

단일 PWM 제어기에 의한 역률보상 이단 풀 브리지 컨버터에 관한 연구

전준상\* · 김 용\* · 권순도\*\* · 김필수\*\* · 윤석호\*\*\*

\*동국대학교, \*\*대림대학, \*\*\*김천대학

A Study on Two Stage PFC Full-Bridge Converter with a Single PWM Controller

Joon-Sang Jeon\* · Yong Kim\* · Soon-Do Kwon\*\* · Pil-Soo Kim\*\* · Suk-Ho Yoon\*\*\*

\*Dongguk University, \*\*Daelim College, \*\*\*Kimcheon College

**Abstract** Two-stage power factor correction (PFC) converter with a single PWM controller is proposed. It consists of a power factor pre-regulator cascaded by an isolated DC/DC converter as in a conventional two-stage approach. However, a single PWM controller is used as in a single-stage, single-switch PFC approach. This converter gives the good power factor correction, low line current harmonic distortions, and tight output voltage regulations. This converter also has a high efficiency by employing a soft switching method. The proposed approach has advantages such as high performance over the single-stage approach and low cost over two-stage approach. The experimental results obtained on a 300W (30V/10A) prototype PFC converter are given to verify the effectiveness of the proposed control method.

1. 서 론

최근 선진국에서는 IEC1000-3-2와 같은 고조파 왜곡에 대한 규제가 강하게 대두되고 있다. 지난 몇 년간 이 규제를 만족시키기 위해서 역률 개선용 컨버터에 대한 연구가 많이 이루어져 왔다. 일반적으로 단상 역률보상 컨버터의 기본적인 토폴로지는 크게 이단(two stage) 방식과 단일(single stage) 방식 두 가지의 형태로 분류할 수 있다. 이단 방식은 부스터 컨버터와 같은 단순한 역률보상 회로를 이용하여 일정한 DC전압을 만들고, 절연 트랜스를 갖는 DC/DC 컨버터와 직렬로 접속되어 있다. 그러므로 두 개의 PWM 제어기(역률 개선용과 출력 전압 제어용)가 각 단마다 사용되어진다. 효율을 개선시키고 전형적인 이단 방식으로부터 소자의 수를 줄이기 위해서 다양한 단일 방식이 제안되어지고 있다 (1), (2), (3)

단일 방식은 하나의 전력단 안에 역률보상용 부스터 컨버터와 절연된 DC/DC 컨버터를 결합한 방식이다. 이런 방식의 컨버터 형태는 PWM 제어기에 의해서 단일 스위치를 제어하므로 별도의 역률보상을 위한 제어회로는 필요하지 않게 된다. 그러나 부스터 전류와 DC/DC 컨버터 전류가 중첩해서 단일 스위치를 통해 흐르므로 전도 손실과 스위칭 손실이 높게 된다.

본 논문에서는 단일 PWM 제어기를 가진 이단 역률보상 풀브리지 컨버터를 제안한다. 제안된 회로는 부스터 컨버터가 불연속 전류 모드(DCM : Discontinuous-Current Mode)로 동작하여 고정 주파수에서 역률을 개선할 수 있으며, 단일방식과 비교해서 동작 특성이 향상될 뿐 아니라 기존의 이단방식과 비교해서 더 경제적이며 시스템이 간단해진다.

제안된 컨버터는 전형적인 이단 역률보상 컨버터와 같

이 역률보상용 부스터 컨버터와 DC/DC 컨버터가 직렬로 연결된 형태이다. 그러나 전형적인 이단 방식과는 달리 하나의 PWM 제어기만을 사용하여 두 단의 스위치를 제어함으로써 고효율, 고역률 컨버터를 구현하고자 한다.

2. 본 론

2.1 제안된 회로

그림 2.1은 단일 PFC(Power Factor Correction) 컨버터의 예로서 S<sup>4</sup>(Single-Stage Single-Switch)-PFC의 회로도 와 스위치 전류 파형을 나타낸다.

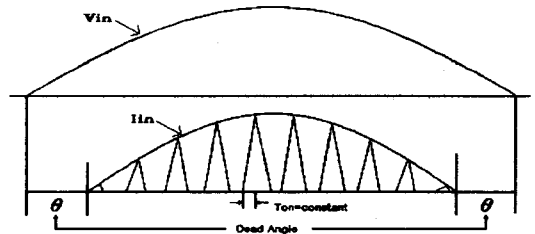
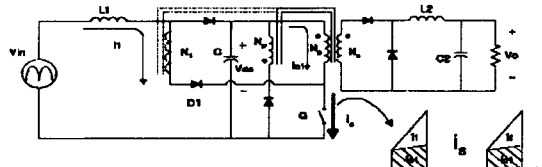


그림 1. S<sup>4</sup>-PFC 컨버터의 회로도 와 인덕터 전류 파형

스위치 Q 턴은시 부스터 전류 i<sub>1</sub>과 DC/DC 컨버터 전류 i<sub>c1</sub>이 중첩하여 스위치로 흐르므로 스위치 전류 파형이 맥동이 되는 특징을 갖게 된다. 이 방식은 절연 트랜스에서 보조전선을 감아 부스터 인덕터와 직렬로 연결해 줌으로서 입력전류가 입력전압의 영교차 부근에서 흐르지 않는 구간이 발생한다. 이는 역률을 저하시킬 뿐 아니라 고조파를 증가시키게 하는 원인이 된다.

본 논문에서는 역률 개선용 회로로서 부스터 컨버터를 사용하며, 이를 전류 불연속 모드로 동작시켜 역률 개선을 이루고자 한다. 부스터 컨버터의 입력 인덕터 전류의 최대값은 식(1)과 같다.

$$i_{Lin\ peak}(t) = \frac{|v_{in}(t)|}{L_{in}} DT_s \quad (1)$$

D : Q<sub>in</sub> 의 동작비율, T<sub>s</sub> : 스위칭주기

위 식에 근거하여 최대 인덕터 전류 I<sub>Lin, peak</sub>는 입력 전압을 추종함을 알 수 있다. 그러므로 역률 개선을 위한 별도의 전류 센서와 제어기 없이 간단한 구조로 역률

개선이 가능하다. 이와 같이 전류 불연속 모드로 동작하는 부스트 컨버터를 풀브리지 컨버터와 결합하여 높은 역률과 안정화된 출력전압을 얻을 수 있는 이단 전력단 회로를 구성한다. 그림2는 본 논문에서 제안한 이단 풀브리지 컨버터 회로를 나타낸다.

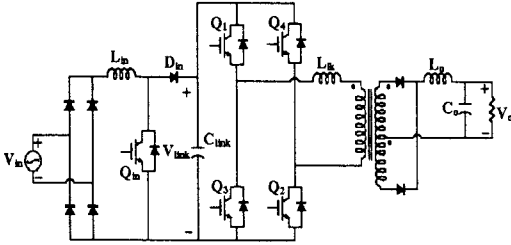


그림 2 제안된 풀브리지 컨버터 회로

풀브리지 컨버터는 위상 지연을 두고 스위칭 소자의 내부 커패시턴스 및 변압기 누설 인덕턴스를 이용하여 영전압 스위칭을 한다. 부스트 단의 구성은 풀브리지의 진상레그와 지상레그의 각 한 펄스씩을 이용하여, AND-gate를 써서 구동 펄스를 인가한다. 또한, 부스트 단은 불연속 전류일 때 스위치를 턴온시켜 영전류 스위칭을 한다.

## 2.2 이론적인 파형 및 동작 특성

그림3은 제안된 회로에 대한 모드별 동작 파형을 나타낸다.  $V_{gs\_in}$ 은 부스트단의  $Q_{in}$ 의 구동신호이며,  $V_{gs1}$ 과  $V_{gs3}$ 는 왼쪽 스위치  $Q_1, Q_3$ 의 구동신호이고  $V_{gs2}$ 과  $V_{gs4}$ 는 오른쪽 스위치  $Q_2, Q_4$ 의 구동신호이다. 그림3에서,  $t_5-t_6$ 구간은 스위치  $Q_2, Q_4$ 의 턴오프 구간이다.  $t_4-t_5$ 구간에서 스위치  $Q_3$ 의 내장 다이오드와  $Q_2$ 는 온 상태이며 이 구간은 부하전류의 환류구간이다.  $t_5$ 에서  $Q_2$ 가 턴오프할 때, 스위치  $Q_2$ 와  $Q_4$ 의 출력 커패시턴스는 누설 인덕턴스와 함께 공진을 하도록 한다.  $L_{lk}$ 에 저장된 에너지가 충분히 크다면,  $Q_4$ 의 출력 커패시턴스는  $Q_4$ 를 강제로 도통시키도록  $t_5-t_6$ 구간에서 완전히 방전된다.  $Q_4$ 는 이때 영전압에서 도통이 된다. 영전압 스위칭이 이루어지기 위해서는 식(2)를 만족해야 한다<sup>[6]</sup>.

$$\frac{1}{2} (L_{lk} + L_r) \left( \frac{I_{ZVS}}{N} \right)^2 \geq \frac{4}{3} C_{oss} V_i^2 \quad (2)$$

$I_{ZVS}$  : 영전압 스위칭이 일어나는 최소 전류

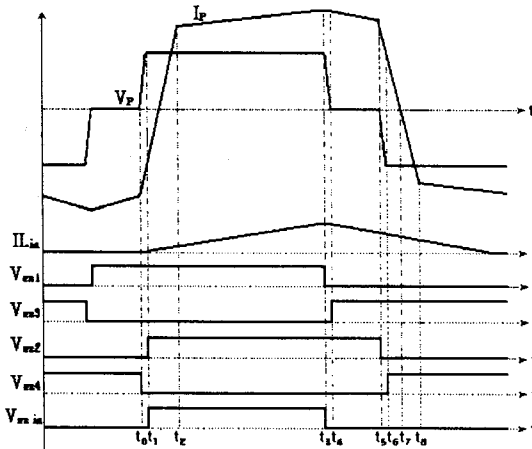
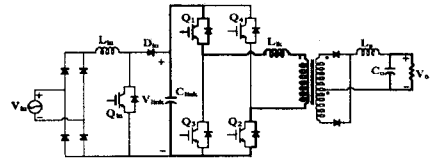
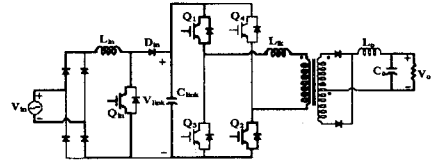


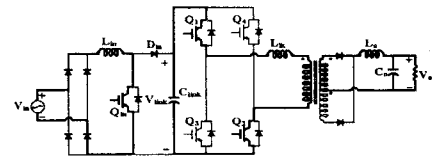
그림 3 제안된 회로의 이론적인 동작파형



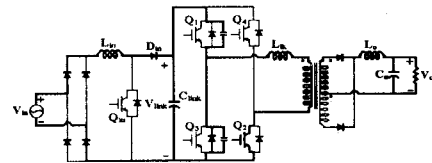
Mode I ( $t_0 \sim t_1$ )



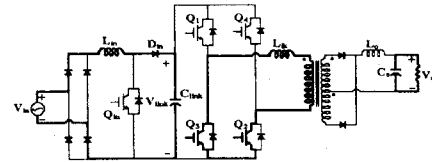
Mode II ( $t_1 \sim t_2$ )



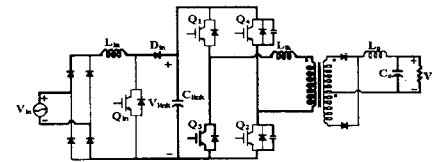
Mode III ( $t_2 \sim t_3$ )



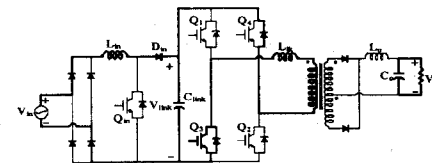
Mode IV ( $t_3 \sim t_4$ )



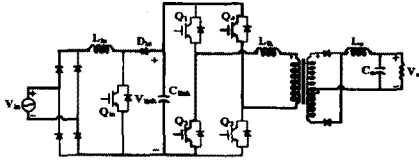
Mode V ( $t_4 \sim t_5$ )



Mode VI ( $t_5 \sim t_6$ )



Mode VII ( $t_6 \sim t_7$ )



Mode VII (t7~t8)

그림4 제안된 회로의 모드별 동작

### 2.2.2 모드별 해석

1) 모드 I :  $t_0 \leq t \leq t_1$   
 스위치 Q4가 턴오프되는 시점에서 시작한다. 변압기 1차측 전류는 누설 인덕턴스에 의해 스위치 Q1, Q2의 내장 다이오드를 통해  $V_{link}$ 로 회생한다. 불연속 구간이므로 입력 인덕터  $L_{in}$ 에 흐르는 전류는 0이다.

2) 모드 II :  $t_1 \leq t \leq t_2$   
 스위치 Q2,  $Q_{in}$ 이 턴오프되며, 입력 전압  $V_{in}$ 에 의해서 스위치  $Q_{in}$ 으로 전류가 흐르기 시작한다. 입력 인덕터  $L_{in}$ 에 흐르는 전류는  $(V_{in}/L_{in})$ 의 기울기로 서서히 증가한다. 변압기 1차측 전류는 누설 인덕턴스에 의해 스위치 Q1, Q2의 내장 다이오드를 통해 계속  $V_{link}$ 로 회생한다. 스위치  $Q_{in}$ 은 영전류 스위칭, 스위치 Q2는 영전압 스위칭을 하는 구간이다.

3) 모드 III :  $t_2 \leq t \leq t_3$   
 스위치 Q1, Q2의 턴오프로 인해 변압기 1차측 전류의 방향이 바뀌고 이때 컨버터는 전력을 부하측으로 전달하고 출력 필터 인덕터의 전류는 선형적으로 증가한다. 입력 인덕터  $L_{in}$ 에 흐르는 전류는  $(V_{in}/L_{in})$ 의 기울기로 스위치  $Q_{in}$ 이 턴오프되는 시점까지 증가한다.

4) 모드 IV :  $t_3 \leq t \leq t_4$   
 스위치 Q1,  $Q_{in}$ 이 턴오프되며, 변압기 1차측으로 흐르는 전류는 스위치 Q1의 출력 커패시턴스를 충전시키고 스위치 Q3의 출력 커패시턴스를 방전시킨다. 누설 인덕턴스와 스위치 Q1, Q3의 출력 커패시턴스가 공진하여 Q1의 출력 커패시턴스 전압을 상승시킨다. 스위치 Q3의 출력 커패시턴스가 방전이 되면, 스위치 Q3의 출력 커패시턴스의 전압이 0이 되므로 스위치 Q3의 내장 다이오드가 도통하기 시작한다. 입력 인덕터  $L_{in}$ 에 흐르는 전류는  $(-V_{link}/L_{in})$ 의 기울기로 감소하며 링크 커패시터  $C_{link}$ 에 에너지를 전달한다.

5) 모드 V :  $t_4 \leq t \leq t_5$   
 변압기 1차측 전압이 출력단과 분리되는 환류 구간이다. 스위치 Q3의 내장 다이오드가 도통하고 있을 때 스위치 Q3를 턴오프시키면 영전압 스위칭이 이루어진다. 1차측 전류는 스위치 Q3의 내장 다이오드와 스위치 Q2를 통해 순환하게 된다.

6) 모드 VI :  $t_5 \leq t \leq t_6$   
 스위치 Q2가 턴오프되며, 누설 인덕턴스와 스위치 Q2, Q4의 출력 커패시턴스가 공진하여 스위치 Q4의 출력 커패시턴스의 양단전압을 강하시킨다. 즉, 누설 인덕턴스에 저장된 에너지가 스위치 Q2의 출력 커패시턴스를 충전시키고 스위치 Q4의 출력 커패시턴스를 방전시킨다. 이 구간에서는 누설 인덕턴스에 저장된 에너지만으로 Q4의 출력 커패시턴스 전압을 감소시킬 수 있을 만큼 커야 한다.

7) 모드 VII :  $t_6 \leq t \leq t_7$

스위치 Q4의 출력 커패시턴스 전압이 0이 되어 스위치 Q4의 내장 다이오드가 도통하는 구간이다. 스위치 Q4의 내장 다이오드가 도통하고 있을 때 스위치 Q4를 턴오프시키면 Q4의 영전압 스위칭이 이루어진다. 변압기 1차측 전류는 누설 인덕턴스에 의해 스위치 Q3, Q4의 내장 다이오드를 통해  $V_{link}$ 로 회생된다.

8) 모드 VIII :  $t_7 \leq t \leq t_8$   
 변압기 1차측 전류가 0이 된 이후의 구간이다. 이미 턴오프되어 있는 스위치 Q3, Q4를 통해 변압기 1차측 전류의 방향이 바뀌고 이때 컨버터는 전력을 부하측으로 전달한다. 입력 인덕터  $L_{in}$ 에 흐르는 전류는  $(-V_{link}/L_{in})$ 의 기울기를 가지고 0으로 감소한다.

### 2.3 전력단의 설계

컨버터회로 실험제작을 위해 입력 전압  $100V_{rms}$ 에서 시뮬은 0.43로 선정한다. 이 값에서 DCM 동작을 위한 DC 링크전압의 최소값을 구하면 다음과 같다.

$$V_{Clink\ min} = \frac{1}{1-D} \times V_{max} \cong 247.4[V] \quad (3)$$

DCM 동작을 위한 입력인덕터  $L_{in}$ 의 최대값은 식(4)로 나타낼 수 있다.

$$L_{in} \leq \frac{|v_{in}(t)|}{i_{Lin\ peak}(t)} DT_s \quad (4)$$

링크 커패시터  $C_{link}$ 는 링크전압에 적절한 저주파 리플분을 고려하여 선정한다. 식(5)은 링크 커패시터의 리플분을 나타낸다.

$$V_{Clink\ ripple} = \frac{V_{Clink}}{2\pi f_L R_i C_{link}} \quad (5)$$

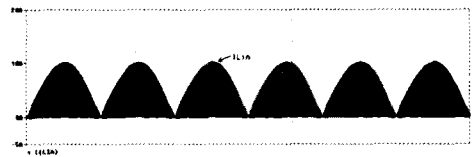
4%의 리플분을 허용할 경우  $C_{link}$ 과 식(6)과 같다.

$$C_{link} = \frac{V_{Clink}}{2\pi f_L R_i \cdot 0.04 V_{Clink}} \cong 395.3[\mu F] \quad (6)$$

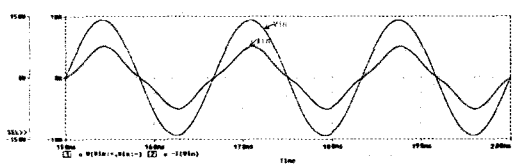
### 3. 시뮬레이션 및 실험결과

위의 식들로부터 계산된 값을 기초로 하여 입력전압  $100(V_{rms})$ , 출력전압  $30(V)$ , 출력전류  $10(A)$ 로 시뮬레이션을 수행하여 약 86%의 효율을 얻을 수 있었다.

그림5(a)는 입력 인덕터의 전류파형을 나타내며 그림 5(b)는 전원측 입력전압 및 전류파형을 나타낸다. 입력 인덕터 전류의 최대값이 그 순간의 입력전압과 비례하므로 입력역률의 개선이 이루어진다.



(a)입력인덕터 전류의 시뮬레이션 파형



(b) 입력전압·전류의 시뮬레이션 파형

그림 5. 시뮬레이션 결과

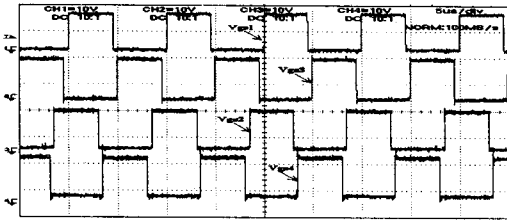


그림 6. 위상이동 된 풀브리지 구동 펄스 파형

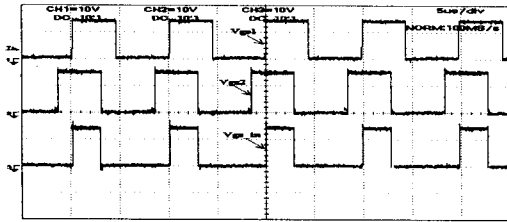


그림 7. 부스트단 Q<sub>in</sub>의 구동 펄스 파형

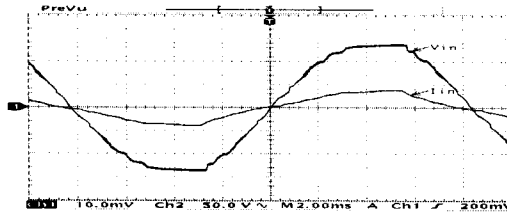


그림 8. 교류 입력 전압·전류 실험 파형

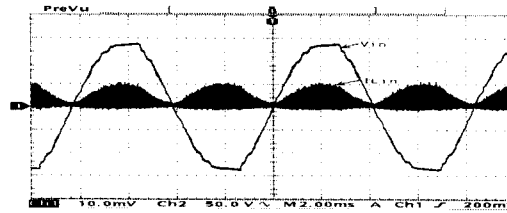


그림 9. 입력 전압 및 입력 인덕터 전류 실험 파형

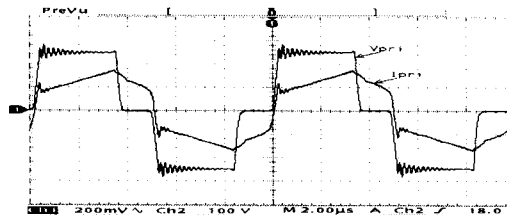


그림 10. 변압기 1차측 전압·전류 실험 파형

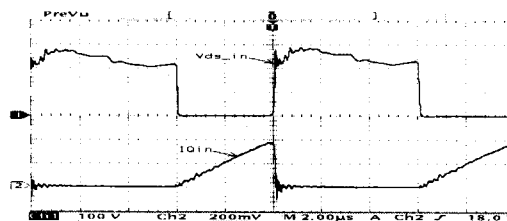


그림 11. 부스트단 Q<sub>in</sub>의 전압·전류 실험 파형

실험에 사용된 스위치는 IRFP450 ( $BV_{DSS}=500V$ ,  $I_D=13A$ ), 2차측 정류기는 DSEI 30 ( $t_{rr}=35ns$ )이며 스위칭주파수 100kHz, 변압기 권수비는 9:1로 하였다.

그림6은 위상이동 된 풀브리지 컨버터의 구동 펄스 파형이며, 그림7은 부스트단의 구동 펄스 파형이다. 그림 8은 입력 전압 및 전류 파형을 나타내고, 역률이 개선됨을 알 수 있다. 그림9는 입력 인덕터  $L_{in}$ 의 불연속 전류 파형이 입력 전압에 추종함을 보여준다. 그림10은 변압기의 1차측 전압 및 전류 파형으로 스위치  $Q_1$ 과  $Q_2$ 가 턴온될 때, 변압기 1차측 전류의 기울기가 상승되고 영전압 스위칭 PWM 풀브리지 컨버터의 이론적인 파형과 일치됨을 확인할 수 있다. 그림11은 부스트단의 스위치  $Q_{in}$ 의 전압 및 전류 파형을 나타내며, 스위치가 영전류에서 온 됨을 알 수 있다. 부스트 단의 스위치  $Q_{in}$ 에 흐르는 전류는 입력 인덕터의 전류만이 흐르므로 단일 방식보다 전도 손실과 스위칭 손실을 감소시킬 수 있다.

#### 4. 결 론

본 논문에서는 300[W]급의 역률개선용 부스트 컨버터와 풀브리지 DC-DC 컨버터가 직렬로 연결된 형태의 단일 PWM 제어기를 가진 이단 전력단 AC-DC 컨버터를 제안하였다. 이 회로는 부스트 컨버터를 전류 불연속 모드로 동작시켜 역률 개선과 출력 레귤레이션을 동시에 할 수 있으며, 시스템의 구성이 간단해진다. 풀브리지의 구동방식은 위상이동 제어방식을 적용하고, MOSFET의 출력 커패시턴스와 변압기의 누설 인덕턴스를 공진요소로 이용하여 컨버터의 전력 밀도를 높일 수 있는 영전압 스위칭을 구현하였다. 부스트 단은 불연속 전류일 때 스위치를 턴온시켜 영전류 스위칭을 구현하였다. 이로써 입력 역률을 개선하면서 시스템의 효율을 향상시킬 수 있었다. 따라서 제안된 회로는 개선된 역률과 고효율을 요구하는 개인용 컴퓨터, 레이저 프린터, 가정용 기기, 통신용 전원장치와 같은 300[W]급의 전력레벨을 가진 전원 장치에 적합할 것으로 기대된다.

#### [참 고 문 헌]

- [1] M.M.Jovanovic, et al, "Reduction of voltage stress in integrated high quality rectifier regulators by variable frequency control," Proceedings of APEC'94, pp. 569~575
- [2] F. Tsai, P. Markowski, and E. Whitcomb, "Off-line flyback converter with input harmonic current correction," IEEE Intelec'96, pp. 120~124
- [3] J. Qian, Q. Zhao, and F.C Lee, "An Improved single stage single switch BIFRED PFC AC/DC converter with DC bus voltage feedback for universal line applications," VPEC Seminar'97, pp. 29~35
- [4] 徐在光, "A Study on Efficiency Improvement of F-B Converter with phase-shifted control method", 1998 東國大學教 學位論文
- [5] 李元載 "A study on Half-Bridge Type Single Stage PFC AC-DC converter for Design and Improvement on Efficiency ", 1998 東國大學教 學位論文
- [6] Q. Chen, A.Loyfi, and F.C. Lee, "Optimization and Design Issues of Low Output Voltage, off-Line, Zero-Voltaged PWM Converter", 1992 VPEC