

LLC 직렬공진 컨버터 동작특성

姜聲仁*, 尹光鎬*, 金恩洙†, 朴俊浩**, 許東榮***

Operating Characteristics of LLC Series Resonant Converter

Sung-In Kang, Kwang-Ho Yoon, Eun-Soo Kim, Jun-Ho Park and Dong-Young Huh

요 약

본 논문에서는 PDP TV 전원에 적용된 LLT 변압기를 사용한 LLC 직렬공진 컨버터의 설계과정과 실험결과에 대해 서술하였다. 인덕터와 변압기를 하나의 변압기로 사용한 LLT 변압기는 권선방법과 코어의 공극에 따라 1, 2차측 누설인덕턴스가 함께 증가한다. 이러한 LLT 변압기의 증가된 1, 2차측 누설인덕턴스는 LLC 직렬공진컨버터의 DC 전압이득에 영향을 준다. 따라서 본 논문에서는 LLT 변압기 적용 LLC 직렬 공진 컨버터의 전압이득 특성과 실험 결과에 대해 Math-CAD 시뮬레이션을 기본으로 한 이론적인 해석 및 600W 시제품을 통해 증명하였다.

ABSTRACT

The LLC series resonant converter with a LLT (Inductor-Inductor-Transformer) transformer design process and experimentation results for PDP TV power supply is presented. LLT transformer used to combine the inductor and transformer into one unit has the increased leakage inductance in the primary and secondary due to the winding method and the use of the gaped core. The increased leakage inductance in the primary and secondary of LLT transformer can be impacted on the DC voltage gain characteristics of LLC series resonant converter. In this paper, DC gain characteristics and the experimental results of the LLC series resonant converter with a LLT transformer are verified on the Math-CAD simulation based on the theoretical analysis and the 600W experimental prototype.

Key Words : LLC Resonant Converter, LLT Transformer

1. 서 론

최근 평면 디스플레이의 기술이 발전하면서 디스플레이 장치들이 대형화 되어가고 있는 추세에 있다. 특히 PDP(Plasma Display Panel) 컬러 TV의 경우 이러한 대형화 추세에 맞춰 제품의 크기 및 무게저감, 그

리고 높은 전력밀도와 효율 특성을 요구하고 있다. 이러한 요구조건을 만족하기 위해 많은 ZVS DC/DC 컨버터들이 연구되어 왔고^[1], 최근에는 전력밀도 및 효율 특성을 더욱 증가시키기 위해 LLC 직렬 공진컨버터가 적용되고 있다. 이러한 LLC 직렬 공진컨버터는 높은 전력밀도와 크기 및 무게 저감을 위해 인덕터와 변압기를 하나의 변압기로 일체화시킨 변압기를 사용하고 있다. 그림 1 (a)는 본 논문에서 적용된 LLC 공진컨버터의 LLT 변압기 형상으로 1차측 권선과 2차측 권선이 각각 36턴과 29턴에서 공극이 0.46mm일 때의 변압기 권선 구조를 나타내었다. 그림 1 (b)는 LLT 변압기를 T형 등가회로로 변환하였고 1차측 누설 인덕턴스

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

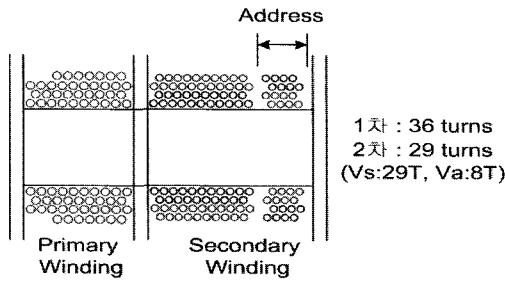
*학생회원, 전주대 전기전자공학과 학부과정

**정희원, LG이노텍(주) Display Network 사업부 선임연구원

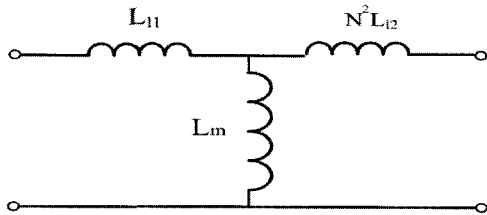
***정희원, LG이노텍(주) Display Network 사업부 상무

접수일자 : 2007. 8. 17 1차 심사 : 2007. 9. 14

심사완료 : 2007. 10. 13



(a) LLT 변압기의 형상
(a) configuration of LLT transformer



(b) LLT 변압기 등가회로
(b) Equivalent circuit of LLT transformer

그림 1 LLT 변압기의 형상 및 등가회로
Fig. 1 The configuration and equivalent circuit of LLT transformer

를 L_{11} , 자화 인덕턴스를 L_m , 1차측으로 반영(Reflected)된 2차측 누설 인덕턴스를 N^2L_{12} 로 표현하였다.

LLC 직렬 공진컨버터에 필요한 공진요소인 누설인덕턴스를 증가시키고 플링징 효과(Fringing effect)에 따른 1차측 및 2차측 권선의 열적 스트레스를 줄이기 위해서 그림 1(a)에서 볼 수 있는 것처럼 LLT 변압기 1차측 권선과 2차측 권선을 분리하는 권선 방법을 사용하였다. 그러나 이러한 권선 방법들은 1차측의 누설인덕턴스(L_{11})를 증가시키는 것뿐만 아니라 2차측의 누설인덕턴스(N^2L_{12})를 증가시키기 때문에 회로해석에 있어 무시할 수 없는 요소로 작용하게 된다. 기존 많은 LLC 직렬 공진컨버터에 관한 보고서들은 2차측 누설인덕턴스(N^2L_{12})를 고려하지 않고 1차측 누설인덕턴스(L_{11})와 자화인덕턴스(L_m)의 비에 대해서 주로 설명되고 있다.^[2-3] 2차측 누설인덕턴스(N^2L_{12})를 고려하지 않은 LLC 직렬 공진컨버터의 경우 정규화된 공진주파수(f_n)가 1인 부분에서 모든 부하에 대해 전압이득이 1인 반면, 2차측 누설인덕턴스를 고려한 LLT 변압기 적용 LLC 직렬 공진컨버터의 경우는 정규화된 공진주파수(f_n)가 1인 부분에서 모든 부하에 대해 전압이득(M)이 1보다 크게 나타난다.

이와 같이 2차측 누설인덕턴스(N^2L_{12})를 고려한 경우

전압이득 특성곡선에 있어 2차측 누설인덕턴스(N^2L_{12})를 고려하지 않은 경우보다 전체적으로 높은 전압이득 특성을 가지게 되고 스위칭 주파수 제어범위도 좁아지게 되는 특성을 가지게 된다.

이러한 전압 이득 특성은 LLT 변압기 적용 LLC 직렬 공진컨버터를 설계할 때 기존 LLC 직렬 공진컨버터의 설계 절차를 따를 경우 많은 문제점을 야기시킬 수 있기 때문에 충분히 고려되어야 할 사항이 된다.

또한 1, 2차측 누설인덕턴스와 자화인덕턴스 비($A=L_{11}/L_m$, $B=N^2L_{12}/L_m$)에 따라 정규화된 공진주파수(f_n)와 Q의 변화에 대한 LLT 변압기 적용 LLC 직렬 공진컨버터의 전압 이득(M)범위 및 기울기 특성이 다르게 나타나므로 이에 대해 충분히 검토 설계 되어야 한다.

따라서 본 논문에서는 1, 2차측 누설 인덕턴스와 자화 인덕턴스 비(A, B)를 고려한 서스테인 전원부(Vs Block)와 어드레스 전원부(Va Block)가 일체화된 LLT 변압기 적용 LLC 직렬 공진컨버터에 대해 이론적으로 해석하고 시뮬레이션 하였으며, 600W(서스테인 전원 : 440W, 어드레스 전원 :140W)급 시제품을 제작하여 실험한 결과에 대해 서술하였다.

2. 주회로 구성

그림 2는 LLT 변압기 적용 LLC 직렬공진 컨버터의 주 회로도이다. 적용된 주 회로는 하프 브리지(Half-bridge)와 센터-탭(Center Tap)정류회로로 구성되어 있다. 기존 PDP TV의 전원부에 있어서 서스테인전원부(Vs Block)와 어드레스전원부(Va Block)를 별도의 전원장치로 적용되어 왔지만 본 논문에서는 그림 2에서 보는 바와 같이 서스테인전원부(Vs Block) 권선의 일부 권선에서 어드레스전원(Va Block)의 입력을 공급하여 변압기 하나에 서스테인전원과 어드레스 전원을 일체화 하였다. 또한 어드레스전원(Va Block)에는 승압 컨버터(Boost Converter)를 적용하였고 적용될 부하의 특성이 서스테인전원부(Vs Block)가 중부하일 때 어드레스전원부(Va Block)는 경부하 동작을 하고 서스테인전원부(Vs Block)가 경부하일 때, 어드레스전원부(Va Block)는 중부하 동작을 한다. 따라서 LLC 직렬공진 컨버터 1차측 스위칭과 어드레스 전원부의 Boost 컨버터 스위칭을 동기제어 함으로써 평균 전력을 제어할 수 있으므로 서스테인전원부(Vs Block)의 용량(440W)에 기준을 두고 다이내믹 과부하상태(850W)를 고려하여 설계를 하였다.

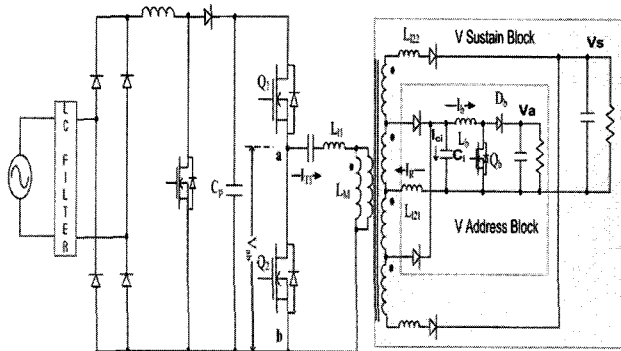


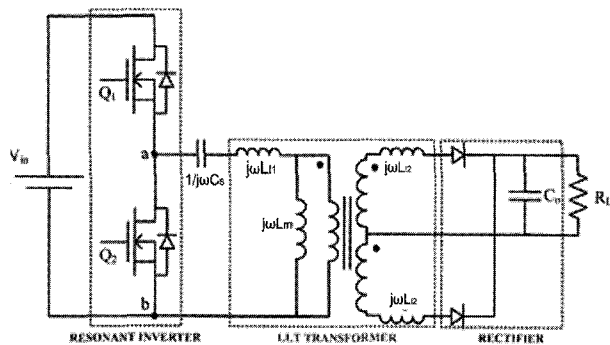
그림 2 LLC 직렬공진 컨버터 전체 주 회로도
Fig. 2 Main circuit of LLC series resonant converter

3. LLT 변압기 적용 LLC 직렬 공진컨버터

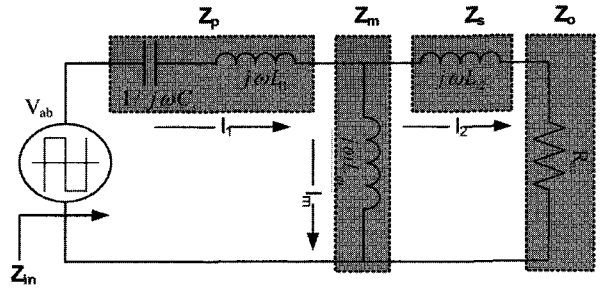
그림 3 (a)는 LLT 변압기 적용 LLC 직렬 공진컨버터에 대한 주 회로이고, 그림 3(b)는 그림 3(a)에 대한 등가회로를 나타낸 것으로 AC 해석을 이용하여 스위칭 패턴에 의해 1차측 단자에 인가되는 전압을 구형파로 등가화를 시켰다.

그림 3 (a)에서 C_s , L_{11} 및 L_{12} 그리고 L_m 은 LLT 변압기 적용 LLC 직렬 공진컨버터의 1차측 직렬커패시터와 1차측 누설인덕턴스 및 2차측 누설인덕턴스 그리고 자화인덕턴스를 나타낸 것이다. 그리고 그림 3 (b)에서 R_{ac} 는 그림 3 (a)의 부하저항(R_L), 정류 다이오드 그리고 필터커패시터(C_s)를 등가화한 등가부하 저항($R_{ac}=8R_L/\pi^2$)이고^[7], 회로해석의 용이성을 위해 본 논문에서는 권선비를 1로 놓고 입력 대 출력에 관한 수식으로 전개하여 공진요소들을 변화시키면서 전압이득 특성을 알아보았다.

본 논문에서 적용한 공진주파수는 직렬 커패시터(C_s)와 등가 누설인덕턴스(L_{eq} :Equivalent leakage



(a) 주 회로
(a) main circuit



(b) 등가회로
(b) Equivalent circuit

그림 3 LLT 변압기 적용 LLC 직렬 공진컨버터의 주 회로와 등가회로

Fig. 3 The main circuit and its equivalent circuit of LLC series resonant converter with a LLT transformer

inductance)가 공진 할 때의 주파수로 공진주파수는 $f_r = 1/2\pi\sqrt{L_{eq}C_s}$ 이다. 그리고 그림 3 (b)의 등가회로로부터 각각의 정규화된 값들을 아래 (1), (2), (3)과 같이 정의하였다.

$$f_n = f_s/f_r \quad , \quad Q = 2\pi f_r L_{eq}/R_{ac} \quad (1)$$

$$B = L_{12}/L_m \quad , \quad A = L_{11}/L_m \quad (2)$$

$$L_{eq} = L_{11} + \left(\frac{L_m L_{12}}{L_m + L_{12}} \right) \quad (3)$$

여기서 f_n 는 스위칭주파수 f_s 와 공진주파수 f_r 의 비로써 정규화된 공진주파수를 나타낸 것이며, $A(L_{11}/L_m)$ 는 자화 인덕턴스(L_m)와 1차측 누설 인덕턴스(L_{11})의 비율을 나타낸 것이고, $B(L_{12}/L_m)$ 는 자화 인덕턴스(L_m)와 2차측 누설 인덕턴스(L_{12})의 비율을 나타낸 것이다. 또한 L_{eq} 는 부하가 단락되었을 때 등가 누설 인덕턴스를 나타낸 것이고 Q 는 부하 Quality factor를 나타낸 것이다. 그림 3 (b)의 등가회로와 식(1), (2), (3)에 의해 얻은 전압이득(M) 특성 식은 식 (4)와 같다.

$$M = \frac{1}{\left| 1 + A - \left(\frac{1}{f_n} \right)^2 \left(A + \frac{B}{1+B} \right) + jQ(1+B) \left(f_n - \frac{1}{f_n} \right) \right|} \quad (4)$$

식 (4)에서 2차측 누설 인덕턴스(L_{12})가 매우 작아서 무시 할 수 있다면, B는 0이 되며 식(5)와 같다.

$$M = \left| \frac{1}{1 + A \left[1 - \left(\frac{1}{f_n} \right)^2 \right] + jQ \left(f_n - \frac{1}{f_n} \right)} \right| \quad (5)$$

식 (4)와 식 (5)를 비교하여 볼 때 $f_n=1$ 일 때 1차측 누설 인덕턴스(L_{l1})를 무시하고 2차측 누설 인덕턴스(L_{l2})만을 고려하였을 때 식(4)는

$$M = \left| \frac{1}{1 - \frac{B}{1+B}} \right| = \left| \frac{L_m + L_{l2}}{L_m} \right| \quad (6)$$

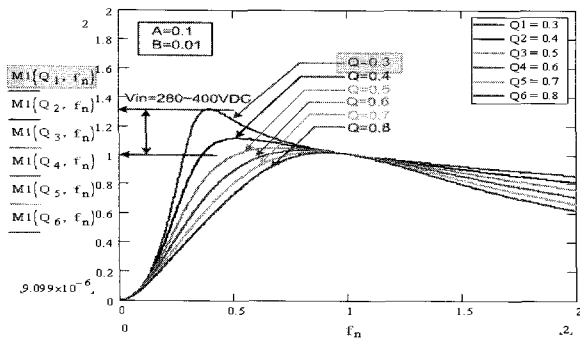
이며, 여기서 2차측 누설 인덕턴스(L_{l2})를 고려하지 않은 식(5)의 경우

$$M = 1 \quad (7)$$

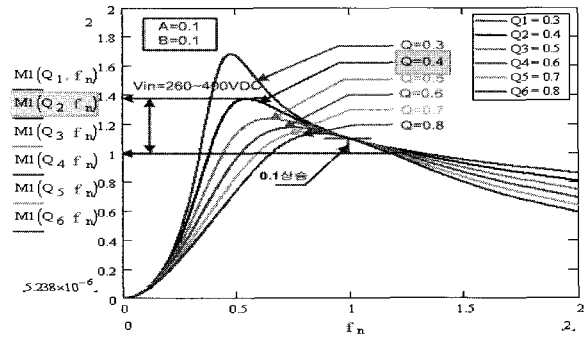
이 된다.

이와 같이 위의 식 (6), (7)을 통해 2차측 누설인덕턴스(L_{l2})가 전압이득(M) 특성에 영향을 미치는 것을 쉽게 알 수 있다.

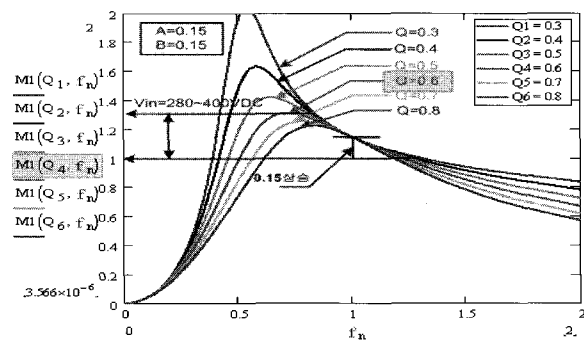
이러한 전압이득 특성에 대해 보다 자세히 분석하기 위해 식 (4)를 적용하여 A와 B를 변화시키면서 시뮬레이션을 하였다. 그림 4(a)의 시뮬레이션 결과는 A=0.1, B=0.01인 경우, 즉 2차측 누설 인덕턴스(L_{l2})를 작은 값을 고려하였을 경우에 정규화된 공진주파수(f_n)와 Q변화에 대한 LLC 직렬 공진컨버터의 전압이득 특성곡선을 나타낸 것이다. 그림 4(b)와 (c)의 시뮬레이션 결과는 1, 2차측 누설 인덕턴스(L_{l1} , L_{l2})와 자화인덕턴스(L_m) 비(A, B)가 각각 0.1일 때와 0.15일 때의 정규화된 공진주파수(f_n)와 Q의 변화에 대한 LLT 변압기 적용 LLC 직렬 공진컨버터의 전압이득(M) 특성곡선을 나타낸 것이다.



(a) A=0.1, B=0.01인 경우



(b) A=0.1, B=0.1인 경우



(c) A=0.15, B=0.15인 경우

그림 4 LLT 변압기 적용 LLC 직렬 공진컨버터의 전압이득 특성

Fig. 4 Voltage gain characteristics of LLC series resonant converter

그림 4 (a), (b), (c)의 정규화된 전압 이득 특성곡선에서 볼 수 있는 것처럼 자화 인덕턴스(L_m)와 2차측 누설인덕턴스(L_{l2})의 비율(B값)을 증가시킨 LLT 변압기 적용 LLC 직렬 공진컨버터는 기존 LLC 직렬 공진컨버터의 전압이득특성과 비교할 때 정규화된 공진주파수(f_n)가 1인 부분에서의 전압이득특성이 B비율만큼 상승되어 1보다 크게 나타나고, Q 변화에 대해서도 전체적으로 높은 전압 이득 특성을 보여주고 있다. 특히 정규화된 공진주파수(f_n)가 1보다 큰 주파수영역에서는 1, 2차측 누설인덕턴스와 자화인덕턴스 비(A, B)가 클수록 큰 이득범위의 기울기특성을 갖는 것을 볼 수 있으며 이에 따라 무 부하 및 경부하시 출력전압 제어특성을 향상시킬 수 있다. 그림 4. (a), (b), (c)의 정규화된 전압이득 특성곡선에서 그림 4 (a), (b)는 원하는 전압이득 범위를 얻기 위해서 그림 4 (c)에서 보다 더 작은 값의 Q를 선택을 해야 한다. 작은 값의 Q를 선택하게 되면, 등가 누설 인덕턴스(L_{eq})가 작아지게 되고 그에 따라 자화 인덕턴스(L_m)값도 작아지게 된다.

자화 인덕턴스값(L_m)이 작아지면 그만큼 여자전류가 커지게 되어 효율을 저감시키게 된다. 따라서 Q값이 크면 정격부하에서 L_{eq} 값이 커지게 되고, L_{eq} 값이 커지면 L_m 값은 커지고 C_s 값을 줄일 수 있게 된다. 같은 용량의 설계 회로사양에 있어서 공진커패시터(C_s)값을 너무 크게 사용하면 적용하고자 하는 공진 커패시터의 전압스트레스 및 정격은 작게 할 수 있지만, 공진회로 임피던스(Resonant tank impedance)가 작게 되어 단락 시 전류를 제한하기 위한 스위칭 주파수 제어범위가 넓어져야 하는 등 회로특성에 영향을 줄 수 있다. 따라서 요구된 스위칭 주파수 제어범위와 입력전압 제어범위에서 원하는 이득특성을 얻을 수 있는 가능한 한 작은 값의 공진 커패시터(C_s)값 사용이 중요하다. 또한 1, 2차측 누설 인덕턴스와 자화 인덕턴스 비(A, B)는 변압기 제작에 있어서 정확하게 그 값을 만들어 낼 수 있는 비율을 선택해야 하는 등 변압기제작에 있어 어려움이 있으므로 변압기 권선방법 및 구조에 대해 충분히 검토 설계되어야 한다.

4. LLT 변압기 설계 및 제작

표 1 LLC 직렬공진 컨버터의 요구된 설계사양
Table 1 Specifications of LLC series resonant converter

입력전압(V_{in})		300VDC~400VDC
출력전압	$V_{s,out}$	175VDC~200VDC
	$V_{a,out}$	50VDC~65VDC
출력전류	$I_{s,out}$	0.02A~2.3A
	$I_{a,out}$	0.062A~2.2A
스위칭 주파수 범위(f_s)		57kHz~80kHz
공진주파수(f_r)		80kHz

그림 5는 A와 B를 각각 0.15로 하고 정규화된 공진 주파수(f_n)가 1인 부분에서 $B(N^2L_{l2}/L_m)$ 비율만큼 상승되는 부분을 턴-수비($N=1.24$)로 조정하여 식 (11)을 적용한 Q변화에 대한 시뮬레이션 결과를 나타냈다. 본 논문에서는 무 부하(3.8W)에서 정격부하(440W)까지 요구된 입력전압범위(300VDC~400VDC)와 다이내믹 과부하상태(850W)에서도 영전압 스위칭 동작을 만족하기 위해 Q를 그림 5에 나타낸 것처럼 0.6($V_{in}=260\sim 400VDC$)을 선택하였다. Q값이 정해지면 정규화된 수식에 의해 등가 누설 인덕턴스(L_{eq})값이 정해지고 A,

B 비율 및 자화 인덕턴스(L_m)와 등가 누설 인덕턴스(L_{eq}) 관계에 의해 1, 2차측 누설 인덕턴스(L_{l1} , N^2L_{l2})와 자화 인덕턴스값(L_m)이 정해지게 된다. 식 (10)은 자화 인덕턴스(L_m)값을 계산하기 위해 등가 누설인덕턴스(L_{eq})를 자화 인덕턴스(L_m)와 A, B 비율에 관해 정리한 후, 자화 인덕턴스(L_m)에 관한 수식으로 추출한 것이다. 계산된 파라미터 및 1, 2차측 턴수는 표 2에 표기 하였다. 식 (11)은 식 (6)에서 턴-수비(N)를 고려한 A, B와 Q변화에 대한 LLT 변압기 적용 LLC 직렬 공진 컨버터의 전압이득 수식이다. 여기서 Q는 턴-수비(N)가 적용되어 식 (12)와 같다.

$$L_m = \frac{L_{eq}}{\left(A + \frac{B}{B+1}\right)} \tag{10}$$

표 2 LLT변압기의 계산값과 측정값
Table 2 Calculated and measured parameters of LLT Transformer

	계산값	측정값
직렬 커패시터(C_s)	32.5nF	29.2nF
1차측 누설인덕턴스(L_{l1})	65.5uH	65.8uH
2차측 누설인덕턴스(N^2L_{l2})	65.5uH	79.3uH
자화 인덕턴스(L_m)	434uH	437.1uH
$A(L_{l1}/L_m)$	0.15	0.15
$B(N^2L_{l2}/L_m)$	0.15	0.18
공진주파수(f_r)	80kHz	80kHz
$N(n_1/n_2)$	1.24 ($n_1=36, n_2=29$)	1.24 ($n_1=36, n_2=29$)

$$M1(Q, f_n) =$$

$$\frac{1}{N} \left| \frac{1}{1 + A - \left(\frac{1}{f_n}\right)^2 \left(A + \frac{B}{B+1}\right) + jQ \left(\frac{1}{N^2} + \frac{B}{N^2}\right) \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)} \right| \tag{11}$$

$$Q = \frac{2\pi f_r L_{eq}}{N^2 R_{ac}} \tag{12}$$

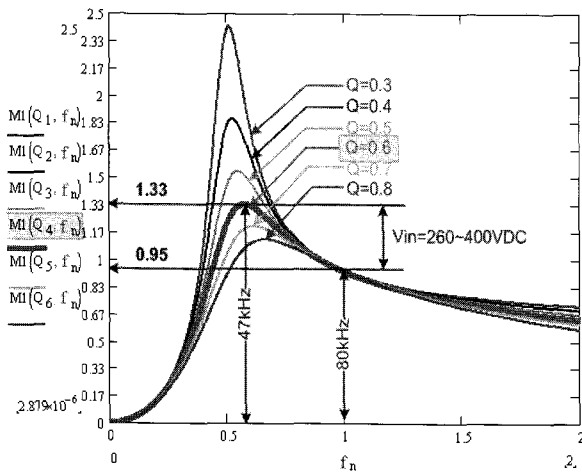


그림 5 LLC 직렬 공진컨버터의 전압이득 특성
Fig. 5 Voltage gain characteristics of LLC series resonant converter

표 2의 측정값은 설계한 자료를 토대로 변압기를 제작하여 추출한 파라미터이다. 직렬 커패시터(C_s)는 변압기 등가 누설 인덕턴스(L_{eq})와의 관계에 의해 공진 주파수(f_r)에 맞춰 계산된 값을 적용하였고 1차측 누설인덕턴스(L_{l1})와 2차측 누설인덕턴스(N^2L_{l2}) 및 자화 인덕턴스(L_m)는 정규화된 수식에 의해서 추출하였다.

제작된 변압기에서 각각의 파라미터 L_{l1} , L_{l2} , L_m 을 근거로 Math-CAD를 이용하여 부하(R_L) 변화(82Ω(440W)~9600Ω(3.8W))에 따른 전압이득 특성에 다이내믹 과부하 상태(850W)를 추가하여 특성을 확인하였다. 측정된 B값(0.18)이 설계값과 오차가 있지만 시뮬레이션 결과 요구된 조건을 만족하여 주 회로에 적용하였다. 부하(R_L) 변화에 따른 전압이득 특성을 알아보기 위한 수식은 식 (13)과 같다. 그리고 정규화된 값들을 식 (14)~(16)에 표현하였다.

$$V(f, R) = \frac{1}{N} \left| \frac{1}{1 + L_e - \beta(f) + jQ_s(f, R) \left(\frac{f_s}{f_r} - \frac{f_r}{f_s} \right)} \right| \quad (13)$$

$$L_e = \frac{L_{l1}}{L_m}, \quad \beta(f) = \frac{1}{(2\pi f)^2 L_m C_s} \quad (14)$$

$$\alpha = \left(\frac{1}{N^2} + \frac{L_{l2}}{L_m} \right) \quad (15)$$

$$Q_s(f, R) = \frac{2\pi f_r \alpha L_{eq}}{N^2 R} \quad (16)$$

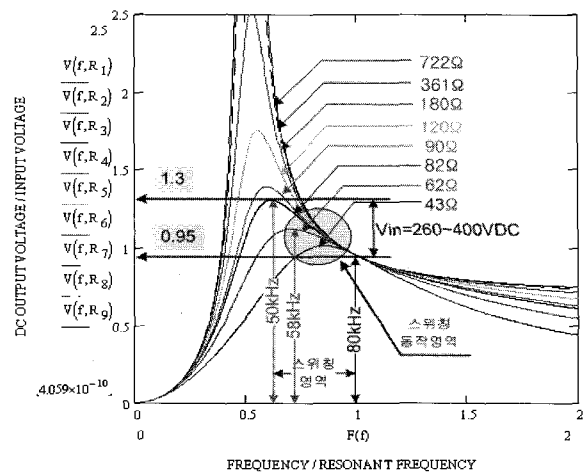


그림 6 부하 변화에 따른 전압이득 특성
Fig. 6 Voltage gain characteristics in variable load

그림 6은 식 (13)의 전압이득 수식을 적용하여 부하(R_L) 변화에 따른 전압이득 특성을 알아보기 위해 Math-CAD를 이용한 시뮬레이션 결과이다. 시뮬레이션 결과 중부하인 82Ω(440W)에서 전압이득 범위는 0.95~1.3까지가 된다. 이 때의 이득 범위는 입력전압 260VDC~400VDC에서 190VDC 출력전압을 제어할 수 있고 스위칭 동작 영역은 50kHz에서 80kHz사이가 된다. 그리고 50kHz이하가 되면 스위칭 소자가 하드 스위칭을 하게 되므로 본 논문에서는 최소 스위칭주파수를 57kHz로 제한을 시켰으며 이때에는 280VDC에서 출력전압 제어가 가능하다. 그림 6의 시뮬레이션에서 좀 더 약조건인 62Ω(580W)과 43Ω(850W)이였을 때의 이득 특성을 보았다. 다이내믹 과부하 상태(850W)에서도 정격 입력전압(380VDC~400VDC)범위에서 영 전압 스위칭 동작을 할 수 있다.

5. Vs block과 Va block의 동기제어

서스테인전원부와 어드레스전원부의 스위칭을 동기 제어 하여 안정된 스위칭 동작을 하기 위한 주회로 및 제어회로는 그림 7과 같다. 동기신호는 주 변압기 2차측에서 전압을 검출하여 정류회로와 미분회로를 거쳐 어드레스 전원부의 제어기인 UC3843의 RT/CT핀으로 입력된다. 입력된 동기신호는 UC3843의 RT/CT핀의 삼각파에 부가되어 LLC 직렬 공진 컨버터 1차측 스위칭소자(Q_1 , Q_2)와 어드레스 전원부의 스위칭소자 Q_b 가 동기되면서 스위칭 동작을 하게 된다. 이에 따라 적용된 LLC 직렬공진 컨버터는 평균전력제어를 할 수 있다. 그

림 8은 비동기 제어시 어드레스 전원부의 입력커패시터 (C_i)의 리플 전압(V_{Ci})과 전류(I_{Ci})를 측정 한 파형이고 그림 9는 동기 제어 시 어드레스 전원부의 입력커패시터 (C_i)의 전압(V_{Ci})과 전류(I_{Ci})를 측정 한 파형이다. 측정결과 비동기 제어 시 보다도 동기 제어 시 입력커패시터 리플전류(I_{Ci})가 모든 부하범위에서 0.3A~0.7A 정도 더 저감됨을 볼 수 있다. 이는 비동기 제어시 어드레스전원부 Q_b 의 스위칭이 1차측 공진컨버터의 공진전류 불연속 구간에서 스위칭 할 때 공진컨버터에서 공급할 수 있는 전력이 차단되기 때문에 어드레스 전원부의 입력 커패시터(C_i) 리플전류(I_{Ci})가 커지게 된다.

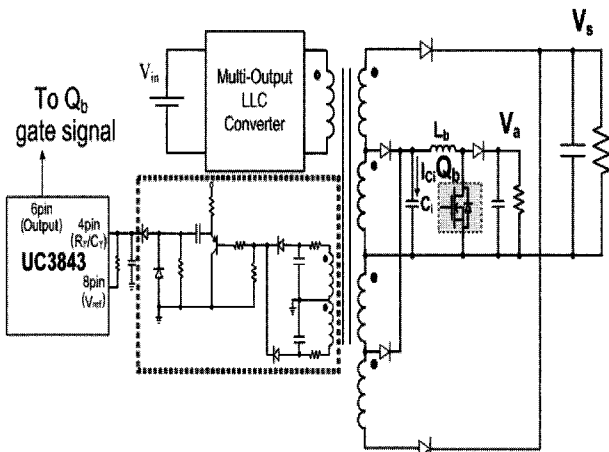
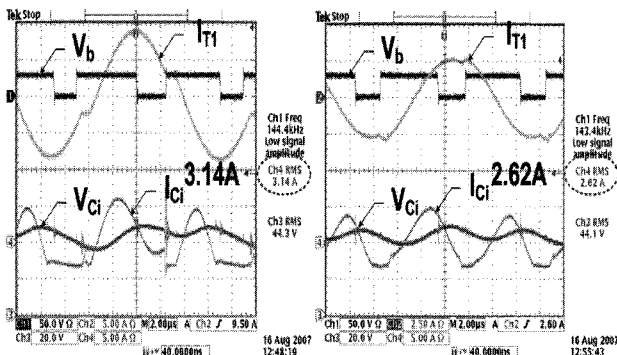
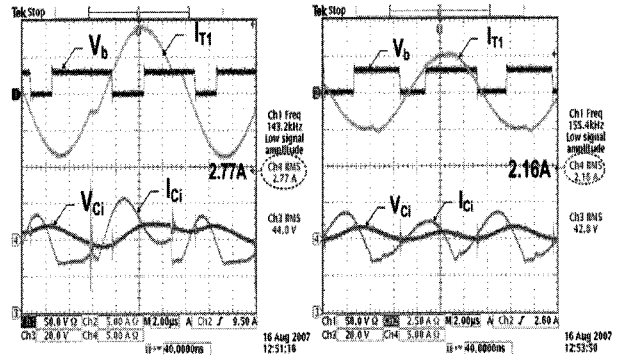


그림 7 서스테인전원과 어드레스전원의 동기회로
Fig. 7 Synchronization circuit of Vs block & Va block



(a) 서스테인전원부(250W), 어드레스전원부(125W)
(b) 서스테인전원부(10W), 어드레스전원부(125W)

그림 8 비동기 제어시 입력 커패시터 전압, 전류파형
Fig. 8 Experimental waveforms of input capacitor voltage and current in the non-synchronization control



(a) 서스테인전원부(250W), 어드레스전원부(125W)
(b) 서스테인전원부(10W), 어드레스전원부(125W)

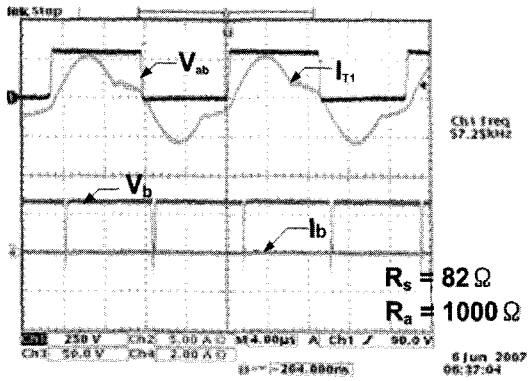
그림 9 동기 제어시 Va block 입력 커패시터 전압, 전류파형
Fig. 9 Experimental waveforms of voltage and current of Va block input capacitor in the synchronization control

6. 실험 결과

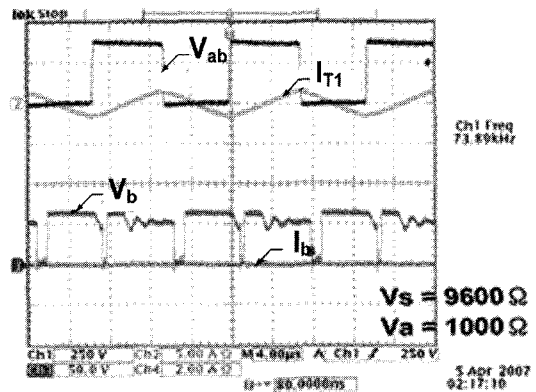
실험은 표 2의 변압기를 적용한 LLC 직렬공진 컨버터에 대해 입력전압 300~400VDC에 대한 출력전압 $V_s=175\sim 200VDC$, 440W, $V_a=50\sim 65VDC$, 140W에 대하여 실험하였다. 그리고 실험에서 적용한 조건과 적용된 소자 정격에 대해서 표 3에 나타내었다.

표 3 LLC 직렬 공진컨버터 주요 정격
Table 3 Specifications of LLC series resonant converter

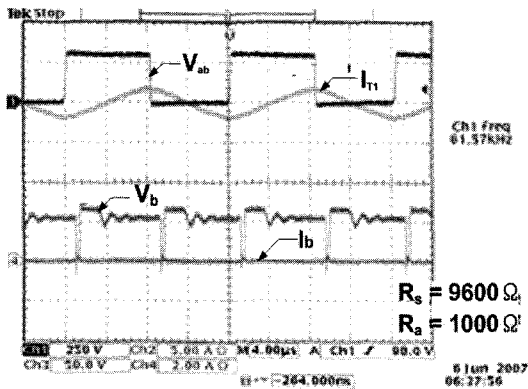
입력전압(V_{in})		300VDC~400VDC
출력전압	V_{s_out}	175VDC~200VDC
	V_{a_out}	50VDC~65VDC
출력전류	I_{s_out}	0.02A~2.3A
	I_{a_out}	0.062A~2.2A
스위칭 주파수 범위(f_s)		56kHz~80kHz
공진주파수(f_r)		80kHz
주 스위칭 소자(Q_1, Q_2)		SD20N60, 650V, 20A
Sustain 출력정류다이오드		FMCG28, 800V, 3A
Address Block 스위칭 소자(Q_b)		FQP16N25C, 250V, 15.6A
Address 출력정류다이오드		SF15NC15M, 150V, 15A
Address Block 입력커패시터(C_i)		1uF, 100V
Address Block 승압인덕터(L_b)		114uH (CH 229 125)



(a) 440W

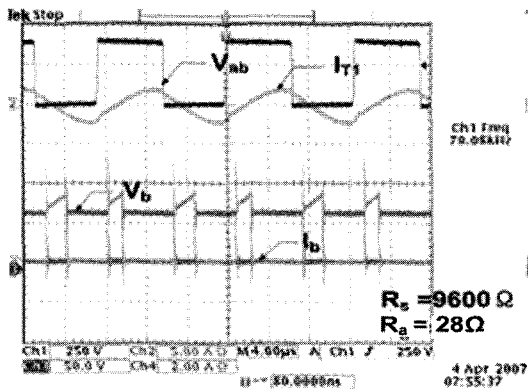


(b) 3.8W



(b) 3.8W

그림 10 입력전압 300V일때 Va block 경부하(1000Ω)로 고정 후 Vs block 부하 변화(440W~3.8W)에 따른 파형
 Fig. 10 Experimental waveforms in Vs block (440W~3.8W) and Va block (3.8W) when input voltage is 300V (250V/div, 5A/div, 50V/div, 2A/div, 4us/div)



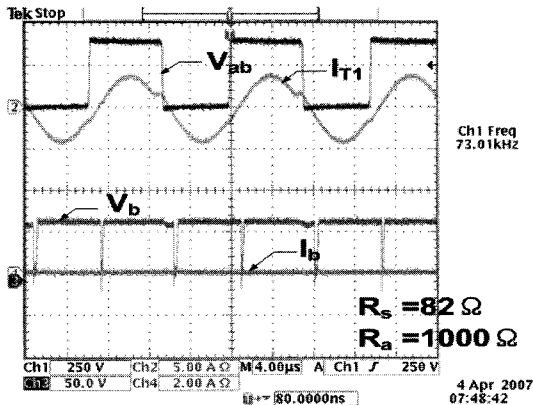
(a) 140W

그림 11 입력전압 300V일때 Vs block 경부하(9600Ω)로 고정 후 Va block 부하 변화(140W~3.8W)에 따른 파형
 Fig. 11 Experimental waveforms in Va block (140W~3.8W) and Vs block (3.8W) when input voltage is 320V (250V/div, 5A/div, 50V/div, 2A/div, 4us/div)

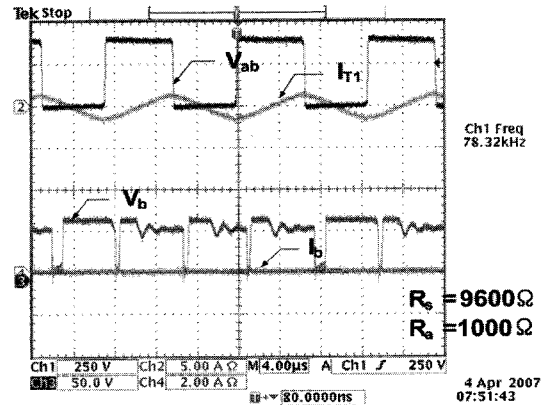
그림 10 (a), (b)는 입력전압(V_{in}) 300VDC에서 출력 전압 190V를 제어할 때의 1차측 단자전압(V_{ab})과 1차측 전류(I_{T1}), 그리고 어드레스전원부(Va Block)의 스위치 양단 전압(V_b)과 전류(I_b)의 파형이다. 어드레스전원부(Va Block)의 부하(R_a)를 1000Ω(3.8W)에 고정을 시키고 서스테인전원부(Vs Block)를 중 부하(82Ω~440W)에서 경 부하(9600Ω~3.8W)까지 변화를 시켰다.

그림 11 (a), (b)는 서스테인전원부(Vs Block)를 경 부하(9600Ω~3.8W)에 고정을 시키고 어드레스전원부(Va Block)를 중부하(28Ω~140W)에서 경부하(1000Ω~3.8W)까지 변화를 시켰다. 위와 같은 부하조건에서 서스테인전원부(Vs Block)와 어드레스전원부(Va Block)를 동기제어를 하면서 입력전압 300V에서도 부하변화에 대해서 출력전압을 일정하게 제어하는 것을 알 수 있다.

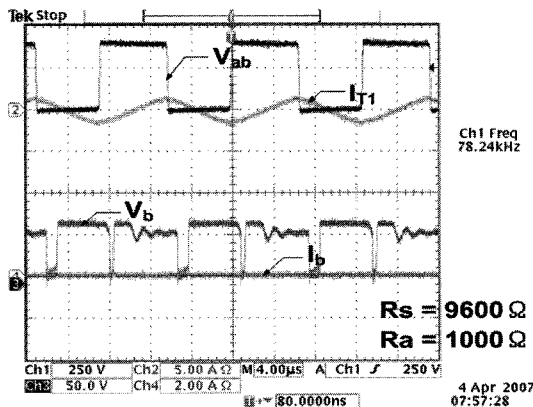
스위칭동작은 공진주파수 아래에서 불연속 모드 구간인 61~65kHz범위에서 동작한다. 또한 LLC 직렬 공진 컨버터의 단자 전류는 모든 부하범위에서 항상 지상전류(lagging Current)가 흐르기 때문에 스위칭 소자는 항상 ZVS(Zero Voltage Switching)동작을 하게 되고, 스위칭주파수가 공진점 이하에서 동작하기 때문에 출력 측 정류 다이오드의 역 회복 특성에 따른 스위칭 손실을 줄일 수 있으므로 LLC 직렬공진 컨버터는 높은 효율특성을 얻을 수 있었다.



(a) 440W

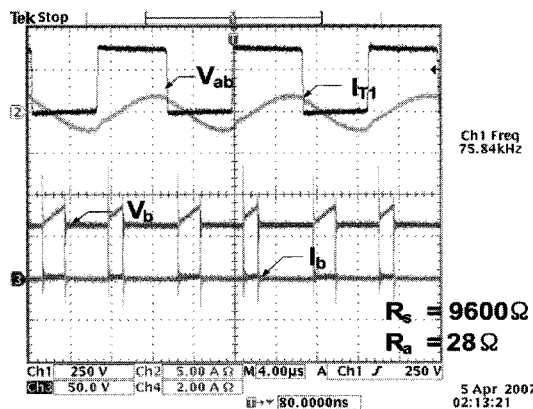


(b) 3.8W



(b) 3.8W

그림 12 입력전압 400V일때 Va block 경부하(1000Ω)로 고정 후 Vs Block 부하 변화(440W-3.8W)에 따른 파형
 Fig. 12 Experimental waveforms in Vs block (440W-3.8W) and Va block(3.8W) when input voltage is 400V (250V/div, 5A/div, 50V/div, 2A/div, 4us/div)



(a) 140W

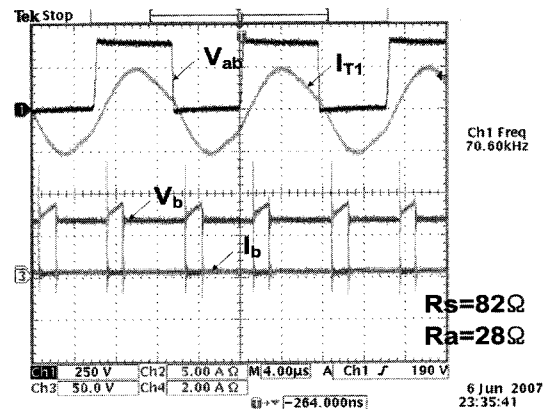


그림 14 Vs block(440W)과 Va block(140W)이 동시에 중부하(580W)시의 파형
 Fig. 14 Experimental Waveforms in Vs block (440W) and Va block (140W) (250V/div, 5A/div, 50V/div, 2A/div, 4us/div)

그림 12와 그림 13은 입력전압이 400V일 때의 파형이고 조건은 입력전압이 300V였을 때와 동일하다. 입력전압이 400V일 때도 입력전압 300V일 때와 마찬가지로 LLC 직렬 공진 컨버터는 공진점 이하에서 동작하기 때문에 1차측 단자전류는 지상전류가 흐르고 2차측 정류다이오드에 불연속 전류가 흐르게 되어 높은 효율 특성이 나타난다.

그림 14는 서스테인전원부(440W)와 어드레스전원부(140W)가 동시에 중부하(580W) 일때의 파형이다. 이러한 부하조건에서도 영전압 스위칭(ZVS)을 하면서

안정적으로 동기되는 것을 알 수 있다. 그림 15는 부하 전류에 따른 LLC 직렬공진컨버터의 서스테인전원부(Vs Block)의 출력전압을 나타낸 것이다. 입력전압은 380V이고 Va Block의 전류를 각각 0A, 0.1A, 1A, 2.2A로 변화를 시켰다. 어드레스전원(Va Block)의 부하가 변화할 때에도 서스테인전원(Vs Block)에서 부하 변동에 대해 출력전압을 일정하게 제어하고 있어서 전압변동에 민감한 부하에 적용 가능함을 보여준다.

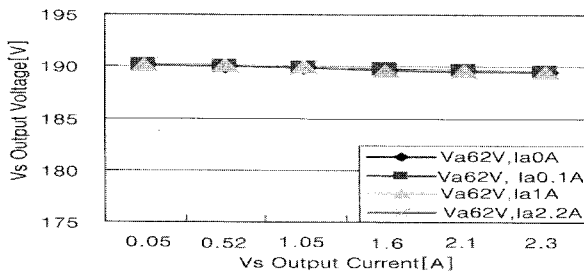


그림 15 Va Block 부하변화에 따른 Vs Block의 출력전압제어
Fig. 15 Control output voltage of Vs Block due to the load variation of Va Block

그림 16은 어드레스전원(Va Block)을 각각 0A, 0.1A, 1A, 2.2A로 가변을 시켰을 경우 전체 시스템의 효율특성 그래프이고 그림 17은 LLT 변압기 적용 LLC 직렬공진 컨버터의 시제품 사진을 나타낸 것이다. 그림 16의 효율특성 그래프에서 보면 알 수 있듯이 서스테인전원(Vs Block)이 경 부하에서 중 부하로 갈수록 효율은 95%이상이고, 어드레스전원(Va Block)이 중 부하로 갈수록 전체 시스템 효율의 경 부하 특성이 개선되는 것을 볼 수 있다. 그리고 서스테인전원부(Vs Block)와 어드레스전원부(Va Block)가 둘 다 경부하일 경우에는 효율특성이 67%까지 떨어지는 것을 볼 수 있는데, 이때에는 부하 측으로 전력이 거의 전달이 되지 않고 여자전류만 흐르기 때문이다.

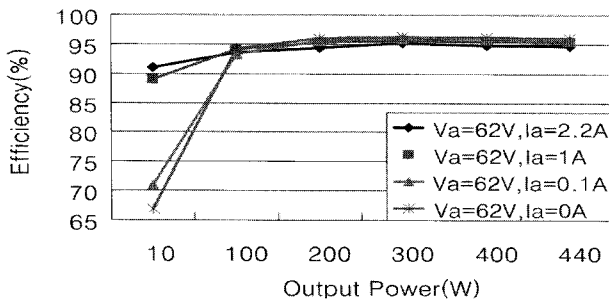


그림 16 Va Block 부하변화에 따른 Vs Block의 효율 특성
Fig. 16 Efficiency characteristics due to the load variation of Va block

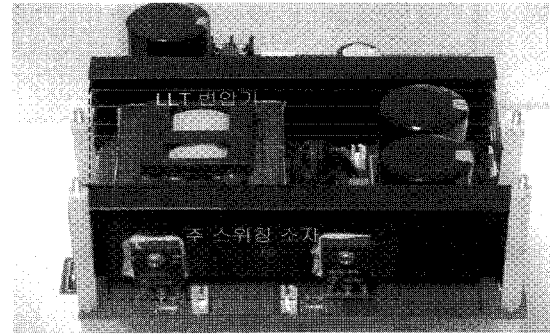


그림 17 600W급 LLC 직렬공진컨버터 시제품 사진
Fig. 17 Prototype of 600W LLC resonant converter

7. 결 론

본 논문에서는 600W급 LLC 직렬공진컨버터의 설계 과정을 서술하였다. 또한 전압 이득 특성을 기본으로 하여 600W급 시제품을 제작하여 실험한 결과를 나타내었다. 실험 결과 입력전압 300~400VDC 범위에서 중 부하에서 경 부하까지 일정 출력전압을 제어하였고, 서스테인전원(Vs Block)과 어드레스전원(Va Block)을 동기화 시켜 안정적인 동작을 확인하였다. 또한 2차측 누설인덕턴스(N^2L_{22})가 큰 경우 설계과정에서 반드시 고려해야 한다는 것을 이론적 해석과 실험을 통해 나타냈다.

본 논문은 LG이노텍(주)의 연구비 지원으로 수행되었음

참 고 문 헌

- [1] Jiangtao Feng, Yuequan Hu, Wei Chen and Chau-chun Wen, "ZVS Analysis of Asymmetrical Half-Bridge Converter," IEEE PESC '01, Vol.1, pp.243-247, 2001. 6.
- [2] Bo Yang, Fred C. Lee, Matthew Concannon, "Over Current Protection Methods for LLC Resonant Converter," IEEE APEC '03 Vol.2, pp. 605-609 2003. 2.
- [3] Bo Yang, Fred C. Lee, Alpha J.Zhang and Guisong Huang, "LLC Resonant Converter for Front End DC/DC Conversion," IEEE APEC '02 Vol.2, pp. 1108-1112, 2002. 3.
- [4] Yilei Gu, Zhengyu Lu, Lijun Hang, Zhaoming Qian, Guisong Huang, "Three-level LLC series resonant DC/DC converter," P.E., IEEE Trans., Vol. 20, pp.781-789, 2005. 7.

- [5] 이현관, 김은수, 허동영, 이기식, 정봉근, 강성인, "LLT 변압기 적용 LLC 직렬공진 컨버터 동작특성", 전력전자학회 논문지, 제11권, 제5호 pp.409-416, 2006. 10.
- [6] M.K Kazimierczuk, T. Nandakumar, "Class D voltage-switching inverter with tapped resonant inductor", IEEE Proceeding on Electric Power Applications, Vol. 140, pp.172-182, 1988.
- [7] Robert L. Steigerward, "A Comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies", IEEE Trans, Power Electronics, Vol. 3, pp.172-182, 1988.
- [8] Ashoka K. S. Bhat "Analysis and Design of LCL-Type Series Resonant Converter", IEEE Trnas, Industrial Electronics, vol. 41, pp. 118-124, 1994.



허동영(許東營)

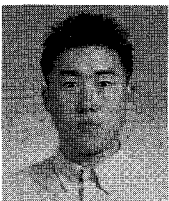
1961년 출생. 1987년 경북대 전자공학과 졸업. 1989년 KAIST 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1994년 동 대학원 전기 및 전자공학과 졸업(공학). 1994~1997년 대우 전자 Monitor 연구소. 1998~2005년 Fairchild Child Semiconductor : Power System Control IC 개발. 2006년~현재 LG Innotek Power 연구실 상무/연구위원.

저 자 소 개



강성인(姜聲仁)

1982년 5월 10일생. 2007년 현재 전주대 전기전자공학부 재학.



윤광호(尹光鎬)

1983년 4월 28일생. 2007년 현재 전주대 전기전자공학부 재학.



김은수(金恩洙)

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



박준호(朴俊浩)

1971년 6월 11일생 1999년 금오공대 전자통신공학과 졸업. 1999~2004년 평화일렉콤 전자통신연구소. 2004년~현재 LG Innotek Power 연구실 SMPS Gr. PDP PSU 개발 선임연구원.