

전력 변환 효율 개선을 위한 전압 스택형 다중권선 AC/DC 컨버터

양정우¹, 김문영¹, 고준영¹, 서강문¹, 강정일²
 삼성전자

Voltage stacked Multi-winding AC/DC converter with improved power efficiency of power conversion

Jungwoo Yang¹, Moonyoung Kim¹, Junyoung Ko¹, Gangmoon Seo¹ and Jeongil Kang²
¹Samsung Electronics Visual Display Business, ² Samsung Electronics Digital Appliance Business

ABSTRACT

최근 개발 및 출시되고 있는 어댑터의 용량이 증가함에 따라 역률개선을 위한 PFC (Power Factor Correction) 기능이 필수적으로 요구된다. 일반적으로 75W이상의 출력을 가지는 AC/DC 컨버터는 역률개선을 위한 PFC 부스트 컨버터와 절연 및 정격 전압 제어를 위한 LLC 컨버터로 구성된 2단 AC/DC 시스템으로 구성되므로 제조 단가가 높고 회로가 복잡하다는 단점을 가지고 있다. 본 논문에서는 PFC 인덕터 대신 다중 권선 변압기를 적용하여 라인 주파수를 가지는 Floating 구동 전압을 생성하며, PFC 출력전압을 입력으로 가지는 염가형 플라이백 컨버터의 출력부를 Floating 구동전압부와 직렬로 연결하여 라인 주파수에 의한 영향을 상쇄하고 정전압 제어가 가능한 전압 스택형 다중권선 PFC 컨버터를 제안한다.

1. 서론

그림 1은 일반적으로 사용되는 AC/DC 컨버터의 구조를 나타낸다. 50/60Hz 라인 주파수를 가지는 AC상용전원을 입력으로 하여 역률 및 고조파 특성을 만족시키기 위한 PFC 회로와 출력 링크 전압을 입력으로 하는 DC/DC 컨버터인 LLC 공진형 컨버터로 구성된다. 하지만, 전력변환이 2단계에 걸쳐서 이루어지므로 소자 수 증가 및 효율 저감이 발생한다. 이를 개선하기 위해 역률 개선과 전압 제어가 가능한 단일 전력단^[1]과 PFC 회로의 보조 권선을 이용하여 전력변환단계 축소가 가능하지만^[2], 라인주파수에 의한 100/120Hz 리플에 의해 높은 출력전압 리플이 발생한다. 본 논문에서는 상기 기술한 단점을 보완하기 위해 전력 변환 효율을 개선한 새로운 구조를 제안한다. 제안 회로는 PFC 인덕터에 2차 권선을 추가한 다중권선과 Voltage Doubler 정류기 구조를 적용하여 1차측 PFC 출력전압에 비례한 전압을 출력한다. 상기 출력 전원에 플라이백 출력을 직렬로 연결하여 다중권선의 출력전압의 100/120Hz 출력전압 리플 상쇄가 가능하다. 제안 컨버터의 성능 검토를 위해 300W급 시작품을 제작하여 제안회로의 동작 및 성능을 검증한다.

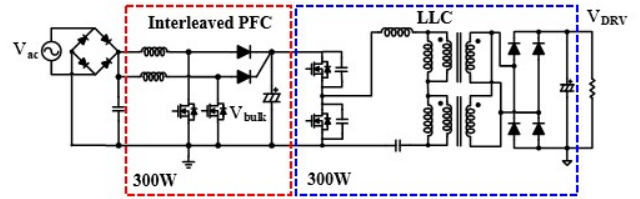


그림1 기존 AC/DC 컨버터 구조
 Fig.1 Conventional structure of AC/DC converter

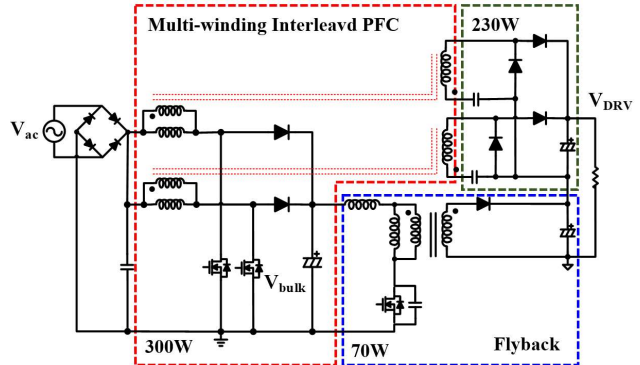


그림2 제안 Floating 전압 스택형 AC/DC 컨버터
 Fig.2 Proposed floating voltage stacked AC/DC converter

2. 제안 회로의 기본 동작

2.1 회로 구성

제안 다중권선을 적용한 Floating 전압 스택형 AC/DC 컨버터의 구조는 그림 2와 같다. 그림 1에 나타낸 바와 같이 300W용량의 AC/DC컨버터를 설계하는 경우, 기존 AC/DC 단과 DC/DC단 모두 동일한 용량인 300W를 기준으로 설계하여야 한다. 하지만, 제안 컨버터를 적용하게 되는 경우 그림 2에 나타낸 바와 같이 전체 용량 중 230W에 대한 용량은 PFC의 다중권선을 통해 전력변환이 이루어지며, 100/120Hz 주파수 상쇄가 가능한 AC/DC 컨버터는 나머지 용량인 70W에 대한 전력변환이 이루어진다. 따라서 전체 AC/DC 용량중 PFC 다중권선을 통한 전력 전달은 전력 변환단계가 2단계에서 단일 전력단으로 구성이 가능하므로 단일 전력단의 장점인 소자 수 저감 및 효율 개선이 가능하다.

표 1. 파워 소자 수 비교

	FET			Diode			트랜스		인덕터	High-side 구동 회로
	300W	230W	70W	300W	230W	70W	300W	70W		
기존 회로	4	0	0	6	0	0	2	0	2 (300W)	1
제안 회로	2	0	1	2	4	1	2	1	-	-

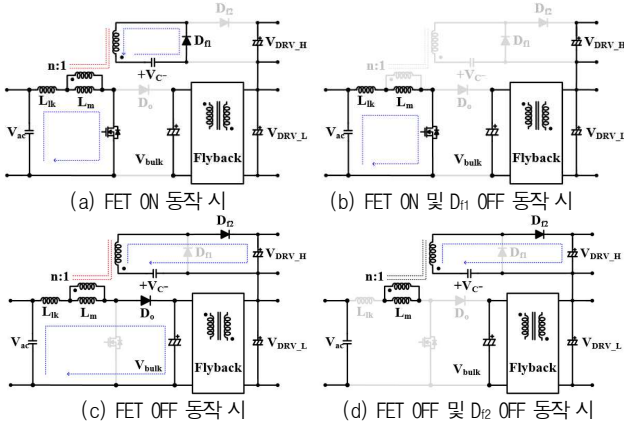


그림 3. 제안 회로의 동작 모드 별 등가 회로

Fig.3 Equivalent circuit of proposed converter according to operating mode

뿐만 아니라, 기존 컨버터의 경우, 대용량의 전력 변환을 위한 AC/DC 컨버터로 LLC 공진형 컨버터를 사용한 반면, 제안 회로의 경우, 적은 용량으로 AC/DC 컨버터를 구성할 수 있으므로 소자수가 적고 열가형으로 구성이 가능한 플라이백 컨버터 적용이 가능하다

2.2 회로 기본 동작

기존 회로와 제안회로에 사용된 주요 소자수를 표 1에 비교하였다. 앞서 기술한 바와 같이 PFC 다중권선을 통해 전력변환 단계가 축소되므로 기존 LLC 공진형 컨버터 대신 구조가 간단한 플라이백 컨버터를 사용하게 되어 FET 개수 저감이 가능하며 더 적은 용량 적용이 가능하다. 또한, High side 구동이 불필요하므로 간단한 회로구조를 가지게 된다. 다이오드의 경우 소자수는 증가하지만, 더 적은 용량의 다이오드 적용이 가능하다. 자성체의 경우 300W급 LLC 공진형 컨버터의 트랜스포머가 사이즈의 한계로 1차 직렬 2차 병렬의 형태로 2EA가 필요한 반면, 기존 인덕터를 트랜스포머로 사용함으로써 자성체의 개수가 줄어들 뿐만 아니라 상대적으로 적은 용량의 자성체를 적용함으로써 사이즈 및 효율개선이 가능하다. 제안 AC/DC 시스템은 역률 개선 및 고조파 조건 만족을 위한 부스트 PFC 컨버터와 PFC컨버터 출력을 입력으로 하여 출력 전압이 다중권선의 출력과 직렬로 연결되는 플라이백 DC/DC 컨버터로 구성 된다. 앞서 기술한 바와 같이 PFC 컨버터의 인덕터를 다중권선 변압기로 구성하고 Doubler diode를 통해 100/120Hz 전압리플을 가지는 Floating 전압을 생성하며, 플라이백 컨버터의 출력이 Floating 전압출력에 직렬로 연결되어 직렬연결된 전체 전압을 제어하므로 전압리플 상쇄가 가능하다. 그림 3은 PFC컨버터의 동작 모드에 따른 등가 회로를 나타낸다.

PFC컨버터의 턴 동작은 2차측 더블러 다이오드(D_{fl}) 동작에 따라 두 모드로 나뉘어진다. 먼저 PFC 컨버터 FET가 턴 온 되는 경우 입력전압에 의해 FET와 트랜스를 통해 전류가 흐르며, 트랜스의 2차측은 1차측 누설인덕터의 공진전류와 자화인덕터의 차이만큼 흐르게 되어 Voltage Doubler 커패시터를 충전하게 된다. 다음으로 누설인덕터 전류가 감소하여 자화 인덕터와 동일한 값을 가지게 되면, D_{fl} 이 턴 오프되며, 일반적인 PFC 컨버터의 Build-up 동작을 하게된다. 다음으로 턴 오프 동작 또한 PFC 출력 다이오드(D_0) 도통에 따라 두 모드로 나뉘어진다. 먼저 PFC 컨버터 FET가 턴 오프 되는 경우 일반적인 PFC 컨버터의 Powering 동작을 수행하며, 1차측 전류가 다중권선 트랜스의 2차측으로 흐르게 되어 출력 커패시터 흐르게 된다. 마지막으로 PFC컨버터의 Powering 동작이 끝나게 되면 D_0 는 턴 오프 되며, 다중권선 트랜스의 자화 인덕터에 의한 Powering 동작만 수행하게 된다.

컨버터의 전압 이득을 구하기 위해 Voltage-second Balance를 각각 L_m 과 L_{lk} 적용해야 한다. 먼저, L_m 에 대해서 Voltage-second Balance 수식을 적용하고, FET 턴 온 동작 시 L_m 에 걸리는 전압은 트랜스의 턴 비를 n 이라고 할 때 2차측 V_c 전압이 투영되어 nV_c 전압이 인가 되며, FET 턴 온 및 D_{fl} 턴 오프시 입력 전압이 L_m 과 L_{lk} 의 임피던스 비에 의해 나뉘어 걸리므로 $V_{in} * L_m / (L_m + L_{lk})$ 이 된다. FET 턴 오프시 L_m 에 걸리는 전압은 $V_c - V_{drv}$ 이다. 따라서 D_1 을 FET가 턴-온 되는 동안의 시비율 D_2 를 FET 턴 온 및 D_{fl} 오프시 시비율, T_s 를 스위칭 주기라고 했을 때 V_c 와 V_{drv} 의 관계식은 다음과 같이 구해진다.

$$nV_c D_1 T_s + \frac{L_m}{L_m + L_{lk}} V_{in} D_2 T_s + n(V_c - V_{drv,H})(1 - D_1 - D_2) T_s = 0 \quad (1)$$

이 때 L_{lk} 가 매우 작다고 가정하면 $V_c = (1 - D_1 - D_2) V_{drv,H}$ 이 된다. 다음으로 Voltage-second Balance 수식을 L_{lk} 에 적용하면, FET 턴 온 시 L_{lk} 에 걸리는 전압은 $V_{in} - nV_c$ 이며, FET 턴 온 및 D_{fl} 턴 오프시 입력 전압이 L_m 과 L_{lk} 의 임피던스 비에 의해 나뉘어 걸리므로 $V_{in} * L_{lk} / (L_m + L_{lk})$ 이다. FET OFF 및 D_0 도통 시 L_{lk} 에 걸리는 전압은 $n(V_{drv,H} - V_c) + V_{in} - V_{bulk}$ 이다. 따라서 FET 턴 오프 및 D_0 도통 구간의 시비율을 D_3 인 경우 아래와 같은 관계식을 가진다.

$$(V_{in} - nV_c) D_1 T_s + \frac{L_{lk}}{L_m + L_{lk}} V_{in} D_2 T_s + (n(V_{drv,H} - V_c) + V_{in} - V_{bulk}) D_3 T_s = 0 \quad (2)$$

$$(V_{in} - nV_c) D_1 = (V_{bulk} - nV_{drv} - (V_{in} - nV_c)) D_2. \quad (3)$$

이 때 L_{lk} 가 매우 작다고 가정하면 $V_{in} = nV_c$ 를 만족하게 되고 식(3)을 만족시키기 위해서 $V_{bulk} = nV_{drv}$ 이 된다. 또한 식(1)를 활용하면 Boost 컨버터의 전압 이득은 $V_{bulk} = V_{in} / (1 - D_1)$ 이고 입력전압과 다중권선 출력의 전압 이득은 $V_{drv} = V_{in} / n(1 - D_1)$ 이다. V_{bulk} 는 1차측에서 제어하기 때문에 opto-coupler 등과 같은 절연을 위한 별도의 IC 혹은 회로가 없이도 2차측의 전압을 제어할 수 있으며 상용 PFC IC를 그대로 사용 가능하다는 장점을 가진다.

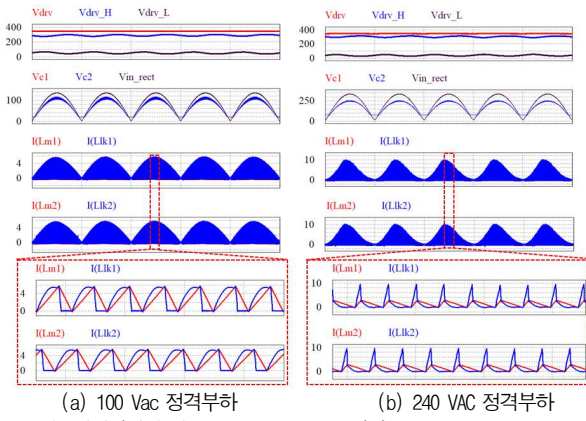


그림4 입력전압에 따른 PSIM simulation 결과
Fig.4 Psim simulation results based on PSIM simulation

그림 4는 입력전압 100VAC 및 240VAC 정격 부하조건에서의 PSIM Simulation 주요 파형을 나타낸다. PFC 입력전압 라인주파수에 의해 2차측 보조권선의 출력전압이 100/120Hz 전압 리플 값을 가지게 되며, 트랜스포머의 누설 인덕턴스에 의해 입력전압에 따라 300~320V 리플 전압값을 가지게 된다. 하지만 PFC 출력 링크전압을 입력으로 하는 Flyback 컨버터의 제어를 통해 일정하게 350V를 유지함을 확인하였다.

3. 실험 결과

제안 컨버터의 타당성 검증을 위해 300W급 2상 인터리브드 컨버터 시제품 및 100Vac 입력 정격부하에서 주요 소자 발열을 그림 5에 나타낸다. 주요 동작 사양은 $v_{in}=100V_{AC}$ / $240V_{AC}$, $L_{lk} = 7.2\mu H$, $L_m = 160\mu H$, PFC IC = UCC28064A이며, 기존 회로의 입력 인덕턴스는 제안회로와 동일하게 $160\mu H$ 를 기준으로 실험을 진행하였다.

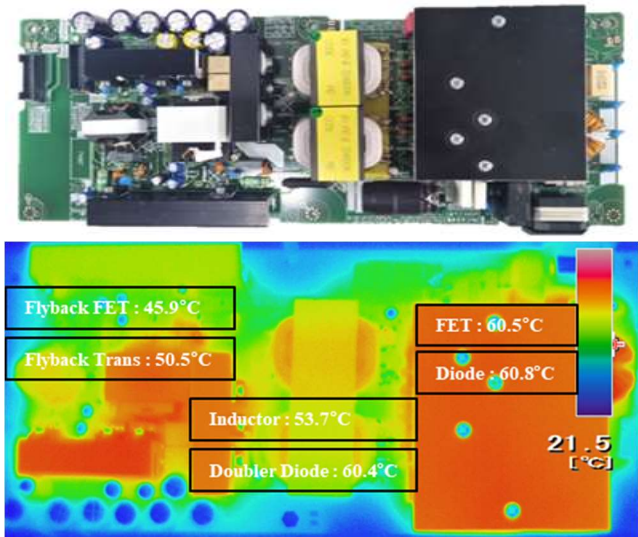
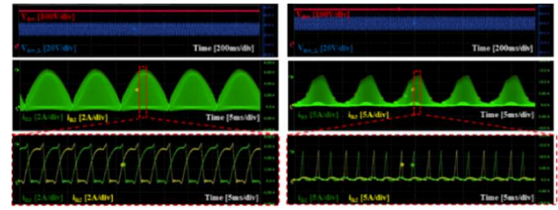
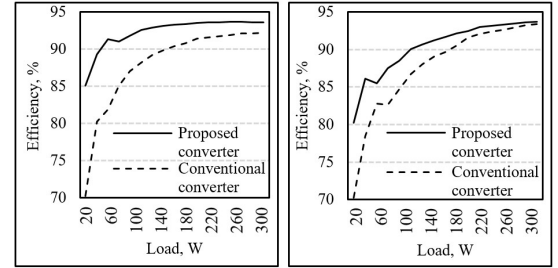


그림5 제안 Floating 전압 스택형 AC/DC 컨버터 Proto type 및 주요 소자 온도
Fig.5 The proto-type of proposed floating voltage stacked AC/DC Converter and temperature of main components



(a) 100 Vac 정격부하 (b) 240 VAC 정격부하
그림6 제안 컨버터의 입력전압에 따른 주요 동작 파형
Fig.6 Operating waveforms according to input voltage and output power between the conventional and proposed converter



(a) 100 Vac (b) 240 VAC
그림7 기존 회로와 제안회로의 입력전압 및 부하에 따른 효율 비교
Fig.7 Efficiency comparison according to input voltage and output power between the conventional and proposed converter

그림 6은 정격 부하에서 입력전압에 따른 제안 다중권선 AC/DC 컨버터의 1차전류와 출력 전압을 나타낸다. 각 입력전압 조건에서 정상적으로 PFC 동작을 수행함을 검증하였으며, 플라이백 컨버터 구동 출력전압에 의해 일정하게 350V를 유지함을 확인 할 수 있다. 그림 7은 각 입력전압 및 부하 조건에 따른 효율을 비교하였다. 기존 대비 전력 변환 단계가 감소하여 전 부하영역에서 효율 개선이 이루어짐을 확인하였다. 또한, 기존회로의 DC/DC 컨버터는 LLC 컨버터를 적용하여 경부하시 동작 주파수의 상승으로 경부하 효율이 감소하지만, 제안 회로에 적용된 Flyback 컨버터는 경부하에도 고정 주파수를 가지므로 경부하 효율 개선이 가능하다.

5. 결론

본 논문에서는 AC/DC 컨버터에서 전력변환 단계 축소를 위해 PFC 인덕터를 다중권선 변압기로 적용하고, 라인 주파수에 의한 다중권선의 출력전압 리플을 상쇄하는 Floating 전압 스택형 컨버터를 제안하였다. 제안 회로의 검증을 위해 300W급 시제품을 제작하여 기존회로와 성능 비교를 통해 효율 개선을 검증하였다. 기존 대비 전력변환이 필요한 구조에서 더 적은 용량 컨버터 설계가 가능하며 염가형 컨버터 적용이 가능하므로 효율 상승 및 가격 경쟁력을 동시에 확보 할 수 있다.

참고 문헌

[1] Chiu, Huang-Jen, et al. "A single-stage soft-switching flyback converter for power-factor-correction applications." *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 57.6 (2009): 2187-2190.
[2] 김문영, et al. 전력 변환 단계 축소를 위한 다중 출력 PFC 컨버터. *전력전자학회 학술대회 논문집* (2022): 59-61.