

# LCD 모니터의 어댑터를 위한 고효율 고품질 PFC AC/DC 컨버터

박경화, 김정은, 윤명중, 문건우  
KAIST

## High Power Factor High Efficiency PFC AC/DC Converter for LCD Monitor Adapter

K.H. Park, C.E. Kim, M.J. Youn, and G.W. Moon  
KAIST

### ABSTRACT

Many single-stage PFC(power-factor-correction) AC/DC converters suffer from the high link voltage at high input voltage and light load condition. In this paper, to suppress the link voltage, a novel high power factor high efficiency PFC AC/DC converter is proposed using the single controller which generates two gate signals so that one of them is used for gate signal of the flyback DC/DC converter switch and the other is applied to the Boost PFC stage. A 130W prototype for LCD monitor adapter with universal input (90-265V<sub>rms</sub>) and 19.5V 6.7A output is implemented to verify the operational principles and performances. The experimental results show that the maximum link voltage stress is about 450 V at 270Vac input voltage. Moreover, efficiency and power factor are over 84% and 0.95, respectively, under the full load condition.

### 1. 서론

LCD 모니터는 다른 디스플레이 장치들에 비해 소비 전력이 적고, 구동이 간단하며, 얇고 가벼운 장점을 가진다. 그리고 최근 CCFL 및 EEFL과 같은 Back Light 기술의 발달에 힘입어 LCD 모니터의 대화면화가 가능하게 되었다. 한편, 입력 전류의 고조파는 입력 전압을 왜곡시키고 EMI를 발생시키므로 세계 각국은 IEC 1000-3-2 Standard를 채택하여 입력 전류의 고조파를 엄격하게 규제하고 있다. 따라서, LCD 모니터를 구동하기 위하여 역률 개선 기능을 가지는 100W급 이상의 어댑터가 요구되어 진다. 지금까지 역률 개선 기능을 가지는 다양한 AC/DC 컨버터가 제안된 바 있으며, 두개의 전력단을 갖는 방법과 단일 전력단을 갖는 방법으로 구분된다. 전자의 경우, 두 전력단을 독립적으로

로 제어하므로 높은 역률과 빠른 출력 동특성을 얻을 수 있다. 그러나 두 전력단과 두 제어 루프로 구성되므로 소자수가 많아지며 생산 비용이 상승한다. 반면, 단일 전력단 PFC 컨버터<sup>[1-5]</sup>는 하나의 스위치와 하나의 제어기를 사용하므로, 회로가 간단하고 소자수가 적으며 값이 싸다는 장점이 있다. 그러나 높은 입력 전압과 낮은 부하 조건에서 링크 전압이 상승하는 단점이 있으며,<sup>[2]</sup> 이를 해결하기 위한 다양한 단일 전력단 PFC AC/DC 컨버터가 제안되었다.<sup>[1-5]</sup> 그 중, 링크 전압의 저감 효과가 우수한 기존의 단일 전력단 PFC AC/DC 컨버터를 그림 1에 나타내었다. 기존의 컨버터에서 사용되는 스위치는 내압(voltage rating)이 높고 R<sub>ds(on)</sub>이 크므로 100W급 이상의 어댑터에서는 상당한 도통 손실을 유발한다. 따라서 스위치에서 발생하는 도통 손실을 최소화하기 위하여 그림 1에 나타낸 바와 같이 2개의 스위치를 병렬로 사용하게 된다. 이외에도 기존의 컨버터는 링크 전압 피드백 방법을 사용하기 때문에 입력 전류가 흐르지 않는 구간이 존재하므로 역률이 낮아진다.

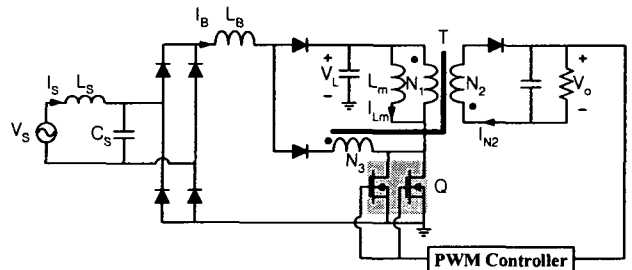


그림 1 전압 피드백을 이용한 단일 전력단 PFC AC/DC 컨버터

본 논문에서는 이러한 단점들을 해결하기 위해 두개의 스위치와 하나의 제어기를 사용하는 새로운 회로를 제안하였다. 제안된 회로는 기존의 LCD 모니터용 어댑터에 비하여 높은 효율을 보이는 특징

이 있으며, 본 논문에서는 제안된 회로의 동작 원리, 회로 설계 방법 등을 기술하고 실험 결과를 보임으로서 회로의 동작을 검증한다.

## 2. 동작 원리

### 2.1 링크 전압이 낮아지는 원리

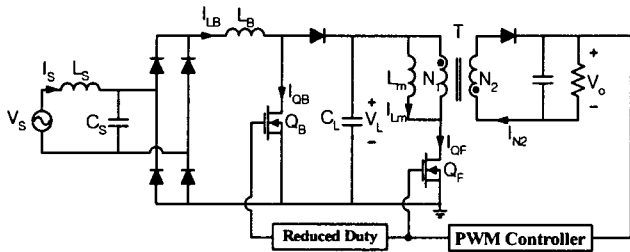


그림 2 제안된 컨버터

그림 2에 제안된 컨버터를 나타내었다. PFC 단은 Boost 컨버터를 사용하였고 DC/DC 단으로는 Flyback 컨버터를 사용하였다. 그리고 2개의 출력을 갖는 제어기를 사용하여 그림 3에서 보이는 바와 같이 하나의 출력은 Flyback 컨버터  $Q_F$ 의 게이트로, 다른 하나는 듀티를 줄여 Boost 컨버터  $Q_B$ 의 게이트로 인가한다.

두 스위치의 듀티를 다르게 함으로써 링크 커패시터의 전압이 낮아지는 효과를 얻을 수 있으며 이러한 과정을 그림 4에 도시하였다. 여기서  $M_B$ 는 정현파 입력 전압의 최대값과 링크 전압의 비 ( $V_L/V_m$ )를,  $\Delta D$ 는 Boost와 Flyback에 인가되는 게이트 신호의 시비율 차를 나타낸다. 그리고 Boost의 출력 측에서는 바라본 부하  $R_{O,Boost}$ 를 수식 (1)과 같이 표현할 수 있다. 그림의 곡선들은 여러 부하에서의 Boost 컨버터의 특성을 도시한 것이다. 만약 Boost와 Flyback 컨버터의 듀티를  $D_F$ 로 같게 한다면 A점에서  $M_{B,1}$ 의 전압 이득을 갖게 된다. 반면, Boost 컨버터의 듀티를  $D_B$ 로 줄인다면 그래프상의 B점으로 이동하게 되고 링크 전압이 낮아져 일정한 출력 전압을 얻기 위하여  $D_F$ 가 증가하게 된다. 따라서 수식(1)에 의해  $R_{O,Boost}$ 가 감소하여 2의 곡선이 되며 C점으로 이동하기 때문에,  $M_{B,2}$ 의 전압 이득을 가지게 되어 링크 전압이 낮아진다.

$$R_{O,Boost} = \frac{(1-D_F)^2}{D_F^2} \cdot \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \cdot R_O \quad (1)$$

이와 같은 컨버터에서 Flyback 컨버터의 내압은 여전히 높으나, Boost 컨버터의 스위치는 Flyback 컨버터의 스위치보다 내압이 작기 때문에  $R_{ds(on)}$

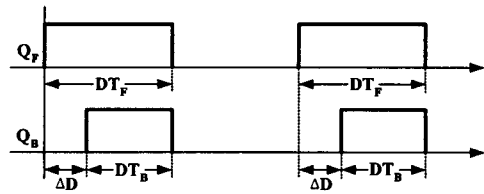


그림 3 Flyback 스위치와 Boost 스위치의 게이트 신호

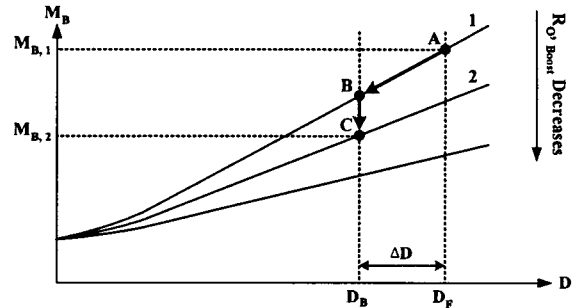


그림 4 링크 전압이 낮아지는 과정

이 감소한다. 그리고 각각의 스위치에 흐르는 전류도 기존의 컨버터에 비해 적어지기 때문에 두 스위치의 도통 손실은 감소하게 되고, 이러한 효과로 인해 효율이 증가한다.

### 2.2 모드 해석

제안된 컨버터는 4개의 모드로 동작하며, 그림 5에 각 모드별 전류 도통 경로를, 그림 6에는 주요 파형을 도시하였다. 간단한 해석을 위해 모든 소자들은 이상적이고, 컨버터는 정상 상태에서 동작한다고 가정하였다. 각 모드별 동작은 다음과 같다.

모드 1 : ( $t_0 \sim t_1$ )

$Q_F$ 가 켜지는 순간 모드 1이 시작되며  $Q_B$ 는 꺼져 있다. 직류 링크 전압  $V_L$ 이  $L_m$ 에 인가되어, 전류  $I_{Lm}$ 은 수식 (2)와 같은 기울기를 가지며 선형적으로 증가한다.

$$\frac{d}{dt} I_{Lm} = \frac{V_L}{L_m} \quad (2)$$

$Q_B$ 가 켜지면서 모드 1은 종료된다.

모드 2 : ( $t_1 \sim t_2$ )

모드 2는  $Q_F$ 가 켜져 있는 상태에서  $Q_B$ 가 켜지면서 시작된다.  $I_{Lb}$ 는  $|V_s|$ 와  $Q_B$ 를 통해 흐르고, 입력 전압  $|V_s|$ 에 의해 수식 (3)과 같은 기울기를 가지며 선형적으로 증가한다. 전류  $I_{Lm}$ 은 모드 1에서와 마찬가지로  $Q_F$ 와  $C_L$ 을 통하여 수식 (4)와 같은 기울기를 가지며  $V_L$ 에 의해 선형적으로 증가한다.

$$\frac{d}{dt} I_{Lb} = \frac{|V_s|}{L_b} \quad (3)$$

$$\frac{d}{dt} I_{Lm} = \frac{V_L}{L_m} \quad (4)$$

$Q_B$ 과  $Q_F$ 가 모두 꺼지면서 모드 2는 종료된다.

모드 3 : ( $t_2 \sim t_3$ )

모드 3은  $Q_B$ 와  $Q_F$ 가 모두 꺼지면서 시작되며,  $C_L$ 을 충전시키던 전류  $I_{LB}$ 는  $|V_S|$ 과  $V_L$ 의 차에 의해 수식 (5)와 같은 기울기로 감소한다. 전류  $I_{Lm}$ 은 변압기를 통해 출력 커패시터와 부하저항을 통해 흐르며 수식 (6)과 같은 기울기로 감소하게 된다.

$$\frac{d}{dt} I_{L_b} = \frac{|V_S| - V_L}{L_B} \quad (5)$$

$$\frac{d}{dt} I_{L_m} = -\frac{N_1 V_O}{N_2 L_m} \quad (6)$$

전류  $I_{LB}$ 가 0이 되면 모드 3은 끝이 종료된다.

모드 4 : ( $t_3 \sim t_4$ )

전류  $I_{LB}$ 가 0이 되면서 모드 4가 시작되므로 Boost 단을 통해 흐르는 전류는 없고 전류  $I_{Lm}$ 은 변압기를 통해 출력 커패시터와 부하저항을 통해 흐르며 수식 (7)과 같은 기울기로 계속 감소하게 된다.

$$\frac{d}{dt} I_{L_m} = -\frac{N_1 V_O}{N_2 L_m} \quad (7)$$

$Q_F$ 가 켜지면 모드 4가 종료되고 앞의 과정이 반복된다.

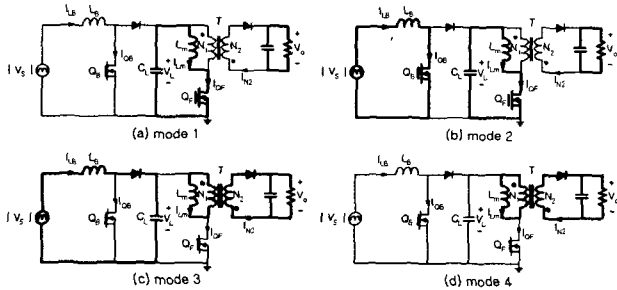


그림 5 각 모드별 전류 도통 경로

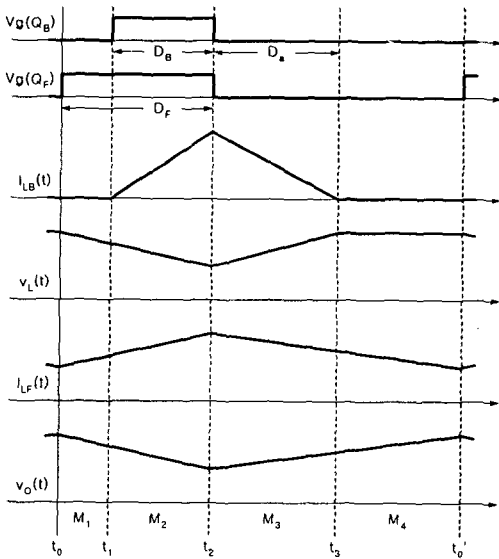


그림 6 제안된 컨버터의 주요 파형들

### 2.3 링크 커패시터 전압

라인 입력 전압  $v_s(t)$ 를 식 (8)과 같이 가정하고,  

$$v_s(t) = V_m \sin(\omega t) \quad (8)$$

$M_B$ 를 Boost 전력단에서의 전압 이득이라고 정의하면,  $M_B$  즉,  $V_L/V_m$ 은 수식 (9)와 같이 표현된다.

$$M_B = \left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2 \cdot \frac{R_o T_s}{2L_B} \cdot \frac{D_B^2 (1-D_F)^2}{D_F^2} \cdot \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \frac{\sin^2(\omega t)}{M_B - \sin(\omega t)} d(\omega t) \quad (9)$$

$D$ 와  $\Delta D$ 를 각각 수식 (10) 및 (11)과 같이 정의하고 수식 (9)에 대입하여 정리하면, 제안된 컨버터의  $M_B$ 는 식(12)와 같이 구해진다.

$$D = D_F \quad (10)$$

$$\Delta D = D_F - D_B \quad (11)$$

$$M_B = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \cdot \frac{R_o T_s}{2\pi L_B} \cdot \frac{(D - \Delta D)^2}{D^2} \cdot \int_0^\pi \frac{\sin^2(\omega t)}{M_B - \sin(\omega t)} d(\omega t) \quad (12)$$

그림 1에 나타낸 링크 전압 파드백의 회로에 대해서도  $n$ 과  $\theta$ 를 수식 (13) 및 (14)와 같이 가정하고 위의 과정을 반복하면,  $M_B$ 를 수식 (15)와 같이 얻을 수 있다.

$$n = \frac{N_1}{N_3} \quad (13)$$

$$\theta = \sin^{-1}(nM_B) \quad (14)$$

$$M_B = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \cdot \frac{R_o T_s}{2\pi L_B} \cdot (1-D)^2 \cdot \int_0^{\pi-\theta} \frac{[\sin(\omega t) - nM_B]^2}{M_B - \sin(\omega t)} d(\omega t) \quad (15)$$

### 2.4 역률

제안된 컨버터의 역률은 수식 (16)을 이용하여 구할 수 있다.

$$Power\ Factor = \frac{I_{LB,1,rms}}{I_{LB,rms}} \cdot \cos\theta \quad (16)$$

입력전류의 평균과 1차 고조파는 각각 (17),(18)과 같이 표현할 수 있으므로

$$i_{LB,1}(t) = \sqrt{2} I_{LB,1,rms} \sin(\omega t) \quad (17)$$

$$\langle i_{L_b}(t) \rangle = \frac{D_B^2 T_s}{2L_B} \cdot \frac{V_L V_m \sin(\omega t)}{V_L - V_m \sin(\omega t)}, \quad 0 < \omega t < \pi \quad (18)$$

이들의 rms 값을 구하여 수식(16)에 대입하면 다음과 같은 역률의 식을 얻게 된다.

$$P_F = \frac{I_{LB,1,rms}}{I_{LB,rms}} = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \cdot \frac{\int_0^\pi \frac{\sin^2(\omega t)}{V_L - V_m \sin(\omega t)} d(\omega t)}{\sqrt{\int_0^\pi \frac{\sin^2(\omega t)}{\{V_L - V_m \sin(\omega t)\}^2} d(\omega t)}} \quad (19)$$

### 3. 회로 설계 방법

다음의 순서에 따라 제안된 회로를 설계한다.

i) Flyback 컨버터의 최대 시비율  $D_{max}$ 를 대략 0.4~0.5사이로 정한다.

ii) 최소 라인 입력 전압이 인가될 때의 링크전압을 임의로 정하고, 수식 (20)을 이용하여 Boost 전력단에서의 전압 이득  $M_B$ 를 구한다.

$$M_B = \frac{V_L}{V_m} \quad (20)$$

iii) Flyback 전력단의 변압기 턴 비를 계산한다.

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{D_{max}}{1 - D_{max}} \frac{V_L}{V_o} \quad (21)$$

iv)  $D_{a,max}$ 를 Boost의 스위치가 꺼진 순간부터 전류  $i_{LB}$ 가 0이 되는 순간까지의 시비율이라 정의 하면, Boost 전력단이 DCM에서 동작하기 위해서는 수식 (22)를 만족해야 한다. 따라서 Boost와 Flyback 컨버터에 인가된 게이트 신호의 시비율 차는 식(23)과 같이 주어지게 된다.

$$D_B + D_{a,max} = 1 \quad (22)$$

$$D = D_{max} + \frac{1}{M_B} - 1 \quad (23)$$

v) 수식 (24)에 주어진 설계조건들을 대입하여 Boost 전력단의 인덕턴스  $L_B$ 를 구한다.

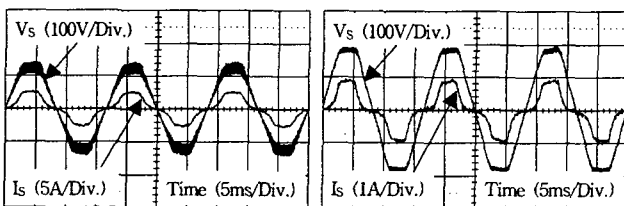
$$L_B = \frac{50 R_o T_s^2 (D - D_{a,max})^2 (1 - D)^2}{K} \frac{1}{M_B} \frac{\sin^2(\omega)}{M_B - \sin(\omega)} d(\omega) \quad (24)$$

vi) 수식 (25)를 사용하여 Flyback 컨버터의  $L_m$ 를 구한다.

$$L_m = \frac{50 R_o T_s^2 (1 - D)^2}{K} \frac{1}{M_B} \frac{\sin^2(\omega)}{M_B - \sin(\omega)} \quad (25)$$

위식에서, K는 Flyback 컨버터가 DCM으로 동작하기 시작하는 출력 전력 백분율을 나타낸다.

vii) 위의 결과들을 이용해 최대 라인 입력 전압과 낮은 출력 부하에서의 최대 링크 전압  $V_{L,max}$ 를 계산한다. 만약  $V_{L,max}$ 가 450V를 초과하면 단계 ii)에서 더 낮은  $M_B$ 를 사용하여 설계과정을 반복한다.



(a) 90V

(b) 270V

그림 7 제안된 컨버터의 입력 전류와 전압의 파형

### 4. 실험 결과

제안된 컨버터의 동작 및 타당성을 보이기 위해 그림 1에서 보인 링크 전압 피드백 방법과 제안된 컨버터를 실험하였다. 130W급 LCD 모니터용 어댑터의 설계사양은 다음과 같다.

• Input Voltage	90V <sub>AC</sub> ~270V <sub>AC</sub>
• Output Voltage	19.5V
• Switching Frequency	100kHz
• R <sub>o</sub>	2.91Ω
• P <sub>o</sub>	130W
• V <sub>L,max</sub>	450V

또한, 3장에 소개한 방법에 따라 설계한 제안된 컨버터의 소자 값들은 다음과 같다. 그리고 표 1에는 실험에 쓰인 각각의 소자들을 나타내었다.

- Boost 인덕터의 인덕턴스 - 85μF
- Flyback 변압기의 L<sub>m</sub> 인덕턴스 - 468μF
- Flyback 변압기의 턴 비 - N<sub>1</sub> : N<sub>2</sub> = 37 : 6
- Flyback 컨버터의 D<sub>max</sub> - 0.42
- ΔD - 0.136

표 1 LCD 모니터용 어댑터의 설계 사양

Inductor Core	PQ3220
Transformer Core	PQ3230
Link Capacitance	450V 150μF ×2EA
Primary Diode	10ETF06 (10A 600V)
Secondary Diode	STPS20H100CT×2EA (20A 100V)
Boost Switch	FQP 13N50 (13A 500V 0.43 Ω)
Flyback Switch	FQP7N80 (7A 800V 1.5 Ω)

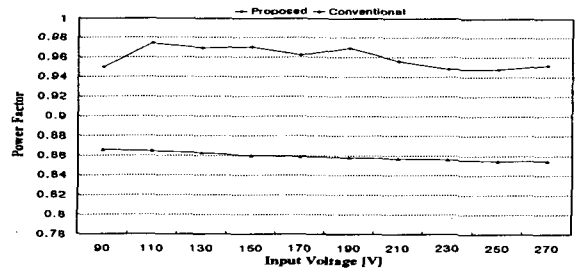


그림 8 최대 부하 조건에서 기존의 컨버터와 제안된 컨버터의 역률

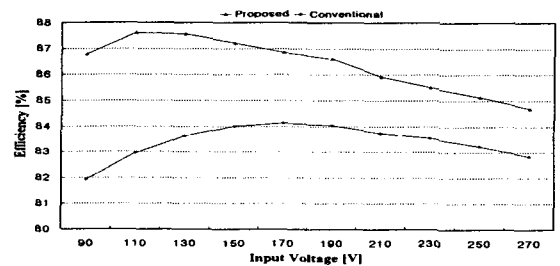


그림 9 최대 부하 조건에서 기존의 컨버터와 제안된 컨버터의 효율

제안된 컨버터의 입력 전류 및 전압 파형을 그림 7에 나타내었고 기존의 컨버터에서 볼 수 있는 입력 전류가 흐르지 않는 구간이 존재하지 않음을 확인할 수 있다. 그림 8과 9에는 각각 기존의 컨버터와 제안된 컨버터의 역률과 효율을 나타내었다. 그림을 통해 제안된 컨버터의 역률 및 효율이 기존의 컨버터보다 높음을 알 수 있다.

그림 10에는 기존의 컨버터와 제안된 컨버터에 대해 각각 90V와 270V에서의 링크 커패시터 전압을 나타내었다. 마지막으로 IEC1000-3-2의 고조파 규제치 및 기존의 컨버터, 그리고 제안된 컨버터의 고조파를 측정하여 그림 11에 나타내었다. 그림을 통해 제안된 컨버터는 IEC1000-3-2의 규제를 만족하고 있다.

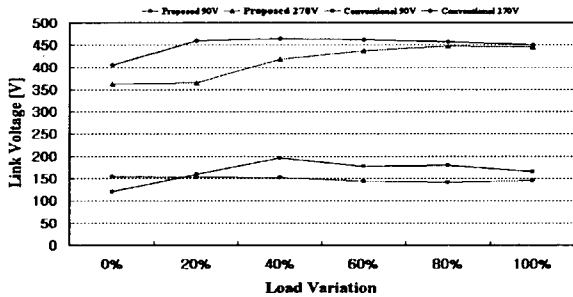
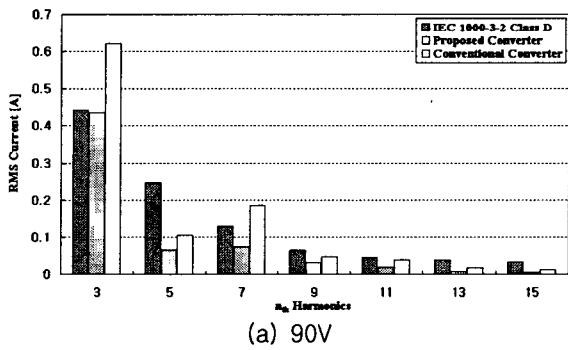
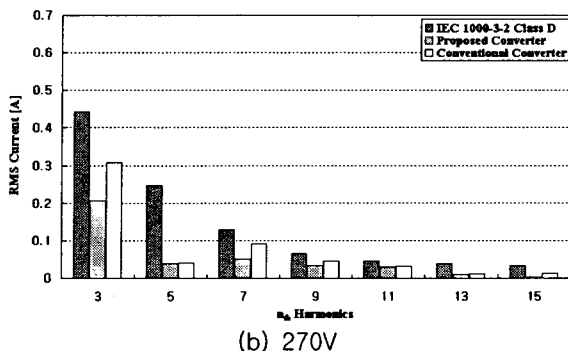


그림 10 기존의 컨버터와 제안된 컨버터의 링크전압



(a) 90V



(b) 270V

그림 11 최대 부하 조건에서 제안된 컨버터의 입력 전류 고조파

## 5. 결 론

본 논문에서는 LCD 모니터를 위한 새로운 고역률 고효율을 가지는 PFC AC/DC 컨버터를 제안하였다. 제안된 컨버터는 두개의 출력을 낼 수 있는 하나의 제어기를 사용하여 PFC를 담당하는 Boost 컨버터와 DC/DC 단인 Flyback 컨버터의 듀티를 다르게 줌으로써 링크전압을 낮춘다. 그리고 내압이 큰 두개의 스위치를 병렬로 연결하여 사용하던 것을, Flyback 컨버터에는 내압이 높은 스위치 하나를 사용하고 Boost 컨버터에 이보다 내압이 낮은 스위치를 사용하여 효율을 높일 수 있었다. 제안된 컨버터는 기존의 컨버터에서 볼 수 있는 입력 전류가 흐르지 않는 구간이 존재하지 않기 때문에 높은 역률을 얻을 수 있다.

실험을 통해 제안된 컨버터의 성능을 알아보았고 입력전류의 고조파가 IEC1000-3-2의 규제치를 만족함을 알 수 있었다. 그리고 기존의 컨버터에 비해 높은 역률과 효율을 내는 것을 알 수 있었다. 본 논문에서 제안된 회로는 LCD 모니터 어댑터뿐만 아니라, 100W급 이상의 AC/DC 어댑터로 사용할 수 있다.

이 논문은 2003년도 정통부 ITRC 지능로봇 연구센터에 의하여 지원되었음.

## 참 고 문 헌

- [1] M. Madigan, R. Erickson, and E. Ismail, "Integrated high quality rectifier regulators" in *IEEE Power Electronics Conf.*, pp.1043-1051, 1992.
- [2] M. M. Jovanovic, D. M. Tsang and F. C. Lee, "Reduction of voltage stress in integrated high-quality rectifier-regulators by variable frequency control" in *Proc. IEEE APEC '94*, pp. 569-575, 1994, Feb.
- [3] R. Redl, and L. Balogh, "Design consideration for single stage isolated power factor corrected power supplies with regulation of the output voltage" in *IEEE PESC.*, pp. 454-458, 1995.
- [4] J. Qian and F. C. Lee, "A novel single-stage high power factor rectifier with a coupling inductor" *VPEC '96 seminar*, September, pp.1-7, 1996.
- [5] Qun Zhao, F. C. Lee and Fu-sheng Tsai "Voltage and current stress reduction in single-stage power factor correction AC/DC converters with bulk capacitor voltage feedback" in *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 477-484, 2002, July.