

# 위상천이 폴-브릿지 컨버터를 위한 Integrated Magnetic 회로 설계 및 해석

장은승, 이형란, 신용환, 허태원\*, 김돈식\*, 이효범\*, 신휘범  
경상대학교, \*(주)삼성전기

## Analysis and Design of Integrated Magnetic Circuit for Phase Shift Full Bridge Converter

Eun-Sung Jang, Xin-Lan Li, Yong-Whan Shin, Tae-Won Heo\*, Don-Sik Kim\*,  
Hyo-Bum Lee\*, Hwi-Beom Shin  
Gyeongsang National University, \*Samsung Electro-Mechanics Co., LTD.

### ABSTRACT

This paper presents the integrated magnetic circuit designing method for phase shift full bridge(PSFB) converter. The integrated magnetic circuit is implemented on redesigned of EI core. The transformer windings are located on center leg and the two inductors are located on the outer legs with air gap. Based on the equivalent circuit model, the principle of operation of the PSFB converter is explained. The operation and performance of the proposed circuit are verified on a 1.2 kW prototype converter. The analysis and design of the integrated magnetic circuit is verified through the experimental and simulation results.

### 1. 서론

최근 대부분 전기·전자 제품의 소형화 추세로 인해 전원장치가 차지할 부피가 작아지므로 고전력밀도의 전원장치가 요구된다. 회로 면적의 상당부분을 차지하고 있는 변압기와 인덕터 등 자기소자는 이러한 요구를 충족하는데 큰 제약을 주고 있다. 자기소자의 크기를 줄일 수 있는 방법은 첫째, 동작 주파수를 높이거나 둘째, Integrated Magnetic(IM) 회로의 적용을 들 수 있다. 일정 한도 주파수까지 자기회로의 크기는 동작 주파수에 반비례한다. 하지만 고용량의 전원장치의 경우 반도체 스위칭 소자의 사양에 의해 주파수가 제한된다.<sup>[1]</sup> 따라서 회로에 있는 여러 자기소자를 하나의 코어로 구성하는 Integrated Magnetic 회로의 적용은 고전력밀도의 전원장치를 구현하는데 필수적이므로 현재 많은 연구가 이루어지고 있다.<sup>[2]~[4]</sup>

본 논문에서는 새로운 형태의 PSFB 컨버터를 고밀도 IM 회로를 제안하고, 컨버터의 동작 원리에 따른 IM 회로의 해석 및 설계 방법을 제시할 것이다.

### 2. PSFB 컨버터용 IM 회로의 동작 원리

그림 1은 폴-브릿지 컨버터의 출력 인덕터를 분리한 중간 분기 변압기의 IM 회로를 가지는 직류 전원장치를 나타낸다. EI 코어의 가운데 변에 변압기의 일차 권선과 이차 권선이 위치하고, 두 개의 출력 인덕터를 바깥 변에 감고 두 이차 권선에 직렬로 연결한 후, 다른 단자를 두 개의 스위치에 직렬 연결한 구조이다. 입력 직류 전원은 상용 교류 입력을 정류시킨

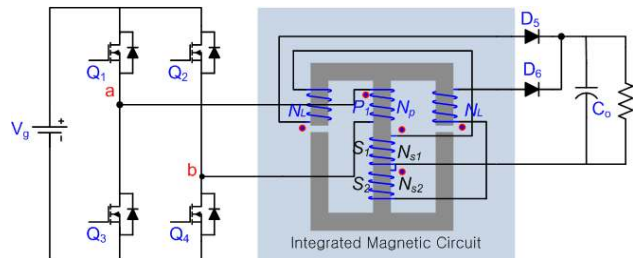


그림 1 Split L을 갖는 PSFB 컨버터  
Fig. 1 PSFB converter with split L

직류 또는 역률 보상기를 거친 직류 전원이고, 변압기를 통해 전력을 이차 측으로 전달하기 위해 폴-브릿지 컨버터의 시비율을 조절하여 원하는 크기의 교류 전원을 만든다. 이 교류 전원이 변압기를 거쳐 크기가 승압 또는 강압된 교류 전압으로 변환되고 중간 분기 정류기를 통과하면 원하는 크기의 직류 전압이 발생된다.

상용 코어를 사용한 자기회로 집적은 주로 바깥 변의 단면적에 의해 좌우되므로 가운데 변의 자속밀도는 매우 작기 때문에 고전력밀도를 얻기 위해 자기회로를 집적한 효과를 충분히 얻기 어렵다. 이러한 단점을 보완하기 위해 코어의 형상을 가운데 변의 너비가 바깥 변보다 작게 하면 한정된 코어 부피에서 각 변을 효과적으로 사용할 수 있다. 기존의 코어는 가운데 변의 너비가 바깥 변의 2배 정도이다. 제안된 코어 형상은 바깥 변의 너비가 가운데 변의 0.5배~1.5배이다. 그림 2는 위상천이(phase shift pulse width modulation)기법으로 폴-브릿지 컨버터를 구동한 경우 각 주요 부분의 파형을 나타낸다. 시비율은 0.5 이하로 제한되고, 폴-브릿지 스위치의 도통 상태에 따라 4 개의 모드가 존재한다. 각 모드별 자기회로의 자속은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\text{모드 1 : } 0 < t < dT_s$$

그림 3(a)는 집적 자기회로에서의 도통 상태와 등가 자기회로를 나타낸다.  $Q_1$ 과  $Q_4$ 가 동시에 도통되고 출력 측 다이오드  $D_5$ 가 도통된다. 변압기 이차 측에 양의 직류 전압이 인가되어 전력이 일차에서 이차로 전달되고 출력 인덕터  $L_1$ 의 전류가 그림 2에서처럼 선형으로 증가한다. 인덕터  $L_2$ 에는 전류가 흐르지 않는다. 그림3(a)로부터 자속율에 관한 식을 다음과 같이 세울 수 있다.

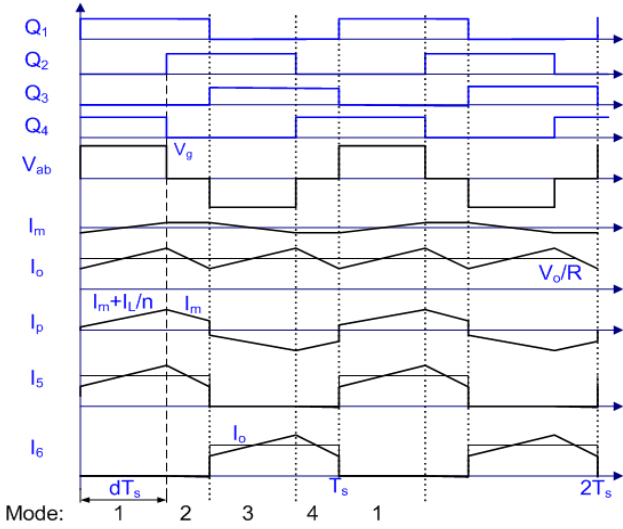


그림 2 Split L을 갖는 PSFB IM의 주요 파형  
Fig. 2 Operation waveforms of the PSFB converter with split L

$$N_p \dot{\phi}_c = V_p, N_s \dot{\phi}_c - N_L \dot{\phi}_1 = V_o, \dot{\phi}_1 + \dot{\phi}_c = \dot{\phi}_2 \quad (1)$$

여기서  $N_p$ ,  $N_s$ ,  $N_L$ 은 일차 측, 이차 측 및 인덕터 한 권선의 턴 수를 나타내며,  $\phi_1$ ,  $\phi_2$ ,  $\phi_c$ 는 왼쪽 및 오른쪽 바깥 변 그리고 가운데 변의 자속을 각각 나타낸다.  $V_g$ 와  $V_o$ 는 입력 및 출력 전압을 나타낸다. 식 (1)을 풀이하면 각 변에 흐르는 자속율은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{\phi}_c &= \frac{V_p}{N_p}, \dot{\phi}_1 = \frac{N_s V_p - N_p V_o}{N_p N_L}, \\ \dot{\phi}_2 &= \frac{(N_s + N_L) V_p - N_p V_o}{N_p N_L} \end{aligned} \quad (2)$$

가운데 변의 자속은 일차에 인가한 양의 전압에 의해 선형으로 증가한다. 오른쪽 변의 자속은 선형으로 증가하여 공극에 에너지를 저장한다. 왼쪽 변의 권선은  $S_1$ 과 직렬로 연결되어 있고, 가운데 변 자속의 반이 흐르므로 턴 수  $N_L/2$ 을 갖는 이차 권선으로 볼 수 있다.

모드 2 :  $dT_s < t < 0.5T_s$

모드 2에서는  $Q_1$ 과  $Q_2$ 가 동시에 도통되어 일차 측이 freewheeling 상태에 있어 이차 측 전압이 영이 된다. 따라서 인덕터  $L_1$ 의 전류는 그림 3에서와 같이 다이오드  $D_3$ 를 통해 선형으로 감소하고, 인덕터  $L_2$ 에는 전류가 흐르지 않는다. 모드 2에서의 자속율에 관한 식은 다음과 같다.

$$N_p \dot{\phi}_c = 0 \Rightarrow \dot{\phi}_c = 0, N_s \dot{\phi}_c - N_L \dot{\phi}_1 = V_o, \dot{\phi}_1 = \dot{\phi}_2 \quad (3)$$

식 (3)을 풀면 각 변에 흐르는 자속율은 다음과 같다.

$$\dot{\phi}_c = 0, \dot{\phi}_1 = -\frac{V_o}{N_L}, \dot{\phi}_2 = -\frac{V_o}{N_L} \quad (4)$$

가운데 변의 자속은 일정하고 바깥 변의 자속은 선형으로 감소한다.

모드 3 :  $0.5T_s < t < (0.5+d)T_s$

$Q_2$ 과  $Q_3$ 가 동시에 도통되고 출력 측 다이오드  $D_6$ 가 도통된다. 변압기 이차 측에 음의 직류 전압이 인가되어 전력이 일차에서 이차로 전달되고 출력 인덕터  $L_2$ 의 전류가 그림 2에서

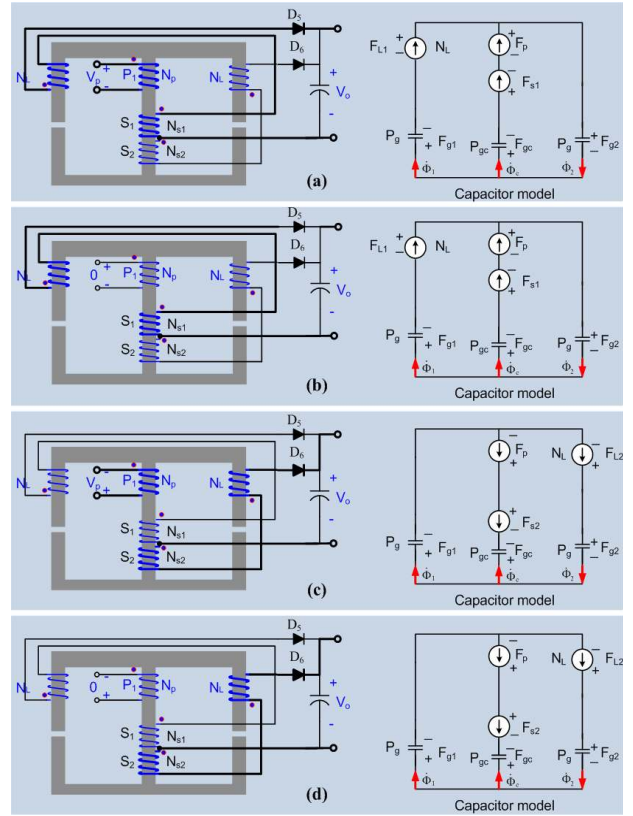


그림 3 동작 모드 및 등가 자기회로

Fig. 3 Operation mode and Capacitor model

(a) mode 1, (b) mode 2, (c) mode 3, (d) mode 4

처럼 선형으로 증가한다. 인덕터  $L_1$ 에는 전류가 흐르지 않는다. 자속율에 관한 식을 다음과 같이 세울 수 있다.

$$N_p \dot{\phi}_c = -V_p, N_s \dot{\phi}_c + N_L \dot{\phi}_2 = -V_o, \dot{\phi}_1 + \dot{\phi}_c = \dot{\phi}_2 \quad (5)$$

식 (5)를 풀면 각 변에 흐르는 자속율은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{\phi}_c &= -\frac{V_p}{N_p}, \dot{\phi}_1 = \frac{(N_s + N_L) V_p - N_p V_o}{N_p N_L}, \\ \dot{\phi}_2 &= \frac{N_s V_p - N_p V_o}{N_p N_L} \end{aligned} \quad (6)$$

가운데 변의 자속은 일차에 인가한 양의 전압에 의해 선형으로 감소한다. 왼쪽 변의 자속은 선형으로 증가하여 공극에 에너지를 저장한다. 오른쪽 변의 권선은  $S_2$ 와 직렬로 연결되어 있고 가운데 변의 자속의 반이 흐르므로 턴 수  $N_L/2$ 을 갖는 이차 권선으로 볼 수 있다.

모드 4 :  $(0.5+d)T_s < t < T_s$

$Q_3$ 과  $Q_4$ 가 동시에 도통되어 일차 측이 freewheeling 상태에 있어 이차 측 전압이 영이 된다. 따라서 인덕터  $L_2$  전류는 그림 2에서와 같이 다이오드  $D_6$ 를 통해 선형으로 감소하고, 인덕터  $L_1$ 에는 전류가 흐르지 않는다. 자속율에 관한 식을 다음과 같이 세울 수 있다.

$$N_p \dot{\phi}_c = 0 \Rightarrow \dot{\phi}_c = 0, N_s \dot{\phi}_c - N_L \dot{\phi}_1 = V_o, \dot{\phi}_1 = \dot{\phi}_2$$

(7)

식 (7)을 풀면 각 변에 흐르는 자속율은 다음과 같다.

$$\dot{\Phi}_c = 0, \dot{\Phi}_1 = -\frac{V_o}{N_L}, \dot{\Phi}_2 = -\frac{V_o}{N_L} \quad (8)$$

가운데 변의 자속은 일정하고 바깥 변의 자속은 선형으로 감소한다.

전압 변환비  $M(D)$ 는 바깥 변 중 하나를 선택하여 평균 자속율이 영이 되는 조건으로부터 구한다.

$$M(D) = \frac{V_o}{V_g} = 2D \frac{N_s + N_L/2}{N_p} \quad (9)$$

여기서  $D$ 는 정상상태의 시비율을 나타낸다. 인덕터 권선이 변압기 이차 권선 역할을 함을 알 수 있다. 시비율과 변압기 및 인덕터의 권선 비를 적절히 선택하여 원하는 출력 전압을 얻을 수 있다.

출력 인덕터 한 개의 인덕턴스는 다음 식으로 주어진다.

$$L_1 = \frac{1}{2} N_L^2 P_g \quad (10)$$

여기서  $P_g$ 는 바깥 한 변에 위치한 공극의 퍼미언스로 다음과 같다.

$$P_g = \frac{\mu_0 A_o}{l_g} \quad (11)$$

여기서  $\mu_0$ 는 공기의 투자율이고,  $A_o$ 와  $l_g$ 는 바깥 변의 단면적과 공극의 길이를 나타낸다. 자화 인덕턴스는 다음과 같다.

$$L_m = 2N_p^2 P_g \quad (12)$$

바깥 변의 첩두-첩두 교류 자속과 최대 자속의 크기는 다음과 같다.

$$\Delta\Phi_{outer-leg} = \frac{DV_o}{f_s N_L} \left[ \frac{N_s + N_L}{2D(N_s + N_L/2)} - 1 \right]$$

$$\Delta\Phi_{outer-leg-peak} = \frac{1}{2} (N_L P_g I_L + \Delta\Phi_{outer-leg}) \quad (13)$$

여기서  $f_s$ 는 스위칭 주파수를 의미한다. 가운데 변에는 직류 자속이 없기 때문에 변압기에 의한 교류 자속만이 존재한다. 따라서 첩두-첩두 교류 자속의 크기와 최대 자속의 크기는 다음과 같다.

$$\Delta\Phi_{center-leg} = \frac{V_o}{2f_s (N_s + N_L/2)}$$

$$\Delta\Phi_{center-leg-peak} = \frac{V_o}{2f_s (N_s + N_L/2)} \quad (14)$$

각 변의 최대 자속 밀도로부터 코어에서 자기포화가 발생하는가를 파악할 수 있고, 교류 자속밀도로부터 각 변에서 발생하는 코어 손실을 구할 수 있다.

### 3. PSFB 컨버터용 IM 회로 설계

표 1. IM 회로의 설계 사양

Table 1. Design parameter for IM circuit

Rated output power	1.2 kW
Output voltage	12 V
Input voltage range	350 ~ 410 V
Switching frequency	100 kHz
Transformer voltage ratio	20:1
Outer leg peak flux density	0.2 T
Output inductance	0.656 μH
Size	55×37×20 mm 이하

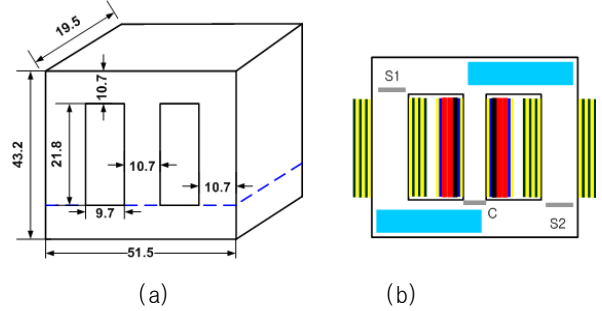


그림 4 40:1:2의 권선비를 갖는 IM 회로 설계  
(a) EI 코어 형상 및 치수 [mm], (b) 권선 S1-P-P-S2  
Fig. 9. Design for IM circuit with 40:1:2 winding  
(a) Core structure and dimension, (b) winding S1-P-P-S2

제안된 PSFB용 IM 회로를 표 1의 사양을 갖는 1.2 kW급 전원장치에 적용하여 전기적 사양, 코어 치수, 권선 사양 등을 고려하고, 일부 설계 변수를 조절하여 손실과 효율을 분석하여 1.2 kW급 전원장치용 IM 회로의 최적설계를 수행하였다.

그림 4는 이러한 방법으로 설계된 IM 회로를 나타낸다. 형상은 EI 코어로 치수는 다음과 같다. 규격에서 주어진 치수의 부피는 44 mL이고, 코어 창 면적은 211 mm<sup>2</sup>이다. 공극은 바깥 쪽 변에 있고 길이는 출력 인덕턴스 값을 얻기 위해 0.77 mm로 선정한다. 이 경우 일차 측으로 환산한 자화 인덕턴스는 1.014 mH이다.

스위칭 주파수 100 kHz에서 표피 두께는 0.21 mm이다. 권선의 단면적은 450 A/cm<sup>2</sup>을 기준으로 선정한다. 그림 4(b)는 권선의 배치를 나타내며 각 권선의 설계는 다음과 같다.

- 변압기 일차 권선
  - 턴 수 : 40, 층 수 : 1
  - 선 형태: 둥근선, 구리 직경 0.75 mm
  - R<sub>DC</sub> = 0.098 Ω, F<sub>R</sub> = 3.162 (F<sub>R</sub>=R<sub>AC</sub>/R<sub>DC</sub>)
- 변압기 이차 권선
  - 묶음 수: 2 (중간 분기), 턴 수 : 1, 층 수 : 1
  - 선 형태: 각선, 구리 두께 0.6 mm, 폭 17 mm
  - R<sub>DC</sub> = 0.18 mΩ, F<sub>R</sub> = 2.487
- 인덕터
  - 묶음 수: 2 (바깥 변), 턴 수 : 2, 층 수 : 1
  - 선 형태: 각선, 구리 두께 0.6 mm, 폭 17 mm
  - R<sub>DC</sub> = 0.59 mΩ, F<sub>R</sub> = 2.487

### 4. 시뮬레이션 및 실험

제안한 1.2 kW 고밀도 IM 회로의 타당성을 살펴보고자 시뮬레이션 및 Prototype 제작을 통한 실험을 진행하였다. 제작한 IM 회로의 측정값은 자화인덕턴스 : 1.06 mH, 출력 인덕턴스 : 0.28 μH이다. 그림 5, 6은 PSIM을 이용한 전체 회로의 시뮬레이션 결과이고, 그림 7, 8은 prototype의 실험 결과 파형을 보이고 있다. IM 회로에서의 변압기 1차측 전류, 전압 파형과 primary 스위치의 drain-source 양단 전압 및 gate-source 양단 전압을 보이고 있다. 시뮬레이션 및 실험 파형이 앞서 설명한 모드별 동작원리의 이론적인 파형과 동일함을 알 수 있다.

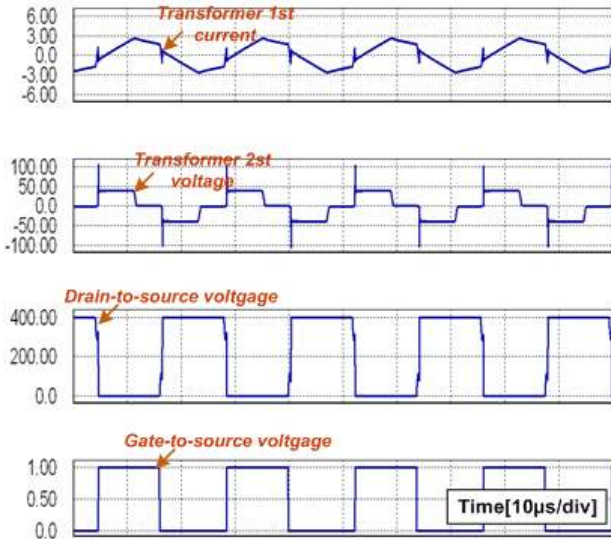


그림 5 시뮬레이션 파형 (출력전류 20 A)  
Fig. 5 Simulation waveforms (output current 20 A)

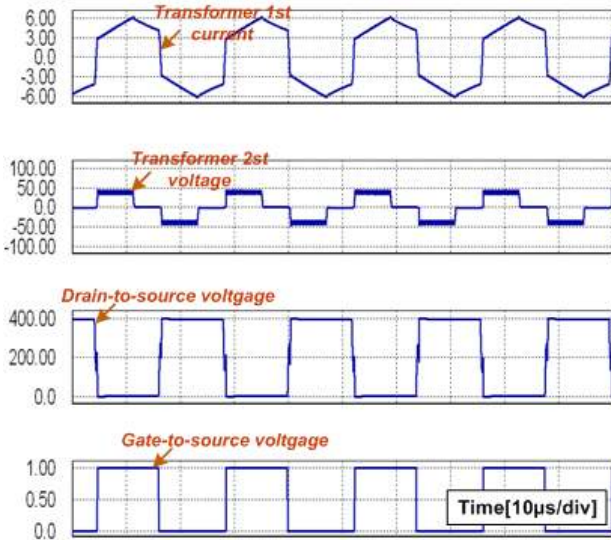


그림 6 시뮬레이션 파형 (출력전류 90 A)  
Fig. 6 Simulation waveforms (output current 90A)

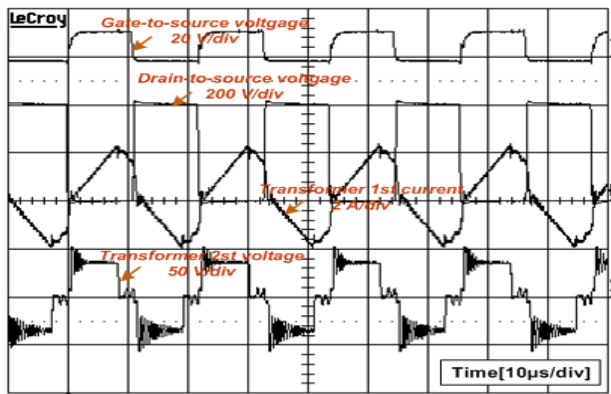


그림 7 실험 파형 (출력전류 20 A)  
Fig. 7 Experimental waveforms (output current 20 A)

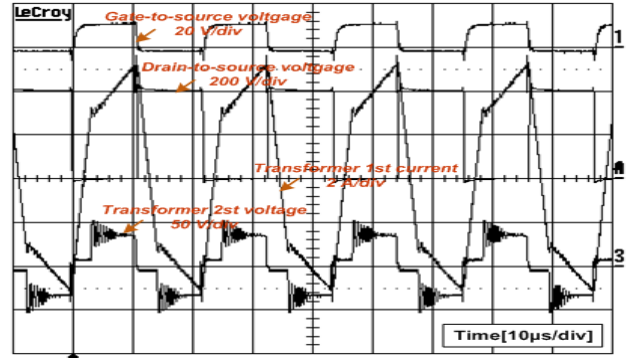


그림 8 실험 파형 (출력전류 90 A)  
Fig. 8 Experimental waveforms (output current 90 A)

## 5. 결론

본 논문에서는 PSFB 컨버터의 변압기와 출력 인덕터를 하나의 코어에 집적하여 전력 밀도를 높이는 방법을 제안하였다. 모드 해석을 통해 제안된 컨버터의 동작원리에 따라 IM 회로의 해석 및 설계 방법을 제시하였다. 시뮬레이션 및 실험을 통하여 이론의 타당성을 검증하였고 결과적으로 주파수의 증가 없이 컨버터의 전력밀도 향상을 기대할 수 있게 되었다. 제시한 IM 회로의 설계 및 해석 방법은 PSFB 이외의 다른 컨버터의 IM 회로 설계에도 많은 도움이 될 것이다.

이 논문은 (주)삼성전기의 연구비 지원에 의하여 연구되었음

## 참고 문헌

- [1] Shin, H.B., Jang, E.S, Park, J.K., Lee, H.W. and T.A. Lipo. "Small-signal Analysis of Multiphase Interleaved Boost Converter with Coupled Inductor". IEE Proc.-Electr. Power Appl, pp.1161 ~ 1170, vol. 152, No. 5, September 2005
- [2] Chen, R.-T. Chen, Y.-Y., "Synthesis and design of integrated-magnetic-circuit transformer for VRM application" Electric Power Applications, IEE Proceedings, pp.369 ~ 378, vol.153, Issue 3, 1 May 2006
- [3] Liang Yan, Dayu Qu, Lehman, B., "Integrated magnetic full wave converter with flexible output inductor", Power Electronics, IEEE Transactions on, pp.670 ~ 678, vol.18, Issue 2, March 2003
- [4] Peng Xu, Qiaoqiao Wu, Pit-Leong Wong and Fred C. Lee, "A Novel Integrated Current Doubler Rectifier", Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000. APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE, pp.735 ~ 740, vol.2, 2000.