

# 두 대의 LLT 변압기 적용 LLC 직렬 공진 컨버터

姜聲仁\*, 金住勳\*\*\*, 金恩洙†, 朴俊浩\*, 許東營\*\*, 鄭龍采\*\*\*\*

## LLC Series Resonant Converter with two Transformers

Sung-In Kang, Joo-Hoon Kim, Eun-Soo Kim, Jun-Ho Park, Dong-Young Huh, and Yong-Chae Jung

### 요 약

본 논문에서는 두 대의 LLT 변압기 적용 LLC 직렬공진 컨버터의 입출력 이득 특성 및 설계과정에 대하여 서술하였다. 적용된 두 대의 변압기 1차측은 직렬로 연결하고, 변압기 2차측은 병렬로 연결 하여 변압기 1차측 전류 불균형이 없도록 하였다. 부하 변동과 전압이득 특성을 고려하여 이론적 분석 및 시뮬레이션 결과를 토대로 50인치 PDP TV전원을 위한 400W 시제품을 제작 실험하여 설계 절차의 타당성을 검증하였다.

### ABSTRACT

In this paper, design procedures and voltage gain characteristics on LLC resonant converter with two transformers are described. Two transformers applied to LLC resonant converter are connected in series at the primary and connected in parallel at the secondary to reduce the unbalance of the primary current. Based on the theoretical analysis and simulation results, considering the characteristics of voltage gain and load variation, prototype of the 400W LLC resonant converter for 50inch PDP TV power module is built and the design procedures through the experimental results are verified.

**Key Words** : LLC Resonant converter, Two Transformers, Power Module

### 1. 서 론

최근 기술의 발전으로 제품들 간의 기능적인 면에서는 평균화가 되고 있다. 이런 상황에서 기업들은 고객의 감성을 자극하고 새로운 트렌드를 만들어 내고자 디자인에 많은 투자를 하고 있다. 그러한 디자인 트렌드의 가장 큰 줄기는 소형화, 슬림화, 단순화라고 할 수 있다. 본 논문에서는 위의 세 가지 중 슬림화 대응

방안에 대하여 서술 하고자 한다. 슬림화를 위해서는 방열판과 벌크(Bulk) 커패시터, 입력단의 필터와 인덕터류, 그리고 변압기의 높이를 줄여야만 한다. 그 중에서도 고주파 변압기의 높이를 줄이는 것이 가장 어렵고 여러 가지 제약이 따르게 된다. 기존 출시된 제품들은 높이의 제약성이 없었기 때문에 하나의 변압기를 적용하여 구성되어 있었다. 그러나 하나의 변압기로 설계할 경우 출력 부하의 특성상 대응량으로 설계되어야 할 고주파 LLT (Inductor-Inductor Transformer) 변압기는 권선의 굵기 및 열적 스트레스를 고려하여 적용할 코어를 선정해야 하기 때문에 크기 저감 및 슬림화 하는데 한계성을 가지게 된다. 따라서 본 논문의 주회로 방식에서 적용된 변압기는 두 개의 LLT 변압기로 구성 하였으며 1차측과 2차측의 결선 방법을 통해 두 LLT변압기 간의 전류 불균형 문제를 최소화 할

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

\*정회원, LG이노텍(주) 연구원

\*\*정회원, LG이노텍(주) 상무/연구위원

\*\*\*학생회원, 전주대 전기전자공학 석사과정

\*\*\*\*정회원, 남서울대 전자공학과 부교수

접수일자 : 2009. 6. 18

1차 심사 : 2009. 7. 21

2차 심사 : 2009. 8. 31

심사완료 : 2009. 9. 16

수 있도록 각 변압기 1차측 권선은 직렬연결하고, 2차측은 병렬 연결하여 적용하였다. 그리고 22mm시제품을 제작하여 50HD PDP 전원(400W)에 적용시켜 검증한 결과를 나타내었다.

## 2. 주회로 구성

그림 1은 두 대의 LLT 변압기를 적용한 LLC 직렬 공진 컨버터 주 회로도이다. 적용된 주 회로의 1차측은 하프-브리지(Half-Bridge)이며 2차측은 브리지(bridge) 정류 회로로 구성되어 있다. 그리고 두 대의 LLT 변압기 1차측은 직렬로 결선하고, 2차측은 병렬로 결선하였다. 각 변압기의 1차측 권선을 직렬로 결선할 경우 1차측에 흐르는 전류는 동일하므로 두 변압기간의 전류 균형을 맞출 수 있고, 권선의 굵기는 줄일 수 없으나 각 변압기 간에는 인가되는 전압이 반으로 줄어들기 때문에 턴-수를 반으로 줄일 수 있다. 또한 2차측의 권선은 병렬 구조이기 때문에 전류 스트레스가 반으로 줄어들어 권선의 굵기를 1/2로 줄일 수 있으므로 보빈 권선면적 감소에 의한 코어의 크기를 줄일 수 있는 장점이 있다.

본 논문에서는 두 대의 변압기를 사용한 LLC 공진 컨버터에 대한 주회로 해석을 하였으며, 입출력 전압 이득 특성이 각 변압기의 누설인덕턴스 및 자화 인덕턴스의 미소차이에 따라서 차이가 날 수 있기 때문에 이에 대한 분석 검토와 최적 설계에 대해 나타냈다.

### 2.1 두 대의 LLT 변압기 적용 LLC 직렬공진 컨버터 등가 모델

그림 2는 두 대의 LLT 변압기를 적용한 LLC 직렬 공진 컨버터의 등가회로도이다. AC해석을 이용하여 스위칭 동작에 의해 1차측 a,b단자에 인가되는 전압을 구형파로 등가화를 시켰으며 3, 5, 7 고조파 성분은 무시하고 기본파(FHA) 성분만을 고려하였다.<sup>[1]</sup> 그리고  $C_s$ ,  $L_{lp1}$ ,  $L_{lp2}$  및  $N^2L_{ls1}$ ,  $N^2L_{ls2}$  그리고  $L_{m1}$ ,  $L_{m2}$ 는 LLC 직렬 공진컨버터의 1차측 직렬커패시터와 1차측 누설 인덕턴스 및 2차측 누설인덕턴스 그리고 자화인덕턴스를 나타낸 것이다. 또한  $N^2R_{ac1}$ 과  $N^2R_{ac2}$ 는 그림 1(a)의 부하저항, 정류 다이오드 그리고 필터 커패시터를 등가화 하여 1차측으로 반영된 등가 부하저항 ( $N^2R_{ac}=N^2R_{ac1}=N^2R_{ac2}=8R_L/2\pi^2$ )이다.<sup>[2, 3]</sup>

그림 2의 등가회로로부터 얻어진 입력전압( $V_{in}$ ) 대 변압기 1의 출력전압( $NV_{out1}$ )에 대한 전압이득( $G_V$ ) 수식은 식 (1)과 같고, 분모항(Denominator)의 실수부( $D_{real}$ )와, 허수부( $D_{imaginary}$ )로 나누어 표현하였다.

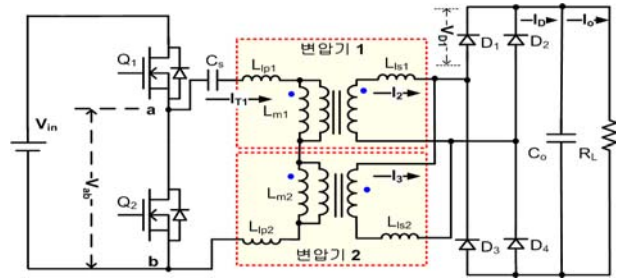


그림 1 두 대의 변압기 적용 LLC 직렬공진컨버터 주회로  
Fig. 1 Main circuit of LLC series resonant converter with two transformers

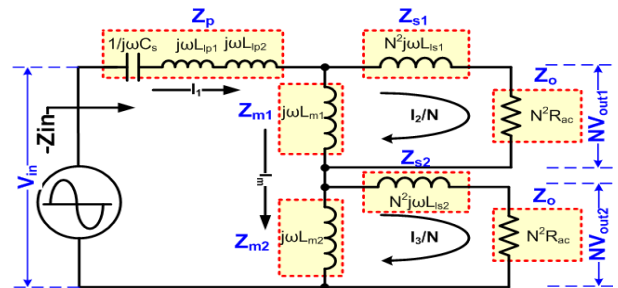


그림 2 두 대의 변압기 적용 LLC 직렬공진 컨버터 등가회로  
Fig. 2 Equivalent circuit of LLC series resonant converter with two transformers

그리고 이때 정규화 된 값들을 식 (2)부터 식 (8)에 나타내었다.

$$G_V = \frac{NV_{out1}}{V_{in}} = \frac{Z_o I_2/N}{Z_{in} I_1} = \left| \frac{1}{D_{real} + D_{imaginary}} \right| \quad (1)$$

$$D_{real} = \left\{ 1 + \frac{L_{m2}}{L_{m1}} \delta + A_1 + \frac{L_{lp2}}{L_{m1}} + \left( \frac{\omega_r}{\omega} \right)^2 \alpha + \frac{L_{m2}}{L_{m1}} \beta \right\} \quad (2)$$

$$D_{imaginary} = j \left( \frac{1+B_1}{N^2 R_{ac}} \right) \left\{ \omega L_{eq} + \omega L_{eq} \gamma \frac{(L_{m2})^2}{L_{m1}} \delta - \omega L_{m2} \beta \left[ 1 + \frac{(L_{m2})^2}{L_{m1}} \gamma \delta \right] - \frac{1}{\omega C_s} \right\} \quad (3)$$

$$\alpha = A_1 + \frac{B_1}{1+B_1}, \quad \beta = A_2 + \frac{B_2}{1+B_2} \quad (4)$$

$$\gamma = \frac{A_2 + A_2 B_2 + B_2}{A_1 + A_1 B_1 + B_1}, \quad \delta = \frac{j\omega L_{m1} + N^2 j\omega L_{ls1} + N^2 R_{ac}}{j\omega L_{m2} + N^2 j\omega L_{ls2} + N^2 R_{ac}} \quad (5)$$

$$A_1 = \frac{L_{lp1}}{L_{m1}}, \quad B_1 = \frac{N^2 L_{ls1}}{L_{m1}} \quad (6)$$

$$A_2 = \frac{L_{lp2}}{L_{m2}}, \quad B_2 = \frac{N^2 L_{ls2}}{L_{m2}} \quad (7)$$

$$Z_{in} = \frac{1}{j\omega C_s} + j\omega L_{lp1} + \frac{j\omega L_{m1}(N^2 j\omega L_{ls1} + N^2 R_{ac})}{j\omega L_{m1} + N^2 j\omega L_{ls1} + N^2 R_{ac}} \quad (8)$$

$$+ j\omega L_{lp2} + \frac{j\omega L_{m2}(N^2 j\omega L_{ls2} + N^2 R_{ac})}{j\omega L_{m2} + N^2 j\omega L_{ls2} + N^2 R_{ac}}$$

식 (1)~(8)로부터 두 대의 변압기 각각의 1차측과 2차측 누설 인덕턴스( $L_{lp}=L_{lp1}=L_{lp2}$ ,  $N^2 L_{ls}=N^2 L_{ls1}=N^2 L_{ls2}$ ) 및 자화 인덕턴스( $L_m=L_{m1}=L_{m2}$ ) 등의 파라미터가 같다고 가정하면 식 (9)와 같이 간단하게 표현할 수 있다.

$$G_V = \left| \frac{1}{2 \left[ \left( 1 + \frac{L_{lp}}{L_m} - \frac{1}{\omega^2 L_m C_s} \right) + jQ \left( 1 + \frac{N^2 L_{ls}}{L_m} \right) \left( \frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega} \right) \right]} \right| \quad (9)$$

$$Q = \frac{\omega_r L_{eq}}{N^2 R_{ac}} \quad (10)$$

$$L_{eq} = L_{lp1} + \frac{N^2 L_{ls1} L_{m1}}{N^2 L_{ls1} + L_{m1}} = L_{lp2} + \frac{N^2 L_{ls2} L_{m2}}{N^2 L_{ls2} + L_{m2}} \quad (11)$$

$$= L_{m1} \left( A_1 + \frac{B_1}{1+B_1} \right) = L_{m2} \left( A_2 + \frac{B_2}{1+B_2} \right)$$

여기서  $A = A_1 = A_2$ ,  $B = B_1 = B_2$  라면 식 (12)와 같이 나타낼 수 있다.

$$L_{eq} = L_m \left( A + \frac{B}{1+B} \right) \quad (12)$$

여기서 A, B비율과 Q변화에 따른 전압이득 특성 변화를 확인하기 위하여 다시 A, B 비율과 Q에 관한 수식으로 전개하면 식 (13)과 같이 표현할 수 있다.

$$G_V = \left| \frac{1}{2 \left[ 1 + A - \left( \frac{1}{\omega_n} \right)^2 \left( A + \frac{B}{1+B} \right) + jQ(1+B) \left( \omega_n - \frac{1}{\omega_n} \right) \right]} \right| \quad (13)$$

$$\omega_n = \frac{\omega}{\omega_r}, \quad \omega_r = \frac{1}{\sqrt{2L_{eq}C_s}} \quad (14)$$

### 2.2 LLT 변압기의 설계

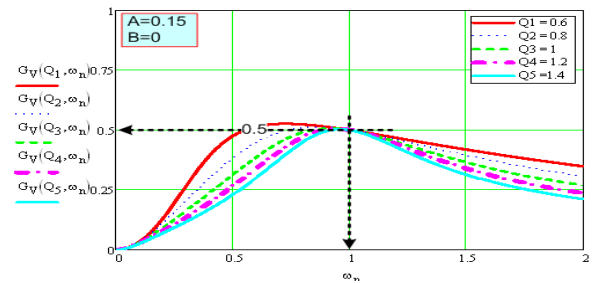
본 절에서는 앞서 전개한 수식을 근거로 LLT 변압기의 설계과정에 대해 서술하였다. 그리고 요구된 설계사양 및 주요 설계 요소를 표 1에 나타내었다.

표 1 LLC 직렬공진 컨버터의 설계사양

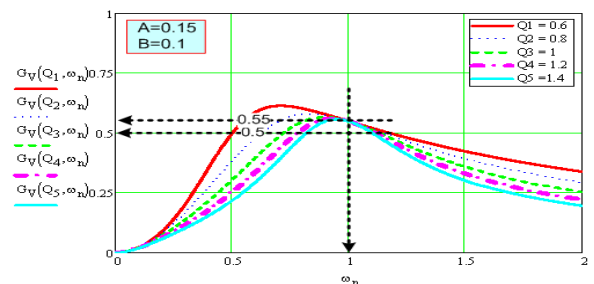
Table 1 Specifications of LLC series resonant converter

입력전압( $V_{in}$ )	320V <sub>DC</sub> ~400V <sub>DC</sub>
출력전압( $V_{s,out}$ )	195V <sub>DC</sub> (185V <sub>DC</sub> ~200V <sub>DC</sub> )
출력전류( $I_{s,out}$ )	0.1A~2A
$A(L_{lp}/L_m)$	0.15
$B(N^2L_{ls}/L_m)$	0.1
$Q(\omega_r L_{eq}/N^2 R_{ac})$	1.2
자속밀도( $\Delta B$ )	0.27T
공진주파수( $f_r$ )	150kHz

먼저 두 개의 변압기 각각의 파라미터가 같다고 가정하고  $A(L_{lp}/L_m)$ 와  $B(N^2L_{ls}/L_m)$ 값을 결정한 후 식 (12)를 이용하여  $Q(\omega_r L_{eq}/N^2 R_{ac})$ 를 선정할 수 있다. 본 논문에서 적용된 코어는 EE4445 2조를 적용하였고,  $A=0.15$ ,  $B=0.1$ 로 두고 설계하였다. 이때 A, B값은 코어와 보빈의 형상이나 권선 방법에 따라 바뀔 수 있기 때문에 원하는 공진특성을 얻기 위해서는 설계 시 충분히 검토되어야 한다. 그림 3 (a), (b)는 턴수비(N)가 1이라고 가정하고  $B=0$ 일 때와  $B=0.1$ 일 때  $B(N^2L_{ls}/L_m)$  값에 따른 이득 특성을 비교한 시뮬레이션이다.



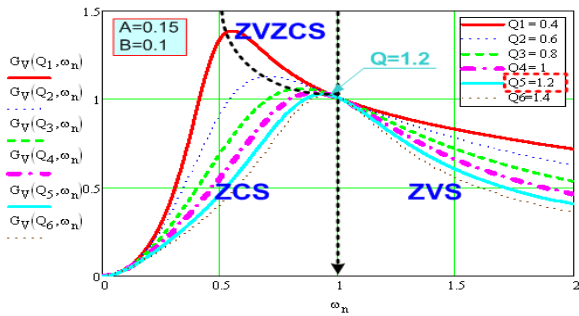
(a) A=0.15, B=0



(b) A=0.15, B=0.1

그림 3 N=1일 때 A, B 비율에 따른 전압이득 특성

Fig. 3 Voltage gain characteristics due to the A and B in N = 1



(a) A=0.15, B=0.1, N=0.545일 때

그림 4 Q변화에 따른 전압이득 특성

Fig. 4 Voltage gain characteristics due to the variation of Q

시뮬레이션 결과를 통해서 알 수 있듯이  $B(N^2L_s/L_m)$  값은 전체적으로 전압이득을 높여주기도 하지만, 공진 주파수( $\omega_n$ )에서 B/2값 만큼 DC 이득을 상승시킨다.<sup>[4]</sup> 따라서 식 (13)에서 정규화된 공진주파수( $\omega_n$ )가 1인 점에서는 식 (15)와 같이 나타낼 수 있고, 이에 따라 중 부하 조건(static  $\max(I_{os}=2A_{ave})$ , dynamic  $\max(I_{os}=11A_{peak})$ )에서 공진점에서 스위칭 동작을 하도록 하여 효율을 최대화 시킬 수 있도록 턴-수비를 구할 수 있다. 따라서 B값의 영향으로 공진점에서 B/2값 (0.05)만큼 DC 이득이 상승되기 때문에 공진점 이하의 불연속 모드 동작을 위해 B값만큼 상승된 이득을 고려하여 식 (16)에 의해 턴-수비(N)를 결정한다.

$$G_V = \frac{1}{N} \left| \frac{1}{2 \left( 1 - \frac{B}{1+B} \right)} \right| \quad (15)$$

$$N = \frac{V_{in}}{V_{out}} \frac{(1+B)}{2} \quad (16)$$

턴-수비(N)가 결정되면 그림 3에 나타난 시뮬레이션 결과에서처럼 최대 부하조건(1.5kW)에서도 주 스위칭 소자의 ZVS를 이룰 수 있는 전압이득을 갖는 Q값을 선정한다.

그림 4는 식 (13)을 이용하여 A=0.15, B=0.1로 고정 후 Q값을 0.4에서 1.4까지 변화시켰을 때의 전압이득 특성을 나타내었다. Q값을 변화시킨다는 것은 정격부하에서 등가누설인덕턴스( $L_{eq}$ )의 변화를 의미한다. Q값 선정 시 너무 큰 값의 Q값을 선택하면 최대 부하조건에서 전압이득 마진이 부족하게 되어 원하는 출력을 얻을 수 없고, 이와 반대로 너무 작은 값의 Q값을 선택하면 과 설계가 되어 전압이득 마진은 충분하지만

순환전류 증가에 따른 효율저감 특성을 갖는다. 그러므로 요구된 출력 용량에서 적절한 이득 마진을 갖는 Q값 선정이 중요하다.

Q값이 결정(Q=1.2)되면 정격부하에서 등가 누설인덕턴스( $L_{eq}$ )가 결정이 되고, 그에 따라 식 (17)에 의해 자화 인덕턴스( $L_m$ )를 구한 후 식 (18)에 의해 1차측 및 2차측 누설 인덕턴스를 구할 수 있다.

$$L_m = \frac{L_{eq}}{A + \frac{B}{1+B}} \quad (17)$$

$$L_{lp} = A L_m, \quad N^2 L_s = B L_m \quad (18)$$

또한 본 논문에서 적용된 등가 공진 주파수는 등가 누설 인덕턴스( $L_{eq}$ )와 직렬 커패시터( $C_s$ )가 공진할 때의 주파수로  $\omega_r = 1/\sqrt{2L_{eq}C_s}$ 이다. 그러므로 직렬 커패시터( $C_s$ )는 식 (19)에 의해 얻어진다.

$$C_s = \frac{(1/\omega_r)^2}{2L_{eq}} \quad (19)$$

표 2 계산된 파라미터

Table 2 Calculated parameters

1차측 자기인덕턴스( $L_p$ )	58.5uH
2차측 자기인덕턴스( $L_s$ )	185.1uH
등가 누설인덕턴스( $L_{eq}$ )	12.26uH
자화 인덕턴스( $L_m$ )	50.89uH
$L_{lp}(A L_m)$	7.63uH
$N^2 L_s(B L_m)$	5.09uH
$N(n_1/n_2)$	0.545 (12/22)
공극(Air-gap)	0.36mm
직렬 커패시터( $C_s$ )	46nF

표 2의 계산된 변압기 파라미터를 근거로 하여 LLT 변압기를 제작하였고, 측정된 파라미터를 표 3에 나타내었다.

표 3 두 대의 LLT 변압기의 측정된 파라미터

Table 3 Measured parameters of LLT Transformers

	변압기 1	변압기 2
1차측 자기인덕턴스( $L_p$ )	54.86uH	55.68uH
2차측 자기인덕턴스( $L_s$ )	173.52uH	191.36uH
등가 누설인덕턴스( $L_{eq}$ )	12.49uH	12.53uH
$A(L_{lp}/L_m)$	0.173	0.123
$B(N^2 L_s/L_m)$	0.104	0.149
$N(n_1/n_2)$	0.545 (12/22)	0.545 (12/22)

2.3 두 대의 LLT 변압기 설계 및 적용 시 고려사항

실제적으로 변압기 제작 시 공극(Air-gap)에 의한 오차(±7%이내)와 권선방법의 미소한 차이에 의해 변압기의 자화인덕턴스( $L_m$ )와 1, 2차측 누설인덕턴스( $L_{lp}$ ,  $N^2L_s$ )의 차이가 발생하게 된다. 최초 설계 시 A값을 0.15, B값을 0.1로 두고 설계를 했지만 변압기를 제작하여 A, B값을 추출해 본 결과 표 2에 나타난 바와 같이 설계치와 차이를 보인다. LLC 공진컨버터의 전압이득특성은 A, B 비율에 따라서 변하게 되므로 각 변압기의 전압이득은 서로 차이가 존재하게 되며, 이 차이에 의해서 서로간의 이득특성에 미치는 영향을 확인해 볼 필요성이 있다. 따라서 식 (1)과 표 3의 변압기 파라미터를 적용하여 각 변압기의 전압이득을 시뮬레이션 하였으며 그 결과를 그림 5와 그림 6에 나타내었다.

그림 5의 시뮬레이션 결과를 통해 두 대의 LLT 변압기 각각의 파라미터가 같을 때에는 전압이득 특성이 같기 때문에 각 변압기 간의 이득 특성에 영향을 알 수 있다.

하지만 그림 6 (a), (b)의 시뮬레이션 결과에서처럼 각 변압기의 파라미터가 같지 않을 때 각각의 변압기는 B비율의 차에 의한 공진점( $\omega_n$ )에서의 DC 이득 크기에 영향을 주는 것을 확인할 수 있다. 그림 6 (a)의 시뮬레이션 결과로부터 변압기 1의 B값은 설계치 ( $B=0.1$ )와 거의 같기( $B=0.104$ ) 때문에 공진점( $\omega_n$ )에서의 DC이득은 Y축( $G_V$ )이 1.004인 곳에서 단위전압이득을 얻어야 한다. 하지만 변압기 2( $B=0.149$ )의 영향으로 경부하에서 중부하로 갈수록 DC이득이 상승( $G_V=1.049$ )되는 것을 볼 수 있다. 또한 그림 6(b)에 나타난 변압기 2의 전압이득 특성은 설계치에 비해 B값이 크므로 B값의 차이(0.049)만큼 공진점( $\omega_n$ )에서 DC 이득이 상승되어야 하지만 변압기 1의 영향으로 경부하에서 중부하로 갈수록 1.010지점까지 낮아지는 특성을 갖는다. 이에 따라 각 변압기간의 이득 차에 의한 전류 불균형 문제가 존재할 수 있으나 본 논문에서는 각 변압기의 1차측 권선을 직렬로 연결하여 1차측에 흐르는 전류를 동일하게 함으로써 이득차에 의한 불균형 문제를 최소화 할 수 있도록 하였다.

하지만 2차측 권선은 병렬로 연결되어 있기 때문에 각 변압기간의 이득 차에 따른 불균형문제가 존재한다. 그림 7은 경부하(0.1A) 및 Dynamic max( $I_o=11A_{peak}$ ) 부하 시 각 변압기의 2차측 전류( $I_2$ ,  $I_3$ )와 정류전류( $I_D$ )를 측정된 파형이다.  $V_s$  출력단이 경부하( $I_{os}=0.1A_{ave}$ ) 및 Dynamic max( $I_o=11A_{peak}$ ) 부하동작 시 변압기 1과

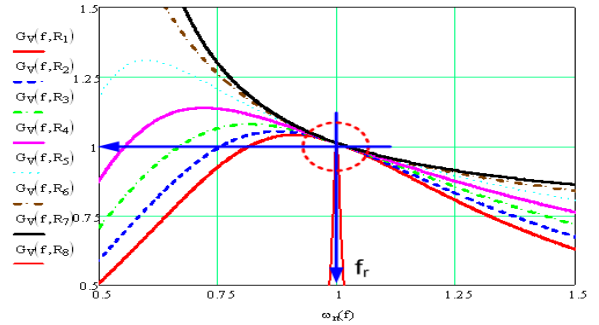
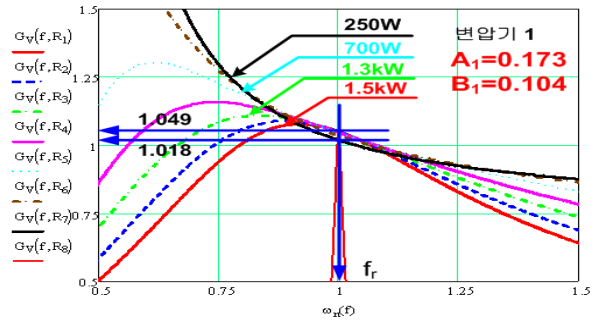
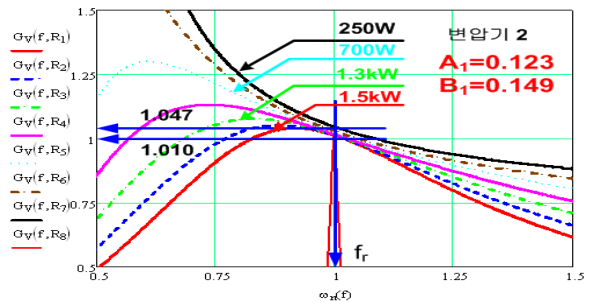


그림 5 각 변압기의 파라미터가 같을 때의 이득특성  
Fig. 5 Gain characteristics when the parameters of two transformers have same values



(a) 각 변압기의 파라미터가 다를 때 (Transformer 1)  
(a) Gain characteristics when the parameters of two transformers have different values



(b) 각 변압기의 파라미터가 다를 때 (Transformer 2)  
(b) Gain characteristics when the parameters of two transformers have different values

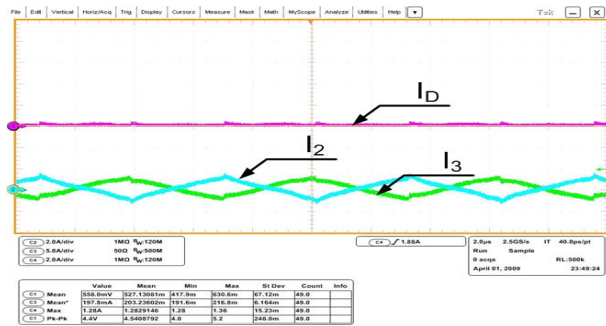
그림 6 각 변압기의 파라미터 차에 의한 전압이득 특성 비교  
Fig. 6 Voltage gain characteristic due to the parameters of two transformers

변압기 2의 파라미터 차이로 인해 전압이득 차가 생기게 되어 변압기 2차측에 내부적으로 서로 반대의 위상

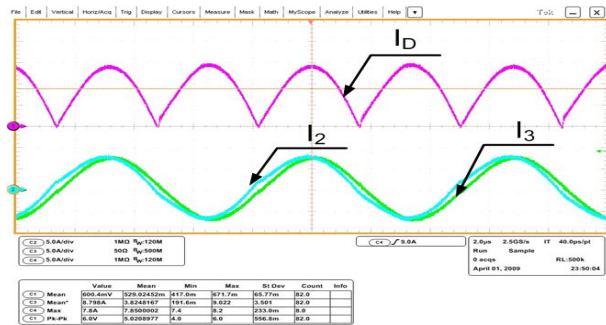
을 갖는 순환전류가 흐르게 된다. 이 전류는 부하로 전달되지 않고 이득이 높은 변압기 1에서 상대적으로 이득이 낮은 변압기 2를 통해 자체적으로 흐르는 순환 전류이므로 변압기 내부적으로 손실이 증가할 수 있으나, 정상 상태에서 동작상의 문제가 되지는 않는다. 그러므로 LLT 변압기 설계 시에는 각 변압기간의 B값의 차를 최소화 하여 부하조건에 따른 이득 차를 최소화 할 수 있도록 해야 한다.

### 3. 실험결과

표 3의 변압기를 50인치 PDP 전원장치에 적용하여 실험하였다. 전자부하를 적용하여 검증하였으며,  $V_s$



(a) 경부하( $I_o=0.1A_{ave}$ ) 동작 시 변압기 2차측 전류 및 정류 전류  
 (a) Rectified current( $I_D$ ) and secondary current( $I_2, I_3$ ) in the light load( $I_o=0.1A_{ave}$ ), (CH3 : 5A/div. CH2,4 : 2A/div.)



(b) Dynamic max( $I_o=11A_{peak}$ ) 동작 시 변압기 2차측 전류( $I_2, I_3$ ) 및 정류전류( $I_D$ )  
 (b) Rectified current( $I_D$ ) and secondary current( $I_2, I_3$ ) in the dynamic max load( $I_o=11A_{peak}$ ), (CH3 : 5A/div. CH2,4 : 5A/div.)

그림 7 각 변압기의 이득 차에 의한 변압기 2차측 순환전류  
 Fig. 7 Secondary side circulating current due to the parameter difference of each transformer

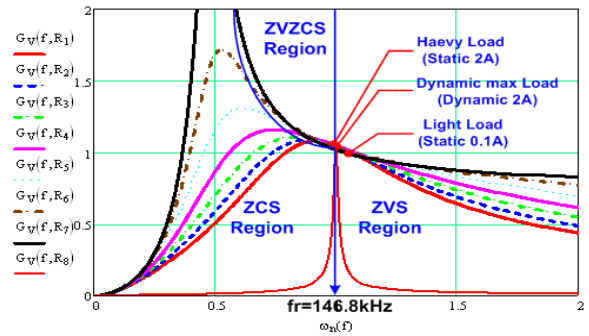


그림 8 부하 조건에 따른 스위칭 동작주파수 범위  
 Fig. 8 Operating frequency range due to the load condition

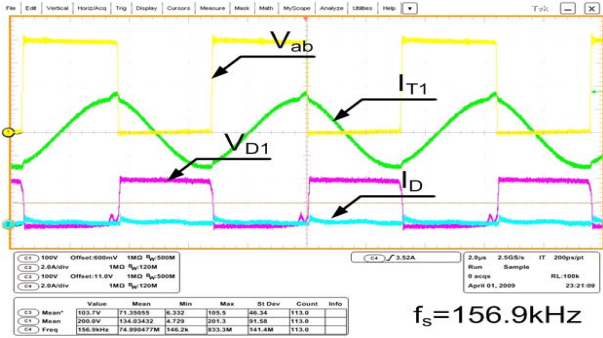
표 4 LLC 직렬 공진컨버터 주요 정격

Table 4 Specifications of LLC series resonant converter

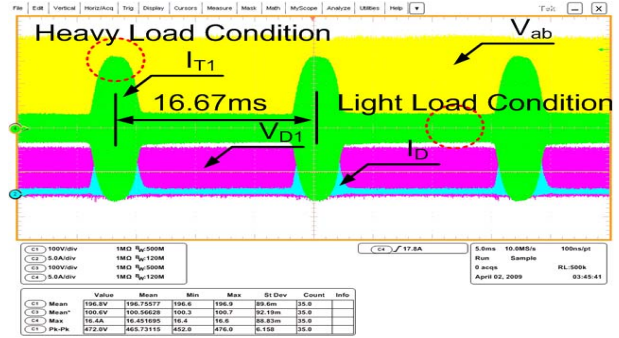
스위칭 주파수 범위( $f_s$ )	143.6kHz ~ 156.9kHz
공진주파수( $f_r$ )	146.8kHz
공진커패시터( $C_s$ )	47nF
제어 IC	ST社 L6599D
주 스위칭 소자	STW20NK50Z (500V, 20A)
출력 정류다이오드	FCF10A40 (400V, 10A)

전원부의 부하특성을 고려하여  $V_s$  전원부 출력이 고정 부하 조건(static max :  $2A_{ave}$ )과 다이내믹(Dynamic max :  $2A(I_o=11A_{peak})$ ) 부하 조건일 때에도 1차측 주 스위칭 소자는 ZVS(Zero Voltage Switching) 동작을 만족해야 한다. 여기서 다이내믹 부하란 PDP TV 모듈의 부하특성과 유사한 부하 조건을 만들어 주기 위해 전자부하 상에서 60Hz의 주기를 갖는 펄스형 정현파를 발생 시켜주는 부하조건이다. 그리고 이때 적용된 주요 정격에 대해서 표 4에 나타내었다.

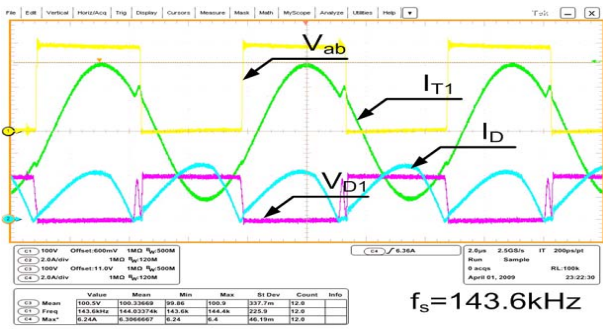
그림 9와 그림 10은 부하 변화 시 1차측 단자 전압과 전류, 2차측 다이오드 전압과 정류된 전류 파형을 나타낸다. Static 중부하( $2A_{ave}$ )에서 경부하( $0.1A_{ave}$ )까지 부하 변화 시 스위칭 주파수는 각각 143.6kHz에서 156.9kHz 사이에서 동작하고, 다이내믹 최대부하(1.5kW)에서는 143.6kHz에서 동작하는 것을 확인하였다. 그리고 최대 부하 (static max : 2A, dynamic max : 2A ( $I_o=11A_{peak}$ )) 조건에서 1차측의 주 스위칭 소자는 항상 ZVS 동작을 하는 것을 확인하였다. 실험결과를 통해서 그림 8에 나타낸 두 대의 LLT 변압기 적용 LLC 공진 컨버터의 전압이득 특성 분석 결과와 스위칭 동작 주파수 범위가 일치하므로 이론적 해석이 타당함을 알 수 있다.



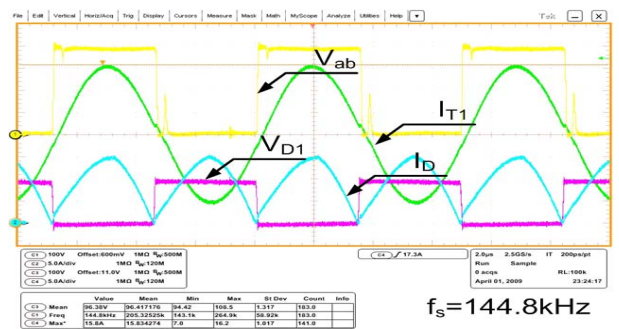
(a) 경부하 시 실험파형 ( $I_{os}=0.1A_{ave}$ )  
 (a) Experimental waveforms in light load condition



(a) Dynamic max:2A ( $I_o=11A_{peak}$ ) 조건  
 (a) Experimental waveforms in dynamic max load condition



(b) 중부하 시 실험파형 ( $I_o=2A_{ave}$ )  
 (b) Experimental waveforms in heavy load condition ( $I_o=2A_{ave}$ )



(b) Dynamic max Load Condition ( $I_o=11A_{peak}$ )

그림 9 Vs전원부 부하변화(static load)시 1차측단자전압 ( $V_{ab}$ )/전류 ( $I_{T1}$ ), 2차측다이오드전압( $V_{D1}$ )/정류전류 ( $I_D$ ) 파형

Fig. 9 Experimental waveforms of the primary terminal voltage( $V_{ab}$ ) and current( $I_{T1}$ ), the secondary diode voltage( $V_{D1}$ ) and the rectified current( $I_D$ ) at static load condition (CH1/CH3 : 100V/div., CH2/CH4 : 2A/div., 2us/div.)

그림 10 Vs전원부 부하변화(dynamic load)시 1차측단자전압 ( $V_{ab}$ )/전류 ( $I_{T1}$ ), 2차측다이오드전압( $V_{D1}$ )/정류전류 ( $I_D$ ) 파형

Fig. 10 Experimental waveforms of primary terminal voltage( $V_{ab}$ ) and current( $I_{T1}$ ), the secondary diode voltage( $V_{D1}$ ) and the rectified current( $I_D$ ) at dynamic load condition (CH1/CH3 : 100V/div., CH2/CH4 : 5A/div., 2us/div.)

그림 11은 두 대의 LLT 변압기 적용 LLC 공진 컨버터의 효율 특성을 나타낸다. 경부하( $I_o=0.1A$ )에서 1차측에 순환전류만 흐르기 때문에 낮은 효율 특성을 보이고, 중부하( $I_o=2A$ )로 갈수록 95.4%의 높은 효율 특성을 보였다. 그리고 그림 12는 두 대의 LLT 변압기 적용 50HD PDP PSU의 시제품 사진이다.

#### 4. 결론

본 논문에서는 슬림화에 대응하기 위한 두 대의 LLT 변압기 적용 LLC 직렬공진 컨버터에 대하여 전압

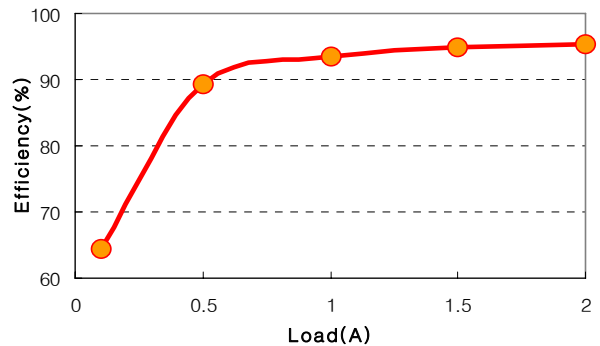


그림 11 효율특성  
 Fig. 11 Efficiency characteristic

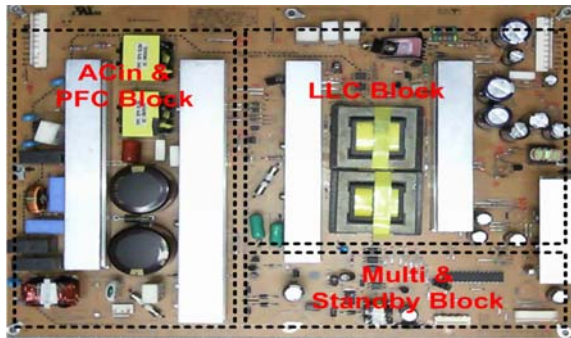


그림 12 두 대의 LLT 변압기 적용 50HD용 PSU 시제품 사진  
 Fig. 12 Prototype of 50HD PSU with two transformers

이득특성 분석을 하였으며, 두 대의 변압기 적용 시 설계과정에 대해 서술하였다. 적용된 두 대의 LLT 변압기는 1, 2차측 결선 관계를 통해 별도의 제어회로 없이 변압기간의 전류 불균형 문제를 최소화 하였고, 50인치 HD TV 전원장치에 적용하여 실험한 결과 가장 악조건에서도 ZVS 스위칭을 하면서 안정된 동작을 확인하였다. 또한 가장 큰 전력을 소비하는 중부하 조건에서 공진점 부근에서 동작하게 함으로써 높은 효율 특성을 얻을 수 있도록 하였고, MathCAD를 이용한 전압이득 특성 분석 결과와 실험 결과가 일치함을 확인하여 수식을 검증하였다. 따라서 두 대의 LLT 변압기로 구성된 LLC 직렬공진 컨버터의 전압이득 특성 및 동작특성을 통해 PDP 전원에 적용 가능함을 실험을 통해 검증하였다.

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

### 참 고 문 헌

[1] Marian K. Kazimierczuk, Dariusz Czarkowski "Resonant Power Converters", John Wiley & Sons, INC.  
 [2] Robert W. Erickson, Dragan Maksimovic "Fundamentals of Power Electronics", University of Colorado Boulder, Colorado.  
 [3] Robert L. Steigerwald, "A Comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 3, Issue 2, pp. 174-182, 1988, April.  
 [4] Lin, B.-R., Chen, J.-J. and Yang, C.-L, "Analysis and

Implementation of Dual-Output LLC Resonant Converter", *IEEE ICIT2008*, pp. 1-6, 2008, April.

[5] Bor-Ren Lin, Chao-Hsien Tseng, "Analysis of Parallel-Connected Asymmetrical Soft-Switching Converter", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 54, No. 3, pp. 1642-1653, 2007, June.  
 [6] 강성인, 윤광호, 김은수, 박준호, 허동영, "LLC 직렬공진 컨버터 동작특성", *전력전자학회 논문지*, 제 12권, 제6호, pp. 472-482, 2007. 12.  
 [7] 조상호, 윤종규, 노정욱, 홍성수, 김종해, 이효범, 한상규, "단일변압기를 이용한 고효율 저가격형 다중출력 LLC 공진컨버터", *전력전자학회 논문지*, 제13권, 제6호, pp. 439-446, 2008. 12.

### 저 자 소 개



#### 강성인(姜聲仁)

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



#### 김주훈(金住勳)

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



#### 김은수(金恩洙)

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



#### 박준호(朴俊浩)

1971년 6월 11일생. 1999년 금오공대 전자통신공학과 졸업. 1999~2004년 평화일렉콤 전자통신연구소. 2004년~현재 LG Innotek (주) Power 연구실 SMPS Gr. 선임연구원.





### 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(박사). 1994년~1997년 대우전자 Monitor 연구소. 1998년~2005년 Fairchild Child Semiconductor : Power System Control IC 개발. 2006년 현재 LG Innotek Power 연구실 상무/연구위원.



### 정용채(鄭龍采)

1965년 10월 26일생. 1989년 한양대 전자공학과 졸업. 1991년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1995년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(공학박사). 1995년~1999년 LG전자 홈어플라이언스연구소 선임연구원. 1999년~현재 남서울대 전자공학과 부교수. 당 학회 JPE 편집위원.