論 文 13-6-5

2008 전력전자학술대회 우수추천논문

단일 변압기를 이용한 고효율・저가격형 다중출력 LLC 공진형 컨버터

趙相鎬*, 尹鍾奎**, 盧政煜***, 洪成洙***, 金鍾海****, 李孝範§, 韓翔圭†

High-Efficiency & Cost-Effective Multi-Output LLC Resonant Converter using Single Transformer

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

요 약

다양한 기능을 동시에 구현하는 최근의 전자제품을 위한 전력 시스템은 다양한 종류의 전원을 구비해야 하며, 고효율・저가격 특성이 필수적이다. 이를 위해 본 논문은 단일 변압기를 이용한 중용량급의 고효율・저가격형 다중출력 LLC 공진형 컨버터를 제안한다. 제안된 컨버터는 단일 변압기를 이용하고, 요구되는 출력 당 고가의 DC/DC 컨버터의 추가 없이 1 개의 보조 스위치만으로 구현되므로 구조가 간단하고 저가격화 및 효율 개선에 유리하다. 또한 제안된 회로의 모든 전력 스위치들은 ZVS 또는 ZCS가 가능하므로 EMI 특성이 우수하며 스위칭 손실을 최소화 할 수 있다. 최종적으로 제안된 컨버터 및 전원시스템의 우수성과 이론적 분석의 타당성 검증을 위해 *42"* FHD급 PDP용 전원회로를 위한 시작품을 제작하여 고찰된 실험결과를 제시한다.

ABSTRACT

The medium power system for the recent electronic products that can perform the multi-function requires various multi-output, high-efficiency and low cost characteristics. To cope with these critical issues, a new high-efficiency and cost-effective multi-output LLC resonant converter is proposed in this paper. The proposed converter requires only 1 power switch instead of the bulky and expensive non-isolated DC/DC converter. Therefore, it features a simple structure, lower cost and high-efficiency. Especially, since the proposed converter can ensure the ZVS or 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 SMPS prototype for *42"* FHD PDP TV are presented.

Key Words : Medium power system, Multi-output, LLC resonant converter, PDP TV, SMPS

1. 서 론

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

†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 책임연구원
§정회원, 삼성전기(주) P&M 사업부 팀장
접수일자 : 2008. 8. 14 1차 심사 : 2008. 10. 9
심사완료 : 2008. 10. 17

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.

그러나 그림 1과 같이 중용량급 전원 시스템에서 가장 많이 채용되었던 비대칭 하프 브리지 컨버터(Asymmetrical Half Bridge Converter)의 경우 스위치 M_1과 M_2의 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].

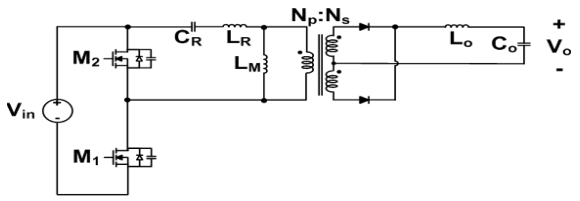


그림 1 기존 비대칭 하프브리지 컨버터
Fig. 1 Conventional asymmetrical half-bridge converter

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 시 스위칭 손실을 최소화 할 수 있어 최근 대부분의 중용량급 전원 시스템에 매우 적합하게 적용되고 있다[2]. 또한, LLC 공진형 컨버터의 경우 높은 입력 전압 조건에서 입력 전류는 낮은 피크값과 RMS 값을 가지므로 전도 손실을 최소화 할 수 있다[4].

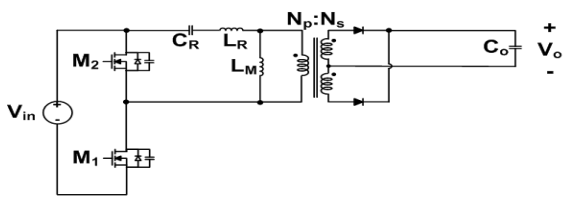


그림 2 기존 LLC 공진형 컨버터
Fig. 2 Convertional LLC resonant converter

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 벅 컨버터(Buck Converter)를 추가 구성해 다중출력 전압을 얻고 있으며, 이 경우 원하는 다중출력의 개수만큼 벅 컨버터를 구성해야 하므로 제작 단가가 매우 상승하는 단점이 있다. 특히, 각 벅 컨버터의 전력 스위치 M_3가 소프트 스위칭(Soft Switching) 동작을 하지 못해 전체 시스템의 전력변환 효율이 낮아지는 단점이 있다[5],[6].

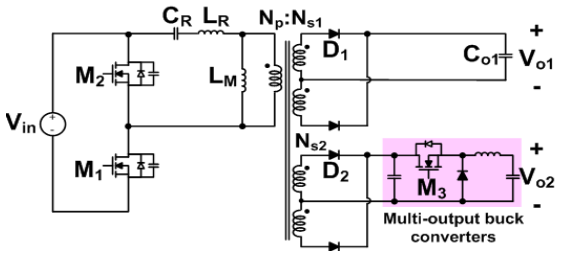


그림 3 기존 다중출력 LLC 공진형 컨버터
Fig. 3 Convertional multi-output LLC resonant converter

3. 제안 다중출력 LLC 공진형 컨버터

지금까지 중용량급 전원 시스템에 적용되었던 기존의 다중출력 LLC 공진형 컨버터의 장·단점에 대해 고찰하였다. 상기한 바와 같이 기존의 다중출력 LLC 공진형 컨버터는 벅 컨버터의 추가 구성에 의한 높은 제조 원가의 문제, 전력 스위치 M_3의 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 단일 변압기를 이용한 고효율·저가격형 다중출력 LLC 공진형 컨버터를 제안하고, 이를 이론 및 실험적으로 검증한다.

3.1 제안 다중출력 LLC 공진형 컨버터의 동작 원리

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

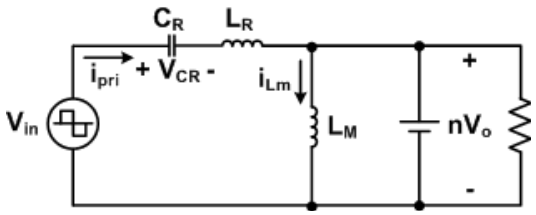


그림 4 LLC 공진형 컨버터의 등가 회로
Fig. 4 Equivalent circuit diagram during steady-state

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

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

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

여기에서 n은 트랜스포머의 권선비, I_{ini}와 $V_{cr.ini}$는 1차측 공진 전류 I_{pri}와 공진 캐패시터 전압 V_{cr}의 초기 값을 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 컨버터를 제안한다.

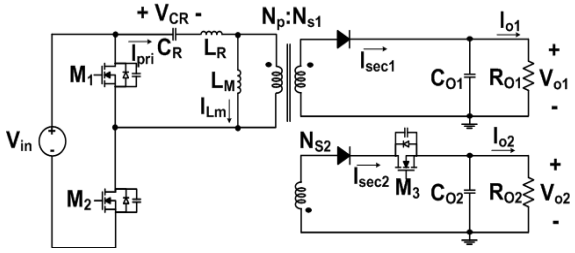


그림 5 제안 다중출력 LLC 공진형 컨버터
Fig. 5 Proposed multi-output LLC resonant converter

그림 5는 본 논문에서 제안하는 다중출력 LLC 공진형 컨버터의 전력단을 도시하고 있다.

출력 전압 V_{o2}를 제어하기 위한 정류단은 단 한 개의 스위치 M_3로 구성함으로써 저가의 DC/DC 컨버터를 구성할 수 있는 장점이 있다. 또한 그림 3의 기존 다중출력 LLC 공진형 컨버터와 달리 출력 전압 V_{o2} 정류단에 전력이 완전히 공급된 이후 스위치 M_3가 턴-오프 동작을 하기 때문에 영전류 스위칭(ZCS, Zero Current Switching)이 가능한 장점이 있다.

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

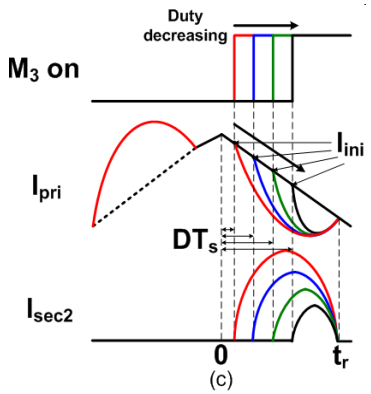


그림 6 출력 전압 V_{o2}의 제어 개념도
Fig. 6 Control diagram of proposed converter

출력 전압 V_{o1}은 1차측의 주 스위치 M_1과 M_2의 스위칭 주파수의 변조를 통해 제어하며, 1차측 주스위치 M_2가 턴-온되면 공진 인덕터 L_R과 공진 캐패시터 C_R의 공진으로 인해 출력 전압 V_{o2} 정류단으로 전력이 공급될 수 있는 조건이 된다. 하지만 2차측 출력 전압 V_{o2} 정류단의 스위치 M_3가 턴-오프 상태이면 공진 인덕터 L_R과 공진 캐패시터 C_R의 공진이 발생하지 않고 출력 전압 V_{o2} 정류단으로 전력이 공급되지 않는다. 이 때, 스위치 M_3가 턴-온 되면 1차측 공진 전류가 2차측 출력 전압 V_{o2} 정류단으로 공급된다.

이 때, 스위치 M_3가 턴-온을 일찍 하면 큰 공진 전류의 초기값에 의해 공진 전류의 크기가 커지고, 이에 따른 출력 전압은 상승하게 된다. 반대로 스위치 M_3의 턴-온을 늦게 하면 작은 공진 전류의 초기 값에 의해 공진 전류의 크기가 작아지게 되고 이에 따른 출력 전압은 떨어지게 된다. 이를 바탕으로 출력 전압 V_{o2}는 아래 식 (4)와 같이 나타낼 수 있다.

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

$$I_{o2}=\frac{V_{o2}}{R_{o2}}=\frac{1}{n_2 T_s}\int_{DT_s}^{t_r} i_{pri}(t)-i_{Lm}(t)dt \rightarrow V_{o2}=I_{o2}R_{o2} \quad (4)$$

여기에서 n_1과 n_2는 트랜스포머 1과 2의 권선비, T_s는 스위칭 주기를 의미한다.

이와 같이 2차측 스위치 M_3의 턴-온 시점을 가변하는 방법으로 출력 전압 V_{o2}는 일정한 정전압으로 제어가 된다. 또한, 그림 3의 기존 다중출력 LLC 공진형 컨버터의 스위치 M_3가 하드 스위칭 동작 하는 것과 달리 그림 5의 제안 다중출력 LLC 공진형 컨버터의 스위치 M_3는 전류의 공진이 완전히 끝나고, 출력 전압 V_{o2} 정류단에 전력이 완전히 공급된 이후 턴-오프 하므로, 영전류 스위칭(ZCS)을 보장하고, 스위칭 손실을 감소시켜 전력 변환 효율이 개선되는 장점이 있다.

3.2 제안 다중출력 LLC 공진형 컨버터의 동작 해석

LLC 컨버터의 동작 해석에 앞서 다음을 가정하도록 한다.

ⅰ. 모든 소자는 이상적이다. (단, 변압기는 자화 인덕터 (L_M), 누설 인덕터(L_R)를 제외하고 이상적이며, MOSFET은 기생 병렬 다이오드 및 기생 병렬 캐패시터를 제외하고, 이상적인 스위치로 가정한다.)

ⅱ. LLC 컨버터는 정상 상태 (Steady-State)에서 동작한다.

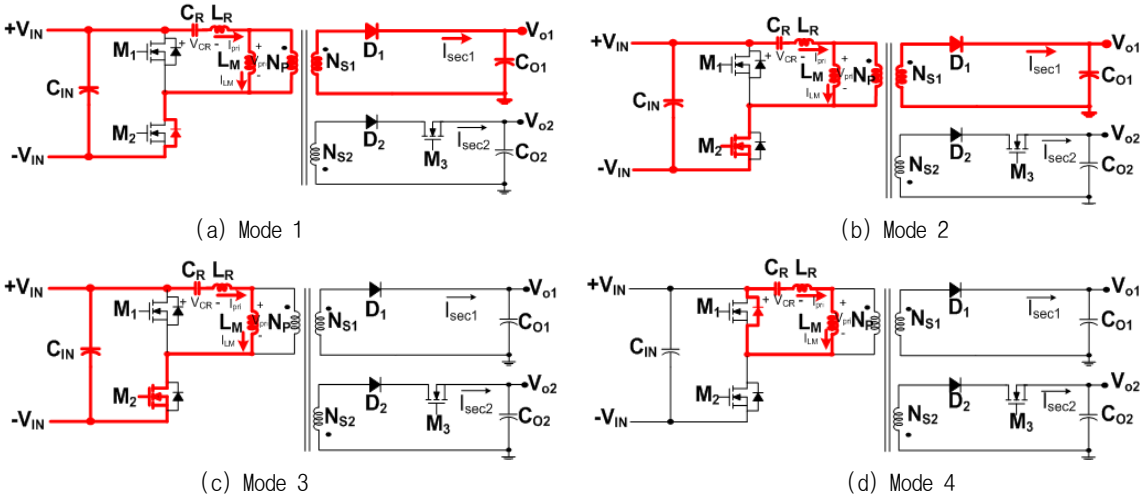
ⅲ. C_{o1}과 C_{o2}의 캐패시턴스는 충분히 크므로 출력 전압 V_{o1}과 V_{o2}를 일정하다고 가정한다.

제안 다중출력 LLC 공진형 컨버터의 동작은 1차측 MOSEFT의 스위칭 상태 및 2차측 다이오드와 MOSFET의 스위칭 상태에 따라서 7 개의 Mode로 나눌 수 있다. t_0 시점 이전에는 스위치 M_2는 턴-오프 되어있고, 스위치 M_1은 턴-온 되어 있으며, 2차측에는 전류가 흐르지 않으므로, 변압기에 음의 값을 갖는 자화 전류가 스위치 M_1을 통해서 흐르고 있다.

Mode 1 [t_0 - t_1] : 스위치 M_1이 t_0 시점에서 턴-오프 됨으로써 Mode 1이 시작되며, Mode 1의 전류 도통 경로를 그림 7(a)에 나타내었다. 변압기의 자화 전류는 음의 값을 가지고 있으므로, 스위치 M_2의 역방향 병렬 다이오드를 통해서 흐르게 된다. 변압기의 1차측에는 V_{in}-V_{CR}의 전압이 걸리게 되고 이 전압은 $(N_P/N_{S1})V_{o1}$보다 크므로, 2차측 다이오드 D_1이 도통된다. 동시에 1차측 공진 캐패시터 C_R과 1차측 공진 인덕터 L_R은 공진을 시작하며 변압기의 자화 인덕터에는 $(N_P/N_{S1})V_{o1}$ 전압이 걸려 자화 전류는 선형적으로 증가한다.

Mode 2 [t_1 - t_2] : 스위치 M_2가 t_1 시점에서 턴-온 되면서 Mode 2가 시작되며, Mode 2의 전류 도통 경로를 그림 7(b)에 나타내었다. 공진 인덕터 L_R의 전류는 스위치 M_2를 통해서 흐르며, 주요 동작은 Mode 1과 유사하다.

Mode 3 [t_2 - t_3] : 공진 인덕터 L_R과 공진 캐패시터 C_R이 공진하여 t_2 시점에서 i_{pri}와 i_{Lm}이 같아짐으로써 Mode 3가 시작되며, Mode 3의 전류 도통 경로를



(a) Mode 1 (b) Mode 2

(c) Mode 3 (d) Mode 4

그림 7 제안 다중출력 LLC 공진형 컨버터의 Mode별 동작해석
Fig. 7 Operation modes of the proposed converter

그림 7(c)에 나타내었다. i_{pri}와 i_{Lm}이 같아지면, 변압기 2차측으로는 전류가 흐르지 않으므로, 2차측 다이오드 D_1 과 D_2는 턴-오프 된다. V_{in}-V_{CR}의 전압은 대부분 자화 인덕터 L_M에 걸리게 되고 i_{pri}와 i_{Lm}이 같은 상태로 공진 캐패시터 C_R과 공진하면서 증가한다.

Mode 4 [t_3 - t_4] : 스위치 M_2가 t_3시점에서 턴-오프 함으로써 Mode 4가 시작되며, Mode 4의 전류 도통 경로를 그림 7(d)에 나타내었다. 변압기의 자화 전류는 양의 값을 가지고 있으므로, 스위치 M_1의 역방향 병렬 다이오드를 통해서 흐르게 된다. 변압기의 1차측에는 $-V_{CR}$의 전압이 걸리게 되고 이 전압은 $-(N_P/N_{S2})V_{o2}$보다 작으므로, 2차측 다이오드 D_2가 도통할 조건이지만, 스위치 M_3가 턴-오프되어 있어 Mode 1과 달리, 1차측 공진 캐패시터 C_R과 1차측 공진 인덕터 L_R은 공진을 하지 않고 출력 전압 V_{o2}의 정류단으로 전력이 공급되지 않는다.

Mode 5 [t_4 - t_5] : 스위치 M_1이 t_4 시점에서 턴-온 되면서 Mode 5가 시작되며, Mode 5의 전류 도통 경로를 그림 8(a)에 나타내었다. 공진 인덕터 L_R의 전류는 스위치 M_1을 통해서 흐르며, 주요 동작은 Mode 4와 유사하다.

Mode 6 [t_5 - t_6] : 스위치 M_3가 t_5 시점에서 턴-온 함으로써 Mode 6이 시작되며, Mode 6의 전류 도통 경로를 그림 8(b)에 나타내었다. 변압기의 1차측에는 $-V_{CR}$의 전압이 걸리게 되고 이 전압은 $-(N_P/N_{S2})V_{o2}$보다 작으므로, 2차측 다이오드 D_2가 도통된다. 동시에 1차측 공진 캐패시터 C_R과 1차측 공진 인덕터 L_R은 공진을 시작하며, 변압기의 자화 인덕터에는 $-(N_P/N_{S2})V_{o2}$ 전압이 걸려 자화 전류는 선형적으로 감소한다.

Mode 7 [t_6 - t_7] : 공진 인덕터 L_R과 공진 캐패시터 C_R이 공진하여 t_6 시점에서 i_{pri}와 i_{Lm}이 같아짐으로써 Mode 7이 시작되며, Mode 7의 전류 도통 경로를 그림 8(c)에 나타내었다. i_{pri}와 i_{Lm}이 같아지면, 변압기 2차측으로는 전류가 흐르지 않으므로, 2차측 다이오드 D_1과 D_2는 턴-오프 된다. $-V_{CR}$의 전압은 대부분 자화 인덕터 L_M에 걸리게 되고 i_{pri}와 i_{Lm}이 같은 상태로 공진 캐패시터 C_R과 공진하면서 감소한다.

Mode 8 [t_7 -] : 스위치 M_1이 t_7 시점에서 턴-오프 됨으로써 Mode 8이 시작되며 Mode 8의 전류 도통 경로를 그림 8(d)에 나타내었다. Mode 8의 주요 동작은 Mode 1과 동일하다.

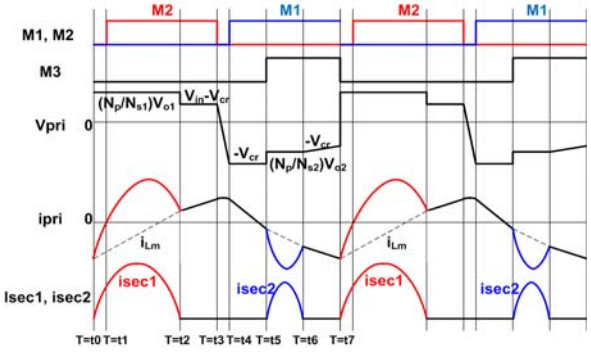
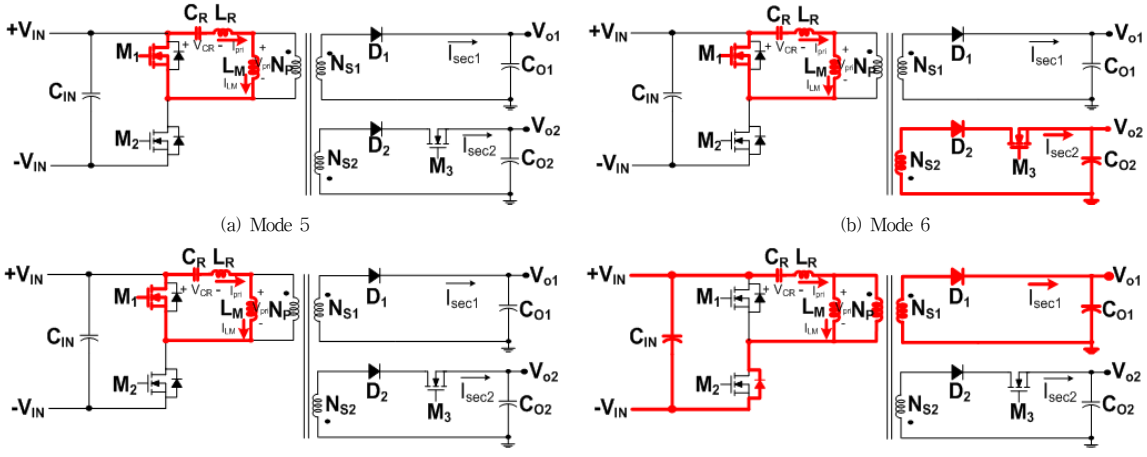


그림 9 제안 다중출력 LLC 공진형 컨버터의 주요 동작 파형
Fig. 9 Key waveforms of proposed converter



(a) Mode 5 (b) Mode 6

(c) Mode 7 (d) Mode 8 = Mode 1

그림 8 제안 다중출력 LLC 공진형 컨버터의 Mode별 동작해석
Fig. 8 Operation modes of the proposed converter

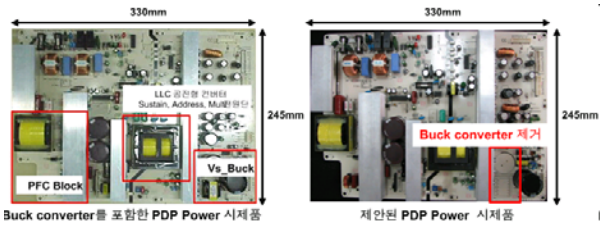
그림 9에 제안 다중출력 LLC 공진형 컨버터의 주요 동작 파형을 나타내었다. 제안 다중출력 LLC 공진형 컨버터는 출력 전압 V_{o2} 정류단에 전력이 완전히 전달되고 난 후 스위치 M_3를 턴-오프하기 때문에 영 전류 스위칭(ZCS)이 보장되고, 이에 따라 스위칭 손실도 감소하는 장점이 있다. 즉 제안된 회로에 사용된 모든 전력 스위치는 모두 소프트 스위칭이 보장되므로 스위칭 손실이 매우 작고, EMI 특성이 매우 우수한 장점을 가진다.

3.3 제안 다중출력 LLC 공진형 컨버터의 실험 결과

앞서 실시한 동작 해석을 바탕으로 *42"* FHD PDP (Full High Definition Plasma Display Panel)용 전원 회로를 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_{o1})=200V (0.1~1.4A),
  기입전원(V_{o2})=50V (0.1~2.0A)
- 공진 탱크 설계 값
  트랜스포머 권선비=48:44:12 (EER5455),
  C_R=166nF, L_R=30μH, L_M=430μH
- 실험에 사용된 제어 IC
  High voltage resonant controller : L6598
  Switch mode PWM control circuit : TL494
- Settling Time : 500msec 이내



(a) (b)

그림 10 기존 PDP Power 및 제안 PDP Power 시제품 비교
Fig. 10 Comparison of prototype converter

그림 10(a)는 기존의 벅 컨버터가 포함된 PDP Power 시제품이며, 그림 10(b)는 본 논문에서 제안한 다중출력 LLC 공진형 컨버터를 적용한 PDP Power 시제품이다. 벅 컨버터가 포함된 기존 다중출력 LLC 공진형 컨버터는 소자수가 많고 벅 컨버터에 의한 제조원가 증가 및 전력 변환 효율 저하의 문제가 있다. 하지만 본 논문에서 제안한 다중출력 LLC 공진형 컨버터는 벅 컨버터를 제거해 소자수를 줄여 추가적인 컨버터의 부피 감소 및 원가 절감이 가능하고 전력 변환 효율 개선 효과가 있다.

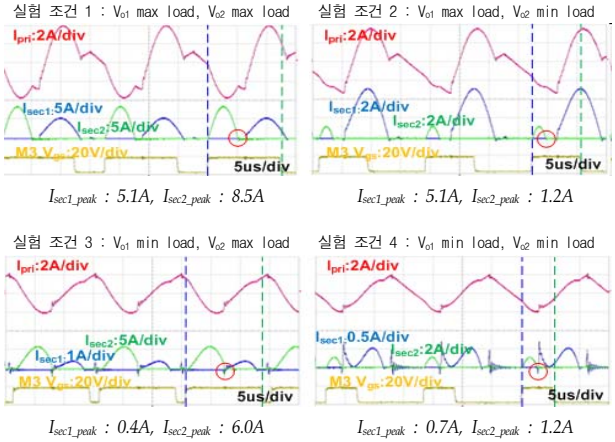
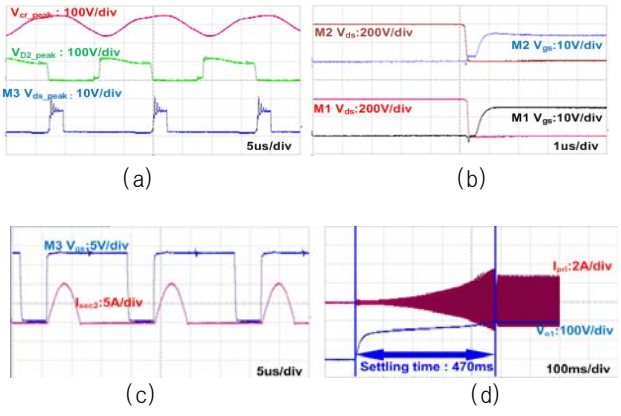


그림 11 출력 부하 별 각 주요 동작 파형
Fig. 11 Experimental waveforms under the load variation

그림 11은 출력 부하 별 각 주요 동작 파형으로 1차측 전류 i_{pri}, 2차측 전류 i_{sec1}·i_{sec2} 그리고 스위치 M_3의 게이트 파형을 나타내고 있다. 앞서 고찰한 이론적 파형과 동일함을 알 수 있다. 스위치 M_3가 턴-온 된 이후 1차측 전류 i_{pri}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_3가 턴-오프되므로 영전류 스위칭(ZCS)이 보장됨을 확인할 수 있다.



(a) (b)

(c) (d)

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 캐패시터 C_R의 양단 전압 V_{CR}, 출력 전압 V_{o2} 정류단의 다이오드 D_2의 양단 전압 V_{D2}, 2차측 스위치 M_3의 양단 전압 V_{ds}를 나타내고 있다. 각 주요 소자는 작은 내압(V_{cr_peak}=346V, V_{D2_peak}=126V, M_3 V_{ds_peak}=21V)의 소자 사용이 가능해 전원 시스템의 단가 절감에 유리하다. 그림 12(b)는 스위치 M_1, M_2의 영전압 스위칭(ZVS), 그림 12(c)는 스위치 M_3의 영전류 스위칭(ZCS) 파형을 보이고 있다. 스위치 M_1, M_2의 전압 V_{ds}가 0V가 된 이후 스위치가 턴-온 되므로 영전압 스위칭(ZVS)이 보장되며, 스위치 M_3의 전류 i_{sec2}가 0A가 된 이후 스위치가 턴-오프 되므로 영전류 스위칭(ZCS)이 보장됨을 확인할 수 있다. 따라서, 제안된 회로는 전 부하 영역에 대해 1차측 스위치는 영전압 스위칭(ZVS)을, 2차측 스위치는 영전류 스위칭(ZCS)이 보장되므로, 스위치의 스위칭 손실을 줄여 전력 변환 효율 및 소자 발열 개선에 효과적이다. 그림 12(d)는 제안 다중출력 LLC 공진형 컨버터의 초기 기동 시 1차측 전류 i_{pri}와 출력 전압 V_{o1}의 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 Settling time은 470msec로 측정되어 관리 기준(최대 부하 조건에서 500msec 이내)을 만족함을 확인하였다.

표 1은 출력 전압 V_{o1}과 V_{o2}의 부하별 전력 변환 효율을 나타낸 표이다. 전력 변환 효율은 최대 부하 조건에서 96.5%(기존 비대칭 하프 브리지 컨버터 : 92.3%, 기존 LLC 공진형 컨버터 : 95.5%[8])로 우수한 효율 특성을 확인할 수 있었다. 또한, 부하 변화에 대한 출력 전압의 변동폭도 ΔV_{o1}=0.14V, ΔV_{o2}=0.11V의 출력 전압 변동을 보여 우수한 출력 전압 제어 특성을 보였다. 주파수 변동은 그 변동 범위가 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.

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	200.05	0.1	49.49	75.5
1.4	199.95	0.1	49.54	96.3
0.1	200.09	2.0	49.43	93.0
1.4	200.03	2.0	49.48	96.5

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

	ΔT		ΔT
스위치 M_1	6.6	다이오드 D_2	29.1
스위치 M_2	12.9	트랜스포머 코어	13.5
스위치 M_3	18.2	트랜스포머 권선	20.0
다이오드 D_1	31.8	주변 온도	0.0

1 hour aging, Ambient temp.=28℃

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 컨버터를 제안하였다. 기존의 LLC 공진형 컨버터는 하나의 컨버터로 다수의 출력 전압을 얻을 수 없거나, 벅 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 컨버터를 제안하였다. 제안 다중출력 LLC 공진형 컨버터는 하나의 컨버터로 다수의 출력 전압을 얻을 수 있으며, 벅 컨버터를 제거하여 소자 수 감소 및 제조 원가를 절감하고, 2차측 스위치의 영전류 스위칭(ZCS)을 보장함으로써 전력 변환 효율을 개선하였다.

제안 다중출력 LLC 공진형 컨버터에 대한 이론적 해석을 실시하였고, 이를 통한 설계와 모의 실험 그리고 실제 42“ FHD PDP용 전원 회로를 위한 시작품을 제작하여 제안된 컨버터 및 전원시스템의 우수성과 이론적 분석의 타당성 검증하였다.

실험 결과 본 논문에서 제안한 다중출력 LLC 공진형 컨버터는 기존의 PWM 방식인 비대칭형 하프 브리지 컨버터와 기존 다중출력 LLC 공진형 컨버터와 비교해 저가의 제조 원가로 우수한 효율을 얻을 수 있으며, 전압 제어 특성 및 발열 특성에서 우수한 특성을 확인할 수 있었다.

따라서 본 논문에서 제안한 다중출력 LLC 공진형 컨버터는 다중출력을 요하는 DC/DC 컨버터에 매우 적합하게 적용될 수 있을 것이다.

이 논문은 ㈜삼성전기의 연구비 지원에 의하여 연구되었음

참 고 문 헌

[1] Sung-In Kang, Kwang-Ho Yoon, Eun-Soo Kim, "A High Efficiency LLC Series Resonant Converter", *전력전자학회 학술대회 논문집*, pp. 424-427, 2007. 7.

[2] Won-Seok Nam, Sang-Kyu Han, Chung-Wook Roh, Sung-Soo Hong, "Steady-state Analysis of LLC Resonant Converter for Optimum Design", *전력전자학회 학술대회 논문집*, pp. 375-377, 2006. 6.

[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 Otuput PDP Power System with Single Transformer Structure", *전력전자학회 학술대회 논문집*, pp. 280-282, 2007. 7.

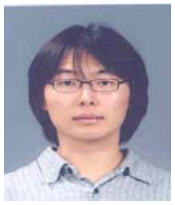
[7] B. Lu, W. Liu, Y. Liang, F. C. Lee, J. D. Van Wyk, "Optimal Design Methodology for LLC Resonant Converter", IEEE, pp. 533-538, 2006.

[8] Fred C. Lee, "Topology investigation for front end DC/DC power conversion for distributed power system", Bo yang, pp. 125-127, 2003.

저 자 소 개

조상호(趙相鎬)

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

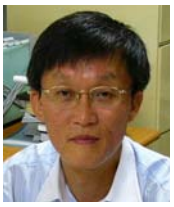


윤종규(尹鍾奎)

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

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(공박). 2000년~2004년 삼성전자(주) 영상 디스플레이 사업부 책임연구원. 2004년~현재 국민대 전자정보통신공학부 부교수.



홍성수(洪成洙)

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

김종해(金鍾海)

1968년 3월 11일생. 1999년 영남대 전기공학과 졸업(공박). 2005년 일본 나고야대학 전기공학과 졸업(공박). 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 전자공학과 졸업. 2002년~2005년 삼성전기 영상 Network 사업본부 Digital사업부장. 2005년 1월~2005년 12월 삼성전기 RF사업부 Power사업 팀장. 2006년~현재 삼성전기 Power사업 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(공박). 2005년 3월~2005년 8월 한국과학기술원 정보전자연구소 박사후연구원. 2005년 9월~현재 국민대 전자정보통신공학부 조교수.