴인 Case A에서는 스위칭 주기  $T_s$ 는 그림.2 (a)-(d)에서처럼 4가지 모드로 나누어볼 수 있다. 회로의 주요 파형은 그림.4 (a)에서 나타내었다.

• 모드 A1 [ $t_0 \sim t_1$ ] :  $t_0$ 에서 스위치는 켜지고, 링크 전압  $V_{link}$ 는 트랜스포머 1차측 양단에 걸리고 자화 인덕턴스 전류는 선형적으로 증가하고 링크 커패시터로부터 부하로의 전력 전달이 이루어진다.

• 모드 A2 [ $t_1 \sim t_2$ ] :  $t_1$ 에서 스위치가 꺼지게 되면, 트랜스포머의 자화 인덕턴스 전류는 3차 권선을 통하여 흐르게 된다. 이 때  $D_B$ 가 도통하게 되어 부스트 인덕터 양단에는 입력 전압  $V_{in}$ 이 걸리게 되어 부스트 인덕터 전류  $i_{LB}$ 는 선형적으로 증가하는 반면,  $i_{DB}$ 는  $i_{LB}$ 가 증가한 만큼 감소한다. 그와 동시에 트랜스포머의 리셋이 진행되어  $i_{Lm}$ 은 감소하며, 2차측에서는 출력 인덕터 전류는  $D_2$ 를 통하여 환류한

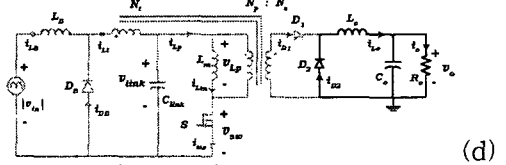
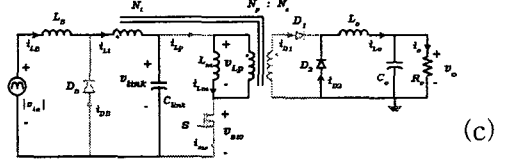
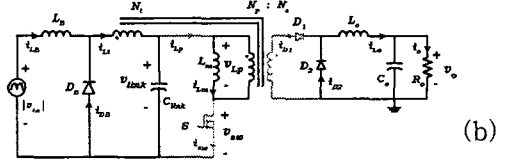
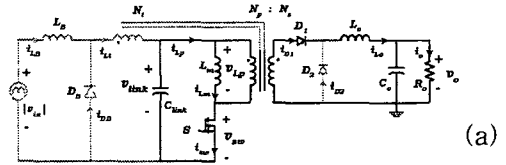


그림.2 동작 모드 (Case A)

다.  $i_{DB}$ 가 0으로 감소하는 시점  $t_2$ 에서는  $i_{LB}$ 와 3차 권선전류  $i_{Ls}$ 가 같아지게 되고, 모드A2가 종료한다.

• 모드 A3 [ $t_2 \sim t_3$ ] :  $D_B$ 가 꺼지는  $t_2$ 에는 부스트 인덕터 전류와 3차 권선 전류가 같아지게 된다. 이 때  $i_{LB}$ 는 완만하게 감소하며 링크 커패시터를 충전시킨다. 그동안 트랜스포머의 리셋이 완료되어 자화 인덕턴스 전류인  $i_{Lm}$ 은 초기값 0이 된다.

• 모드 A4 [ $t_3 \sim t_0 + T_s$ ] : 부스트 인덕터 전류가 0으로 감소한  $t_3$ 부터 다음 스위칭 주기가 시작하기 전까지의 구간이다.

#### 2.1.2 부스트 인덕터 전류가 사각형 꼴인 경우

사각형 꼴의 부스트 인덕터 전류를 갖는 Case B 역시 Case A처럼 한 주기를 4가지 모드로 나누어볼 수 있다. 주요파형은 그림.4(b)에서 나타내었다.

• 모드 B1 [ $t_0 \sim t_1$ ] :  $t_0$ 에서 스위치가 켜지면, 부스트 인덕터 양단에는  $V_{in} - (1 + N_s/N_p)V_{link}$ 만큼의 큰 역전압이 걸리게 되어  $i_{LB}$ 가 급격히 감소한다.  $i_{LB}$ 가 0이 되면 모드 B1이 끝난다. 그동안 트랜스포머의  $i_{Lm}$ 은 선형적으로 증가하고, 링크 커패시터로부터 부하로의 전력 전달은 이루어지고 있다.

• 모드 B2 [ $t_1 \sim t_2$ ] : 모드 A1과 동일하다.

• 모드 B3 [ $t_2 \sim t_3$ ] : 모드 A2와 동일하다.

• 모드 B4 [ $t_3 \sim t_4$ ] :  $i_{DB}$ 가 0이 되는  $t_3$ 부터 다음 스위치가 켜지는  $t_4$ 까지는  $i_{LB}$ 는 완만한 경사로 감소하는데, 0까지 감소하지 못하고 다음 스위칭 주기가 시작한다.

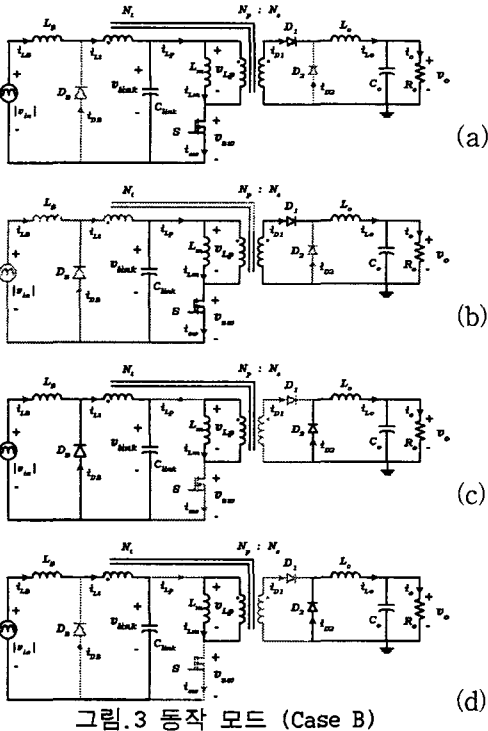


그림.3 동작 모드 (Case B)

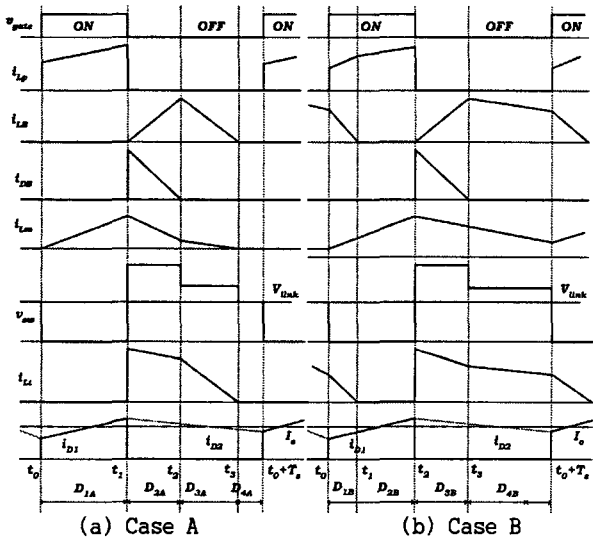


그림.4 주요 파형들

제안한 회로의 동작 해석을 바탕으로, 각 동작 모드의 시비율을 구할 수 있다. Case A에서는, 부스트 인덕터와 트랜스포머 1차측의 Volts · Sec를 구해보면 다음과 같다.

$$v_{in} \cdot D_{2A} T_s + (v_{in} - V_{link}) \frac{L_B}{L_B + L_t} \cdot D_{3A} T_s = 0 \quad (1)$$

$$V_{link} \cdot D_{1A} T_s + (-V_{link} \frac{N_p}{N_t}) \cdot D_{2A} T_s + \frac{(v_{in} - V_{link}) L_t}{L_B + L_t} \cdot D_{3A} T_s = 0 \quad (2)$$

식 (1)과 (2)로부터 Case A에서의 각 모드별 시비율을 구해낼 수 있다.

$$D_{1A} = D \quad (3)$$

$$D_{2A} = \frac{V_{link} / L_m}{\frac{V_{in} N_t}{L_B N_p} + \frac{V_{link} N_p}{L_m N_t}} \cdot D \quad (4)$$

$$D_{3A} = \frac{v_{in}}{V_{link} - v_{in}} \frac{L_B + L_t}{L_B} \cdot D_{2A} \quad (5)$$

$$D_{4A} = 1 - D - D_{2A} - D_{3A} \quad (6)$$

같은 방법으로, Case B에서는

$$v_{in} \cdot D_{3A} T_s + (v_{in} - V_{link}) \frac{L_B}{L_B + L_t} \cdot D_{4A} T_s + \left( v_{in} - V_{link} \left( 1 + \frac{N_p}{N_t} \right) \right) \cdot D_{1A} T_s = 0 \quad (7)$$

$$V_{link} \cdot D T_s + (-V_{link} \frac{N_p}{N_t}) \cdot D_{3B} T_s + \frac{(v_{in} - V_{link}) L_t}{L_B + L_t} \cdot D_{4B} T_s = 0 \quad (8)$$

이 때,  $t_0$ 에서의  $i_{LB}$ 과  $i_{Lm}$ 의 값을 각각  $i_{LB}(t_0)$ 과  $i_{Lm}(t_0)$ 라 하면, 식 (7)과 (8)로부터 Case B에서의 각 모드별 시비율을 구할 수 있다.

$$D_{1B} = \frac{i_{LB}(t_0)}{V_{link} \left( 1 + \frac{N_p}{N_t} \right)} \cdot \frac{1}{L_B T_s} \quad (9)$$

$$D_{2B} = D - D_{1B} \quad (10)$$

$$D_{3B} = \frac{i_{Lm}(t_0) + \frac{V_{link} D T_s}{L_m}}{\frac{V_{in} N_t}{L_B N_p} + \frac{V_{link} N_p}{L_m N_t}} \cdot \frac{1}{T_s} \quad (11)$$

$$D_{4B} = 1 - D - D_{2B} - D_{3B} \quad (12)$$

60 Hz의 라인 주기 동안의 입력 전력  $P_{in}$ 과 출력 전력  $P_o$ 는, ( $\eta$ 는 효율)

$$P_{in} = \frac{P_o}{\eta} \quad (13)$$

그리고 입력 전력은 입력 전압과 입력 전류의 곱으로, 출력 전력은 링크 전압과 스위치 온-시비율, 출력 전류의 곱으로 나타낼 수 있다. 여기서  $\theta_{boundary}$ 는 Case A와 B의 경계를 나타낸다.

$$P_{in} = \frac{2}{\pi} \left[ \int_0^{\theta_{boundary}} v_{in} \cdot i_{in}^{caseA} d\theta + \int_{\theta_{boundary}}^{\pi/2} v_{in} \cdot i_{in}^{caseB} d\theta \right] \quad (14)$$

$$P_o = V_{link} \frac{N_s}{N_p} \cdot D \cdot \frac{1}{\eta} \quad (15)$$

식 (13), (14), (15)와 앞서 구한 각 모드별 시비율에 관한 식 (3)~(6), (9)~(12)를 이용하면 링크 커패시터 전압  $V_{link}$ 를 구할 수 있다. 그러나  $\theta_{boundary}$ 도  $V_{in}$ 과  $V_{link}$ 의 함수이어서, 링크 커패시터 전압에 관한 식을 입력 전압과 스위치 온-시비율 등의 변수들의 하나의 함수로 구하기가 쉽지 않다. 그래서 제안한 회로가 Case B로 동작한다고 가정함으로써 링크 커패시터 전압을 근사적으로 구한다. 그러면,

$$P_{in} = \left( \frac{i_{in}^{avg} \theta = \frac{\pi}{2}}{\sqrt{2}} \right) \cdot \left( \frac{V_p}{\sqrt{2}} \right) = \frac{P_o}{\eta} \quad (16)$$

여기서,  $V_p$ 는 입력 전압  $V_{in}$ 의 최대값이다. 이러한

관계를 이용하여 링크 전압을 예측해보면, 그림.5에서 보듯이, 제안한 회로가 450V 이하의 낮은 링크 전압 스트레스를 가지리라 예측된다.

- 출력 전력,  $P_o$  : 90W ( $V_o$ :30V,  $I_o$ :3~0.3A)
- 스위칭 주파수,  $f_s$  : 60 KHz
- 효율,  $\eta$  : 80%로 가정
- 자화 인덕턴스,  $L_m$  : 900uH
- 부스트 인덕턴스,  $L_B$  : 300uH
- 권선비 : 1 : 0.5 : 1

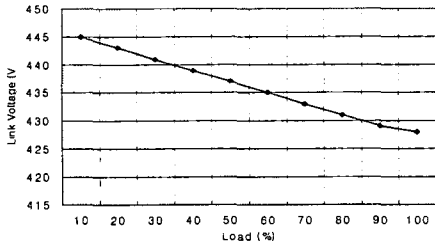


그림.5 부하에 따른 링크 전압 예측

## 2.2 링크 커패시터 전압 스트레스를 억제하기 위해 제안된 새로운 마그네틱 피드백 기법

스위치가 켜지면 자화 인덕턴스 전류  $i_{Lm}$ 은 선형적으로 증가하다 스위치가 꺼지면 3차 권선을 통하여 흐르게 된다. 이 때 부스트 인덕터에 에너지가 저장되는데, 이들 구간이 각각 모드 A2와 B3이다. 모드 A2와 B3의 시비율은 식(4),(11)에서 구하였다.

$$D_{2A} = \frac{V_{link}/L_m}{\frac{V_{in} N_t}{L_B N_p} + \frac{V_{link} N_p}{L_m N_t}} \cdot D \quad (4)$$

$$D_{3B} = \frac{i_{Lm}(t_0) + \frac{V_{link}}{L_m} DT_s}{\frac{V_{in} N_t}{L_B N_p} + \frac{V_{link} N_p}{L_m N_t}} \cdot \frac{1}{T_s} \quad (11)$$

여기서  $D_{3B}$ 는  $V_{link}$ 가 커지면 줄어든다. 모드 B3동안 부스트 인덕터에 입력 라인으로부터 에너지가 저장되는데, 그 양은 인덕터 양단 전압과 그 시간으로 결정된다. 제안한 링크 전압 피드백 기법은  $V_{link}$ 가 상승하면  $D_{3B}$ 를 감소시키게 되어 결과적으로 링크 커패시터 전압과 입력 전력 사이에 부귀환 효과를 얻는다. 그리하여 경부하일 때 링크 커패시터에 불균형적으로 누적되는 입력 전력을 줄여줌으로써 링크 전압의 과도한 상승을 억제한다. 이러한 부귀환 효과가 보장되는 영역을 구해보면,

$$i_{Lm}(t_0) > \frac{v_{in} N_t}{L_B N_p} \cdot DT_s = i_{Lm, boundary} \quad (17)$$

## 2.3. 제안한 회로의 특징들

· 낮은 링크 커패시터 전압 스트레스 : 제안한 새로운 마그네틱 피드백 기법을 이용하여 링크 커패시터 전압과 입력 전력 간의 부귀환 효과를 얻게 되어, 과도한 링크 커패시터 전압 상승을 억제한다.

그리하여 제안한 회로는 트랜스포머의 적절한 설계를 통하여 450V이하의 낮은 링크 커패시터 전압을 얻을 수 있다.

· 입력 전류의 데드-존이 없다 : 기존에 제안되었던 링크 커패시터 전압 피드백 기법은 링크 전압을 부스트 인덕터에 직접 인가하여 링크 전압이 증가하면 인덕터 양단 전압을 줄여주어서 입력 전력을 줄여주는 부귀환 효과를 얻는다. 그러나 이 방법은 링크 전압의 피드백된 값보다 입력 전압이 작은 구간에서는 부스트 인덕터가 에너지를 저장할 수 없기 때문에 아무런 전력 전달이 이루어지지 않는 데드-존이 생긴다. 이와 달리 제안한 피드백 기법은 부스트 인덕터의 에너지 저장 시간을 조절해주기 때문에 데드-존이 생기지 않는다.

· 별도의 트랜스포머 리셋 회로가 불필요하다 : 링크 커패시터 전압의 피드백 경로로 사용되는 3차 권선을 트랜스포머의 리셋에도 사용하기 때문에, 별도의 리셋 회로를 추가할 필요가 없다.

· 낮은 스위치 전류 스트레스 : 기존의 BIBRED나 BIFRED는 역률 개선단과 DC/DC 변환단의 전류 흐름이 모두 하나의 스위치로 물리게 되어 전류 스트레스가 가중된다. 그러나 제안한 회로는 부스트 인덕터 전류의 도통 경로와 전력 전달의 도통 경로가 분리되어 스위치의 전류 스트레스가 낮다.

## 2.4 실험 결과

제안한 회로의 동작과 분석을 검증하기 위하여 30V, 3A~0.3A의 90W급으로 실험해보았다.

- 출력 전압,  $V_o$  : 30V
- 출력 전류,  $I_o$  : 3~0.3 A
- 입력 전압,  $V_{in}$  : 90~260V<sub>rms</sub>
- 스위칭 주파수,  $f_s$  : 60 KHz
- 자화 인덕턴스,  $L_m$  : 520uH
- 부스트 인덕턴스,  $L_B$  : 320uH
- 출력 인덕터,  $L_o$  : 500uH
- 권선비 (1차 : 2차 : 3차) : 53 : 29 : 53
- 스위치,  $S_1$  : IRFPG50
- 부스트 다이오드,  $D_B$  : IXYS12-12
- 출력 다이오드,  $D_1, D_2$  : APT30D60BCT

그림.6은  $V_{in}=110V_{rms}$ 일 때의 한 스위칭 주기 동안의 주요 파형들로, (a)는  $V_{gs}$ ,  $i_{LB}$ ,  $i_{DB}$  그리고  $i_{LP}$ 를, (b)는  $v_{sw}$ ,  $V_{link}$ ,  $V_o$ 를 나타내었다. 앞의 모드 해석의 결과와 동일한 모습이다. 그림.7은 입력 전압과 전류를 나타낸 것이다.  $V_{in}=110V_{rms}$ 인 (a)에서는 입력 전류는 데드 존이 없는 정현파의 모양으로 나타난다. 반면,  $V_{in}=260V_{rms}$ 인 (b)에서는 부스트 인덕터 전류가 삼각형 끝인 영역이 넓어지게 된다.

이 논문은 한국과학기술원 인간친화복지로봇센터 (HWRS-ERC)의 연구비 지원에 의하여 연구되었음.

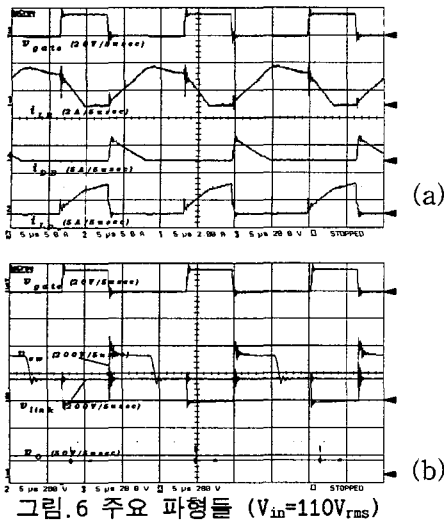
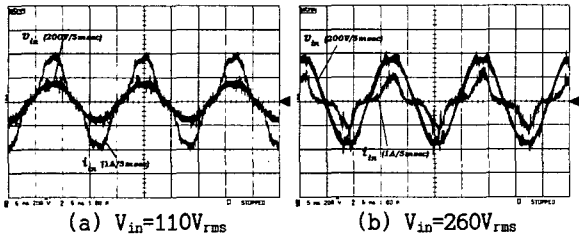


그림.6 주요 파형들 ( $V_{in}=110V_{rms}$ )



(a)  $V_{in}=110V_{rms}$  (b)  $V_{in}=260V_{rms}$   
그림.7 입력 전류와 입력 전압

제안한 회로는 그림.8에서 보듯이 10%의 경부하 상태에서도 최대 450V의 링크 전압을 가짐으로써 넓은 부하 범위와 상용 입력 라인에 대한 동작을 보장한다. 제안한 회로는 그림.9에서 보듯이, 상용 입력 라인 전 범위에 대하여 EN 61000-3-2 Class D 규제치를 만족하는 적은 고조파 성분을 갖는다. 역률은 0.91~0.995의 값을 보이고, 입력전압이 높아짐에 따라 낮아지는 추세를 보인다.

### 3. 결 론

본 논문에서는 새로운 마그네틱 피드백 기법을 이용하여 낮은 링크 커패시터 전압을 갖는 새로운 역률 개선 AC/DC 컨버터를 제안하였다. 낮은 링크 커패시터 전압 스트레스를 갖기 위해 추가된 3차 권선을 통하여 링크 전압과 입력 전력 간의 부귀환 효과를 얻음으로써 경부하 상태에서의 링크 커패시터 전압의 상승을 억제하였다. 또한 제안한 마그네틱 피드백 기법은 이전의 기법과는 달리 입력 전류의 데드-존이 생기지 않는다. 제안한 회로는 별도의 리셋 회로가 필요 없고, 스위치의 전류 스트레스가 낮은 장점을 가진다. 본 논문에서는 제안한 회로의 동작을 해석하고 실험해봄으로써 그 타당성을 입증하였다. 제안한 회로는 상용 입력용 소용량 AC/DC 전원장치로의 활용이 기대된다.

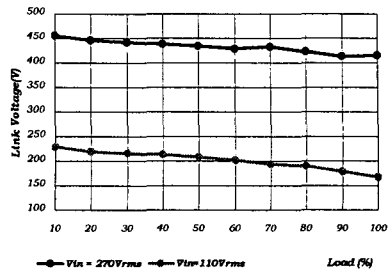


그림.8 부하에 따른 링크 전압

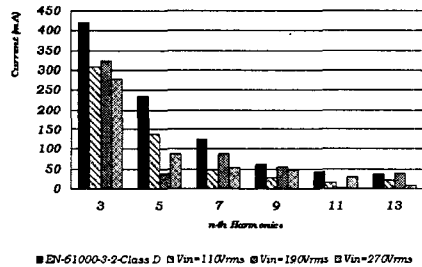


그림.9 제안한 회로의 고조파 성분

### 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 Correction ", IEEE Power Electronics and Variable-Speed Drives, 1994, pp. 626~631
- [2] Chongming Qiao and K. M. Smedly, " A Topology Survey of Single-Stage Power Factor Corrector with a Boost Type Input-Current-Shaper ", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.16, 2001, pp. 360~368
- [3] M. T. Madigan, R. W. Erickson and E. H. Ismail, " Integrated high-quality rectifier-regulators ", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 46, No. 4, Aug. 1999, pp. 749 ~758
- [4] Milan M.Jovanovic, Dan M.C. Tsang and F. C. Lee, " Reduction of Voltage Stress In Integrated High-Quality Rectifier-Regulators By Variable-Frequency Control ", in APEC '94. Conference Proceedings, 1994., 9th Annual , pp. 569~575
- [5] M. J. Millers, M. G. Egan, J. M. D. Murphy and S. Daly, " A BIFRED converter with a wide load range ", IECON '94, vol.1, Sept. 1994, pp. 226~231
- [6] Jinrong Qian, Qun Zhao and F. C. Lee, " Single-Stage Single-Switch Power-Factor-Correction AC/DC Converter with DC-Bus Voltage Feedback for Universal Line Applications ", IEEE Transactions on Power Electronics, Nov. 1998, vol. 13, No.6, pp. 1079 ~1088
- [7] G.W. Moon, " Novel single-stage, single-switch, AC/DC converter with magnetic energy feedback technique for power factor correction ", IEE Proceedings- Electric Power Applications, vol.146, No.1 , Jan. 1999, pp.111~116