

교차 자속을 이용한 새로운 플라이백 컨버터

(A New Flyback Converter Using the Cross Flux of Transformer)

구복재* · 김효선 · 박성준 · 박성미**

(Bok-Jae Ku · Hyo-Seon Kim · Sung-Jun Park · Seong-Mi Park)

Abstract

This research proposes a new type of flyback converter topology based on magnetic circuit sharing. The proposed flyback topology uses a transformer involving shared magnetic flux, and its characteristic is magnetic flux cancelation by cross magnetic flux in the magnetic flux-sharing part of the core. The new topology aims to reduce the volume of transformer by reducing the cross section of the core. Compared to conventional converters using only 1 transformer, its circuit configuration involving the serial input and parallel output of 2 flyback coils allowed increased converter insulation strength. In addition, the adoption of interleaved switching method achieved the improvement of output voltage ripple, while magnetic circuit sharing reduced by 50% the cross section of core where magnetic circuit was shared.

Key Words : Flyback Converter, Magnetic Circuit, Magnetic Circuit Sharing, Cross Magnetic Flux

1. 서 론

현재 전기·전자 기기는 소형화, 경량화되고 있으며 에너지 절약 및 효율적 소비에 대한 관심과 규제가 증가함으로써 전력변환기에 대한 고성능화, 고효율화가

계속 이루어지고 있다. 대표적인 소형 전력변환기는 SMPS이며, SMPS의 효율개선 및 소형화는 그 파급 효과가 매우 큰 것으로 나타났다.

절연형 SMPS에서 부피와 무게를 차지하면서 효율에 큰 영향을 주는 소자는 변압기와 인덕터이다. 이중 변압기가 필수적으로 들어가야 하는 컨버터의 경우는 변압기 설계가 효율, 성능, 크기 및 부피에 중요한 요소가 된다[1]. 전자제품의 소형화와 슬립화로 인하여 SMD 변압기, 평면 변압기 등 다양한 변압기가 개발되어 상용화되고 있다. 또한 변압기와 인덕터를 하나로 집적화한 Integrated Magnetic 변압기의 등장에서 볼 수 있듯이 자기적 성질을 이용하여 자기회로의 부피를 줄이고, 성능을 향상시키는 연구개발이 지속되고 있다[2-3].

* 주저자 : 전남대학교 전기공학과 박사수료
** 교신저자 : 한국승강기대학교 메카트로닉과 조교수
* Main author : Ph.D. course, Dept. of Electrical Engineering, Chonnam National University, Korea
** Corresponding author : Professor, Dept. of Mechatronics Engineering Korea Lift College, Korea
Tel : 055-949-2251, Fax : 055-949-2254
E-mail : seongmi@klc.ac.kr
접수일자 : 2014년 7월 2일
1차심사 : 2014년 7월 4일
심사완료 : 2014년 7월 31일

변압기를 사용한 절연형 SMPS의 단점인 부피와 변압기 손실을 최소화하기 위해서는 자기적 성질을 이용하여 자기회로의 부피를 줄이면서, 효율을 향상시킬 수 있는 연구가 어느 때 보다 절실히 요구되고 있다.

본 논문에서는 자기회로 공유를 이용하여 변압기의 부피를 축소시킬 수 있는 새로운 구조의 플라이백 컨버터를 제안한다. 제안된 플라이백 토폴로지는 자속 교차의 특징을 갖는 자로 공유 변압기를 사용함으로 자속 공유 코어 부분에서 자속을 상쇄하게 하였다. 이러한 자로 공유와 자속 상쇄를 이용한 변압기를 사용함으로 코어의 단면적 및 철손을 줄일 수 있었다. 2개의 플라이백 회로에서 입력 전압을 분할하여 직렬 입력으로 구성함으로써 고전압 입력에도 강인함을 갖도록 하였다. 인터리브 스위칭 방식을 사용한 2개의 플라이백 컨버터는 자속 교차출력을 행하였다. 이로 인하여 공유 자로에서 자속을 상쇄시켜 코어의 단면적을 줄임으로써 변압기 크기를 감소시켰다. 또한 제안하는 토폴로지의 타당성을 시뮬레이션과 실험을 통해 증명하였다.

2. Flyback Converter 특성

2.1 Flyback Converter 특성

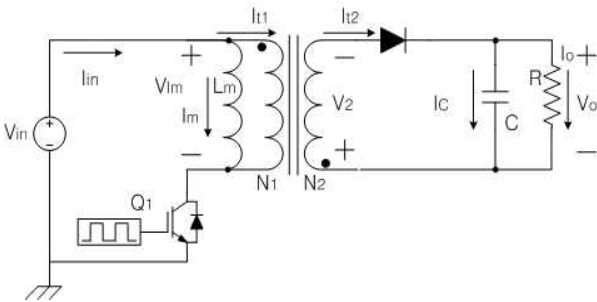


그림 2.1 플라이백 컨버터의 구조
Fig. 2.1 Structure of Flyback Converter

그림 2.1에 나타낸 플라이백 컨버터는 입력단과 출력단을 절연시킨 직류-직류 변환기로 그 기본적인 동작은 비절연 벡-부스트 변환기의 동작과 유사하다. 즉 스위치가 온될 때 자화인덕턴스 L_m 에 에너지를 저장하였

다가 스위치가 오프되면 부하로 에너지가 전달된다. 스위치 온일 때 입력전압 V_{in} 이 적분으로 나타나는 자화 인덕터 전류 I_m 은 다음과 같다.

$$I_m = \frac{1}{L_m} \int V_{in} dt = \frac{1}{L_m} V_{in} t + I_m(0) \quad (2-1)$$

식 (2-1)에서 자화인덕터 초기전류 $I_m(0)$ 가 0이면 DCM(Discontinue Current Mode)으로 동작하고 영이 아니면 CCM (Continue Current Mode)으로 동작한다. 식 (2-1)로부터 자화인덕턴스에 흐르는 전류 변화량 ΔI_m 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\Delta I_m = \frac{1}{L_m} V_{in} t = \frac{1}{L_m} V_{in} DT \quad (2-2)$$

따라서 스위치 온 시 자화 인덕터의 에너지 변동분 ΔE_L 은 다음과 같다.

$$\Delta E_L = \frac{1}{2} L_m \left(\left(\frac{1}{L_m} V_{in} DT \right)^2 + \frac{2}{L_m} V_{in} DT I_m(0) \right) \quad (2-3)$$

스위치 오프일 때 양변을 시간 t 에 대해 적분하여 I_m 에 대해 정리하면 다음과 같다.

$$I_m = -\frac{N_1}{N_2} \frac{1}{L_m} V_o t + I_m(0) + \Delta I_m \quad (2-4)$$

전류 연속·불연속 모드를 포괄하기 위해 자화 전류가 0이 되는 지점을 D_2 로 놓고 식을 전개하면 다음과 같다.

$$I_m(0) = -\frac{N_1}{N_2} \frac{1}{L_m} V_o D_2 T + I_m(0) + \Delta I_m \quad (2-5)$$

위 식에서 자화인덕턴스의 전류 변화량 ΔI_m 을 구하면 다음과 같고, 이는 스위치가 온될 때의 자화인덕턴스 전류의 변화량과 일치해야 한다.

$$\Delta I_m = \frac{N_1}{N_2} \frac{1}{L_m} V_o D_2 T = \frac{1}{L_m} V_{in} DT \quad (2-6)$$

위 식으로부터 다음을 도출할 수 있다.

$D_2 < (1-D)$ 이면 DCM

$D_2 = (1-D)$ 이면 CCM

CCM의 경우는 D_2 에 $(1-D)$ 을 대입하여 입출력 관계식을 구한다.

$$V_o = \frac{N_2}{N_1} \frac{D}{(1-D)} V_{in} \quad (2-7)$$

DCM의 경우는 스위치가 오프되면 변압기 자화 인덕턴스의 전류가 다음 주기가 시작되기 전에 0으로 감소하기 때문에 회로에서 전력 관계 또는 전하량 관계를 해석하여 입출력 관계식을 구한다. 출력단 정류 커패시터의 용량이 충분히 크다고 가정하면, 2차 측 전류에 의해 축적되는 전하량과 출력 전류에 의한 전하량은 서로 같아야 한다. 여기서 커패시터에 흐르는 전류의 평균치는 0이기 때문에 커패시터에 흐르는 전류는 고려하지 않아도 된다. 따라서 변압기 2차 전류에 의해 축적되는 전하량과 출력 전류에 의해 축적되는 전하량이 같다는 조건으로 D_2 를 구하면 아래 식과 같다.

$$D_2 = \frac{N_2}{N_1} \frac{2L_m}{RDT} \frac{V_o}{V_{in}} \quad (2-8)$$

DCM에서의 입출력 관계식은 식 (2-9)와 같으며 이 식을 식 (2-8)에 대입하면 입출력 관계식은 식 (2-10)과 같다.

$$V_o = \frac{N_2}{N_1} \frac{D}{D_2} V_{in} \quad (2-9)$$

$$V_o = \frac{D}{\sqrt{\frac{2L_m}{RT}}} V_{in} = V_{in} D \sqrt{\frac{R}{2L_m f}} \quad (2-10)$$

입출력 관계식이 듀티비와 권선비로 정해졌던 CCM과 달리 DCM에서는 듀티비 외에 부하저항, 자화인덕턴스, 스위칭 주파수가 입출력 관계식의 파라미터로 작용하게 된다. DCM 및 CCM의 경우 자화 인덕턴스

전류 형상은 그림 2.2에 나타나있다.

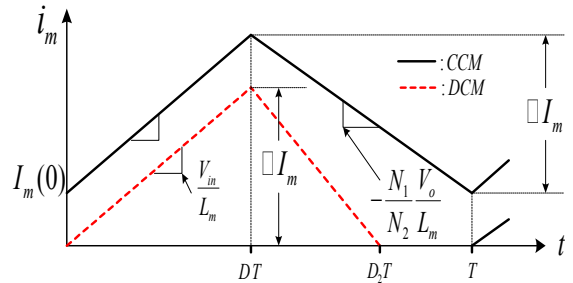


그림 2.2 플라이백 컨버터의 자화 인덕턴스 전류
Fig. 2.2 Magnetizing Inductance Current of Flyback Converter

2.2 새로운 플라이백 컨버터 토폴로지 제안

일반적으로 플라이백 컨버터에서 출력을 병렬 운전 경우는 고압 구동용을 위해 입력 측을 직렬로 구성하여 스위치 전압 스트레스를 저감하거나, 출력증대나 신뢰성 증대를 위하여 입출력 모두 병렬로 연결하는 경우가 대부분이다.

그림 2.3은 고압 구동용을 위해 두 개의 플라이백 컨버터를 사용하여 입력 측을 직렬로 출력 측을 병렬로 구성된 토폴로지를 나타내고 있다. AC 입력을 위해 풀브릿지 다이오드를 앞단에 추가하였으며 2개의 평활 커패시터에 의해 입력전압을 분할하여 두 플라이백에 입력되도록 하였다. 이로 인해 상·하단 플라이백의 스위치 소자의 전압 스트레스가 감소하게 되고, 입력 가능한 전압 범위가 높아지게 된다. 이 특징은 고압 SMPS 구성이 용이하게 되는 장점이 있다. 또한 상·하단의 스위치에 180° 위상차를 갖는 PWM 신호를 입력하여 인터리브 스위칭하면 출력 전압의 리플이 감소하게 된다.

그림 2.3과 같이 병렬 출력 플라이백 컨버터 구조를 갖는 경우 두 개의 변압기가 존재하며 두 변압기의 자속은 독립적으로 존재한다. 이로 인하여 변압기의 사이즈를 감소시키기는 불가능하다. 만일 그림 2.3과 같이 두 변압기 1차 2차 권선을 같은 면에 존재하여 상대 면을 사용하지 않는다면 이면은 서로 결합하여 사용하여도 그 동작에는 문제가 없다.

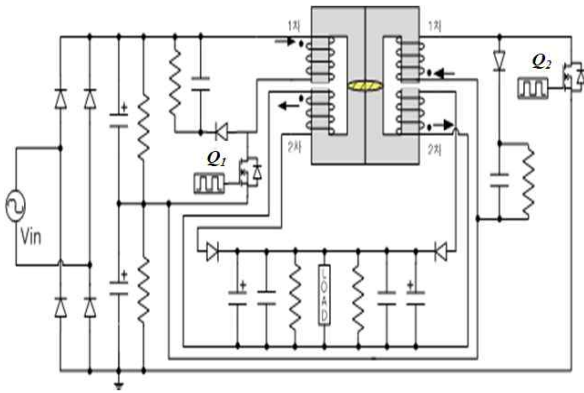


그림 2.3 병렬 출력 플라이백 컨버터 구조
Fig. 2.3 Flyback Converter of Output Parallel Structure

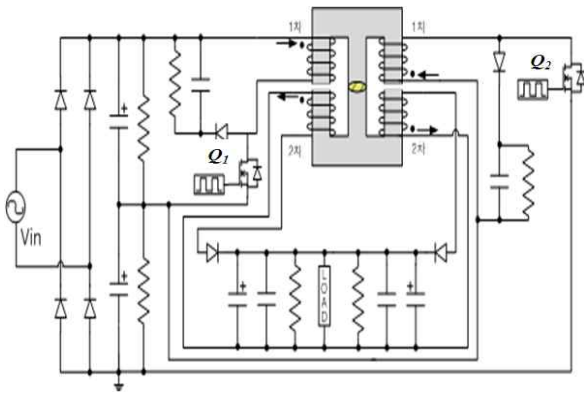


그림 2.4 제안된 자로 공유형 플라이백 컨버터
Fig. 2.4 Magnetic Path Sharing Flyback Converter

그림 2.4는 변압기의 사이즈 감소를 위한 제안된 자로 공유형 플라이백 컨버터를 나타내고 있다. 그림 2.3에서 상·하단 변압기를 한쪽 자로가 맞닿도록 붙여 놓았을 때, 맞닿은 자로에서 각 변압기의 자속이 상쇄하도록 상·하단 권선 방향으로 배치하면 맞닿은 부분의 자로에서 자속은 두 자속의 절대치 합 보다 적게 된다. 두 변압기를 붙임으로 인해 변압기의 맞닿은 코어는 전체 변압기 구조 상 3개의 자로 통로 중에서 가운데에 위치하게 되며, 맞닿은 코어에서는 변압기 2개의 자로를 공유하게 된다. 앞으로 변압기에서 맞닿은 코어로 이루어진 가운데 자로를 지칭할 때 중앙 코어와 중앙 자로라는 단어를 사용해 표현하기로 한다. 상·하단 플라이백의 교차 동작으로 변압기의 중앙 코어는 상·하단 권선을 자속 상쇄 방향으로 배치하였

기 때문에 자로를 공유하는 중앙 코어에서는 자속이 상쇄하여 자속밀도가 감소하게 된다. 이는 자속을 공유하는 가운데 코어의 단면적을 줄일 수 있다는 근거를 제공한다. 따라서 제안하는 토폴로지는 코어의 공유자로를 사용함으로써 중앙자로의 단면적을 줄임으로써 변압기 부피 및 무게를 감소시킬 수 있다는 특징이 있다. 또한 중앙코어의 자속밀도 저감과 단면적 저감은 변압기의 철손을 감소시켜 변압기 효율 증가에도 기여할 수 있다.

제안된 자로 공유형 플라이백 컨버터의 동작모드는 총 6개 모드로 나누어지면 각 모드에 따른 등가회로는 그림 2.5에 나타나있다.

1) Mode 1

상단 플라이백 스위치 Q_1 은 온되고, 하단 플라이백 스위치 Q_2 는 오프된 상태로 상단 변압기의 자화 인덕턴스에는 에너지가 저장되고 하단 변압기에서는 이전 주기에 자화 인덕턴스에 저장된 에너지가 출력으로 전달된다.

2) Mode 2

Mode 1과 같은 스위치 상태에서 하단 변압기의 자화 인덕턴스의 에너지가 0이 되어 출력 전측으로 에너지 전달이 없는 상태이다.

3) Mode 3

상단 플라이백 스위치 Q_1 은 오프되고, 하단 플라이백 스위치 Q_2 는 오프된 상태로 상단 변압기에서는 이전 주기에 자화 인덕턴스에 저장된 에너지가 출력으로 전달된다.

4) Mode 4

상단 플라이백 스위치 Q_1 은 오프되고, 하단 플라이백 스위치 Q_2 는 온된 상태로 하단 변압기의 자화 인덕턴스에는 에너지가 저장되고 상단 변압기에서는 이전 주기에 자화 인덕턴스에 저장된 에너지가 출력으로 전달된다. 이 경우 공유자로의 두 자속이 동일한 방향인 경우에도 성립하나 총 자속은 두 자속의 합으로 되어 포화현상이 쉽게 일어난다.

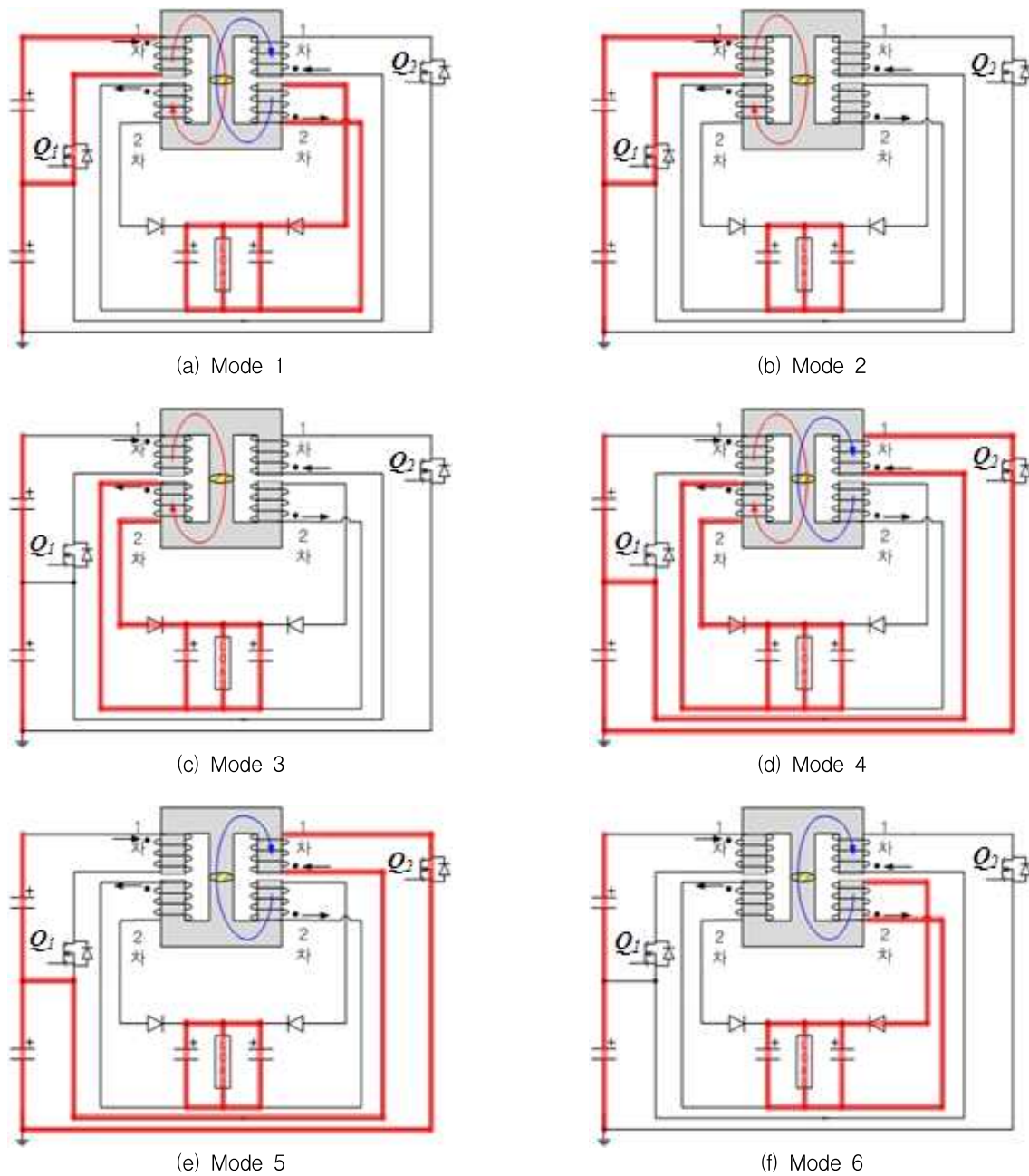


그림 2.5 제안된 컨버터의 동작모드
Fig. 2.5 Operation Mode of Proposed Converter

5) Mode 5

Mode 4와 같은 스위치 상태에서 상단 변압기의 자화 인덕턴스의 에너지가 0이 되어 출력전류에 에너지 전달이 없는 상태이다.

6) Mode 6

상단 플라이백 스위치 Q_1 은 오프되고, 하단 플라이백 스위치 Q_2 는 오프된 상태로, 하단 변압기에서는 이 전 주기에 자화 인덕턴스에 저장된 에너지가 출력으로

교차 자속을 이용한 새로운 플라이백 컨버터

로 전달된다.

3. 시뮬레이션 및 실험결과

3.1 시뮬레이션 결과

그림 3.1은 제안된 토폴로지에 대한 PSIM 시뮬레이션 회로이다. 기존의 변압기로는 자로 공유형 변압기의 특성을 모델링하기는 어렵기 때문에 Magnetic Elements를 사용하여 자로 공유형 변압기를 모델링하였다. 공유형 변압기를 모델링에서 파라미터 값은 코어 제작회사에서 제공한 Datasheet를 참고하여 그림 3.2와 같이 입력하였다.

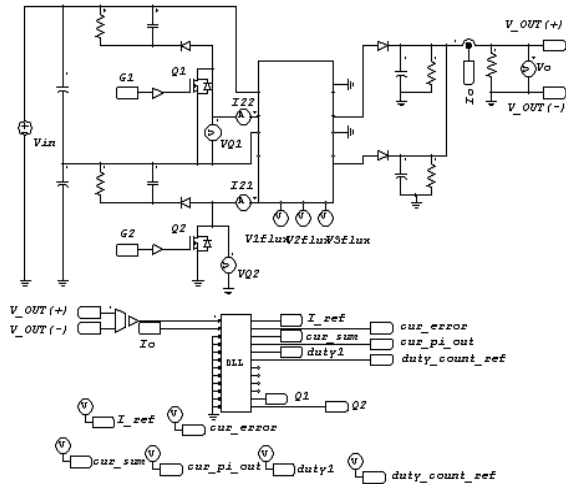
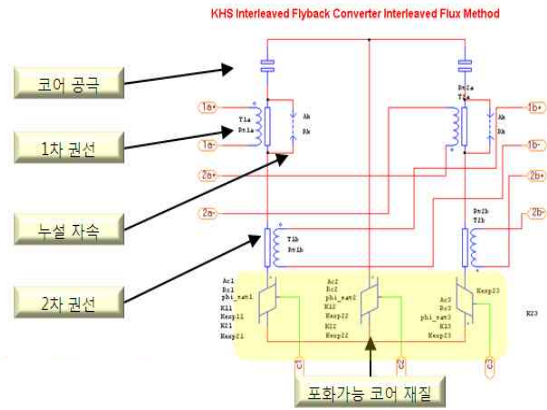


그림 3.1 시뮬레이션 회로도
Fig. 3.1 Simulation Circuit

Magnetic Elements로 단일 변압기 2개 사용한 회로의 특성과 자로 공유 변압기 사용한 회로의 특성을 비교분석하였다. 그림 3.3은 기존 컨버터의 시뮬레이션 결과이며, 그림 3.4는 제안된 컨버터의 시뮬레이션 결과이다. 두 결과에서 보는바와 같이 출력전압, 변압기 전류, 스위치 전압은 동일한 특성을 보이고 있다. 다만 공유 자로 부분의 자속은 기존 방식은 단극성을 이루어지고 있으나, 제안된 방식에서 자속량을 보면 자로 공유 변압기의 중심코어에서 자속 상쇄로 인해 정, 부로 교차하는 주기적인 파형이 됨을 알 수 있다.

PSIM magnetic elements 변압기 모델링



Core air gap	
Name	MAG_AIR_GAP2
Air Gap Length	0.45e-3
Cross Section Area	1.25e-4
Resistance for Losses	3m
Current Flag	0

Winding	
Name	MAG_WINDING1
Number of Turns	T1a
Winding Resistance	R11a

Flux leakage path	
Name	MAG_LEAKAGE1
Inductance Factor AL	AL
Resistance for Losses	Rk
Current Flag	1

Magnetic core with saturation	
Name	MCORE_SAT1
Inductance Factor AL	AL1
Resistance for Losses	Rc1
Coefficient phi_sat	phi_sat1
Coefficient K1	K11
Coefficient Kexp1	Kexp11
Coefficient K2	K21
Coefficient Kexp2	Kexp21
Initial Flux phi_o	0
Current Flag	0

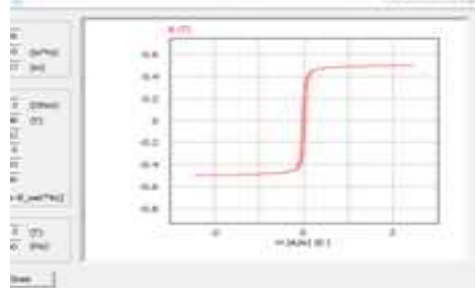


그림 3.2 변압기 모델링 파라미터
Fig. 3.2 Transformer Modeling Parameter

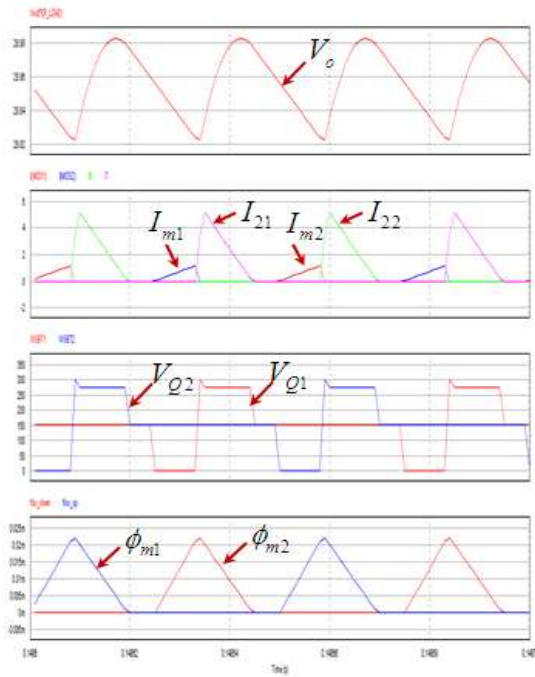


그림 3.3 기존 컨버터의 시뮬레이션 결과
Fig. 3.3 Simulation Results of Conventional Converter

3.2 실험 결과

표 1은 제안된 플라이백 컨버터 사양을 나타내고 있다.

표 1. 플라이백 컨버터 회로 파라미터
Table 1. Flyback Converter each Parameter

입력단 정류 캐패시터	330uF
입력단 더미 저항	10k Ohm
스위치 소자	900V MOSFET 11A
스너버 다이오드	I(FAVM)=30A, V(1000V)=100V
출력단 AC 캐패시터	33nF, 300V
부하 저항	20 Ohm, 400W
스너버 캐패시터	450V, 22uF
스너버 저항	20k Ohm
출력단 다이오드	100V, 20A
출력단 정류 캐패시터	250V, 330uF
스위칭 주파수	20kHz
변압기 자화 인덕턴스	1.2mH

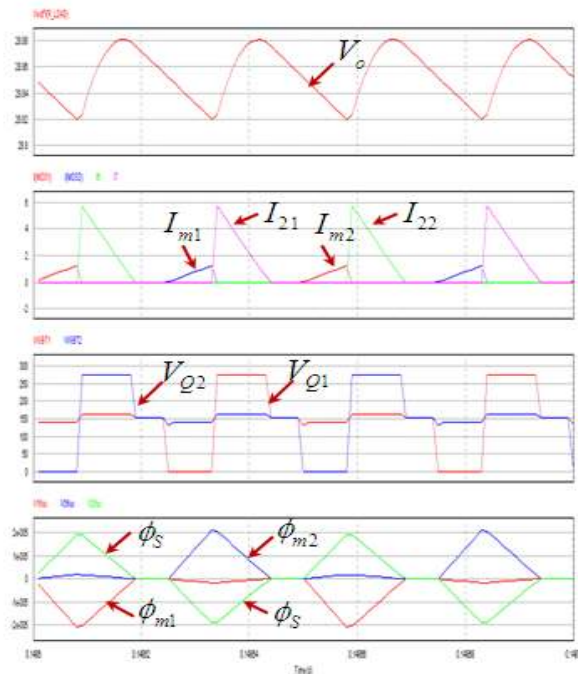


그림 3.4 제안된 컨버터의 시뮬레이션 결과
Fig. 3.4 Simulation Results of Proposed Converter

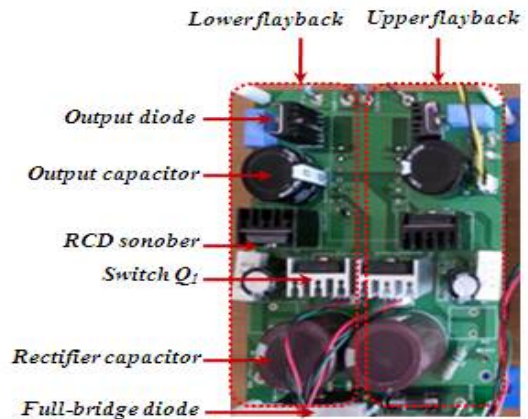


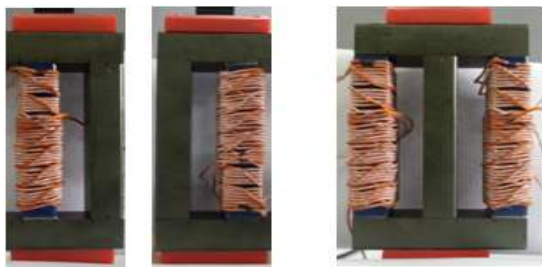
그림 3.5 Prototype 파워스택
Fig. 3.5 Prototype Power Stack

그림 3.5는 제안된 컨버터 토폴로지를 바탕으로 제작한 자속 공유형 플라이백 컨버터 보드이다. 상·하단 플라이백을 좌·우 대칭이 되도록 배치하였으며 소자 배치 또한 그림처럼 좌·우 대칭이 되도록 하였다. 제어 MCU는 TMS320F28027을 사용하였다. 특히

교차 자속을 이용한 새로운 플라이백 컨버터

본 보드는 기존의 토폴로지와 제안된 토폴로지를 모두 구동할 수 있게 변압기 인출 단자를 설치하였다.

그림 3.6은 제작된 플라이백 변압기 사진을 나타내고 있다. 변압기는 기존방식과 제안된 방식을 비교 검토하기 위해 동일 코어를 사용하여 단일 변압기 2개를 제작하였고, 코어를 결합한 자로 공유형 변압기를 제작하였다. 권선 수는 58:12로 감았고, 공극은 0.45mm를 넣었다. 결합지수를 높이기 위해 1차와 2차의 권선을 5턴 당 1턴씩 교차하여 감았다.



(a) 기존변압기 (b) 자속공유형 변압기

그림 3.6 제작된 변압기

Fig. 3.6 Maded Transformer

- (a) Conventional Transformer
- (b) Flux Share Type Transformer

그림 3.7은 제작된 변압기의 포화 현상을 관찰하기 위해 전류 포화 특성을 관찰한 파형이다. 자화전류는 입력전압 인가 시 선형적으로 증가하다가 약 3A 부근에서 포화현상이 발생하여 급하게 증가하였다. 이 때 출력은 176W였다.

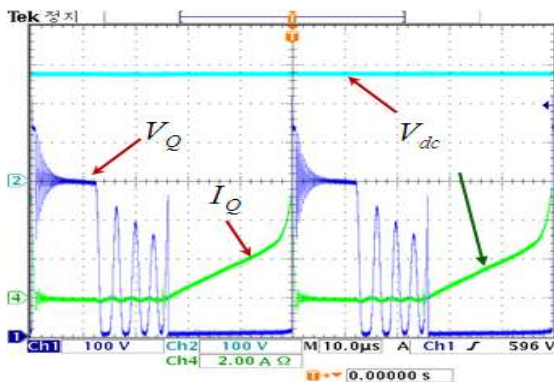
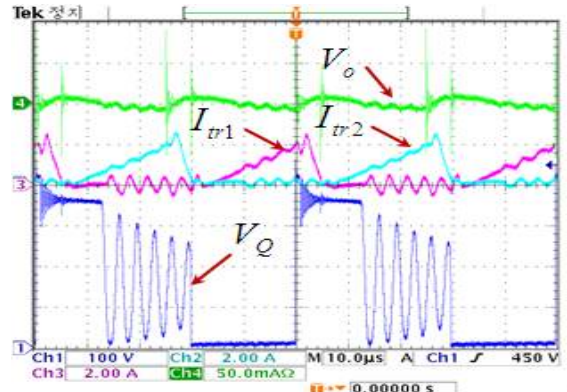


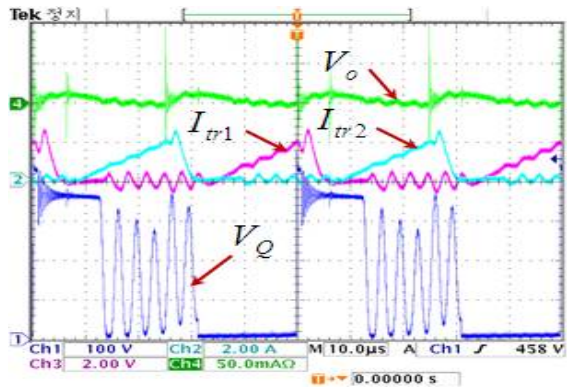
그림 3.7 변압기 포화 특성 파형

Fig. 3.7 Saturation Characteristics of Transformer

그림 3.8의 120W 출력 시 기존 컨버터와 제안된 컨버터의 동작파형을 나타내고 있다. 단일 변압기 2개 사용 시와 자로 공유 변압기 사용 시, 양쪽 모두 상당 플라이백 변압기 1차 전류와 하단 플라이백 변압기의 1차 전류가 180° 위상차를 갖고 동작하고 있음을 알 수 있다.



(a) 기존 방식의 스위치 전압, 변압기 전류 및 출력전압



(b) 제안된 방식의 스위치 전압, 변압기 전류 및 출력전압

그림 3.8 컨버터의 동작 특성 파형

Fig. 3.8 Operation Characteristics of Converter

- (a) Conventional Topology
- (b) Proposed Topology

또한 출력 전압의 리플 파형도 자로 공유 전과 후의 출력 리플이 거의 같음을 확인할 수 있다. 그림 3.9는 변압기 자로 공유 전과 후의 컨버터 전체 효율을 측정 한 결과이다. 단일 변압기 2개 사용 시 컨버터의 최고 효율은 82.1%, 자로 공유 변압기 사용 시 최고 효율은 82.4%로 측정되었다.

자로 공유형 결합 변압기를 사용한 경우에도 변압기 출력이 같고, 출력 전류 리플도 같다는 것을 확인하였으므로 자로 공유형 변압기를 사용하면 공유 자로의 단면적을 축소할 수 있다.

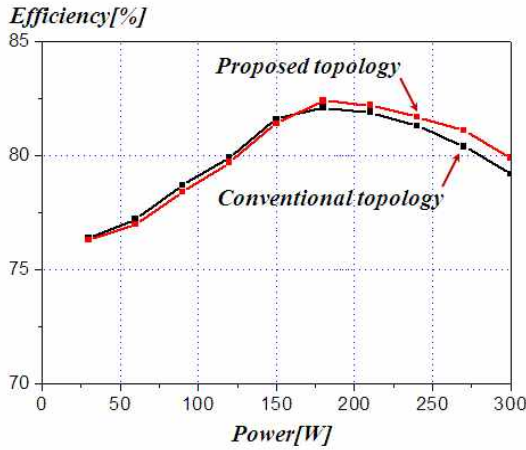


그림 3.9 효율 측정
Fig. 3.9 Efficiency Measurement

표 2는 기존 1자로 구성된 플라이백 컨버터와 제안된 자속 공유형 컨버터의 특성을 분석한 것이다. 표에서 알 수 있듯이 기존 컨버터에 비하여 제안된 컨버터의 특징은 자로 최적을 약 17% 줄일 수 있고 특히 공유자로 부분의 철손을 줄일 수 있으며, 높은 구동전압이 가능한 장점이 있다.

표 2. 컨버터의 특성비교
Table 2. Characteristics Compare of each Converter

비교항목	기존 컨버터	제안된 컨버터
전압 스트레스	$V_{dc} + V_c$	$V_{dc}/2 + 2V_c$
등가 스위칭 주파수	f	$2f$
스위칭 소자수	1	2
최대 구동전압	V_{max}	$2V_{max}$
코어의 체적	W	$0.83W/4$
코어의 철손	<i>Small</i>	<i>Large</i>

4. 결 론

본 연구에서는 자속 교차의 특징을 갖는 자로 공유 변압기를 사용한 플라이백 컨버터를 제안하였다. 변압기 자기회로를 공유하여 자속 공유 코어에서 자속이 교차하고 상쇄하는 특징을 이용해 코어의 단면적을 줄임으로서 변압기 부피 감소를 목적으로 한다. 실험 결과와 논문의 특징은 다음과 같다.

- (1) 2개의 변압기를 결합한 플라이백 변압기에서 자속을 공유하는 중심 자로의 단면적을 반으로 축소하여 실험하였다.
- (2) 중심 자로의 단면적을 축소한 변압기는 단면적 축소 전과 출력이 같다는 것을 확인하였다. 즉 공유된 자기회로에서 자속의 교차와 상쇄로 인해 적은 단면적 대비 같은 출력을 낼 수 있었다.
- (3) 변압기 중심 자로의 단면적 축소는 변압기 전체 부피를 감소시킨다. 이는 제작비 절감 효과가 있다.
- (4) 동일 회로의 직렬 구동 또는 병렬 구동 시 스택 전체의 부피 축소에 응용 가능하다.

본 논문의 연구로 인해 제안된 자로 공유형 변압기는 플라이백 컨버터뿐만 아니라 변압기와 인덕터를 사용하는 산업분야 전반에 응용을 하기 위한 연구가 필요하다. 또한 자로 공유와 교차 자속을 이용한 토폴로지 개발 동향 확산에도 기여할 것으로 판단한다.

References

- [1] Yoon Choi, Tae-Seok Ko, Sang-Kyoo Han, Sung-Soo Hong, Kung-Ho Yoon, Jae-kyung Yoo, Chung-Wook Roh, "Intergrated Magnetic Transformer for LLC converter to slim SMPS", The transactions of the Korean Institute of Electrical Engineers, Vol. 6, No 5, pp.263-264. Jul 2010.
- [2] Jin-Yong Bae, Yong Kim, Soon-Do Kwon, Tae-Min Eom, "The Three-Level Converter using IM(Integrated Magnetics) method", Journal of the Institute of Illuminating and Electrical Installation Engineers Vol. 22, No 4, pp.35-45 April 2008.
- [3] DANIEL W. HART, "Power Electronics", McGraw-Hill, 2011.
- [4] Eui-Cheol Nho, "Power Electronics", MUNLUNDANG, 1997.

[5] Thomas L. Floyd, 『Principles of Electric Circuits : Conventional Current Version』, Pearson Education, 2007.
 [6] PARESH C.SEN , 『Principles of Electric Machines and Power Electronics』, SciTech media, 1998.
 [7] Md.Lyman, William T., 『Transformer and Inductor Design Handbook』, CRC Press, 2011.

◇ 저자소개 ◇



구복재(具福宰)

1971년 10월 21일생. 1998년 조선대 전기공학과 졸업. 2003년 조선대 교육대학원 전기전자통신과 졸업 (석사). 2001~2004년 (주)피앤피네트웍스 주임연구원. 2004년 (주)삼성SDS 선임연구원. 2004~2013년 (주)금호HT 책임연구원. 2013년~현재 천진금호HT 법인장.



김효선(金孝善)

1985년 8월 14일생. 2009년 전북대학교 전자정보공학부 졸업. 2013년 전남대학교원 전기공학과 졸업(석사).



박성준(朴晟濬)

1965년 3월 20일생. 1991년 부산대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 2002년 동 대학원 지능 기계공학과 졸업(박사). 1996년 3월~2000년 2월 거제대학 전기과 조교수. 2000년 3월~2003년 8월 동명대학 전기공학과 조교수. 2003년 8월~현재 전남대학교 전기공학과 교수.



박성미(朴成美)

1963년 6월 20일생. 1986년 전남대 계산통계학과 졸업. 2001년 동 대학원 컴퓨터공학과 졸업(석사). 2011년 동 대학원 컴퓨터정보통신공학과 졸업(박사). 현재 한국승강기대학교 메카트로닉과 조교수.