論 文 16-4-10

2010 추계학술대회 외부장학금 수혜논문

단일단 어댑터를 위한 새로운 LLC 공진컨버터

張相皓*, 尹光鎬*, 魯榮宰**, 姜喆夏**, 金恩洙†

A Novel LLC Resonant Converter for Single-Stage Adapter

Sang-Ho Jang, Kwang-Ho Yoon, Young-Jae No, Cheol-Ha Kang, and Eun-Soo Kim

요 약

본 논문에서는 다이오드정류기와 커패시터 필터로 구성된 입력전원을 가지고 동작되는 60W이하의 출력파워용량을 갖는 어댑터를 위한 새로운 LLC 공진컨버터에 대한 내용이다. 보조스위치의 동작에 의해 제안된 LLC 공진컨버터는 모든 입력전원 ($110V_{AC}$/ $220V_{AC}$) 및 부하조건에서 높은 효율특성을 가지고 전력을 전달 할 수 있다. 제안된 컨버터에 대한 동작특성에 대해 분석, 서술되어 있으며, 60W 시제품제작 및 실험을 통하여 적용 가능함을 보였다.

ABSTRACT

In this paper, for adapter with power level below approximately 60W, a novel LLC resonant converter preceded by diode rectifier with a capacitor filter is presented. Due to the switching operation of the auxiliary switching device, the proposed LLC resonant converter can deliver power with the high efficiency characteristics from the universal line($110V_{AC}$/$220V_{AC}$) and load conditions. The operating schemes on the proposed converter are analyzed and described. A 60W prototype product is built, tested and verified.

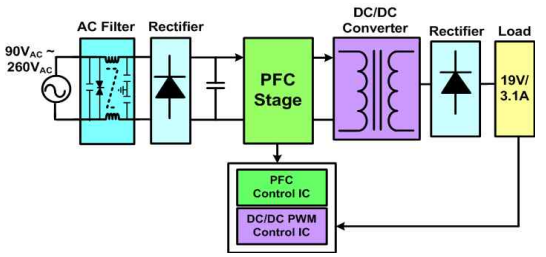
Key Words : Adaptor, Wide input voltage, Two resonant tanks, LLC resonant converter

1. 서 론

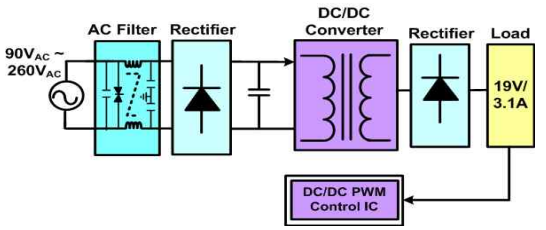
최근 노트북 및 디스플레이 TV 등의 사용증가에 따라 가전 시장이 확대되고 있으며 반도체 성능의 향상으로 인해 높은 수행능력을 가지면서 가볍고 슬림화된 노트북 및 디스플레이 TV 등이 출시되고 있는 중이다. 특히 어댑터는 밀폐 구조이기 때문에 발열문제 개선 및 높은 효율특성을 갖는 컨버터를 적용한 전원시스템을 요구한다.[1-5] 넓은 AC입력전압범위($90V_{AC}$~$264V_{AC}$)에서 동작되는 AC/DC 어댑터는 출력용량에 따라 75W 이상인 경우 역률개선회로(PFC)와 DC/DC 컨버터를 포함하는 2단 회로(그림 1(a))로 구성되고 75W 미만인 경우 역률개선회로(PFC)가 포함되지 않고 단지 다이오드 정류부와 DC/DC 컨버터만이 존재하는 1단 회로로 구성(그림 1(b))된다. 최근 시스템 설계기술 및 배터리 성능 향상에 힘입어 노트북 및 디스플레이 TV의 전력용량이 75W 미만으로 낮아지고 있기 때문에 본 논문에서는 AC/DC 어댑터의 구성을 역률개선회로가 포함되지 않는 1단 구성으로 하였다.[6, 7]

일반적으로 Universal($110V_{AC}$/$220V_{AC}$) 입력전원에서 동작되는 1단 구성의 어댑터에 적용된 플라이백 컨버터는 간단한 회로구조 등의 장점을 가지고 있기 때문에 어댑터의 DC/DC컨버터로서 널리 사용되고 있다. 하지만 스위칭 주파수가 증가하게 되면 스위칭손실에 의한 전체효율이 감소하게 되어 스위칭주파수를 증가시키는데 제약을 받게 되므로 전원시스템의 부피를 줄이고, 고집적화 하는데 한계를 가지게 된다. 또한 정

†교신저자 : 정회원, 전주대 전기전자정보통신공학부 부교수
E-mail : eskim@jj.ac.kr
*학생회원, 전주대 전기전자공학부 석사과정
**학생회원, 전주대 전기전자공학부 학부과정
접수일자 : 2011. 3. 10 1차 심사 : 2011. 4. 22
심사완료 : 2011. 6. 21



(a) 75W 이상일 때 2단구성의 어댑터
(a) Adapter with two-stage configuration above 75W



(b) 75W 미만일 때 1단구성의 어댑터
(b) Adapter with single-stage configuration below 75W

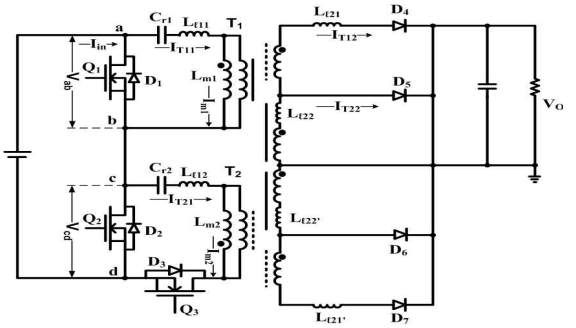
그림 1 프리볼트($90V_{AC}$~$264V_{AC}$)를 가지는 어댑터의 구성
Fig. 1 Configurations of the universal-line adapter

격용량에서 전력을 전달할 수 있도록 설계된 작은 값의 플라이백컨버터 변압기 자화인덕턴스를 통해 큰 자화전류가 흐르고, 이러한 큰 자화전류에 따라 플라이백컨버터를 구성하는 부품에서 발생되는 도통손실 증가로 인해 효율을 저감시키는 원인이 되고 있다. 이러한 스위칭손실 저감 및 고집적화를 위해 LLC 공진컨버터를 적용할 수 있지만 입력 단에 역률개선회로(PFC)가 없을 경우 넓은 AC입력전압 범위($90V_{AC}$~$264V_{AC}$)에서 동작하기 위해서는 큰 전압이득특성을 가지는 LLC 공진컨버터를 위해 작은 값의 자화인덕턴스를 갖는 변압기를 사용하여 회로를 구성하여야 한다. 하지만 변압기 자화전류가 증가하게 되어 도통손실 및 전류스트레스가 증가하는 문제점이 발생된다. 또한 높은 입력전압 또는 경부하시에 일정 출력전압을 제어하기 위해 이득을 낮추도록 스위칭동작 주파수를 공진주파수 이상의 연속모드로 증가시키면 순환전류가 많이 흘러 넓은 입력전압 범위에서 적용되는 LLC 공진형 컨버터의 효율은 플라이백 컨버터보다 낮은 효율특성을 가지게 된다. 따라서 본 논문에서는 넓은 입력AC전압범위($90V_{AC}$~$264V_{AC}$)에서 동작 가능한 다이오드정류기 및 보조스위치적용 고효율 LLC 공진컨버터로만 구성된 1단 구성의 60W 어댑터를 제안하여 실험적용 검토하였다.

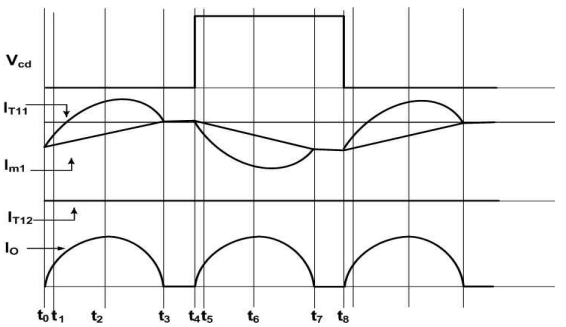
2. 보조스위치적용 Two Tank LLC 공진컨버터

넓은 AC입력전압범위($90V_{AC}$~$264V_{AC}$)에서 동작되는 제안된 LLC 공진컨버터의 경우 AC입력전압 $220V_{AC}$($265V_{DC}$~ $357V_{DC}$)가 인가된 경우 높은 입력전압 때문에 그림 2(a)와 그림 2(b) 같이 보조스위칭소자 Q_3가 턴-오프(Turn-off) 되어 하단부 공진회로가 차단되고, 공진커패시터(C_{r2})에는 입력전압만큼 충전을 한 후 공진전류는 더 이상 흐르지 않게 된다. 따라서 그림 2(a)와 같이 변압기(T_1)와 공진커패시터(C_{r1})로 구성된 상단부 공진회로만 동작된다. 그리고 출력정류부는 상단부 공진회로의 변압기(T_1)의 2차측 권선만을 통해 공진전류가 부하에 전달된다. 낮은 AC입력전압 $110V_{AC}$ ($132V_{DC}$~$178V_{DC}$)가 인가된 경우에는 입력전압이 낮기 때문에 높은 전압이득특성을 얻기 위해 그림 2(a)와 그림 2(c)와 같이 보조스위칭소자 Q_3를 턴-온(Turn-on) 시켜 두 개의 공진회로가 동작되도록 하였다. 이때 1차측은 독립적으로 병렬 연결된 두 개의 공진회로로 구성되어 있어서 전류분담에 따라 작은 자화전류 및 공진전류가 흐르므로 적용부품의 전류스트레스를 절반으로 줄일 수 있고, 변압기사이즈도 작은 구조로 가지고 갈 수 있어 고집적화 하는데 용이하다. 또한 두 개의 독립된 공진회로의 변압기(T_1, T_2) 2차측 권선은 출력정류부에 각각 직렬 연결되어 부하에 공진전류를 전달하기 때문에 높은 출력전압특성을 얻을 수 있고, 각 변압기 간 파라미터오차에 따른 전류불평형도 감소시킬 수 있다.

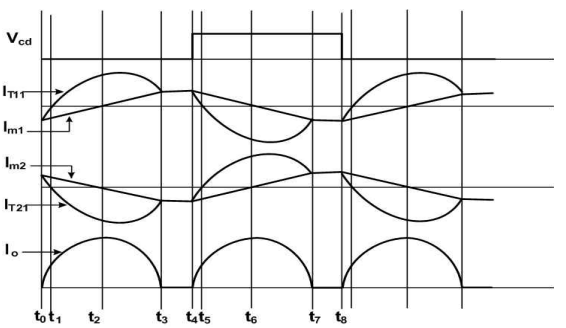
따라서 낮은 AC입력전압 $110V_{AC}$($132V_{DC}$~$178V_{DC}$)가 인가된 경우에는 제안된 LLC 공진컨버터의 보조스위치 Q_3의 턴-온 동작에 의해 두 개의 공진탱크회로가 동작하여 높은 전압이득특성을 갖도록 하였으며, 높은 AC입력전압 $220V_{AC}$ ($265V_{DC}$~$357V_{DC}$)인 경우에는 보조스위치 Q_3가 턴-오프 되어 하나의 공진탱크회로만 동작하여 원하는 전압이득특성을 얻을 수 있으므로 제안된 보조스위치 적용 LLC 공진컨버터의 경우 큰 값의 자화인덕턴스(L_m) 갖는 변압기를 사용 할 수 있어 저감된 변압기 자화전류에 따라 높은 효율특성을 갖도록 설계할 수 있다. 또한, 제안된 LLC 공진컨버터의 효율특성 개선 및 최적설계를 위해서는 정상동작시 입력전압 ($110V_{AC}$/$220V_{AC}$)에서 공진주파수가까이에서 동작되도록 설계 할 필요성이 있다. 하지만 두 개의 공진탱크를 적용함에 따라 등가누설인덕턴스(L_{eq})가 커지게 되어 하나의 공진탱크로 구성할 때 보다 공진주파수에서부터 모든 부하 및 입력전압범위에서 소프트 스



(a) 보조스위치 적용 LLC 공진컨버터 주회로
(a) LLC resonant converter used an auxiliary switch



(b) 높은 입력전압 220V_{AC}(265V_{DC}~357V_{DC})에서의 동작파형
(b) Operation waveforms in the high input voltage 220V_{AC}



(c) 낮은 입력전압 범위 110V_{AC}(132V_{DC}~178V_{DC})에서의 동작파형
(c) Operation waveforms in the low input voltage 110V_{AC}

그림 2 넓은 입력전압(90VAC~264VAC)에서 동작되는 LLC 공진컨버터 및 동작파형
Fig. 2 LLC resonant converter operated in the wide input voltage range (90VAC~264VAC) and operation waveforms

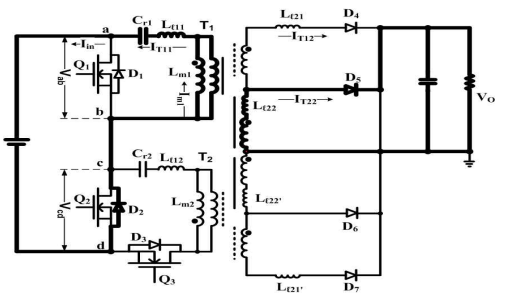
위칭을 위해 설정된 최소 스위칭주파수까지의 동작범위가 좁아지는 문제점이 있다. 때문에 110 V_{AC}/220V_{AC}의 개별 입력전원조건에서 넓은 입력전압범위(110V_{AC}/220V_{AC}±15%)에 적용하기 힘든 문제점이 있었다.[7]

본 논문에서는 제안된 회로의 변압기(T_1, T_2) 파라미터는 동일하게 제작하고 단지 공진커패시터 C_{r1}과 C_{r2}의 파라미터를 다르게 적용하여, 하나의 공진탱크 동작 시와 두 개의 공진탱크 동작 시 공진주파수를 다르게 하여 하나의 공진탱크 동작 시 공진주파수가 같을 때 보다 더 넓은 주파수영역에서 동작하도록 하였고 입력전압 변화에 따라 보조스위치를 제어함으로써 보다 넓은 입력전압(90V_{AC}~264V_{AC})에서 일정출력전압 제어가 가능하도록 하였다.

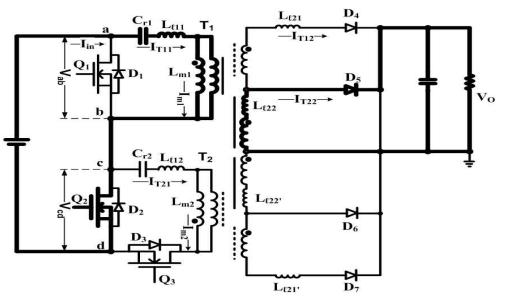
제안된 LLC 공진컨버터는 각 입력전압에 따른 동작모드를 각각 4개의 모드로 나눌 수 있고, 중복되는 부(Negative)의 반주기 4개 동작모드는 생략하였다.[7]

2.1 제안된 LLC 공진컨버터 동작모드

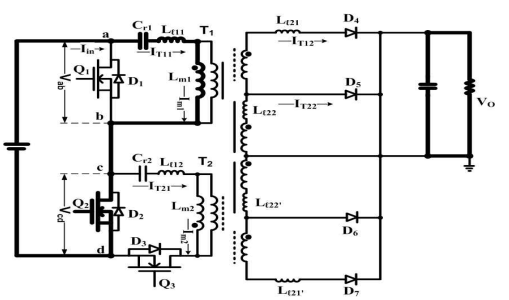
2.1.1 입력전압이 220VAC일 경우 (보조스위치 Q_3가 턴-오프(Turn-off) 되어있음)



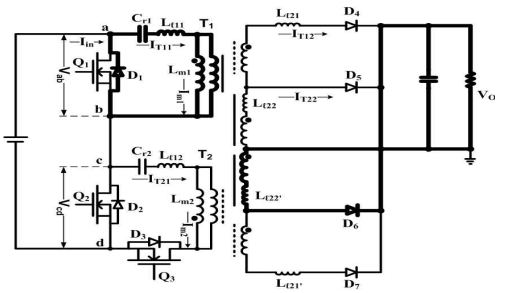
(a) Mode1 ($t_0 < t < t_1$)



(b) Mode2 ($t_1 < t < t_3$)

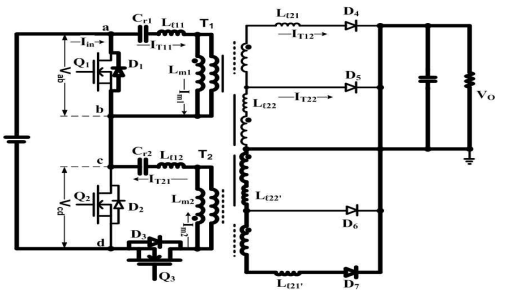


(c) Mode3 ($t_3 < t < t_4$)



(d) Mode4 ($t_4 < t < t_5$)

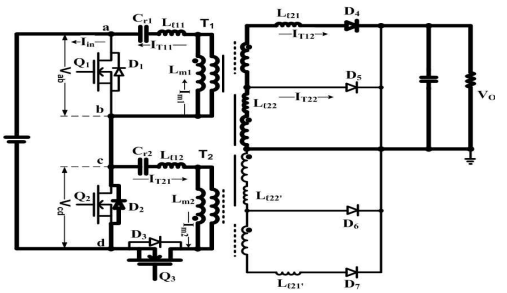
그림 3 높은 입력전압 $220V_{AC}$($265V_{DC}$~$357V_{DC}$)에서의 동작모드
Fig. 3 Operation modes in the high input voltage $220V_{AC}$($265V_{DC}$~$357V_{DC}$)



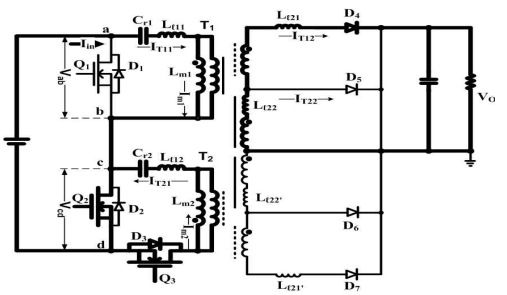
(d) Mode4 ($t_4 < t < t_5$)

그림 4 낮은 입력전압 $110V_{AC}$($132V_{DC}$~$178V_{DC}$)에서의 동작모드
Fig. 4 Operation modes in the low input voltage $110V_{AC}$ ($132V_{DC}$~$178V_{DC}$)

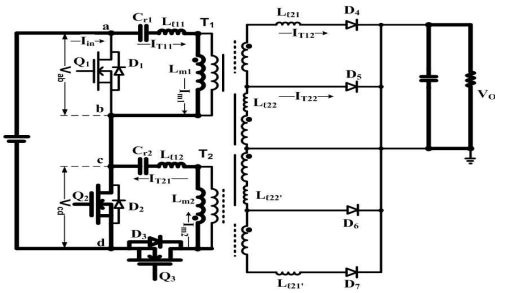
2.1.2 입력전압이 $110V_{AC}$일 경우 (보조스위치 Q_3가 턴-온(Turn-on) 되어있음)



(a) Mode1 ($t_0 < t < t_1$)



(b) Mode2 ($t_1 < t < t_3$)



(c) Mode3 ($t_3 < t < t_4$)

3. 보조스위치적용 Two Tank LLC 공진컨버터 특성분석

하나의 공진탱크동작시의 이득특성과 두 개의 공진탱크회로 동작시의 이득특성에서 공진커패시터 및 변압기 파라미터가 같다면 공진주파수는 같은 지점에 위치해 있다. 하지만 이들 이득특성을 고려하여 허용된 최소 스위칭주파수를 제한하여 적용 될 경우 하나의 공진탱크만 동작 시에는 설정된 최소 스위칭주파수 제한에 따라 넓은 입력전압제어범위에서 원하는 이득특성을 얻는데 한계가 있다.

따라서 본 논문에서는 변압기 파라미터는 동일하게 두고 공진커패시터(C_{r1}, C_{r2})만 다르게 설계하여 하나의 공진탱크동작시의 공진주파수(f_{r1}) 지점과 상단부와 하단부 두 개의 공진회로가 동작시의 공진주파수(f_{r2}) 지점을 다르게 설정하여 보다 넓은 입력전압범위 및 부하에서도 안정된 동작 및 효율특성을 갖도록 적용 검토 하여 보았다.

3.1절에서는 하나의 공진탱크로 구성된 LLC 공진컨버터의 공진주파수와 공진탱크 실효전류, 전압이득특성을 제시하였고, 3.2절에서는 독립된 두 개의 공진탱크로 구성된 LLC 공진컨버터의 공진주파수와 공진탱크의 실효전류, 전압이득특성을 제시하였다.

3.1 하나의 공진탱크로 구성된 LLC 공진컨버터

높은 AC입력전압 $220V_{AC}$($265V_{DC}$~$375V_{DC}$)가 인가된 경우 보조스위칭소자 Q_3는 턴-오프 되고 하나의 공진회로가 동작하게 된다. 이때 등가회로는 그림 5에 나타내었다. 여기서 $N=N_1/N_2$는 변압기의 턴수비, C_{r1}은 공진커패시터, L_{l11}은 1차측 누설인덕턴스, N^2L_{l21}은 1차측으로 반영(reflect)된 2차측 누설인덕턴스, L_{m1}은 자

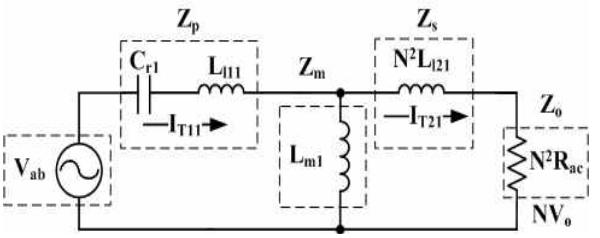


그림 5 하나의 공진탱크 등가회로
Fig. 5 Equivalent circuit with the one resonant tank

화인덕턴스를 나타내었고, N^2R_{ac}는 1차측으로 반영(reflect)된 부하저항을 나타내었다. 그림 5의 등가회로의 공진주파수(f_{r1})에서 유도성 리액턴스(X_L)와 용량성 리액턴스(X_C)의 전압의 크기는 같고 위상차가 180° 차이가 나므로 두 전압을 더하면 0이 되는 조건을 이용하여 공진주파수(f_{r1}) 및 등가누설인덕턴스(L_{eq1})를 구할 수 있다.

$$\frac{(j\omega L_{l11}-j\frac{1}{\omega C_{r1}})\cdot j\omega L_{m1}}{(j\omega L_{l11}-j\frac{1}{\omega C_{r1}})+j\omega L_{m1}}+j\omega N^2L_{l21}=0 \quad (1)$$

인덕턴스 성분과 커패시터성분을 분리하면

$$\omega^2(L_{l11}L_{m1}+N^2L_{l21}L_{l11}+N^2L_{l21}L_{m1})=\frac{1}{C_{r1}}(L_{m1}+N^2L_{l21}) \quad (2)$$

$$\omega^2=\frac{1}{C_{r1}}\frac{(L_{m1}+N^2L_{l21})}{(L_{l11}L_{m1}+N^2L_{l21}L_{l11}+N^2L_{l21}L_{m1})} \quad (3)$$

$$L_{eq1}=L_{l11}+\frac{N^2L_{l21}\cdot L_{m1}}{N^2L_{l21}+L_{m1}} \quad (4)$$

위의 식(4)를 통해 얻어진 등가누설인덕턴스(L_{eq1})을 적용한 공진주파수는 식(5)에 나타내었다.

$$f_{r1}=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_{eq1}C_{r1}}} \quad (5)$$

제안된 회로는 하나의 공진탱크 동작 시와 독립된 두 개의 공진탱크 동작 시의 공진주파수 변화에 따른 공진탱크의 실효전류가 다르게 된다. 하나의 공진탱크 동작 시 공진탱크의 실효전류는 다음과 같다.

공진주파수에서 공진탱크의 전류는 그림 6과 같고, 공진전류 파형은 정현(sin)파형으로

$$I_{T11}=\sqrt{2}\,I_{T11(rms)}\sin\left(\frac{2\pi}{T}t-\theta\right) \quad (6)$$

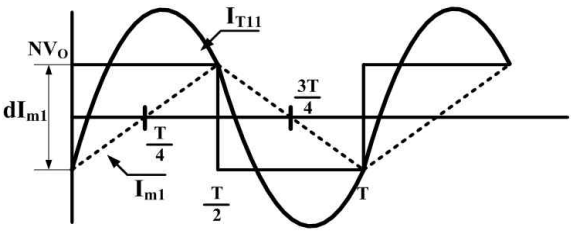


그림 6 공진주파수에서 공진탱크의 전류파형
Fig. 6 Resonant tank current waveforms at resonant frequency

여기서 $I_{T11(rms)}$는 공진 탱크의 실효전류, θ는 공진탱크의 전류(I_{T11})와 자화인덕턴스(L_{m1})에 흐르는 전류(I_{m1})의 위상차이다. 공진주파수에서 모든 시간에 대해서 출력전압(V_o)이 일차측으로 반영(reflect)되어 2차측 누설인덕턴스(N^2L_{l21})와 자화인덕턴스(L_{m1})가 직렬연결로 구성된다.

KVL(Kirchhoff's Voltage Law)에 의하여 자화인덕턴스 전압(V_{Lm1})과 2차측 누설인덕턴스(N^2L_{l21})의 전압의 합은 NV_o와 같기 때문에 자화인덕턴스(L_{m1})에 흐르는 전류(I_{m1})는 2차측 누설인덕턴스(N^2L_{l21})에 흐르는 전류와 같다. 따라서 자화인덕턴스(L_{m1})에 흐르는 전류(I_{m1})는 식(7)과 같다.

$$\frac{dI_{m1}}{dt}=\frac{1}{(L_{m1}+N^2L_{l21})}NV_o \quad (7)$$

변압기 (T_1)의 자화인덕턴스(L_{m1})에 흐르는 최대전류($I_{m1(peak)}$)는 다음과 같다.

$$I_{m1(peak)}=\frac{1}{4}\frac{NV_o}{(L_{m1}+N^2L_{l21})}\cdot\frac{1}{f_{r1}} \quad (8)$$

여기서 f_{r1}는 공진주파수이며 T/2시점에서 공진전류(I_{T11})와 자화인덕턴스의 전류(I_{Lm1})는 같은 값($I_{T11}=I_{Lm1}$)을 가지게 된다.

$$\sin\theta=\frac{1}{4\sqrt{2}}\frac{NV_o}{I_{T11(rms)}(L_{m1}+N^2L_{l21})}\cdot\frac{1}{f_{r1}} \quad (9)$$

또한, 공진전류(I_{T11})와 자화전류(I_{Lm1})의 차인 부하전류가 흐르고, 이를 적분하면 식(10)과 같이 $\cos\theta$를 구할 수 있다.

$$\cos\theta=\frac{V_o\pi}{2\sqrt{2}\,NR_{ac}I_{T11(rms)}} \quad (10)$$

$\sin\theta$와 $\cos\theta$를 정리하면 공진탱크의 실효전류($I_{T11(rms)}$)는 식(11)과 같이 구할 수 있다.[8]

$$I_{T11(rms)} = \frac{1}{8}\frac{V_o}{NR_{ac}}\sqrt{\frac{2N^4R_{ac}^2}{(L_{m1}+N^2L_{l21})^2 f_{r1}^2}+8\pi^2} \quad (11)$$

여기서 V_o는 출력전압, R_{ac}는 부하저항, L_{m1}은 자화인덕턴스, N^2L_{l21}은 1차측으로 반영된(reflect) 2차측 누설인덕턴스, f_{r1}는 공진주파수를 의미한다.

공진탱크의 전류는 1차측 주 스위칭소자(Q_1, Q_2)를 통해서 흐르므로 실효전류($I_{T11(rms)}$) 크기에 따라 주 스위칭소자의 도통손실에 영향을 준다. 공진주파수(f_{r1})와 부하저항(R_{ac})이 설계사양에 이미 결정되어 있기 때문에 공진탱크의 실효전류($I_{T11(rms)}$)는 자화인덕턴스(L_{m1})와 1차측으로 반영된(reflect) 2차측 누설인덕턴스(N^2L_{l21})에 의해 공진탱크 실효전류($I_{T11(rms)}$)가 결정된다. 고효율 LLC 공진컨버터 설계를 위해서는 ZVS(Zero Voltage Switching) 조건을 만족하면서 원하는 전압이득특성을 만족하는 최대한 큰 값의 자화인덕턴스(L_{m1})를 선정하여 설계한다면 공진탱크의 실효전류($I_{T11(rms)}$)를 최소화 할 수 있다. 자화인덕턴스(L_{m1})의 크기가 결정되면 식(13), (14)의 A비율(L_{l11}/ L_{m1}), B비율(N^2L_{l21}/L_{m1})을 통해 1차측 누설인덕턴스(L_{l11})와 1차측으로 반영된 2차측 누설인덕턴스(N^2L_{l21})가 계산된다.

계산된 파라미터를 적용하여 하나의 공진탱크로 구성된 LLC공진컨버터의 전압이득은 식(12)를 적용하여 얻을 수 있고, 그림 5의 등가회로로부터 각각의 정규화된 값들을 식(13~18)로 나타내었다. 식(15)은 규준화된 공진주파수($f_n=f_s$(스위칭주파수)/ f_{r1}(공진주파수, 식(5))를 나타낸 것이며, 식(18)의 Q는 부하변화에 따른 Quality factor를 나타낸 것이다.

$$G_V = \frac{V_o}{V_{ab}} = \frac{1}{N}\left|\frac{1}{1+A-\left(\frac{1}{f_n}\right)^2 \cdot \left(A+\frac{B}{B+1}\right)+jQ\left(\frac{1}{N^2}+\frac{B}{N^2}\right)\left(f_n-\frac{1}{f_n}\right)}\right| \quad (12)$$

$$A = \frac{L_{l11}}{L_{m1}} \quad (13), \qquad B = \frac{N^2L_{l21}}{L_{m1}} \quad (14)$$

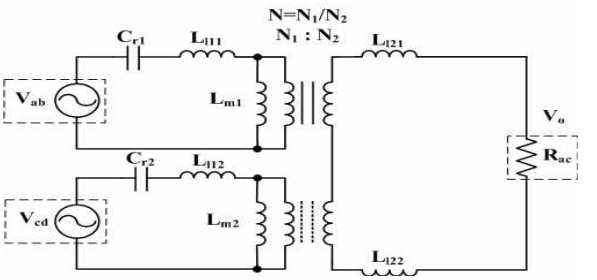
$$f_n = \frac{f_s}{f_{r1}} : \frac{\text{스위칭주파수}(Switching\ Frequency)}{\text{공진주파수}(Resonant\ Frequency)} \quad (15)$$

$$Z_{in} = Z_p + Z_M // (Z_s + Z_o) : Input\ Impedance \quad (16)$$

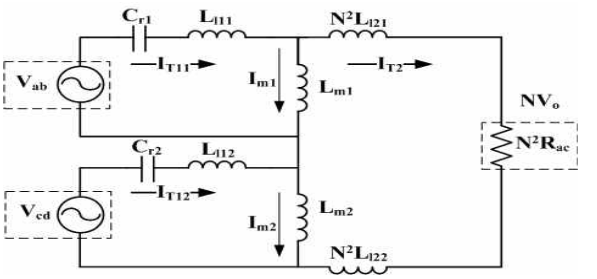
$$Z_o = R : Output\ Impedance \quad (17)$$

$$Q = \frac{2\pi f_{r1}L_{eq1}}{N^2R_{ac}} \quad (18)$$

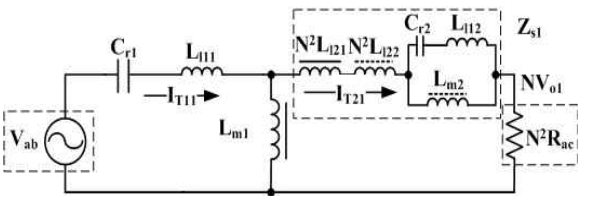
3.2 두 개의 공진탱크로 구성된 LLC 공진컨버터



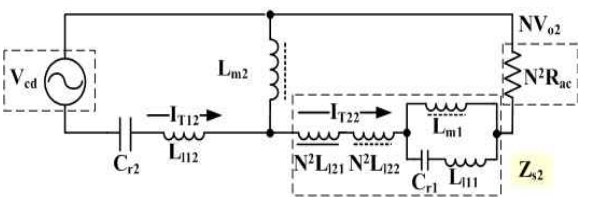
(a) 두 개의 전원을 갖는 등가회로도
(a) Equivalent circuit with two sources



(b) 1차측으로 반영된 등가회로
(b) Equivalent circuit reflected to the primary



(c) 전압원(Vab)에 대한 등가회로
(c) Equivalent circuit due to an independent source(Vab)



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

그림 7 두 개의 공진탱크 등가회로
Fig. 7 Equivalent circuits with two resonant tanks

낮은 AC입력전압 $110V_{AC}(132V_{DC}\sim178V_{DC})$이 인가된 경우에 보조스위칭소자 Q_3가 턴-온 되어 두 개의 공진탱크가 동작을 하게 된다. 주회로는 변압기 T_1과 공진커패시터 C_{r1}로 구성된 상단부 공진회로와 변압기 T_2, 공진커패시터 C_{r2}로 구성된 하단부 공진회로로 구성되어 있다. 또한 상단부 공진회로의 변압기 T_1과 하단부 공진회로의 변압기 T_2의 2차측 결선방법이 직렬로 연결되어있기 때문에 두 개의 변압기 T_1과 변압기 T_2의 커플링관계에 따라서 이득특성에 중요한 영향을 미치는 점도 고려해야 한다. 두 개의 공진탱크로 구성된 LLC 공진컨버터의 공진주파수(f_{r2})에서 전압의 크기는 같고 위상차가 180°차이가 나므로 두 개의 공진탱크 해석을 위해 그림 7(b)와 같이 등가회로를 이용하여 구할 수 있다.

$$\frac{(j\omega L_{l11}-j\frac{1}{\omega C_{r1}})\cdot j\omega L_{m1}}{(j\omega L_{l11}-j\frac{1}{\omega C_{r1}})+j\omega L_{m1}}+j\omega N^2 L_{l21}$$

$$+\frac{(j\omega L_{l12}-j\frac{1}{\omega C_{r2}})\cdot j\omega L_{m2}}{(j\omega L_{l12}-j\frac{1}{\omega C_{r2}})+j\omega L_{m2}}+j\omega N^2 L_{l22}=0 \quad (19)$$

여기서 $N=N_1/N_2$, C_{r1}은 상단측 공진탱크의 공진커패시터, C_{r2}는 하단측 공진탱크의 공진커패시터, L_{m1}은 변압기 T_1의 자화인덕턴스, L_{m2}는 변압기 T_2의 자화인덕턴스, L_{l11}은 변압기 T_1의 1차측 누설인덕턴스, L_{l12}는 변압기 T_2의 1차측 누설인덕턴스, N^2L_{l21}와 N^2L_{l22}는 변압기 T_1, T_1의 1차측으로 반영된 2차측 누설인덕턴스이다.

만약 변압기 T_1과 T_2의 파라미터가 동일하다고 가정(식 20)하고 ω에 대해서 정리하면 식(22)와 같다.

$$L_m=L_{m1}=L_{m2},\qquad L_{l1}=L_{l11}=L_{l12},\qquad L_{l2}=L_{l21}=L_{22} \quad (20)$$

$$\omega^4\alpha+\omega^2\beta+\gamma=0 \quad (21)$$

$$\omega^2=\frac{-\beta+\sqrt{\beta^2-4\alpha\gamma}}{2\alpha} \quad (22)$$

여기서 α, β, γ는 식 (23)~(25)와 같고

$$\alpha=2C_{r1}C_{r2}\left[(L_{l1}+N^2L_{l2})L_m^2+(L_{l1}^2+2L_{l1}N^2L_{l2})L_m+L_{l1}^2N^2L_{l2}\right] \quad (23)$$

$$\beta=-\left[(C_{r1}+C_{r2})\left\{L_m^2+2L_m(L_{l1}+N^2L_{l2})+2L_{l1}N^2L_{l2}\right\}\right] \quad (24)$$

$$\gamma=2(L_m+N^2L_{l2}) \quad (25)$$

두 개의 공진탱크 공진주파수(f_{r2})는 식 (26)과 같다.

$$f_{r2}=\sqrt{\frac{-\beta+\sqrt{\beta^2-4\alpha\gamma}}{4\pi^2\alpha}} \quad (26)$$

제안된 회로는 독립된 두 개의 공진탱크 동작 시 공진커패시터(C_{r1}, C_{r2})의 크기가 다르기 때문에 공진주파수에 영향을 준다. 공진주파수 변화에 따른 공진탱크의 실효전류가 다르기 때문에 두 개의 공진탱크 동작 시 공진주파수(f_{r2}) 변화에 따른 공진특성을 파악하기 위해서는 공진탱크 실효전류($I_{T11(rms)}$)를 구해야한다.

두 개의 공진탱크 1차측 실효전류($I_{T11(rms)}$)를 구하기 위해서는 그림 7(b)처럼 T형 등가 시켜야 한다. 2개의 자화인덕턴스(L_{m1}, L_{m2})는 서로 직렬로 연결된다. 식(20)과 같이 변압기의 파라미터가 같다고 하면 자화인덕턴스(L_{m1})와 1차측으로 반영된 2차측 누설인덕턴스(N^2L_{l21})에 인가되는 전압은 출력전압의 절반($NV_o/2$)이 된다. 또한 각 변압기가 감당해야하는 용량은 출력용량의 절반($P_o/2$)이 된다. 공진주파수(f_{r2})에서 공진탱크의 전류(I_{T11})는 그림 6과 같고, 공진전류 파형은 정현(sin)파형으로 식(6), 자화인덕턴스에 흐르는 전류(I_{m1})는 식(27)와 같다.

$$\frac{dI_{m1}}{dt}=\frac{1}{(L_{m1}+N^2L_{l21})}\frac{NV_o}{2} \quad (27)$$

변압기 (T_1)의 자화인덕턴스(L_{m1})에 흐르는 최대전류($I_{m1(peak)}$)는 다음과 같다.

$$I_{m1(peak)}=\frac{1}{8}\frac{NV_o}{(L_{m1}+N^2L_{l21})}\cdot\frac{1}{f_{r2}} \quad (28)$$

여기서 f_{r2}는 공진주파수이며 T/2시점에서 공진전류(I_{T11})와 자화인덕턴스의 전류(I_{Lm1})는 같은 값($I_{T11}=I_{Lm1}$)을 가지게 된다.

$$\sin\theta=\frac{1}{8\sqrt{2}}\frac{NV_o}{I_{T11(rms)}(L_{m1}+N^2L_{l21})}\cdot\frac{1}{f_{r2}} \quad (29)$$

또한, 공진전류(I_{T11})와 자화전류(I_{Lm1})의 차인 부하전류가 흐르고, 이를 적분하면 식(30)과 같이 $\cos\theta$를 구할 수 있다.

$$\cos\theta=\frac{V_o\pi}{2\sqrt{2}NR_{ac}I_{rms}} \quad (30)$$

$\sin\theta$와 $\cos\theta$를 정리하면 공진탱크의 실효전류($I_{T11(rms)}$)는 식(31)과 같이 구할 수 있다.

$$I_{T11(rms)} = \frac{1}{16}\frac{V_o}{NR_{ac}}\sqrt{\frac{2N^4R_{ac}^2}{(L_{m1}+N^2L_{l21})^2 f_{r2}^2}+32\pi^2} \quad (31)$$

독립된 두 개의 공진탱크의 변압기 T_1, T_2의 파라미터가 동일하다면 각각의 공진탱크에 흐르는 실효전류($I_{T11(rms)}$)는 식(31)과 같다. 앞에서 말한바와 같이 두 개의 공진탱크 동작 시 자화인덕턴스(L_{m1})와 1차측으로 반영된 2차측 누설인덕턴스(N^2L_{l21})에 인가되는 전압은 출력전압의 절반($NV_o/2$)이 되어, 각각의 공진탱크에 흐르는 실효전류($I_{T11(rms)}$, 식(31))는 하나의 공진탱크 동작 시 공진탱크에 흐르는 실효전류($I_{T11(rms)}$, 식(11))보다 줄어들어 도통손실이 저감되는 것을 확인할 수 있다.

보조스위치적용 Two tank LLC 공진컨버터에서 두 개의 공진탱크회로 동작 시 그림 7(a)과 같이 2개의 입력전원(V_{ab}, V_{cd})이 존재하기 때문에 입출력전압이득 특성을 얻기 위해서는 중첩원리(Superposition Theory)를 적용하여 등가화 하여 구하여한다. 중첩의 원리는 두 개의 별도 전압원(V_{ab}, V_{cd})을 가지고 있는 회로에 대해 T형 등가회로로 변환하는 방법으로 그림 7(c), (d)와 같다. 상단측변압기 (T_1)의 1차측 누설인덕턴스(L_{l11})와 자화인덕턴스(L_{m1})의 비를 A_1으로 나타내었고, 하단측변압기 (T_1)의 1차측 누설인덕턴스(L_{l12})와 자화인덕턴스 (L_{m2})의 비를 A_2로 나타내었다. 또한 상단측변압기 (T_1)의 1차측으로 반영(reflect)시킨 2차측 누설인덕턴스(N^2L_{l21})와 자화인덕턴스(L_{m1})의 비를 B_1으로 나타내었고, 하단측변압기 (T_2)의 1차측으로 반영(reflect)시킨 2차측 누설인덕턴스(N^2L_{l22})와 자화인덕턴스 (L_{m2})의 비를 B_2로 식 (34), (35)으로 나타내었다. 그림 7의 등가회로에서 얻어진 입력 V_{ab}, V_{cd} 와 출력 V_{o1}, V_{o2}에 대한 임피던스 관계 및 위의 수식(36)~(39)를 바탕으로 얻어진 입력 V_{ab}와 출력 V_{o1}에 대한 전압이득 특성 G_{V1}은 식(32)과 같고, 입력 V_{cd}와 출력 V_{o2}에 대한 전압이득특성 G_{V2}는 식(33)과 같다. 따라서 두 개의 공진회로를 갖는 LLC 공진컨버터의 전압이득특성 G_T은 G_{V1}과 G_{V2}의 합으로 식(40)과 같이 나타낼 수 있다.

$$G_{V1} = \frac{V_{o1}}{V_{ab}} = \frac{1}{N}\left|\frac{1}{\left(1+A_1-\frac{1}{w^2L_{m1}C_{r1}}\right)\left(1+\frac{Z_{s1}}{N^2R_{ac1}}\right)+j\frac{wL_{m1}}{N^2R_{ac1}}\left[\left(1+A_1-\frac{1}{w^2L_{m1}C_{r1}}\right)(B_1+1)-1\right]}\right| \quad (32)$$

$$G_{V2} = \frac{V_{o2}}{V_{cd}} = \frac{1}{N}\left|\frac{1}{\left(1+A_2-\frac{1}{w^2L_{m2}C_{r2}}\right)\left(1+\frac{Z_{s2}}{N^2R_{ac2}}\right)+j\frac{wL_{m2}}{N^2R_{ac2}}\left[\left(1+A_2-\frac{1}{w^2L_{m2}C_{r2}}\right)(B_2+1)-1\right]}\right| \quad (33)$$

$$A_1 = \frac{L_{l11}}{L_{m1}} \qquad B_1 = \frac{N^2L_{l21}}{L_{m1}} \quad (34)$$

$$A_2 = \frac{L_{l12}}{L_{m2}} \qquad B_2 = \frac{N^2L_{l22}}{L_{m2}} \quad (35)$$

$$Z_{S1} = N^2jwL_{l21} + N^2jwL_{l22} + jw\left(\frac{L_{l12}}{A_2}\right)//\left(\frac{1}{jwC_{r2}}+jwL_{l12}\right) \quad (36)$$

$$Z_{S2} = N^2jwL_{l22} + N^2jwL_{l21} + jw\left(\frac{L_{l11}}{A_1}\right)//\left(\frac{1}{jwC_{r1}}+jwL_{l11}\right) \quad (37)$$

$$Z_{in1} = \frac{1}{jwC_{r1}} + jwL_{l11} + jw\left(\frac{L_{l11}}{A_1}\right)//(Z_{s1}+N^2R_{ac1}) \quad (38)$$

$$Z_{in2} = \frac{1}{jwC_{r2}} + jwL_{l12} + jw\left(\frac{L_{l12}}{A_2}\right)//(Z_{s2}+N^2R_{ac2}) \quad (39)$$

두 개의 공진회로를 갖는 LLC 공진컨버터의 전압이득특성은 다음과 같다.

$$G_T = G_{V1} + G_{V2} \quad (40)$$

3.3 제안된 회로의 전압이득특성

그림 8과 그림 9는 부하변화(10W ~ 60W)에 따른 이득특성곡선이다. 실선으로 표시된 이득곡선은 낮은 입력 $110V_{AC}$ ($132V_{DC}$ ~$178V_{DC}$)전압에서 두개의 공진회로가 동작할 때의 이득특성곡선이고, 점선으로 표시된 이득곡선은 높은 입력 $220V_{AC}$($265V_{DC}$~$375V_{DC}$)전압에서 하나의 공진회로만 동작할 때의 이득특성곡선이다. 그림 8과 그림 9에서 높은 입력전압 $220V_{AC}$ 인가 시와 낮은 입력전압$110V_{AC}$인가 시 주파수동작범위가 다르다는 것을 알 수 있다. 하나의 공진탱크 동작시의 등가누설인덕턴스(L_{eq1}, 식(4))와 두 개의 공진탱크 동작시의 변압기 T_1과 T_2의 파라미터차이가 없다면 등가누설인덕턴스(L_{eq}, 식(22))값은 거의 2배가 되기 때문에 등가누설인덕턴스(L_{eq})가 변함에 따라 Q(quality factor)값에 영향을 주어 이득특성이 달라진다. 이로 인해 그림 8에서처럼 규준화된 공진주파수(f_n=스위칭주파수(f_s)/공진주파수(f_r))에서 최소스위칭주파수까지 주파수범위가 상대적으로 좁아지는 것을 알

표 1 측정된 변압기 파라미터
Table 1 Measured parameters in T_1 and T_2

	제안된 컨버터			
	변압기 T_1		변압기 T_2	
1차측누설인덕턴스	L_{l11}	140uH	L_{l12}	133.8uH
1차측으로 반영된 2차측누설인덕턴스	N^2L_{l21}	103.9uH	N^2L_{l22}	112.3uH
자화인덕턴스	L_{m1}	682.6uH	L_{m2}	681.2uH
등가누설인덕턴스	L_{eq1}	235.9uH	L_{eq2}	230.2uH
N(N_1/N_2)		9(63/7)		9(63/7)
직렬공진커패시터	C_{r1}	6.8nF	C_{r2}	12nF
적용코아	코아: EFD2025			

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

입력 전압(V_{in})	$110V_{AC}$~$220V_{AC}$
출력전압 및 전류	19V / 3.15A
출력 용량(P_o)	60W
스위칭주파수(f_{s1})	111.9kHz~120.5kHz
스위칭주파수(f_{s2})	126.1kHz~139.0kHz
공진주파수(f_{r1}/ f_{r2})	127.2kHz / 115kHz
공진 커패시터(C_{r1}/C_{r2})	6.8nF / 12nF
입력/출력 커패시터(C_{in}/C_o)	320uF (450V), 470uF X 2 (25V)
스위칭 소자(Q_1, Q_2)	IRFP460 500V, 20A, $R_{DS(ON)}$=0.24Ω
출력전류 다이오드(D_4~D_7)	MBRF10100CT 100V, 10A, V_F=0.75V
적용된 LLC공진컨버터 제어 IC	L6599

수 있다. 때문에 두 개의 공진탱크가 독립적으로 구성된 LLC 공진컨버터에서 모든 입력전압범위에서 동작하는데 한계가 있다. 이러한 이유로 $110V_{AC}$/ $220V_{AC}$ 양전원 및 주어진 입력전압 범위에서 제어하기 어려운

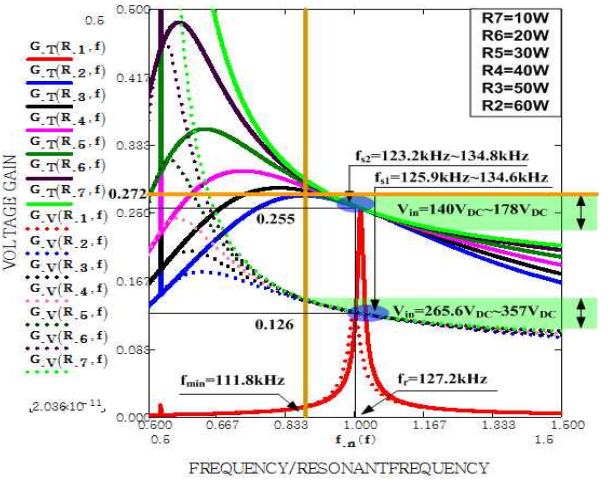


그림 8 동일한 공진주파수에서 부하 변화에 따른 전압이득 특성
Fig 8 Voltage gain characteristics due to the load variations at the same resonant frequency (f_{r1}=f_{r2})

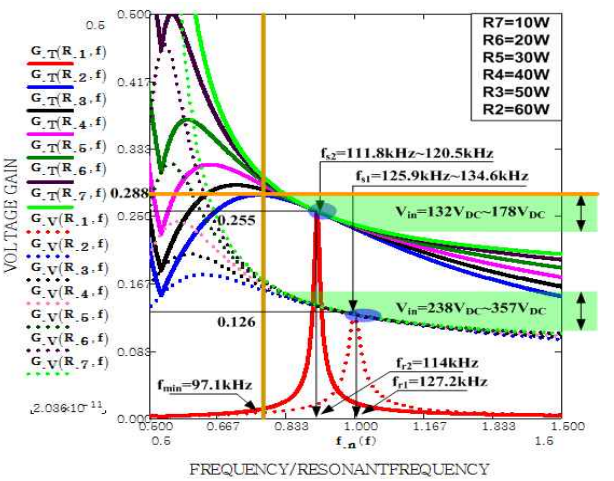


그림 9 공진주파수와 부하 변화에 따른 전압이득특성
Fig. 9 Voltage gain characteristics due to the load variations at the different resonant frequency (f_{r1}>f_{r2})

점이 있다. 제안된 회로는 그림 9에서처럼 하나의 공진탱크 동작 시와 두 개의 공진탱크 동작 시 공진주파수를 다르게 하여 하나의 공진탱크 동작 시 주파수제어범위를 넓게 가져감으로써 넓은 입력전압에서 동작가능하다. 그림 8은 변압기 T_1, T_2의 파라미터가 같고, 상단부 공진탱크와 하단부 공진탱크의 공진커패시터(C_{r1}, C_{r2})의 값이 같은 경우 동일한 공진주파수에서 부하 변화에 따른 전압이득특성이고, 그림 9는 변압기

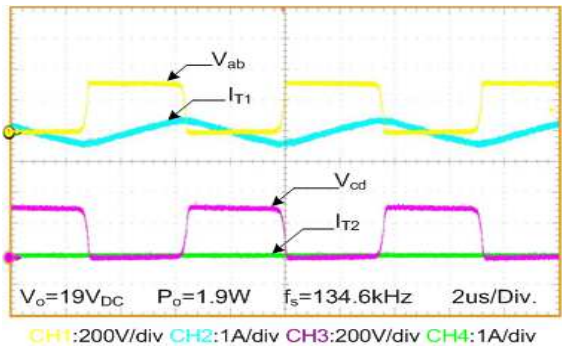
T_1, T_2의 파라미터는 같지만, 각각의 공진탱크의 공진 커패시터(C_{r1}, C_{r2})가 다른 경우의 공진주파수와 부하변화에 다른 전압이득특성이다. 이득특성에서 볼 수 있듯이 기존 두 개의 공진탱크의 공진주파수가 같을 때 동작할 수 있는 최소 스위칭주파수는 111.8kHz지만, 제안된 회로에서는 더 낮은 최소 스위칭주파수 97.1kHz까지 보다 더 넓은 입력전압범위 ($110V_{AC}$($132V_{DC}$~$178V_{DC}$), $220V_{AC}$ ($238V_{DC}$~$357V_{DC}$))에서 동작 가능하도록 하였다. 실험에 적용된 변압기 파라미터는 표 1과 같다.

4. 실험 결과

본 논문에서는 낮은 AC입력전압 ($110V_{AC}$)에서 하나의 공진탱크로 구성된 LLC 공진컨버터와 높은 AC입력전압 ($220V_{AC}$)에서 두 개의 공진탱크로 구성된 LLC 공진컨버터를 최대정격출력용량 60W(19V/ 3.15A)에 대해 각각 실험하였다. 실험에 적용된 변압기 파라미터와 실험조건은 표 2에 명시하였다.

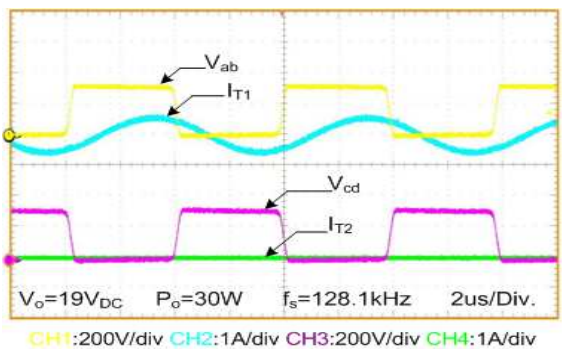
그림 10과 그림 11는 제안된 컨버터의 실험파형으로 입력전압$110V_{AC}$/$220V_{AC}$의 두 가지의 입력전압 변화에 대하여 경부하(19V/ 0.1A)일 때와 50%부하(19V/ 1.58A), 최대정격부하 60W(19V/ 3.15A)일 때의 각각의 1차측 단자전압(V_{ab}, V_{cd})과 전류(I_{T11}, I_{T21})를 측정한 파형이다. 실험결과 그림 9의 부하변화에 따른 MathCad 시뮬레이션을 이용한 전압이득특성과 비교하여 이득특성 및 동작스위칭주파수범위가 일치하는 것을 확인하였다. 그림 10, 그림 11에서 처럼 모든 부하조건에서 단자전류(I_{T11}, I_{T22})는 단자전압(V_{ab}, V_{cd})에 대하여 항상 지상전류가 흐르고 있기 때문에 스위칭소자는 최대정격부하(19V/ 3.15A)에서도 항상 영전압 스위칭(ZVS: Zero Voltage Switching) 동작됨을 확인할 수 있었다. 또한 그림 12에 나와 있는 것처럼 상단부 공진회로의 변압기T_1과 하단부 공진회로의 변압기 T_2의 2차측 권선을 교차하여 상호직렬로 결선함으로써 전류 불평형을 줄일 수 있었다.

또한, 높은 AC입력전압 $220V_{AC}$ 인가 시 공진주파수(f_{r1})에서 측정된 공진탱크의 실효전류($I_{T11(rms)}$)는 446.9mA이고, 식(11)을 적용하여 계산된 공진탱크의 실효전류는 441mA, 낮은 AC입력전압 $110V_{AC}$인가 시 공진주파수(f_{r2})에서 측정된 공진탱크의 실효전류($I_{T11(rms)}$)는 291.5mA이고, 식(31)을 적용한 계산된 공진탱크의 실효전류는 294mA로 하나의 공진탱크 동작시와 두 개의 공진탱크 동작시의 실험치와 계산치가 거의 일치하는 것을 확인하였다.



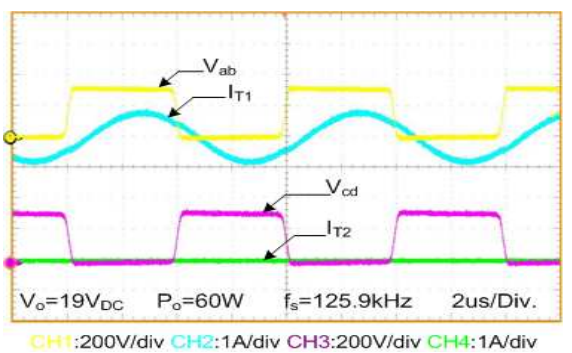
(a) 19V/ 0.1A (1.9W)일때의 단자 전압/전류

(a) Experimental waveforms of the terminal voltage and current in the load condition(19V/0.1A(1.9W)) (200V/Div., 1A/Div., 200V/Div., 1A/Div., 2us/Div.)



(b) 19V/ 1.57A (30W)일때의 단자 전압/전류

(b) Experimental waveforms of the terminal voltage and current in the load condition(19V/1.57A(30W)) (200V/Div., 1A/Div., 200V/Div., 1A/Div., 2us/Div.)

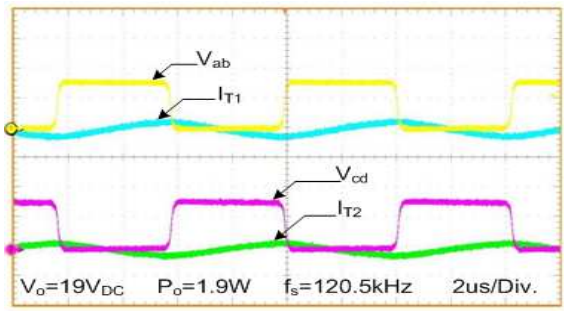


(c) 19V/ 3.15A (60W)일때의 단자 전압/전류

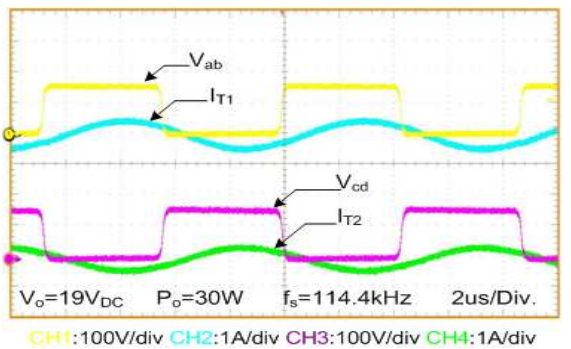
(c) Experimental waveforms of the terminal voltage and current in the load condition(19V/3.15A(60W)) (200V/Div., 1A/Div., 200V/Div., 1A/Div., 2us/Div.)

그림 10 입력전압 $220V_{AC}$($311V_{DC}$) 일 때의 단자 전압/전류

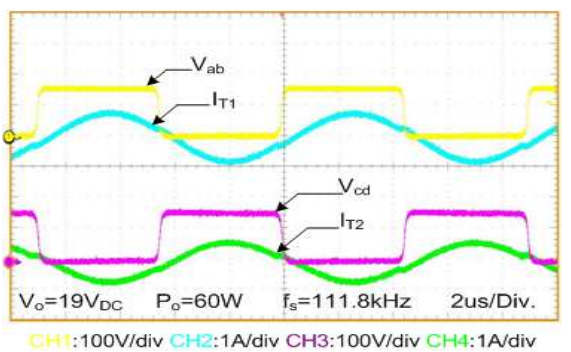
Fig. 10 Experimental waveforms of the terminal voltage and current in the input voltage $311V_{DC}$



(a) 19V/ 0.1A (1.9W)일때의 단자 전압/전류
(a) Experimental waveforms of the terminal voltage and current in the load condition(19V/0.1A(1.9W)) (100V/Div., 1A/Div., 100V/Div., 1A/Div., 2us/Div.)

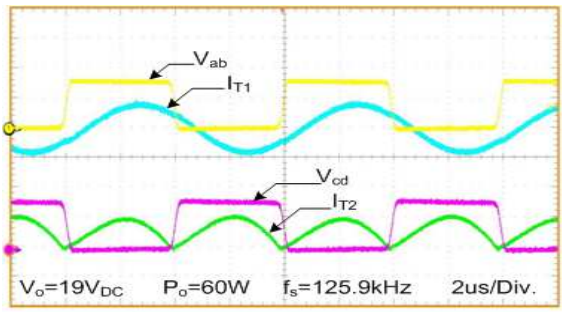


(b) 19V/ 1.57A (30W)일때의 단자 전압/전류
(b) Experimental waveforms of the terminal voltage and current in the load condition(19V/1.57A(30W)) (100V/Div., 1A/Div., 100V/Div., 1A/Div., 2us/Div.)

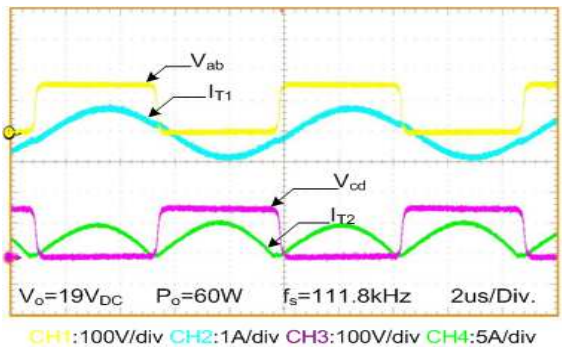


(c) 19V/ 3.15A (60W)일때의 단자 전압/전류
(c) Experimental waveforms of the terminal voltage and current in the load condition(19V/3.15A(60W)) (100V/Div., 1A/Div., 100V/Div., 1A/Div., 2us/Div.)

그림 11 입력전압 $110V_{AC}(155V_{DC})$ 일 때의 단자 전압/전류
Fig. 11 Experimental waveforms of the terminal voltage and current in the input voltage $155V_{DC}$

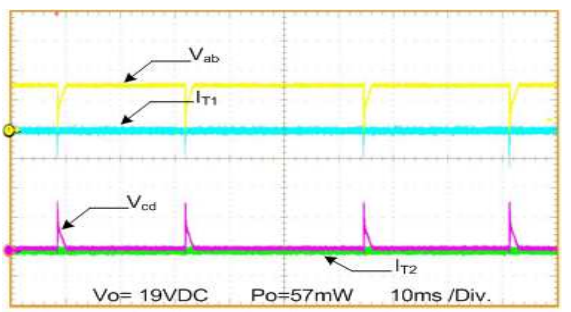


(a) 입력전압 $220V_{AC}(311V_{DC})$ 일 때의 단자 전압/전류 및 부하전류
(a) Experimental waveforms of the terminal voltage, current and out current in the input voltage $220V_{AC}$ (200V/Div., 1A/Div., 200V/Div., 5A/Div., 2us/Div.)

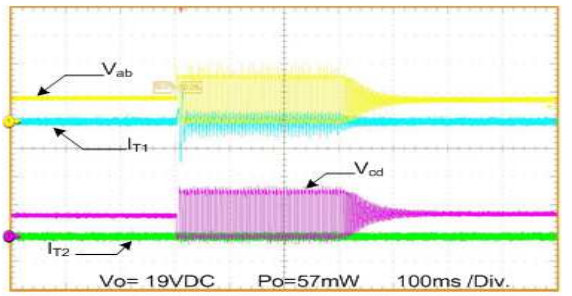


(b) 입력전압 $110V_{AC}(155V_{DC})$ 일 때의 단자 전압/전류 및 부하전류
(b) Experimental waveforms of the terminal voltage, current and out current in the input voltage $110V_{AC}$ (100V/Div., 1A/Div., 100V/Div., 5A/Div., 2us/Div.)

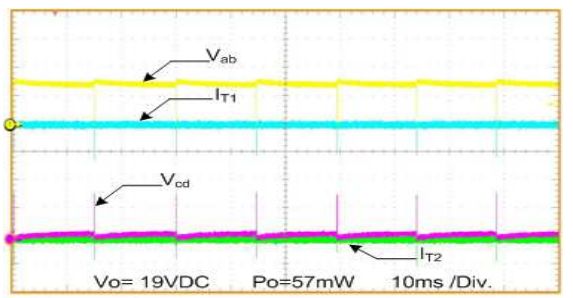
그림 12 넓은 입력전압 범위에 따른 단자 전압/전류 및 부하전류
Fig. 12 Experimental waveforms of the terminal voltage, current and out current in the wide input voltage range



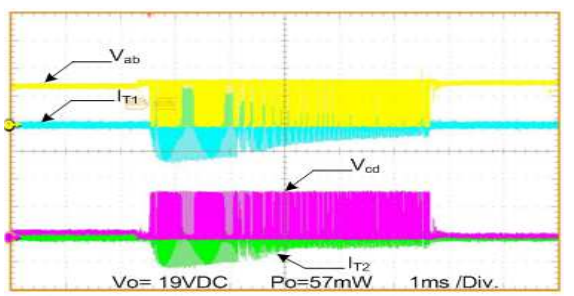
(a) 높은 입력전압 $220V_{AC}$일 때의 대기전력 시 단자 전압/전류
(a) Experimental waveforms of the terminal voltage and current under standby mode operation in the $220V_{AC}$ input voltage (200V/Div., 1A/Div., 200V/Div., 1A/Div., 10ms/Div.)



(b) 높은 입력전압 $220V_{AC}$일 때의 대기전력 시 단자 전압/전류
(b) Experimental waveforms of the terminal voltage and current under standby mode operation in the $220V_{AC}$ input voltage
(200V/Div., 1A/Div., 200V/Div., 1A/Div., 1ms/Div.)



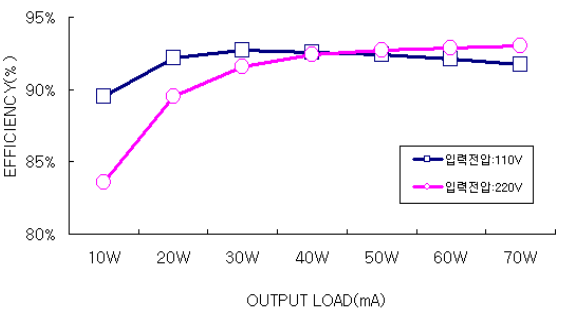
(c) 낮은 입력전압 $110V_{AC}$일 때의 대기전력 시 단자 전압/전류
(c) Experimental waveforms of the terminal voltage and current under standby mode operation in the $110V_{AC}$ input voltage
(100V/Div., 1A/Div., 100V/Div., 1A/Div., 10ms/Div.)



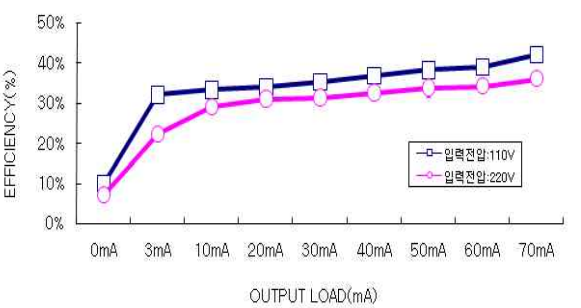
(d) 낮은 입력전압 $110V_{AC}$일 때의 대기전력 시 단자 전압/전류
(d) Experimental waveforms of the terminal voltage and current under standby mode operation in the $110V_{AC}$ input voltage
(100V/Div., 1A/Div., 100V/Div., 1A/Div., 1ms/Div.)

그림 13 넓은 입력전압 범위에 따른 대기전력 시 단자 전압/전류
Fig. 13 Experimental waveforms of the terminal voltage, current under standby mode in the wide input voltage range

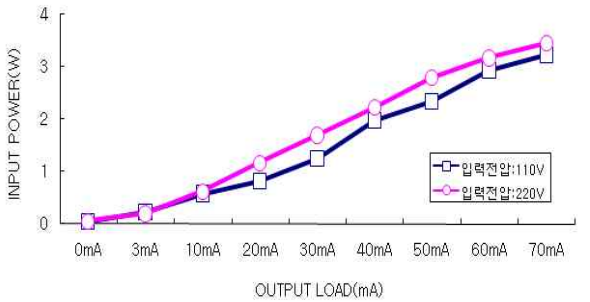
그림 13(a), (b), (c), (d)는 $110V_{AC}$/ $220V_{AC}$의 각각의 입력전압에서 대기전력모드 동작 시 (19V, 3mA)일 때 1차측 단자전압/전류를 측정한 파형이다. 경부하 및 대기전력 시 Burst mode로 동작됨에 따라 주스위칭소자(Q_1, Q_2)의 스위칭 횟수가 저감되어 대기전력을 저감할 수 있었다. 그림 14(c)는 대기전력모드 시 제어전원에서 소모하는 전력(45mW)을 포함한 각 부하에 대한 입력전력을 보여준다. 입력전압 $110V_{AC}$, 출력전류 3mA 기준으로 입력전력은 0.22W, 입력전압 $220V_{AC}$, 출력전류 3mA 기준으로 입력전력은 0.199W의 결과를 얻었다. 그림 14(a)는 정상모드 동작 시 부하변화에 대한 효율특성이다. 최대부하(60W)에서 입력전압 $110V_{AC}$ 인가 시 92.1%, 입력전압 $220V_{AC}$ 인가 시 92.9%, 과부하(70W) 시 각각 91.7%, 93%의 효율특성을 보였다. 입력전압 $110V_{AC}$인가 시 부하가 증가함에 따라 효율이 저감되는 특성을 보였고, 이것은 높은 입력 $220V_{AC}$인가 시는 두 개의 주스위칭소자(Q_1, Q_2)만 동작하지만, 낮은 입력 $110V_{AC}$에는 주스위칭소자(Q_1, Q_2)와 보조스위치(Q_3)가 동작하여 중부하로 갈수록 공진탱크에 흐르는 전류(I_{T11})가 커짐에 따라 도통손실이 증가되어 효율이 저감 되는 것을 볼 수 있다.



(a) 정상모드 일 때의 각 부하별 효율
(a) Efficiency characteristics in the normal mode



(b) 대기전력모드 시 각 부하별 효율
(b) Efficiency characteristics in the standby mode



(c) 대기전력모드 시 각 부하에 따른 입력전력
(c) Input power in the standby mode under load conditions

그림 14 입력전압($110V_{AC}$/$220V_{AC}$)에서 부하변화에 대한 효율특성
Fig. 14 Efficiency characteristics for each input voltage ($155V_{DC}$/$311V_{DC}$) with load conditions

5. 결 론

본 논문에서는 다이오드정류기와 커패시터 필터로 구성된 입력전원을 가지고 동작되고, 넓은 입력전압범위($110V_{AC}$ / $220V_{AC}$)에서 동작할 수 있는 60W 시제품을 제작, 실험하였고 넓은 입력전압($110V_{AC}$ / $220V_{AC}$) 및 모든 부하조건(0.1A~3.15A)에서 19V의 일정한 출력전압을 제어 하였고, 정상모드 및 대기전력 및 무부하시 효율을 측정하였다. 또한 제안된 컨버터에 대한 전압이득특성식의 시뮬레이션을 비교 분석한 결과 실험의 값과 일치하는 것을 확인 할 수 있었다.

이 논문은 한국연구재단(KRF-2008-313-D00369) 주관으로 수행된 과제임

참 고 문 헌

[1] J. Zhang, M. M. Javanovic, and F. C. Lee, "Comparison Between CCM Single-Stage And Two-Stage Boost PFC Converters", *IEEE APEC*, pp. 335-341, 1999.
[2] L. Huber and M. Jovanovic, "Evaluation of flyback topologies for notebook ad/dc adapter/charger applications", *High Frequency Power Conversion May*, pp. 284-294, 1995.
[3] 김봉철. 박기범, 문건우, 윤명중 "단일단 아답터를 위한 새로운 형태의 DC/DC 컨버터", *전력전자학회 2008년도 학술대회 논문집*, pp. 487-489, 2008. 6.
[4] 유병우, 한정만, 이동욱, 이종달, 이병희, 최성욱, 문건우, "85W급 고밀도전원개발", *2009년도 하계학술대회 논문집*, pp. 193-196, 2009. 7.
[5] 이준영 "고전력밀도 AC/DC 어댑터의 설계", *전력전자학회 논문지*, 제15권 제4호 2010.8, pp. 259-265
[6] IEC 61000-3-2, International Electro technical Commission, 3, Geneva, Switzerland, 1998.
[7] 윤광호, 정봉근, 장상호, 이승민, 김은수, "두 개의 공진탱크를 적용한 넓은 입력전압 및 부하 제어범위를 가지는 LLC 공진컨버터", 전력전자학회 논문지, 제15권 제5호, pp. 477-476, 2010. 12.
[8] Bing Lu, Wenduo Liu, Yan Liang, Lee, F.C., van Wyk, J.D, "Optimal Design Methodology for LLC Resonant Converter", *IEEE APEC*, 2006, pp. 533-538.
[9] Yuri Panov and M.M Jovanovic, "Performance evaluation of 70W two-stage adapters for notebook computers", *IEEE APEC 1999*, pp. 1059-1065.
[10] Yu-Kang Lo, Shang-Chin Yen, Jin-Yuan Lin, "A High Efficiency AC-to-DC Adapter with a Low Standyby Power Consumption", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol 55, No. 2, pp. 963-965, 2008, Feb.

저 자 소 개

장상호(張相皓)
1983년 11월 5일생. 2010년 전주대 전기전자정보통신공학부 졸업. 현재 동 대학원 석사과정.

윤광호(尹光鎬)
1983년 4월 28일생. 2010년 전주대 전기전자공학부 졸업. 현재 동 대학원 석사과정.

노영재(魯榮宰)
1988년 2월 6일생. 2011년 8월 전주대 전기전자정보통신공학부 졸업. 2011년 9월 동 대학원 입학예정.

강철하(姜喆厦)

1987년 5월 31일생. 2011년 현재 전주대 전기전자정보통신공학부 학부과정.

김은수(金恩洙)

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