

# 낮은 입력전압, 대전류 응용을 위한 2단 구성 승압컨버터

노영재<sup>1</sup>, 서함<sup>1</sup>, 강철하<sup>2</sup>, 김은수<sup>†</sup>, 장상호<sup>3</sup>

## Two Stage High Step-Up Converter for Low Input Voltage and High Current Applications

Young-Jae Noh<sup>1</sup>, Han Xu<sup>1</sup>, Cheol-Ha Kang<sup>2</sup>, Eun-Soo Kim<sup>†</sup>, and Sang-Ho Jang<sup>3</sup>

**Abstract** - DC-DC converter which composed of LLC resonant converter, operated by fixed switching frequency with fixed duty cycle (50%), and flyback converter to provide constant output voltage(400V<sub>DC</sub>) with variation of input voltage(30~60V<sub>DC</sub>) is proposed in this paper. To obtain constant output voltage(400V<sub>DC</sub>), flyback converter is not operated in case of above the maximum input voltage(60V<sub>DC</sub>) and operated as the input voltage decreases to below 60VDC. Therefore, flyback converter can be designed to the 50% power rating of the maximum power in the proposed DC-DC converter. Operation modes and voltage gain characteristics were analyzed and a 360W prototype converter was tested to verify the proposed converter.

**Keywords:** wide input voltage variable ranges, LLC resonant converter, flyback converter, planar transformer

### 1. 서 론

태양광 모듈, 연료전지 및 축전지와 같은 장치들은 전압 변동 폭이 크게 나타난다. 따라서 안정적으로 일정한 레벨의 출력 전압 및 전력을 얻기 위해서 넓은 입력전압 제어범위를 갖는 DC-DC 컨버터가 이용되고 있다. 일반적으로 일사량에 따라 전압변동 폭이 큰 태양광모듈 발전전압(30V<sub>DC</sub>~60V<sub>DC</sub>)에서 높은 출력전압(400V<sub>DC</sub>)을 얻기 위해서 적용되고 있는 주 회로구조는 그림 1의 2단 구성 DC-DC 컨버터로써 태양광모듈 전압변화에 따라 일정전압으로 승압시키기 위한 승압컨버터와 고정시비율로 동작하는 LLC 공진컨버터로 입력에서 출력까지 2단으로 구성되어 있다.<sup>[1]~[7]</sup> LLC 공진컨버터는 일정한 입력전압범위에서 영 전압 스위칭(Zero Voltage Switching)을 통한 높은 효율특성을 얻을 수 있지만, 모든 입력전압(30V<sub>DC</sub>~60V<sub>DC</sub>) 및 부하조건에서 승압컨버터는 정격부하로 설계되어 동작되기 때문에 스위칭손실뿐만 아니라 승압컨버터와 LLC공진컨버터 사이에 위

치한 승압다이오드(D<sub>4</sub>)에 많은 전류가 흐르기 때문에 도통손실이 증가한다. 따라서 저전압 대전류 2단 구성 DC-DC 컨버터에 있어서 전체적인 단가상승 및 효율을 저감 시킬 수 있다.

따라서 입력 저전압 (30V<sub>DC</sub>~60V<sub>DC</sub>) 대전류, 출력 고전압 (400V<sub>DC</sub>) 조건에서 동작되는 승압 DC-DC 컨버터 구성회로로서 그림 1의 직렬 연결된 2단구성의 DC-DC 컨버터와는 달리 그림 2에서와 같이 저전압 대전류 입력단에서는 LLC 공진컨버터와 플라이백컨버터의 1차측은 병렬 연결되고, 고전압 출력단에서는 각 컨버터의 2차측이 직렬 연결되어 승압되는 DC-DC 컨버터를 제안했다.<sup>[8]</sup>

본 논문에서는 제안된 DC-DC 컨버터에 대한 동작모드 및 주회로 특성과 위에서 언급한 그림 1의 기존회로와 그림 2의 제안된 DC-DC컨버터에 대해 시제품을 제작하였고, 입력전압조건(30V<sub>DC</sub>~60V<sub>DC</sub>) 및 부하조건(400V<sub>DC</sub>, 0.9A, 360W)에서의 실험 결과와 효율특성에 대해 서술하고자 한다.

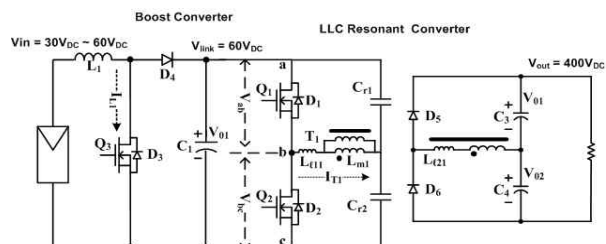


Fig. 1 Conventional two-stage DC-DC Converter

Paper number: TKPE-2012-17-6-6 ISSN: 1229-2214

<sup>†</sup> Corresponding author: eskim@jj.ac.kr,

Electrical & Electronics Engineering, Jeonju University  
Tel: +82-63-220-2906 Fax: +82-63-220-2056

<sup>1</sup> Electrical & Electronics Engineering, Jeonju University

<sup>2</sup> Electrical & Electronics Engineering, Jeonju University

<sup>3</sup> LG Innotek Components R&D Center

Manuscript received Feb. 29, 2011; accepted May 12, 2012

## 2. 본 론

### 2.1 제안된 DC-DC 컨버터 동작

제안된 DC-DC 컨버터는 LLC 공진컨버터와 플라이백컨버터를 적용하여 구성하였으며, 태양광모듈 발전전압 변화에 대응하여 입력전압( $30V_{DC} \sim 60V_{DC}$ ) 범위 내에서 입력전압변화에 상관없이 고정 시비율(50% duty ratio)로 동작되는 LLC 공진컨버터와 입력전압변화( $30V_{DC} \sim 60V_{DC}$ )에 대응하여 일정출력전압( $V_o=400V_{DC}$ )을 제어하기 위해 듀티(Duty) 제어되는 플라이백 컨버터로 구성된 넓은 입력전압( $30V_{DC} \sim 60V_{DC}$ ) 제어범위를 갖는 DC-DC 컨버터이다. 적용된 플라이백 컨버터는 입력전압( $60V_{DC}$  이상)에서는 동작하지 않고 LLC 공진컨버터만 동작되어 일정출력전압( $V_o=V_{o1}+V_{o2}= 400V_{DC}$ )을 제어하며 입력전압( $30V_{DC} \sim 60V_{DC}$ )이 낮아질 경우 낮아지는 전압만큼 플라이백 컨버터가 동작하여 일정 출력전압( $V_o=V_{o1}+V_{o2}+V_{o3}= 400V_{DC}$ ) 제어를 담당하게 됨으로 최대정격부하의 1/2정도의 과워용량만 감당하면 된다. 따라서 큰 단가상승 없이 효율을 개선할 수 있으며 넓은 입력전압범위( $30V_{DC} \sim 60V_{DC}$ )에서 동작 가능한 DC-DC 컨버터이다.

#### 2.1.1 입력전압 $60V_{DC}$ 이상에서 동작모드

제안된 DC-DC 컨버터에 높은 입력전압( $60V_{DC}$  이상)이 인가된 경우 동작모드는 그림 3과 같고, 높은 입력전압 때문에 그림 3(e)의 동작파형처럼 플라이백 컨버터 스위칭소자  $Q_3$ 가 턴-오프(Turn-off)되어 플라이백 컨버터는 동작되지 않고, 단지 변압기( $T_1$ )와 공진커패시터( $C_{r1}, C_{r2}$ )로 구성된 LLC 공진컨버터가 최소 동작 스위칭주파수 지점에서부터 가변주파수 스위칭동작에 의해 일정출력전압( $V_o=V_{o1}+V_{o2}= 400V_{DC}$ )을 얻을 수 있으며 출력정류부는 LLC 공진컨버터의 변압기( $T_1$ )의 2차측 권선과 출력다이오드( $D_4, D_5$ )와 바이패스 다이오드( $D_7$ )를 통해 공진전류가 부하에 전달된다.

#### (a) Mode 1 ( $t_0 < t < t_1$ ) :

$t_0$ 시점에서 주스위칭소자  $Q_2$ 가 턴-오프(Turn-off) 되고, 변압기  $T_1$ 의 1차측 자화인덕턴스( $L_{m1}$ )에 저장되었던 에너지는 주스위칭소자  $Q_2$ 의 내부커패시터를 입력전압만큼

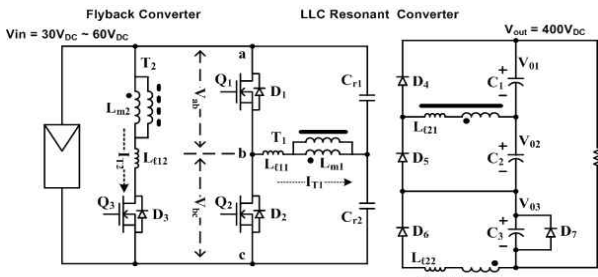
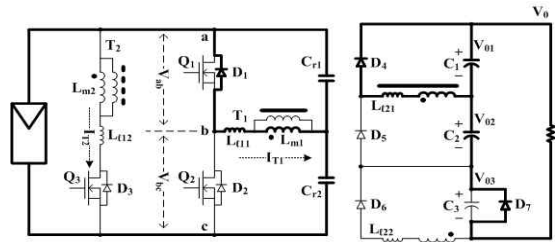
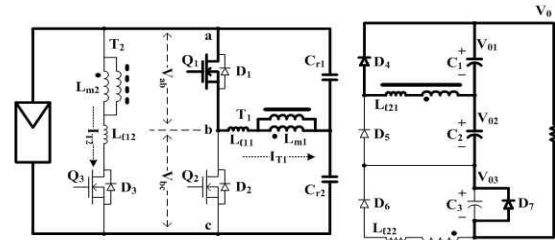


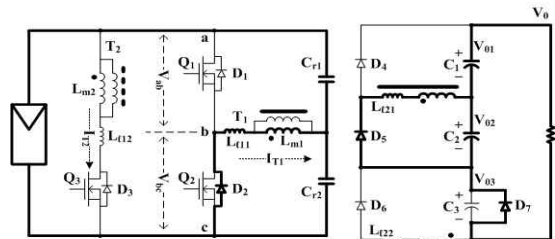
Fig. 2 Proposed DC-DC converter



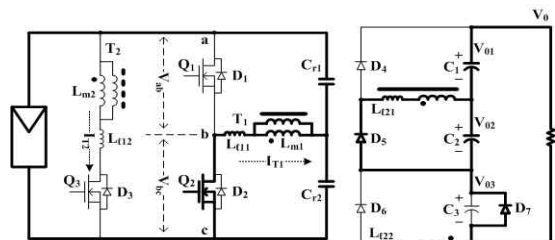
(a) Mode 1 ( $t_0 < t < t_1$ )



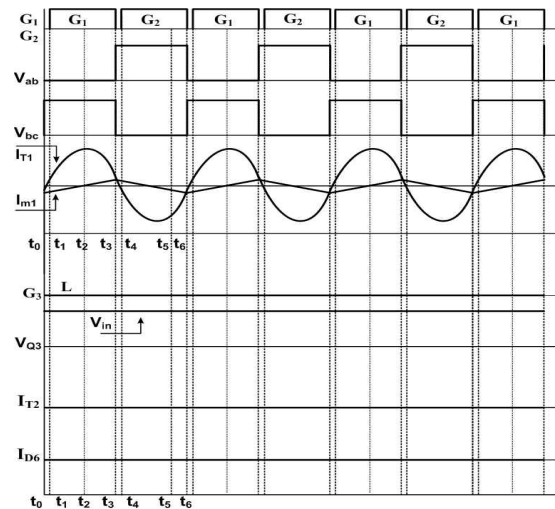
(b) Mode 2 ( $t_1 < t < t_3$ )



(c) Mode 3 ( $t_3 < t < t_4$ )



(d) Mode 4 ( $t_4 < t < t_6$ )



(e) Operation waveforms above the input voltage  $60V_{DC}$

Fig. 3 Operation modes and waveforms above the input voltage  $60V_{DC}$

충전시키는 동시에 주스위칭소자  $Q_1$ 의 내부커패시터를 영 전압까지 방전시키고,  $Q_1$ 의 내부다이오드( $D_1$ )를 통해 부전류가 흐르게 된다. 이때 주스위칭소자  $Q_1$ 이 턴-온(Turn-on)하면 영 전압(ZVS: Zero Voltage Switching)에서 턴-온(Turn-on) 된다.

**(b) Mode 2 ( $t_1 < t < t_3$ ) :**

$t_1$  시점에서 주스위칭소자  $Q_1$ 이 턴-온(Turn-on)되어 LLC 공진컨버터는 공진커패시터( $C_{r1}$ )에 저장된 에너지를 방전하고 공진커패시터( $C_{r2}$ )는 충전하며 등가누설인덕턴스와 공진에 의해 공진전류가 흐르고 동시에 2차측 다이오드  $D_4$ 를 통해 출력커패시터( $C_1$ )을 충전하며 부하로 흐르게 된다.

**(c) Mode 3 ( $t_3 < t < t_4$ ) :**

$t_3$  시점에서 주스위칭소자  $Q_1$ 이 턴-오프(Turn-off)되고, 변압기  $T_1$ 의 1차측 자화인덕턴스( $L_{m1}$ )에 저장되었던 에너지는 주스위칭소자  $Q_1$ 의 내부 커패시터를 입력전압만큼 충전시키는 동시에 주스위칭 소자  $Q_2$ 의 내부 커패시터를 영 전압까지 방전 시키고,  $Q_2$ 의 내부다이오드( $D_2$ )를 통해 부전류가 흐른다. 이때 주스위칭소자  $Q_2$ 가 턴-온(Turn-on)하면 영 전압(ZVS)에서 턴-온(Turn-on) 된다.

**(d) Mode 4 ( $t_4 < t < t_6$ ) :**

$t_4$  시점에서 주스위칭소자  $Q_2$ 가 턴-온(Turn-on)되어 LLC 공진컨버터는 공진커패시터( $C_{r1}$ ,  $C_{r2}$ )과  $T_1$ 의 1차측 등가누설인덕턴스에 의해 공진이 일어나고, 2차측 다이오드  $D_5$ 를 통해 출력커패시터( $C_2$ )를 충전하며 부하에 흐르며 일정출력전압( $V_o = V_{o1} + V_{o2} = 400V_{DC}$ )을 유지한다.

제안된 DC-DC 컨버터는 입력전압이  $60V_{DC}$  이상 인가될 경우에도 공진주파수점인 최저스위칭주파수로 세팅되어있던 LLC 공진컨버터의 스위칭주파수가 증가되어 공진컨버터 전압이득을 감소시킬 수 있으므로 이득제어 범위 안에서 일정출력전압을 제어 할 수 있다.

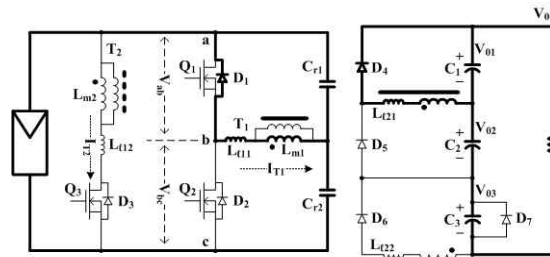
**2.1.2  $60V_{DC}$ 보다 낮은 입력전압에서 동작모드**

입력전압이  $60V_{DC}$ 보다 낮아지는 경우( $30V_{DC} \sim 60V_{DC}$ ) 일정출력전압( $400V_{DC}$ )을 얻기 위해 LLC 공진컨버터와 플라이백컨버터가 동기 되어 동작하도록 하였다. 그림 4(e)의 동작과형과 같이 낮아진 전압만큼 출력전압을 보상하기위해 플라이백컨버터 스위칭소자  $Q_3$ 의 듀티제어를 통해 LLC 공진컨버터의 변압기( $T_1$ )과 플라이백컨버터 변압기( $T_2$ )의 정류된 전압에 의해 일정출력전압( $V_o = V_{o1} + V_{o2} + V_{o3} = 400V_{DC}$ )을 얻을 수 있다.

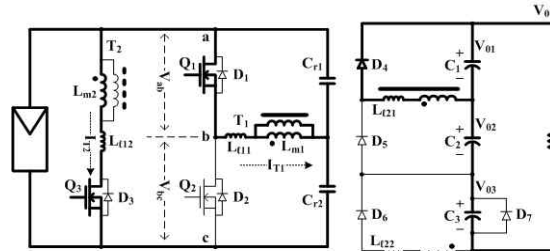
**(a) 동작모드 1 ( $t_0 < t < t_1$ ) :**

$t_0$  시점에서 주스위칭소자  $Q_2$ 가 턴-오프(Turn-off)되

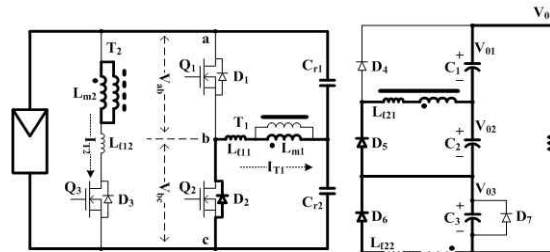
고, 변압기  $T_1$ 의 1차측 자화인덕턴스( $L_{m1}$ )에 저장되었던 에너지는 주스위칭소자  $Q_2$ 의 내부 커패시터를 입력전압만큼 충전시키는 동시에 주스위칭 소자  $Q_1$ 의 내부 커패시터를 영 전압까지 방전 시키고,  $Q_1$ 의 내부다이오드( $D_1$ )를 통해 부전류가 흐르게 된다. 이때 주스위칭 소자  $Q_1$ 이 턴-온(Turn-on)하면 영 전압(ZVS)에서 턴-온(Turn-on) 된다.



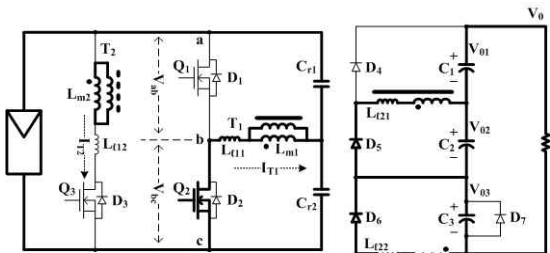
(a) Mode 1 ( $t_0 < t < t_1$ )



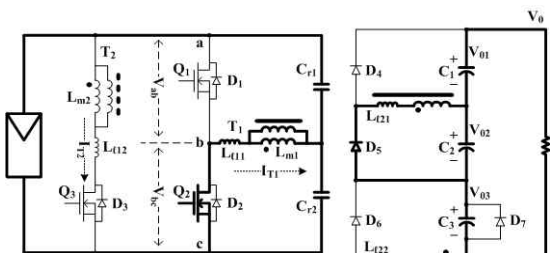
(b) Mode 2 ( $t_1 < t < t_3$ )



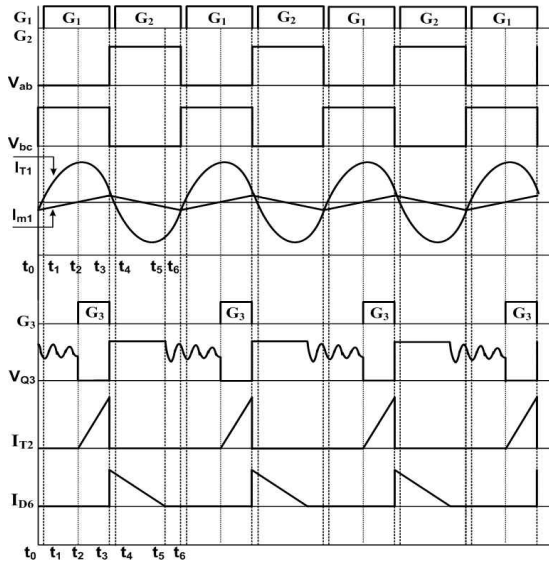
(c) Mode 3 ( $t_3 < t < t_4$ )



(d) Mode 4 ( $t_4 < t < t_5$ )



(e) Mode 5 ( $t_5 < t < t_6$ )



(f) Operation waveforms under the input voltage 60V<sub>DC</sub>

Fig. 4 Operation modes and waveforms under the input voltage 60V<sub>DC</sub>

**(b) 동작모드 2 ( $t_1 < t < t_3$ ) :**

$t_1$  시점에서 주스위칭소자  $Q_1$ 이 턴-온(Turn-on) 되어 LLC 공진컨버터는 공진커패시터( $C_{r1}$ ,  $C_{r2}$ )와 등가누설인덕턴스의 공진에 의해 공진전류가 흐르고,  $t_2$  시점에서 플라이백 컨버터의 스위칭소자  $Q_3$ 가 턴-온(Turn-on)되어 변압기  $T_2$ 의 1차측 자화인덕턴스( $L_{m2}$ )에 에너지를 저장하며 흐른다. LLC 공진컨버터는 2차측 다이오드  $D_4$ 를 통해 출력커패시터( $C_1$ )을 충전하며 부하로 흐르고, 플라이백 컨버터 변압기  $T_2$ 의 2차측 권선은 역극성전압에 따라 출력다이오드  $D_6$ 에 역바이어스 전압이 인가되어 2차측으로 전달하지 못한다.

**(c) 동작모드 3 ( $t_3 < t < t_4$ ) :**

$t_3$  시점에서 주스위칭소자  $Q_1$ 이 턴-오프(Turn-off)되고, 변압기  $T_1$ 의 1차측 자화인덕턴스( $L_{m1}$ )에 저장되었던 에너지는 주스위칭소자  $Q_1$ 의 내부 커패시터를 입력전압만큼 충전시키는 동시에 주스위칭소자  $Q_2$ 의 내부 커패시터를 영 전압까지 방전 시키고,  $Q_2$ 의 내부다이오드( $D_2$ )를 통해 부전류가 흐른다. 이때 주스위칭소자  $Q_2$ 가 턴-온(Turn-on)하면 영 전압(ZVS)에서 턴-온(Turn-on)하게 된다. 또한 플라이백 컨버터의 스위칭소자  $Q_3$ 가 턴-오프(Turn-off)되어 변압기  $T_2$ 의 극성이 바뀌어 1차측 자화인덕턴스( $L_{m2}$ )에 저장된 에너지는 2차측 출력다이오드  $D_6$ 를 통해 출력커패시터( $C_3$ )를 충전하고 부하로 흐르게 된다.

**(d) 동작모드 4 ( $t_4 < t < t_5$ ) :**

$t_4$  시점에서 주스위칭소자  $Q_2$ 가 턴-온(Turn-on)되어 LLC 공진컨버터는 공진커패시터( $C_{r1}$ ,  $C_{r2}$ )와  $T_1$ 의 등가누설인덕턴스와의 공진을 통해 2차측으로 공진전류를

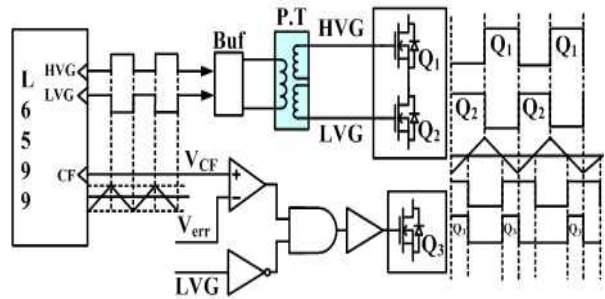
흐르게 하며, 플라이백 컨버터는 스위칭소자  $Q_3$ 가 여전히 턴-오프(Turn-off) 상태로 있고, 모드 3의 동작에서처럼 자화인덕턴스( $L_{m2}$ )에 저장된 에너지를 2차측으로 전달하며 일정출력전압( $V_o=V_{o1}+V_{o2}+V_{o3}= 400V_{DC}$ )을 부하에 전달한다.

**(e) 동작모드 5 ( $t_5 < t < t_6$ ) :**

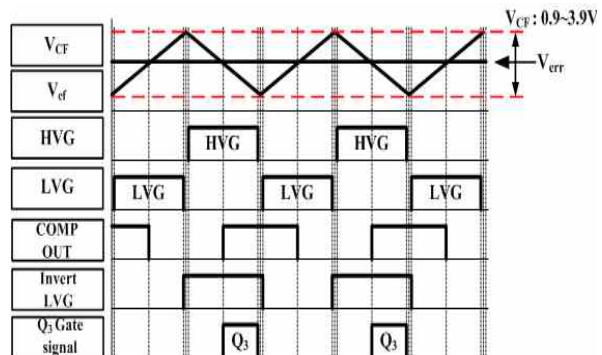
$t_5$  시점에서 플라이백컨버터 변압기 자화인덕턴스( $L_{m2}$ )에 저장된 에너지가 2차측 권선을 통해 리셋 되어 흐르던 전류가 0이 되는 시점이다. 플라이백 컨버터의 스위칭소자  $Q_3$ 가 다시 턴-온 될 때까지 불연속모드는 계속된다. 그리고  $t_6$  시점에서 주스위칭소자  $Q_2$ 가 턴-오프(Turn-off)되는 시점으로 이후 동작모드 1부터 스위칭 동작이 반복된다.

**2.1.3 제안된 컨버터 구동회로**

일반적으로 LLC 공진컨버터와 플라이백 컨버터를 적용할 경우 각각의 제어 IC를 사용해야한다. 이런 경우 IC 뿐만 아니라 IC 주변 구동회로가 추가되기 때문에 단가 상승을 초래한다. 제안된 그림 5의 구동회로에서는 공진컨버터 전용 IC L6599(ST사)만을 사용하였고, 적용된 IC의 CF 단자전압은 매 주기마다 0.9V~3.9V로 변하는 삼각파형을 출력하고, 삼각파형의 전압이 0.9V와 3.9V점에서 H.B(Half Bridge) 공진컨버터의 상단 스위치



(a) Proposed Driving circuit for the proposed converter



(b) Operation waveforms of driving circuit

Fig. 5 Proposed converter of driving circuit and its operation waveforms

( $Q_1$ ) 및 하단 스위치( $Q_2$ )를 구동하기 위한 Gate Signal 인 HVG와 LVG 파형이 생성된다. IC의 CF 단자 전압에 의해 LLC 공진컨버터의 주 스위칭소자  $Q_1$ ,  $Q_2$ 는 50%의 고정된 듀티로 동작하고, 플라이백 컨버터 스위치 구동회로는 IC에서 만들어진 CF전압과 출력전압( $V_o$ )과 기준전압( $V_{ref}$ )에 의해 보상된  $V_{err}$ 전압을 비교하여 출력된 PWM전압파형을 인버팅된 LVG 전압과 동기화하였다. 출력전압이 기준전압인  $400V_{DC}$ 보다 높아지면  $V_{err}$ 전압이 낮아지고 IC의 CF단자 전압과 비교하여 낮아진  $V_{err}$  전압만큼 듀티가 줄어들고, CF단자 전압보다 높아지면 듀티가 커져 플라이백 컨버터의 스위칭소자  $Q_3$ 를 제어함에 따라 일정출력전압( $V_o = 400V_{DC}$ )을 제어하도록 하였다.

그림 5(a), (b)는 제안된 스위칭소자( $Q_1$ ,  $Q_2$ ,  $Q_3$ ) 구동 회로 및 동작파형이다. 높은 입력전압( $60V_{DC}$ )이 인가되면 LLC 공진컨버터의 출력전압( $V_o = V_{o1} + V_{o2}$ )이 높아지기 때문에  $V_{err}$ 전압이 CF단자 전압 범위를 벗어나 플라이백 컨버터의 스위칭소자( $Q_3$ )가 완전히 턴-오프(Turn-off)되고, 입력전압이  $60V_{DC}$  보다 높아진 경우 더 넓은 입력전압범위에서도 동작할 수 있도록 최소스위칭 주파수로 세팅되어있던 LLC 공진컨버터의 스위칭주파수가 증가되어 일정출력전압( $400V_{DC}$ )을 제어할 수 있다.

**2.1.4 제안된 LLC 공진컨버터 평면변압기**

LLC 공진컨버터는 일반적으로 그림 6(a)처럼 하나의 변압기로 1차측 누설인덕턴스( $L_{l11}$ )를 키우기 위해 1차측 권선과 2차측 권선을 분리하여 권선을 한다. 하지만 낮은 입력전압에서는 변압기 1차측 턴-수가 많지 않아서 그림 6(a)와 같이 1차측 누설인덕턴스( $L_{l11}$ )를 키우기 위해 1차측 권선과 2차측 권선을 분리하여 권선한다 할지라도 공진에 필요한 누설인덕턴스 값을 얻기 힘들다.

특히, EMI(Electro Magnetic Interference) 저감과 집적화를 위해 그림 6(a)의 평면 변압기를 적용할 경우 1차측과 2차측의 높은 결합계수( $K = M/\sqrt{L_1 L_2}$ )로 인해 LLC 공진 회로에서 요구되는 공진인덕턴스 값을 얻기 어렵다. 또한 LLC 공진컨버터의 턴-수비( $N = N_1/N_2$ )는 입력전압( $30V_{DC} \sim 60V_{DC}$ )과 출력전압( $400V_{DC}$ )에 의해 결정되기 때문에 상당히 큰 턴-수비( $N = N_1/N_2$ )를 갖게 되며, 변압기를 구성할 경우 1차측 권선수 변화에 따라 2차측 권선수는 증가하게 된다. 따라서 원하는 1차측 누설인덕턴스( $L_{l11}$ )를 얻기 위해 1차측 권선이 증가하는 만큼 2차측 권선수가 증가하게 되어 코아의 용량(AP: Area Product)은 충분하지만 변압기의 창면적( $W_A$ : Window Area)이 부족하여 더 큰 용량의 변압기를 선정하여 변압기 권선을 하여야 하기 때문에 크기 저감 및 단가(Cost)저감에 한계를 갖는다.

본 논문에서는 평면변압기를 적용하여 1차측 누설인덕턴스( $L_{l11}$ )를 증가시킬 수 있는 권선방법과 코아형상을 제안하였다. 그림 6(b)의 제안된 평면변압기의 권선방법

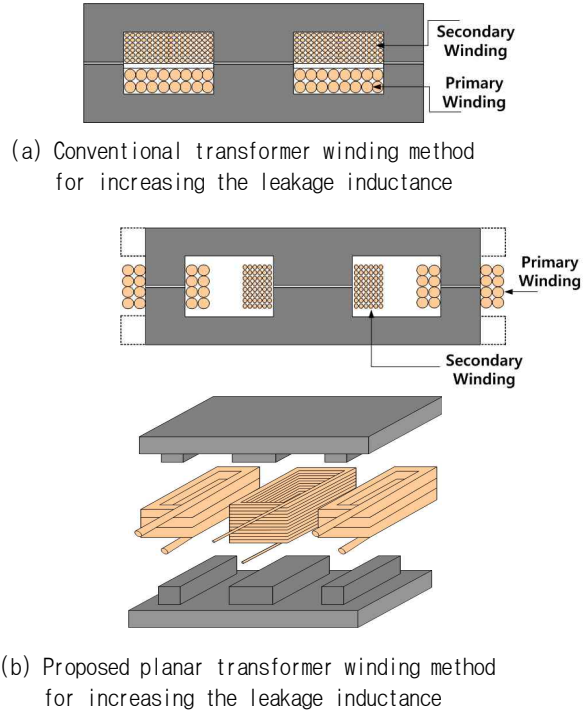


Fig. 6 Proposed Planar transformer winding methods

은 큰 값의 1차측 누설인덕턴스( $L_{l11}$ )를 얻기 위해 중간 자로에 비해 자로단면적이 1/2인 바깥쪽 자로에 각각 1차측 권선을 두어 직렬로 연결하였고, 중간자로에 2차측 권선을 하여 바깥쪽 자로에서 생성된 자속에 의해 중간 자로에 감긴 2차측 권선에 자속이 유기고 1차측, 2차측 권선의 낮은 결합계수로 인해 1차측 누설인덕턴스( $L_{l11}$ )를 증가시킬 수 있는 장점이 있다. 또한 그림 6(b)의 제안된 평면변압기의 점선부분의 코아형상(코아의 양옆 및 앞, 뒤)은 바깥쪽 권선에서 생성된 자속이 외부로 누출되는 것을 최소화하여 EMI를 저감하고 누설인덕턴스를 증가시킬 수 있도록 제안하였고, 변압기 턴-수비를 줄이기 위해 Voltage Doubler 정류회로를 적용하여 2차측 권선수를 1/2로 저감하고자 했다.

**3. LLC 공진컨버터와 플라이백 컨버터 전압특성분석**

**3.1 LLC 공진컨버터 전압이득특성**

그림 7은 LLC공진컨버터의 등가회로이다.  $C_r$ 은 공진

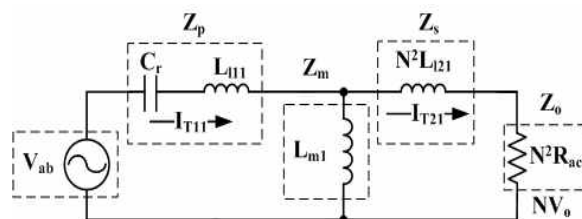


Fig. 7 Equivalent circuit with the LLC resonant converter



커패시터( $C_{r1}+C_{r2}$ ),  $L_{111}$ 는 1차측 누설인덕턴스,  $L_{m1}$ 은 1차측 자화인덕턴스,  $N^2L_{21}$ 는 1차측으로 반영된 2차측 누설인덕턴스를 의미한다. 등가회로를 통해 LLC 공진컨버터의 전압이득 식(1)을 얻을 수 있고, 그림 7의 등가회로로부터 각각의 정규화된 값들을 식(2)에서부터 식(7)에 나타내었다. 식(4)는 규준화된 공진주파수( $f_n=f_s$ (스위칭주파수)/ $f_r$ (공진주파수))를 나타낸 것이며, 식(7)의 Q는 부하변화에 따른 Quality factor를 나타낸 것이다. 그림 8은 전압이득특성 수식을 적용한 부하변화(30W~360W)에 따른 이득특성곡선이다.

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

$$A = \frac{L_{111}}{L_{m1}} \quad (2)$$

$$B = \frac{N^2 L_{21}}{L_{m1}} \quad (3)$$

$$f_n = \frac{f_s}{f_r} : \frac{\text{스위칭주파수 (Switching Frequency)}}{\text{공진주파수 (Resonant Frequency)}} \quad (4)$$

$$Z_{in} = Z_p + Z_M // (Z_s + Z_o) : \text{Input Impedance} \quad (5)$$

$$Z_o = R : \text{Output Impedance} \quad (6)$$

$$Q = \frac{2\pi f_r L_{eq}}{N^2 R_{ac}} \quad (7)$$

### 3.2 플라이백 컨버터 전압이득특성

적용된 플라이백 컨버터는 가장 높은 입력전압 (60V<sub>DC</sub>)에서는 동작하지 않고 LLC 공진컨버터만 동작되어

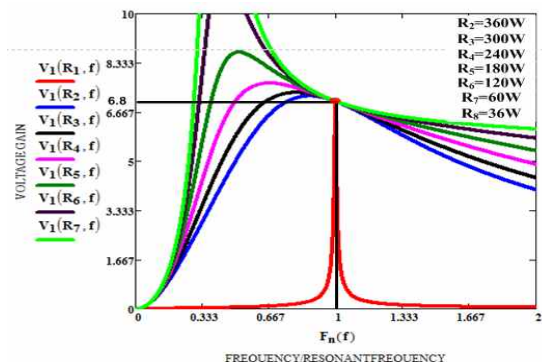


Fig. 8 Voltage gain characteristics due to the load variations

일정출력전압( $V_o=V_{o1}+V_{o2}= 400V_{DC}$ )을 감당하며 입력전압이 낮아질 경우 낮아지는 전압만큼 플라이백 컨버터가 동작하여 일정 출력전압( $V_o=V_{o1}+V_{o2}+V_{o3}= 400V_{DC}$ ) 제어를 담당하게 됨으로 최대정격부하의 1/2정도의 파워용량만 감당하면 된다.

플라이백 컨버터의 전압이득 특성은 다음과 같다.

식(8), (9)는 플라이백 컨버터 스위칭소자  $Q_3$ 가 턴-온 시(Turn-on)의 수식이다.

$$V_L = L_{m2} \frac{di_{T2}}{dt} \quad (8)$$

$$(\Delta i_{T2})_{\text{switch-on}} = \frac{V_{in}DT}{L_{m2}} \quad (9)$$

여기서  $V_L$ 는 변압기  $T_2$ 의 1차측 자화인덕턴스에 인가되는 전압,  $D$ 는 턴-온(Turn-on) 듀티를 의미하고,  $L_{m2}$ 는 변압기  $T_2$ 의 1차측 자화인덕턴스,  $i_{T2}$ 는 1차측 자화인덕턴스에 흐르는 자화전류를 의미한다.

식(10), (11)은 플라이백 컨버터 스위칭소자  $Q_3$ 가 턴-오프 시(Turn-off) 회로방정식이다.

$$V_L = -V_o \frac{N_1}{N_2} \quad (10)$$

$$(\Delta i_{T2})_{\text{switch-off}} = \frac{-V_o(D_A - D)T\left(\frac{N_1}{N_2}\right)}{L_{m2}} \quad (11)$$

여기서  $D_A$ 는 턴-온 듀티( $D$ )와 턴-오프 듀티 합을 의미하고, 턴-수비  $N=N_1/N_2$ 이다. 정상상태에서 자속평행 조건에 의해  $(\Delta i_{T2})_{\text{switch-on}} + (\Delta i_{T2})_{\text{switch-off}} = 0$  이 성립하므로 식(9)과 식(11)로부터 컨버터의 입출력 관계는 식 (12)와 같다.

$$G_V = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{D}{N(D_A - D)} \quad (12)$$

## 4. 실험 결과

본 논문에서는 입력전압( $V_{in}$ )이 60V<sub>DC</sub>보다 낮은 전압

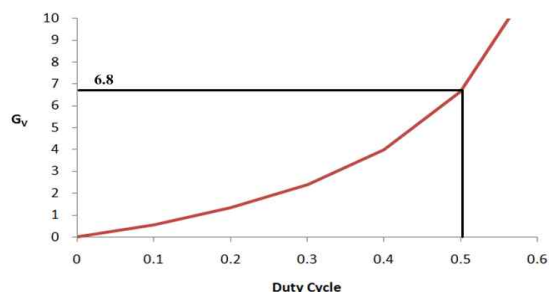


Fig. 9 Voltage gain characteristics due to the duty cycle variations

Table 1 Measured parameters in T<sub>1</sub> and T<sub>2</sub>

	LLC resonant converter (Transformer T <sub>1</sub> )		Flyback converter (Transformer T <sub>2</sub> )	
Primary leakage inductance	$L_{l11}$	3.087uH	$L_{l12}$	69.67nH
Secondary leakage inductance reflected to the primary	$N^2L_{l21}$	2.345uH	$N^2L_{l22}$	188.5nH
Magnetizing inductance	$L_{m1}$	41.91uH	$L_{m2}$	8.25uH
Equivalent leakage inductance	$L_{eq1}$	5.308uH	$L_{eq2}$	254nH
Turn ratio $N(N_1/N_2)$		0.3(12/40)		0.154(6/39)
Boost inductor $L_1$	8.56uH			

Table 2 Specifications of the proposed DC-DC converter

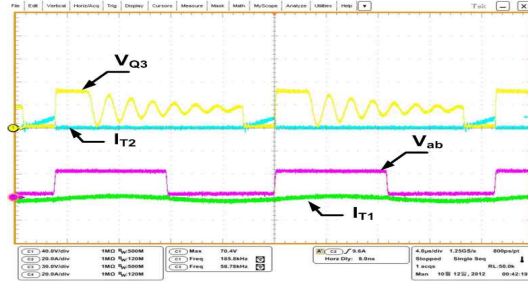
Input Voltage ( $V_{in}$ )	30V <sub>DC</sub> ~ 60V <sub>DC</sub>
Power(Output Voltage/Current)( $P_o$ )	360W(400V/0.9A)
Flyback switching frequency( $f_s$ ) / LLC resonant frequency( $f_r$ )	59kHz/59kHz
Resonant Capacitor( $C_{r1}/C_{r2}/C_{r3}/C_{r4}$ )	680nF
Switches of LLC resonant converter ( $Q_1, Q_2$ )	IRFB3077PbF(75V, 2.8mΩ, 210A)
Boost converter switch( $Q_3$ )	FDP2532(150V, 16mΩ, 79A)
Switch of flyback converter( $Q_4$ )	IRFP4227PbF(200V, 21mΩ, 130A)
Rectified diode ( $D_4$ )	63CPQ100(100V, 60A)
Output diode ( $D_5, D_6, D_{10}, D_{11}, D_{12}, D_{13}$ )	D10S60C(600V, 10A)
Controller IC	L6599

이 인가되는 경우(30V<sub>DC</sub>~ 60V<sub>DC</sub>) 일정 출력전압( $V_{in}$  : 400V<sub>DC</sub>)을 제어하기 위해 LLC 공진컨버터와 플라이백 컨버터가 동기 되어 동작하고, 높은 입력전압 (60V<sub>DC</sub> 이상전압)에서는 LLC 공진컨버터만 동작되도록 최대정격 출력용량 360W로 설계 제작하였다. 그리고 제안된 컨버터가 효율특성 측면에서 개선된 부분이 있는지를 확인하기 위하여 최대정격출력용량 360W에 대해 기존 2 단 구조 컨버터(승압컨버터 + LLC 공진컨버터)와 제안된 컨버터(플라이백 컨버터 + LLC 공진컨버터)를 각각 실험하여 효율특성을 비교 검토하였다. 실험에 적용된 LLC 공진컨버터 변압기 T<sub>1</sub>은 그림 6(b)의 제안된 변압기 권선방법을 적용하여 권선하였고 플라이백 컨버터 변압기 T<sub>2</sub>는 누설인덕턴스를 최소화하기 위해 1차측 권선과 2차측 권선을 교차(interleaved winding method)하여 권선하였다. 각각에 대한 변압기 파라미터는 표 1에 그리고 컨버터의 주요 정격은 표 2에 명시하였다.

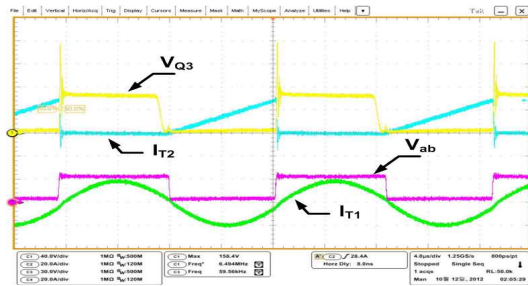
그림 10은 입력전압 변화(30V<sub>DC</sub>~60V<sub>DC</sub>) 및 부하변화(36W, 360W)에 따른 제안된 컨버터(플라이백 컨버터 + LLC 공진컨버터)의 실험 파형을 나타냈다. 제안된 컨버터의 경우 높은 입력전압조건에서 플라이백 컨버터의 구동 전력은 크지 않아 스위칭소자 턴-오프시 서지전압이 작지만 낮은 입력전압(30V<sub>DC</sub>~40V<sub>DC</sub>) 및 중부하 조건에서 플라이백컨버터는 대전류 스위칭동작에 따라 주스위칭소자에 많은 서지 전압이 발생되고, 이는 높은 전압

정격을 갖는 스위칭소자와 스너버를 사용해야 하는 단점은 있지만 입력전압조건에 따라 전체 평균효율은 개선된다.

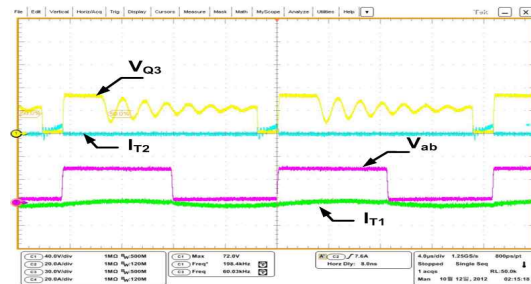
그림 11과 그림 12는 각각 승압컨버터와 LLC공진컨버터를 적용한 2단 구성 DC-DC 컨버터와 본 논문에서 제안한 플라이백컨버터와 LLC공진컨버터를 적용한 DC-DC 컨버터에 있어서 입력전압(30V<sub>DC</sub>~ 60V<sub>DC</sub>) 변화 및



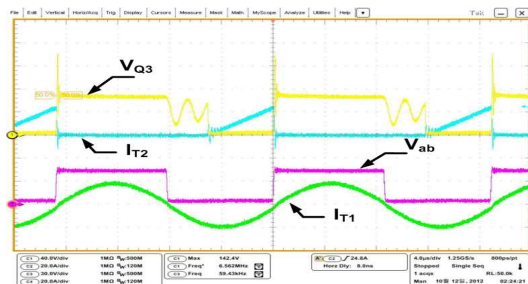
(a) Experimental waveforms of the terminal voltage and current ( $V_{in}=30V_{DC}$ ,  $V_o=400V_{DC}$ ,  $P_o=36W$ )



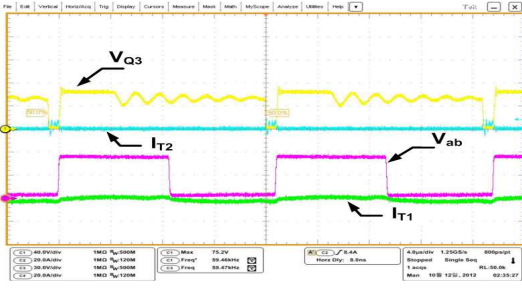
(b) Experimental waveforms of the terminal voltage and current ( $V_{in}=30V_{DC}$ ,  $V_o=400V_{DC}$ ,  $P_o=360W$ )



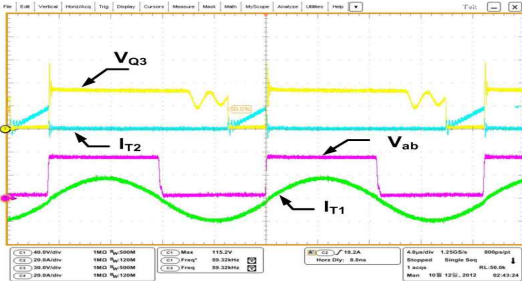
(c) Experimental waveforms of the terminal voltage and current ( $V_{in}=40V_{DC}$ ,  $V_o=400V_{DC}$ ,  $P_o=36W$ )



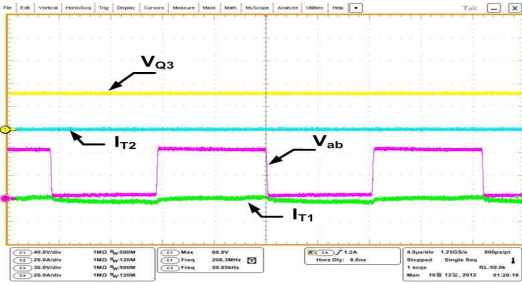
(d) Experimental waveforms of the terminal voltage and current ( $V_{in}=40V_{DC}$ ,  $V_o=400V_{DC}$ ,  $P_o=360W$ )



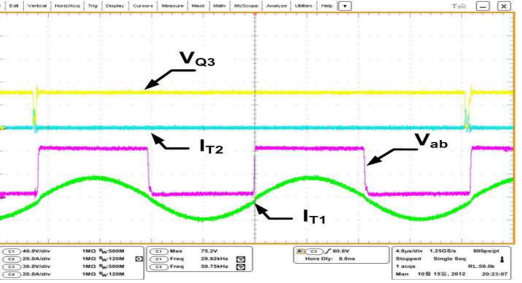
(e) Experimental waveforms of the terminal voltage and current ( $V_{in}=50V_{DC}$ ,  $V_o=400V_{DC}$ ,  $P_o=36W$ )



(f) Experimental waveforms of the terminal voltage and current ( $V_{in}=50V_{DC}$ ,  $V_o=400V_{DC}$ ,  $P_o=360W$ )



(g) Experimental waveforms of the terminal voltage and current ( $V_{in}=60V_{DC}$ ,  $V_o=400V_{DC}$ ,  $P_o=36W$ )



(h) Experimental waveforms of the terminal voltage and current ( $V_{in}=60V_{DC}$ ,  $V_o=400V_{DC}$ ,  $P_o=360W$ )

Fig. 10 Experimental waveforms due to the input voltage and load variations

부하변화(36W ~ 360W)에 따른 효율을 측정된 결과이다. 그림 11의 기존 2단 구성 DC-DC 컨버터의 경우 전체 평균효율은 93.20%이고, 입력전압 변화에 따른 각각의 평균효율은 입력전압 30V<sub>DC</sub>에서 90.89%, 40V<sub>DC</sub> 92.54%, 50V<sub>DC</sub> 93.93%, 60V<sub>DC</sub> 95.50%로 측정되었다. 그리고 그림 12는 제안된 플라이백컨버터와 LLC 공진컨

버터가 적용된 DC-DC 컨버터에 있어서 입력전압변화 (30V<sub>DC</sub>~ 60V<sub>DC</sub>) 및 부하변화(36W ~ 360W)에 따른 효율특성으로 전체 평균효율은 94.38%이고, 입력전압 변화에 있어서 각각의 평균효율은 입력전압 30V<sub>DC</sub>에서 92.39%, 40V<sub>DC</sub> 93.72%, 50V<sub>DC</sub> 94.91%, 60V<sub>DC</sub> 96.38%로 측정되었다. 저전압 대전류 입력 조건과 높은 출력전압을 요구하는 컨버터에 있어서 기존 승압컨버터와 LLC 공진컨버터가 직렬 연결된 2단 구성 컨버터는 직렬 연결된 회로 구성에 따라 효율특성을 저하시킨다. 하지만, 제안된 컨버터의 경우 1차측에서 플라이백 컨버터와 LLC 공진컨버터가 병렬 연결되어 동작됨으로 도통손실 저감에 따라 전체 평균효율이 1.18% 증가 하였다.

### 5. 결론

본 논문에서는 LLC 공진컨버터와 플라이백 컨버터로 구성된 넓은 입력전압범위(30V<sub>DC</sub>~60V<sub>DC</sub>)에서 동작 가능한 DC-DC 컨버터를 제안하였다. 제안회로는 입력전압 (30V<sub>DC</sub>~60V<sub>DC</sub>) 및 부하조건(36W~360W)에서 전체평균 효율 94.38%를 달성함으로써 기존 승압컨버터와 LLC공진컨버터를 적용한 2단 구성 DC-DC 컨버터와 비교하여 1.18%의 전체평균효율이 증가함을 확인할 수 있었다. 제안된 회로의 우수성과 타당성을 증명하기 위해 동작특성 및 이득특성을 분석하였고, 360W급 시제품제작 및 실험을 통하여 검증 하였다.

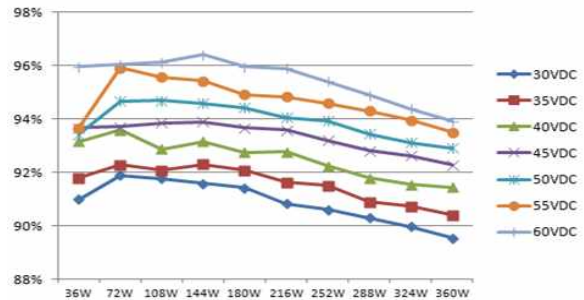


Fig. 11 Efficiency characteristics due to the input voltage and load variations in circuit of Fig 1

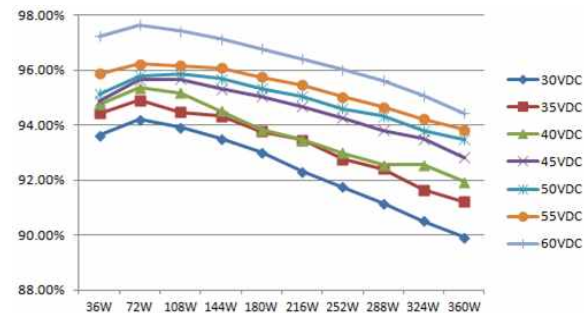


Fig. 12 Efficiency characteristics due to the input voltage and load variations in circuit of Fig 2



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

## 참 고 문 헌

- [1] S.B. Kjaer, J.K. Pedersen, F. Blaabjerg, "A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules," *IEEE Transactions on Industry Applications*, pp. 1292-1306, 2005.
- [2] Quan Li, Peter Wolfs, "A Review of the Single Phase Photovoltaic Module Integrated Converter Topologies With Three Different DC Link Configurations," *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 1320-1333, 2008.
- [3] Christian P. Dick, Heinz van der Broeck, etc. "Design and Implementation of a Modular Interactive System as Teaching Project," *PESC '06. 37th IEEE*, pp 1-7, 2006.
- [4] Geoffrey R. Walker, "Cascaded DC-DC converter connection of photovoltaic modules," *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 1130-1139, 2004.
- [5] Zhang Chao, He Xiangning, Zhao Dean, "Design and control of a novel module integrated converter with power pulsation decoupling for photovoltaic system," *IEEE ICEMS*, pp. 2637-2639, 2008.
- [6] Ho-Won Yoo, Yong-Min Jung, Seung-Beom Lim, Jun-Young Lee, Soon-Chan Hong, "DC-DC Converter of Fixed Duty Ratio Method for 1kW Photovoltaic System," *The Transactions of The Korean Institute of Power Electronics*, pp. 46-48, 2008. 6.
- [7] Hyung-Jun Chae, Kyoung-Dong Kim, Hyung-Rock Oh, Jun-Young Lee, "Isolated DC/DC Converter with Very Wide Input Voltage Ranges for Emergency Power Back-up System(EPBS)," *The Transactions of The Korean Institute of Power Electronics*, pp. 334-341, 2011. 8.
- [8] Eun-Soo Kim, "DC-DC Converter with Input Voltage Variable Ranges" Patent Application No. '10-2011-0083016'
- [9] Sang-Ho Jang, Young-Jae No, Cheol-ha Kang, Han-Seok Jeon, Eun-Soo Kim, "DC-DC Converter with Wide Input Voltage Ranges," *The Transactions of The Korean Institute of Power Electronics*, pp. 433-435. 2011. 7.



### 노영재(魯榮宰)

1988년 2월 6일생. 2011년 전주대 전기전자정보통신공학부 졸업. 현재 동 대학원 석사과정.



### 서함(徐菡)

1989년 9월 18일생. 2011년 전주대 전기전자정보통신공학부 졸업. 현재 동 대학원 석사과정.



### 강철하(姜喆廈)

1987년 5월 31일생. 2012년 현재 전주대 전기전자정보통신공학부 학부과정.



### 김은수(金恩洙)

1964년 3월 26일생. 1986년 중앙대 공대 전기공학과 졸업. 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2000년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1989년~2001년 한국전기연구원 전력전자 연구그룹 선임연구원(T/L). 2001년~현재 전주대 전기전자공학과 교수. 당 학회 학술이사.



### 장상호(張相皓)

1983년 11월 5일생. 2010년 전주대 전기전자통신공학부 졸업. 2012년 2월 동 대학원 전기전자공학과 졸업(석사). 현재 LG이노텍(주) 파워연구실 연구원.