

두개의 변압기와 공진 탱크로 구성된 LLC 공진 컨버터

金住勳*, 姜聲仁***, 金恩洙†, 全龍奭**, 李在三***, 許東營****

LLC Resonant Converter with Two Transformers and Resonant Tanks

Joo-Hoon Kim, Sung-In Kang, Eun-Soo Kim, Yong-Suk Jun, Jae-Sam Lee, and Dong-Young Huh

요 약

본 논문에서는 전원장치의 고집적화와 저가격화를 위해 두 개의 공진커패시터와 두 개의 변압기로 구성된 독립된 공진탱크회로를 갖는 LLC 공진 컨버터를 제안하였다. 제안된 공진회로에 적용된 두개의 변압기는 각 변압기에 흐르는 전류 불평형문제를 저감하기 위해 1차 측은 병렬 연결되어 있고 2차 측은 상호 직렬 연결되어 있다. 300W 시제품을 제작 실험한 결과를 통해 제안된 LLC 공진컨버터가 적용 가능성을 나타냈다.

ABSTRACT

To cope with the high power density and low cost in switching power supply, LLC resonant converters with the two resonant tank circuits composed of resonance capacitors and two transformers are proposed in this paper. Each transformers used for the proposed resonant circuits are parallel connected in the primary and series connected in the secondary to reduce the current unbalance. The proposed LLC resonant converters are described and verified on 300W experimental prototype.

Key Words : LLC resonant converter, High power density

1. 서 론

최근 이슈화 되고 있는 Display 가전기기의 슬림화 추세에 맞춰 이에 대응 할 수 있는 높이가 10mm이하의 고집적 전원장치 개발이 요구되고 있다. 그림 1(a)는 기존 단일 변압기로 구성된 하프-브리지(Half Bridge) LLC 공진 컨버터의 경우 그림 1(c)에서 볼 수 있듯이 상측 스위칭 소자(Q₁)가 턴-온 할 때에만 입력

측에서 전류(I_m)가 흐르고 턴-오프 했을 때 전류가 흐르지 않기 때문에 입력피크전류가 커지게 된다. 입력 피크전류가 커지면 입력 커패시터의 리플전류가 증가하게 되고, 특히 단일변압기로만 적용 시 변압기 1차 측 권선 실효전류 증가에 따른 권선손실에 따라 발열이 발생하는 등 고집적화 전원장치 개발에 한계를 준다.^[1, 2, 3]

그리고 단일 변압기로 되어 있어 2차 측의 대전류와 다출력 구조로 인해 변압기 창 면적 제한이 많아 크기 저감 및 적용 등에 여러 가지 제약성을 가지고 있다. 따라서 그림 1(b)과 같이 전원장치의 슬림화 및 적용 변압기 크기저감을 위해 두 개의 변압기를 직렬연결하고 2차 측 정류부는 병렬 연결된 Dual-output LLC 공진컨버터가 발표되고 있지만 그림1(c)에 나타난 것처럼 입력피크전류(I_m)에 따른 입력커패시터의 전류스트레스는 마찬가지로 크다.^[4, 5]

† 교신저자 : 정희원, 전주대 전기전자정보통신공학부 부교수
E-mail : eskim@jj.ac.kr

* 학생회원, 전주대 전기전자공학 석사과정

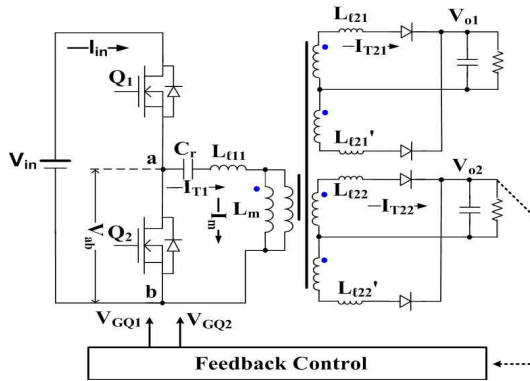
** 정희원, 전주대 전기전자정보통신공학부 교수

*** 정희원, LG이노텍(주) 연구원

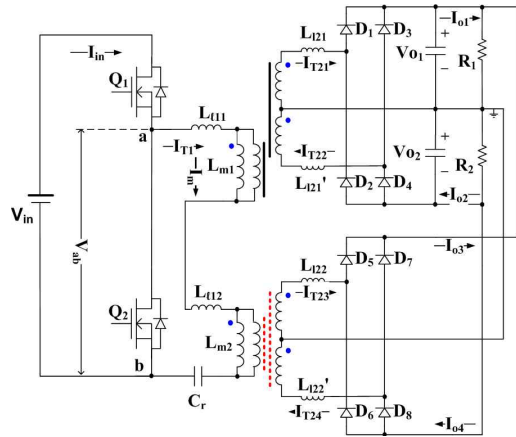
**** 정희원, LG이노텍(주) 상무/연구위원

접수일자 : 2009. 6. 18 1차 심사 : 2009. 8. 13

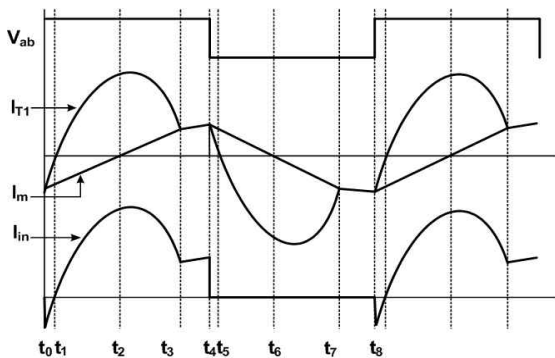
심사완료 : 2009. 9. 16



(a) 기존 LLC 공진 컨버터 주회로
(a) The conventional LLC resonant converter



(b) Dual-output LLC 공진 컨버터 주회로도
(b) Main circuit of Dual-output LLC resonant converter



(c) LLC공진 컨버터 각부 전압 전류 파형
(c) Voltage and current waveforms of LLC resonant converter

그림 1 LLC 공진 컨버터 주회로도 및 동작 파형
Fig. 1 Main circuit and operating waveforms of the conventional LLC resonant converter

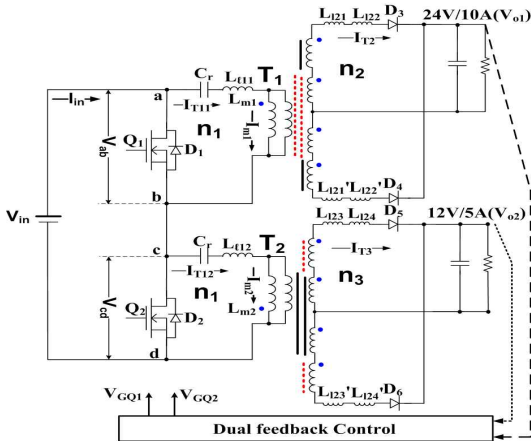
본 논문에서는 최근 Display 가전기기의 슬림화 추세에 맞추어 집적화된 전원장치를 위한 회로를 제안하였다. 제안된 회로는 높이가 10mm이하의 전원장치를 위해 높이 5.1mm, 길이 44mm, 폭 31.8mm 크기의 EFD3244H 코어를 적용한 슬림화된 고주파 변압기를 두개로 나누어 변압기 간에 독립된 공진탱크회로 (Resonant tank circuit)로 구성하여 집적화에 용이하도록 하였고, 두개의 변압기 2차 측 권선을 각각 교차하여 직렬로 연결함으로써 각 공진탱크회로 간에 전류불평형을 막고, 부하변동에 대해서는 상호 커플링되어 있어서 12V출력단 전압 및 24V출력단 전압을 큰 차이 없이 용이하게 제어 할 수 있도록 하였다. 본 논문에서는 300W급 시제품을 제작, 실험한 결과에 대하여 서술하였다.

2. 제안된 LLC 공진 컨버터

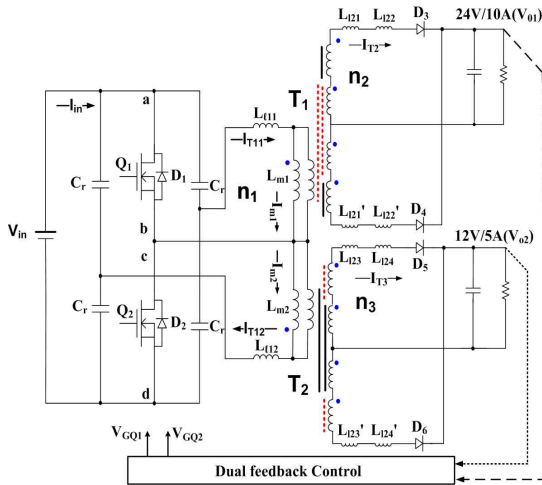
기존 LLC 공진 컨버터의 문제점을 보완하기 위하여 그림 2(a)와 그림 2(b) 같은 독립된 공진 탱크를 갖는 LLC 공진 컨버터를 제안하였다. 제안된 컨버터는 슬림화를 위해 변압기를 두 개(T_1 , T_2)로 나누었다. 그리고 각각의 독립된 공진탱크회로를 구성함으로써 기존 LLC 공진 컨버터에서 그림 1(c)와 같이 반주기 동안에 입력전류(I_m)가 전달되는 것과는 달리 그림 2(c)과 같이 모든 주기 동안에 입력전원에서 전류가 흐르게 되므로 입력 최대전류(I_m)가 1/2로 감소된다. 이에 따라 입력 전류리플이 반으로 줄게 되어 입력 커패시터 용량을 저감 시킬 수 있다. 또한 결선방법에 있어서 1차 측 공진 Tank회로는 병렬 연결된 회로구성에 따라 적은 자화전류 및 공진전류가 흐르므로 전류 스트레스가 반으로 줄일 수 있고, 이에 따라 변압기권선에서 발생하는 발열을 최소화 할 수 있어 집적화에도 용이하다. 2차 측 결선방법 또한 변압기(T_1)와 변압기(T_2)를 서로 교차하여 상호 직렬로 연결함으로써 두 변압기의 파라미터 차이에 따른 전류 불평형문제를 저감할 수 있는 장점이 있다. 그림 2(a)의 제안된 컨버터1과 그림 2(b)의 제안컨버터2는 두개의 독립된 공진탱크로 구성되어 같은 동작특성을 갖고 있다. 따라서 본 논문에서는 그림 2(a)의 제안된 컨버터1에 대해서 회로해석 및 실험결과 내용을 서술하고자 한다.

2.1 제안된 LLC 공진 컨버터 동작 모드

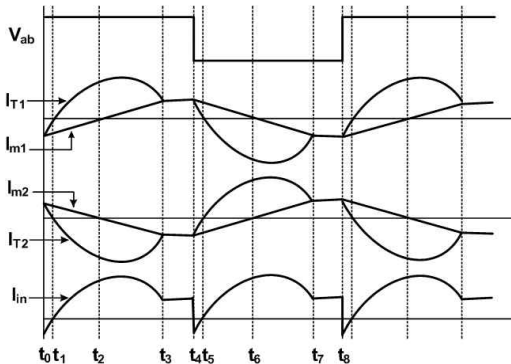
제안된 컨버터1은 두 개의 변압기(T_1 , T_2)와 공진 커패시터(C_r)로 구성된 두 개의 독립된 공진 탱크회로를 갖고 있다. 스위칭 소자(Q_1 , Q_2)가 턴-온/오프 함에 따라 변압기(T_1)은 공진 커패시터(C_r)와 하나의 공진회



(a) 제안된 컨버터 1
(a) Proposed converter 1



(b) 제안된 컨버터 2
(b) Proposed converter 2



(c) 제안된 컨버터의 각부 파형
(c) Voltage and current waveforms of the proposed converter

그림 2 제안된 독립된 공진탱크를 갖는 LLC 컨버터와 각부 파형
Fig. 2 Proposed circuits and voltage/current waveforms

로를 구성하고, 다른 변압기(T_2)는 공진 커패시터(C_r)와 공진회로를 구성하여 서로 독립된 공진 탱크회로를 가진다.

스위칭 주파수(f_s)가 공진주파수(f_r)보다 낮은 영역에서 불연속 모드로 동작하는 제안된 컨버터1은 그림 3과 같이 6가지 동작모드로 나눌 수 있다.

(a) Mode 1 : $t_0 < t < t_1$

t_0 시점에서 Q_1 이 턴-오프 하게 되면 변압기(T_1, T_2)의 자화전류(I_{m1}, I_{m2})에 의해서 짧은 시간동안 Q_1 및 Q_2 의 출력커패시턴스를 각각 입력전압(V_{in})과 0전압으로 충전 및 방전을 하게 되고 이때 변압기(T_1, T_2)의 전압극성이 변하여 공진전류가 흐르기 시작하고, 이후 Q_2 의 역 병렬다이오드(D_2)로 전류가 흐르고 있는 상태에서 Q_2 가 턴-온 되면 Q_2 는 영전압스위칭(ZVS : Zero Voltage Switching)을 하게 된다.

(b) Mode 2 : $t_1 < t < t_3$

모드2는 공진모드구간으로 두 개의 독립된 공진전류(I_{T11}, I_{T12})가 흐른다. 공진회로 중 하나는 Q_2 가 턴-온된 상태에서 공진 커패시터(C_r)가 변압기(T_1)의 누설인덕턴스(L_{l11})와 자화인덕턴스(L_{m1})를 통한 공진전류(I_{T11})가 흐르는 독립된 공진회로 구성동작과 또 다른 공진회로는 공진커패시터(C_r)와 변압기(T_2)의 누설인덕턴스(L_{l12})와 자화인덕턴스(L_{m2})를 통해 흐르는 공진전류(I_{T12})에 의한 또 다른 독립된 공진탱크회로로 각각 동작된다.

(c) Mode 3 : $t_3 < t < t_4$

t_3 시점에서 Q_2 는 계속 턴-온 상태로 동작모드는 Mode 2와 유사하지만 이 시점에서는 공진이 끝나고 변압기(T_1, T_2)의 자화인덕턴스(L_{m1}, L_{m2})에 의해 여자전류(I_{m1}, I_{m2})만 흐르는 구간이다. 이때 공진은 변압기(T_1, T_2)의 자화인덕턴스(L_{m1}, L_{m2})와 공진커패시터(C_r)에 의해 일어난다.

(d) Mode 4 : $t_4 < t < t_5$

음의 반주기 시작의 모드 4에서는 모드 1에서처럼 t_4 시점에서 Q_2 가 턴-오프 하게 되면 변압기(T_1, T_2)의 자화전류(I_{m1}, I_{m2})에 의해서 짧은 시간동안 Q_2 의 출력커패시턴스는 입력전압(V_{in})으로 충전되고 Q_1 의 출력커패시턴스가 0전압으로 방전이 된 후 Q_1 의 역 병렬다이오드(D_1)에 전류가 흐르면서 변압기(T_1, T_2)의 전압극성이 변하고 공진전류가 흐르기 시작하는 구간으로 이 기간 중에 Q_1 의 역 병렬다이오드(D_1)를 통해 전류

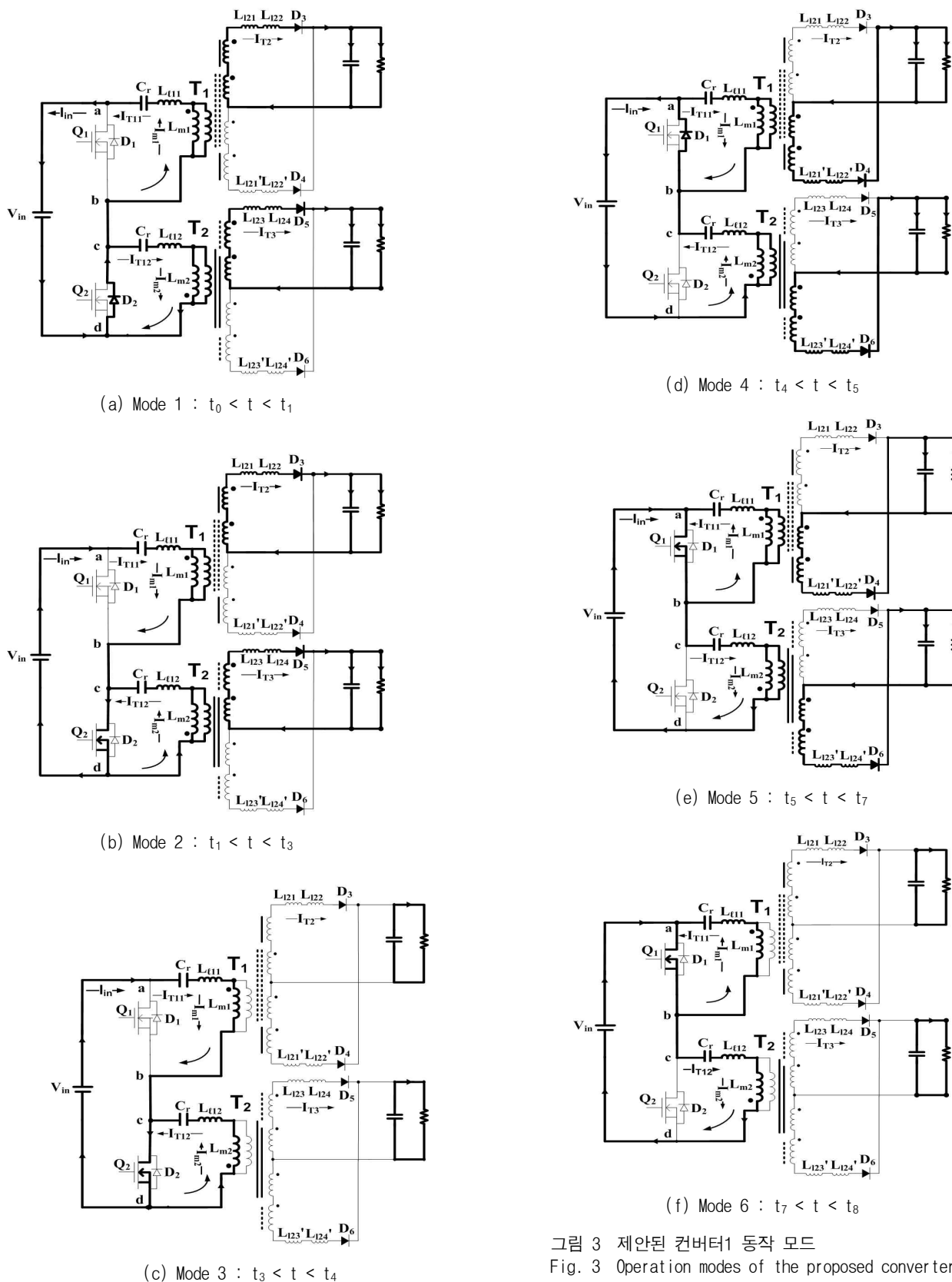


그림 3 제안된 컨버터1 동작 모드
 Fig. 3 Operation modes of the proposed converter1

가 흐르고 있는 상태에서 Q_1 이 턴-온 되면 Q_1 은 영전압스위칭(ZVS)을 하게 된다.

이후 음의 반주기 동안 모드 5($t_5 < t < t_7$)와 모드 6($t_7 < t < t_8$)은 양의 반주기 동안의 모드 2($t_1 < t < t_3$)와 모드 3($t_3 < t < t_4$)과 같은 동작을 반복한다.

제안된 LLC 공진컨버터의 공진주파수(f_r)이상에서 동작되는 연속모드일 경우는 모드 3과 모드 6 동작을 제외한 나머지 4가지 동작모드만을 갖는다.

2.2 제안된 LLC 공진 컨버터 등가 모델링

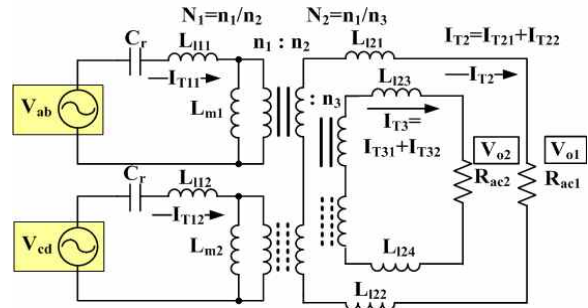
그림 2(a)의 제안된 컨버터1의 주회로는 변압기 T_1 과 공진커패시터 C_r 로 구성된 공진회로1과 변압기 T_2 와 공진커패시터(C_r)로 구성된 공진회로2로 구성되어 있다. 그리고 24V출력단과 12V출력단을 가지는 다출력 구조로 되어 있다. 따라서 24V출력단은 타부하인 12V출력단의 부하조건에 따라서 입출력 전압이득(G_V) 특성 및 등가공진주파수(f_r)가 달라지며 공진특성이 틀려지기 때문에 회로해석에 있어서 중요하게 고려되어야 한다. 또한 공진회로1의 변압기 T_1 과 공진회로2의 변압기 T_2 의 2차 측 결선방법이 상호 직렬로 연결되어 있기 때문에 T_1 과 T_2 의 커플링관계에 따라서 이득특성에 중요하게 영향을 미치는 점도 고려해야 한다.

먼저 제안된 컨버터1은 그림 4(a)와 같이 두개의 별도의 전압원(V_{ab} , V_{cd})과 12V출력단과 24V출력단을 포함한 회로로 간단하게 나타낼 수 있다. 따라서 그림 4(a)회로를 T형 등가회로로 변환하기 위하여 중첩의 원리(Superposition Theory)를 적용하였다. 중첩의 원리는 두개의 별도의 전압원(V_{ab} , V_{cd})을 가지고 있는 제안된 회로를 T형 등가회로로 변환하는 방법으로 이를 적용하여 먼저, 그림 4(b)와 같이 전압원1(V_{ab})에 대한 등가회로로 표현할 수 있으며, 이에 따른 전압원1(V_{ab})의 전압이득식을 식 (1)과 같이 구할 수 있다. 또한 T_1 과 T_2 의 2차 측 결선방법이 상호 직렬연결에 따라 이득특성에 중요한 영향을 미치는 커플링관계에 대한 임피던스 관계를 식 (2)와 식 (3)에 나타내었으며, 각각의 정규화 된 값들을 식 (4)~(6)에 나타내었다.

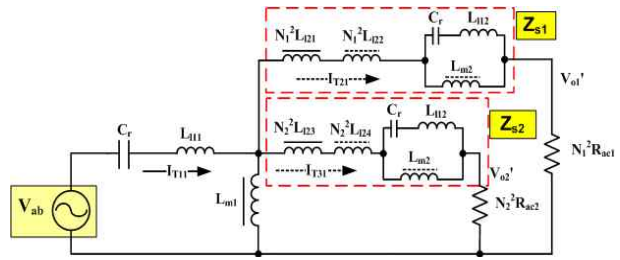
$$G_{V1} = V_{o1}' / V_{ab} =$$

$$\frac{1}{N_1} \left| S_1 \left\{ \frac{L_{p1}}{L_{m1}} - \frac{1}{\omega^2 L_{m1} C_r} + j \left(\omega L_{l11} - \frac{1}{\omega C_r} \right) \left(\frac{1}{Z_{s1} + N_1^2 R_{ac1}} + Z_{r1} \right) \right\} \right| \quad (1)$$

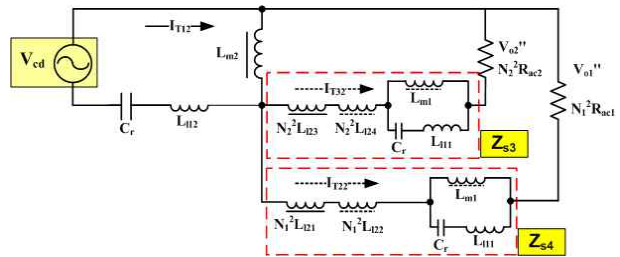
$$Z_{s1} = N_1^2 j \omega L_{ls1} + \frac{j \omega L_{m2} \left(j \omega L_{l12} - j \frac{1}{\omega C_r} \right)}{j \omega L_{m2} + j \omega L_{l12} - j \frac{1}{\omega C_r}} \quad (2)$$



(a) 두 개의 전원을 갖는 등가회로도
(a) Equivalent circuit with two sources



(b) 전압원(V_{ab})에 대한 등가회로
(b) Equivalent circuit due to an independent source(V_{ab})



(c) 전압원(V_{cd})에 대한 등가회로
(c) Equivalent circuit due to an independent source(V_{cd})

그림 4 제안된 컨버터의 등가회로와 중첩의 원리를 적용한 개별 전원(V_{ab} , V_{cd})에 대한 등가회로

Fig. 4 Equivalent circuits on the proposed converter and each independent source(V_{ab} , V_{cd}) using the principle of superposition

$$Z_{s2} = N_2^2 j \omega L_{ls2} + \frac{j \omega L_{m2} \left(j \omega L_{l12} - j \frac{1}{\omega C_r} \right)}{j \omega L_{m2} + j \omega L_{l12} - j \frac{1}{\omega C_r}} \quad (3)$$

$$L_{ls1} = L_{l21} + L_{l22}, \quad L_{ls2} = L_{l23} + L_{l24} \quad (4)$$

$$S_1 = 1 + \frac{Z_{s1}}{N_1 R_{ac1}}, \quad Z_{r1} = \frac{1}{Z_{s2} + N_2^2 R_{ac2}} \quad (5)$$

$$L_{p1} = L_{m1} + L_{l11} \quad (6)$$

중첩의 원리를 적용한 전압원(2V_{cd})에 대한 등가회로는 그림 4(c)와 같이 나타낼 수 있으며, 이에 따른 전압원(2V_{cd})의 전압이득식을 식 (7)과 같이 구할 수 있다. 또한 T₁과 T₂의 2차 측 결선방법이 상호 직렬연결에 따라 이득특성에 중요한 영향을 미치는 커플링관계 대한 임피던스 관계를 식 (8)과 식 (9)에 나타내었으며, 각각의 정규화 된 값들을 식 (10)과 식 (11)에 나타내었다.

$$G_{V2} = V_{o1}'' / V_{cd} =$$

$$\frac{1}{N_1} \left| S_2 \left\{ \frac{L_{p2}}{L_{m2}} - \frac{1}{\omega^2 L_{m2} C_r} + j \left(\omega L_{l12} - \frac{1}{\omega C_r} \right) \left(\frac{1}{Z_{s4} + N_1^2 R_{ac1}} + Z_{r2} \right) \right\} \right| \quad (7)$$

$$Z_{s3} = N_2^2 j \omega L_{ls2} + \frac{j \omega L_{m1} \left(j \omega L_{l11} - j \frac{1}{\omega C_r} \right)}{j \omega L_{m1} + j \omega L_{l11} - j \frac{1}{\omega C_r}} \quad (8)$$

$$Z_{s4} = N_1^2 j \omega L_{ls1} + \frac{j \omega L_{m1} \left(j \omega L_{l11} - j \frac{1}{\omega C_r} \right)}{j \omega L_{m1} + j \omega L_{l11} - j \frac{1}{\omega C_r}} \quad (9)$$

$$S_2 = 1 + \frac{Z_{s4}}{N_1 R_{ac1}}, \quad Z_{r2} = \frac{1}{Z_{s3} + N_2^2 R_{ac2}} \quad (10)$$

$$L_{p2} = L_{m2} + L_{l12} \quad (11)$$

따라서 제안된 컨버터의 최종적인 전압이득특성식은 식 (1)과 식 (7)의 합으로 식 (12)와 같이 나타낼 수 있다.

$$G_V = G_{V1} + G_{V2} \quad (12)$$

표 1 측정된 변압기 파라미터
Table 1 Measured parameters of transformer

	제안된 컨버터1의 파라미터(24V출력단)			
	변압기 T ₁		변압기 T ₂	
1차측누설인덕턴스	L _{l11}	30.55uH	L _{l12}	33uH
2차측누설인덕턴스	L _{l21}	0.373uH	L _{l22}	0.372uH
자화인덕턴스	L _{m1}	497.3uH	L _{m2}	494.2uH
등가누설인덕턴스	L _{eq1}	166.3uH	L _{eq2}	168.3uH
N ₁ (n ₁ /n ₂)		43/2		43/2
적용코아	코아: EFD3244H, 계열: PM12 높이: 5.1mm, 길이: 44mm, 폭: 31.8mm			

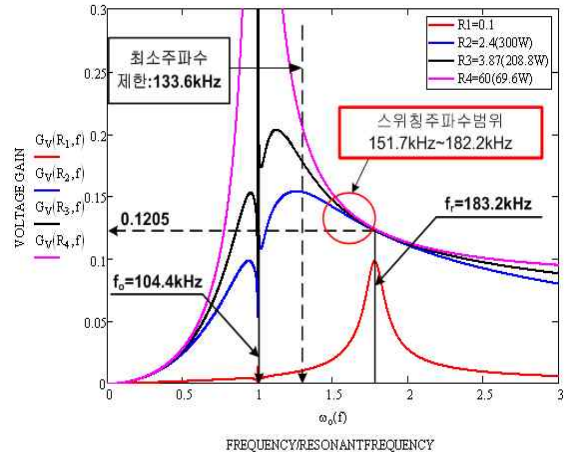


그림 5 부하변화에 따른 전압이득특성(G_v)
Fig. 5 Voltage gain characteristics(G_v) due to the load variations

식 (12)와 표 1에 나타낸 변압기 파라미터를 적용하여 12V출력단을 중부하(12V/5A)로 고정시켜 놓고 24V출력단 부하가 단락(R=0)에서 무부하(R=∞)까지의 부하변화에 대한 전압이득 특성을 그림 5에 나타내었다. 그림 5의 전압이득특성 그래프에서 Corner주파수(f_o)는 12V출력단과 24V출력단이 개방(N₁²R_{ac1}=N₂²R_{ac2}=∞)일 때의 주파수(ω₀=1/√C_rL_{p1})를 나타내며 이를 기준으로 하여 12V출력단과 24V출력단이 모두 단락(N₁²R_{ac1}=N₂²R_{ac2}=0)일 때의 공진주파수를 f_r로 나타내었다. 그림 5에 표시한 바와 같이 모든 부하범위에서 불연속모드로 동작하기 때문에 스위칭소자들은 각각 영전압 스위칭(ZVS : Zero Voltage Switching)과 영전류 스위칭(ZCS : Zero Current Switching)을 할 수 있다.

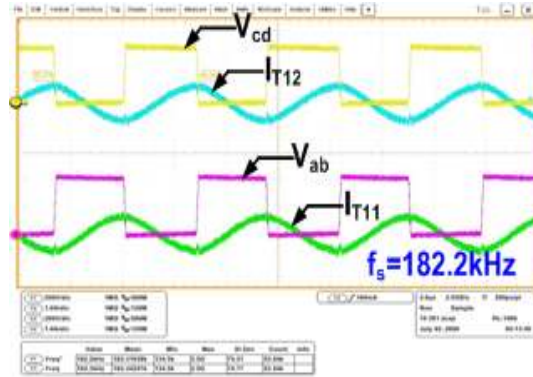
또한 각각의 변압기 T₁과 T₂의 권선방법에 따른 인덕턴스 차이로 corner주파수(f_o)에서 Peaking이 발생하는 것을 볼 수 있으며 각 변압기의 인덕턴스가 같을 경우 나타나지 않는다.

3. 실험 결과

본 논문에서는 300W 정격출력용량을 갖는 제안된 LLC 공진 컨버터에 8mm슬림화된 변압기를 적용하여 입력전압 340V~400V 조건에서 최대정격출력용량 12V/5A, 24V/10A 에 대해 각각 실험 하였다. 그리고 적용된 그림 2(a)의 제안된 컨버터1의 실험 조건과 주요 정격에 대해 표 2에 나타내었다.



(a) $V_{in}=340\text{V}$ 일 때

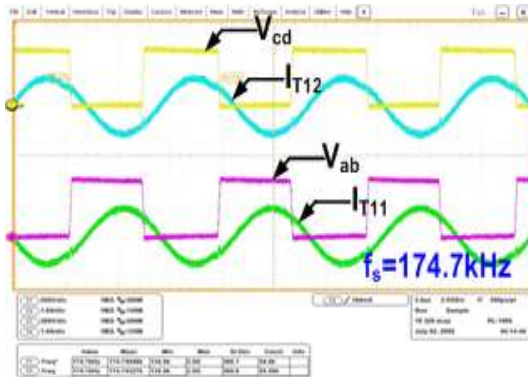


(b) $V_{in}=400\text{V}$ 일 때

그림 6 12V/0.05A, 24V/0.8A일 때 입력전압(V_{in} :340, 400V) 변화에 대한 1차 측 단자전압/전류 측정파형 (200V/Div., 1A/Div., 2us/Div.)
 Fig. 6 Experimental waveforms of the terminal voltage(v_{ab}, V_{cd}) and current(I_{T11}, I_{T12}) on the input voltage(V_{in} :340, 400V) variation and load conditions (12V/0.05A and 24V/0.8A). (200V/Div., 1A/Div., 2us/Div.)



(a) $V_{in}=340\text{V}$ 일 때

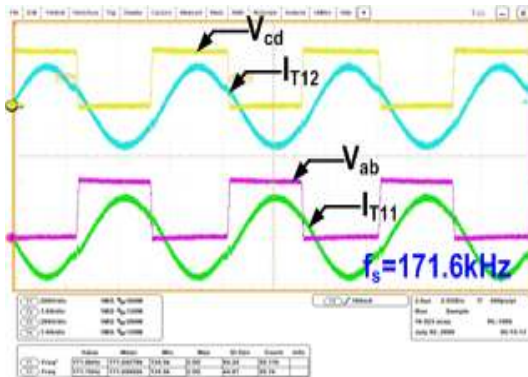


(b) $V_{in}=400\text{V}$ 일 때

그림 7 12V/3A, 24V/6.2A일 때 입력전압(V_{in} :340, 400V) 변화에 대한 1차 측 단자전압/전류 측정파형 (200V/Div., 1A/Div., 2us/Div.)
 Fig. 7 Experimental waveforms of the terminal voltage(v_{ab}, V_{cd}) and current(I_{T11}, I_{T12}) on the input voltage(V_{in} :340, 400V) variation and load conditions (12V/3A and 24V/6.2A). (200V/Div., 1A/Div., 2us/Div.)



(a) $V_{in}=340\text{V}$ 일 때



(b) $V_{in}=400\text{V}$ 일 때

그림 8 12V/5A, 24V/10A일 때 입력전압(V_{in} :340, 400V) 변화에 대한 1차 측 단자전압/전류 측정파형 (200V/Div., 1A/Div., 2us/Div.)
 Fig. 8 Experimental waveforms of the terminal voltage(v_{ab}, V_{cd}) and current(I_{T11}, I_{T12}) on input voltage(V_{in} :340, 400V) variation and load conditions (12V/5A and 24V/10A). (200V/Div., 1A/Div., 2us/Div.)

표 2 제안된 LLC 공진 컨버터 주요 정격
Table 2 Specifications of the proposed LLC resonant converter

	제안된 컨버터1
입력 전압(V_{in})	340~400V
출력전압 및 전류	12V/5A, 24V/10A
출력 용량(P_o)	300W
스위칭주파수(f_s)	151.7kHz~183.2kHz
공진 커패시터(C_r)	4.4nF
입력/출력 커패시터(C_{in}/C_f)	68uFx2(450V), 1000uF(35V)
스위칭 소자(Q_1, Q_2)	P9NK50ZFP 500V, 7.2A
출력전류 다이오드(D_3, D_6)	FCQ20B06 60V, 20A

그림 6, 그림 7과 그림 8는 그림 2(a)의 제안된 컨버터의 실험과형으로 입력전압(V_{in} :340, 400V) 변화에 대하여 12V출력단과 24V출력단이 서로 경부하(12V/0.05A, 24V/0.8A)일 때와 정격부하(12V/3A, 24V/6.2A) 그리고 최대정격부하(12V/5A, 24V/10A)일 때의 각각의 1차 측 단자전압(V_{ab}, V_{cd})과 전류(I_{T11}, I_{T12})를 측정된 파형이다. 실험결과 그림 5의 부하변화에 따른 전압이득특성 시뮬레이션 결과와 비교하여 이득특성이 일치하는 것을 확인 하였다. 또한 공진회로1의 T_1 과 공진회로2의 T_2 의 변압기의 2차 측 권선을 교차하여 상호 직렬로 결선함으로써 전류 불평형문제가 나타나지 않음을 알 수 있었고, 모든 부하조건에서 단자전류(I_{T11}, I_{T12})는 단자전압(V_{ab}, V_{cd})에 대해 항상 지상전류가 흐르기 때문에 스위칭 소자는 최대정격부하(12V/5A, 24V/10A)에서도 항상 ZVS (Zero Voltage Switching)동작됨을 확인할 수 있었다.

그림 9은 입력전압 340V와 400V조건에서 24V 출력단과 12V출력단 부하를 Dual-feedback 제어에 의해 표 4에 나타낸 부하 조건에 대한 출력전압 변화 범위를 측정된 그래프이고, 그림 10은 효율특성을 측정된 그래프이다. 그리고 주어진 입력전압조건(V_{in} :340V, 400V)과 부하조건에 따른 출력전압 변동범위를 표 3에 나타내었다. 측정결과 두개의 탱크회로를 갖는 제안된 컨버터1은 모든 부하변화에서 일정범위의 출력전압 변동범위 안에 있음을 확인하였다.

[출력전압(V_{o1}, V_{o2})변동률:

(12V:-4.99%/+4.15%), (24V:-2.53%/+4.78%)].

또한 효율 측정 결과 최대 부하에서 약 94%정도의 효율을 나타내고 있지만 스위칭동작범위를 공진점 부근에서 동작 할 수 있도록 최적 주회로 설정 및 변압기 설계를 통해서 각 출력전압 변동범위 오차를 더욱 최소화 할 수 있고, 효율도 개선할 수 있을 것으로 생각된다.

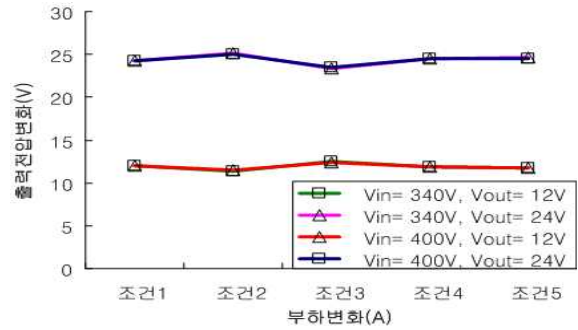


그림 9 각 입력전압(V_{in} =340V, 400V)조건에서의 부하변화에 대한 출력전압(V_{o1}, V_{o2}) 변동 범위 측정
Fig. 9 Output voltage variation range on the load conditions when input voltages are V_{in} =340V and V_{in} =400V

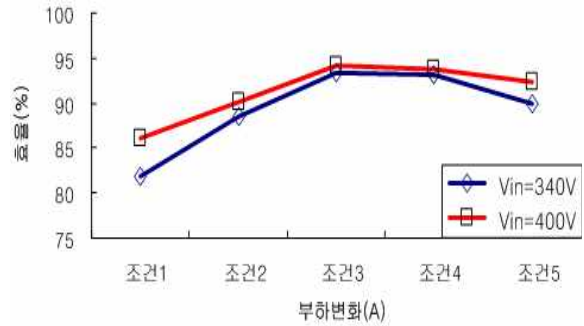


그림 10 입력전압(V_{in} =340V, 400V)에서의 부하 변화에 대한 효율특성
Fig. 10 Efficiency characteristics on the load variations when input voltages are V_{in} =340V and V_{in} =400V

표 3 제안된 컨버터1의 부하조건에 대한 출력 변화
Table 3 Output voltage variations on load conditions in the proposed converter

부하변동조건	입력전압 (V_{in})	12V출력단 (V_{o2})	24V출력단 (V_{o1})
조건 1	340V	11.978	24.218
	400V	11.977	24.219
조건 2	340V	11.401	25.147
	400V	11.435	25.085
조건 3	340V	12.498	23.393
	400V	12.410	23.522
조건 4	340V	11.814	24.488
	400V	11.825	24.459
조건 5	340V	11.728	24.603
	400V	11.762	24.572

표 4 부하조건

Table 4 Load conditions

부하 조건	12V출력단	24V출력단
조건 1	0.05A	0.8A
조건 2	3A	0.8A
조건 3	0.05A	6.2A
조건 4	3A	6.2A
조건 5	5A	10A

4. 결 론

본 논문에서는 전원장치의 고집적을 위한 새로운 LLC 공진 컨버터를 제안하였고, 제안된 LLC 공진 컨버터의 이점에 대해 서술하였다. 또한 8mm로 슬림화된 변압기를 적용하여 300W의 시제품을 제작하였고, 이를 실험한 결과 입력전압(V_{in} :340~400V) 조건에서 Dual-feedback 제어에 의한 출력단(12V, 24V)은 모든 부하 범위에 대해서 출력전압(V_{o1} , V_{o2})을 일정변동범위 안에서 제어하였고, 제안된 컨버터에 대한 전압이득특성식의 시뮬레이션을 비교 분석하여 실험과 일치하는 것을 확인할 수 있었다. 또한 입력 전류의 리플(ripple)이 줄어들음을 확인하였고, 실험 파형을 측정하여 두 변압기간의 전류 불평형문제가 없다는 것을 확인하였다. 따라서 제안된 컨버터가 고집적화를 위한 전원장치에 적용이 가능하다는 것을 실험을 통해 나타내었다.

이 논문은 LG 이노텍(주)와 전주대 산학협력 연구과제의 연구비 지원에 의하여 연구되었음.

참 고 문 헌

- [1] B.Yang, F. C. Lee, A. J. Zhang and G. Huang, "LLC resonant converter for front end DC/DC conversion," IEEE APEC'02, Vol.2, pp. 1108-1112, 2002.
- [2] B. Lu, W. Liu, Y. Liang, F. C. Lee and J. D. can Wyk, "Optimal design methodology for LLC resonant converter," IEEE APEC'06, pp533-538, 2006.
- [3] Y. Gu, L. Hang, U. Chen, Z. Lu, Z. Qiann and J. Li, "A simple structure of LLC resonant DC-DC converter for multi-output applications," IEEE APEC'05, Vol. 3, pp. 1485-1490, 2005.
- [4] Lin, B.-R., Chen, J.-J., Yang, C.-L., "Analysis and Implementation of Dual-Output LLC Resonant Converter", IEEE ICIT 2008,
- [5] Bor-Ren Lin, Chao-Hsien Tseng, "Analysis of Rarallel-Connected Asymmetrical Soft-Switching Converter." IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 54, No. 3, June 2007.

저 자 소 개



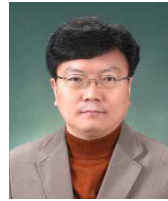
김주훈(金住勳)

1982년 11월 20일생. 2008년 전주대 전기 전자공학부 졸업. 현재 동 대학원 석사과정.



강성인(姜聲仁)

1982년 5월 10일생. 2008년 전주대 전기 전자공학부 졸업. 2009년~현재 LG Innotek(주) Power 연구실 SMPS Gr. 연구원. 동 대학원 석사과정.



김은수(金恩洙)

1964년 3월 26일생, 1986년 중앙대 공대 전기공학과 졸업. 1988년 동 대학원 전기 공학과 졸업(석사). 2000년 2월 동 대학원 전기공학과(공박). 1989년~2001년 전기연구원 전력전자연구그룹 선임연구원. 2001년 9월~현재 전주대 공과대학 전기전자정보통신공학부 부교수. 현재 당 학회 국문지 편집위원.



전용석(全龍奭)

1959년 10월 4일생. 1981년 연세대 물리학과 졸업. 1985년 Hunter College/CUNY 물리학과 졸업(석사). 1991년 Rutgers University 물리학과 졸업(공박). 1991년~1992년 Brookhaven National Lab. 연구원. 현재 전주대 전기전자정보통신공학부 교수.



이재삼(李在三)

1974년 1월 26일생. 2000년 국민대 전자공학과 졸업. 2004년~현재 LG Innotek(주) Power 연구실 SMPS Gr. 선임연구원. 전주대 전기전자공학과 석사과정.



허동영(許東營)

1961년 3월 28일생. 1987년 경북대 전자공학과 졸업. 1989년 KAIST 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1994년 동 대학원 전기 및 전자공학과 졸업(공박). 1994년~1997년 대우전자 Monitor 연구소. 1998년~2005년 Fairchild Child Semiconductor : Power System Control IC 개발. 2006년 현재 LG Innotek Power 연구실 상무/연구위원.