

독립된 다중출력을 위한 영전류 스위칭 LLC 공진형 Post-Regulator

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

Zero-Current Switching LLC Resonant Post-Regulator for Independent Multi-Output

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

요 약

본 논문은 다중출력 전원 시스템을 위한 새로운 구조의 영전류 스위칭(ZCS, Zero Current Switching) LLC 공진형 Post-regulator를 제안한다. 기존의 LLC 공진형 컨버터는 정밀한 다중 출력을 얻기 위해 추가의 비 절연형 DC/DC 컨버터가 요구되었고, 이는 전력 변환 효율 감소 및 제조 원가 상승의 단점을 갖고 있다. 제안된 Post-regulator는 각 정류 다이오드 및 전력 스위치의 내압 및 전류 스트레스가 작고, 부피가 큰 고가의 비 절연형 DC/DC 컨버터의 추가 대신 1 개의 보조 스위치만으로 구현되므로 구조가 간단하고, 저가격화에 유리하다. 또한, 제안된 Post-regulator의 모든 전력 스위치는 영전류 스위칭이 가능하므로 EMI 특성이 우수하며 스위칭 손실을 최소화 할 수 있다. 최종적으로 본 논문에서 제안된 전원 시스템의 동작 원리 및 타당성을 검증하기 위하여, 영전류 스위칭 LLC 공진형 Post-regulator의 실험 결과를 제시한다.

ABSTRACT

A new zero-current switching LLC resonant post-regulator for multi-output power system is proposed in this paper. A conventional LLC resonant converter employs extra non-isolated DC/DC converters to obtain tight-regulated multi-slave output voltages. Therefore, it has several serious problems such as a poor efficiency and high cost of production. The proposed post-regulator features low voltage and current stress across the output rectifier diodes and power switches. Moreover, the proposed post-regulator requires only one power switch instead of the bulky and expensive non-isolated DC/DC converter. Therefore, it features a simple structure and lower cost. Especially, since the proposed post-regulator can ensure the ZCS of all power switches, it has very desirable advantages such as more improved EMI characteristics and reduced switching losses. Finally, to confirm the operation, validity, and features of the proposed circuit, experimental results from a proposed zero-current LLC resonant post-regulator are presented.

Key Words : Zero-Current Switching(ZCS), LLC, Post-regulator, multi-output

1. 서 론

[†]교신저자 : 정회원, 국민대 전자정보통신공학부 조교수

E-mail : djhan@kookmin.ac.kr

^{*}학생회원, 국민대 전자공학과 석·박사통합사과정

^{**}학생회원, 국민대 전자공학과 석사과정

^{***}정회원, 국민대 전자정보통신공학부 부교수

[§]정회원, 삼성전기(주) P&M 사업부

접수일자 : 2008. 8. 14

1차 심사 : 2008. 10. 20

심사완료 : 2008. 11. 12

최근 첨단 전자 기술의 급속한 발전으로 정보 통신, 신호 처리, 오디오 및 비디오 등 다양한 기능을 동시에 구현할 수 있는 전자 제품들이 연구·개발되고 있다. 이러한 다기능 및 고집적의 전자 제품을 구현하기 위해서는 전력 시스템 또한 다양한 종류의 전원을 구비해야 하며, 높은 전력 밀도와 고효율 그리고 우수한

EMI 특성이 필수적이다^{[1],[2]}.

고 전력밀도를 통한 시스템 소형화를 실현하기 위해서는 전력 변환 컨버터를 높은 스위칭 주파수로 동작시키는 것이 일반적이며, 이 경우 스위칭 손실이 매우 중요한 요소로 작용한다.

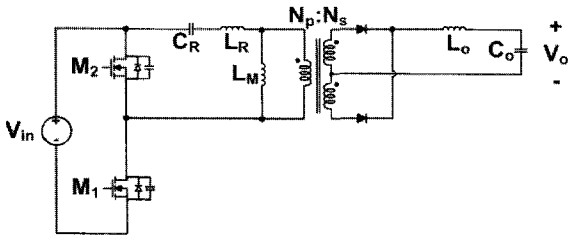


그림 1 기존 비대칭 하프브리지 DC/DC 컨버터
Fig. 1 Conventional asymmetrical half-bridge converter

그러나 그림 1과 같이 중용량급 전원 시스템에서 가장 많이 채용되었던 비대칭 하프 브리지 컨버터 (Asymmetrical Half Bridge Converter)의 경우 스위치 M_1 과 M_2 의 동작 시비율을 비대칭으로 동작시킴으로써 출력 전압을 제어하게 되는데, 이 경우 모든 부하 영역에 대해 턴-오프 손실이 크고 경부하 조건에서 영전압 스위칭(ZVS, Zero Voltage Switching)이 보장되지 못해 주파수를 높이는 데 한계가 존재한다. 특히 비대칭 하프브리지 컨버터의 경우 구조적으로 큰 출력 인덕터가 요구되므로 시스템 부피나 제작 단가 측면에서 불리하며, 높은 입력 전압에서 동작 시비율의 비대칭이 매우 커지므로 전류 파형의 비대칭 현상 또한 심해져 전도 손실과 스위칭 손실을 더욱 크게 하는 단점이 존재한다^[3].

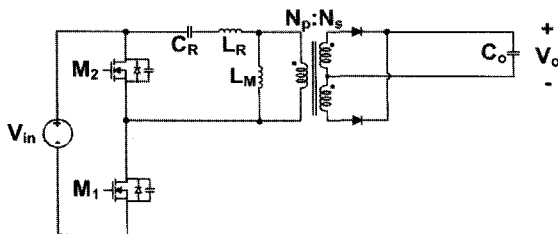


그림 2 기존 LLC 공진형 컨버터
Fig. 2 Conventional LLC resonant converter

그림 2와 같이 현재 중용량급 전원 시스템에서 가장 많이 채용되고 있는 LLC 공진형 컨버터는 동작 시비율은 항상 고정되는 대신 스위칭 주파수의 변조를 통해 출력 전압을 제어하며, 턴-온 및 턴-오프 스위칭 손실을 최소화 할 수 있어 최근 대부분의 중용량급

전원 시스템에 매우 적합하게 적용되고 있다^[1]. 또한, LLC 공진형 컨버터의 경우 높은 입력 전압 조건에서 입력 전류는 낮은 첨두값과 실효값을 가지므로 전도 손실을 최소화 할 수 있다^[4].

따라서 본 논문에서는 중용량급 전원 시스템에 매우 적합한 것으로 알려져 있는 기존 LLC 공진형 컨버터를 이용하여 다중출력 전원 시스템을 위한 고효율 및 저가격형 다중출력 LLC 공진형 컨버터를 제안하고, 이를 이론 및 실험적으로 검증한다.

2. 기존 다중출력 LLC 공진형 컨버터

그림 2는 기존 LLC 공진형 컨버터로서 단 한 개의 출력 전압만을 제공한다. 따라서 현재 대부분의 다중출력을 요하는 전원 시스템은 그림 3과 같이 2차측 정류단을 추가 구성해 직류 전압을 얻고, 출력 전압 제어를 위한 다수의 벡 컨버터(Buck Converter)를 추가 구성해 다중출력 전압을 얻고 있으며, 이 경우 원하는 다중출력의 개수만큼 벡 컨버터를 구성해야 하므로 제작 단가가 매우 상승하는 단점이 있다. 특히, 각 벡 컨버터의 전력 스위치 M_3 가 소프트 스위칭(Soft Switching) 동작을 하지 못해 전체 시스템의 전력변환 효율이 낮아지는 단점이 있다^{[5],[6]}.

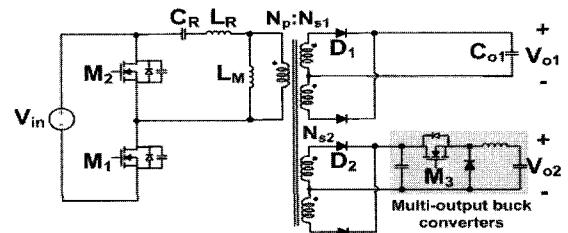


그림 3 기존 다중출력 LLC 공진형 컨버터
Fig. 3 Conventional multi-output LLC resonant converter

3. 제안 다중출력 LLC 공진형 Post-regulator

지금까지 중용량급 전원 시스템에 적용되었던 기존의 다중출력 LLC 공진형 컨버터의 장·단점에 대해 고찰하였다. 상기한 바와 같이 기존의 다중출력 LLC 공진형 컨버터는 벡 컨버터의 추가 구성에 의한 높은 제조원가의 문제, 전력 스위치 M_3 의 하드 스위칭으로 인한 스위칭 손실 등으로 인해 전체 시스템의 전력변환 효율이 낮은 문제가 있었다. 따라서, 본 논문에서는 중용량급 전원 시스템에 매우 적합한 기존 LLC 공진형 컨버터를 이용하여 기존 다중출력 LLC 공진형 컨버터의

문제점을 해결하는 새로운 구조의 다중출력 전원시스템을 위한 LLC 공진형 Post-regulator를 제안하고, 이를 이론 및 실험적으로 검증한다.

3.1 제안 다중출력 LLC 공진형 Post-regulator의 동작 원리

LLC 공진형 컨버터의 정상 상태 동작시의 등가 회로는 아래 그림 4와 같이 나타낼 수 있다.

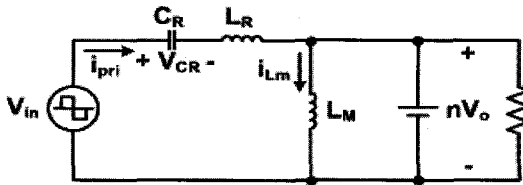


그림 4 LLC 공진형 컨버터의 등가 회로
Fig. 4 Equivalent circuit diagram during steady-state

이 때 1차측 공진 전류 i_{pri} 와 공진 캐패시터 C_R 의 전압 V_{CR} 은 아래 식 (1), (2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$v_{CR}(t) = (V_{IN} - nV_o) + I_{ini} \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \sin(\omega t) + (V_{cr,ini} - V_{IN} + nV_o) \cos(\omega t) \quad (1)$$

$$i_{pri}(t) = I_{ini} \cos(\omega t) - \frac{V_{cr,ini} - V_{IN} - V_o/n}{\sqrt{L_R/C_R}} \sin(\omega t) \quad (2)$$

여기에서 n 은 트랜스포머의 권선비, I_{ini} 와 $V_{cr,ini}$ 는 1차측 공진 전류 I_{pri} 와 공진 캐패시터 전압 V_{cr} 의 초기값을 의미한다.

식 (2)에서 확인할 수 있듯이 공진 전류 i_{pri} 의 크기는 공진 전류의 초기 값 I_{ini} 에 의해 결정된다. 즉, LLC 공진형 컨버터의 공진 전류 초기 값 I_{ini} 을 가변함에 따라 공진 전류 i_{pri} 의 크기를 가변 할 수 있고, 이에 따른 출력 전압도 가변 가능한 특성이 있기 때문에 출력 전압은 정전압으로 제어가 가능하다.

따라서 본 논문에서는 이러한 특성을 이용하여 기존 다중출력 LLC 공진형 컨버터의 문제점을 해결하는 새로운 구조의 다중출력 LLC 공진형 Post-regulator를 제안한다.

그림 5는 제안 다중출력 LLC 공진형 Post-regulator의 가능한 Slave 출력단을 도시하고 있다. 기존 LLC 공진형 컨버터의 경우 출력 전압 V_{o2} 를 제어하기 위해 추가의 DC/DC 컨버터를 구성하였지만, 본 논문에서 제안하는 LLC 공진형 Post-regulator는 출력 전압 V_{o2}

를 제어하기 위해 그림 5와 같이 정류단을 단 한 개의 스위치 M_3 로 구성함으로써 저가의 Post-regulator를 구성할 수 있는 장점이 있다. 또한, 다중출력 전원 시스템에 요구되는 출력 전압·출력 전류의 크기에 따라 반파 정류[그림 5(a)], 전파 정류[그림 5(b)], 센터-탭 정류[그림 5(c)], 전압 체배기[그림 5(d)]와 같은 다양한 구조의 응용이 가능하고, 스위치 M_3 의 턴-온/오프 동작을 통해 전압의 출력 순서도 제어할 수 있어 전압의 출력 순서가 중요한 전원 시스템에 적합하다.

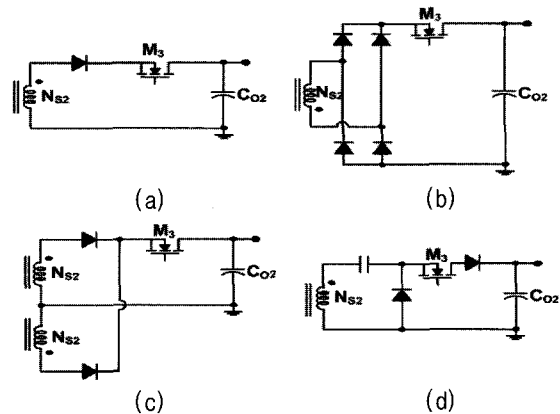


그림 5 제안 다중출력 LLC Post-regulator의 Slave단
Fig. 5 Proposed multi-output LLC post-regulator slave stage

그림 6은 본 논문에서 제안하는 다중출력 LLC 공진형 Post-regulator의 출력 전압 V_{o2} 의 제어 방법을 나타내고 있는 개념도이다.

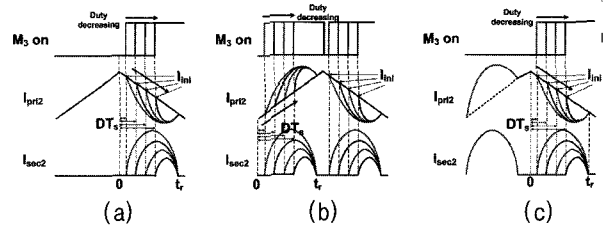


그림 6 출력 전압 V_{o2} 의 제어 개념도
Fig. 6 Control diagram of proposed converter

그림 6(a)는 그림 5(a)의 반파 정류에 대한 개념도, 그림 6(b)는 그림 5(b)의 전파 정류 및 그림 5(c)의 센터-탭 정류에 대한 개념도, 그림 6(c)는 그림 5(d)의 전압 체배기에 대한 개념도이다. 출력 전압 V_{o2} 은 1차측의 주스위치 M_1 과 M_2 의 스위칭 주파수의 변조를 통해 제어하며, 1차측 주스위치 M_1 과 M_2 의 스위칭 상태에 따라 공진 인덕터 L_R 과 공진 캐패시터 C_R 의 공진으로 인해 출력 전압 V_{o2} 정류단으로 전력이 공급될

수 있는 조건이 된다. 하지만 2차측 출력 전압 V_{o2} 정류단의 스위치 M_3 가 턴-오프 상태이면 공진 인덕터 L_R 과 공진 캐패시터 C_R 의 공진이 발생하지 않고 출력 전압 V_{o2} 정류단으로 전력이 공급되지 않는다. 이 때, 스위치 M_3 가 턴-온 되면 1차측 공진 전류가 2차측 출력 전압 V_{o2} 정류단으로 공급된다.

이 때, 스위치 M_3 가 턴-온을 일찍 하면 큰 공진 전류의 초기값에 의해 공진 전류의 크기가 커지고, 이에 따른 출력 전압은 상승하게 된다. 반대로 스위치 M_3 의 턴-온을 늦게 하면 작은 공진 전류의 초기 값에 의해 공진 전류의 크기가 작아지게 되고 이에 따른 출력 전압은 떨어지게 된다.

즉, 2차측 스위치 M_3 의 턴-온 시점을 가변 하는 방법으로 출력 전압 V_{o2} 는 일정한 정전압으로 제어가 된다. 또한, 그림 3의 기존 다중출력 LLC 공진형 컨버터의 스위치 M_3 가 하드 스위칭 동작 하는 것과 달리 그림 5의 제안 다중출력 LLC 공진형 Post-regulator의 스위치 M_3 는 전류의 공진이 완전히 끝나고, 출력 전압 V_{o2} 정류단에 전력이 완전히 공급된 이후 턴-오프 하므로, 영전류 스위칭을 보장하고, 스위칭 손실을 감소시켜 전력 변환 효율이 개선되는 장점이 있다.

3.2 제안 다중출력 LLC 공진형 Post-regulator의 구성

그림 7은 제안 다중출력 LLC 공진형 Post-regulator의 가능한 1차측 인버터(Inverter)단을 도시하고 있다. 그림 7(a)에 나타난 인버터단은 한 개의 공진 탱크 즉, 한 개의 공진 캐패시터 C_R 과 공진 트랜스포머로 구성되어 있어 구조가 간단하고, 인버터단의 저가격화에 유리한 장점이 있다. 그림 7(b)에 나타난 인버터단은 두 개의 공진 트랜스포머가 한 개의 공진 캐패시터 C_R 을 공유하는 형태이다. 그림 7(c)에 나타난 인버터단은 각각의 공진 탱크 즉, 각각의 공진 캐패시터 C_R 과 공진 트랜스포머가 구성된 구조로서 이러한 구조는 각각의 공진 탱크가 독립적으로 동작해 공진 탱크 설계가 용이하며, 최근 전자 제품의 추세인 슬림화의 요구에 부응할 수 있는 장점이 있다.

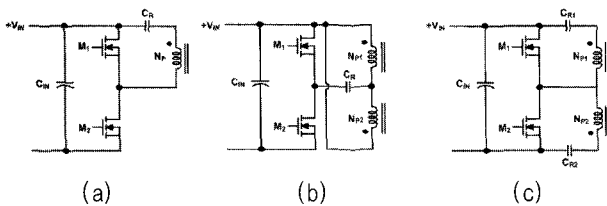


그림 7 제안 다중출력 LLC Post-regulator의 인버터단
Fig. 7 Proposed multi-output LLC post-regulator inverter stage

그림 8은 제안 다중출력 LLC 공진형 Post-regulator의 가능한 Master 출력단을 도시하고 있다. 1차측의 주스위치 M_1 과 M_2 의 스위칭 주파수의 변조를 통해 제어되는 출력 전압 V_{o1} 의 정류단은 그림 8과 같이 구성할 수 있다. 다중출력 전원 시스템에 요구되는 출력 전압·전류의 크기에 따라 반파 정류[그림 8(a)], 전파 정류[그림 8(b)], 센터-탭 정류[그림 8(c)], 전압 체배기 [그림 8(d)]와 같은 다양한 구조의 응용이 가능하다.

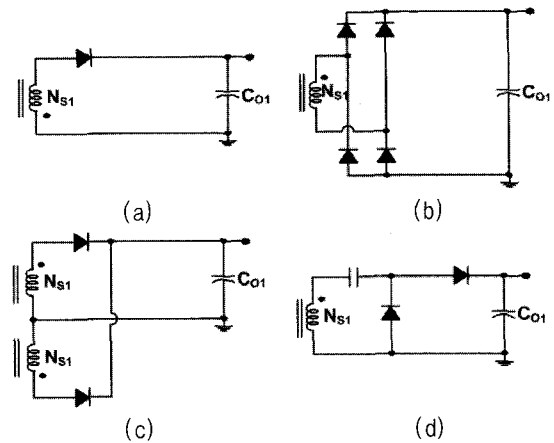


그림 8 제안 다중출력 LLC Post-regulator의 Master단
Fig. 8 Proposed multi-output LLC post-regulator master stage

그림 9는 본 논문에서 제안 하는 다중 출력 공진형 Post-regulator의 구성도를 나타내고 있다.

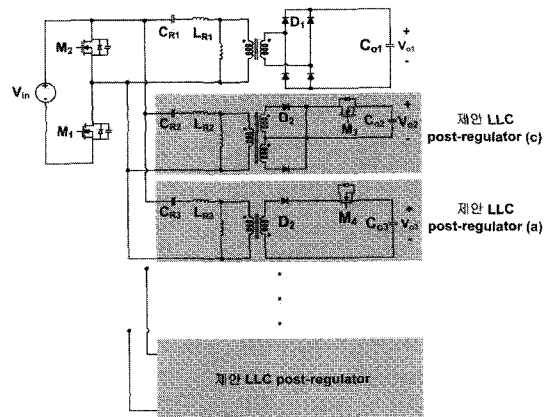


그림 9 제안 LLC 공진형 Post-regulator의 실시 예
Fig. 9 Proposed LLC resonant post-regulator

그림 9에서와 같이 1차측에 인버터단을 구성하고, 다중출력 전원 시스템에서 필요로 하는 출력 전원의 개수만큼 Post-regulator를 구성함으로써 고 정밀도로 제어되는 출력 전압을 획득할 수 있다. 각각의

Post-regulator는 기존의 백 DC/DC 컨버터에 비해 소자수가 감소해 원가 절감의 효과가 있으며, 스위칭 소자가 영전류 스위칭 동작을 하기 때문에 전력 변환 효율이 개선된다. 또한, 각각의 독립적인 공진 탱크를 이용하기 때문에 공진 탱크 설계가 용이하며, 최근 전자제품의 추세인 슬림화의 요구에 부응할 수 있다.

그림 10은 42" FHD PDP(Full High Definition Plasma Display Panel)용 전원회로를 위해 구성한 전력단으로 유지 전원(V_{ol})단은 높은 출력 전압·낮은 출력 전류 특성으로 인해 전파 정류단으로 구성하였고, 기입 전원(V_{o2})단은 낮은 출력 전압·높은 출력 전류 특성으로 인해 센터-탭 정류단으로 구성하여 모의 실험을 수행하고 최종적으로 시작품을 제작하였다.

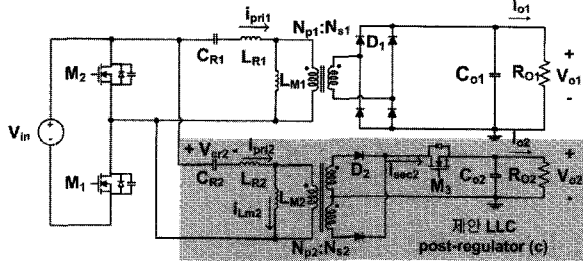


그림 10 42" FHD PDP용 전원회로를 위해 구성한 전력단
Fig. 10 Proposed converter for 42" FHD PDP Power system

그림 10의 42" FHD PDP용 전원회로를 위해 구성한 전력단의 출력 전압 V_{o2} 는 1차측 공진 전류 i_{pri2} 를 나타낸 식 (2)와 자화 전류를 나타낸 식 (3)을 이용해 아래 식 (4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$i_{Lm}(t) = \frac{V_{o2}}{n_2 L_m} t + \left((n_2 I_{o2} - n_1 I_{o1}) - \frac{T_s}{4n_2 L_m} V_{o2} \right) \quad (3)$$

$$I_{o2} = \frac{V_{o2}}{R_{o2}} = \frac{2}{n_2 T_s} \int_{DT_s}^{t_r} i_{pri}(t) - i_{Lm}(t) dt \rightarrow V_{o2} = I_{o2} R_{o2} \quad (4)$$

여기에서 n_1 과 n_2 는 트랜스포머 1과 2의 권선비, T_s 는 대용량 주기를 의미한다.

3.3 제안 다중출력 LLC 공진형 Post-regulator의 실험 결과

앞서 실시한 동작 해석을 바탕으로 42" FHD PDP용 전원회로를 위한 시작품 설계하고^[7], 설계 조건과 동일하게 제작하여 고찰된 실험결과를 제시한다.

설계 조건 및 실험에 사용된 제어 IC는 아래와 같다.

- 42" FHD PDP용 전원회로 설계 사양

- 입력 : PFC 출력 전압 $V_{DC}=400V$
- 출력 : 유지 전원(V_{ol})= $200V$ ($0.1 \sim 1.4A$),
기입전원(V_{o2})= $50V$ ($0.1 \sim 2.0A$)

- 공진 탱크 설계 값
트랜스포머 1 권선비= $29:24$ (EER5455),
 $C_{R1}=66nF$, $L_{R1}=18\mu H$, $L_{M1}=362\mu H$
- 트랜스포머 2 권선비= $35:8$ (EER4445),
 $C_{R1}=47nF$, $L_{R1}=76\mu H$, $L_{M1}=380\mu H$
- 실험에 사용된 제어 IC
High voltage resonant controller : L6598
Switch mode PWM control circuit : TL494
- Settling Time : $500msec$ 이내

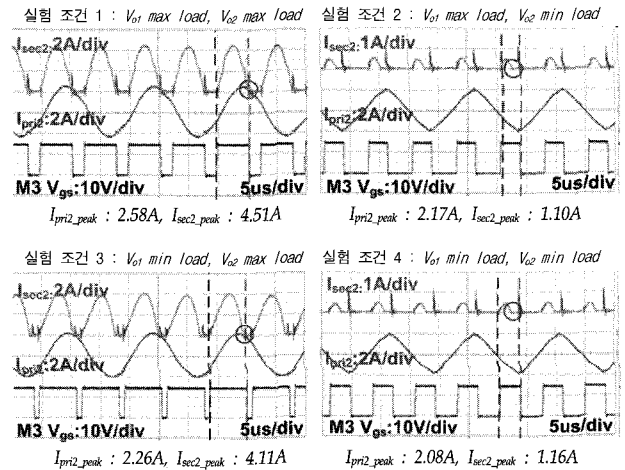
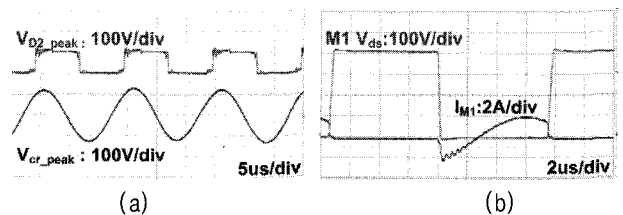


그림 11 출력 부하 별 각 주요 동작 파형
Fig. 11 Experimental waveforms under the load variation

그림 11은 출력 부하 별 각 주요 동작 파형으로 Post-regulator의 1차측 전류 i_{pri2} , 2차측 전류 i_{sec2} 그리고 스위치 M_3 의 게이트 파형을 나타내고 있다. 앞서 고찰한 이론적 파형과 동일함을 알 수 있다. 스위치 M_3 가 턴-온 된 이후 1차측 전류 i_{pri2} 가 공진을 시작해 출력 전압 V_{o2} 정류단으로 전력이 공급되는 것을 확인할 수 있다. 또한, 전 부하 영역에서 출력 전압 V_{o2} 정류단으로 전력이 완전히 공급되고 전류 i_{sec2} 가 0A가 된 이후 스위치 M_3 가 턴-오프되므로 영전류 스위칭이 보장됨을 확인할 수 있다.



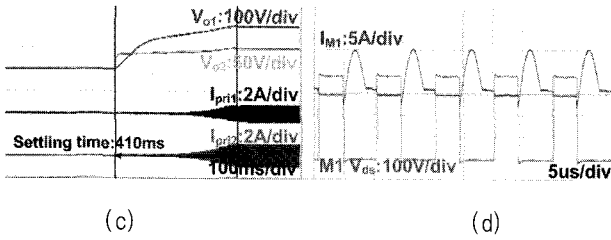


그림 12 최대 부하 조건에서의 각 소자 파형

Fig. 12 Experimental waveforms at full load condition

그림 12(a)는 최대 출력 부하 조건에서 공진 커패시터 C_{R2} 의 양단 전압 V_{CR2} , 출력 전압 V_{o2} 정류단의 다이오드 D_2 의 양단 전압 V_{D2} 를 나타내고 있다. 각 주요 소자는 작은 내압($V_{cr_peak}=340V$, $V_{D2_peak}=110V$)의 소자 사용이 가능해 전원 시스템의 단가 절감에 유리하다. 그림 12(b)는 스위치 M_1 , M_2 의 영전압 스위칭 파형을 보이고 있다. 스위치 M_1 , M_2 의 전압 V_{ds} 가 0V가 된 이후 스위치가 턴-온 되므로 영전압 스위칭이 보장됨을 확인할 수 있다. 따라서, 제안된 회로는 전 부하 영역에 대해 1차측 스위치는 영전압 스위칭을, 2차측 스위치는 영전류 스위칭이 보장되므로, 스위치의 스위칭 손실을 줄여 전력 변환 효율 및 소자 발열 개선에 효과적이다. 그림 12(c)는 제안 다중출력 LLC 공진형 Post-regulator의 초기 기동 시 1차측 전류 i_{pr1} · i_{pr2} 출력 전압 V_{o1} · V_{o2} 상세 파형이다. 제안 회로는 주파수 소프트 스타트(Soft Start) 동작에 의해 초기 기동 시 돌입 전류(Inrush Current)가 발생하지 않아 제안 회로의 신뢰성을 보장하였다. 또한, 출력 전압이 정상 상태에 도달하는 시간인 정착시간은 410msec로 측정되어 관리 기준(최대 부하 조건에서 500msec 이내)을 만족함을 확인하였다. 그림 12(d)는 제안 다중출력 LLC 공진형 Post-regulator의 1차측 주스위치 M_1 의 양단 전압 V_{M1} 과 전류 I_{M1} 를 나타내었다. 스위치 M_1 의 전류는 최대 10.5A로 측정되어 스위치의 전류 스트레스가 크지 않고, 스위치의 양단 전압도 입력 전압으로 제한되는 것을 확인하였다. 앞서 고찰한 이론적 파형과 동일함을 알 수 있다.

표 1 각 부하별 출력 전압 및 전력 변환 효율

Table 1 Measured efficiency under the load variation

V_{o1} (Master)		V_{o2} (Slave)		Efficiency (%)
I_{o1} (A)	V_{o1} (V)	I_{o2} (A)	V_{o2} (V)	
0.1	200.25	0.1	49.95	73.0
1.4	200.15	0.1	49.90	95.3
0.1	200.20	2.0	49.90	90.1
1.4	200.10	2.0	49.85	95.3

표 2 최대 부하 조건에서 각 주요 소자의 발열 데이터[°C]
Table 2 Temperature characteristics at full load condition

	ΔT		ΔT
스위치 M_1	25.9	트랜스포머1 코어	18.4
스위치 M_2	25.8	트랜스포머1 권선	19.6
스위치 M_3	28.5	트랜스포머2 코어	15.1
다이오드 D_1	24.3	트랜스포머2 권선	19.2
다이오드 D_2	27.3	주변 온도	0.0

1 hour aging, Ambient temp.=28°C

표 1은 출력 전압 V_{o1} 과 V_{o2} 의 부하별 전력 변환 효율을 나타낸 표이다. 전력 변환 효율은 최대 부하 조건에서 95.3%로 우수한 효율 특성을 확인할 수 있었다. 또한, 부하 변화에 대한 출력 전압의 변동폭도 $\Delta V_{o1}=0.15V$, $\Delta V_{o2}=0.10V$ 의 출력 전압 변동을 보여 우수한 출력 전압 제어 특성을 보였다. 주파수 변동은 그 변동 범위가 2.72kHz로 매우 작아 특정 주파수에 대한 최적 설계가 용이하다는 장점이 있다. 또한 표 2는 최대 출력 부하 조건에서 각 소자별 발열을 나타낸 표로서 우수한 전력 변환 효율에 따라 온도 상승이 크지 않음을 알 수 있다. 이는 방열판 크기의 축소가 가능해 제조 원가 절감에도 유리하다.

4. 결 론

본 논문에서는 퍼스널 컴퓨터 등의 정보 기기나, 에어컨 혹은 오디오·비주얼 기기 등의 가정 전자 제품 등에 많이 사용되고 있는 DC/DC 컨버터에 대해서 새로운 다중출력 LLC 공진형 Post-regulator를 제안하였다. 기존의 LLC 공진형 컨버터는 하나의 컨버터로 다수의 출력 전압을 얻을 수 없거나, 벡 컨버터의 추가 구성으로 인해 제조 원가가 상승하고 전력 변환 효율이 저하되는 단점이 있었다. 또한 2차측 스위치의 하드 스위칭 동작으로 인해 전력 변환 효율 개선에 한계가 있었다. 따라서 본 논문에서는 기존 다중출력 LLC 공진형 컨버터의 문제점을 해결하는 새로운 구조의 다중출력 LLC 공진형 Post-regulator를 제안하였다. 제안 다중출력 LLC 공진형 Post-regulator는 하나의 컨버터로 다수의 출력 전압을 얻을 수 있으며, 벡 컨버터를 제거하여 소자 수 감소 및 제조 원가를 절감하고, 2차측 스위치의 영전류 스위칭을 보장함으로써 전력 변환 효율을 개선하였다. 또한, 본 논문에서 제안하는 다중출력 LLC 공진형 Post-regulator는 스위치 M_3 의 동작에 따라 전압의 출력 순서 제어가 가능하여 전압의 출력 순서가 중요한 전원 시스템에 적합하며, 독

립된 공진 탱크를 이용함으로써 공진탱크 설계가 용이
함은 물론 최근 전자 제품의 슬림화 요구에도 부응할
수 있음을 확인하였다.

제안 다중출력 LLC 공진형 Post-regulator에 대한
이론적 해석을 실시하였고, 이를 통한 설계와 모의 실험
그리고 실제 42" FHD PDP용 전원 회로를 위한
시작품을 제작하여 제안된 Post-regulator 및 전원시
스템의 우수성과 이론적 분석의 타당성 검증하였다.

실험 결과 본 논문에서 제안한 다중출력 LLC 공진형
Post-regulator는 기존의 PWM 방식인 비대칭형 하프
브리지 컨버터와 기존 다중출력 LLC 공진형 컨버터와
비교해 저가의 제조 원가로 우수한 효율을 얻을 수 있
으며, 전압 제어 특성 및 발열 특성에서 우수한 특성
을 확인할 수 있었다.

따라서 본 논문에서 제안한 다중출력 LLC 공진형
Post-regulator는 다중출력을 필요로 하며 슬림화가
요구되는 DC/DC 컨버터에 매우 적합하게 적용될 수
있을 것이다.

본 논문은 삼성전기 및 2008년도 국민대학교
교내연구비를 지원받아 수행된 연구임

참 고 문 헌

- [1] Sung-In Kang, Kwang-Ho Yoon, Eun-Soo Kim, "A High Efficiency LLC Series Resonant Converter", 전력 전자학회, pp. 424-427, 2007.
- [2] Won-Seok Nam, Sang-Kyu Han, Chung-Wook Roh, Sung-Soo Hong, "Steady-state Analysis of LLC Resonant Converter for Optimum Design" 전력전자학회, pp. 375-377, 2006.
- [3] Tso-Min Chen, Chern-Lin Chen. "Characterization of Asymmetrical Half Bridge Flyback Converter", IEEE, pp. 921-926, 2002.
- [4] B. Yang, F.C. Lee, A.J. Zhang, G. Huang, "LLC Resonant Converter for Front End DC/DC Conversion", IEEE, pp. 1108-1112, 2002.
- [5] Fred C. Lee, "Topology investigation for front end DC/DC power conversion for distributed power system", Bo yang, pp. 94-116, 2003.
- [6] Sang-Gab Park, Sang-Kyu Han, Chung-Wook Roh, Sung-Soo Hong, "A High Efficiency Multi Output PDP Power System with Single Transformer Structure", 전력전자학회, pp. 280-282, 2003.
- [7] B. Lu, W. Liu, Y. Liang, F. C. Lee, J. D. Van Wyk,

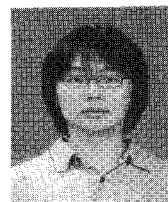
"Optimal Design Methodology for LLC Resonant Converter", IEEE, pp. 533-538, 2006.

저 자 소 개



조상호(趙相鎬)

1982년 1월 2일생. 2006년 국민대 공과대
학 전자정보통신공학부 졸업. 2006년~현
재 동 대학원 전자공학과 석·박사통합과
정.



윤종규(尹鍾奎)

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



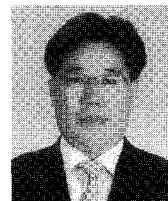
노정욱(盧政煜)

1971년 9월 10일생. 1993년 한국과학기술
원 전기 및 전자공학과 졸업. 1995년 동
대학원 전기 및 전자공학과 졸업(석사).
2000년 동 대학원 전기 및 전자공학과
졸업(공학). 2000년~2004년 삼성전자 (주)
영상디스플레이사업부 책임연구원. 2004
년~현재 국민대 전자정보통신공학부 부교수. 현재 당 학회
편집위원.



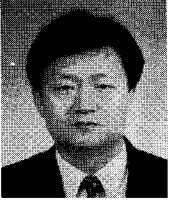
홍성수(洪成洙)

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



김종해(金鍾海)

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



이효범(李孝範)

1956년 2월 18일생. 1980년 항공대 전자공학과 졸업. 2002년~2005년 삼성전기 영상 Network사업본부 Digital사업부장. 2005년 1월~2005년12월 삼성전기RF사업부 Power 사업 팀장. 2006년~현재 삼성전기Power

사업 팀장.



한상규(韓翔圭)

1973년 12월 13일생. 1999년 2월 부산대 전기공학과 졸업. 2001년 2월 한국과학기술원 전자전산학과 졸업(석사). 2005년 2월 동 대학원 전자전산학과 졸업(공학박). 2005년 3월~2005년 8월 한국과학기술원

정보전자연구소 박사후연구원. 2005년 9월~현재 국민대 전자정보통신공학부 조교수.