

단일 제어 IC를 사용한 새로운 이중출력 LLC 공진형 DC/DC 컨버터

尹鍾奎^{*}, 趙相鎬^{**}, 盧政煜^{***}, 洪成洙^{***}, 金鍾海^{****}, 李孝範[§], 韓翔圭[†]

A New Dual Output LLC Resonant DC/DC Converter using Single Control IC

Jong-Kyu Yoon, Sang-Ho Cho, Chung-Wook Roh, Sung-Soo Hong, Jong-Hae Kim,
Hyo-Bum Lee and Sang-Kyu Han

요 약

본 논문은 중용량에 적합한 새로운 이중출력 LLC 공진형 DC/DC 컨버터에 관한 것으로서, 별도의 Post-regulator 및 추가되는 제어 IC 없이 정밀한 이중출력이 가능한 새로운 방식의 컨버터를 제안한다. 제안된 컨버터의 제어방식은 펄스폭 변조(PWM)와 동시에 주파수 변조(PFM)를 통해 이루어지며 Master 와 Slave 출력을 각각 주파수, 듀티로 제어함으로써 Slave 출력을 위한 별도의 Post-Regulator 및 제어 IC가 필요 없기 때문에, 저가의 컨버터 구현이 가능하다. 또한 기존 LLC 공진형 DC/DC 컨버터와 같이 스위칭 소자의 영전압 스위칭이 보장되는 동시에, Post-Regulator 로 인한 손실이 없기 때문에 효율 및 발열 특성이 매우 우수하다. 본 논문에서는 제안된 컨버터의 우수성과 신뢰성 검증을 위해, 실제로 50" FHD급 PDP용 전원회로를 위한 시뮬레이션 검토 및 시작품을 제작하고 이를 이용한 실험결과를 바탕으로 제안된 컨버터의 타당성을 검증한다.

ABSTRACT

This paper proposes a new multi-output LLC resonant converter by using single control IC, which has the tight-regulated dual output voltage without additional power devices and controller. The proposed converter has master and slave outputs, of which regulations are achieved by the PWM(pulse width modulation) and PFM(pulse frequency modulation), respectively. Different from the conventional dual-output LLC resonant converter, the proposed converter has no additional post-regulators like a boost converter. Therefore, it features a low cost, small size, and high efficiency. To confirm the validity and prove the superiority of proposed converter, simulated and experimental results on a 50" FHD PDP power set prototype are presented.

Key Words : Medium power system, LLC resonant converter, Dual-output, Single Control IC, PDP TV, SMPS

1. 서 론

[†]교신저자 : 정회원, 국민대 전자정보통신공학부 조교수

E-mail : djhan@kookmin.ac.kr

^{*}학생회원, 국민대 전자공학과 석사과정

^{**}학생회원, 국민대 전자공학과 석·박사통합사과정

^{***}정회원, 국민대 전자정보통신공학부 부교수

^{****}정회원, 삼성전기(주) P&M 사업부 책임연구원

[§]정회원, 삼성전기(주) P&M 사업부 팀장

접수일자 : 2008. 8. 14

1차 심사 : 2008. 10. 1

2차 심사 : 2008. 10. 17

심사완료 : 2008. 10. 20

최근 중용량급 전원시스템의 고효율 및 소형화가 가능한 저가의 컨버터를 구성하기 위해 다른 토폴로지에 비해 소자의 개수가 비교적 적고 구성이 간단하며, 영전압 스위칭(ZVS)이라는 큰 장점을 갖는 LLC 공진형 컨버터^{[1]~[3]}가 널리 이용되고 있다. 그러나 이중출력을

위한 기존 LLC 공진형 컨버터는 Master 출력만이 제어 가능하므로 두개의 정밀한 출력이 필요한 경우 벽 컨버터 또는 부스트 컨버터 등과 같이 별도의 Post-regulator 없이는 정밀한 Slave 출력을 얻을 수 없다. 때문에 별도의 Post-regulator 로 인한 손실 및 전력단의 크기, 비용을 감수해야 하는 단점이 있다^[4]. 따라서 기존 LLC 공진형 컨버터의 장점을 유지함과 동시에 별도의 Post-regulator 없이 정밀한 이중출력이 가능한 컨버터를 제안하고 이론적 및 실험을 통해 그 타당성을 검증한다.

2. 기존 이중출력을 위한 LLC 공진형 컨버터

최근 많은 전원회로 업체에서는 전원회로 구조의 단순화 및 고효율을 위한 연구를 진행하고 있다. 하지만 기존 LLC 공진형 컨버터를 이용하여 이중출력인 Master 및 Slave 출력을 얻어야 하는 경우에는 턴비를 이용한 Cross-regulation 을 이용하지만 정밀한 출력전압을 획득하는데 있어 한계가 존재하기 때문에 그림 1과 같이 벽 컨버터 또는 부스트 컨버터와 같은 비절연형 Post-regulator를 이용하여 정밀한 출력전압을 얻고있다. 따라서 추가적인 Post-regulator 로 인한 제작단가 상승과 효율저하 및 부피증가와 같은 여러가지 단점이 존재하므로 이를 해결할 방법이 요구된다.

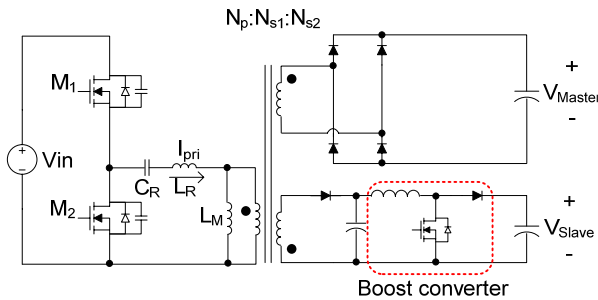


그림 1 이중출력을 위한 기존 LLC 공진형 컨버터
Fig. 1 Conventional LLC resonant converter for dual output

3. 제안된 LLC 공진형 컨버터

상기한 바와 같이 기존의 LLC 공진형 컨버터를 이용하여 이중출력을 얻고자 하는 경우 Master 출력전압을 제어함과 동시에 정밀한 Slave 출력을 얻기 위해서 별도의 컨버터 및 제어단이 필수적이었다. 이는 기존 LLC 공진형 컨버터의 출력 전압 제어를 위한 제어

변수가 고정된 시비율을 갖는 스위칭 주파수만을 이용하기 때문에 그에 대응한 Master 출력전압만 제어 가능하기 때문이다. 따라서 본 논문에서는 고정된 시비율을 갖는 스위칭 주파수인 단일 제어변수가 아닌 스위칭 주파수와 함께 시비율이라는 제어 변수를 추가하여 Master 와 Slave 출력을 모두 제어하는 방법을 제안하고 이를 이론적 분석과 실험을 통해 검증한다. 특히, 제안된 회로는 정밀한 Slave 출력을 위한 벽 또는 부스트 컨버터와 같은 별도의 Post-regulator가 필요없으며 이에 따라 추가되는 소자와 제어단 및 제어 IC가 요구되지 않아 저가격 및 고효율의 구현이 용이함은 물론 단일 IC로 제어단 구성이 가능하다는 장점을 갖는 새로운 LLC 공진형 컨버터를 제안한다.

3.1 제안된 LLC 공진형 컨버터의 동작원리

그림 2는 제안된 LLC 공진형 컨버터의 전력단을 도시한 것으로 Master 출력단은 2차측이 blocking capacitor Cb가 삽입된 풀브리지 정류구조를 가진다. 여기서 Master 출력단의 풀브리지 정류기에 삽입된 blocking capacitor Cb는 시비율의 변화에 따른 트랜스포머 2차측 전압 최대치의 불평형으로 인해 출력 공진 전류가 d1,d2 또는 d3,d4의 한방향으로만 흐르는 것을 제한하기 위함이며 blocking capacitor Cb가 없는 경우 완전한 전파형태가 아닌 반파 정류구조를 가지기 때문에 높은 전류 실효치로 인한 발열이 발생되며 전류 피크치가 상승함에 따라 높은 전류 용량을 갖는 다이오드를 사용해야 하므로 제작단가 상승의 우려가 있다. 한편 Slave 출력전압을 위한 정류단의 구조는 기존 LLC 공진형 컨버터에서 Slave 출력을 위해 사용되었던 벽 또는 부스트 컨버터 대신 하나의 다이오드로 구성되기 때문에 기존 하프 브리지 플라이백 컨버터와 같이 시비율을 이용한 출력전압 제어가 가능하고 Post-regulator 부재로 인해 제작 단가 절감과 동시에 Post-regulator에서 발생되었던 도통손실 및 스위칭 손실이 없는 장점을 가진다.

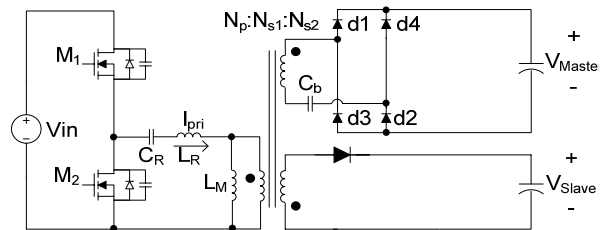


그림 2 제안된 LLC 공진형 컨버터
Fig. 2 Proposed LLC resonant converter

그림 3은 본 논문에서 제안하는 LLC 공진형 컨버터 구현을 위한 제어단의 구성도이다.

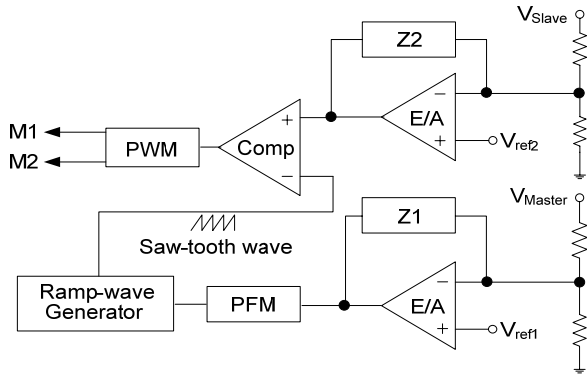


그림 3 제안된 LLC 공진형 컨버터의 제어단 구성도
Fig. 3 The control block diagram of proposed LLC resonant converter

기존 LLC 공진형 컨버터의 제어방식은 50%로 고정된 시비율을 갖는 스위칭 주파수를 사용하여 그에 대응한 Master 출력전압만을 제어 가능하기 때문에 정밀한 Slave 출력전압을 위해서는 반드시 별도의 Post-regulator 가 사용되어야 한다. 그러나 제안된 컨버터는 그림 3과 같은 제어단의 구성으로 각 출력전압을 모두 피드백 받으며 기존 LLC 공진형 컨버터와 같이 주파수 변조를 통해 V_{master} 를 제어하고, V_{slave} 의 경우 M1 스위치가 'On'인 구간동안 C_r 에 저장해 놓은 에너지를 M2 스위치가 'On'인 구간에 2차측으로 전력 전달하는 하프 브리지 플라이백 구조를 갖기 때문에 펄스폭 변조로 제어 가능하다. 펄스폭 변조에 따라 V_{master} 역시 변화하지만 풀 브리지 정류단에 삽입된 blocking capacitor C_b 로 인해 펄스폭 변조에 큰 영향을 받지 않는다. 예를 들어 V_{master} 의 출력 부하가 증가하는 경우 V_{master} 전압 제어를 위해 스위칭 주파수를 감소시켜 V_{master} 전압을 상승시키고, 동일 변압기에 커플링 되어있는 V_{slave} 전압도 V_{master} 와의 Cross-regulation 에 의해 상승하므로 M1 스위치의 펄스폭을 감소시켜 최종적으로 정상상태에 도달한다. 다시말해 각 부하조건에 따라 1차측 주 스위치 M1, M2의 스위칭 주파수와 펄스폭을 동시에 변화시켜 별도의 제어 IC 없이 원하는 이중 출력 전압을 얻게된다.

3.2 제안된 LLC 공진형 컨버터의 동작 해석

제안된 LLC 공진형 컨버터의 모드별 동작 해석을 위해 다음을 가정한다

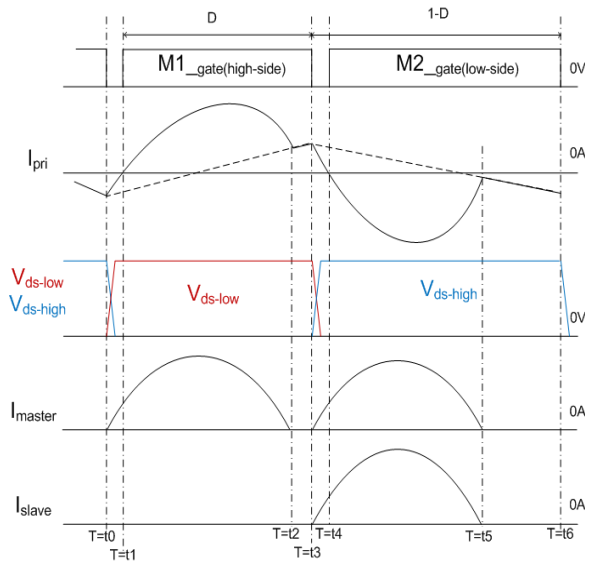


그림 4 제안된 LLC 공진형 컨버터의 주요 동작 파형
Fig. 4 Key waveforms of proposed LLC resonant converter

- i. 모든 소자는 이상적이다. (단, 변압기는 자화 인덕터 (L_m) 누설 인덕터 (L_r)를 제외하고 이상적이며, MOSFET 은 기생 병렬 다이오드 및 출력 커패시터를 제외하고 이상적인 스위치로 가정한다.)
- ii. LLC 컨버터는 정상상태 (Steady-State)에서 동작한다.
- iii. 출력단의 커패시턴스는 충분히 크므로 출력 전압, Master와 Slave를 일정하다고 가정한다.

제안된 컨버터의 동작은 1 차 측 스위치 M1, M2의 스위칭 상태에 따라 간단히 6개의 Mode로 나눌 수 있다. 그림 4에 제안된 LLC 공진형 컨버터의 주요 이론적 파형을 나타내었다. t_0 이전 구간은 M2는 턴-온 되어 있고, M1은 턴-오프 되어 있는 구간으로서, 자화인덕터 L_m 과 L_r , C_r 이 공진하고 있다.

① Mode 1($t_0 \sim t_1$)

Mode 1의 전류 도통 경로를 그림 5(a)에 나타내었다. 공진 캐패시터 C_r 과 공진 인덕터 L_r 이 공진을 일으켜 전력전달 하는 구간으로서 M1과 M2는 모두 턴-오프 되어있고 트랜스포머의 1차측에는 $V_{in} - V_{CR}$ 의 전압이 걸리게 되며 이 전압은 $(N_p/N_{S1})(V_{master} - V_{cb})$ 보다 크므로 Master 단의 다이오드가 도통되어 트랜스포머 양단 전압은 출력 전압과 blocking-capacitor C_b 의 차인 $N_p/N_{S1}(V_{master} - V_{cb})$ 에 의해 유지된다. 또한 M2 스위치 양단 전압 $V_{ds,low}$ 의 양단전압이 '0'으로 하강하여 ZVS 조건을

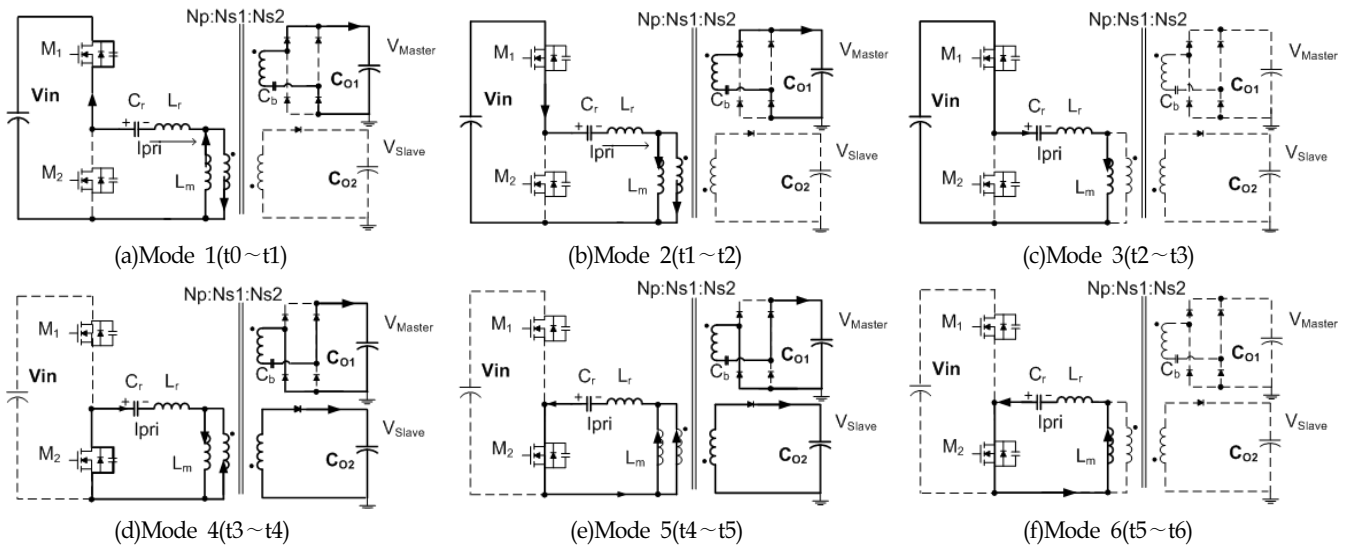


그림 5 제안된 LLC 공진형 컨버터의 구간별 동작 모드
 Fig. 5 Proposed LLC resonant converter topological states

형성한다. 반면 Slave 출력의 경우 트랜스포머의 권선방향으로 인해 2차측 다이오드가 턴-온 될 수 없으므로 Mode 1 구간동안 Slave 출력단으로의 전력 전달은 일어나지 않는다.

② Mode 2(t1~t2)

M1 스위치가 턴-온 되면서 Mode 2가 시작되며 전류 도통 경로를 그림 5(b)에 나타내었다. Mode 1 과 같이 전력전달을 하는 구간으로서 L_r 과 C_r 로 인한 공진이 발생하고 있으며, 자화인덕터 L_m 은 $(N_p/N_{s1})(V_{master}-V_{cb})$ 에 의해 선형적으로 증가한다. 반면 Mode 1과 같이 Slave 출력단의 다이오드는 트랜스포머의 권선방향으로 인해 턴-온 될수 없으므로 Slave 출력단으로의 전력전달은 일어나지 않는다.

③ Mode 3(t2~t3)

입력전압과 C_r , L_r 로 인한 공진전류가 자화전류와 같아지게 되면서 Mode 3가 시작되며($i_{Lm}=i_{pri}$), Mode 3의 전류 도통 경로를 그림 5(c)에 나타내었다. 2차측의 다이오드는 모두 턴-오프되며 출력단으로의 전력 전달은 일어나지 않는다. 이때 1차측 트랜스포머의 자화전류는 입력전압과 C_r , (L_m+L_r) 로 인한 공진에 의해 발생한다.

④ Mode 4(t3~t4)

M1 스위치가 턴-오프 됨에 따라 Mode 4가 시작되

며 Mode 4의 전류 도통 경로를 그림 5(d)에 나타내었다. Mode 1과 같이 V_{ds_high} 의 양단전압이 '0'로 하강하여 ZVS 조건을 형성한다. 트랜스포머 1차측에는 $-V_{CR}$ 의 전압이 걸리게 되고 이 전압은 $-(N_p/N_{s1})(V_{master}+V_{cb})$ 보다 작으므로 2차측 다이오드의 도통조건이 형성되므로 Master 단 및 Slave 단으로 전력전달이 일어난다.

⑤ Mode 5(t4~t5)

M2 스위치가 턴-온 되면서 Mode 5가 시작되며 전류 도통 경로를 그림 5(e)에 나타내었다. Mode 4와 같이 전력전달을 하는 구간으로서 L_r 과 C_r 로 인한 공진이 발생하고 있으며, 자화인덕터 L_m 전류의 경우 $-(N_p/N_{s1})(V_{master}+V_{cb})$ 에 의해 선형적으로 감소한다.

⑥ Mode 6(t5~t6)

L_r 과 C_r 로 인한 공진전류가 자화전류와 같아지게 되면서($i_{Lm}=i_{pri}$) Mode 6가 시작되며 Mode 6의 전류 도통 경로를 그림 5(f)에 나타내었다. Master 단 및 Slave 단으로의 공진전류는 더 이상 발생하지 않으며 2차측의 다이오드가 모두 오프된 상태로 더 이상 전력전달은 일어나지 않는다.

3.3 제안된 LLC 공진형 컨버터의 모의 실험

본 논문에서 제안한 LLC 공진형 컨버터의 타당성

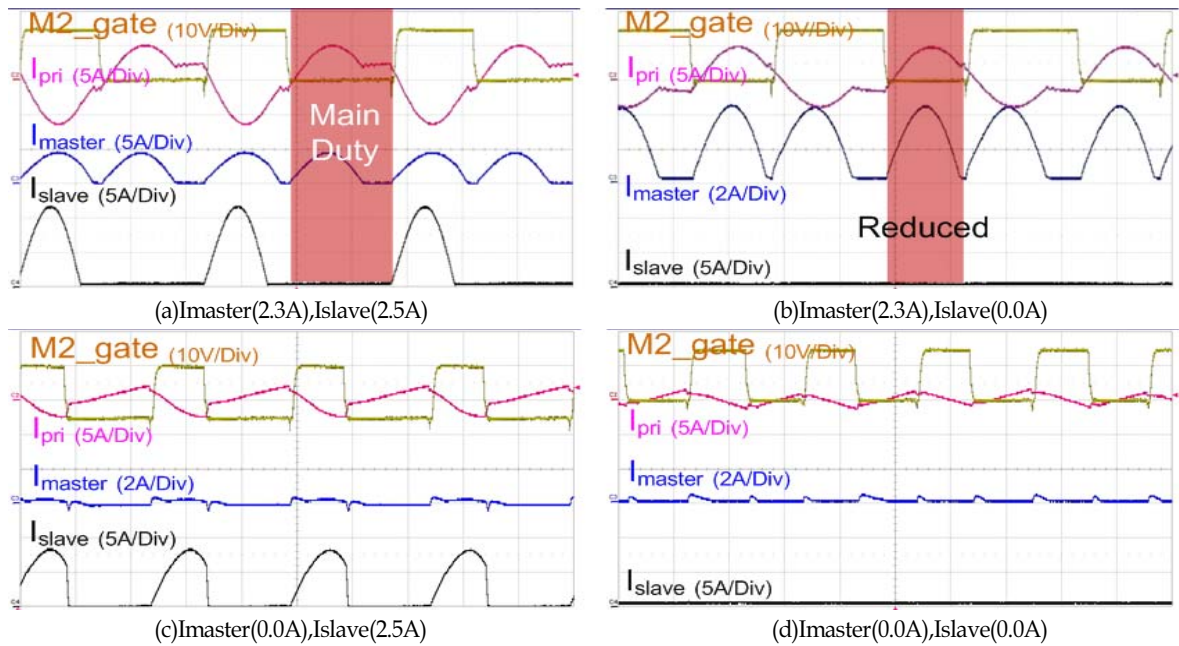


그림 8 각 부하별 주요 전압 전류 파형
 Fig. 8 Experimental waveforms under the load variation

검증을 위해 Psim을 이용하여 simulation을 수행하였다. 입력 및 출력 조건과 공진탱크, 트랜스포머 권선비는 다음과 같다.

- 입력전압 V_{in} : 400V
- 출력전압 및 부하조건
 Master = 200V(0.0A~2.3A), Slave = 50V(0.0A~2.5A)
- 트랜스포머 권선비 및 공진 탱크 값
 $N_p:N_{s1}:N_{s2}=39:36:9$, $C_r=94nF$, $L_r=50\mu H$, $L_m=380\mu H$

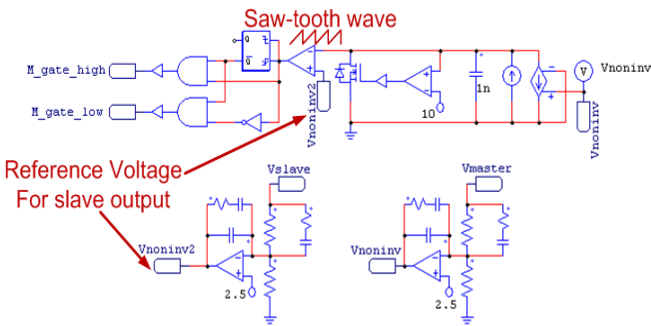


그림 6 Psim을 이용한 제안된 컨버터의 제어블록
 Fig. 6 Control block of proposed converter using Psim

그림 6은 제안된 컨버터의 제어단을 Psim 으로 구

현한 것으로서 각 제어단이 서로 연계된 형태를 갖는다. 즉 변조된 주파수 성분을 갖는 톱니파에 Slave 전압제어에 이용되는 참조전압을 비교하여 펄스폭 변조를 하는 간단한 구성을 보인다.

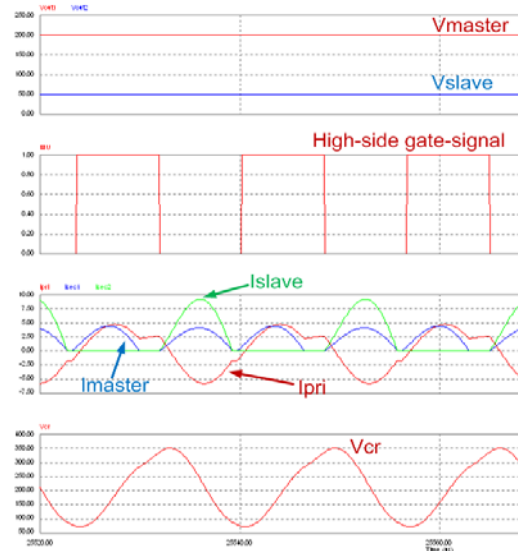


그림 7 Psim을 이용한 제안된 컨버터의 주요파형
 Fig. 7 Key waveforms of proposed converter using Psim

그림 7은 제안된 컨버터의 각부 주요파형으로써 각 출력 전압의 제어가 의도대로 이루어지고 있으며 Slave 출력전압 제어를 위해 펄스폭 비대칭이 나타나고 있다. 또한 Master 단 출력전류 파형의 경우 폴브리지 정류기의 blocking-capacitor C_b 의 영향으로 인해 Master 단의 공진전류의 크기가 일정하여 이론적인 해석과 동일함을 확인할 수 있다.

3.4 제안된 LLC 공진형 컨버터의 실험 결과

본 논문에서 제안한 LLC 공진형 컨버터의 타당성 및 우수성 검증을 위해 50" FHD급 PDP용 전원회로를 위한 시작품을 제작하여 다음과 같은 실험결과를 제시한다. 실험에 사용된 각부 사양과 소자값은 다음과 같다.

- 입력전압 V_{in} : 400V
- 출력전압 및 부하조건
Master = 210V(0.0A~2.3A), Slave = 55V(0.0A~2.5A)
- 트랜스포머 권선비 및 공진 탱크 값(EER4445 Ferrite Core)
 $N_p:N_{s1}:N_{s2}=39:36:9$, $C_r=94nF$, $L_r=50\mu H$, $L_m=380\mu H$
- 제어 IC : TL494^[6]

최종적으로 제안된 컨버터의 제어를 위해 펄스폭 변조(PWM)에 사용되는 TL494를 이용하였으며, 주파수 변조를 위해 R_T 핀의 등가 저항을 출력전압에 따라 가변하도록 구성하였다. 각 부하에 따른 주요파형을 측정하여 그림 8에 나타내었다. 이론적인 해석과 동일한 실험 결과를 나타내었으며, 특히 주파수와 시비율이 각 부하 조건에 따라 변화하는 것을 가시적으로 확인할 수 있다. 첫 번째로 Slave 출력 전압 제어 변수인 시비율이 Slave 부하감소에 따라 줄어들음을 확인할 수 있으며, Master 출력 전압 제어 변수인 주파수가 Master 출력 부하의 감소에 따라 증가함을 확인할 수 있다. 또한 별도의 Post-regulator 없이도 표 1에서와 같이 각 부하조건에 따라 Master 와 Slave 출력전압이 정밀하게 제어되고 있으며 최대 변동폭 또한 0.02V로 매우 우수한 레귤레이션 특성을 갖는 것을 확인할 수 있다.

표 2는 부하조건에 따른 기존 방식과 제안된 방식의 효율을 비교하고 있다. 이때 사용된 기존방식은 Slave 출력전압 제어를 위해 부스트 컨버터를 Post-regulator를 사용하였으며 최대부하시 94.12%의 효율을 보였지만 제안된 방식의 경우 Post-regulator가 하나의 다이오드로 구성되어 도통 손실 및 스위칭 손실이 없으므로 최대부하시 96.87%의 고효율 특성을 갖는 것을 확인할 수 있다. 시스템의 신뢰성을 좌우하는 발열의

경우 표 3에 보여진 바와 같이 풀-부하 상태에서 1시간의 Aging을 거친 후 전원시스템의 발열의 대부분을 차지하는 주요 소자의 온도를 측정된 결과 발열특성 또한 매우 우수함을 확인할 수 있다.

표 1 각 부하에 따른 동작 주파수 및 출력 전압
Table 1 Measured operation frequency & output voltage

Vs(Master)		Va(Slave)		Freq (kHz)
I(A)	V(V)	I(A)	V(V)	
2.3	210.13	2.5	55.15	59.94
2.3	210.13	0.0	55.15	59.49
0.0	210.14	2.5	55.13	87.74
0.0	210.15	0.0	55.14	87.40

표 2 각 부하에 따른 전력 변환 효율
Table 2 Measured power conversion efficiency

Imaster[A]	Islave[A]	Efficiency(%)	
		기존 방식	제안 방식
2.3	2.5	94.12	96.87
2.3	0.0	96.23	97.27
0.0	2.5	85.80	94.46
0.0	0.0	68.53	84.87

표 3 주요 소자의 발열 데이터

Table 3 Temperature characteristics

Location	온도(°C)
Transformer Core	66.0
Transformer Wire	66.9
Switch (Heat Sink)	67.8
Diode (Heat Sink)	56.9

그림 9는 제안된 컨버터에 의 주요 소자의 양단 전압 스트레스 및 ZVS 여부를 확인하기 위한 파형이다.

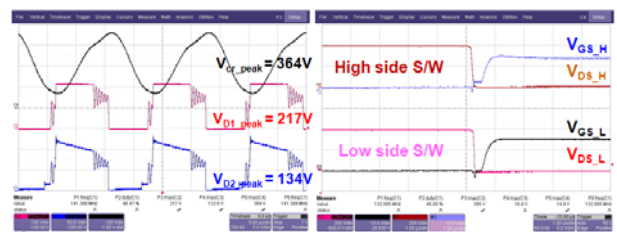


그림 9 최대 부하 조건에서의 각 소자 파형
Fig. 9 Experimental waveforms at full load condition

공진캐패시터의 양단 전압 V_{cr} 은 Master 와 Slave 출력부하가 최대인 최악의 상황에서도 $364V_{peak}$ 의 낮은

양단전압을 나타내고 있으며 Master 단의 정류단 다이오드 및 Slave 단의 출력 다이오드의 양단전압 역시 매우 낮은 전압스트레스로 인해 제작단가 절감에 유리하다. 최종적으로 제작단가 측면의 경우 Slave 출력전압 제어를 위한 부스트 컨버터가 사용된 기존 LLC 공진형 컨버터에 비해 약 \$0.966 의 단가 절감 효과가 있었다. 동시에 기존 LLC 공진형 컨버터의 장점인 ZVS 동작 또한 정상적으로 이루어져 주 스위치의 턴-온 손실의 최소화가 가능하고 별도의 추가되는 Post-regulator 가 없어 실제 50" FHD 급 PDP panel test 시 부스트 컨버터가 사용된 기존 LLC 공진형 컨버터에 비해 매우 우수한 입력특성을 나타내었다.

4. 결 론

이중 출력을 위한 기존 LLC 공진형 컨버터에서는 이중 출력 중 하나의 출력전압에 대해 주파수 제어를 통하여 정밀한 출력을 얻을 수 있으나, 나머지 출력에 대해서는 크로스 레귤레이션을 이용해 적당히 구현하거나 정밀한 출력전압이 요구되는 경우 벡 컨버터 또는 부스트 컨버터와 같은 Post-regulator 와 이에 따른 별도의 제어 IC가 필수적이었다. 이로 인해 가격, 효율, 부피 등 여러 측면에서의 단점이 존재하였다.

따라서 본 논문에서는 기존 LLC 공진형 컨버터에 비해 간단하고 별도의 Post-regulator가 없이 단일 IC로 이중 출력을 모두 제어하는 새로운 방식의 LLC 공진형 컨버터를 제안하였다. 기존 스위칭 주파수만을 변화시켜 제어하는 방법과는 달리 펄스 폭 변조(PWM)이라는 추가된 제어변수를 이용하여 스위칭 주파수와 동시에 펄스 폭 변조를 통해 각각의 전압을 제어함으로써 벡 컨버터와 같은 고가의 Post-regulator 없이 정밀제어 가능한 Slave전압을 획득할 수 있으므로 간단한 구조의 저가격형 및 고효율의 컨버터를 구현할 수 있다. 실험결과 저가의 구조임에도 부하별 각 출력의 우수한 레귤레이션 특성은 물론, 높은 전력 변환 효율과 우수한 발열특성을 나타냄을 확인하였다.

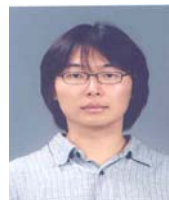
최종적으로 본 논문에서 제안된 LLC 공진형 컨버터는 중용량급의 이중출력을 위한 전원시스템에 매우 적합할 것으로 기대된다.

이 논문은 (주)삼성전기의 연구비 지원에 의하여 연구되었음

참 고 문 헌

- [1] Fred C. Lee, "Topology investigation for front end DC/DC power conversion for distributed power system", Bo yang, pp.94-95, pp.129, pp.109-116, 2003.
- [2] Won-Seok Nam, Sang-Kyu Han, Chung-Wook Roh Sung-su Hongk, "Steady-state analysis of LLC resonant converter for optimum design", *전력전자학회 학술대회 논문집*, pp. 375-377, 2006. 6.
- [3] Bo Yang, yuancheng Ren, Fred C. Lee. "Integrated magnetic for LLC resonant converter", *IEEE APEC 2002. Seventeenth Annual IEEE*, Vol. 1, pp.345-351, 2002.
- [4] 우스이 히로시 외 2 인, "다출력 전류 공진형 DC-DC 컨버터", 대한민국특허청, 출원번호 : 10-2006-7009809, pp. 5-6, 2006.
- [5] Tso-Min Chen, Chern-Lin Chen. "Characterization of Asymmetrical Half Bridge Flyback Converter", *IEEE*, pp. 921-916, 2002.
- [6] "Texas Instruments" Pulse-Width-Modulation control IC.

저 자 소 개



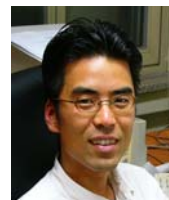
윤종규(尹鍾奎)

1981년 12월 12일생. 2007년 국민대 공과대학 전자정보통신공학부 졸업. 2007년~현재 동 대학원 전자공학과 석사과정.



조상호(趙相鎬)

1982년 1월 2일생. 2006년 국민대 공과대학 전자정보통신공학부 졸업. 2006년~현재 동 대학원 전자공학과 석·박사통합과정.



노정욱(盧政煜)

1971년 9월 10일생. 1993년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업. 1995년 동 대학원 전기 및 전자 공학과 졸업(석사). 2000년 동 대학원 전기 및 전자 공학과 졸업(공학). 2000년~2004년 삼성전자(주) 영상 디스플레이 사업부 책임연구원. 2004년~현재 국민대 전자정보통신공학부 부교수.



홍성수(洪成洙)

1961년 1월 25일생. 1984년 서울대 전기 공학과 졸업. 1986년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1992년 동 대학원 전기 및 전자공학과 졸업(공학). 1984년~1999년 현대전자(주) 정보통신 연구소 책임연구원. 1999년~현재 국민대 전자정보통신공학부 부교수.



김종해(金鐘海)

1968년 3월 11일생. 1999년 영남대 전기 공학과 졸업(공학). 2005년 일본 나고야대학 전기공학과 졸업(공학). 1996년~2000년 영남대 공업기술연구소 연구원. 2002년~2003년 호리정보과학진흥재단 연구원. 2003년~2005년 일본 나고야대학 COE 연구원. 2005년 ~ 현재 삼성전기 Power 사업팀 책임연구원.



이효범(李孝範)

1956년 2월 18일생. 1980년 항공대 전자 공학과 졸업. 2002년~2005년 삼성전기 영상 Network사업본부 Digital사업부장. 2005년 1월~2005년 12월 삼성전기RF사업부 Power사업 팀장. 2006년~현재 삼성 전기 Power사업 팀장.



한상규(韓翔圭)

1973년 12월 13일생. 1999년 2월 부산대학교 전기공학과 졸업. 2001년 2월 한국과학기술원 전자전산학과 졸업(석사). 2005년 2월 동 대학원 전자전산학과 졸업(공학). 2005년 3월~2005년 8월 한국과학기술원 정보전자연구소 박사후연구원. 2005년 9월~현재 국민대 전자정보통신공학부 조교수.