

# 보드 선도를 이용한 LLC 컨버터의 경 부하 레귤레이션 특징 분석

연철오<sup>1</sup>, 문건우<sup>†</sup>

## Analysis for Light Load Regulation of LLC Converter using Bode Plot

Cheol-O Yeon<sup>1</sup> and Gun-Woo Moon<sup>†</sup>

### Abstract

In general, LLC converters show great promise in applications that require high efficiency, especially under light load conditions. In particular, LLC converters feature wide gain capability with pulse-frequency modulation and zero voltage switching over entire load conditions. However, output voltage increases in light load conditions. In this study, Bode plot and impedance asymptotes analyses were conducted to obtain insights into the regulation characteristics of LLC converters under light load conditions. To improve the regulation characteristic of LLC converters, a new resonant tank with an additional capacitor is proposed. The design guideline for the proposed LLC converter is determined by the Bode plot and impedance asymptotes analyses. Therefore, the proposed LLC converter achieves the light load regulation while maintaining the advantages of typical LLC converters.

**Key words:** LLC converter, Light load regulation, Parasitic components, ZVS(Zero-Voltage-Switching), Bode plot, Impedance asymptotes

### 1. 서 론

현대 사회는 수많은 IT 제품들과 전자 제품들로 이루어져 있다. 이러한 제품들을 동작시키기 위해서는 각각의 요구 전력에 알맞은 전원 공급장치가 필요하다. 각각의 전원 공급장치 시장들은 다양한 출력 요구 조건들을 제시하고 있는데, 그 중 공통적으로 높은 전력밀도와 경 부하 시의 높은 효율, 그리고 대기모드에서도 일정한 출력 전압 등을 요구한다<sup>[1]-[4]</sup>. 이러한 시장의 추세에 따라 고주파 동작에 적합한 공진형 컨버터들이 전원 공급장치 시장에서 매우 매력적인 토폴로지라고 꼽히고 있다. 그 중에서 그림 1과 같은 LLC 컨버터의 경우, 공진 탱크에 존재하는 공진 커패시터 ( $C_r$ )와 공진 인덕터( $L_r$ ), 그리고

변압기의 인덕터( $L_M$ )의 공진을 이용하여 전력을 전달해주는 컨버터로, 주파수 변조 기법(Pulse frequency modulation, PFM)을 사용하여 출력 전압을 레귤레이션 시켜준다. 일반적인 전원 장치 설계 시 자성체 소자의 부피 감소 및 컨버터의 전력밀도 상승을 위해서 고주파 동작이 필요한데, 이러한 상황에서 LLC 컨버터는 고속 스위칭 동작에서도 고효율을 낼 수 있다는 장점을 가지고 있기 때문에 아주 매력적인 토폴로지라고 할 수 있다. 특히 극 경 부하 시에도 영전압 스위칭(Zero voltage switching, ZVS)이 가능하고, 출력 인덕터가 없는 컨버터이기 때문에 스위칭 손실과 철손을 줄일 수 있어 앞서 언급한 고주파 동작 또는 경 부하 시의 효율을 올리기 위하여 노트북 어댑터, PDP용 전원 공급장치, 그리고 서버용 전원장치 등의 다양한 분야에서 많이 사용되고 있다<sup>[1],[5]-[8]</sup>.

앞선 논문들에 따르면 이상적인 LLC 컨버터의 경우, Fundamental Harmonic Approximation (FHA)을 이용하여 LLC 컨버터의 공진 탱크를 해석할 수 있다<sup>[9]-[10]</sup>. FHA에 따라 기본 주파수 성분만 출력 파워에 전달된다고 할 때, 그림 2와 같은 공진 탱크를 구성할 수 있으며, 이를 통하여 LLC 컨버터의 이득을 구하면

Paper number: TKPE-2016-21-6-7

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

<sup>†</sup> Corresponding author: gwmoon@kaist.ac.kr, School of Electrical Engineering, KAIST

Tel: +82-42-350-8075 Fax: +82-42-350-8520

<sup>1</sup> School of Electrical Engineering, KAIST

Manuscript received June 22, 2016; revised Aug. 30, 2016; accepted Oct. 31, 2016

— 본 논문은 2015년 전력전자학술대회 우수추천논문임

— 본 논문은 2015년 전력전자학술대회 외부장학금 수여논문임

$$\frac{V_{RO}^F}{V_{IN}^F} = \frac{k}{(1+k - (\frac{f_o}{f_s})^2) + Q^2 k^2 (\frac{f_s}{f_o} - \frac{f_o}{f_s})^2} \quad (1)$$

와 같이 구할 수 있으며, 이 때  $V_{RO}^F$ 는 1차 측에 투영된 출력 전압의 기본 주파수 성분,  $V_{IN}^F$ 은 입력 전압의 기본 주파수 성분,  $k$ 은  $L_M/L_r$ ,  $Q$ 는  $1/(R_{ac}\sqrt{C_r/L_r})$ , 그리고  $f$ 는  $1/(2\pi\sqrt{L_r C_r})$ 이다. 최종적으로 (1)과 Matlab 등의 기타 시뮬레이션 툴을 이용하여 그림 3와 같은 LLC 컨버터의 이득 곡선을 그릴 수 있다. 이 때 그림 3에서 볼 수 있듯이 이상적인 LLC 컨버터의 경우, 공진 주파수( $f$ )에서 이득이 1이며, 동작 주파수가 증가할수록 이득이 감소하는 것을 알 수 있다<sup>[9]</sup>. 기생 소자가 고려되지 않은 이상적인 LLC 컨버터의 경우에는 경 부하 시 고주파 동작을 하여 이득을 낮춰 출력 전압을 레귤레이션이 가능하다. 하지만 실제 LLC 컨버터의 경우, 이차 측 정류 단의 기생 커패시터, 변압기 커패시터 등의 기생 성분들로 인하여 고주파로 올라갈수록 LLC 컨버터의 이득 곡선이 올라가 출력 전압이 레귤레이션 되지 않는 문제점이 존재한다<sup>[10-11]</sup>.

앞서 언급한 경 부하 시의 레귤레이션이 안 되는 문제점을 보완하기 위해서 PDP나 어댑터 등의 제품에서는 극 경부 하 또는 무 부하 상태에서의 안정적인 동작을 보장하기 위하여 더미 부하를 달아주어 일정 전력을 지속적으로 소모하는 방법을 사용한다<sup>[10]</sup>. 이 방법의 경우, 레귤레이션이 전 부하 영역에서 이루어지지만, 더미 부하를 통해 지속적인 손실이 발생하여 경 부하 시 효율 감소의 주된 원인이 된다. 이 외에도 동작 주파수 제한이나 정류단 구조 변경 등의 방법들이 있지만<sup>[10]</sup>, 이들은 출력 전압 레귤레이션을 위한 근본적인 해답이라고 할 수는 없다.

추가 제어 방식을 도입하여 경 부하 시 레귤레이션을 달성한 방법에 대한 연구가 이루어졌다. 풀브릿지(Full-bridge, FB) 인버터 구조의 FB LLC 컨버터의 경우, 경 부하 시 위상 천이(phase shift) 동작을 하여 레귤레이션을 달성하였다<sup>[12]-[14]</sup>. 하지만 이 방식은 하프브릿지(Half-bridge) 인버터 구조에는 적용이 불가능하고, 경 부하 시 순환 전류에 의해 경 부하 효율이 감소한다. 그리고 추가 제어 소자들과 제어 기법이 필요하다는 단점을 가지고 있다. 이 외에도 Burst mode 제어 방식 등이 제안되었으나 이 역시 전압, 전류 피킹 현상이 존재하며 이를 개선하기 위해서는 또 다른 추가 제어 기법이 필요하다는 단점이 존재 한다<sup>[15]-[20]</sup>.

경 부하 시 레귤레이션을 달성하기 위하여 스위치에 병렬로 추가 Output capacitor ( $C_{oss}$ )를 적용하는 방식에 대한 연구도 진행 되었다<sup>[11]</sup>. 이 방식의 경우, 앞서 언급했던 기생 커패시터들에 의하여 커뮤테이션 기간 동안 발생하는 원치 않는 피크 성  $L_r$  전류를, 추가된  $C_{oss}$ 로

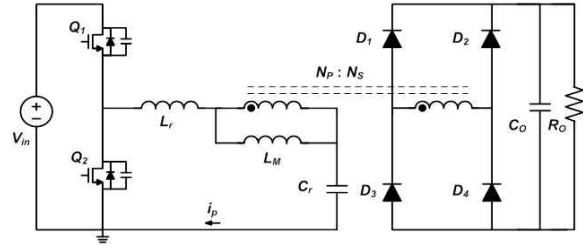


Fig. 1. Conventional LLC converter.

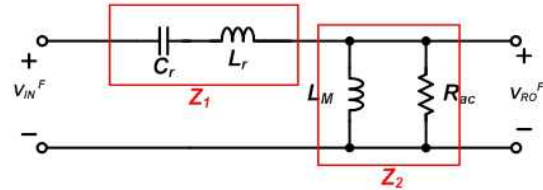


Fig. 2. Resonant tank of ideal LLC converter.

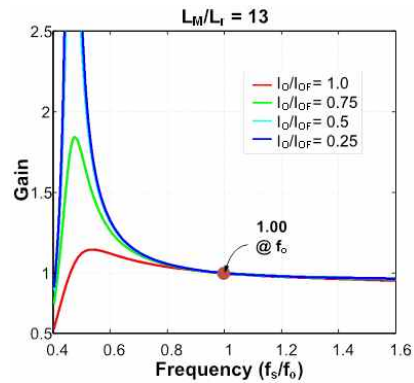


Fig. 3. Gain curve of ideal LLC converter.

인하여 커뮤테이션 기간 동안  $L_r$ 에 걸리는 전압의 변화를 느리게 시켜주어 피크 값을 낮추는 방법이다. 이를 통해 낮아진 2차 측 전류는 요구되는 출력 전류 수준의 크기가 될 수 있으며, 이를 통하여 출력 전압이 레귤레이션 된다. 하지만 이 방법의 경우, LLC 컨버터의 장점인 ZVS 범위를 줄이게 되며, 극 경 부하로 갈수록 효과가 없어지기 때문에 이 역시도 해결책이라고 하기에는 한계가 있다.

본 논문에서는 LLC 컨버터가 경 부하 시에 레귤레이션 되지 않는 문제를 보드 선도와 점근선을 이용하여 직관적인 해석을 유도하고, 이를 기존 LLC 컨버터의 장점을 그대로 가져가면서 극 경 부하 시 레귤레이션 되지 않는 문제를 앞선 논문과 같이 별도의 제어 없이 간단한 방법으로 개선하기 위한 방법을 제안한다. 이를 통하여 LLC 컨버터의 극 경 부하 그리고 무 부하 상태에서의 레귤레이션을 달성하고자 한다. 또한 이를 검증하기 위하여 프로토타입 컨버터를 제작하였고, 실험을 통하여 그 효과를 입증하였다.

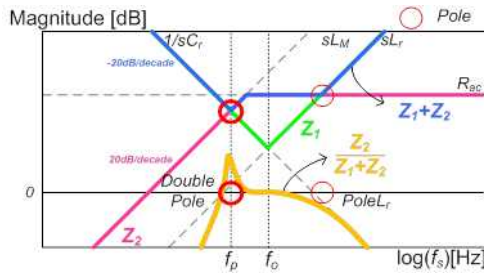


Fig. 4. Bode plot of ideal LLC converter.

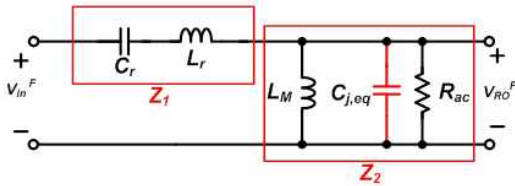


Fig. 5. Resonant tank of LLC converter with  $C_{j,eq}$ .

## 2. LLC 컨버터의 임피던스 분석

### 2.1 이상적인 LLC 컨버터의 경우

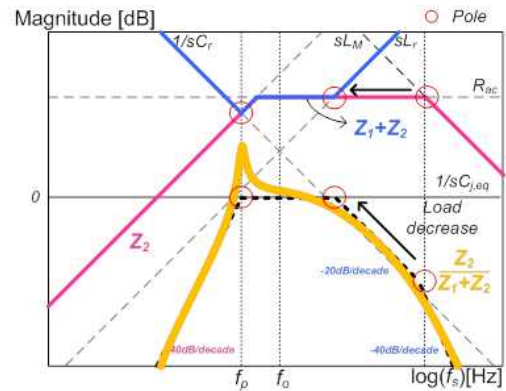
보드 플랏과 점근선을 이용하여 이상적인 LLC 컨버터의 이득 곡선을 분석해보자. 앞서 연구되었던  $k-Q$  analysis 논문에 의하면 그림 2와 같이 LLC 컨버터의 공진탱크가 존재할 때, 임피던스 비에 따라 LLC 컨버터의 이득은  $Z_2/(Z_1+Z_2)$ 로 정의되며[21]-[24] 이를 보드 선도에 점근선으로 표시하면 그림 4와 같은 결과를 얻을 수 있다. 이 때,  $Z_2$ 과  $(Z_1+Z_2)$ 는 각각 파란선과 분홍선으로 나타낼 수 있으며, 이를 이용하여 최종적인 이득의 형태를 나타내면 주황색과 같은 이득 곡선을 얻을 수 있다. 일반적인 LLC 컨버터의 경우,  $L_M$ 과  $C_r$ 이 만나는 지점에서 Double pole ( $DP_p$ )이 발생할 수 있도록 설계하며, 그 조건은 다음과 같이

$$R_{ac} > \sqrt{L_M/C_r}, \sqrt{k} Q \leq 1 \quad (2)$$

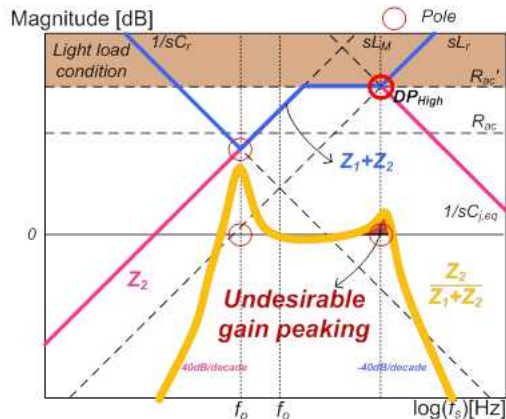
표기될 수 있으며 이 때,  $R_{ac}$ 는 이차 측 부하의 등가저항,  $k$ 은  $L_M/L_r$ ,  $Q$ 는  $1/(R_{ac}\sqrt{C_r/L_r})$ 이다[21]. (2)와 그림 4의 결과에 따르면,  $DP_p$ 의 위치가  $R_{ac}$ 보다 작은 경우,  $DP_p$ 에 의하여  $Q$ 값에 해당하는 만큼의 전압 이득이 발생하여 1 이상의 이득을 얻을 수 있는 것을 확인할 수 있다. 또한 그림 4를 통해서 알 수 있듯이 고주파 영역에 존재하는  $R_{ac}$ 와  $L_r$ 이 만나는 지점에서 발생하는 Pole에 의하여 주파수가 상승함에 따라 이득 곡선이 감소하는 것을 알 수 있다. 따라서 그림 2와 같은 이상적인 LLC 컨버터는 경부하 시 레귤레이션을 달성할 수 있다.

### 2.2 정류단 기생 커패시터가 추가 된 LLC 컨버터

앞선 논문들에서 알 수 있듯이, LLC 컨버터의 경부



(a)



(b)

Fig. 6. Bode plot of actual LLC converter. (a) heavy load (b) light load

TABLE I  
 $C_{j,eq}$  FOR RECTIFIER TYPE

Rectifier type	Equivalent $C_j, C_{j,eq}$
Center-tapped	$2C_j(N_s/N_p)^2$
Full-bridge	$2C_j(N_s/N_p)^2$
Voltage-doubler	$0.5C_j(N_s/N_p)^2$

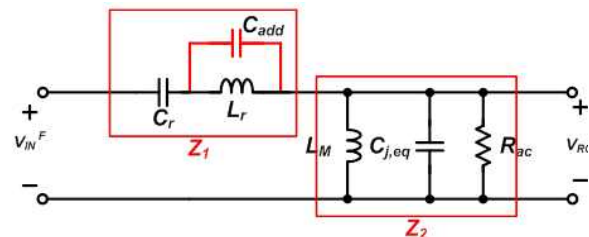


Fig. 7. Resonant tank of proposed LLC converter.

하 시 레귤레이션이 안 되는 가장 큰 원인은 이차 측에 존재하는 정류단 소자의 접합 커패시터이다[10],[11]. 이를 앞선 등가회로에 권선비 ( $N_s/N_p$ )를 고려하여 추가하면 그림 5와 같이 등가 접합 커패시터( $C_{j,eq}$ )로 그려질 수 있다. 이 때 각각의 정류단의 구조에 따라  $C_{j,eq}$ 는 표 1

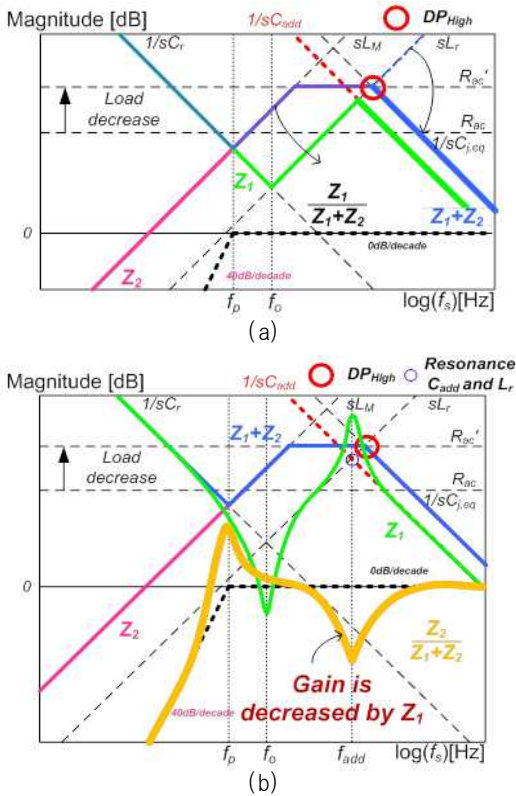


Fig. 8. Bode plot of proposed LLC converter.

(a)  $Z_1$  with  $C_{add}$  (b) gain curve

과 같이 나타낼 수 있다<sup>[10]</sup>.

앞서 구한  $C_{j,eq}$ 가 포함된 그림 5와 같은 LLC 컨버터의 등가회로와 보드 선도와 접근선을 통해 LLC 컨버터의 경 부하 시 레귤레이션이 되지 않는 문제에 대하여 좀 더 직관적인 해석을 유도할 수 있다. 그림 6은 실제 LLC 컨버터의 등가회로를 이용하여  $Z_2/(Z_1+Z_2)$ 의 보드선도를 그린 결과이다. 그림 6에서 알 수 있듯이, 로드 에 따라 LLC 컨버터의 이득 곡선이 변화하는 것을 알 수 있다. 또한 분홍색  $Z_2$  그래프에서 알 수 있듯이,  $C_{j,eq}$ 에 의해 고주파 영역에서 이미 한 개의 Pole ( $R_{ac}$ 와  $C_{j,eq}$ 에 의한 폴,  $PoleC_j$ )이 존재한다. 중 부하 영역에서 동작할 때는  $L_r$ 과  $R_{ac}$ 에 의한 폴( $PoleL_r$ )과  $PoleC_j$ 이 그림 6(a)와 같이 멀리 떨어져 있기 때문에 이득 곡선에 큰 영향을 미치지 않는다. 하지만 경 부하 영역으로 동작할 때는  $PoleC_j$ 이 좀 더 낮은 주파수 영역으로 이동하면서  $PoleL_r$ 의 위치까지 도달하게 된다.  $PoleC_j$ 와  $PoleL_r$ 이 만나게 될 때, 발생하는 Double pole( $DP_{High}$ )에 의하여 그림 6(b)의 노란색 선과 같이 실제 이득 곡선이 나타내지며 원치 않는 전압 이득 피킹 현상이 발생하게 된다. 이 전압 이득 피킹 현상에 의하여 LLC 컨버터는 경 부하 동작 시 주파수가 상승할수록 이득이 커지게 된다. 이러한 결과는  $R_{ac}$ 가 올라갈수록, 즉 부하가 작아질수록  $DP_{High}$ 에 의한 영향이 더 커지게 된다는 것을 나타내며, 이러한 피크

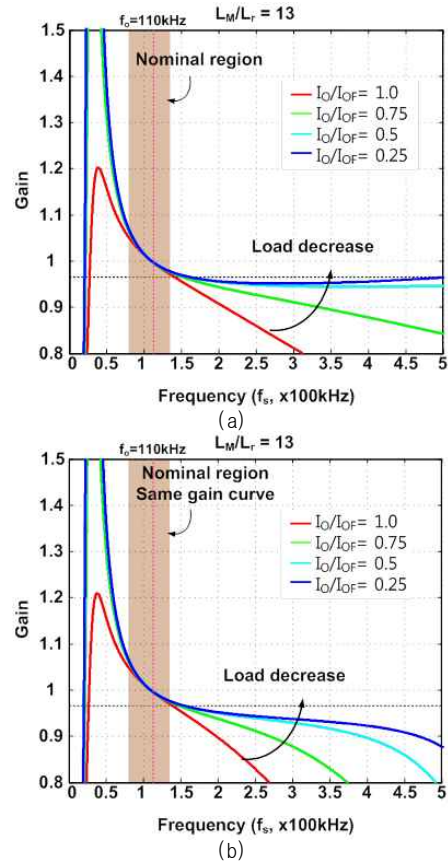


Fig. 9. Gain curve comparison. (a) LLC with  $C_{j,eq}$

(b) proposed LLC

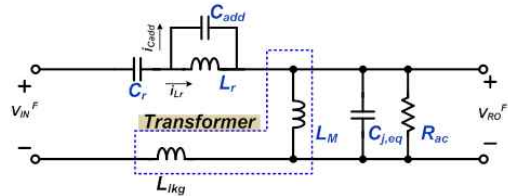


Fig. 10. AC equivalent circuit of proposed converter considering  $L_{lk}$ .

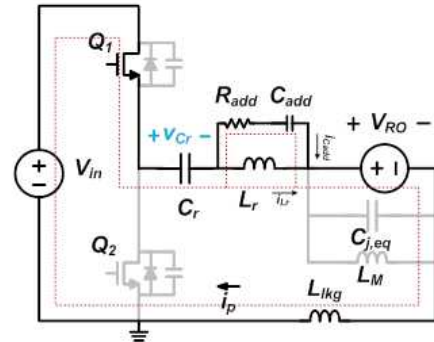


Fig. 11. Equivalent circuit of proposed converter with  $R_{add}$ .

이득의 상승은 전압 이득을 낮추기 위해 고주파로 동작하는 PFM 방식과 반대의 결과를 초래하기 때문에, 결론적으로 LLC 컨버터는 경 부하에서 출력 전압 레귤레이션 시켜줄 수 없게 된다.

### 3. 제안하는 컨버터와 경 부하 레귤레이션

#### 3.1 $C_{j,eq}$ 에 의한 영향 상쇄

앞선 분석을 통해 LLC 컨버터가 경 부하 시 레귤레이션이 안되는 가장 큰 원인으로서는  $L_r$ 과  $C_{j,eq}$ 이 만나는 지점에서 발생하는  $DP_{High}$ 라는 것을 알 수 있다. 본 논문에서는 이  $DP_{High}$ 를 없애줌으로써 경 부하 시  $C_{j,eq}$ 에 의한 영향을 상쇄하고자 한다. 이를 통해 전압 이득이 상승하여 레귤레이션이 되지 않는 문제를 해결한다.

고주파 영역에서 발생하는  $DP_{High}$ 를 없애기 위해서 제안하는 해결 방법은 그림 7과 같이 추가 커패시터 ( $C_{add}$ )를 공진탱크에 붙이는 것이다.  $C_{add}$ 가 공진 탱크에 들어감으로써,  $Z_l$ 의 임피던스를 변화시켜주어  $Z_2/(Z_1+Z_2)$ , 즉 LLC 컨버터의 전압 이득 곡선을 변화시킨다. 그림 8(a)은  $C_{add}$ 가 추가됨으로써 바뀐 임피던스 점근선을 나타낸 보드 선도이다.  $C_{add}$ 가 추가된 후,  $L_M$ 과  $C_r$ 이 만나는 지점 이후로 점근선이 계속해서 1의 이득을 가지는데, 실제  $Z_l$ 의 그래프가 그림 8 (b)의 초록색 선과 같이 나타내어지기 때문에 실제 전압 이득 커브는 아래 노란색 선과 같이 나타내어진다. 그림 8(b)에서 볼 수 있듯이,  $L_r$ 과  $C_{add}$ 가 만나는 지점에서 발생하는 피크 성 값으로 인하여 제안하는 LLC 컨버터는 고주파로 올라갈수록 전압 이득이 감소하는 것을 알 수 있으며, 이를 통하여 경 부하 시 레귤레이션을 달성할 수 있다.

#### 3.2 $C_{add}$ 의 설계 가이드 라인

기존 LLC 컨버터의 전압 이득 특성을 그대로 유지하기 위해서는 정상 주파수 동작 범위에서 이득 곡선을 최대한 변형시키지 않아야 한다. 따라서  $C_{add}$ 는 기존 이득 곡선을 결정하는 커패시터, 즉  $C_r$ 에 영향을 주지 않도록 설계되어야 한다. 이에 추가적으로  $DP_{High}$ 를 없애기 위하여  $C_{add}$ 는  $C_{j,eq}$ 보다 큰 값으로 설정해주어야 하며 전압 변화에 따른  $C_{j,eq}$  값의 변화를 고려하였을 때, 약 5~10배 정도의 값을 가지도록 설계 한다.

$$0.1 \times C_r > C_{add} > 5 \times C_{j,eq} \quad (3)$$

그림 9는 Linear 영역에서  $C_{j,eq}$ 가 고려된 LLC 컨버터와  $C_{add}$ 가 추가된 제안하는 LLC 컨버터의 주파수에 따른 전압 이득 곡선을 나타낸다. 그림 9(a)를 통해, 기존의 LLC가 고주파로 갈수록 전압 이득이 상승하는 것을 알 수 있으며, 제안하는 LLC 컨버터의 경우에는 그림 9(b)와 같이 고주파로 갈수록  $C_{add}$ 에 의하여 전압 이득이 급격하게 감소하는 것을 볼 수 있다.

#### 3.3 $C_{add}$ 와 $L_{lk}$ 의 공진 성분에 따른 문제점과 개선

그림 10을 보면 알 수 있듯이, 기존 컨버터의 변압기에는 기생 성분이( $L_{lk}$ ) 존재한다. 일반적으로  $L_{lk}$ 는  $L_M$ 에 직렬로 그림 10 같이 표기할 수 있으며, 이 때문에 본 논문에서 제안하는 대로  $C_{add}$ 를  $L_{lk}$ 를 포함하여 병렬

TABLE II  
COMPONENTS LIST

Topology	Conventional LLC	LLC with additional $C_{oss}$	Proposed LLC
Additional capacitor	-	470 pF/450V	680pF/250V (10Ω)
Primary switches	IPW60R280C6		
Rectifier diodes	V60100C		
Transformer (Turns-ratio, $N_p:N_s$ )	PQ2620 (39:10)		
Magnetizing inductance (Leakage inductance)	878μH (2.9 μH)		
Resonant tank ( $L_r, C_r$ )	61.3μH, 33nF		
Dead time	700ns		
Resonant frequency (Frequency variation)	110kHz (82~132kHz)		

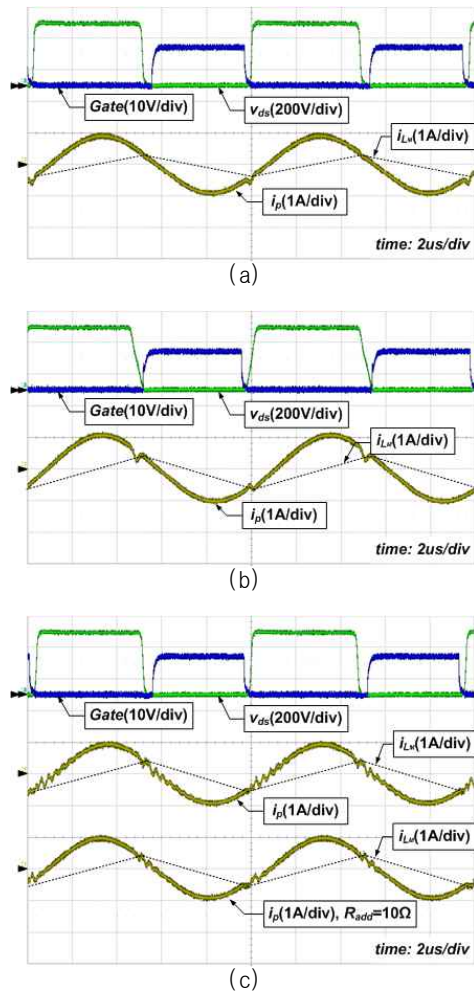


Fig. 12. Experimental waveforms of LLC converter. (a) conventional LLC (b) LLCAC (c) proposed LLC

로 부착할 수 없다. 일반적으로  $L_{lkg}$ 의 값은 기타 공진탱크 소자들에 비하여 매우 작은 값을 가지기 때문에 이득 곡선의 변화에 큰 영향을 끼치지 않지만, 이  $L_{lkg}$ 와  $C_{add}$ 가 공진함에 따라 경우에 따라 원치 않는 고주파 성분이 전류에 실릴 수 있다.

일반적으로 이러한 공진 성분은 회로에 존재하는 기생성분들에 의하여 감소되어 동작에 큰 영향을 끼치지 않지만, 경우에 따라 높은  $L_{lkg}$  성분이 요구되는 컨버터에서는 이러한 공진 전류 성분이 악영향을 끼칠 수 있다. 이러한 경우에는  $C_{add}$ 에 직렬로 감쇠를 위한  $R_{add}$ 를 그림 11과 같이 직렬로 부착시켜 이러한 공진 전류를 빠르게 감쇠시켜준다. 실제로  $C_{add}$  값이 매우 작은 값을 가지기 때문에 정상 주파수 영역에서  $C_{add}$ 의 임피던스 값이 증가하여 이로 흐르는 전류가 매우 작기 때문에 작은 크기의  $R_{add}$ 를 부착하여 공진 전류를 빠르게 감쇠시킬 수 있으며, 또한 공진 전류의 크기 역시 매우 작기 때문에 전체적인 컨버터의 효율에 큰 영향을 끼치지 않는다. 따라서 본 논문에서는 10Ω 정도의  $R_{add}$ 를 부착하여 이러한 공진 전류를 빠르게 감쇠시켜주었다.

#### 4. 실험 결과

제안하는 LLC 컨버터의 검증을 위하여, 프로토타입 컨버터들을 제작하여 실험하였다. 별도의 제어 방식의 변경 없이 LLC 컨버터의 경 부하 레귤레이션을 달성하는 방법을 제안하기 위하여 [11]에 제안되었던 LLC 컨버터(LLCAC)를 또 다른 비교군으로 선정하였다. 실험 조건은 다음과 같다:  $V_{iN} = 360\sim 400V$ ,  $P_o = 200W(50V, 4A)$ , 그리고  $f_s$ 는 110kHz 이다. 실험에 사용된 소자들은 표 2 를 통해 확인할 수 있다. 실험에선 전류 비대칭 현상을 줄이기 위하여 FB 정류단 구조를 사용하였다. 또한 기존의 LLC 컨버터만 추가 커패시터가 없으며, LLCAC의 ZVS를 만족시키기 위하여 모든 컨버터의 데드 타임을 700ns로 지정하였다. 동작 주파수 범위는 82kHz~132kHz 이며,  $C_r$  및 추가 커패시터들은 내부저항의 영향을 줄이기 위해 폴리프로필렌 타입을 사용하였다.

그림 12은 각 비교군들의 정상 상태( $V_{iN} = 397V$ , 50% 부하)에서의 스위치의 게이트 파형, Drain-Source 전압( $v_{ds}$ ), 그리고 일차 측 전류의 파형들을 보여준다. 각 파형에서 볼 수 있듯이 기존의 LLC 컨버터와 제안하는 LLC 컨버터는 ZVS가 잘 이루어지는 것을 확인할 수 있다. 반면 LLCAC의 경우, 700ns의 데드 타임을 가지고 고도 간신히 ZVS가 이루어지는 것을 확인할 수 있다. 따라서 앞서 언급했듯이 LLCAC가 좀더 ZVS 조건이 안 좋은 것을 알 수 있다. 그리고 제안하는 LLC 컨버터에서는  $C_{add}$ 와  $L_{lkg}$ 가 공진하여 전류의 작은 흔들림 현상이 발생하는 것을 그림 12(c)를 통해서 확인할 수 있다. 앞서 언급한대로 이 흔들림 현상은 일반적으로 효율에

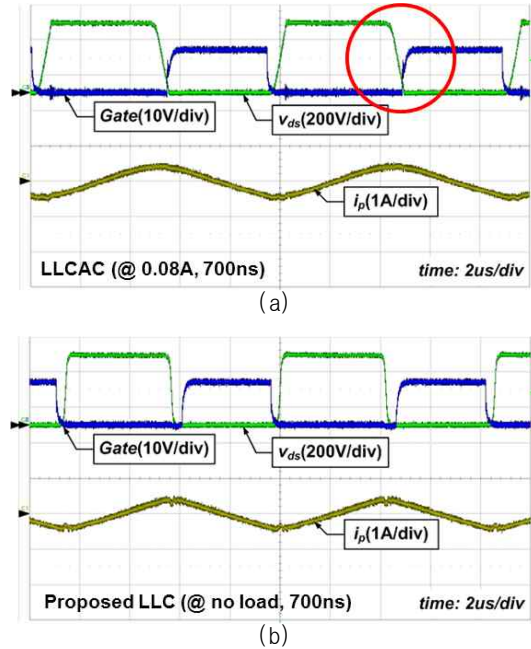


Fig. 13. Experimental waveforms under very light-load condition. (a) LLCAC (b) proposed LLC

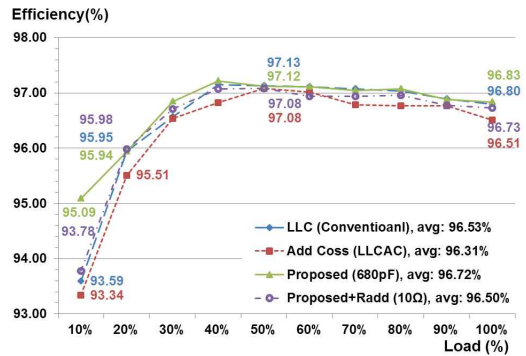


Fig. 14. Efficiency comparison for load condition.

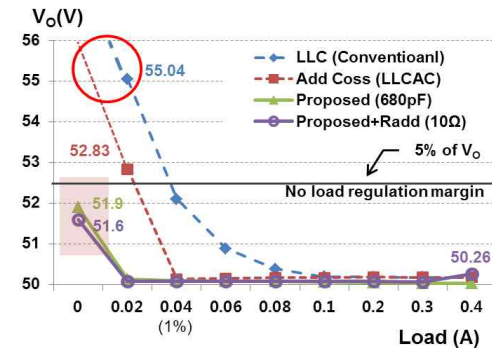


Fig. 15. Characteristics of load regulation.

큰 영향을 미치지 않지만,  $L_{lkg}$  값이 클수록 전류 리플 크기가 커지고 감쇠 현상이 느리게 진행된다. 따라서  $L_{lkg}$  값을 줄이는 설계가 제안하는 LLC 컨버터에서는 유리할 수 있다.

제안하는 LLC 컨버터는 LLCAC와 비교하여 경 부하 시에도 ZVS가 가능하여 기존의 LLC 컨버터가 가지는 장점을 유지할 수 있다. 그림 13은 극 경 부하 시 LLCAC와 제안하는 LLC 컨버터의 동작 파형 비교이다. 추가 커패시터로 인해 LLCAC는 극 경 부하 시 ZVS가 완벽히 되지 않는 문제점이 발생하지만, 제안하는 컨버터의 경우, 극 경 부하로 가더라도 ZVS가 잘 되는 것을 확인할 수 있다.

그림 14는 이 3가지 실험 비교군에 대한 효율 그래프를 나타내며, 정상 상태에서의 로드 별 효율을 측정하였다. 20% 이상의 로드 조건에서는 기존의 LLC 컨버터와 제안하는 LLC 컨버터가 비슷한 효율을 가져가는 것을 알 수 있다. 하지만 10% 이하의 부하 조건에서 좀 더 낮은 동작 주파수로 인하여 스위칭 손실을 줄일 수 있어서 경 부하 조건에서 효율이 상승하는 것을 알 수 있다.

그림 15은 본 논문에서 이루고자 하는 궁극적인 목표를 보여주는 경 부하에서의 LLC 컨버터들의 레귤레이션 특성이다. 그림 15에서 알 수 있듯이 제안하는 LLC 컨버터의 경우, 무 부하까지 레귤레이션 특성이 매우 좋은 것을 알 수 있다. 즉 앞서 언급한대로,  $C_{add}$ 의 영향으로 인하여 동작 주파수가 상승할수록 전압 이득이 감소하여 LLC 컨버터의 경 부하 레귤레이션을 달성할 수 있다는 것을 보여준다. LLCAC의 경우, 기존의 LLC 컨버터에 비교하여 좀 더 좋은 경 부하 레귤레이션 특성을 보이지만, 극 경 부하로 갈수록 ZVS가 되지 않으면서 마찬가지로 레귤레이션 특성이 떨어지는 것을 확인할 수 있다. 실험을 통하여 제안하는 LLC 컨버터의 경우, 작은 크기의  $C_{add}$ (680pF, 250V)를 추가함으로써 별도의 컨트롤이 필요 없이 무 부하까지 레귤레이션을 달성한 것을 확인하였다. 또한 제안하는 LLC 컨버터는 정상 입력 상태에서 기존의 LLC 컨버터와 거의 비슷한 효율 결과를 얻을 수 있으며, 특히 경 부하에서는 적은 동작 주파수로 인하여 추가적인 효율 상승을 기대할 수 있다.

## 5. 결 론

본 논문에서는 LLC 컨버터의 경 부하 레귤레이션 특성 개선을 위하여 보드 선도와 점근선을 이용하여 그 특징을 분석하고,  $C_{add}$ 를 이용하여  $DP_{High}$ 를 제거해 줌으로써  $C_{i,eq}$ 의 영향을 상쇄시키는 방법을 제안하였다. 이를 통하여 경 부하에서 주파수가 상승할수록 LLC 컨버터의 전압 이득이 감소하게 되고, 극 경 부하, 무 부하에서도 출력 전압의 3% 이하로 레귤레이션 되는 것을 확인하였다. 또한 단순히 작은 크기의  $C_{add}$ 를 추가함으로써 이를 달성하였기 때문에 여러 어플리케이션에 적용할 수 있을 것이라 기대한다. 본 논문에서 제안하는 LLC 컨버터는 전력 변환 효율 감소, ZVS범위 감소, 그리고 데드 타임 부족 등의 별도의 부작용 없이 경 부하

특성을 개선할 수 있다는 장점을 가진다. 이를 통하여 별도의 제어 없이 기존 경 부하 레귤레이션 달성 기법 대비 더 나은 경 부하 특성을 가지는 LLC 컨버터를 설계할 수 있다.

LLC 컨버터는 적은 소자 수와 극 경 부하에서도 ZVS가 가능하다는 장점을 가지는 매력적인 토폴로지이지만, 경 부하 레귤레이션 문제와 같은 안정성 문제로 인하여 사용이 제한되어 왔다. 허나 본 논문을 통하여 LLC 컨버터의 경 부하 레귤레이션 문제를 직관적으로 분석하였고, 이를  $C_{add}$ 를 부착시키는 형태로 간단하게 해결할 수 있기 때문에, 앞으로 LLC 컨버터가 전력전자 분야의 전반적인 산업에 그 사용 범위가 넓어질 수 있을 것이라 기대한다.

## References

- [1] B. Yang, F. C. Lee, A. J. Zhang, and G. Huang, "LLC resonant converter for front end DC/DC converter," in *Proc. Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC'02*, Vol. 2, pp. 1108-1112, Mar. 2002.
- [2] N. Majid, J. Janczak, and E. G. Patrick, "Resonant mode power supply having an efficient low power stand-by mode," *U.S. Patent* 6018467, Jan. 2000.
- [3] Y. Fang, D. Xu, Y. Zhang, F. Gao, L. Zhu, and Y. Chen, "Standby mode control circuit design of LLC resonant converter," in *Proc. Power Electronics Specialists Conference, PESC'07*, pp. 726-730, Jun. 2007.
- [4] J. Qin, Z. Moussaoui, J. Liu, and G. Miller, "Light load efficiency enhancement of a LLC resonant converter," in *Proc. Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC'11*, pp. 1764-1768, Mar. 2011.
- [5] C. E. Kim and G. W. Moon, "High-efficiency low-profile on-board DC/DC converter for digital car audio amplifier," *Electron. Lett.*, Vol. 401, No. 10, pp. 571 - 572, May 2004.
- [6] C. E. Kim, K. B. Park, G. W. Moon, and J. Y. Lee, "New multi-output LLC resonant converter for high efficiency and low cost PDP power module," in *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC'06*, pp. 1 - 7, Jun. 2006.
- [7] Y. Gu, Z. Lu, L. Hang, Z. Qian, and G. Huang, "Three-level LLC series resonant DC/DC converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 20, No. 4, pp. 781 - 789, Jul. 2005.
- [8] B. Lu, W. Liu, Y. Liang, F. C. Lee, and J. D. van Wyk, "Optimal design methodology for LLC resonant," in *IEEE Proc. Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC'06*, pp. 533-538, Mar. 2006.
- [9] H. Choi, "Design consideration of half-bridge LLC resonant converter," *Journal of Power Electronics*, Vol. 1, No. 1, pp. 13-20, Jan. 2007.

[10] B. Lee, M. Kim, C. Kim, K. Park, and G. Moon, "Analysis of LLC resonant converter considering effects of parasitic components," in *Proc. Telecommunications Energy Conference, INTELEC'09*, pp. 1-6, Oct. 2009.

[11] J. Kim, C. Kim, J. Kim, and G. Moon, "Analysis for LLC resonant converter considering parasitic components at very light load condition," in *Proc. Power Electronics and ECCE Asia, ECCE Asia' 11*, pp. 1863-1868, May. 2011.

[12] B. McDonald and F. Wang, "LLC performance enhancements with frequency and phase shift modulation control," in *Proc. Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC'14*, pp. 2036-2040, Mar. 2014.

[13] Y. Lo, C. Lin, M. Hsieh, and C. Lin, "Phase-shifted full-bridge series-resonant DC-DC converters for wide load variations," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 58, No. 6, pp. 2572-2575, Jun. 2011.

[14] J. Kim, C. Kim, J. Lee, Y. Kim, H. Youn, and G. Moon, "A simple control scheme for improving light-load efficiency in a full-bridge LLC resonant converter," in *Proc. Power Electronics Conference, ECCE Asia'14*, pp. 1743-1747, May 2014.

[15] B. Wang, X. Xin, S. Wu, H. Wu, and J. Ying, "Analysis and implementation of LLC burst mode for light load efficiency improvement," in *Proc. Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC'09*, pp. 58-64, Feb. 2009.

[16] C. Yang, T. Taiwan, T. Liang, K. Chen, J. Li, and J. Lee, "LLC resonant converter controller with novel light load control," in *Proc. Electronics and Application Conference and Exposition, PEAC'14*, pp. 131-135, Nov. 2014.

[17] J. Qin, Z. Moussaoui, J. Liu, and G. Miller, "Hysteretic control of LLC resonant converter for solar and DC-DC applications," in *Proc. Control and Modeling for Power Electronics, COMPEL'10*, pp. 1-5, Jun. 2010.

[18] R. Oruganti, J. Yang, and F. Lee, "Implementation of optimal trajectory control or series resonant converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 3, No. 3, pp. 318 - 327, Jul. 1988.

[19] L. Rossetto, "A simple control technique for series resonant converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 11, No. 4, pp. 554 - 560, Jul. 1996.

[20] W. Feng, F. Lee, and P. Mattavelli, "Optimal trajectory control of burst mode for LLC resonant converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 28, No. 1, pp. 457 - 466, Jan. 2013.

[21] I. Lee and G. Moon, "The k-Q analysis for an LLC series resonant converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 29, No. 1, pp. 13-16, Jan. 2014.

[22] J. Jung and J. Kwon, "Theoretical analysis and optimal

design of LLC resonant converter," in *Proc. Power Electronics and Applications*, pp. 1 - 10. Sep. 2007.

[23] R. Beiranvand, B. Rashidian, M. Zolghadri, and S. Alavi, "Using LLC resonant converter for designing wide-range voltage source," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 58, No. 5, pp. 1746-1756, May. 2011.

[24] D. Fu, F. Lee, Y. Liu, and M. Xu, "Novel multi-element resonant converters for front-end DC/DC converters," in *Proc. Power Electronics Specialists Conference, PESC'08*, pp. 250-256, Jun. 2008.

**연철오(延哲伍)**

1989년 3월 24일생. 2011년 KAIST 전기및전자공학과 졸업. 2011년~현재 KAIST 대학원 전기및전자공학과 석박사 통합과정 재학.



**문건우(文建又)**



1966년 10월 3일생. 1990년 한양대 전기공학과 졸업. 1992년 KAIST 전기및전자공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기및전자공학과 졸업(공학박사). 1996년~1998년 한국전력연구원 선임연구원. 1998년~2000년 Key Technology 대표이사. 2000년~현재 KAIST 전기및전자공학과 교수. 2014년~현재 KAIST 석좌교수. 2016년~현재 한국공학한림원 회원.