

고효율 LLC 직렬공진 컨버터

강성인, 윤광호, 김은수, 박준호*, 임대호*
전주대학교, LG 이노텍(주)*

A High Efficiency LLC Series Resonant Converter

Sung-In Kang, Kwang-Ho Yoon, Eun-Soo Kim, Jun-Ho Park*, Dae-Ho Lim*
Jeonju University, LG Innotek*

ABSTRACT

The LLC series resonant converter with a LLT (Inductor-Inductor-Transformer) transformer for PDP 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.

1. 서론

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 그리고 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 있는 추세에 있고, 높은 전력밀도와 크기 및 무게 저감을 위해 인덕터와 변압기를 하나의 변압기로 일체화시킨 변압기를 사용하고 있다. 그림 1은 본 논문에서 적용된 LLC 공진컨버터의 LLT 변압기 형상으로 1차측 권선과 2차측 권선이 각각 36턴과 29턴에서 공극이 0.46mm일 때의 변압기 권선 구조를 나타내었다.

이러한 권선 방법들은 1차측의 누설인덕턴스를 증가시키는 것 뿐만 아니라 2차측의 누설인덕턴스를 증가시키기 때문에 회로 해석에 있어 무시할 수 없는 요소로 작용하게 된다. 기존 많은 LLC 직렬 공진컨버터에 관한 보고서들은 2차측 누설인덕턴스를 고려하지 않고 1차측 누설인덕턴스와 자화인덕턴스의 비에 대해서 주로 설명되고 있다.^[2]

따라서 본 논문에서는 1, 2차측 누설인덕턴스와 자화인덕턴스 비(A, B)를 고려한 일체화된 LLT 변압기 적용 LLC 직렬 공진 컨버터에 대해 이론적으로 해석하고 시뮬레이션 하였으며, 580W(서스테인 전원 : 440W, 어드레스 전원 : 140W)급 시제품을 제작하여 실험한 결과에 대해 서술하였다.

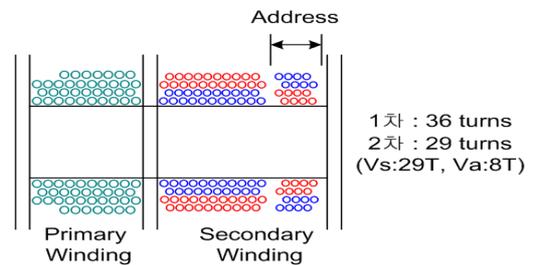


그림 1. 1, 2차 권선분리 LLT 변압기의 형상

2. 주회로 구성

그림 2는 LLT 변압기 적용 LLC 직렬공진 컨버터의 주 회로도이다. 적용된 주 회로는 하프 브릿지(Half-Bridge)와 센터-탭(Center Tap)정류회로로 구성되어 있다. 기존에는 PDP TV의 전원부에 있어서 서스테인 전원부(Vs Block)와 어드레스 전원부(Va Block)를 별도의 전원장치로 적용되어 왔지만 본 논문에서는 그림 2에서 보는 바와 같이 서스테인 전원부(Vs Block) 권선에서 어드레스 전원(Va Block)의 입력을 공급하여 변압기 하나에 서스테인 전원과 어드레스 전원을 일체화 하였다. 또한 어드레스 전원(Va Block)에는 승압형 컨버터(Boost Converter)를 적용하였고 적용될 부하의 특성이 서스테인 전원부(Vs Block)가 중부하일 때 어드레스 전원부(Va Block)는 경부하 동작을 하고 서스테인 전원부(Vs Block)가 경부하일 때, 어드레스 전원부(Va Block)는 중부하 동작을 한다. 따라서 고용량인 서스테인 전원부(Vs Block)의 용량(440W)에 기준을 두고 설계를 하였다. 또한 서스테인 전원부와 어드레스 전원부를 동기화 하여 안정적으로 동작할 수 있도록 하였다.

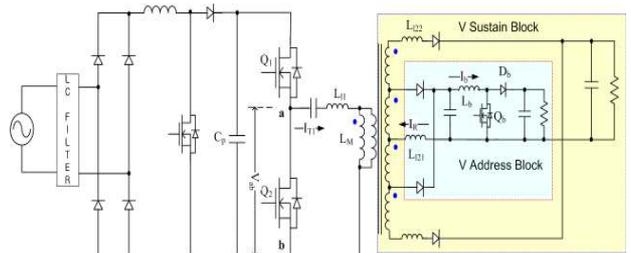
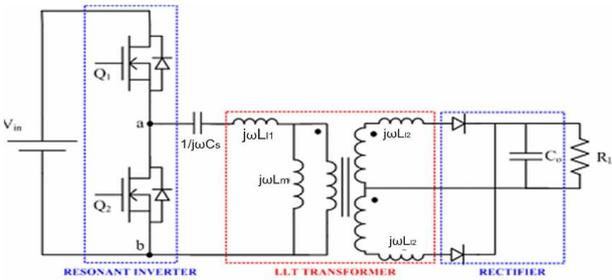


그림 2. LLC 직렬공진 컨버터 전체 주 회로도

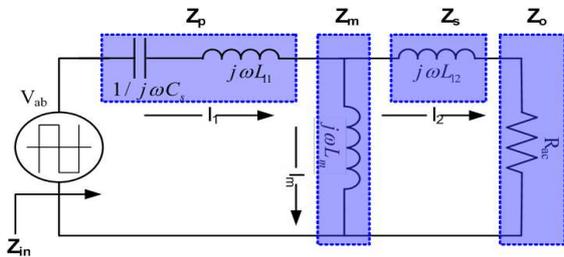
3. LLT 변압기 적용 LLC 직렬 공진컨버터

그림 2(b)는 그림 2(a)의 등가회로를 나타낸 것으로 AC 해석을 이용하여 스위칭 패턴에 의해 1차측 단자에 인가되는 전압을 구형파로 등가화를 시켰다. 또한 C_s , L_{l1} 및 L_{l2} 그리고 L_m 은 LLT 변압기 적용 LLC 직렬 공진컨버터의 1차측 직렬커패시터와 누설인덕턴스 및 2차측 누설인덕턴스 그리고 자화인덕턴스를 나타낸 것이다. 그리고 그림 3에서 R_{ac} 는 그림 2의 부하저항, 정류 다이오드 그리고 필터를 등가화한 등가부하 저항($R_{ac}=8R_L/\pi^2$)이고^[3], 회로해석의 용이성을 위해 본 논문에서는 권선비를 1로 놓고 입력 대 출력에 관한 수식으로 전개하였다.

본 논문에서 적용한 공진주파수는 직렬 커패시터(C_s)와 등가 누설인덕턴스(L_{eq} :Equivalent leakage inductance)가 공진 할 때의 주파수로 공진주파수는 $\omega_r = 1/\sqrt{L_{eq}C_s}$ 이다. 그리고 그림 2의 등가회로로부터 각각의 규준화된 값들을 아래 (1), (2), (3)과 같이 정의하였다.



(a) 주 회로



(b) 등가회로

그림 3. LLT 변압기 적용 LLC 직렬 공진컨버터의 주 회로와 등가회로

$$\omega_n = \omega_s / \omega_r, \quad Q = \omega_r L_{eq} / R_{ac} \quad (1)$$

$$B = L_{l2} / L_m, \quad A = L_{l1} / L_m \quad (2)$$

$$L_{eq} = L_{l1} + (L_m L_{l2} / (L_m + L_{l2})) \quad (3)$$

여기서 ω_n 는 스위칭주파수 ω_s 와 공진주파수 ω_r 의 비로써 규준화된 공진주파수를 나타낸 것이며, A는 자화인덕턴스(L_m)와 1차측 누설인덕턴스(L_{l1})의 비율을 나타낸 것이고, B는 자화인덕턴스(L_m)와 2차측 누설인덕턴스(L_{l2})의 비율을 나타낸 것이다. 또한 L_{eq} 는 부하가 단락이었을 때 등가 누설인덕턴스를 나타낸 것이고 Q는 부하 Quality factor를 나타낸 것이다. 그림 3(b)의 등가회로와 식(1), (2), (3)에 의해 얻은 전압이득(M) 특성 식은 (4)와 같다.

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

식 (4)에서 2차측 누설인덕턴스가 매우 작아서 무시 할 수 있다면, B는 0이 되며 식 (5)와 같이 된다.

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

식(4)와 식(5)를 비교하여 볼 때 $\omega_n=1$ 일 때 1차측 누설 인덕턴스를 무시하고 2차측 누설인덕턴스만을 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 누설인덕턴스를 고려하지 않은 식(6)의 경우

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

이 된다.

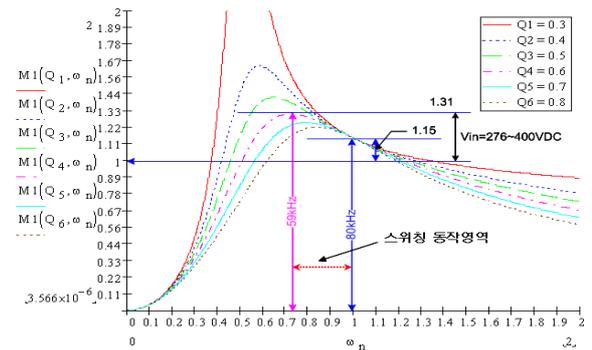


그림 4. A=0.15, B=0.15인 경우 LLT 변압기 적용 LLC 직렬 공진 컨버터의 전압이득 특성

그림 4의 시뮬레이션 결과는 1, 2차측 누설인덕턴스와 자화인덕턴스 비(A, B)가 0.15일 때의 규준화된 공진주파수(ω_n)와 Q의 변화에 대한 LLT 변압기 적용 LLC 직렬 공진컨버터의 전압이득(M) 특성곡선을 나타낸 것이다. 그림 4의 규준화 된 전압이득 특성곡선에서 볼 수 있는 것처럼 2차측 누설인덕턴스를 증가시킨 LLT 변압기 적용 LLC 직렬 공진컨버터는 기존 LLC 직렬 공진컨버터의 전압이득특성과 비교할 때 규준화된 공진주파수(ω_n)가 1인 부분에서의 전압이득특성이 B비율만큼 상승되어 1보다 크게 나타나고, Q 변화에 대해서도 전체적으로 높은 전압이득 특성을 보여주고 있다. 특히 규준화된 공진주파수(ω_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 제어특성을 향상시킬 수 있다.

4. LLT 변환기 설계 및 제작

그림 4는 A와 B를 각각 0.15로 했을 때의 시뮬레이션 결과이다. 시뮬레이션을 기본으로 하여 공진점에서 B (N^2L_{12}/L_m) 비율 만큼 상승되는 부분을 턴-수비(N)로 조정하였고, 요구된 입력 전압범위(300VDC ~ 400VDDDC)와 다이내믹 과부하상태(850W)에서도 영전압 스위칭 동작을 만족하기 위해 Q를 그림 4에 나타낸 것 처럼 0.6 ($V_{in}=276 \sim 400VDC$)을 선택하였다.

Q값이 정해지면 표준화된 수식에 의해 등가 누설인덕턴스(L_{eq})값이 정해지고 A, B 비율 및 자화 인덕턴스(L_m)와 등가 누설인덕턴스(L_{eq}) 관계에 의해 1, 2차측 누설 인덕턴스(L_{11} , N^2L_{12})와 자화 인덕턴스값(L_m)이 정해지게 된다.

표 1 LLC 직렬공진 컨버터의 요구된 입력력 설계사양

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	

표 2 LLT변압기 파라미터 계산값과 측정값

	계산값	측정값
직렬 커패시터(C_s)	32.5nF	29.2nF
1차측 누설인덕턴스(L_{11})	65.5uH	65.8uH
2차측 누설인덕턴스(N^2L_{12})	65.5uH	79.3uH
자화 인덕턴스(L_m)	434uH	437.1uH
$A(L_{11}/L_m)$	0.15	0.15
$B(N^2L_{12}/L_m)$	0.15	0.18
$N(n_1/n_2)$	1.24 ($n_1=36, n_2=29$)	

따라서 본 논문에서는 무 부하에서 부터 정격부하까지 요구된 넓은 입력전압 제어범위(300VDC ~ 400VDC)와 좁은 스위칭 주파수 제어범위(56kHz ~ 80kHz)에서 높은 이득특성을 얻기 위해 $Q=0.6$ 을 선정하여 설계하였다.

$$V(f, R) = \frac{1}{N} \left| \frac{1}{1 + \frac{L_{11}}{L_m} - \beta(f) + jQ_s(f, R) \left(\frac{f_r}{f_s} - \frac{f_s}{f_r} \right)} \right| \quad (8)$$

$$\beta(f) = \frac{1}{(2\pi f)^2 L_m C_s}, \quad \alpha = \left(\frac{1}{N^2} + \frac{L_{12}}{L_m} \right) \quad (9)$$

$$Q_s(f, R) = \frac{2\pi f_r \alpha L_{eq}}{N^2 R} \quad (10)$$

그림 5는 식 (8)의 전압이득 수식을 적용하여 Math-CAD를 이용해 시뮬레이션 한 결과이다. 시뮬레이션 결과를 살펴보면 전압이득 범위는 중 부하 82Ω(440W)에서 0.95 ~ 1.3까지가 된다. 이것으로 이득 범위는 입력전압 260VDC ~ 400VDC에서 190VDC 출력전압을 제어할 수 있고 스위칭

동작 영역은 50kHz에서 80kHz사이가 된다는 것을 알 수 있다. 그리고 50kHz이하가 되면 스위칭 소자가 하드 스위칭을 하게 되므로 본 논문에서는 최소 스위칭주파수를 56kHz로 제한을 시켰으며 이때에는 280VDC에서 출력전압 제어가 가능하다.

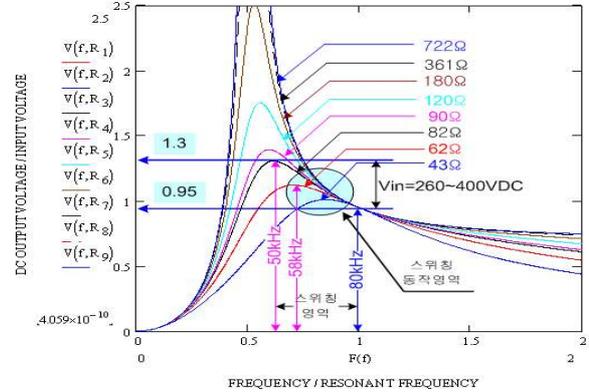


그림 5. 부하 변화에 따른 전압이득 특성

그림 5의 시뮬레이션에서 좀 더 약조건인 62Ω(580W)과 43Ω(850W)이였을 때의 이득 특성을 보았다. 서스테인 전원부(440W)와 어드레스 전원부(140W)가 모두 인가된 경우(580W) 300VDC ~ 400VDC의 입력전압 범위를 갖고 스위칭 동작되고, 다이내믹 과부하 상태(850W)에서도 380VDC ~ 400VDC 입력전압범위에서 안정된 영전압 스위칭 동작을 할 수 있다.

5. 실험결과

본 논문에서는 580W급 LLC 직렬공진 컨버터 설계 내용을 기술하였다. 표 2는 설계한 자료를 토대로 변압기를 제작하여 추출한 파라미터이다. 1차측 누설인덕턴스(L_{11})와 2차측 누설인덕턴스(N^2L_{12}) 및 자화인덕턴스(L_m)는 표준화된 수식에 의해서 추출하였다. 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 스위칭소자 정격에 대해서 표 4에 나타내었다.

표 3 LLC 직렬 공진컨버터 주요 정격

스위칭 주파수 범위(f_s)	56kHz ~ 80kHz
공진주파수(f_r)	80kHz
주 스위칭 소자	SD20N60, 650V, 20A
V_a Block 스위칭 소자	FQP16N25C, 250V, 15.6A
V_s 출력 정류다이오드	FMCG28, 800V, 3A
V_a 출력 정류다이오드	SF15NC15M, 150V, 15A

그림 5. (a), (b)는 입력전압(V_{in}) 300VDC에서 출력전압 190V를 제어할 때의 1차측 단자전압(V_{ab})과 1차측 전류(I_{T1}), 그리고 어드레스 전원부(V_a Block)의 스위치 양단 전압(V_s)과 전류(I_s)의 파형이다. 서스테인 전원부(V_s Block)의 부하(R_L)를 9600Ω(3.8W)에 고정을 시키고 어드레스 전

원부(Va Block)를 중 부하(28Ω)에서 경 부하(1000Ω)로 변화를 시켰다. 그림 8은 어드레스 전원부(Va Block)를 경 부하(1000Ω)에 고정을 시키고 서스테인 전원부(Vs Block)를 중 부하(82Ω)에서 경 부하(9600Ω)로 변화를 시켰다.

그림 6은 입력전압이 400V일 때의 파형이고 그림 7은 서스테인 전원과 어드레스 전원이 동시에 중부하(580W)로 동작할 때의 파형이다. 실험파형에서 서스테인 전원부와 어드레스 전원부의 스위칭을 동기제어 하면서 안정적인 동작을 하고 있음을 확인할 수 있다.

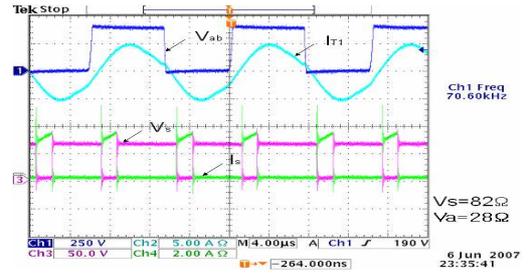
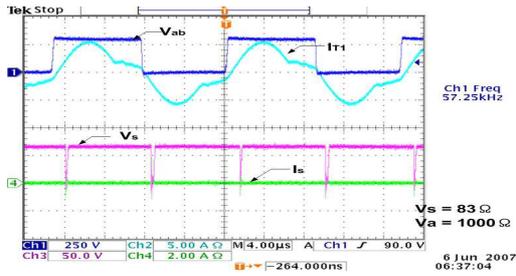
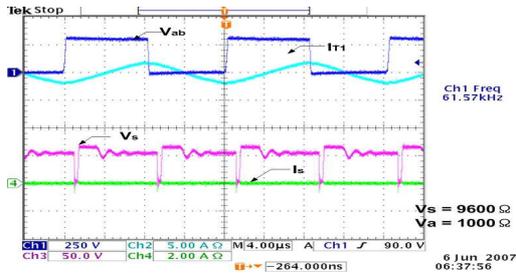


그림 7. Vs Block(440W)과 Va Block(140W)이 동시에 중부하(580W)시의 파형

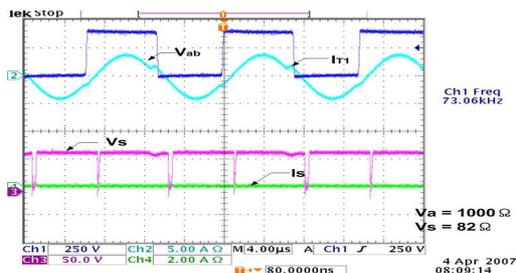


(a) 440W

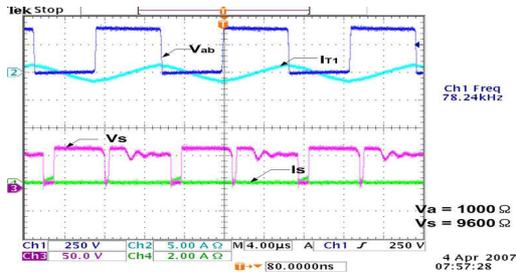


(b) 3.8W

그림 5. 입력전압 300V일때 Va Block 경부하(1000Ω)로 고정 후 Vs Block 부하 변화(440W-3.8W)에 따른 파형 (250V/div., 5A/div., 50V/div., 2A/div., 4us/div)



(a) 440W



(b) 3.8W

그림 6. 입력전압 400V일때 Va Block 경부하(1000Ω)로 고정 후 Vs Block 부하 변화(440W-3.8W)에 따른 파형 (250V/div., 5A/div., 50V/div., 2A/div., 4us/div)

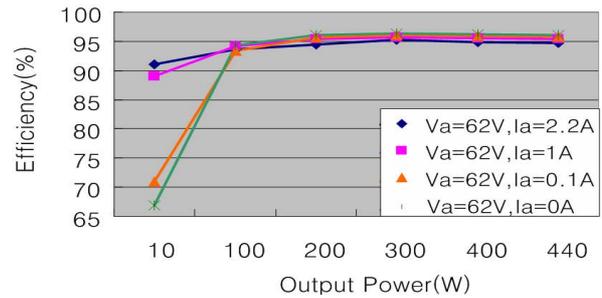


그림 8. 효율 특성

그림 8은 어드레스 전원(Va Block)을 각각 0A, 0.1A, 1A, 2.2A로 가변을 시켰을 경우 전체 시스템의 효율특성 그래프이고 그림 9는 LLT 변압기 적용 LLC 직렬공진 컨버터의 시제품 사진을 나타낸 것이다.



그림 9. 600W LLC 직렬공진컨버터 시제품 사진

이 논문은 LG이노텍의 “V Sustain/Address Block을 위한 Multi-Output Power Supply 개발” 과제 (2006. 10 ~ 2007. 3)의 지원에 의해서 연구 되었습니다.

참고 문헌

[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, 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.
 [3] Robert L. Steigerward, "A Comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies", IEEE Trans, Power Electronics, Vol. 3, pp.172-182, 1988.