

개선된 영전압·영전류 스위칭 3 레벨 DC/DC 컨버터

김은수, 최선호, 박성수, 박진영, 양승철
전주대학교

An Improved ZVZCS Three-Level DC/DC Converter

E.S. Kim, S.H. Choi, S.S. Park, J.Y. Park, S.C. Yang,
Jeonju University

ABSTRACT

The conventional three-level high frequency phase-shifted dc/dc converter has a disadvantage that a circulating current flows through transformer and switching devices during the freewheeling interval. Due to this circulating current and RMS current stress, conduction losses of transformer and switching devices increases. To alleviate these problems, we propose an improved three-level Zero Voltage and Zero Current Switching (ZVZCS) dc/dc converter using a tapped inductor, a snubber capacitor and two snubber diodes attached at the secondary side of transformer. The proposed ZVZCS converter is verified on a 7 kW, 30kHz experimental prototype.

1. 서론

입력전압의 승압화(220VAC → 380VAC)와 충전기 등 DC 전원설비 입력단에 입력역률 개선을 위한 3상 AC/DC Boost 컨버터의 적용이 요구되고 있다. 특히, 그림 1에 나타낸 AC 입력부에 입력역률개선회로적용에 따라 3상 AC/DC Boost 컨버터 후단에 적용되는 풀 브리지 DC/DC 컨버터[1,2]의 입력컨덴서전압(V_{in})이 상승되어 DC/DC 컨버터 구성요소인 스위칭소자의 스위칭 시 턴-온/오프 손실이 증가하고 적용 스위칭소자의 전압정격이 상승하게 된다. 따라서, 적용 스위칭소자의 스위칭 동작 주파수를 높이는데 제한요소가 많아지게 되어 스위칭전원의 소형, 경량 및 고효율을 이루기 어렵다. 이를 해결 및 개선하기 위한 방편으로 3레벨 DC/DC 컨버터적용 DC 전원설비가 최근 발표되어 보고되고 있다 [2,3]. 종래의 위상전이 영전압 스위칭 풀-브리지 DC/DC 컨버터 적용 대신에 영전압 스위칭 3레벨 DC/DC 컨버터를 적용함으로써 적용 스위칭소자의 전압정격을 종래

의 위상전이 영전압 스위칭 풀-브리지 DC/DC 컨버터에 비해 1/2정도의 전압정격을 낮출 수 있다. 하지만, 그림 2에 나타낸바와 같이 종래의 위상전이 영전압 스위칭 풀-브리지 DC/DC 컨버터와 비슷하게 영전압 스위칭 3레벨 DC/DC 컨버터의 동작 모드 및 파형에서도 순환모드 구간동안 흐르는 순환전류에 따라 스위칭소자 및 변압기에서의 도통손실이 증가하는 단점을 갖고 있다. 따라서, 본 논문에서는 스위칭전원의 효율개선 및 스위칭 주파수를 증가시키기 위한 보다 개선되고 진보된 영전압·영전류 스위칭 3 레벨(Level) DC/DC 컨버터적용 정류기에 대한 주 회로특성분석 및 7kW 용량의 DC/DC 컨버터의 실험한 결과에 대해 서술하고자 한다.

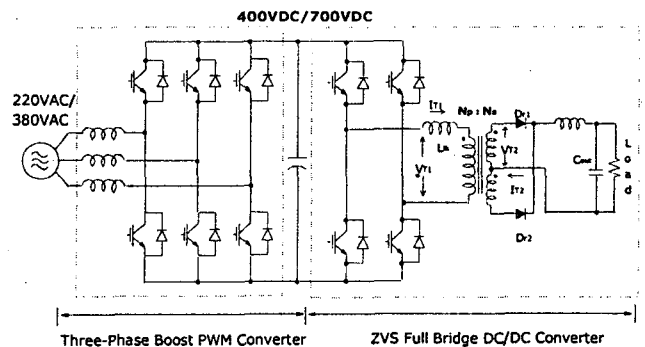
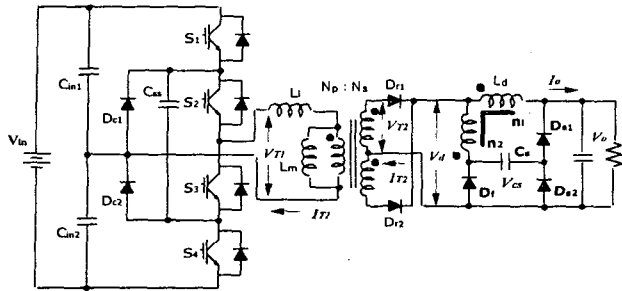


그림 1. 영전압 스위칭(ZVS) 풀 브리지 DC/DC 컨버터

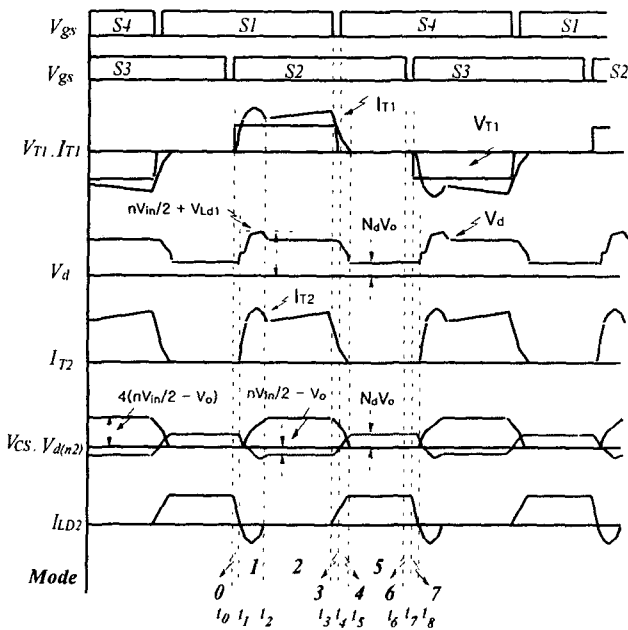
2. 제안된 탭-인덕터 및 스너버 커패시터 적용 ZVZCS 3레벨 DC/DC 컨버터

제안된 영전압·영전류 스위칭 3 레벨 DC/DC 컨버터는 그림 2(a), (b)에 나타낸 탭-인덕터 적용 영전압·영전류 스위칭 3 레벨 DC/DC 컨버터에 작은 용량의 스너버 커패시터 C_s 와 두 개의 스너버 다이오드 (D_{s1} , D_{s2})를 삽입하여 순환모드동안 도통손실을 발생시키는 고주파변압기 순환전류를 보다 빨리 저감(Reset)시킬 수 있고, 정류다이오드 D_{r1} , D_{r2} 와 환류다이오드 D_f 의 전압 스트레

스를 억제시킬 수 있는 보다 개선되고, 진보된 영전압·영전류 스위칭 3 레벨 DC/DC 컨버터에 대한 내용이다.



(a) 제안된 스너버회로 적용 ZVZCS 3 Level DC/DC 컨버터



(b) 동작 파형

그림 2. 제안된 탭-인덕터 및 스너버적용 3레벨 영전압·영전류 스위칭 DC/DC 컨버터

분석을 간단히 하기 위해 출력 탭 인덕터 $L_{d(n1)}$ 는 정전류원으로 고려할 만큼 매우 크고, 모든 스위칭소자는 이상적이라고 가정하고, t_0 이전 시점에서 스위칭소자 S_1 이 이미 턴-온 되어 있고, 고주파 변압기 1차 전류 I_{T1} 은 0으로 저감되어 있다는 가정 하에 제안된 영전압·영전류 3 레벨 DC/DC 컨버터는 정상상태에서 반 주기동안 다음 8개의 동작모드를 갖는다.

Mode 0 ($t_0 \sim t_1$): t_0 시점에서 S_2 가 영 전류에서 턴-온 되면 $1/2V_{in}$ 전압이 스위칭소자 S_1, S_2 를 통해 고주파 변압기 T_R 에 인가된다. 고주파 변압기 1차 전류 I_{T1} 은 $C_{in1} \Rightarrow S_1 \Rightarrow S_2 \Rightarrow$ 고주파 변압기 $T_R \Rightarrow C_{in1}$ 을 통해 식(5)의 기울기를 가지고 상승하면서 흐른다. 이때, 고주파 변압기 2차 전류 I_{T2} 는 출력부하전류 I_0 에 이르지 못하였으므로 출력부하전류 I_0 는 환류다이오드 D_1 와 탭-

인덕터 2차 권선 $L_{d(n2)}$ 을 통해 흐르는 프리휠링 전류 I_{df} 와 고주파 변압기 2차 전류 I_{T2} 의 합 전류이다. 따라서, 출력부하전류 I_0 가 탭-인덕터 1, 2차 권선을 통해 환류 (Free-wheeling) 하고 있으므로 탭-인덕터 1, 2차 권선 전압극성은 이전 상태의 전압극성으로 변화 없이 유지되어 동작된다.

$$\frac{dI_{T1}}{dt} = \frac{V_{in}}{L_1 + L_m} + \frac{V_{in} - V_d}{L_1} \approx \frac{V_{in} - \frac{N_d V_o}{n}}{L_1}$$

$$V_d(t) \approx N_d V_o$$

$$\text{여기서, } n = \frac{N_s}{N_p}, N_d = \frac{n_2}{n_1 + n_2}, L_m \gg L_1$$

Mode 1 ($t_1 \sim t_2$): t_1 시점에서 고주파 변압기 1차 전류 I_{T1} 이 1차 측으로 유도된(Reflected) 출력부하전류 nI_0 에 이르게되면 변압기 2차 측 전압 V_{T2} 가 유기 되고, 탭-인덕터 2차 권선과 환류다이오드 D_1 를 통해 흐르던 전류가 0으로 저감되어 환류다이오드 D_1 가 소프트하게 턴-오프 되고 탭-인덕터 1, 2차 권선 전압의 극성이 반전된다. t_1 시점부터 고주파 변압기 2차 전류 I_{T2} 는 출력부하전류 I_0 및 t_0 이전 시점에 0 전압으로 방전되어 있던 스너버 커패시터를 통해 즉, 탭-인덕터 2차 권선 $L_{d(n2)} \Rightarrow$ 스너버 커패시터 $C_s \Rightarrow$ 스너버 다이오드 $D_{s1} \Rightarrow$ 출력부하(또는 탭-인덕터 1차 권선)를 통해 흐르는 충전전류 I_{cs} 를 감당하게된다.

이때, 충전전류 I_{cs} 는 스너버 커패시터 C_s 를 통해 흐르기 때문에 탭-인덕터 1, 2차 권선은 단락되어 충전전류 I_{cs} 는 스너버커패시터 C_s 와 탭-인덕터의 누설인덕턴스 L_{dl} 과의 공진에 의한 전류가 흐르고, 탭-인덕터 1, 2차 권선 전압 ($V_{Ld}(t) = V_{Ld1}(t) + V_{Ld2}(t)$)은 캐패시터 전압 $V_{cs}(t)$ 와 같다. 따라서, 변압기 2차 측 및 정류부 후단 과도전압 $V_{T2}(t)$ 및 $V_d(t)$ 는 탭-인덕터 2차측 역 바이어스전압 ($V_{Ld2}(t) = -N_d V_{cs}(t)$)과 스너버 커패시터 전압 $V_{cs}(t)$ 그리고 출력전압 (V_o)의 합이다. (또는, 탭-인덕터 1차측 전압 ($V_{Ld1}(t) = -\frac{n_1}{n_1 + n_2} V_{cs}(t)$)과 출력전압 (V_o)의 합) t_2 시점에서 스너버 커패시터 C_s 가 만 충전되면 스너버 커패시터 C_s 에는 공진 충전전류가 더 이상 흐르지 않고 변압기 2차 전류 I_{T2} 는 출력부하전류 I_0 만을 감당하여 흐르게 된다. 따라서, 제안된 컨버터의 2차 측 출력정류부 단자에 인가되는 피크전압 (V_{T2peak} 및 V_{dpeak})은 t_2 시점에서 탭-인덕터 1, 2차 권선 n_1, n_2 가 같다면 아래 식과 같이 억제되어 인가된다.

$$V_{T2peak}(t_2) = V_{dpeak}(t_2) = V_{T2} + V_{Ld1}(t_2)$$

여기서, 탭-인덕터 1차 권선 피크전압은

$$V_{Ld1}(t_2) = \frac{nV_{in}}{2} - V_o, \quad V_{T2} = \frac{nV_{in}}{2}$$

Mode 2 ($t_2 \sim t_3$) : 스너버 커패시터 C_s 가 t_2 시점에서 탭 인덕터를 매개로 충전이 끝나면 모드 2구간동안 입력 전력이 단지 출력부하로 전달되는 구간으로 출력전압이 V_o 로 일정하다고 가정하면 변압기 1차 측에 흐르는 전류기울기는 아래 식과 같은 기울기로 상승하고, 변압기 2차 측 및 정류부 후단 전압 $V_{T2}(t)$ 및 $V_d(t)$ 는 변압기 1차 측에 인가된 전압이 2차 측에 유도 되어 인가된다.

$$\frac{dI_{T1}}{dt} \approx \frac{\frac{V_{in}}{2} - \frac{V_o}{n}}{L_l + \frac{L_d}{n^2}}$$

$$V_{T2}(t) = V_d(t) = \frac{nV_{in}}{2}$$

Mode 3 ($t_3 \sim t_4$) : t_3 시점에서 스위칭소자 S_1 이 턴-오프 되고, 고주파변압기 1차 측으로 유도된 출력부하전류 I_o/n 는 고주파변압기 누설인덕턴스 L_l 과 Flying 커패시터 C_s 를 통해 스위칭소자 S_1 과 S_4 의 병렬 기생 커패시턴스를 충·방전시킨다. 스위칭소자 S_1 의 기생 커패시턴스 C_p 에 충전된 전압이 $V_{in}/2$ 에 도달하고, 이와 동시에 스위칭소자 S_4 의 기생 커패시턴스 전압이 0전압으로 방전되어 스위칭소자 S_1 과 S_4 의 병렬 기생 커패시턴스 충·방전이 끝나고, Clamping 다이오드 D_{C1} 이 도통하기 시작할 때 이 모드는 끝난다. 이와 동시에 초기

$V_{cs}(t_3) = 4(\frac{nV_{in}}{2} - V_o)$ 로 충전되어있던 스너버커패시터는 탭-인덕터와 출력부하로 방전하기 시작하고 출력전압 V_o 와 방전하고있는 스너버커패시터전압 $V_{cs}(t)$ 이 같을때, 탭-인덕터 1, 2차 권선 전압극성이 반전된다.

$$V_{s1}(t) = \left(\frac{I_m + nI_o}{2C_p}\right) \cdot t$$

$$\frac{dI_{T1}}{dt} \approx \frac{\frac{V_{in}}{2} - V_{s1}(t) - \frac{V_d(t)}{n}}{L_l}$$

$$V_{T2}(t_4) = V_d(t) = N_d(V_o - V_{cs}(t)) + V_{cs}(t)$$

$$V_{cs}(t) = 4\left(\frac{nV_{in}}{2} - V_o\right) \cdot e^{-\frac{R}{2L_d}t} \left[\cos\sqrt{\left(\frac{R}{2L_d}\right)^2 - \frac{1}{L_d C_s}} \cdot t + \frac{\frac{R}{2L_d}}{\sqrt{\left(\frac{R}{2L_d}\right)^2 - \frac{1}{L_d C_s}}} \sin\sqrt{\left(\frac{R}{2L_d}\right)^2 - \frac{1}{L_d C_s}} \cdot t \right]$$

Mode 4 ($t_4 \sim t_5$) : S_4 의 기생 커패시터 C_p 전압이 0 전압으로 된 후에 S_4 가 턴-온 되면 영전압 상태에서 턴-온되고, 고주파 변압기 1차 전류 I_{T1} 은 $S_2 \Rightarrow$ 고주파 변

압기 $T_R \Rightarrow$ Clamping 다이오드 D_{C1} 을 통해 순환전류가 흐른다. 이때, 순환전류에 의해 고주파변압기 1차 권선 단자전압 V_{T1} 은 0이 되고, 탭-인덕터 2차권선 전압 $V_{d(n2)}$ 및 스너버 커패시터전압 V_{cs} 의 합전압 ($V_d(t) = V_{d(n2)}(t) + V_{cs}(t)$)이 고주파변압기 2차측 및 출력정류다이오드 $D_{r1}(D_{r2})$ 에 역 바이어스 전압으로 인가되어 변압기 1, 2차 측에 흐르는 순환전류가 빠른 기울기를 가지고 0전류로 저감되고, 고주파 변압기에 축적된 누설 에너지는 리셋 되어 고주파변압기 1, 2차 권선이 Open 된다. 따라서, 고주파변압기 순환전류를 0으로 저감시키기 위한 리셋전압이 다른 보조회로를 적용한 회로방식에 비해 제안된 회로방식이 보다 큰 리셋전압을 가지고 동작되므로 보다 나은 영전압·영전류 스위칭(ZVZCS) 동작특성을 갖는다. 또한, 이 구간동안 스너버 커패시터 전압 V_{cs} 는 탭-인덕터 2차 권선 $L_{d(n2)}$ 및 탭-인덕터 1차 권선 $L_{d(n1)}$ 을 통해 출력부하로 방전되면서 0전압으로 방전된다.

$$\frac{dI_{T1}}{dt} \approx \frac{-\frac{V_d(t)}{n}}{L_l}$$

$$V_{T2}(t) = V_d(t) = V_{d(n2)}(t) + V_{cs}(t) = N_d(V_o - V_{cs}(t)) + V_{cs}(t)$$

Mode 5 ($t_5 \sim t_6$) : 고주파 변압기 1, 2차 측 순환전류가 0으로 저감되면 2차 측 정류다이오드 D_{r1} 은 턴-오프 되고 출력 부하전류 I_o 는 환류 다이오드 D_r 와 탭-인덕터 1, 2차 권선을 통해 흐르기 시작한다.

$$V_{cs}(t_5) = 0V$$

$$V_d(t) \approx N_d V_o = \frac{n_2}{n_1 + n_2} V_o$$

또한, 0값에 가까운 1차 측 고주파변압기 순환전류 I_{T1} 이 $S_2 \Rightarrow$ 고주파변압기 $T_R \Rightarrow$ Clamping 다이오드 D_{C1} 을 통해 흐른다. $t_5 \sim t_6$ 의 순환모드 구간동안 저감된 1차 측 변압기 및 브리지(Bridge) 순환전류에 따라 주 스위칭소자 S_2 , $D_{C1}(S_3, D_{C2})$ 및 고주파 변압기 T_R 은 저감된 동손손실특성을 갖는다.

Mode 6 ($t_6 \sim t_7$) : t_6 시점에서 거의 0으로 저감된 변압기 순환전류 I_{T1} 에 따라 스위칭소자 S_2 는 영 전류에서 턴-오프 되고, 고주파 변압기에 흐르는 미소 순환전류에 따라 데드타임 구간동안 스위칭소자 S_2 와 S_3 의 기생 커패시턴스 C_p 를 충·방전시킨다. 만약 S_2 의 기생 커패시턴스 전압이 $V_{in}/2$ 전압으로, S_3 의 기생 커패시턴스 전압이 0전압에 이르는 t_7 시점에서 스위칭소자 S_3 이 턴-온 되면 영 전압, 영 전류상태에서 턴-온 스위칭 동작이 되면서 이 모드는 끝난다.

$$V_d(t) = \left(\frac{I_m}{2C_p}\right) \cdot t$$

$$V_d(t) \approx N_d V_o = \frac{n_2}{n_1 + n_2} V_o$$

Mode 7 ($t_7 \sim t_8$) : t_7 시점에서 스위칭소자가 턴-온 되면 이미 S_4 가 턴-온 되어 있으므로 고주파변압기 1차 측에 $V_{in}/2$ 전압이 인가되고, 고주파변압기 1차 전류 I_{T1} 은 모드 0에서와 같이 $C_{in2} \Rightarrow$ 고주파 변압기 $T_R \Rightarrow S_3 \Rightarrow S_4$ 를 통해 흐르면서 상승한다. 이 구간 끝에서 고주파변압기 1차 전류 I_{T1} 이 고주파변압기 1차 측으로 유도된(Reflected) 출력부하전류 I_o/n 에 이르고, 다음 반주기가 시작된다.

3. 실험 결과

본 논문에서 실험된 회로는 3 레벨 DC/DC 컨버터를 제작하여 영전압·영전류 스위칭을 위한 제안된 보조회로를 이용하여 실험적용 하였다. 사용된 고주파 변압기는 페라이트 재질의 코어를 선정하여 사용하였으며 주회로의 입력 조건은 3상의 상용 입력 전원 380VAC를 입력하여 브리지 정류회로를 거쳐서 정류된 직류의 540VDC를 3 레벨 DC/DC 컨버터 입력으로 받고, 컨버터의 출력은 부하 전류 60A, 출력전압 120V, 7kW의 출력사양에 대하여 제작했다. 적용 스위칭 소자는 600V, 200A IGBT를 사용하였고 실험에 적용된 스위칭 주파수는 30kHz로 동작하였다.

그림 3은 영전압 스위칭(ZVS) 3레벨 DC/DC컨버터의 고주파 변압기 1차 측 및 2차 측 전압, 전류 파형을 보여주고 있다. 실험결과 파형에서 보는바와 같이 위상전이(Phase Shift) 제어신호에 의한 동작특성에 따라 순환 모드 구간동안 고주파 변압기 1차 측 전압 V_{T1} 은 0전위가 되므로 고주파 변압기 T_R 를 통해 입력에너지를 2차 측으로 전달하지 못하면서 스위칭소자와 고주파 변압기를 통해 순환전류만이 흐르는 것을 볼 수 있다. 이는 스위칭소자 및 고주파 변압기에 도통손실을 증가시키는 요인이 된다. 따라서, 이러한 순환전류를 저감하기 위해 탭-인덕터와 스너버커패시터 및 스너버다이오드로 구성된 제안된 영전압·영전류 스위칭 DC/DC 컨버터를 적용할 수 있다.

그림 4는 제안된 탭-인덕터와 스너버커패시터 및 스너버다이오드를 적용한 영전압 영전류 스위칭 3 레벨 DC/DC컨버터의 고주파 변압기 1, 2차 전압 전류 파형으로서, 순환모드구간동안 탭-인덕터 전압과 스너버 커패시터의 전압의 합 전압이 고주파변압기 누설인덕턴스에 축적된 순환전류를 리셋 시키는데 이용되어 순환전류를 빨리 0으로 저감시킨다. 따라서, 저감된 순환전류에 따라 스위칭소자 및 변압기의 도통손실을 2~3%정도 줄일 수 있었다.

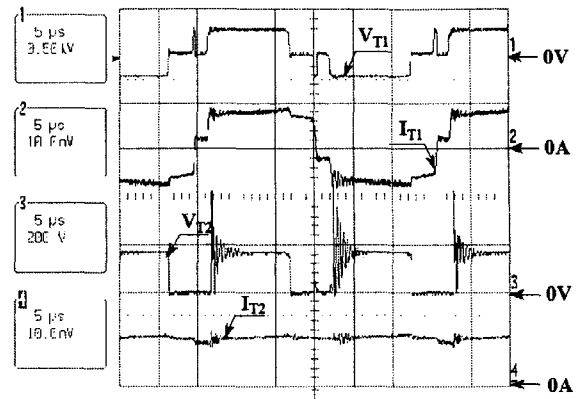


그림 3. 영전압 스위칭(ZVS) 3 레벨 DC/DC 컨버터 고주파 변압기 1, 2차 측 전압, 전류 파형 (500V/div, 50A/div, 200V/div, 50A/div, 5μs/div)

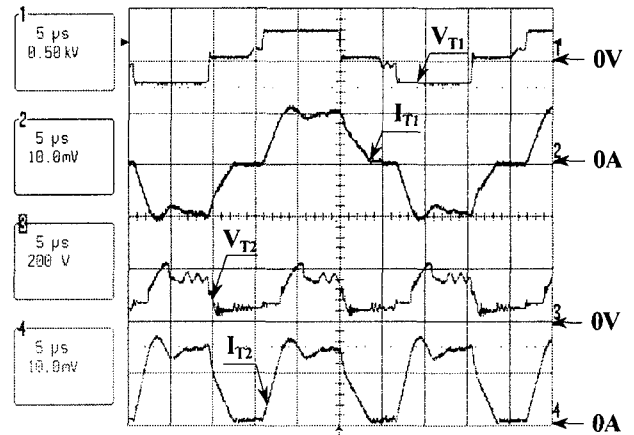


그림 4. 제안된 보조회로적용 영전압·영전류 스위칭 3 레벨 DC/DC 컨버터 고주파 변압기 1, 2차 측 전압, 전류 파형 ($C_s=0.1\mu F$), (500V/div, 50A/div, 200V/div, 50A/div, 5μs/div)

참 고 문 헌

- [1] Dhaval B. Dalal, A 500KHz Multi-Output Converter with Zero Voltage Switching, APEC, 1990, pp. 265-274.
- [2] J. Renes Pinheiro, Ivo Barbi, The Three-Level ZVS PWM Converter A New Concept In High Voltage DC-To-DC Converter, IECON, 1992, pp. 173-178.
- [3] Francisco Canales, Peter M. Barbosa, Fred C. Lee, A Zero Voltage and Zero Current Switching Three Level DC/DC Converter, APEC, 2000, pp. 314-320.
- [4] S. Hamada, M. Michihira, M. Nakaoka, Using A Tapped Inductor for Reducing Conduction Losses in a Soft Switching PWM DC-DC Converter, EPE, 1993, pp. 130-134.