

# 고전압 변환비의 극성 반전형 DC/DC 컨버터

정용준, 이재광, 한상규, 홍성수, 정동열, 김진욱\*, 이효범\*, 노정욱  
 국민대학교 전력전자 연구소, 삼성전기 (주) P&M 사업부\*

## Polarity Inversion DC/DC Converter With High Voltage Step-up Ratio

Yong-Joon Jung, Jae-Kwang Lee, Sang-Kyoo Han,  
 Sung-Soo Hong, Dong-Yeol Jung, \*Jin-Wook Kim, \*Hyo-Bum Lee, Chung-Wook Roh  
 Kookmin University Power Electronics Center, \*Samsung Electro-Mechanics Co., LTD.

### ABSTRACT

고압 전원 장치(High Voltage Power Supply)는 근래에 와서 산업전반에 응용이 매우 광범위하게 확산되고 있고 고전압 장치가 필수적으로 이용 되어야 하는 분야가 점차 확산되고 있다. 응용분야로는 신소재 개발과 플라즈마 응용을 위한 공업용과 민생용, 의료기기용, 군사용, 또한 프린터에 이르기까지 다양하게 있다. 가정이나 사무실에서 쉽게 접할 수 있는 IT장비인 프린터인 경우에도 전원 공급 장치의 측면에서는 화상형성에 있어 가장 필수적인 안정적이고 다기능을 가지는 고압 전원 장치를 적용하고 있고, 수요 또한 증가하고 있다.

본 논문은 낮은 입력 DC전압에서 높은 음의 DC전압을 출력하는 높은 변환 비의 극성 반전형 DC/DC 전력 변환 회로에 관한 것으로서, 하나의 스위치, 하나의 인덕터, 그리고 다수개의 캐패시터와 다이오드로 구성된다. 기존의 극성 반전형 DC/DC 컨버터 회로와 비교하여, 고압 변환 트랜스포머 대신에 인덕터를 사용할 수 있어, 자기 소자의 부피 및 크기는 물론 원가저감이 가능하다. 또한 반도체 소자의 Voltage Stress가 감소된다. 제안된 회로의 원리를 분석하고, 종래의 고압 전원 장치와 비교함으로써 장점을 알아본 후, 동작원리에 대한 타당성을 Simulation 및 실험을 통하여 검증한다.

### 1. 서론

그림 1은 종래의 고압 전원 장치를 위한 극성 반전형 DC/DC converter 회로를 나타낸다. 종래의 회로는 반도체 Switch 하나와 고압 변환 Transformer 하나에 다수의 Diode와 Capacitor로 전력단이 구성되어 있으며, 이른바 플라이백 컨버터[1]의 회로 구조에 전압 체배기(Voltage Multiplier) 회로[2]를 적용한 구조이다.

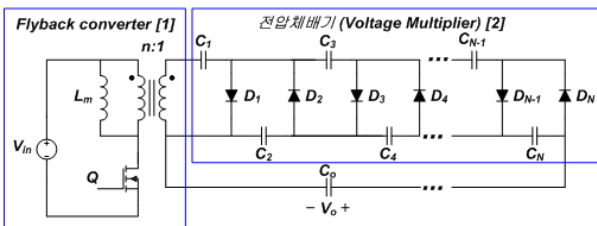


그림 1. 종래의 고압 전원 장치를 위한 DC/DC converter 전압 체배기(Voltage Multiplier) 회로[2]를 적용한 플라이백 컨버터 방식은 비교적 적은 소자 수로 구성되고 회로 구조가 간단하

여, 수 W 급의 낮은 전력 용량의 고압 전원 장치에 널리 사용되고 있다. 하지만, 고압 Transformer를 사용함으로써 Magnetic 소자의 부피 및 크기가 커지게 되고, 전압 체배기를 구성하는 Diode와 Capacitor의 전압 스트레스가 커져, 고 내압의 소자를 적용해야 하므로, 고압 전원 장치의 소형화와 경량화, 그리고 원가 저감에 장애 요소가 된다.

따라서 본 논문에서는 소자 Stress가 감소되고, 입출력 전압 변환 비가 크고 안정적인 Topology의 특성을 갖는 새로운 트랜스포머가 없는 고전압용 승압 형 회로를 제안한다. 제안된 회로에서는 Transformer를 사용하지 않고 Transformer 대신 Magnetic 소자로 Inductor가 사용된다. 이는 Magnetic 소자 사이즈의 감소 효과를 볼 수 있고, 전력변환효율이 증대된다. 제안된 회로의 원리를 분석하고, 종래의 고압 전원 장치와 비교함으로써 장점을 알아본 후, 동작원리에 대한 타당성을 Simulation 및 실험을 통하여 검증한다.

### 2. 고전압 변환비의 극성반전형 DC/DC Converter

그림 2.1은 제안된 높은 전압 변환비의 Two-Level 극성 반전형 DC/DC 컨버터의 회로도이다. 제안된 Two-Level 극성 반전형 회로는 일반적인 극성 반전형 DC/DC 컨버터와 회로 구성이 유사하지만 (Switch Q, Inductor Lm, Diode D0, Capacitor C0 로 구성됨), Transformer를 사용하지 않고 Transformer 대신 Magnetic 소자로 Inductor가 사용되며, 소자 내압 저감을 위해 Diode D1, D2와 Capacitor C1, C2 로 구성된 회로(Voltage Multi Cell)를 추가한 것이 다르다.

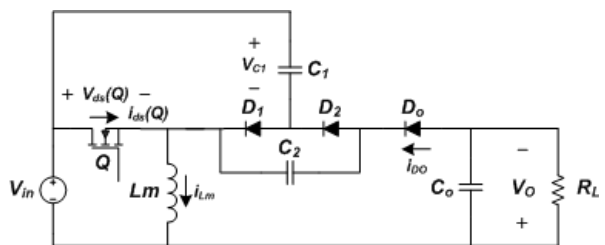
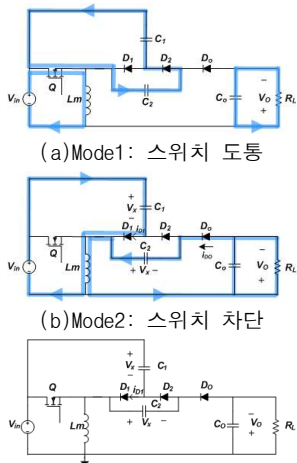


그림 2.1 제안된 Two-Level 극성 반전형 DC/DC 컨버터



(a) Mode1: 스위치 도통  
(b) Mode2: 스위치 차단  
(c) Mode3: 스위치, 다이오드 차단

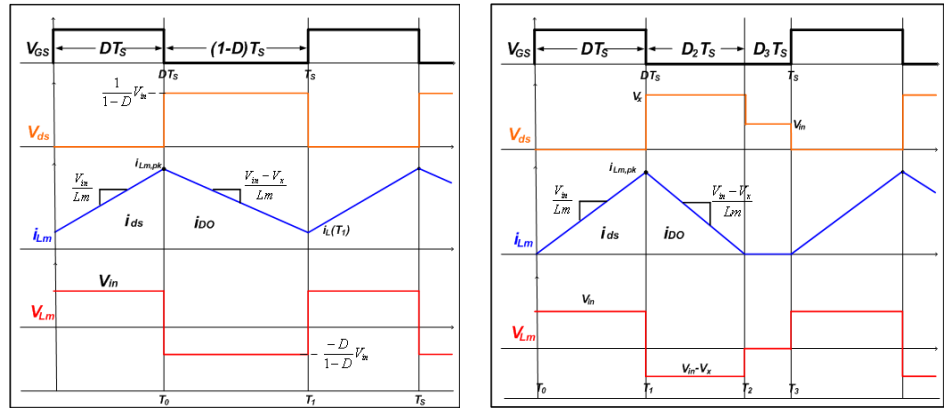


그림 2.3 연속전도 모드(CCM) 동작 시 주요 파형으로 그림 2.4 불연속전도 모드(DCM) 동작 시 주요 파형

### 2.1 CCM 및 DCM 회로 구성 및 동작 원리

그림 2.2은 Inductor 전류  $i_{Lm}(t)$ 의 연속전도 모드(Continuous Conduction Mode)와 불연속전도 모드(Discontinuous Conduction Mode) 동작 시에 반도체 스위치의 도통/차단에 따른 등가 회로이다. 그림 2.3은 연속전도 모드 동작 시 주요파형이고, 그림 2.4는 불연속전도 모드 동작 시 주요파형이다. 제안한 회로의 주요 전압/전류 파형. 각 구간별 등가회로에 대한 설명은 다음과 같다.

**Mode 1** [ $T_0$ - $T_1$ ] :  $t=T_0$ 에서 스위치 Q가 차단되면, 다이오드  $D_1$ 과 출력다이오드  $D_0$ 가 도통되고, Inductor  $L_m$ 에 저장된 에너지는  $Lm \cdot V_{in} \cdot C_1 \cdot D_1$ 의 경로와  $Lm \cdot C_0 \cdot D_0 \cdot C_2$ 의 경로로 방전하게 된다. 따라서, Inductor  $L_m$ 에 흐르는 전류  $i_{Lm}(t)$ 는 다음과 같다.

$$i_{Lm}(t) = i_{Lm}(T_0) + \frac{V_{in} - V_x}{L_m}(t - T_0) \quad (1)$$

$t=T_1$ 에서  $i_{Lm}(T_1)$ 은 다음과 같다.

$$i_{Lm}(T_1) = i_{Lm}(T_0) + \frac{V_{in} - V_x}{L_m}(1 - D)T_s \quad (2)$$

여기서,  $D$ 는 스위치 Q의 도통/차단의 시비율이고,  $T_s$ 는 스위칭 주기이다. Mode1의 구간 동안, 다이오드  $D_2$ 의 역방향 전압  $V_{D2}$ 와 스위치 Q의 Drain-to-Source 전압  $V_{DS(Q)}$ 는 전부  $V_x$ 가 인가됨을 알 수 있다.

**Mode 2** [ $T_1$ - $T_2$ ] :  $t=T_1$ 에서 스위치 Q가 도통하면, 다이오드  $D_1$ 과  $D_0$ 는 차단되고, 다이오드  $D_2$ 가 도통한다. Inductor  $L_m$ 에는 경로  $V_{in} \cdot Q \cdot Lm$ 로 에너지가 저장된다. 따라서, Inductor  $L_m$ 에 흐르는 전류  $i_{Lm}(t)$ 는 다음과 같다.

$$i_{Lm}(t) = i_{Lm}(T_1) + \frac{V_{in}}{L_m}(t - T_1) \quad (3)$$

$t = T_2$ 에서,  $i_{Lm}(T_2)$ 은 다음과 같다.

$$i_{Lm}(T_2) = i_{Lm}(T_1) + \frac{V_{in}}{L_m}DT_s = i_{Lm}(T_0) \quad (4)$$

Mode2의 구간동안 다이오드  $D_2$ 가 도통하면  $C_1 \cdot Q \cdot C_2 \cdot D_2$ 의 경로가 형성되어, Capacitor  $C_1$ 과  $C_2$ 의 양단 전압  $V_{C1}$ 과  $V_{C2}$ 는

출력다이오드  $D_0$ 의 역방향 전압  $V_{D0}$ 는 각각  $V_x$ 와  $V_{in} + V_0 - V_x$ 가 인가됨을 알 수 있다.  $t=T_2$ 에서 스위치 Q가 차단되면 Mode 2는 끝나고, 다음 한 주기 동작을 반복하게 된다. 식 (2)와 식 (3)을 연립하면, Capacitor  $C_1$ 과  $C_2$ 의 양단 전압  $V_x$ 와 입출력 전압 변환비  $V_0/V_{in}$ 를 각각 다음 식들과 같이 구할 수 있다.

$$V_x = \frac{V_{in}}{1-D} \quad (5) \quad \frac{V_0}{V_{in}} = \frac{1+D}{1-D} \quad (6)$$

여기서 주목할 점은, 시비율  $D$ 는 0에서 1사이의 값이므로, 항상  $V_{in} < V_x < V_0$ 의 관계가 성립함을 알 수 있다.

**Mode 3** [ $T_2$ - $T_3$ ] : Mode3는 불연속전도 모드 동작시의 설명이다.  $t=T_2$ 에서 모든 다이오드는 차단되고, 인덕터 양단에 인가되는 전압과 인덕터에 흐르는 전류는 전부 영이 된다. Mode 3 구간 동안  $V_{DS(Q)}$ ,  $V_{D0}$ ,  $V_{D1}$ ,  $V_{D2}$ 의 전압은 각각  $V_{in}$ ,  $V_0 - V_x$ ,  $V_x - V_{in}$ ,  $V_{in}$ 이 된다.  $t=T_3$ 에서 스위치 Q가 도통하면 한주기 동작을 반복한다. 불연속 전도 모드 동작 시 캐패시터  $C_1$ 과  $C_2$ 의 양단 전압  $V_x$ 와 입출력 전압 변환 비  $V_0/V_{in}$ 는 각각 다음과 같다.

$$V_x = \frac{D+D_2}{D_2}V_{in} \quad (7) \quad V_0 = \frac{2 \cdot D + D_2}{D_2}V_{in} \quad (8)$$

그림 3.4에서 보면, 출력부하 전류  $I_0$ 는 출력 다이오드 전류  $i_{D0}$ 의 평균값이고, 다음 식을 만족한다.

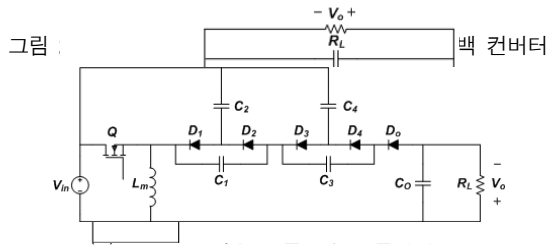
$$I_0 = \frac{V_0}{R_L} = \frac{D_2 \cdot i_{Lm}(T_1)}{4} \quad (9)$$

$D_2$ 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$D_2 = \frac{2K}{D} \cdot \frac{V_0}{V_{in}} \quad (10)$$

여기서,  $K = 2L_m / (R_L T_s)$ 로 정의 한다. 식 (10)을 식 (8)에 대입하면, 불연속 전도 모드 동작 시 제안된 회로의 입출력 전압 변환 비  $V_0/V_{in}$ 를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{1 + \sqrt{1 + \frac{4D^2}{K}}}{2} \quad (11)$$



## 2.2 기존 회로와의 비교

제안된 극성반전 DC/DC 컨버터는 기존의 회로에 비해, 구성되는 소자의 내압이 줄어들므로 낮은 내압의 원가가 싼 소자로 구성할 수 있다. 이를 살펴보기 위해 먼저 제안된 3-Level 극성 반전 DC/DC 컨버터와 3배 전압 채배기를 적용한 플라이백 컨버터의 소자 전압 스트레스를 비교한다. 그림 2.5(a)는 3배 전압 채배기를 사용한 플라이백 컨버터 회로도이다. 여기서, 트랜스포머의 권선비는 1로 가정한다. 기존 회로의 경우 제안된 회로와 비교하여(그림 2.5(b)) 다이오드 4개만큼 소자 수가 적다. 주목할 것은 제안된 회로의 경우 소자 수는 많아지지만, 내압이 낮은 싼 소자들로서 회로를 구성할 수 있어서 궁극적으로 전체 전원 장치의 원가는 감소할 수 있다는 점이다. 표 1은 CCM 모드 동작의 경우 제안된 3-Level 회로와 기존 3배 전압 채배기를 적용한 회로의 소자 전압 스트레스의 비교 결과이다. 표에서 살펴보면, 동일한 입출력 전압 조건하에서 제안된 회로의 시비율은 기존 회로의 경우에 비해 적게 되고, 이에 따라 커패시터 \$C\_4\$ 전압을 제외한 모든 소자의 전압 스트레스가 감소한다.

비교항목	기존회로	제안회로
입출력 전압 변환 비	$M = \frac{1+D^*}{1-D^*}$	$M = \frac{2+D}{1-D}$
시비율 (D)	$D^* = \frac{M-1}{M+1}$	$D = \frac{M-2}{M+1}$
다이오드 최대 역전압	$V_{D1} = V_{D2} = V_{D3} = V_{D4} = V_{D5} = \frac{V_{in}}{1-D^*}$	$V_{D1} = V_{D2} = V_{D3} = V_{D4} = V_{D5} = \frac{V_{in}}{1-D}$
커패시터 전압	$V_{C1} = \frac{D^*}{1-D^*} V_{in}$ $V_{C2} = V_{C3} = \frac{1}{1-D^*} V_{in}$	$V_{C1} = V_{C2} = V_{C3} = \frac{V_{in}}{1-D}$ $V_{C4} = \frac{2V_{in}}{1-D}$
스위치 최대 Drain-Source 전압	$V_{ds} = V_{in} + \frac{D^*}{1-D^*} V_{in}$	$V_{ds} = V_{in} + \frac{1}{1-D} V_{in}$

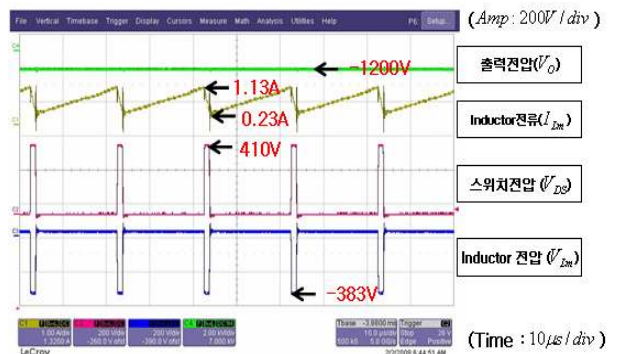


그림 3.1 제안회로의 실험 결과 파형

## 3. 제안회로의 실험결과

그림 3.1은 제안된 3-Level 극성 반전 DC/DC 컨버터 회로의 하드웨어 실험 결과이다. 실험 Parameter는 Simulation Parameter와 같다. 실험결과, 출력전압은 -1.2kV가 나왔다. 이론값과 정확히 일치하는 결과이다. 인덕터의 전류파형은 CCM Mode 동작하고 있으며, 최대전류는 1.13A이고 최소전류는 0.23A로 Simulation과 오차범위 내에서 일치하는 결과를 보였다. 스위치의 Drain-source 양단 전압은 410V로 나왔다. 인덕터 양단전압은 스위치 ON time 시 24V, OFF time 시 -383V가 나왔다. 모든 실험결과 값이 Simulation 결과 값과 계산된 값과 오차범위(5%)내에서 일치한다.

## 4. 결론

고전압 설계 시 소자 stress가 감소되고, 입출력 전압비가 크고 안정적인 topology의 특성을 갖는 새로운 높은 전압 변환비의 극성 반전형 DC/DC 전력 변환 회로를 제안하여, 소형화와 저가격화 할 수 있는 방법을 중점적으로 연구하였다. 본 논문에서 제안한 극성 반전형 DC/DC 전력 변환 회로의 N-Level의 CCM/DCM 회로 구성 및 동작원리를 각 모드별로 설명하였으며, 입출력 변환 비를 수학적으로 분석하였다. 또한 설계예시를 통하여 동일 입출력사양으로 기존의 전압 채배기를 적용한 플라이백 컨버터와의 설계 비교를 통해 제안회로의 장점을 설명하였으며, 제안된 회로의 이론적인 결과를 검증하기 위해 시뮬레이션과 실험을 수행하였다. 그 결과 제안회로의 동작모드의 수치적인 해석과 일치함을 볼 수 있었으며, 제안된 모델의 타당성을 입증하였다.

이 논문은 삼성전기의 연구비 지원에 의하여 연구되었음

## 참고 문헌

- [1] Billings KH: Switchmode power supply handbook, 2nd ed., McGraw-Hill, chapter3, pp. 64-107, 1999
- [2] N.Kasa & T.Lida "A Transformer-Less Single Phase Inverter using a Buck-Boost type Chopper Circuit for Photovoltaic Power System" Proceedings of ICPE'98, Seoul, pp.978-981.