

# 다중출력 LLC 공진 컨버터의 교차 조절 특성 분석

정진우<sup>1</sup>, 임정규<sup>2</sup>, 김종해<sup>2</sup>, 오동성<sup>2</sup>, 정세교<sup>†</sup>

## Analysis of Cross-Regulation Characteristics for Multi-Output LLC Resonant Converter

Jin-Woo Jeong<sup>1</sup>, Jeong-Gyu Lim<sup>2</sup>, Jong-Hae Kim<sup>2</sup>, Dong-Seong Oh<sup>2</sup>, and Se-Kyo Chung<sup>†</sup>

**Abstract** - This paper describes a Cross-regulation characteristics of a multi-output LLC resonant converter widely used in consumer electronics. The output characteristics of the multi-output LLC converter is derived from the assumption that the current and voltage in the resonant network is sinusoidal and the duty loss exists. The simulation and experimental results are provided to verify the theoretic results.

**Keywords:** LLC resonant converter, sinusoidal, multi output LLC resonant converter

### 1. 서 론

높은 전력밀도와 가격 절감을 위해 다중 출력 LLC 공진 컨버터는 하나의 페라이트 코어에 다중의 권선으로 구성된 변압기를 사용하여 다수의 출력을 낼 수 있도록 구성될 수 있다. 이러한 다중 출력 LLC공진 컨버터는 주파수 제어를 통해 하나의 출력만을 제어하게 되며 나머지 출력은 벅 또는 부스트 컨버터 등과 같이 별도의 Post-regulator를 사용하여 각각의 출력을 제어한다. 그러나 Post-regulator의 사용은 그것으로 인한 손실 및 전력단의 크기, 비용을 감수해야 하는 단점이 있다. 이와 같은 단점을 보완하기 위한 방법으로 주파수뿐만 아니라 시비율을 동시에 제어함으로써 각각의 출력을 정밀하게 제어할 수 있으며 이에 따라 전력밀도 향상과 가격 저감을 실현할 수 있다<sup>[7],[8],[9]</sup>.

이상과 같은 다중출력 LLC 공진 컨버터의 출력은 하나의 공진회로와 변압기를 사용함으로써 각 출력의 부하 특성 변동 시 전체 이득 특성의 변화를 야기하며 출력 상호간에 영향을 미치게 된다. 이러한 교차 조절(Cross-regulation)의 특성은 각 출력의 부하 범위와 출력 전압의 범위를 제한하는 요소로 작용하며 제어 성능에도 영향을 미치게 된다.

본 논문에서는 다중출력 LLC공진컨버터의 교차 조절 특성에 대한 분석과 주파수 및 시비율의 변화가 각각의 출력 특성에 미치는 영향, 전파-반파 또는 반파-반파의 2차 측 구성에 따른 영향에 대한 분석을 수행하였다. 이론적 타당성을 검증하기 위하여 시뮬레이션 및 실험을 수행하였으며 제시된 결과를 이용하여 분석의 타당성을 입증하였다. 이러한 분석의 결과는 다중 LLC공진 컨버터의 최적 설계를 위한 자료로 활용될 수 있을 것으로 예상된다.

### 2. 단일 출력 LLC 공진 컨버터의 동작

일반적인 LLC 공진 컨버터는 공진주파수와 스위칭 주파수의 관계에 따라 공진 주파수보다 스위칭 주파수가 작을 경우(Below resonant), 스위칭 주파수와 공진주파수가 동일할 경우, 스위칭 주파수가 공진주파수 보다 클 경우(Above resonant)의 세 가지 동작 상태로 나뉘 질 수 있다.

Fig 1의 스위칭 주파수가 작을 경우(Below resonant) 동작은 공진 주파수 보다 스위칭 주파수가 낮을 때 즉, 공진 주기보다 스위칭 주기가 길 경우 발생하게 되며 2차 측에 전이되는 최대 전류의 크기는 스위칭 주파수가 작아질수록 증가하게 된다. 스위칭 주파수가 작을 경우(Below resonant)의 장점으로는 2차 측에 전달된 전류가 2차 측 정류다이오드의 온 오프 시 전류 값이 0에 가깝기 때문에 스위칭 손실이 적어 고전압 출력에 유리한 장점이 있으며, LLC 공진 컨버터의 스위칭 주파수가 작을 경우(Below resonant) 동작은 고전압 출력을 필요로 하는 Plasma display panel(PDP) TV와 같은 가전기에 주로 이용된다.<sup>[1],[6]</sup>

Paper number: TKPE-2012-17-4-1 ISSN: 1229-2214  
<sup>†</sup> Corresponding author: skchung@gnu.ac.kr, Control Instruction Engineering, Gyeongsang National University  
 Tel: +82-55-772-1744 Fax: +82-55-772-1749

<sup>1</sup> Control Instruction Engineering, Gyeongsang National University

<sup>2</sup> Power Development Group, Samsung Electro-Mechanics  
 Manuscript received Oct. 11, 2011; accepted Mar. 26, 2012

— 본 논문은 2011년 전력전자학술대회 외부장학금 수혜논문임

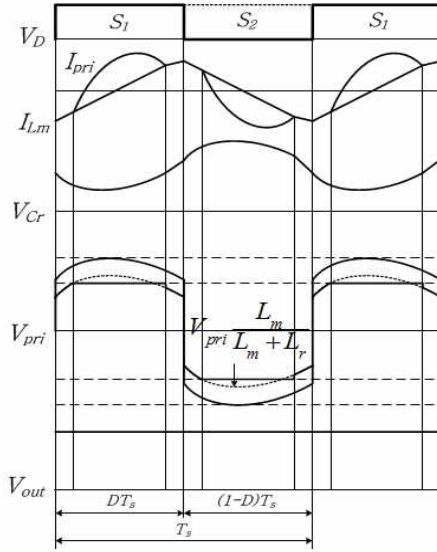


Fig. 1 Waveform of Below Resonant Operation

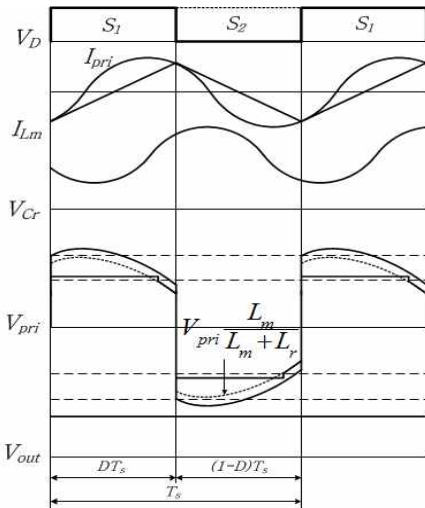


Fig. 2 Waveform of Resonant Operation

Fig 2는 LLC 공진 컨버터의 공진점 동작의 주요 파형을 나타낸 것이다. 스위칭 주파수와 공진 주파수가 동일할 경우 발생을 한다. 공진점에서 동작은 1차 측 변압기에서 흐르는 전류  $I_{pri}$ 가 사인파 형태이다.

Fig 3의 스위칭 주파수가 클 경우(Above resonant) 동작은 공진 주파수보다 스위칭 주파수가 클 때 발생하게 된다. 이때 1차 측 변압기 전류  $I_{pri}$ 의 최대 전류 크기는 공진점에서의 동작보다 작아지며 도통 손실이 줄어드는 장점이 있다. 하지만 공진 기간 중에 스위치가 턴-오프(Turn-off)되어 스위칭 손실이 발생하며 2차 측 정류 다이오드의 동작에도 부담을 주게 된다. 이러한 특성 때문에 스위칭 주파수가 클 경우(Above resonant) 동작은 저전압 출력인 Liquid crystal display (LCD) TV에 이용되거나 랩톱 컴퓨터의 어댑터 등의 기기에 주로 이용된다.

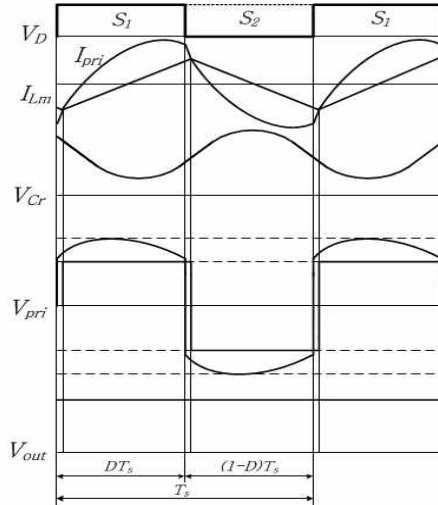


Fig. 3 Waveform of Above Resonant Operation

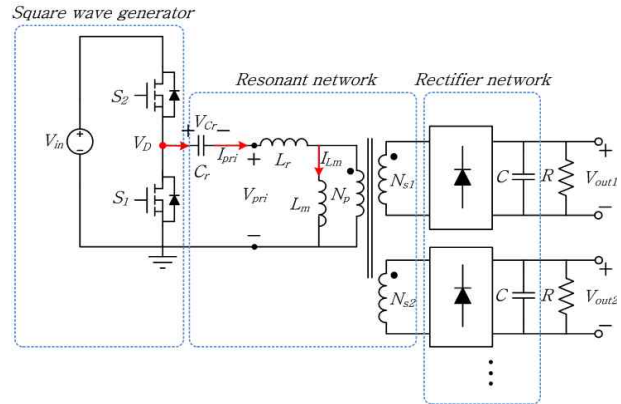


Fig. 4 Multi-Output LLC Resonant Converter

### 3. 다중 출력 LLC 공진 컨버터의 구성

다중 출력 LLC 공진 컨버터의 구성은 단일 출력 LLC 공진 컨버터의 구성과 거의 동일하며 구형과 발생기, 공진 회로, 정류기 회로로 크게 3부분으로 나눌 수 있다.

Fig 4의 다중 출력 LLC 공진 컨버터는 단일 출력 LLC 공진 컨버터와 정류기 회로의 구성에서 차이를 보인다. 다중 출력 LLC 공진 컨버터의 정류기 회로 부분은 2차 측 출력이 복수의 단으로 구성이 되어 있으며 각각 독립적인 출력을 나타낸다. 이때의 정류기 회로의 구성은 반파 정류기, 전파 정류기를 조합하여 구성 될 수 있으며, 이때 주 출력 전압은  $V_{out1}$ , 보조 출력 전압은  $V_{out2} \dots$  로 정의 한다.

아래의 Fig 5, 6, 7은 2차 측 출력의 구성을 나타내는 그림으로 본 논문에서 실험과 시뮬레이션에서 사용된 회로는 Fig 5의 반파 정류기(Half-wave rectifier)와 Fig 6의 전파 정류기(Full-wave rectifier) 이다. Fig 7의 센터 탭 전파 정류기(Center tab full wave rectifier)는 사용되지 않았다.

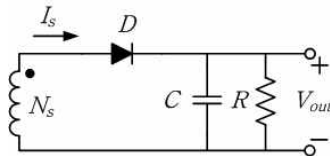


Fig. 5 Half-wave rectifier

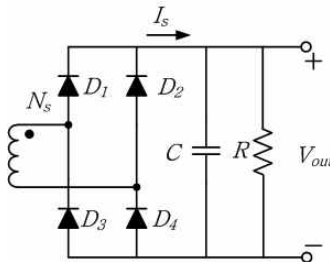


Fig. 6 Full-wave rectifier

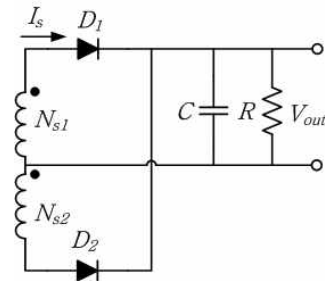


Fig. 7 Center tap full wave rectifier

다중 출력 LLC 공진 컨버터의 각 구성의 동작을 살펴보면 다음과 같다.<sup>[3],[5]</sup>

- 구형파 발생기의 구성은 Half-bridge converter의 1차 측과 유사하며  $V_m$  소스와 상, 하부 스위치 2개로 구성되어 있다. LLC공진 컨버터는 두 개의 스위치를 상, 하교차 스위칭 하여 사각파를 만들어 내며, 발생한 사각파를 공진 회로로 전달한다.
- 공진 회로 의 구성은 변압기 내의 자화 인덕턴스  $L_m$  과 공진 인덕터  $L_r$ , 공진 커패시터  $C_r$ 로 구성되어 있다. 공진 회로에서는 구형파 발생기로부터 발생한 사각파를 받아 고조파 성분을 필터링 하며 기본파 성분인 사인파 형태만 공진 네트워크를 통과하게 된다.
- 정류기 회로는 변압기를 통해 2차 측으로 전달된 정현파 형태의 에너지를 다이오드로 구성된 정류기를 통해 DC전압으로 전환해 준다. 전환된 DC 전압은 출력단의 커패시터를 지나 출력 부하로 전달되며 다중 출력 LLC 공진 컨버터의 경우 독립적인 다중 출력 단을 가진다.

#### 4. 다중 출력 LLC공진 컨버터의 출력 특성

##### 4.1 다중 출력 LLC 공진 컨버터의 시비율 변화에 따른 출력 전압 변화

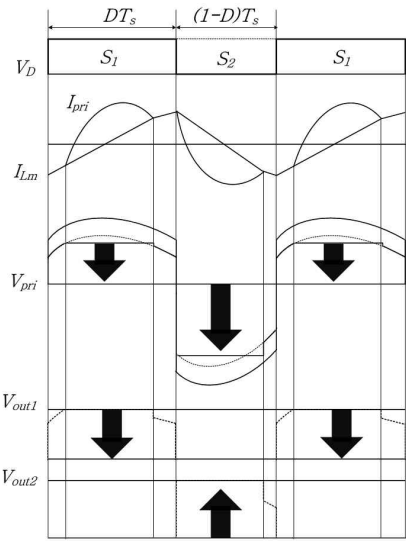


Fig. 8 The Turn-On Time Increase of  $S_1$

##### 4.1.1 반파-반파 정류기

다중 출력 LLC 공진 컨버터의 출력 단이 반파 - 반파 정류기로 구성 되어 있을 경우 시비율 변화에 따라 출력 전압은 변화하게 된다. 2차 측의 주 출력 전압과 보조 출력 전압의 시비율의 변화에 따른 출력 전압의 변화는 다음과 같다.

Fig 8은 스위치  $S_1$ 의 시비율  $D$ 가 증가할 경우의 동작 파형이다.

$S_1$ 은 Fig 4에서의 하부 스위치를 말하며  $S_1$ 이 턴-온(Turn-on)되었을 때 도통되는 2차 측 회로는 고전압 출력을 내는 주 출력전압 반파 정류기라 가정한다.  $S_1$ 의 턴-온(Turn-on)시간이 늘어나게 되면 상대적으로  $S_2$ 의 턴-온(Turn-on)시간이 줄어들게 되고,  $DT_s$ 시간동안 변압기 1차 측 전류  $I_{pri}$ 의 최대 전류는 줄어들게 된다. 또한  $S_1$ 의 도통 시간이 길어지게 되며 전체적인 전압 시간 평형을 유지하기 위해  $DT_s$  시간 동안의 1차 측 변압기 전압  $V_{pri}$ 는 감소하게 된다. 1차 측 변압기의 전압이 감소하게 되면 2차 측으로 전이되는 전압이 감소하게 되고  $DT_s$  시간 동안의 에너지만 이용하는 주 출력 반파 정류기의 출력 전압은 감소하게 된다.  $S_2$ 가 턴-온(Turn-on)일 경우 도통되는 보조 출력  $V_{out2}$ 의 반파 정류기는 2차 측 정류 다이오드에 흐르는 전류가 증가하게 되고 1차 측 변압기의  $(1-D)T_s$  구간동안의 전압 역시 상승하게 된다. 그로인해 2차 측 정류기 회로의 정류 전압 역시 상승하게 되며 보조 출력 전압  $V_{out2}$ 의 전압이 상승하게 된다.

Fig 9는  $S_2$ 의 턴-온(Turn-on)시간인  $(1-D)T_s$ 의 시간이 증가 할 경우 동작 파형이다.  $S_2$ 의 도통시간이 길어지게 되면  $S_1$ 의 도통시간이 길어질 경우와 반대로  $DT_s$  시간 동안의 변압기 1차 측 최대 전류량이 증가하게 되며  $DT_s$  시간동안의 1차 측 변압기 전압은 증가 하게 된다. 1차 측 변압기의  $DT_s$ 시간동안의 전압증가로 인해

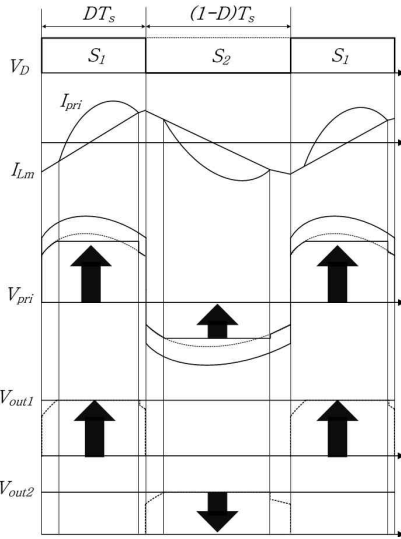


Fig. 9 The Turn-On Time Increase of  $S_2$

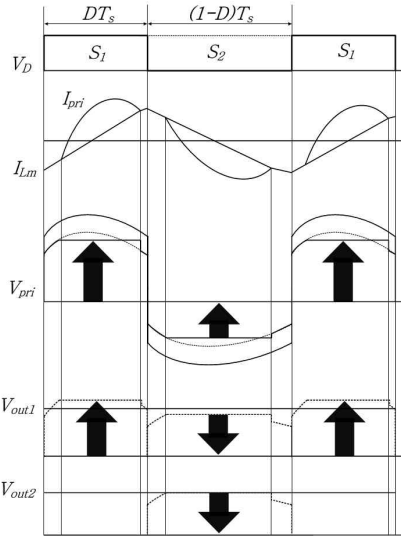


Fig. 11 The Turn-On Time Increase of  $S_2$

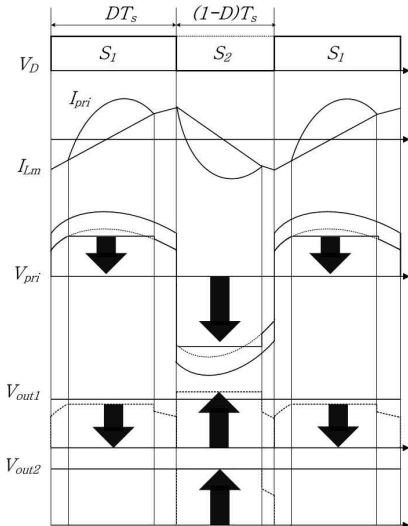


Fig. 10 The Turn-On Time Increase of  $S_1$

2차 측 주 출력 반파 정류기의 전압  $V_{out1}$ 은 증가하게 된다.

Fig 8과 9를 통해 다중 출력 LLC 공진 컨버터의 시비율 변화에 따른 출력 변화를 알아보았다. Fig 8과 같이 2차 측에 도통되는 턴-온(Turn-on)시간이 길어질수록 출력 전압은 감소하는 것을 확인 할 수 있다.

4.1.2 전파-반파 정류기의 출력 전압 변화

다중 출력 LLC 공진 컨버터의 2차 측 출력단의 구성이 전파 정류기와 반파 정류기로 구성되어 있을 경우, 전파 정류기는 2차 측 정류기 회로가 상, 하의 스위치 동작 시 모두 도통 되기 때문에 반파 정류기로만 구성된 회로와는 다른 출력 형태를 보인다.

Fig 10은 스위치  $S_1$ 의 시비율  $D$ 가 증가할 경우의 전파 반파 정류기의 동작 파형이다.  $S_1$ 의 턴-온(Turn-on)

시간이 늘어나게 되면 상대적으로  $S_2$ 의 턴-온(Turn-on) 시간이 줄어들게 되고,  $DT_s$ 시간동안 변압기 1차 측 전류  $I_{pri}$ 의 최대 전류량은 줄어들게 된다. 또한  $S_2$ 의 도통 시간이 길어지게 되며 전체적인 전압 시간 평형을 유지하기 위해 시간  $DT_s$ 동안의 1차 측 변압기 전압은 감소하게 된다. 1차 측 변압기의 전압이 감소하게 되면 2차 측 정류기 회로로 전이되는 전압이 감소하게 되며 반대로  $(1-D)T_s$ 의 시간동안 도통되는 2차 측의 출력 전압은 증가하게 된다.

$S_1$ 과  $S_2$ 의 턴-온(Turn-on)시간동안 도통되는 전파 정류기 출력의 경우 1차 측 변압기 양단의 전압이 상보적으로 증감 되어 출력 전압을 일정하게 유지한다. 반면  $S_2$ 가 턴-온(Turn-on)일 경우 도통되는 보조 출력 전압은 2차 측 정류 다이오드에 흐르는 전류가 증가하게 되고 1차 측 변압기의 전압 역시 상승하게 된다. 그로인해 2차 측 반파 정류기 회로의 정류 전압 역시 상승하게 되며 보조 출력 전압의 전압이 상승하게 된다.

Fig 11은 스위치  $S_1$ 의 시비율  $D$ 가 감소할 경우의 전파-반파 정류기의 동작 파형이다.  $S_1$ 의 턴-온(Turn-on) 시간이 감소하게 되면  $S_2$ 의 턴-온(Turn-on)시간이 증가하며  $DT_s$ 시간동안 변압기 1차 측 전류  $I_{pri}$ 의 최대 전류량은 증가하게 된다. 또한  $S_2$ 의 도통 시간이 감소하게 되며 전체적인 전압 시간 평형을 유지하기 위해 시간  $DT_s$ 동안의 1차 측 변압기 전압은 증가한다. 1차 측 변압기의 전압이 증가하게 되면 2차 측 정류기 회로로 전이되는 전압이 감소하게 되며 반대로  $(1-D)T_s$ 의 시간동안 도통되는 2차 측의 출력 전압은 감소하게 된다.  $S_1$ 과  $S_2$ 의 턴-온(Turn-on)시간동안 도통되는 전파 정류기 출력의 경우 1차 측 변압기 양단의 전압이 상보적으로 증감 되어 출력 전압을 일정하게 유지한다. 반면  $S_2$ 가 턴-온(Turn-on)일 경우 도통되는 보조 출력 전압은 2차 측 정류 다이오드에 흐르는 전류가 감소하게 되고 1차

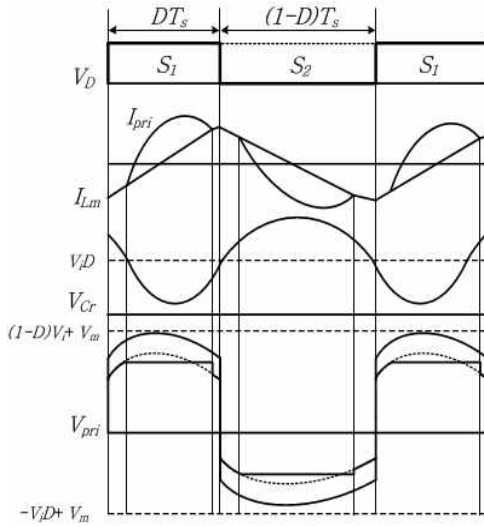


Fig. 12 General LLC Resonant Converter

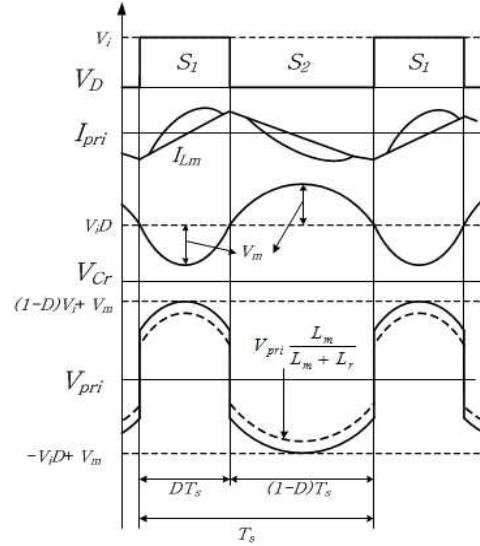


Fig. 13 Sinusoidal Waveform Modeling

측 변압기의 전압 역시 감소하게 된다. 그로인해 2차 측 반파 정류기 회로의 정류 전압 역시 감소하게 되며 보조 출력 전압의 전압이 감소한다. 하지만, 전파 정류기의 경우 1차 측 변압기의 전압이 상보적으로 증감하게 되므로 일정 전압을 유지 하게 된다.

Fig 10과 11을 통해 다중 출력 LLC 공진 컨버터의 시비율 변화에 따른 출력 변화를 확인해보았다. 이론적으로 전파-반파 정류기의 출력 전압은 전파 정류기의 경우 1차 측 변압기 전압의 상보적인 증감으로 인해 출력 전압이 일정하게 유지되지만 보조 출력 반파 정류기의 경우 도통되는 스위칭 주기가 길어질수록 출력 전압이 감소하는 것을 확인 할 수 있었다.

### 5. 정현파 모델링 방법

실제적인 LLC 공진 컨버터의 동작 파형에 시간 영역 해석을 적용할 경우 각 구간별로 모델링을 적용해야 하며, 구간별로 변화 하는 파형에 따라 분리해 수식을 적용 한다. 또한 시비율의 변화에 따라 보이는 출력 특성에 의해 각각의 해석을 달리 한다.

이 방법의 정확성은 높지만 수식의 복잡성으로 인해 효용성이 높지는 않다<sup>[10]</sup>. 따라서 본 논문에서는 해석의 편의성을 높이기 위해 실제 LLC 공진 컨버터의 동작 파형을 정현파 형태로 단순화 모델링 하여 해석 하였다.

Fig 12는 일반적인 LLC 공진 컨버터의 동작 파형이다. 이 그래프를 살펴보면 공진 커패시터 C<sub>r</sub>의 전압 V<sub>Cr</sub>은 정현파보다 변형된 주기파이다. 또한 변압기 1차 측 전압 역시 위상차가 발생해 정현파로 보기 힘들다. 이러한 실질적인 동작 파형을 해석의 편의성을 높이기 위해 정현파의 형태로 단순화 시킨 형태가 Fig 13이다.

이때의 V<sub>Cr</sub>은 공진 커패시터 C<sub>r</sub>의 양단 전압이며 다음과 같이 나타 낼 수 있다.

$$V_{Cr} = V_i D - V_m \sin(\omega t + \phi) \quad (1)$$

위의 식(1)에서 D는 S<sub>1</sub>의 턴-온(Turn-on)시간이며, (1-D)는 S<sub>2</sub>의 턴-온(Turn-on)시간 이다. V<sub>m</sub>은 V<sub>Cr</sub>의 최대값이며 V<sub>Cr</sub>은 공진 커패시터 양단의 전압이다. ϕ는 공진 주파수와 스위칭 주파수 간의 위상차 이다. 식(1)은 변형된 주기파의 형태를 가지는 V<sub>Cr</sub>의 전압을 사인파 형태로 근사화한 수식이다. 이 수식은 V<sub>Cr</sub>의 전압이 사인파의 형태라 가정을 하고 수식은 사인파 형태에 오프셋 전압과 위상차를 보상해주는 형태로 구성되어 있다.

V<sub>pri</sub>는 변압기 1차 측 양단 전압이며 다음과 같다.

$$V_{pri} = V_i - V_{Cr} \quad (2)$$

$$V_{pri.S_1} = (1 - D) V_i + V_m \sin(\omega t + \phi) \quad (3)$$

(S<sub>1</sub>이 Turn-on일 경우)

$$V_{pri.S_2} = - V_i D + V_m \sin(\omega t + \phi) \quad (4)$$

(S<sub>2</sub>가 Turn-on일 경우)

Fig 1에서 반파-반파 정류기로 구성될 경우 D, (1-D)의 시간 동안의 변압기 양단 전압은 주 출력 전압, V<sub>out1</sub>과 보조 출력 전압, V<sub>out2</sub>를 각각 결정하며 V<sub>out1</sub>과 V<sub>out2</sub>는 다음과 같다.

$$V_{out1} = \frac{1}{n_1} \frac{L_m}{L_m + L_r} V_{pri.S_1} \quad (5)$$

$$V_{out2} = \frac{1}{n_2} \frac{L_m}{L_m + L_r} V_{pri.S_2} \quad (6)$$

위의 식(5), (6)을 통해 시비율이 변함으로써 주 출력 전압과 보조 출력전압이 상보적으로 증가하고 감소하는 것을 확인 할 수 있다.

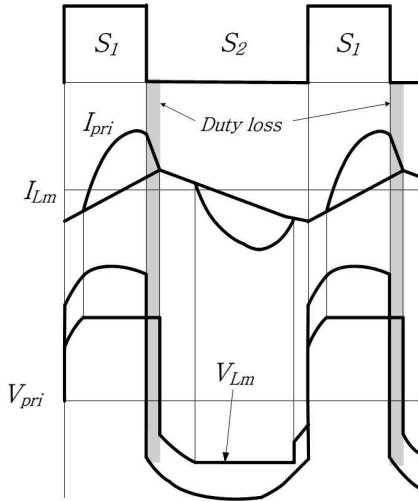


Fig. 14 Duty Loss

Fig 1에서 전파 - 반파 정류기의 경우 주 출력 전압은 변압기 양단 전압의 절대 값의 평균으로 나타 낼 수 있으며 다음과 같이 나타난다.

$$V_{out.1} = \frac{1}{n_1} \frac{L_m}{L_m + L_r} \left( \frac{V_{pri.S1} + |V_{pri.S2}|}{2} \right) \quad (7)$$

이때의 보조 출력 전압은 수식 (6)과 동일하며, 수식 (7)을 통해 전파 - 반파 정류기의 전파 정류기의 출력 전압은 시비율의 영향을 받지 않음을 알 수 있다.

### 6. 시비율 손실 (Duty Loss)

다중 출력 LLC 공진 컨버터의 정현파 모델링 방법에 의한 해석은 시비율의 변화에 따라 출력 전압의 영향을 받지 않아야 하지만 실제 결과는 시비율의 변화가 커질수록 수식에 의한 계산 결과와 오차가 발생 하게 된다. 이때 발생한 오차의 원인으로서는 시비율의 변화로 인해 스위치가 공진주기 내에서 off되는 현상이 발생해 스위칭 손실이 발생하기 때문이다. 공진 주기 내에서 스위치가 off되면 1차 측에 흐르는 전류  $I_{pri}$ 는 스위칭 주파수가 클 경우(Above resonant) 동작 상태와 같이 급격한 감소를 하게 된다. 하지만 공진 네트워크 내에 존재하는 인덕턴스 성분에 의해 전류 파형은 선형적인 감소를 보이며 이때의 선형적인 전류 감소는  $S_2$ 가 턴-온 (Turn-on)이 된 시간 내에 일어나게 되며 실질적인  $S_1$ 의 시비율은 스위치의 on/off 시간  $DT_s$ 보다 커지게 된다.

Fig 11은 시비율 손실에 대한 그림이다. 그림에서 확인할 수 있듯이 전류  $I_{pri}$ 의 흐름이  $S_1$ 의 턴-오프 (Turn-off)와 동시에 0으로 감소되어야 하지만 회로내의 인덕턴스 성분으로 인해 선형 적으로 전류량이 감소하게 된다. 이때  $V_{Lm}$ 은  $I_{pri}$ 와  $I_{Lm}$ 이 같아질 때 까지 턴-온

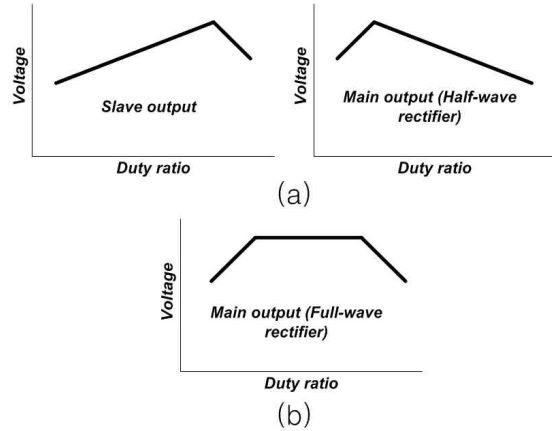


Fig. 15 Output Voltage Variation of Variation of Duty  
(a) Half-wave rectifier, (b) Full-wave rectifier

(Turn-on)되어 있으므로 실질적인 전류의 도통 시간은 스위칭 기간보다 더 길어지게 되며, 유효 시비율은 최대 혹은 최소값에 근접할수록 줄어들게 된다. 부하가 증가할수록 시비율 손실이 증가하며 만약 스위칭 주파수가 공진 주파수 보다 작다면 공진 전류에 영향을 받지 않는 시비율의 범위가 존재 하게 된다. 이때 시비율의 범위는 다음과 같이 얻어진다.

$$D_{min} = \frac{f_s}{2f_r} \quad (8)$$

$$D_{max} = 1 - D_{min} \quad (9)$$

식 (8)의  $f_s$ 는 회로의 스위칭 주파수 이며  $f_r$ 은 공진 주파수 이다.

Fig 15는 시비율의 변화에 따른 출력 전압의 결과 이다. Fig 12의 (a)는 반파 정류기의 (b)는 전파 정류기의 출력 그래프를 시비율 손실로 인해 생기는 손실을 간략화 하여 나타낸 것이다. Fig 12의 (b)의 경우 2차 측이 전파 정류기로 구성 되어 있으며 시비율이 최고 또는 최저에 근접할수록 출력 전압이 감소하는 것을 볼 수 있다. 이것은 시비율이 증가 또는 감소할수록 발생하는 시비율 손실이 커지기 때문이다.

또한 전파 정류기의 경우 스위치  $S_1$ 과  $S_2$ 를 모두 전압 출력에 사용하므로 어떤 스위치의 동작에서든 시비율 손실이 발생하면 전압의 감소 효과가 나타나게 된다. 반면 Fig 12의 (a)는 반파 정류기의 구성을 이용한 출력으로 스위치  $S_1$ 과  $S_2$  둘 중 하나의 경우만 이용하므로 시비율이 최대 또는 최소로 같 경우 중 한 가지 동작에서만 출력 전압의 감소 현상이 발생 한다.

### 7. 시뮬레이션

시뮬레이션에 이용된 다중 출력 LLC 공진 컨버터는 다음과 같이 설계 되었다.



Table 1 Simulation Conditions

|  |             |
|--|-------------|
| Input Voltage $V_{in}$                         | 400V        |
| Main Output Voltage $V_{out1}$                 | 165±40V     |
| Assistance Output Voltage $V_{out2}$           | 9V          |
| Turn rate( $N_p:N_{s1}:N_{s2}$ )               | 43 : 35 : 2 |
| The Operation Frequency $f_s$                  | 110 kHz     |
| Primary-Side Magnetizing Inductance $L_{mNp1}$ | 350uH       |
| Primary-Side Leakage Inductance $L_{rNp1}$     | 2.9uH       |
| Primary-Side Resonant Inductance $L_r$         | 57.3uH      |
| Secondary-Side Leakage Inductance $L_{rNs1}$   | 2.2uH       |
| $C_r$  | 44uF        |
| $D_{min}$                                      | 0.38        |
| $D_{max}$                                      | 0.64        |

위의 사양으로 설계된 다중 출력 LLC 공진 컨버터의 출력 특성 시뮬레이션 결과는 아래와 같다.

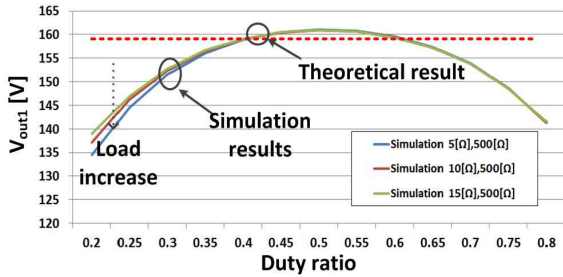


Fig. 16 Output Voltage of Full-Wave Rectifier ( $V_{out1}$ )

Fig 16은 전파 정류기의 부하 및 시비율 변동에 따른 출력 전압 특성을 나타낸 시뮬레이션 결과 이다. 이론적으로 전파 정류기는 시비율의 변화에 영향을 받지 않아야 하지만 시비율 변동으로 인해 발생하는 시비율 손실로 인해 시비율이 증가 또는 감소할수록 출력 전압이 감소하는 것을 볼 수 있다. 또한 출력 부하가 증가 할 경우 출력 전압의 감소율이 더욱 커지는 것을 확인 할 수 있으며, 이것은 부하의 증가에 따라 도통 전류의 양이 증가하며 시비율 손실이 함께 증가해 출력 전압의 감소폭이 증가하게 된다.

전파 정류기의 경우 예측된 계산 값과 근사한 구간은 시비율이 0.4~0.6일 경우이며 수식 (8), (9)를 통해 얻을 수 있다.

Fig 17, 18은 2차 측 출력이 반파-반파 정류기로 구성된 회로의 시뮬레이션 결과 이다. 전파 정류기의 출력 결과와 마찬가지로 시비율 손실로 인해 일정 시비율 이상이나 이하가 되면 출력 전압이 계산 결과와 동일하지 않으며 감소하게 된다.

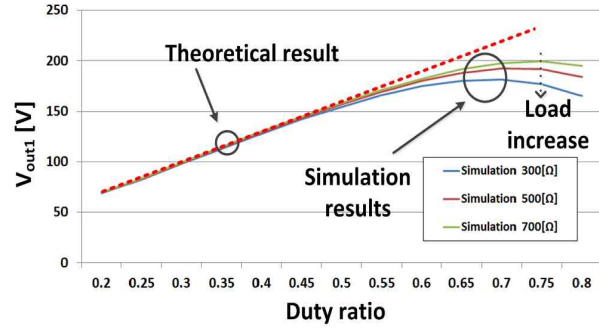


Fig. 17 Output Voltage of Half-Wave Rectifier ( $V_{out1}$ )

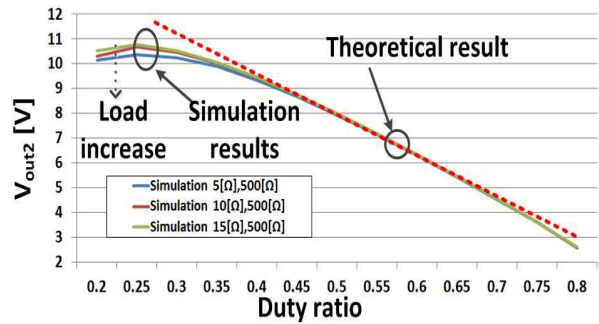


Fig. 18 Output Voltage of Half-Rectifier ( $V_{out2}$ )

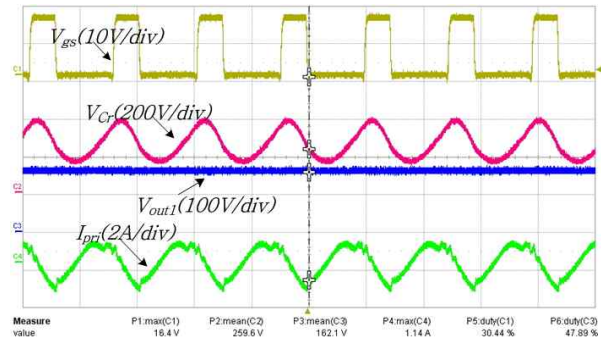


Fig. 19 Results Waveform of Experimental

### 8. 실험 결과

실험은 시뮬레이션과 동일한 조건으로 실시하였으며 아래의 그림은 실험 조건 중 반파-반파 정류기 실험의 일부를 나타낸 그림이다.

Fig 19는 실험의 결과 파형이다. 그림에서 확인 할 수 있듯이 공진 커패시터 전압  $V_C$ 은 변형된 사인파의 형태를 띤다. 또한 변압기 1차 측 전류  $I_{pri}$ 는 스위치  $S_1$ 과  $S_2$ 의 동작에 따라 전류가 달리 흐르는 것을 확인 할 수 있다. 위의 그림은 하단 스위치  $S_2$ 가 턴-온(Turn-on)된 상태를 기준으로 하였으며 그래프  $I_{pri}$ 의 전류에 시비율 손실이 발생하는 것을 확인 할 수 있다.

Fig 20은 다중 출력 LLC 공진 컨버터의 실험세트이다. 그림 왼쪽은 1차 측 회로를 구성한 부분으로써 스위

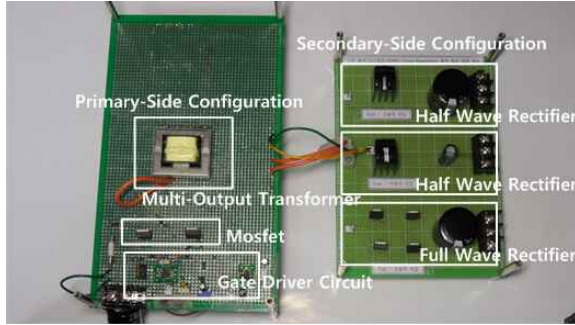


Fig. 20 Circuit Configuration

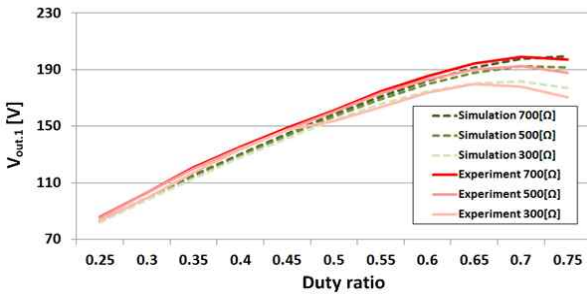


Fig. 21 Output Voltage of Half-Wave Rectifier( $V_{out1}$ )

치를 구동시키기 위한 Gate driver와 스위치, 다중출력 변압기로 구성되어져 있다. 사진 오른쪽의 회로는 2차 측 회로를 구성한 부분으로 고전압과 저전압을 각각 출력할 수 있는 두 개의 반파 정류기와 고전압 출력의 전파 정류기가 존재한다. 회로 간에 커패터를 이용하여 각각의 회로로 출력을 전환할 수 있도록 구성해 놓았다.

다중 출력 LLC 공진 컨버터의 출력 특성 분석에 대한 이론적 타당성을 검증하기 위해 실험을 실시하였다. 본 실험은 시뮬레이션 결과와 비교하기 위해 시뮬레이션과 동일한 조건에서 실시되었다. 실험은 시비율 0.25~0.75의 범위로 변화시키며 실시하였고 출력 부하를 변동 시켜 실험을 실시하였다.

**8.1 반파-반파 정류기**

이 실험은 반파-반파 정류기로 구성된 다중 출력 LLC 공진컨버터의 시비율과 출력 부하에 따른 출력전압 특성에 대한 실험이다.

$V_{out2}$ 의 출력 부하는 10[Ω]으로 고정시키고  $V_{out1}$ 의 출력 부하를 300[Ω]~700[Ω]으로 변동 시키며 다중 출력 LLC 공진 컨버터의 출력 특성을 확인해 보았다.

Fig 21, 22는 반파-반파 정류기의 고전압 출력  $V_{out1}$ 의 출력 부하를 변화 시켰을 때의 출력이다. 위의 실험 결과를 반파-반파 정류기의 출력은 시비율의 변동에 따라 변하는 것을 확인 할 수 있다.

Fig 21은 하단 스위치의 시비율을 기준으로 하여 동작한 결과이다. 주 출력 스위치의 결과인 Fig 21은 상단 스위치가 동작할 때 2차 측이 도통 되므로 하단 스

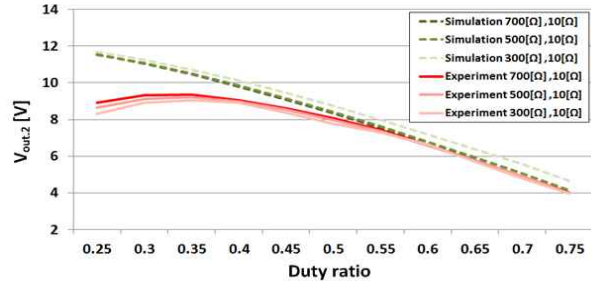


Fig. 22 Output Voltage of Half-Wave Rectifier( $V_{out2}$ )

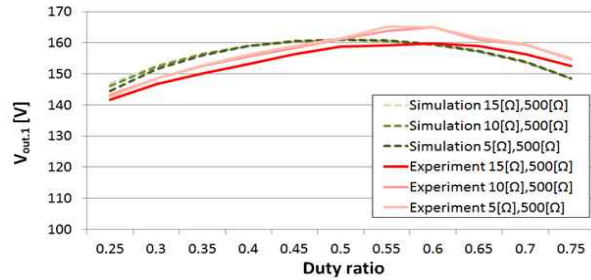


Fig. 23 Output Voltage of Full-Wave Rectifier( $V_{out1}$ )

위치의 시비율이 줄어들수록 즉, 상단 스위치의 시비율이 늘어날수록 출력 전압이 감소 하는 것을 볼 수 있다. 또한 하단 스위치의 시비율이 늘어나게 되고 상단 스위치의 시비율이 줄어들게 되면 1차 측 변압기의 전류 증가로 인해 시비율 손실이 발생하게 되고 출력 전압이 감소하는 것을 볼 수 있다.

Fig 22는 Fig 21과 반대로 하단 스위치가 동작할 때 도통한다. 따라서 결과는 그림과 같이 하단 스위치의 시비율이 증가할 때 전압이 감소하며 시비율이 감소할수록 전압이 증가하다 일정 수준을 지나면 시비율 손실로 인해 출력 전압이 감소하는 것을 확인 할 수 있다.

시뮬레이션의 경우 하단 스위치의 시비율이 감소할수록 출력 전압이 감소하는 것을 확인 할 수 있지만 실제 실험에서는 2차 측의 인덕턴스의 영향과 각 소자에 존재하는 기생 성분으로 인해 출력 전압이 급격하게 감소하는 것을 확인 할 수 있다.

**8.2 전파-반파 정류기**

다음 실험은 전파-반파 정류기 구성의 다중 출력 LLC 공진 컨버터의 출력 특성이다.

전파-반파 정류기의 출력 특성은 Fig 23, 24와 같다. Fig 23에서 전파 정류기는 실제로는 전압의 변동이 거의 없어야 하지만 시비율이 동일한 0.5 지점을 벗어날수록 시비율 손실로 인해 출력 전압이 감소하는 것을 확인 할 수 있다. 또한 실험에서는 하단 스위치의 시비율이 증가 할수록 출력 전압이 증가 하는 것을 확인 할 수 있는데 이것은 2차 측에 존재하는 누설 등 기생성분과 2차 측의 보조 출력의 상호 영향에 의해 발생한 것으로 보인다.



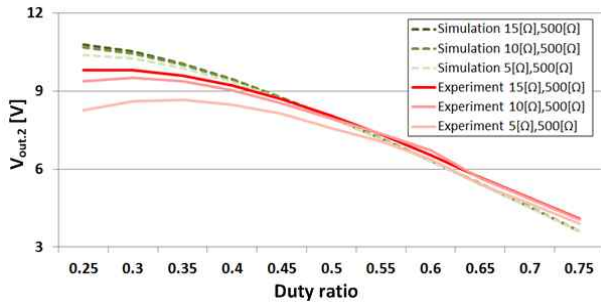


Fig. 24 Output Voltage of Half-Wave Rectifier ( $V_{out2}$ )

Fig 24의 반파 정류기는 하단 스위치가 동작 할 경우 동작하는 회로 구성으로 하단 스위치의 시비율이 증가할수록 출력 전압이 감소하는 것을 확인 할 수 있다. 또한 하단 스위치의 시비율이 감소할수록 시비율 손실이 증가해 출력 전압이 더 이상 증가 하지 않고 감소하는 것을 확인 할 수 있다.

## 9. 결 론

본 논문은 다중 출력 LLC 공진 컨버터의 교차 조절 특성 분석으로 시비율과 출력 부하의 변동으로 대한 출력 전압 특성에 대해 분석 하였다. 해석의 간편화를 위해 정현파 형태로 간략화 하여 시비율의 변동으로 인한 시비율 손실의 영향을 받지 않는 범위를 유추 할 수 있도록 하였다.

다중 출력 LLC 공진 컨버터는 2차 측의 주 출력과 보조 출력 전압은 상호 보완적으로 증가 또는 감소하는 현상을 보이는 것을 수식과 시뮬레이션을 통해 확인 하였다. Fig 16, 17, 18의 시뮬레이션은 시비율을 0.2 ~ 0.8로 변화를 주었으며 각 시비율에 따라 출력 전압을 확인 하였다. 시뮬레이션 결과에서 확인 할 수 있듯이 시비율 0.4~0.6의 범위 내에서는 이론적 결과와 거의 근사한 결과를 보인다. 실험은 시비율 변동범위 0.25~0.75 내에서 실시하였다. 실험에서는 변압기 2차 측에 존재하는 누설 인덕턴스의 영향으로 인해 시뮬레이션 보다 더욱 큰 출력 전압의 감소폭을 보인다<sup>[4]</sup>. 또한 전파 정류기의 경우  $V_{out2}$ 의 영향으로 인해  $V_{out1}$ 의 최대 전압 출력이 시비율의 변화에 따라 편향되어 나타난다. 부하의 변동 시 출력 부하가 증가 할수록 도통 전류가 증가해 시비율 손실이 커지며 출력 전압의 감소폭을 증가시킨다.

본 논문의 다중 출력 LLC 공진 컨버터의 교차 조절 특성 분석을 이용해 다중 출력 LLC 공진 컨버터의 보다 정확한 제어를 가능하도록 할 것이라 기대 된다.

## 참 고 문 헌

[1] C, E, Kim, K. B. Park, G. W. Moon and J. Y. Lee,

“New multi-output LLC resonant converter for highefficiency and low cost PDP power module,” *Conf Rec. IEEE PESC*, pp. 1-7, 2006.

- [2] Hangseok Choi, “Analysis and Design of LLC Resonant Converter with Integrated Transformer,” *APEC 2007*, pp. 1630-1635, 2007.
- [3] Jee-hoon Jung, Joong-gi Kwon, “Theoretical Analysis and Optimal Design of LLC Resonant Converter,” *EPE 2007*, pp. 1-10, 2007.
- [4] J. S. Lee, J. H. Park, D. Y. Huh, S. I. Kang, J. H. Kim, E. S. Kim, “A Study on the Gain Characteristics of Multi-Output LLC Series Resonant Converter,” *Power Electronics Annual Conference*, Vol. 14, pp. 177-187, 2009. 6.
- [5] Hang-seok choi, “Application note-Half-bridge LLC Resonant Converter Design Using FSR-series Fairchild Power Switch(FPSTM),” Fairchild, 2007. 10.
- [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,” *conf rec. IEEE PESC*, pp. 1-7, 2006.
- [7] J. K. Yoon, S. H. Cho, C. W. Roh, S. S. Hong, J. H. Kim, H. B. Lee and S. K. Han, “A new dual output LLC resonant DC/DC converter using single control IC,” *KIPE trans.*, Vol. 12, No. 6, pp. 453-460, Dec., 2008.
- [8] Reinhold Elferich and Tomas Duerbaum, “A new load resonant dual-output converter,” *Conf Rec. IEEE PESC*, Vol. 3, pp. 1319-1324, 2002.
- [9] B. C. Hyeon and B. H. Cho, “Multiple output of dual half bridge LLC resonant converter using PFM-PD control,” *Conf Rec. IEEE ECCE*, pp. 1133-1140, 2009.
- [10] Won-seok Nam, Sang-kyu Han, Chung-wook Roh Sung-soo Hong, “Steady-State Analysis of LLC Resonant Converter for Optimum Design,” *Power Electronics Annual Conference*, pp. 375-377, 2006.



### 정진우(鄭振宇)

1983년 12월 18일생. 2010년 경상대 공대 전기전자공학부 졸업. 2010년~현재 동 대학원 제어계측공학과 석사과정.



### 임정규(林廷圭)

1977년 6월 4일생. 2003년 경상대 공대 전기전자공학부 졸업. 2005년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 2012년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(공학). 2012년~현재 삼성전기 CDS사업부 Power 개발 1그룹 책임연구원.



### 김중해(金鍾海)

1968년 3월 11일생. 1999년 영남대 전기공학과 졸업(공학). 2005년 일본 나고야대학 전기공학과 졸업(공학). 1996년~2000년 영남대 공업기술연구소 연구원. 2002년~2003년 호리정보과학진흥재단 연구원. 2003년~2005년 일본 나고야대학 COE 연구원. 2005년~현재 삼성전기 CDS사업부 Power개발팀 수석연구원.



### 오동성(吳東星)

1962년 8월 8일생. 1985년 서울대 전기공학과 졸업. 1987년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1992년 동 대학원 전기 및 전자공학과 졸업(공학). 2006년~현재 삼성전기 CDS사업부 Power개발팀 상무.



### 정세교(鄭世敎)

1966년 11월 26일생. 1989년 경북대 전자공학과 졸업. 1992년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1997년 동 대학원 전기 및 전자공학과 졸업(공학). 1997년~현재 경상대 전기전자공학부 교수 및 공학연구원 연구원. 1999년 12월~2000년 2월 일본 큐슈 공업대 객원교수. 2002년 2월~2003년 2월 미국 Texas A&M 대학 Visiting Scholar. 당 학회 JPE Associate Editor.