



저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



변경금지. 귀하는 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공할 수 없습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 [이용허락규약\(Legal Code\)](#)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

[Disclaimer](#)

공학석사 학위논문

스위치 전압 스트레스 감소를 위한
포워드 컨버터의 스너버 회로에 관한
연구



제어계측공학과

이건용

공학석사 학위논문

스위치 전압 스트레스 감소를 위한
포워드 컨버터의 스너버 회로에 관한
연구



지도교수 김 만 고

이 論文을 工學碩士學位論文으로 提出함

2015년 2월

부경대학교 산업대학원

제어계측공학과

이건용

이 논문을 이건용의 공학 석사
학위논문으로 인준함



주 심 공학박사 김 남 호 (인)

위 원 공학박사 황 용 연 (인)

위 원 공학박사 김 만 고 (인)

목 차

목차	I
Abstract	II
 제 1 장 서론	 1
 제 2 장 포워드 컨버터 해석	 3
2.1 스위치가 닫혀 있을 때의 해석	4
2.2 스위치가 열려 있을 때의 해석	6
2.3 출력전압의 맥동	9
2.4 포워드컨버터 동작 요약	10
 제 3 장 기존 스너버 회로에 대한 연구	 11
3.1 RCD 포워드 컨버터	11
3.2 리셋형 코일을 사용한 포워드 컨버터	20
3.3 액티브 클램프 포워드 컨버터	26
3.4 무손실 스너버 적용 액티브 클램프 포워드 컨버터	33
3.5 투 스위치 인터리브 액티브 클램프 포워드 컨버터	40
 제 4 장 제안된 스너버 회로	 47
 제 5 장 결론	 55
 참고문헌	 56

A study on snubber circuit of forward Converter to reduce switch voltage stress

Department of Control & Instrument Engineering

Lee Kun Yong

Directed by Professor Kim Marn GO

In forward converters, the transformer has been widely used for the conversion of the voltage or electrical insulation. However, the transformer may cause two main problems. First, the transformer core needs to be reset to prevent the magnetizing current build-up and transformer saturation. Second, the transformer generates a voltage spike across the switch by the discharge of the leakage inductance, which can cause the switch over-voltage breakdown. Generally, engineers have been used snubber circuits to solve these problems.

In this paper, the previous snubber circuits for the forward converters are investigated and an optimal transformer energy recovery circuit is proposed. This proposed circuit can reduce the switch voltage stress with a small snubber capacitor and tertiary winding. Experimental results are presented to confirm the validity of the proposed circuit.

제 1 장 서론

스위칭 컨버터에서 트랜스포머는 전압의 변환(Voltage transformation)이나 전기적 절연(Galvanic isolation)을 위해 널리 이용되어 왔다. 그러나 트랜스포머는 두 가지 주요 문제를 일으킬 수 있다. 첫째는 자화 전류(Magnetizing current)가 증가하는 것을 방지하기 위하여 트랜스포머 코어(Core)가 리셋(Reset)되어야 한다. 둘째는 트랜스포머 누설 인덕턴스(Leakage inductor)의 방전에 의해 스위치 양단에 전압 스파이크(Voltage spike)를 발생시켜 과전압 항복(Over voltage breakdown)이 발생할 수 있다. 이러한 문제는 많은 연구자에 의해 다루어 졌고 현재에도 관심의 대상이다.

트랜스포머에서 두 가지 자속의 흐름이 존재 한다. 하나는 대부분 코어를 따라 흐르는 상호 자속(Mutual flux)으로 자화 인덕턴스(Magnetizing inductance)의 원인이 된다. 다른 하나는 자속의 흐름이 특정 권선에만 한정되는 자속으로 누설 인덕턴스(Leakage inductance)로 표시된다. Φ_{N1} 은 기자력 $N_1 i_1$ 에 의해 생성된 전체자속이다. 이 자속의 일부 Φ_{l1} 는 2차 권선 N_2 와 결합하지 않고 1차 권선 주변을 머무는 누설 자속을 형성한다. 나머지 1차 자속 Φ_{m1} 은 코어를 따라 흐르고 2차권선 N_2 와 결합하여 전류를 2차측으로 흐르게 하여 2차 자속 Φ_{N2} 를 발생시킨다. Φ_{N2} 의 일부인 Φ_{m2} 는 1차 권선 N_1 과 결합을 하고 나머지 Φ_{l2} 는 1차권선과 결합하지 않고 누설되어 2차 권선의 주변에 머문다.

상호 자속에 의해 저장된 자기장 에너지는 자화 인덕터에 저장된 에너지가 되고 이 에너지는 자속이 흐르는 코어에 2차나 3차 권선을 감아 에너지 회수가 가능하다. 특정권선 주변에만 흐르는 누설 자속에 의한 자기장 에너지는 코어에 권선을 감아 에너지를 회수할 수 없고 특정 권선에 연결된 회로로 방출을 하게 된다.

본 논문에서는 포워드 컨버터의 트랜스포머 자화 인덕터 에너지

와 누설 인덕터 에너지를 회수하기 위한 효율적인 클램프 회로를 제안하다. 제안된 회로를 사용한 파워드 컨버터에 대한 동작을 해석하고 유용성을 확인하다.



제 2장 파워드 컨버터의 해석

그림 2.1의 파워드 컨버터는 자기적으로 결합된 직류-직류 컨버터이다. 스위칭 주기는 T 이며 스위치는 DT 동안 닫혀 있고 $(1-D)T$ 동안 열려 있다. 회로 해석을 위해 정상 상태에서 동작하고 있다고 하고 인덕턴스 L_x 에 흐르는 전류가 연속이라고 가정한다.

변압기에는 3개의 권선이 있다. 권선1과 권선2는 스위치가 닫혔을 때 에너지를 전원에서 부하로 전달하며 권선3은 스위치가 열렸을 때 자화전류의 통로 역할을 하여 매 스위칭 주기가 시작되기 전에 자화전류를 0까지 감소시킨다. 변압기는 이상적인 권선 3개로 모델링하며 권선1의 양단에 자화 인덕턴스 L_m 이 접속되어 있다. 간략화된 이 변압기 모델에서는 누설 인덕턴스와 손실을 고려하지 않는다.

파워드 컨버터에서 에너지는 스위치가 닫혀 있는 동안에 전원에서 부하로 전달된다. 파워드 컨버터에서 L_m 은 입출력 관계식에 포함되지 않으며 일반적으로 큰 값으로 한다.

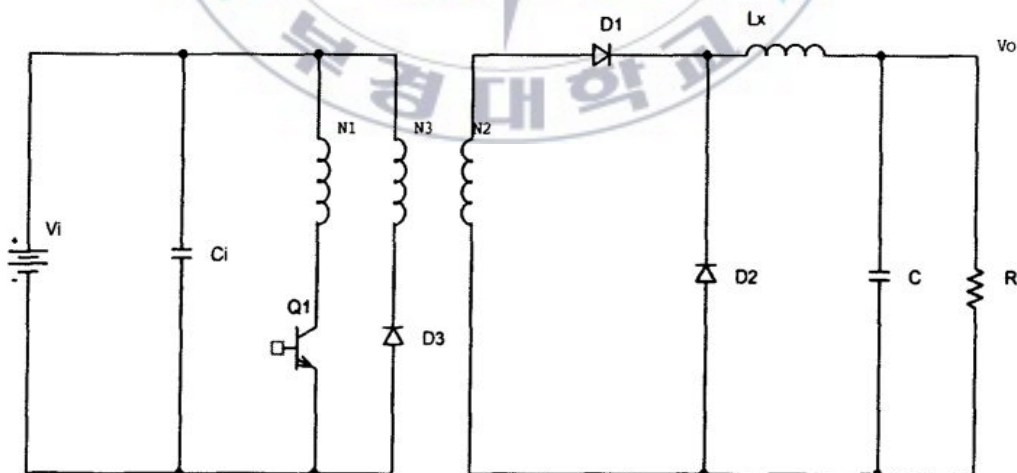


그림 2.1 파워드 컨버터의 기본회로

2.1 스위치가 닫혀 있을 때의 해석

스위치가 닫혀 있을 때 파워드 변환기의 등가회로는 그림 2.2와 같다. 스위치가 닫히면 변압기 권선1의 양단에 전압이 걸리며 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} v_1 &= V_N \\ v_2 &= v_1 \left(\frac{N_2}{N_1} \right) = V_R \left(\frac{N_2}{N_1} \right) \\ v_3 &= v_1 \left(\frac{N_3}{N_1} \right) = V_S \left(\frac{N_3}{N_1} \right) \end{aligned} \quad (2.1)$$

D_3 의 양단 전압이

$$V_{D3} = -V_S - v_3 < 0$$

이므로 D_3 가 오프되어 있는 상태이다. 2차 측에서 v_2 가 양의 값이므로 D_1 은 온 상태이고 D_2 는 오프 상태이다.

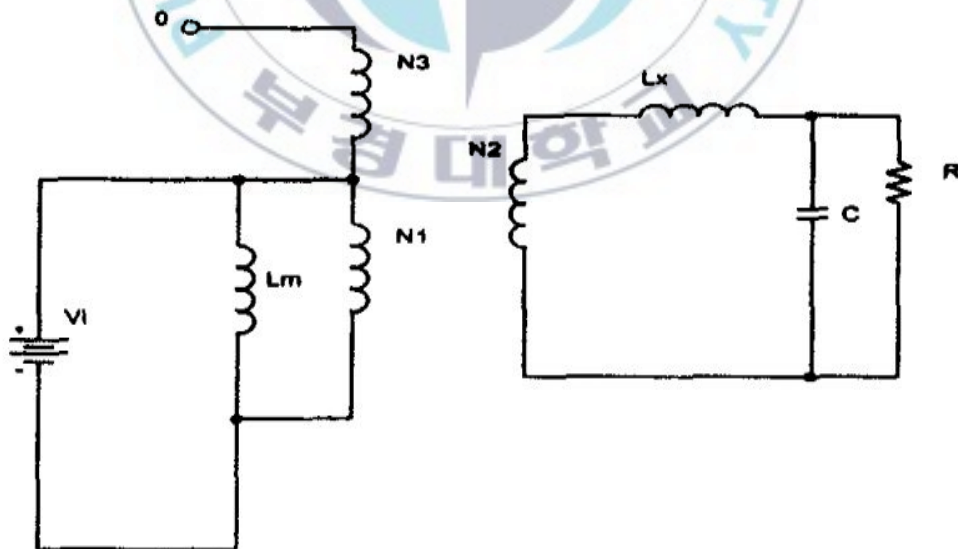


그림 2.2 스위치가 온 되어 있을 때의 등가회로

입력전압과 출력전압 사이의 관계는 인덕터 L_x 에 흐르는 전류로부터 구할 수 있다.

$$v_{Lx} = v_2 - V_o = V_s \left(\frac{N_2}{N_1} \right) - V_o = L_x \frac{di_{Lx}}{dt}$$

$$\frac{di_{Lx}}{dt} = \frac{V_s \left(\frac{N_2}{N_1} \right) - V_o}{L_x} = \frac{\Delta i_{Lx}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{Lx}}{DT}$$

$$(i_{Lx})_{closed} = \left[V_s \left(\frac{N_2}{N_1} \right) - V_o \right] \frac{DT}{L_x} \quad (2.2)$$

자화 인덕턴스 L_m 의 양단 전압도 V_n 이므로

$$(\Delta i_{Lm})_{closed} = \frac{V_s DT}{L_m} \quad (2.3)$$

이다. 식(2.2)와 식(2.3)에서 스위치가 닫혀있는 동안 L_x 와 L_m 에 흐르는 전류가 둘다 선형적으로 증가함을 알 수 있다. 스위치에서의 전류, 즉 실제 변압기의 1차 권선에 흐르는 전류는 다음과 같다.

$$i_{sw} = i_1 + i_{Lm} \quad (2.4)$$

2.2 스위치가 열려 있을 때의 해석

그림 2.3은 스위치가 열려 있을 때의 회로를 나타낸다. 스위치가 열리더라도 L_x 와 L_m 에서의 전류가 순간적으로 변하지 않는다. i_{L_m} 의 연속성으로 인하여 $i_1 = i_{L_m}$ 이 된다. 권선 1에서 권선 2로의 변환을 살펴보면 권선 1에서 점이 찍혀 있는 단자에서 전류가 흘러나간다. 이 전류에 의해 권선 2에서는 점이 있는 단자로 전류가 흘러 들어가야 하지만 다이오드 D_1 때문에 불가능하다.

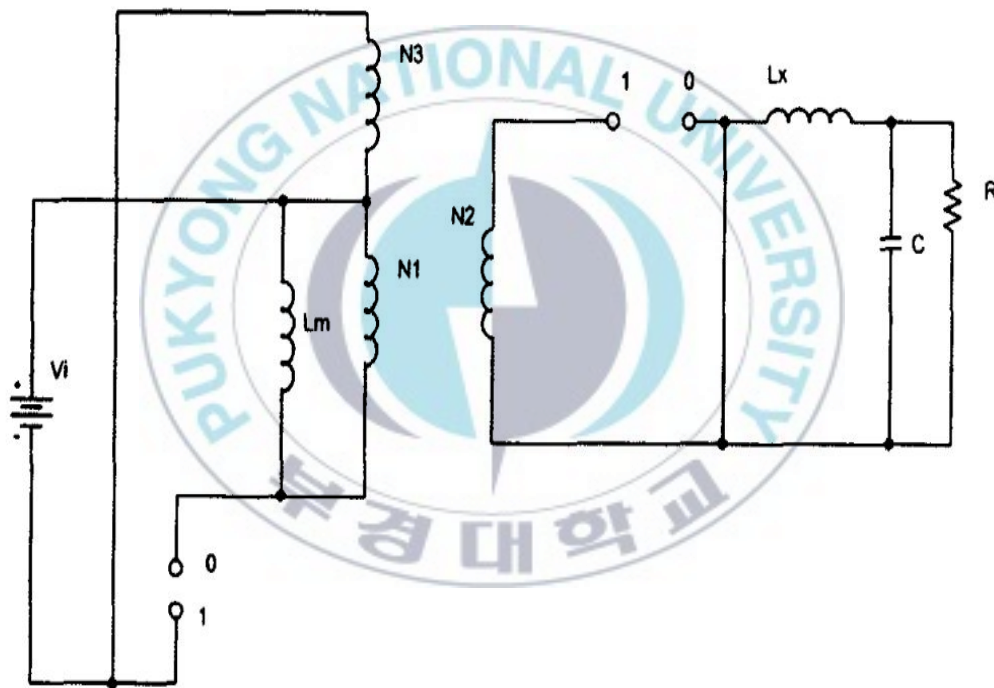


그림 2.3 스위치가 오프되었을 때의 회로

권선1에서 권선 3으로 변환은 다음과 같다. 권선 1의 점 찍힌 단자에서 흘러 나가는 전류에 의해 권선3에서는 점 찍힌 단자로 흘러 들어가는 방향의 전류가 발생한다. 이 전류는 다이오드 D_3 가 순방향 바이어스 상태가 되도록 하며 권선 3의 전류는 다이오드를 통해 전원으로 되돌아간다.

D_3 가 온 상태이면 권선 3의 양단에 걸리는 전압이

$$v_3 = -V_s$$

가 된다. 이 전압 v_3 에 의해 다음과 같은 v_1 과 v_2 가 유기된다.

$$\begin{aligned} v_1 &= v_3 \left(\frac{N_1}{N_2} \right) = -V_s \left(\frac{N_1}{N_2} \right) \\ v_2 &= v_3 \left(\frac{N_2}{N_3} \right) = -V_s \left(\frac{N_2}{N_3} \right) \end{aligned} \quad (2.5)$$

2차측에서는 D_1 이 오프상태이고 L_x 의 전류가 양의 값을 유지하므로 D_2 가 온 되어야 한다. D_2 가 온 상태이며 L_x 의 양단의 전압이

$$v_{Lx} = -V_o = L_x \frac{di_{Lx}}{dt}$$

이므로 다음이 성립한다.

$$\begin{aligned} \frac{di_{Lx}}{dt} &= \frac{-V_o}{L_x} = \frac{\Delta i_{Lx}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{Lx}}{(1-D)T} \\ (\Delta i_{Lx})_{open} &= \frac{-V_o(1-D)T}{L_x} \end{aligned} \quad (2.6)$$

그러므로 스위치가 열려있을 때 인덕터 전류는 선형적으로 감소한다.

정상상태 동작에서 한 주기에 대하여 인덕터 전류의 순수 변화량이 0이어야 한다. 식 (2.3)과 (2.8)에서

$$\begin{aligned} (\Delta i_{Lx})_{closed} + (\Delta i_{Lx})_{open} &= 0 \\ V_s \left(\frac{N_2}{N_1} \right) - V_o \frac{DT}{L} - \frac{V_o(1-D)T}{L} &= 0 \end{aligned}$$

이므로 V_o 를 구하면 다음과 같다.

$$V_o = V_s D \left(\frac{N_2}{N_1} \right) \quad (2.7)$$

이 식을 사용하기 위하여 L_x 에 흐르는 전류는 연속이어야 한다.
이 때 L_m 양단에 걸리는 전압은 음의 값인 v_1 이 되며 다음이 성립한다.

$$v_{Lm} = v_1 = -V_s \left(\frac{N_1}{N_3} \right) = L_m \frac{di_{Lm}}{dt}$$

$$\frac{di_{Lm}}{dt} = -\frac{V_s}{L_m} \left(\frac{N_1}{N_3} \right) \quad (2.8)$$

L_m 의 전류는 다음 주기가 시작되기 전에 0으로 되돌아가서 변압기 코어를 초기상태로 만들어 주어야 한다. 식(2.8)에서 알 수 있듯이 스위치가 열려 있는 동안은 선형적으로 감소한다. D_3 의 방향성 때문에 i_{Lm} 이 음의 값을 가질 수 없으므로 i_{Lm} 이 양의 값일 동안만 식(2.8)이 성립한다. 식(2.8)으로부터

$$\frac{\Delta i_{Lm}}{\Delta t} = -\frac{V_s}{L_m} \left(\frac{N_1}{N_3} \right) \quad (2.9)$$

이다.

스위치가 열린 후 0으로 되돌아가는 i_{Lm} 에서 전류의 감소분은 식(2.3)의 증가분과 같아야 한다. i_{Lm} 이 첨두값으로부터 0까지 감소하는데 걸리는 시간을 ΔT_x 로 놓으면

$$\frac{\Delta i_{Lx}}{\Delta T_x} = \frac{-V_s \frac{DT}{L_m}}{\Delta T_x} = -\frac{V_s}{L_m} \left(\frac{N_1}{N_3} \right) \quad (2.10)$$

이므로 ΔT_x 는 다음과 같다.

$$\Delta T_x = DT \left(\frac{N_3}{N_1} \right) \quad (2.11)$$

자화 인덕턴스의 전류가 0에서 시작하여 첨두값까지 증가하였다가 다시 0까지 감소하는데 소요되는 시간 t_0 는

$$t_0 = DT + \Delta T_x = DT + DT \left(\frac{N_3}{N_1} \right) = DT \left(1 + \frac{N_3}{N_1} \right) \quad (2.12)$$

이다. 전류는 다음 주기가 시작되기 전에 다시 0이 되어야 하므로

$$t_0 < T$$

$$DT(1 + \frac{N_3}{N_1}) < T \quad (2.13)$$

$$D(1 + \frac{N_3}{N_1}) < 1$$

이 성립하여야 한다. 식(2.5)을 이용하여 열려있는 스위치 양단에 걸리는 전압을 구하면 다음과 같다.

$$v_{sw} = V_s - (-V_s \frac{N_1}{N_3}) = V_s(1 + \frac{N_1}{N_3}) \text{ when } DT < t < t_0$$

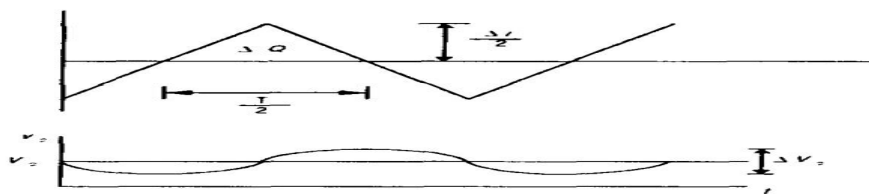
$$v_s \text{ when } t_0 < t < T \quad (2.14)$$

2.3 출력 전압의 맥동

캐패시터가 매우크다고 가정하였으므로 출력전압이 일정하게 유지되었지만 실제로 있어서는 캐패시터의 값이 유한하므로 출력전압이 완전하게 일정한 값으로 유지할 수는 없다. 출력전압의 변동, 즉 맥동은 캐패시터의 전압 전류 관계로부터 구할 수 있다. 캐패시터에 흐르는 전류는

$$i_c = i_L - i_R$$

이므로 그림 2.4와 같다.



(a) 캐패시터 전류

(b) 캐패시터 맥동 전압

그림 2.4 포워드 컨버터의 파형

캐패시터 전류가 양의 값인 한, 캐패시터는 충전된다. 캐패시턴스의 정의로부터

$$Q = CV_o$$

$$\Delta Q = C \Delta V_o$$

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C}$$

이며 전하의 변화량 ΔQ 가 시간 축 윗부분에 있는 삼각형의 면적이 되므로

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \left(\frac{T}{2} \right) \left(\frac{\Delta i_L}{2} \right) = \frac{T \Delta i_L}{8}$$

이다. 따라서 출력 전압의 변동량은 다음과 같다.

식(2.8)에서 Δi_L 의 절대값을 구하여 대입하면

$$\Delta V_o = \frac{T}{8C} \frac{V_o}{L} (1-D) T = \frac{V_o (1-D)}{8LCf^2} \quad (2.15)$$

이 된다. 이 식에서 ΔV_o 는 출력에서의 첨두 대 첨두 맥동전압으로서 그림 2.4(b)과 같다. 맥동을 아래와 같이 출력전압의 비율로 나타내면 다음과 같다.

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1-D}{8LCf^2} \quad (2.16)$$

2.4 포워드 컨버터의 동작 요약

에너지는 스위치가 닫혀 있을 때 변압기를 통하여 전원으로부터 부하로 전달된다. 변압기의 2차측 전압은 펄스 파형이다. 스위치가 닫혀 있을 때 자화 인덕턴스에 저장된 에너지는 스위치가 열려있는 동안 변압기의 제 3권선을 통하여 입력전원으로 반환된다.

제 3장 기존의 스너버 회로에 대한 고찰

포워드 컨버터는 주 스위치가 턴온 상태에서 전기에너지가 트랜스포머 1차측에서 2차측으로 전달된다. 동시에 트랜스포머의 기생 인덕턴스인 누설 인덕터나 자화 인덕터에도 전류가 흘러 에너지 축적이 일어난다. 주 스위치가 턴-오프 될 때 기생 인덕에 저장된 에너지가 스위치 양단에 전압 스파이크를 발생시켜 과전압에 의한 반도체 스위치의 파손을 방지하기 위해 스너버 회로가 사용되어 왔다.

스너버 회로에는 자화에너지를 입력 전원으로 회생시키는 무손실 스너버 회로 방식과 자화 에너지를 스너버 회로에서 손실시키는 손실 스너버 방식의 두가지로 크게 나눌 수 있다. 무손실 스너버 회로로는 Reset권선을 이용하는 방법, 보조 스위치를 이용하는 방법, 별도의 인덕터를 사용하는 방법 등이 있다.

3.1 RCD 포워드 컨버터

기존의 손실 스너버 회로에는 대표적으로 RCD클램프 회로라 불리는 방식이 주로 사용된다. RCD스너버 회로는 자화에너지가 저항에서 소모됨으로써 효율은 다소 떨어지지만 회로의 간편성 때문에 포워드 컨버터에서 사용되어지는 스너버 회로의 대부분을 차지하고 있다.

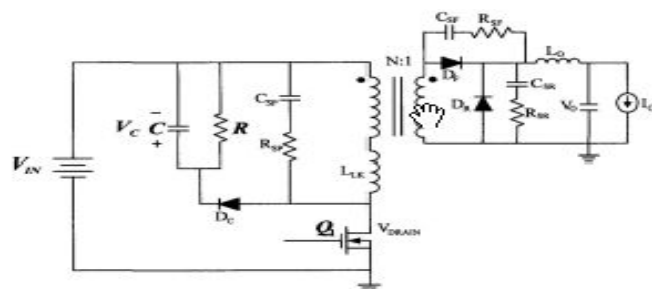


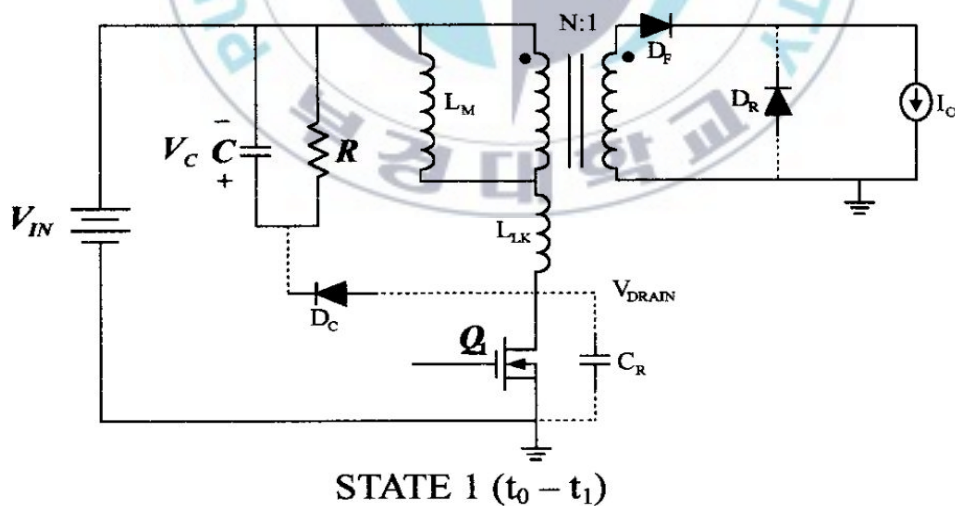
그림 3.1 RCD Forward Converter

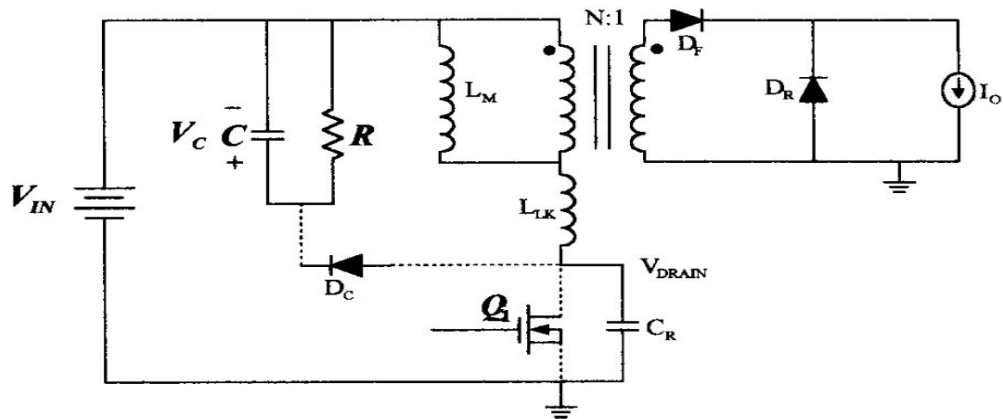
다음 그림 3.1은 RCD forward converter의 회로이다. s_1 은 주 스위치이고, N과 1은 권선비를 나타내면, 본 논문에서는 1:1이다.

해석의 편리함을 위해 다음을 가정한다.

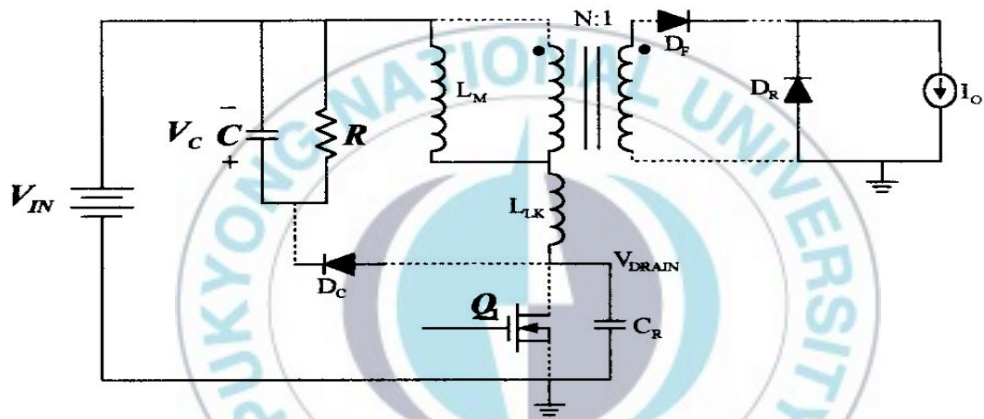
- 스너버 캐패시터 전압은 스위칭 구간내에서 일정하다.
- 자화 전류의 최소값은 주 스위치가 'Turn-on'할 때 까지 일정하다.
- 주 스위치가 'Turn-on'하기전 2차측으로 넘어가는 자화 전류는 항상 load전류보다 작다.
- 주 스위치가 꺼진 이후에 드레인 전압이 입력전압까지 올라가는 동안에는 load reflection전류는 일정하다.

RCD 포워드 컨버터의 정상상태 동작은 다음 그림 3.2과 같이 6단계의 등가회로로 나누어 진다. 각각의 구간별 회로와 설명은 다음과 같다.

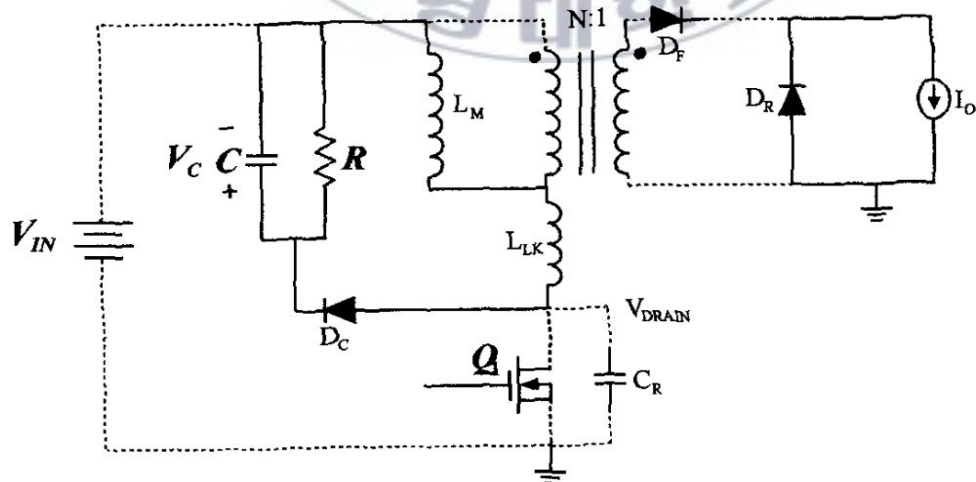




STATE 2 ($t_1 - t_2$)



STATE 3 ($t_2 - t_3$)



STATE 4 ($t_3 - t_4$)

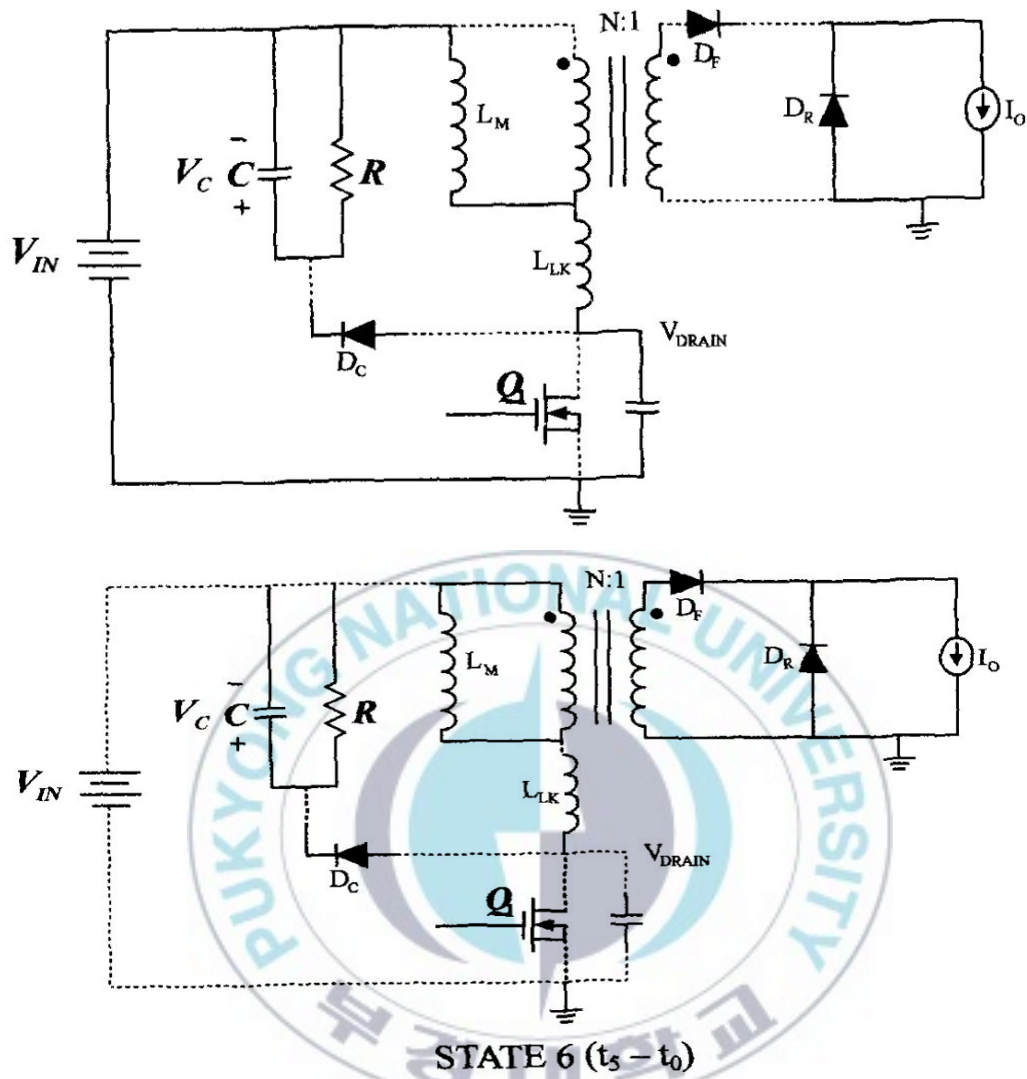


그림 3.2 RCD 파워드 컨버터 6단계 등가회로

- STATE 1($t_0 - t_1$)

t_0 는 주 스위치가 켜지는 시점이고, gate drive회로가 드레인 전압의 slew rate을 결정한다. 트랜스포머 양단에 입력 전압이 인가되며, 자화 전류는 V_{IN}/L_m 의 기울기로 증가한다. 2차측은 D_F 를 통해서 도통되고 있으며, output 전류는 턴비(1:1)에 의해 일차측으로 reflection된다. 이 구간은 주 스위치의 드레인 전압이 입력 전압에 도달했을 때 끝난다. 클램프 전압 해석을 위하여 이 구간의 처음과 끝에서 드레인 전압의 무한대 기울기는 무시한다.

- STATE 2(t_1-t_2)

t_2 에서 주 스위치의 드레인 전압이 입력 전압에 도달했을 때, D_F 를 통한 전류가 감소하면서, output 인덕터 전류는 D_R 을 통해 흐르기 시작한다. 1차측 트랜스포머 양단 전압은 D_F , D_R 모두가 도통하기 때문에 zero로 클램프 된다.

누설 인덕턴스와 1차측 캐패시턴스가 공진하는 구간으로 자화 전류는 유지되며, D_F 에서 D_R 의 전류의 전달과정은 공진 형태로 이루어진다.

- STATE 3(t_2-t_3)

t_2 에서 D_F 은 blocking 상태가 되며, 모든 인덕터 전류가 D_R 를 통해서 전달된다. 자화 전류의 최대치가 자화 인덕턴스와 1차측 캐패시턴스에 의해 형성된 공진 회로를 구동하며, 주 스위치의 드레인 전압은 $V_{IN}+V_c$ 에서 클램핑 된다.

- STATE 4(t_3-t_4)

t_3 에서 클램프 다이오드(D_C)가 도통하기 때문에 자화 전류가 클램프 회로로 흐르게 되며, V_C/L_m 의 기울기로 감소한다. 이 구간에서 주 스위치의 드레인 전압은 $V_{IN}+V_c$ 로 일정하다.

- STATE 5(t_4-t_5)

t_4 는 자화 전류가 0이 되는 순간이다. 클램프 다이오드가 off 상태가 되며, L_m 과 C_R 이 공진하면서 자화 전류는 마이너스 값을 가지게 되며, 주 스위치의 드레인 전압은 입력 전압과 같게 되며, 2차측 다이오드(D_F)가 도통된다.

- STATE 6(t_5-t_6)

자화 전류는 2차측 다이오드(D_F)로 통해 흐르므로, 트랜스포머 양단 전압은 영으로 클램프 되며, 마이너스 값을 가진 자화 전류는 주 스위치가 도통하기 전까지 유지된다.

RCD 포워드 컨버터의 한 스위칭 구간내에서의 주 스위치의 드레인 전압과 자화 전류 파형은 다음과 같다.

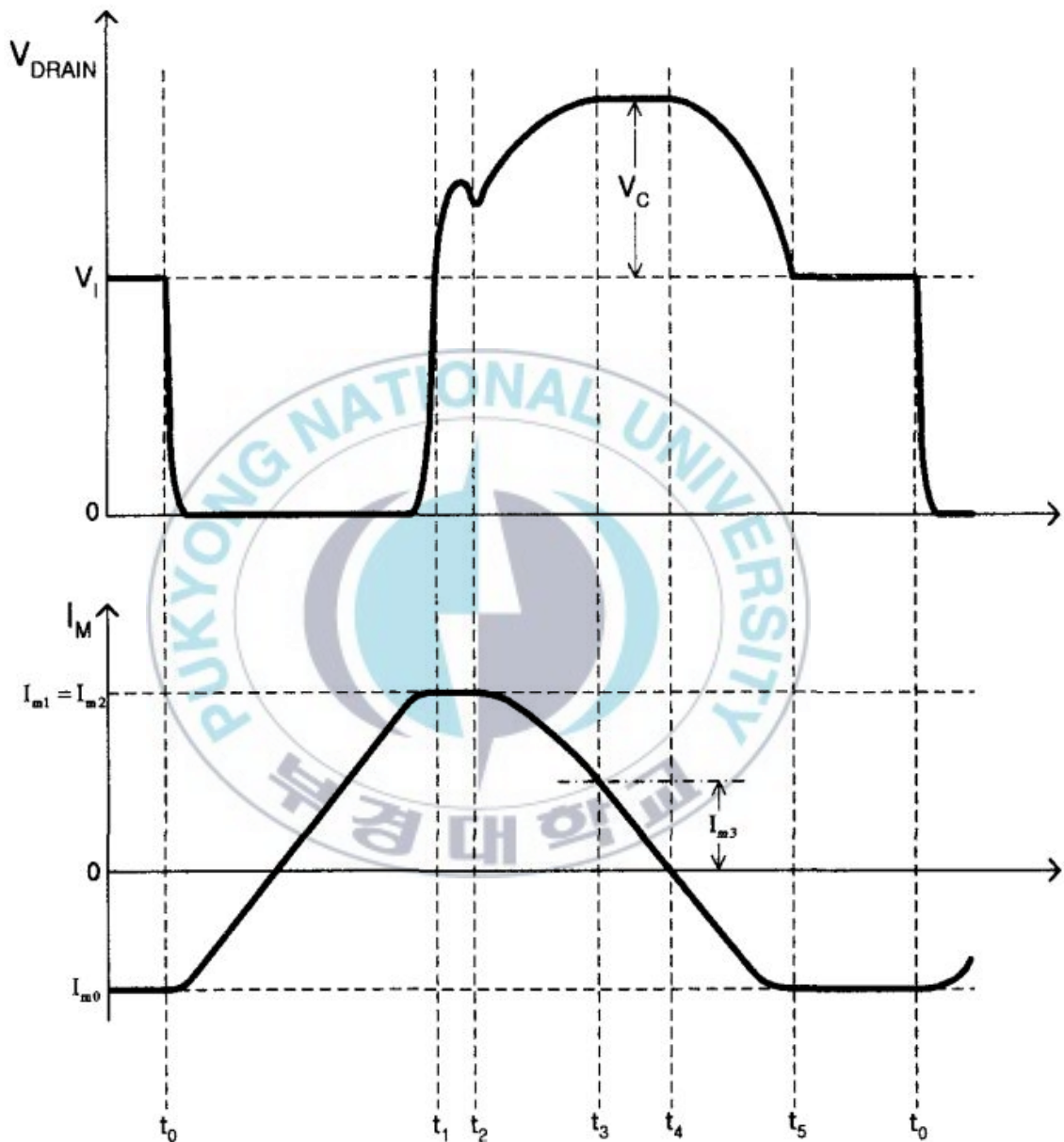


그림 3.3 주 스위치의 드레인 전압과 자화 전류 파형

RCD 파워드 컨버터의 정상 상태에서 동작 원리와 그림의 파형을 이용하여 각 구간별 관계식을 유도하고, 최종적으로 클램프 전압을 유도하고자 한다.

클램프 전압을 해석하기전에 공진 구간내에서 영향을 미치는 parasitic elements가 정의 되어야 하며, 공진 구간($t_2 - t_3, t_4 - t_5$)에서 등가 회로는 다음과 같다.

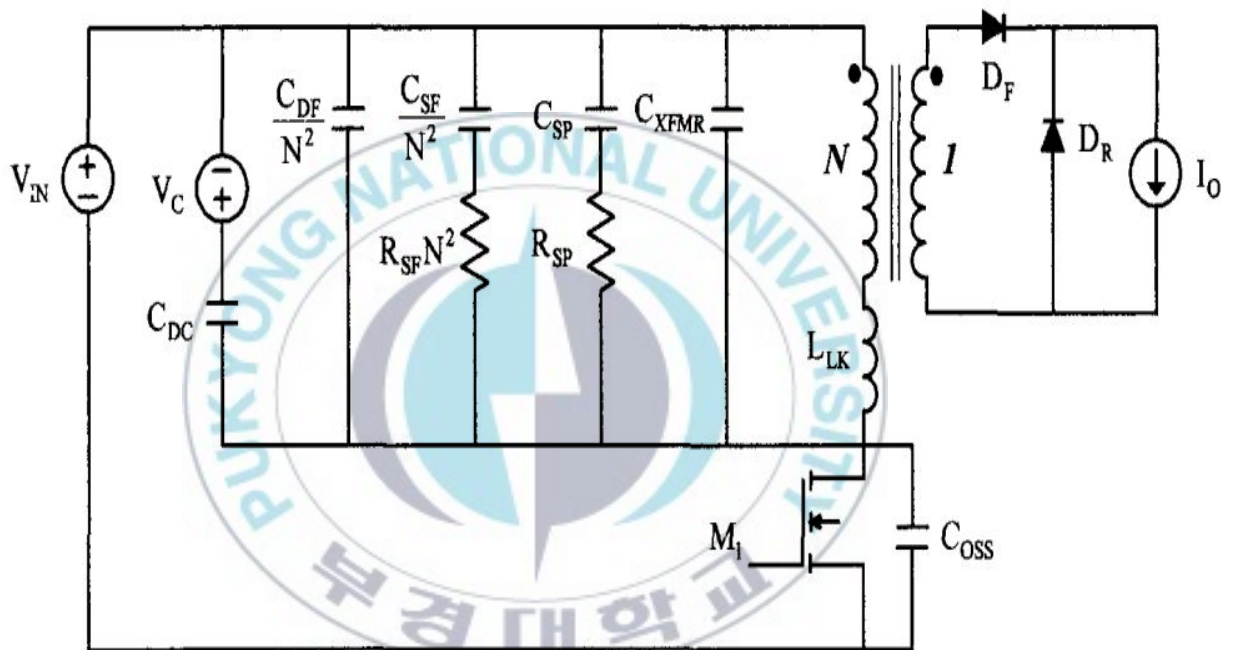


그림 3.4 Parasitic model

공진 구간내에서 캐피시턴스는 그림에서 나타난 것과 같이 식 (3-1)과 같으며, 트랜스포머의 코어와 와이어의 non-ideal한 특성을 모델링 하기 위해 사용되는 저항은 동작 주파수가 200KHZ 미만인 경우에 영향이 미미하기 때문에 본 논문에서는 생략하고 해석하였다.

$$C_R = C_{OSS} + C_{XFMR} + C_{DC} + C_{SP} + \frac{C_{DF} + C_{SP}}{N^2} \quad (3-1)$$

식 (3-1)에서 보이는 C_{OSS} 는 주 스위치의 드레인 전압에 따라 캐패시턴스가 nonlinear 특성을 보이기 때문에 시뮬레이션에서 구간 $(t_4 - t_5)$ 에서 공진 주기에서 나타나는 값을 이용하였다.

구간 $(t_0 - t_1)$ 에서 자화 전류의 변화량은 식 (3-2)과 같으며, 구간 $(t_1 - t_2)$ 내에서 자화 전류는 일정하다.

$$i_{m1} - i_{m0} = N \frac{V_O + V_D}{L_m f_s} \quad (3-2)$$

$$i_{m1} = i_{m2} \quad (3-3)$$

공진구간 $(t_2 - t_3, t_4 - t_5)$ 내에서 자화 전류에 의해 저장된 에너지는 클램프 전압을 증가시키는데 모두 이용된다는 에너지 보존 법칙에 의해 다음과 같은 수식을 유도할 수 있다.

$$\frac{1}{2}(L_m + L_1)(i_{m1}^2 - i_{m3}^2) = \frac{1}{2}C_R V_C^2 \quad (3-4)$$

$$\frac{1}{2}(L_m + L_1)i_{m0}^2 = \frac{1}{2}C_R V_C^2 \quad (3-5)$$

구간 $(t_3 - t_4)$ 에서 스너버 회로내에서의 에너지 평형을 만족하기 위해 식(3-6)이 유도된다.

$$P_C = \frac{V_C^2}{R} = \frac{1}{2}(L_m + L_1)i_{m3}^2 f_s \quad (3-6)$$

식 (3-2)에서 식 (3-6)을 풀게 되면 정상 상태에서 클램프 전압에 대한 일차식은 식 (3-7)과 같다.

$$V_C = \frac{\frac{N(V_O + V_D)}{L_m f_s}}{\sqrt{\frac{2}{(L_m + L_1)R f_s} + \frac{C_R}{L_m + L_1}} + \sqrt{\frac{C_R}{L_m + L_1}}} \quad (3-7)$$

위에서도 언급한 것과 같이 정상 상태에서의 클램프 전압을 설계 시점에 서 예측하기 위해서는 기생 캐패시턴스 값을 추출하는 것이 필수인데, 주 스위치의 드레인 전압에 따른 C_{oss} 값이 비선형적인 특성을 가지므로, 이를 정확하게 예측한다면, 가장 적합한 소자를 선정하는 것은 물론이고, 식(3-7)을 이용하여 간단하며, 신뢰성 있는 시스템을 개발하는 것이 가능하다.



3.2 리셋형 코일을 사용한 포워드 컨버터

영전압 스위칭(Zero Voltage Switching, ZVS) 개념의 액티브 클램프 포워드 컨버터(Active Clamp Forward Converter)를 이해하기 위하여 하드 스위칭(Hard Switching)기법을 사용하는 일반적인 포워드 컨버터(Forward Converter)를 살펴보았다. 포워드 컨버터는 절연형 컨버터의 대표적인 한 예로서 기본동작 특성은 고주파 변압기를 제외하고는 벡 컨버터(Buck Converter)의 기본동작 특성과 동일하다. 그림 3.5은 리셋형 코일을 사용한 포워드 컨버터의 기본 회로이며, 그림 3.6는 각 소자의 이론적인 동작 파형이다. 포워드 컨버터의 입출력 관계는 다음 식과 같다.

$$\frac{V_O}{V_{IN}} = \frac{N_2}{N_1} D \quad (3-8)$$

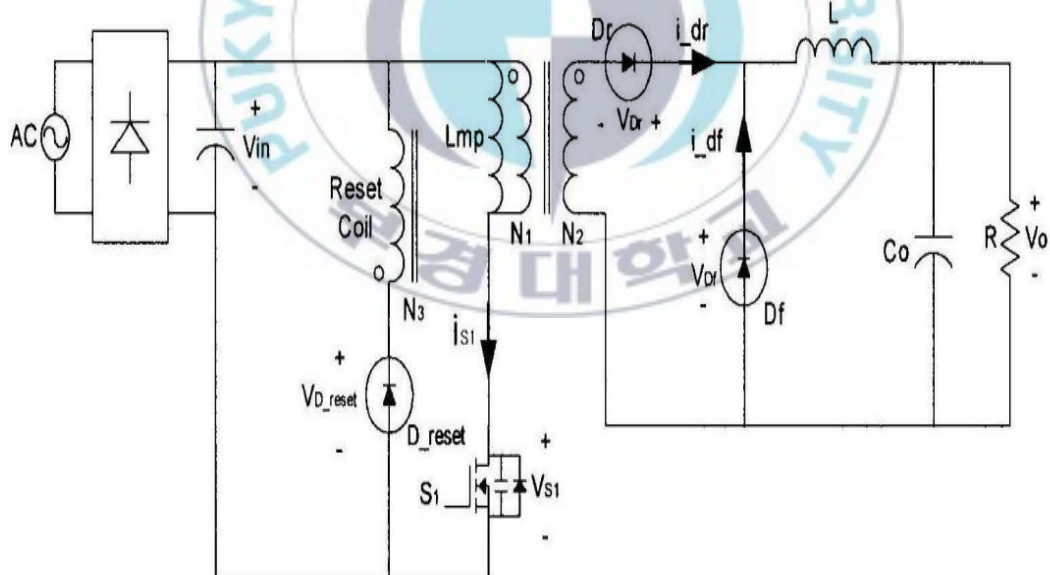
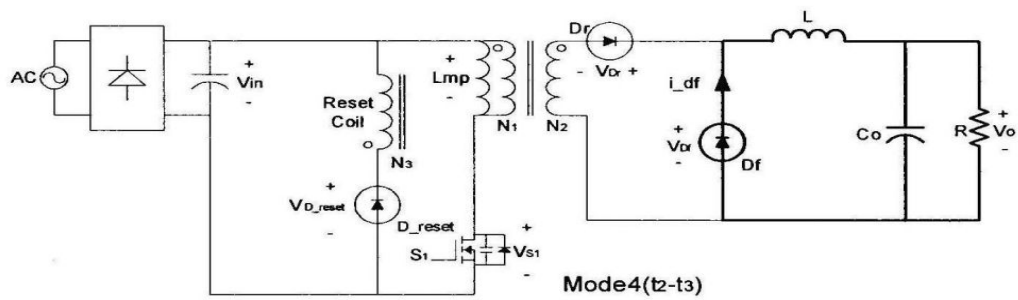
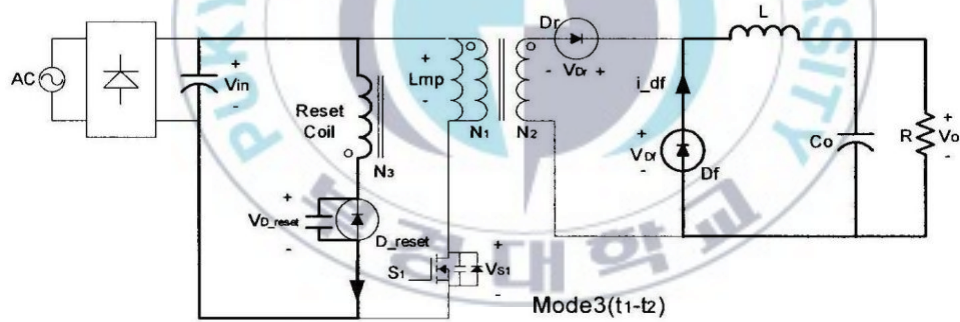
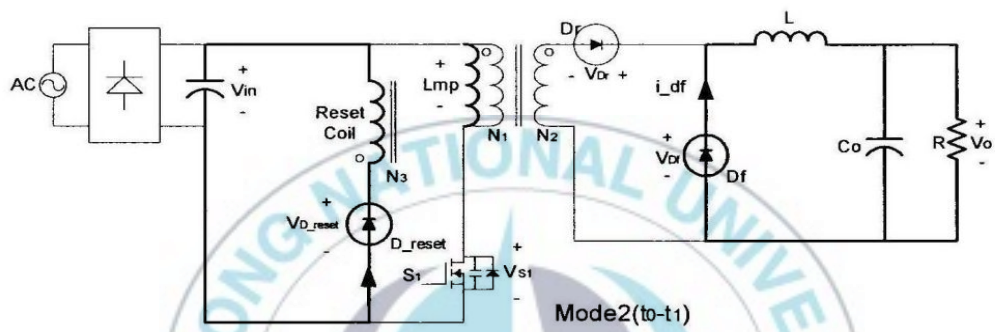
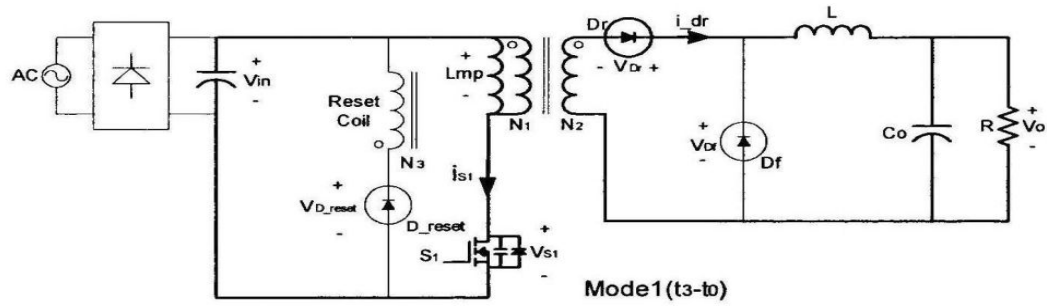


그림 3.5 리셋형 코일을 사용한 포워드 컨버터 기본회로



그림 3.6 리셋형 코일을 사용한 파워드 컨버터 동작파형



3.7 리셋형 코일을 사용한 파워드 컨버터 모드별 동작

Mode 1($t_3 - t_0$) : 주 스위치 s_1 이 도통을 한 상태로 입력전압 V_{IN} 이 변압기 1차측의 양단에 가해지고 부하전류와 변압기의 자화전류(i_m)가 소자 s_1 을 통하여 흐르고 있는 상태이다. 변압기 2차측에서는 턴수비로 넘어온 입력전압이 다이오드 D_f 에 역방향으로 인가되고 D_r 은 도통시켜 부하전류가 다이오드 D_r 을 도통시켜 부하전류가 다이오드 D_r 을 통하여 흐르고 있는 상태이다.

$$V_{D_{reset}} = \left(\frac{N_3}{N_1} + 1\right) V_{IN} \quad (3-9)$$

$$V_{Df} = \frac{N_2}{N_1} V_{IN} \quad (3-10)$$

Mode 2($t_0 - t_1$) : s_1 이 턴-오프 되고 변압기에 자화된 에너지는 리셋형 코일과 다이오드 D_{reset} 을 통하여 입력전압 V_{IN} 으로 방출한다. 이때 변압기의 1차측의 양단에 역전압이 인가되어 변압기 2차측에서는 다이오드 D_r 은 오프되고 다이오드 D_f 는 도통되어 부하전류는 D_f 를 통하여 환류하게 된다.

$$V_{s1} = \left(\frac{N_1}{N_3} + 1\right) V_{IN} \quad (3.11)$$

$$V_{Dr} = \frac{N_2}{N_3} V_{IN} \quad (3.12)$$

$$t_1 - t_0 = \left(\frac{N_3}{N_1}\right)^2 D T_s \quad (3.13)$$

Mode 3($t_1 - t_2$) : 변압기에 축적된 자화에너지의 방출이 끝나면서 즉, t_1 시점에서 다이오드 D_{reset} 이 오프되고 V_{IN} 이 다이오드 D_{reset} 의 캐소드 - 애노드(Cathode-Anode) 양단에 인가되면서 D_{reset} 의 접합-커패시터(Junction Capacitor)에 입력전압 V_{IN} 의 전압만큼 충전을 하게되는 구간으로 변압기의 자화전류(i_m)와 접합-커패시터의 크기에 의해서 t_1 에서 t_2 의 시간이 결정되어진다.

Mode 4($t_2 - t_3$) : t_2 시점에서 다이오드 D_{reset} 의 접합-커패시터에 충전이 완료되면 스위칭 소자 s_1 양단에는 입력전압 V_{IN} 이 인가되고 변압기 2차측에서는 여전히 다이오드 D_r 를 통하여 환류하고 있

는 모드이다.

$$V_{s1} = V_{IN} \quad (3-14)$$

$$V_{Dr} = 0 \quad (3-15)$$

t_3 시점에서 다시 Mode1으로 동작하게 되어 s_1 이 턴-온 하게 되는데 이때 그림 3.8에서 보는 바와 같이 스위칭 소자의 양단전압(V_{s1})과 소자의 도통전류(i_{s1})의 중첩에 의하여 손실이 발생하게 된다. 이러한 손실을 스위칭 손실이라 하며 이 손실은 스위칭 주파수가 높을 수록 그리고 소자의 양단 전압과 전류가 클수록 증가한다.



그림 3.8 하드 스위칭 컨버터에서 스위칭 소자에 대한 전압 및 전류파형

이러한 스위칭 손실을 줄이기 위하여 소프트 스위칭(Soft Switching)기법이 도입되었다. 소프트 스위칭 기법은 그림 3.9에서 보는 바와 같이 스위칭 소자의 양단 전압을 0V로 완전히 방전시킨 후 턴-온 시키는 기법으로 소프트 스위칭 기법을 사용한 액티브 클램프 포워드 컨버터에 대하여 다음 장에 설명하였다.

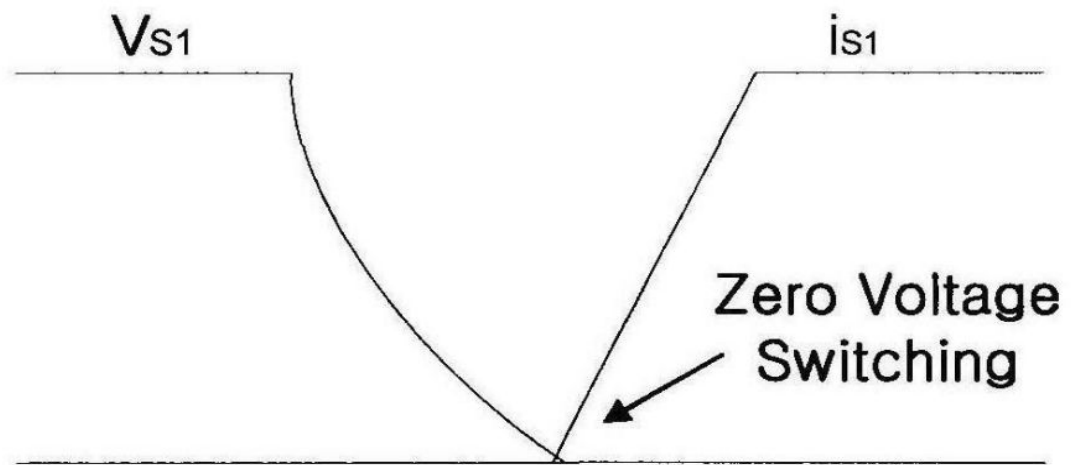
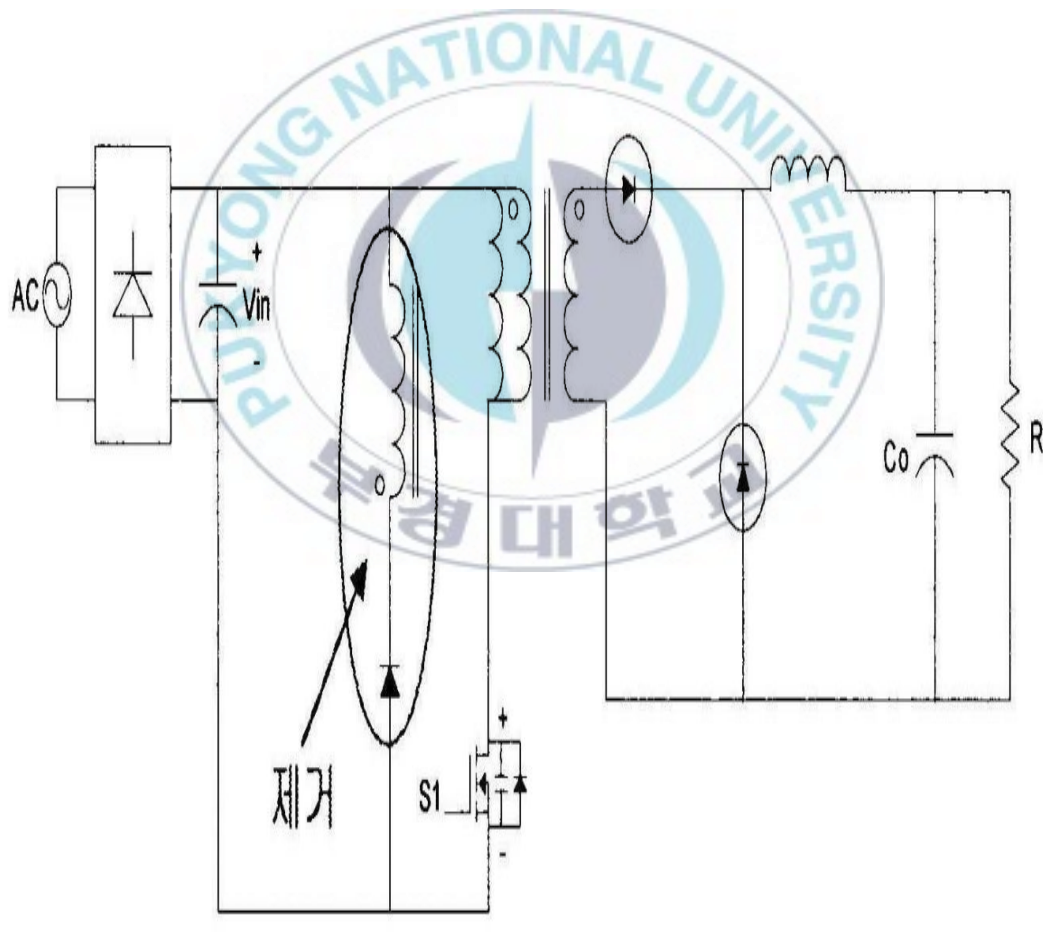


그림 3.9 소프트 스위칭 컨버터에서 스위칭 소자에 대한 전압 및 전류파형



3.3 액티브 클램프 파워드 컨버터

액티브 클램프 파워드 컨버터는 일반 파워드 컨버터에서 파생된 컨버터로써 하드 스위칭으로 인한 손실을 줄이고자 제안된 회로이다. 이 컨버터의 특징은 그림 3-10에서 보는 바와 같이 리셋형 코일과 다이오드 D_r 이 제거되고 보조 스위치 s_2 와 클램프 커패시터 C_{s1} 이 추가된 현상으로 클램프 커패시터 C_{s1} 에 의하여 변압기는 리셋팅(Demagnetizing)되며 주 스위치 s_1 과 보조 스위치 s_2 모두 영전압 스위칭(Zero Voltage Switching, ZVS)이 가능하다.



3-10 리셋형 코일을 사용한 파워드 컨버터

영전압 스위칭(ZVS)을 목적으로 도입된 액티브 클램프 파워드 컨버터는 1차측 전류가 연속모드로 동작시에 영전압 스위칭이 이루어지지 않는 (Non-ZVS) 현상이 발생한다. 이러한 문제를 해결하고자 변압기 2차측에 Saturable Inductor를 사용하거나 변압기의 자화인덕턴스(Magnetizing Inductance, L_{mp})를 감소 시켜서 보다 큰 자화 전류를 이용하여 Non-ZVS문제를 개선한 방법이 제안되었다. 하지만, Saturable Inductor의 사용은 인덕터(Inductor) 자체 발열에 의한 효율감소의 문제가 있고, 변압기의 자화 인덕턴스를 줄이는 방법은 변압기의 공극(Air Gap)크기 증가로 EMI 증가와, 큰 자화전류로 인한 도통손실 증가의 문제가 되었다. 그림 은 액티브 클램프 파워드 컨버터의 기본회로이고 그림 은 액티브 클램프 파워드 컨버터의 자화 인덕턴스를 감소시키지 않은 컨버터의 1차측 전류가 연속모드로 동작시 파형으로 동작 모드별로 살펴보면 다음과 같다.

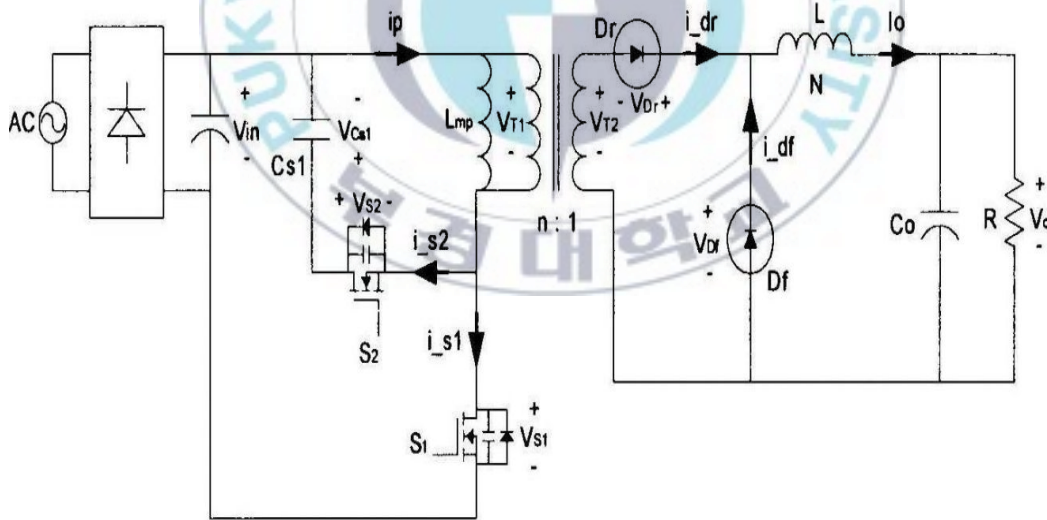


그림 3.11 액티브 클램프 파워드 컨버터

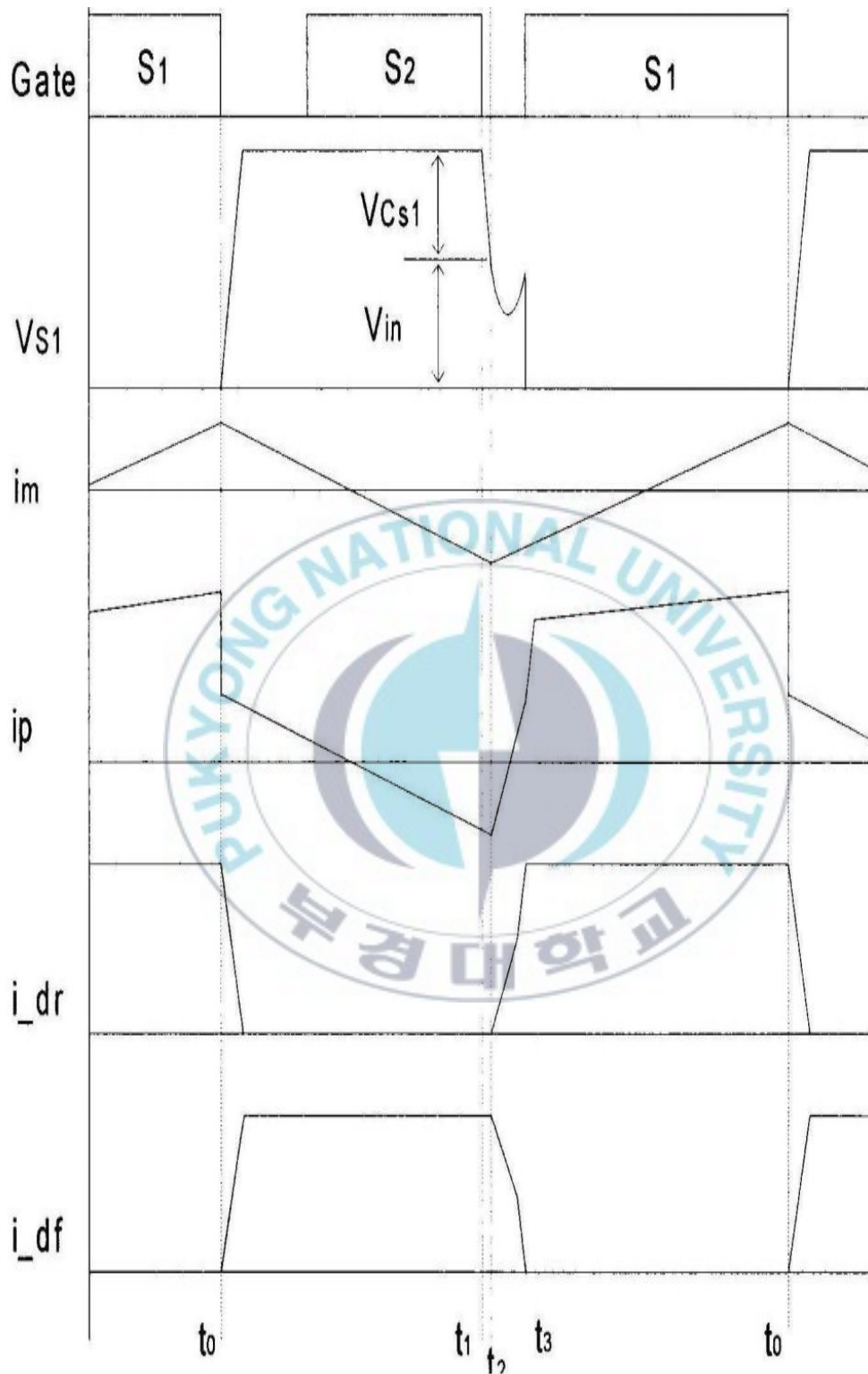
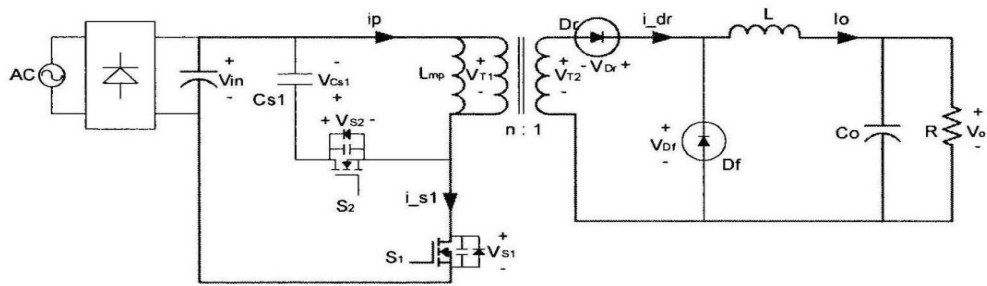
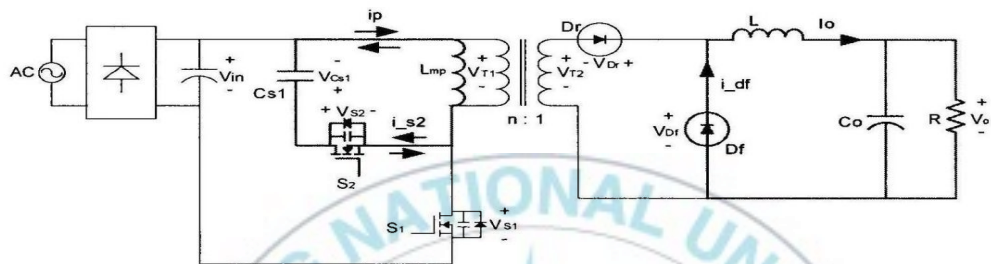


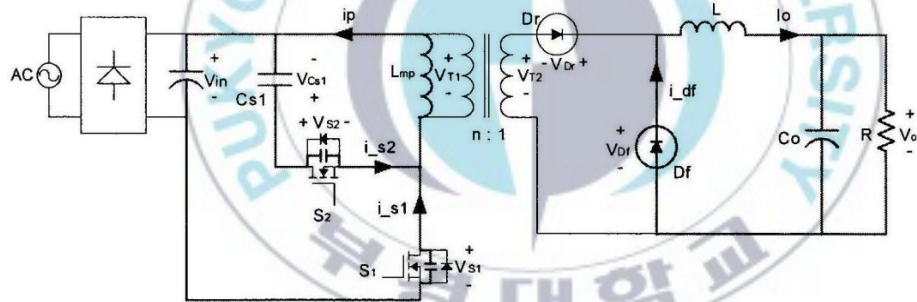
그림 3.12 액티브 클램프 파워드 컨버터의 연속모드시 모드별 동작파형



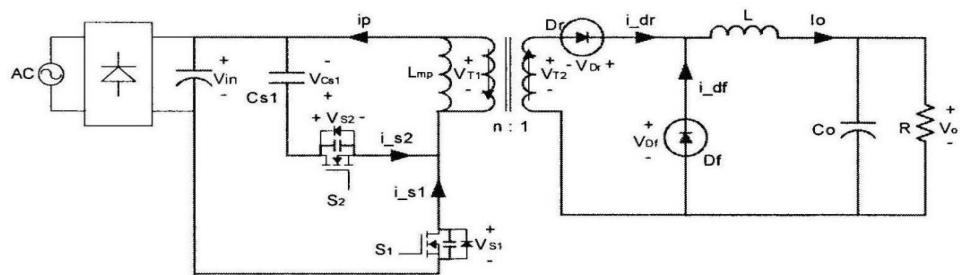
Mode1(t_3-t_0)



Mode2(t_0-t_1)



Mode3(t_1-t_2)



Mode4(t_2-t_3)

그림 3.13 액티브 클램프 파워드 컨버터 모드별 동작

Mode 1($t_3 - t_0$) : 먼저 s_1 이 턴-온을 하게 되면 부하전류와 변압기의 자화 전류(i_m)의 합이 S_1 을 통하여 흐르게 되고, 변압기 2차측에서 다이오드 D_f 는 역바이어스 되어 오프되고 D_r 은 도통되어 부하전류가 흐른다.

$$\frac{V_o}{V_{IN}} = \frac{1}{n} D \quad (3-16)$$

변압기의 양단에 걸리는 전압과 시간의 곱(Volt-Sec)은 같다'는 원리에 의하여 식(3-17)가 유도된다.

$$V_{Cs1} = \frac{D}{1-D} V_{IN} \quad (3-17)$$

보조 스위치 s_2 의 양단전압(V_{s2})은 입력전압(V_{IN})과 클램프 커패시터(V_{Cs1})와 직렬로 연결된 구조이므로 다음과 같이 표현된다.

$$V_{s2} = V_{IN} + V_{Cs1} = \frac{1}{1-D} V_{IN} \quad (3-18)$$

Mode 2($t_0 - t_1$) : s_1 이 턴-오프 하게 되면 변압기의 자화전류(i_m)만이 s_2 의 바디-다이오드를 통하여 흐르게 된다. 이때 s_2 가 턴-온하여 영전압 턴-온이 구현된다. s_2 가 턴-온 상태이므로 변압기의 L_{mp} 과 C_{S1} 의 공진에 의하여 변압기의 자화 전류(i_m)는 s_2 를 통하여 역의 방향으로 흐르게 된다. 변압기 2차측에서는 다이오드 D_r 은 오프되고 D_f 은 도통되어 부하전류는 D_f 를 통하여 환류하게 된다. 이때 V_{s1} 과 V_{Dr} 에 인가된 전압은 아래와 같다.

$$V_{S1} = V_{IN} + V_{Cs1} = \frac{1}{1-D} V_{IN} \quad (3-19)$$

$$V_{Dr} = \frac{1}{n} V_{Cs1} = \frac{1}{n} \frac{D}{1-D} V_{IN} \quad (3-20)$$

Mode 3($t_1 - t_2$) : t_1 시점에서 s_2 가 턴-오프 하게 되면 변압기의 자화전류(i_m)는 마치 인덕터 전류처럼 계속 흐르려 하기 때문에 t_2 시점에서 스위칭소자 s_2 의 출력커패시터(Output Capacitor)의 전압은 V_{Cs1} 의 크기만큼 충전하게 되고 s_1 의 출력커패시터의 전압은 V_{Cs1} 만큼 방전하게 된다.

t_1 시점에서의 자화전류(i_m)는 식(3-21)과 같다.

$$i_m(t_1) = \frac{di_m}{2} = \frac{V_{IN}}{2L_{mp}}DT_s \quad (3-21)$$

스위칭 소자(S_1S_2) 각각의 출력커패시터의 전압변화는 t_1 시점에서의 자화전류의 크기와 어떠한 시간변화($t_2 - t_1$)와 관계가 있으므로 식(3-22)과 같다.

$$dV_{C_{oss}} = \frac{1}{2C_{oss}} \frac{i_m}{2} dt \quad (3-22)$$

C_{oss} = Output capacitance of S_1 and S_2

그리고 t_2 시점에서 다이오드 D_r 이 도통을 하게되는 순간이므로 변압기의 1차측 전압 $V_{T1}(t)$ 이 0V보다 높아지게 되는 시점이다. 즉, 다시 말해서 $V_{S2}(t)$ 의 전압이 V_{CS1} 의 전압과 같아지는 시점이다. 따라서 식(3-22)은 식(3-23)로 다시 쓰여질 수 있다.

$$\Delta V_{S1} = \Delta V_{S2} = V_{CS1} = \frac{1}{2C_{oss}} \frac{i_m}{2} (t_2 - t_1) \quad (3-23)$$

따라서, 주어진 스위칭 소자 S_2 의 출력커패시터의 전압(Drain-Source간의 전압)이 자화전류 $i_m(t_1)$ 에 의하여 방전할 수 있는 시간은 다음과 같이 정의되어 진다.

$$t_2 - t_1 = 4C_{oss} \frac{L_{mp}}{(1-D)T_s} \quad (3-24)$$

단, $i_m(t_1) = i_m(t_2)$ 으로 가정.

t_2 시점에서 S_1 의 출력커패시터의 전압은 식(3-25)과 같다.

$$V_{S1}(t_2) = V_{IN} \quad (3-25)$$

Mode 4($t_2 - t_3$) : 변압기의 자화전류(i_m)는 S_1 과 S_2 의 출력커패시터를 통하여 계속해서 흐르게 되는데 이때 변압기에 양(Positive)의 극성 전압이 인가되면서 변압기 2차측의 D_r 이 턴-온, D_f 가 턴-오프 하게 되어 i_{Df} 의 전류는 급격히 감소하고 i_{Dr} 의 전류는 급격히 상승한다. 이 구간에서 D_r 을 통하여 급격히 상승하는 i_{Dr} 의 전류는 변압기 1차측에 유도되어 역의 방향으로 흐르던 자화전류(i_m)의

흐름을 방해한다. 따라서 스위칭 소자 s_1 의 출력커패시터에서 방전 (Mode3에서 설명)을 하고 있던 전압은 완전히 0V로 떨어지지 못 하게 되고, 이 상태에서 s_1 이 턴-온을 하게 되어 결국, 영전압 스위칭을 이루지 못하는 현상이 발생한다. 이러한 문제를 극복하기 위해서는 자화전류(i_m)의 크기가 변압기 1차측에 유도된 전류 $i_{Dr}(t)/n$ 보다 충분히 커야지만 스위칭 소자 s_1 의 영전압 스위칭이 가능하게 된다.

각 모드(Mode)에서 살펴본 바와 같이 기존의 액티브 클램프 포워드 컨버터는 변압기 1차측 전류가 연속모드로 동작하였을 경우에 영전압 스위칭을 구현하기 위해서는 Mode3과 Mode4의 구간에서 보다 큰 자화전류(i_m)가 필요로 하기 때문에 변압기의 자화인덕턴스를 감소 시켜야 되는 것이다.



3.4 무손실 스너버 적용 액티브 클램프 파워드

무손실 스너버 적용 액티브 클램프 파워드 컨버터는 기존의 액티브 클램프 파워드 컨버터 변압기 2차측에 탭-인덕터, 스너버 커패시터(C_{s2}) 그리고 2개의 다이오드 (D_1 , D_2)로 구성된 무손실 스너버 회로가 적용된 컨버터로써, 부하전류와 무관하게 영전압 스위칭이 구현되며 다이오드 D_f 에 서지전압이 발생하지 않는 특징을 가지고 있다. 그림 3-14은 무손실 스너버를 적용한 액티브 클램프 파워드 컨버터 기본회로이고, 동작 파형은 다음 그림3-15에 있다.

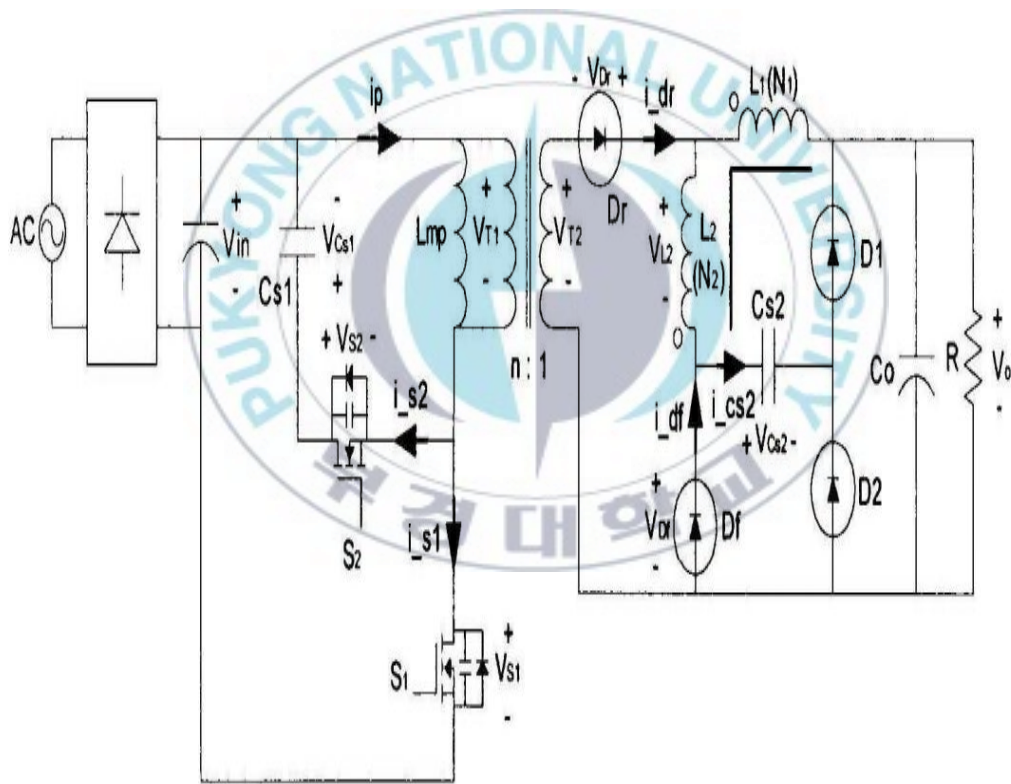


그림 3.14 무손실 스너버 적용 액티브 클램프 파워드 컨버터

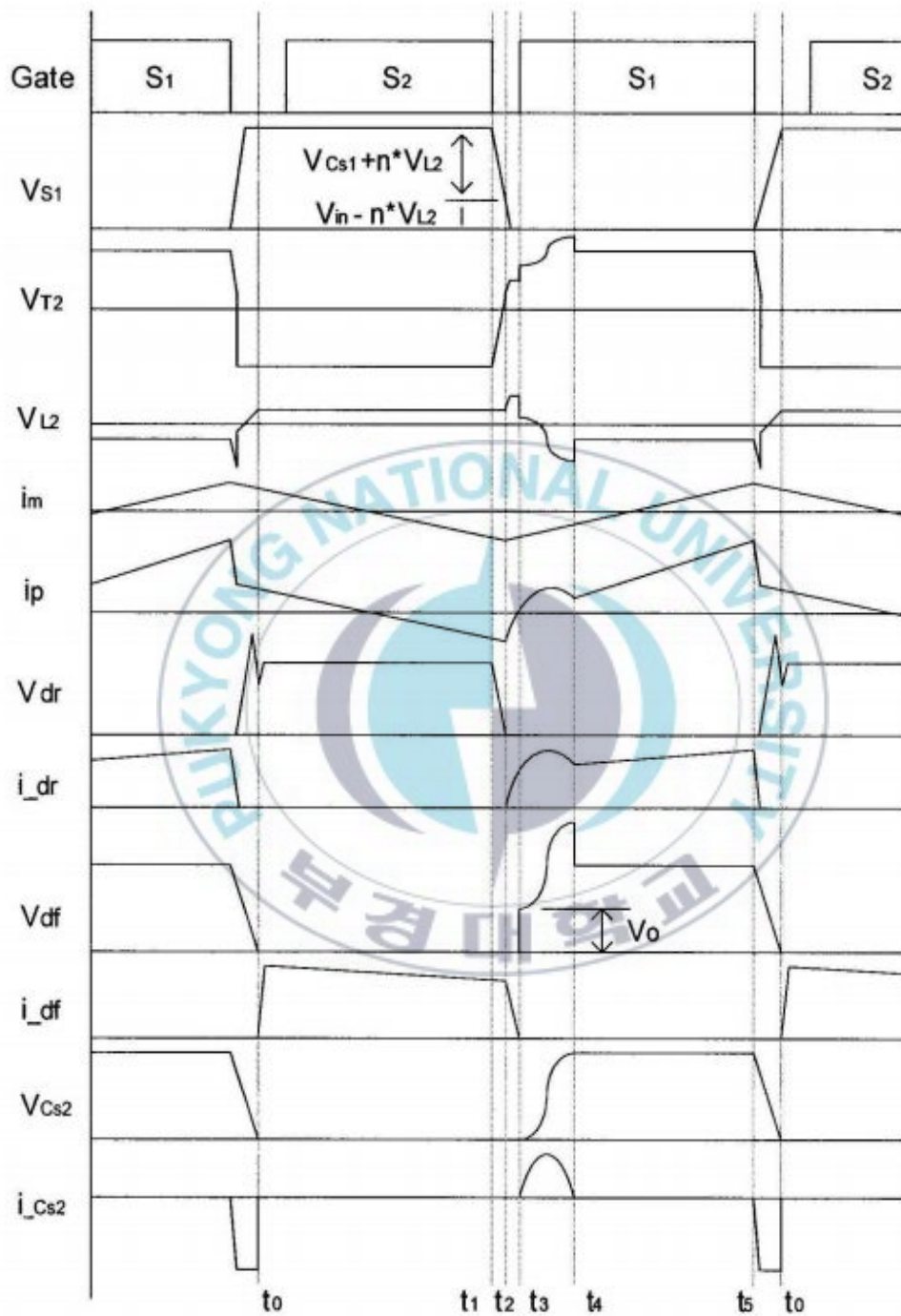
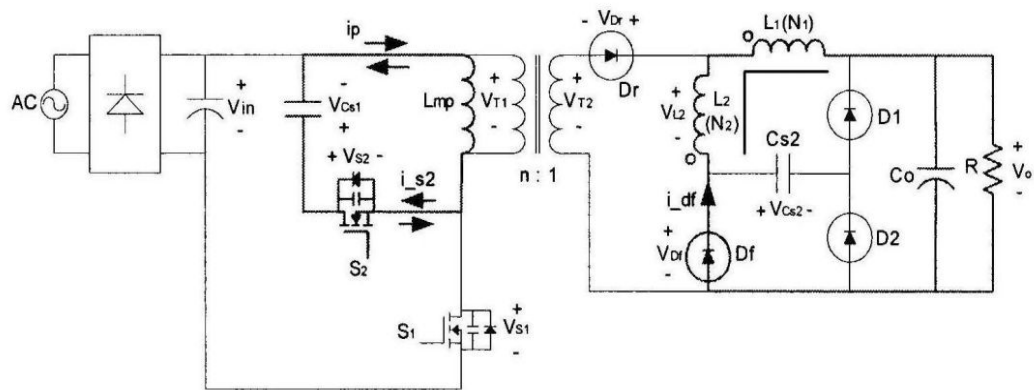
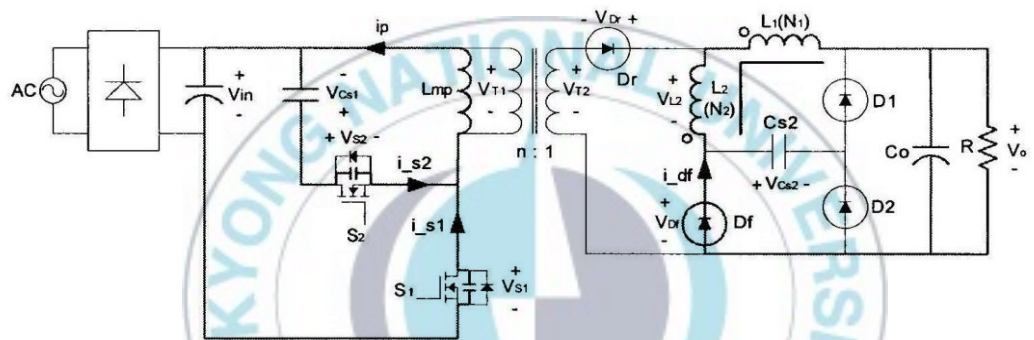


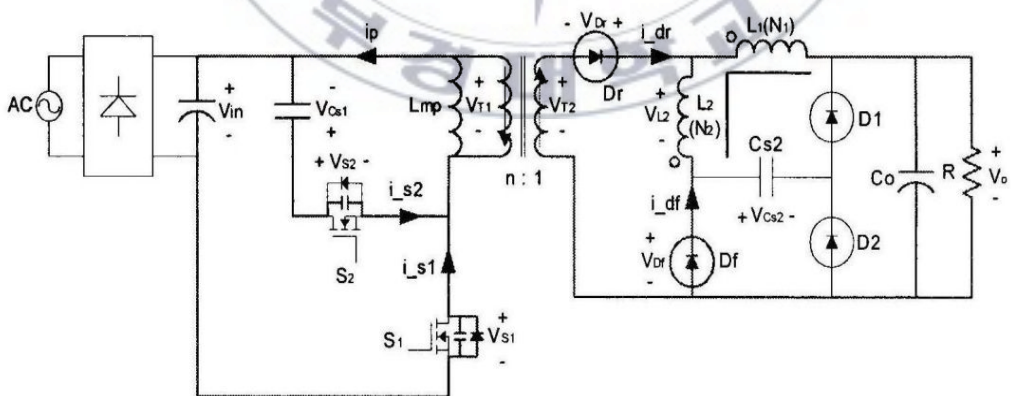
그림3-15 무손실 스너버 적용 액티브 클램프 파워드 컨버터의 동작파형



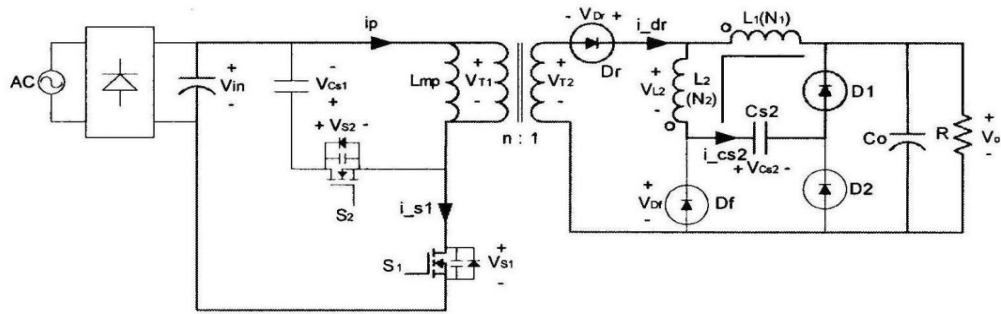
Mode1 ($t_0 \sim t_1$)



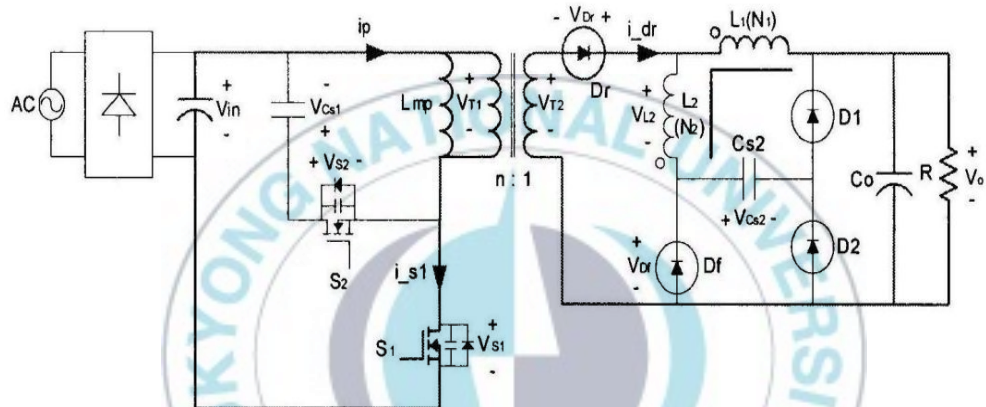
Mode2 ($t_1 \sim t_2$)



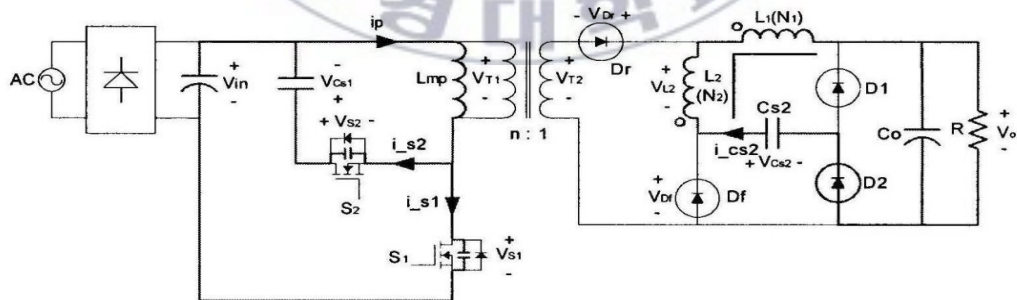
Mode3 ($t_2 \sim t_3$)



Mode4 ($t_3 \sim t_4$)



Mode5 ($t_4 \sim t_5$)



Mode6 ($t_5 \sim t_6$)

그림 3.16 무손실 스너버 적용 액티브 클램프 파워드 컨버터
모드별 동작

Mode 1($t_0 - t_1$) : 기존방식의 컨버터에서 설명한 바와 같이 변압기 1차측에서는 L_{mp} 와 C_{S1} 과 공진하고 있는 구간이며 s_2 가 영전압 턴-온하는 구간이다. 변압기 2차측에서는 C_{S2} 의 양단전압은 0V로 방전한 상태이며 부하전류는 탭-인덕터 L_1 과 L_2 를 그리고 i_{df} 를 통하여 환류 하고 있는 구간이다. 이 Mode1동안에 V_{L2} 의 양단에 인가된 전압은 탭-인덕터가 직렬로 연결되어 환류전류가 흐르는 형상이므로 출력전압의 크기에서 탭-인덕터의 턴수비로 분압된 전압이므로 식(3-26)과 같이 표현 할 수 있다.

$$V_{L2} = \frac{N_2}{N_1 + N_2} V_A \quad (3-26)$$

Mode 2($t_1 - t_2$) : t_1 시점에서 s_2 가 턴-오프 하게 되면 변압기의 1차측에서는 역의 방향으로 흐르던 자화전류(i_m)의 에너지에 의해서 s_2 의 출력커패시터에는 충전, s_1 의 출력커패시터에는 방전이 시작된다. 그리고 변압기의 2차측 전압(V_{T2})이 V_{L2} 의 전압과 같아지는 t_2 시점에서 다이오드 D_r 이 도통을 하고, 부하전류는 D_f 를 통하여 여전히 환류 하고 있는 상태이다.

여기서, $t_2 - t_1$ 의 시간은 제3장의 식(3-21)과 식(3-22)에 의하여 구할 수 있는데 기존의 액티브 클램프 포워드 컨버터와 다르게 변압기의 1차측 전압이 0V보다 높아지는 순간 다이오드 D_r 이 도통을 하는 것이 아니라 탭-인덕터 V_{L2} 의 전압이 변압기 1차측으로 반영된 전압(Reflect Voltage), 즉 nV_{L2} 보다 더 높아져야지만 다이오드 D_r 이 도통을 한다. 따라서 자화전류(i_m)에 의해서 스위칭 소자(s_1, s_2)의 출력커패시터 전압변동을 표현한 관계식(3-22)은 식(3-27)와 같이 다시 표현 할 수 있다.

$$\Delta V_{S1} = \Delta V_{S2} = V_{CS1} + nV_{L2} = \frac{1}{2C_{oss}} \frac{i_m}{2} (t_2 - t_1) \quad (3-27)$$

C_{oss} = Output capacitance of S_1 and S_2

여기서 V_{CS1} 에 식(3-17)을, V_{L2} 에 식(3-26)을 대입하여 전개하면 최종적으로 $t_2 - t_1$ 은 식(3-28)으로 정의된다.

$$t_2 - t_1 = 4C_{oss} \frac{L_{mp} n N_2 V_o}{(1-D)T_s (N_1 + N_2)} \quad (3-28)$$

단, $i_m(t_1) = i_m(t_2)$ 으로 가정.

t_2 시점에서 S_1 의 출력커패시터의 전압은 식(3-29)와 같다.

$$V_{S1}(t_2) = V_{IN} - nV_{L2} \quad (3-29)$$

Mode 3($t_2 - t_3$) : V_{T2} 의 전압이 탭-인덕터 V_{L2} 의 전압보다 높아지게 되면 V_{dr} 이 순방향 바이어스 되어 L_2 의 극성이 바뀌고 i_{df} 의 전류는 서서히 감소하게 되며 동시에 i_{dr} 의 전류는 서서히 증가하게 된다. 이때 i_{dr} 을 통하여 서서히 증가하는 전류는 변압기 1차측에 유기되지만, L_2 의 누설 인덕터 성분에 의하여 완만하게 전류가 상승하기 때문에 역의 방향으로 흐르는 자화전류(i_m)의 흐름에 큰 영향을 주지 못한다. 따라서 S_1 의 출력커패시터의 전압 V_{S1} 은 역의 방향으로 흐르는 자화전류(i_m)의 에너지에 의해서 0V로 완전히 방전하게 되며 이 모드는 끝이 난다.

Mode 4($t_3 - t_4$) : 0V로 완전히 방전한 t_3 시점에서 S_1 은 영전압 턴-온을 하게 되며, 변압기 2차측에서는 변압기와 탭-인덕터의 누설 인덕턴스와 C_{S2} 의 공진에 의하여 i_{dr}, L_2, C_{S2}, D_1 그리고 C_o 를 통하여 공진 전류가 흐르게 된다. 이때 D_1 이 도통되면서 V_{df} 에 V_o 가 인가되고 V_{T2} 전압과 V_o 의 전압의 차가 탭-인덕터 V_{L1} 의 양단에 인가된다.

$$V_{L1}(t_3) = V_{T2}(t_3) - V_o \quad (3-30)$$

$$V_{Df}(t_3) = V_o \quad (3-31)$$

$$V_{Cs2}(t_4) = 2[V_{L1}(t_3) + V_{L2}(t_3)] \quad (3-32)$$

$$V_{Df}(t_4) = V_o + V_{Cs2}(t_4) \quad (3-33)$$

Mode 5($t_4 - t_5$) : t_4 시점을 지나면서 다이오드 D_1 전류가 턴-오프 되고, D_1 과 D_2 는 각각 출력전압 전압(V_o)이 분압 된다. 따라서, $V_{Cs2}(t)$ 의 전압은 $V_{L1} + V_{L2} + V_o/2$ 의 전압으로 일정하게 유지되며, V_{df} 의 전압은 $V_{Cs2}(t) + V_o/2$ 의 전압으로 제한된다. 그리고 전류 i_{dr} 은 L_1 을 통하여 부하전류가 흐르고 있는 상태며, t_5 시점에서 S_1 이 턴-오

프 하게 되면 이 모드는 끝이 난다.

$$V_{Cs2}(t) = V_{L1} + V_{L2} + \frac{V_o}{2} \quad (3-34)$$

Mode 6($t_5 - t_0$) : s_1 이 턴-오프 하게 되면 V_{Cs2} 에 충전되었던 전압은 D_2, C_{S2}, L_2, L_1 그리고 C_o 를 통하여 부하로 방전하면서 이 모드는 끝이 난다.

위 동작설명 중 s_1 이 영전압 스위칭을 하기 위한 조건은 식(3-35)과 같으며, 식에서 의미하는 바와 같이 s_1 의 영전압 스위칭 조건은 t_1 시점에서의 자화전류(i_m)의 크기도 중요하지만, t_1 에서 t_2 의 지속 시간 역시 매우 중요하다. 따라서 $t_2 - t_1$ 의 시간동안 방전한 각 컨버터의 스위칭 소자 s_1 의 출력커패시터 전압을 표현한 식(3-25)과 식(3-29)을 비교하였을 경우(t_2 시점에서) 무손실 스너버 적용 액티브 클램프 포워드 컨버터의 스위칭 소자 양단 전압이 변압기 2차측의 탭-인덕터 V_{L2} 전압이 변압기 1차측으로 반영된 크기만큼 (nV_{L2})더 낮은 전압으로 방전을 하였다. 또한 제안된 무손실 스너버 적용 액티브 클램프 포워드 컨버터의 Mode3에서는 탭-인덕터 L_2 에 의하여 i_{dr} 의 전류가 완만하게 상승하므로 변압기의 1차측으로 유도된 전류 i_{dr}/n 은 변압기의 자화전류(i_m)로도 s_1 의 영전압 스위칭을 가능하게 한다.

$$V_{S1} \leq \frac{1}{2C_{oss}} \left(\int_{t_1}^{t_2} \frac{V_{IN}}{2L_{mp}} DT_s dt + \int_2^{t_3} i_m(t) dt \right) \quad (3-35)$$

3.5 두 스위치 인터리브 액티브 클램프 파워드 컨버터

그림 3-17는 두 개의 모듈 A와 B가 결합된 구조의 두 스위치 인터리브 액티브 클램프 파워드 컨버터를 나타낸다. 모듈 A는 변압기 T_a , 클램프 커패시터 C_1 , 주 스위치 Q_1 , 보조 스위치 Q_2 , 정류 다이오드 D_1 , 환류 다이오드 D_2 , 출력 인덕터 L_{o1} 으로 구성되어 있으며, 모듈 B는 변압기 T_b , 클램프 커패시터 C_2 , 주 스위치 Q_2 , 보조 스위치 Q_1 , 정류 다이오드 D_3 , 환류 다이오드 D_4 , 출력 인덕터 L_{o2} 로 구성되어 있다.

컨버터의 공진 커패시터 C_r 의 크기는 스위치 Q_1 과 Q_2 의 기생 커패시터와 변압기 1차권선의 기생 커패시터를 병렬 연결한 값을 기준으로 설계하였고, 변압기 T_a 와 T_b 의 1차측은 직렬로 연결되어 있고, 2차측은 병렬로 연결되어 있으며 출력 커패시터 C_o 는 공유되는 구조를 지니고 있다.

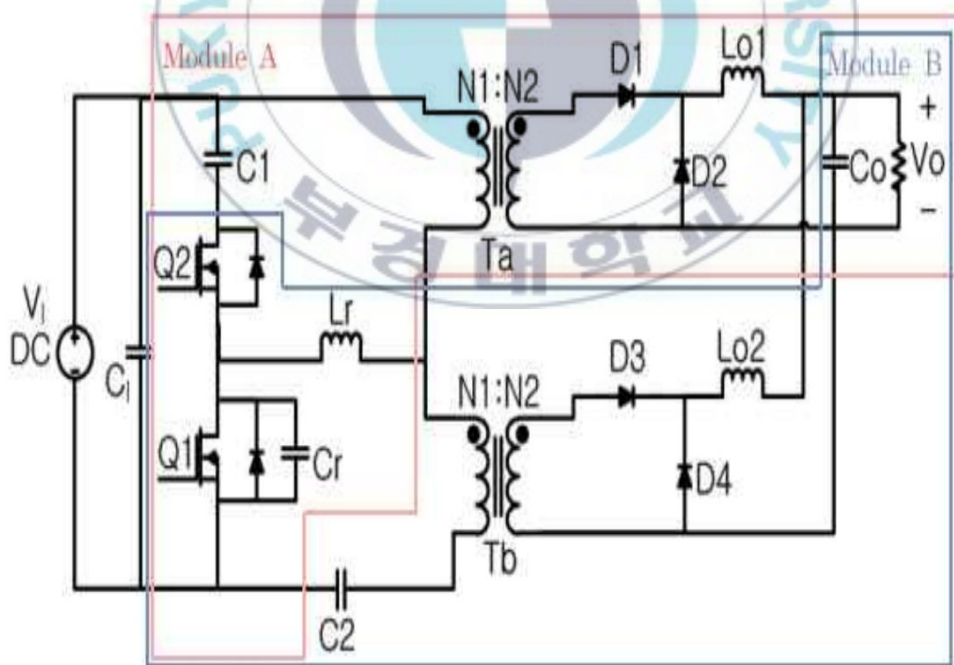


그림 3-17. 두 스위치 인터리브 액티브 클램프 파워드 컨버터

그림 3-18와 그림 3-19은 투 스위치 인터리브 액티브 클램프 포워드 컨버터의 모드별 동작 파형과 등가회로를 나타낸다.

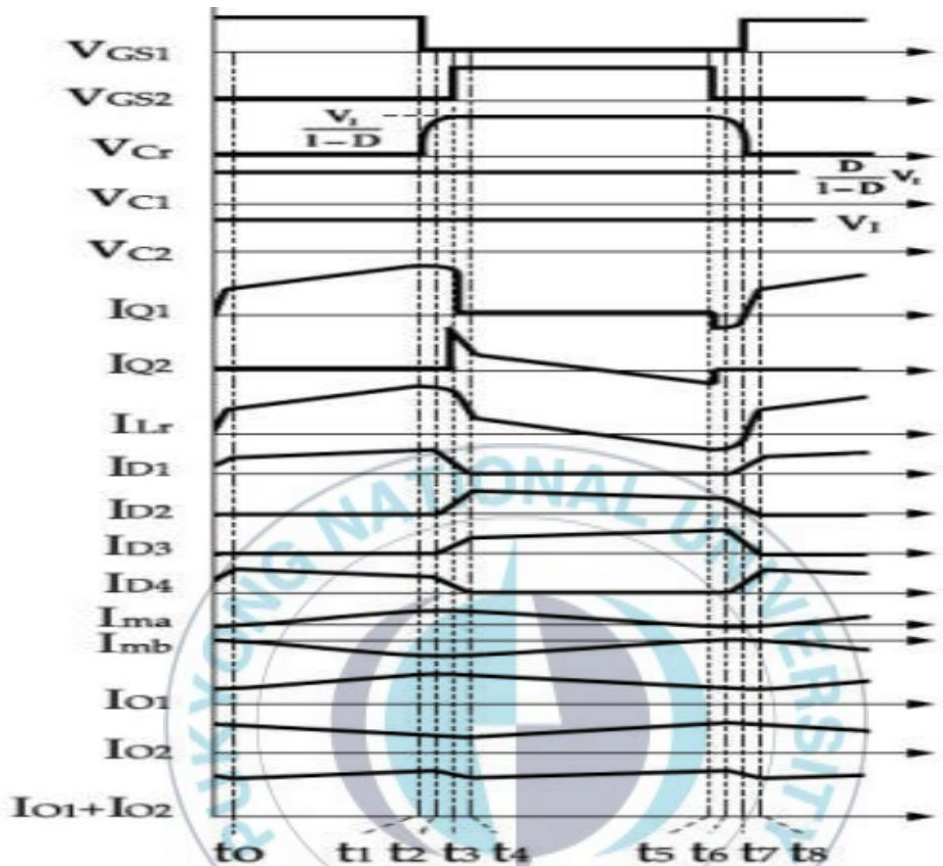


그림 3-18. 제안된 회로의 모드별 동작

모드별 정상상태 해석을 위해서 다음과 같이 가정한다.

- 모든 소자는 이상적이다.
- 스위치 양단의 전압 리플은 무시한다.
- 변압기 1,2차측의 누설 인덕터(L_{lk})는 무시한다.
- 클램프 커패시터인 C1과 C2는 공진 커패시터인 Cr보다 충분히 크다.
- 출력 인덕터(L_{o1} , L_{o2})와 출력 커패시터(C_o)는 충분히 커서 스위칭 기간에 출력전압은 일정하다.
- 컨버터는 변압기와 인덕터에서 전류 연속모드(CCM : Continuous Conduction Mode)로 동작한다.

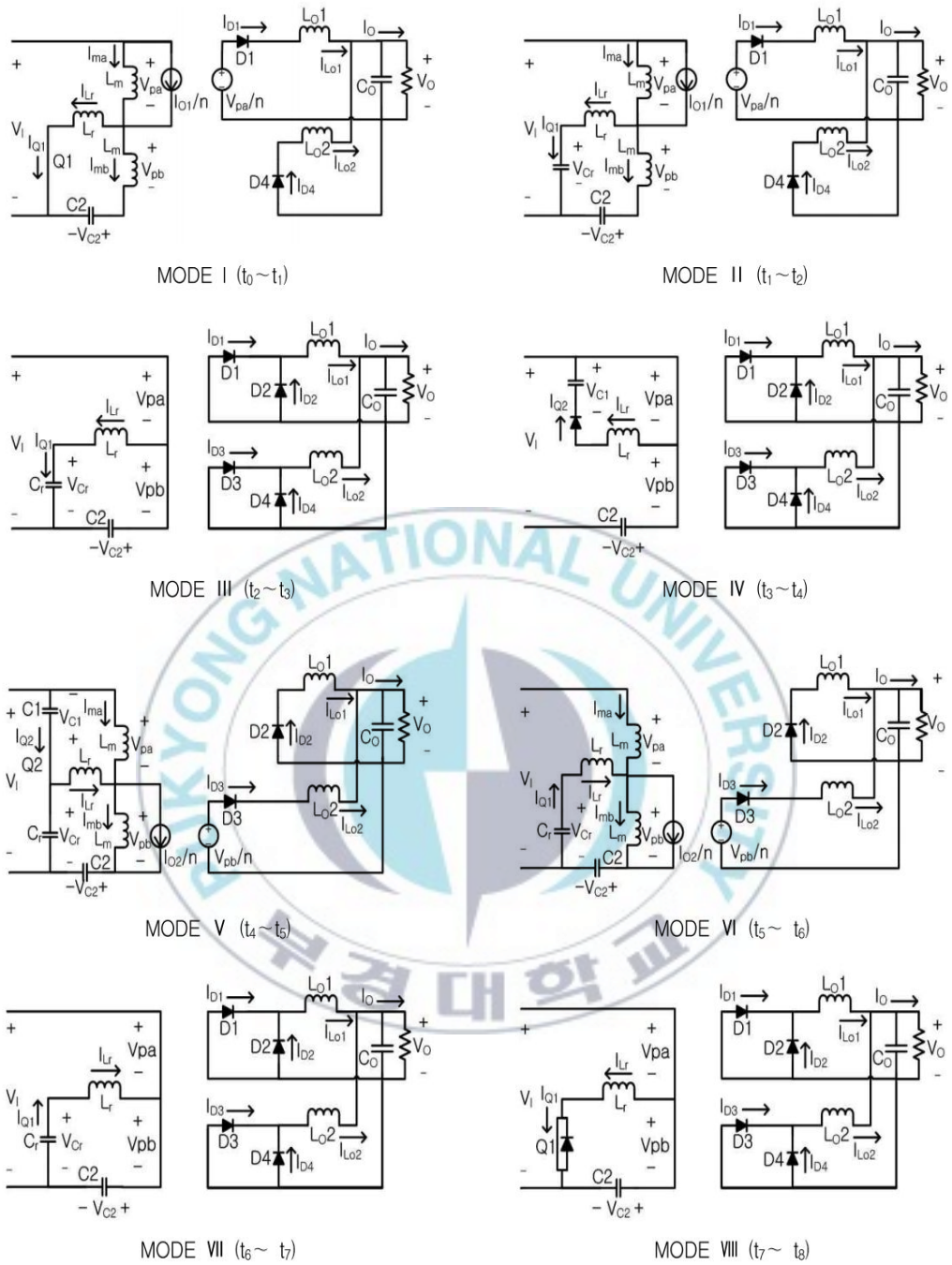


그림 3.19 두 스위치 인터리브 액티브 클램프 파워 컨버터
모드별 동작

- 모드 I : $t_0 \leq t \leq t_1$

스위치 Q1이 턴온시 모듈 A에서, 변압기 Ta의 1차측 전압 V_{pa} 는 입력전압 V_I 와 같아지므로, 자화전류 I_{ma} 는 선형적으로 증가하고, 입력 전력이 변압기 Ta를 통하여 출력측으로 전달된다. 모듈 B에서, 스위치 Q2는 턴오프 상태이며, 변압기 Tb의 1차측 전압 V_{pb} 는 $-V_{C2}$ (또는 $-V_I$)와 같아지므로, 자화전류 I_{mb} 는 선형적으로 감소한다. 따라서 출력 인덕터 Lo2에 저장되었던 에너지는 부하로 그 에너지를 방출하고, 환류 다이오드 D4를 통해 출력 I_o 의 절반 정도의 크기로 흐른다. 이 모드에서 공진 커패시터 전압 V_{Cr} 은 0이고, 공진 인덕터 전류 I_{Lr} 은 식 (3-36)과 같이 나타낼 수 있다.

$$I_{Lr}(t) = \frac{V_I}{L_r + \frac{L_m}{2}}(t - t_0) + I_{Lr}(t_0) \quad (3-36)$$

- 모드 II : $t_1 \leq t \leq t_2$

스위치 Q1과 Q2가 모두 턴오프되면, 공진 인덕터 전류 I_{Lr} 은 공진 커패시터 C_r 을 0에서부터 V_I 로 충전하고, 모듈 A와 모듈 B의 2차측은 모드 I과 동리한 동작을 유지한다.

이 모드에서 공진 커패시터 전압 V_{Cr} 과 공진 인덕터 전류 I_{Lr} 은 식 (3-37), (3-38)과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_{Cr}(t) = \frac{I_{Lr}(t_1)}{w_{r1}C_r} \sin w_{r1}(t - t_1) + V_I[1 - \cos w_{r1}(t - t_1)] \quad (3-37)$$

$$I_{Lr}(t) = w_{r1}C_r V_I \sin w_{r1}(t - t_1) + I_{Lr}(t_1) \cos w_{r1}(t - t_1) \quad (3-38)$$

$$\text{여기서, } w_{r1} = \sqrt{\frac{1}{(L_r + \frac{L_m}{2})C_r}}$$

공진 커패시터 전압 V_{Cr} 은 $t = t_2$ 에서 입력 전압 V_I 와 같아지며, 식 (3-37)을 통하여 Δt_{12} 는 식(3-39)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\Delta t_{12} = t_2 - t_1 = \frac{1}{w_{r1}} \tan^{-1} \left[\frac{w_{r1}C_r V_I}{I_{Lr}(t_1)} \right] \approx \frac{C_r V_I}{I_{Lr}(t_1)} \quad (3-39)$$

- 모드 III : $t_2 \leq t \leq t_3$

모드 II와 마찬가지로 스위치 Q1과 Q2가 턴오프시 공진 커패시터 전압 V_{Cr} 이 입력전압 V_I 와 같아지는 $t=t_2$ 에서 이 모드는 시작된다. 변압기 Ta의 1차측 전압 V_{pa} 와 변압기 Tb의 1차측 전압 V_{pb} 가 0으로 감소하므로, 정류 다이오드 D1과 환류 다이오드 D4를 통해 흐르는 전류는 선형적으로 감소하고, 환류 다이오드 D2와 정류 다이오드 D3를 통해 흐르는 전류는 선형적으로 증가한다. 이 모드에서 공진 커패시터 전압 V_{Cr} 과 공진 인덕터 전류 I_{Lr} 은 식 (3-40), (3-41)과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_{Cr}(t) = \frac{I_{Lr}(t_2)}{w_{r2}C_r} \sin w_{r2}(t-t_2) + V_I \quad (3-40)$$

$$I_{Lr}(t) = I_{Lr}(t_2) \cos w_{r2}(t-t_2) \quad (3-41)$$

$$\text{여기서, } w_{r2} = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$$

공진 커패시터 전압 V_{Cr} 이 입력 전압 V_I 와 클램프 커패시터 C1의 전압 V_{C1} 의 합과 같아지는 $t=t_3$ 에서 이 모드는 끝나며, 식 (3-41)을 통하여 Δt_{23} 은 식(3-42)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\Delta t_{23} = t_3 - t_2 = \frac{1}{w_{r2}} \sin^{-1} \left[\frac{w_{r2} C_r D V_I}{(1-D) I_{Lr}(t_2)} \right] \approx \frac{C_r D V_I}{(1-D) I_{Lr}(t_2)} \quad (3-42)$$

스위치 Q2가 영전압 스위칭 동작을 하기 위해서 공진 인덕터 L_r 에 저장된 초기 에너지가 공진 커패시터 C_r 에 충전되는 에너지는 식 (3-43)과 같이 나타낼 수 있으며, 영전압 스위칭 조건을 식 (3-44)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{1}{2} L_r I_{Lr}^2(t_2) \geq \frac{1}{2} C_r [(V_I + V_{C1})^2 - V_I^2] \quad (3-43)$$

$$L_r \geq \frac{D(2-D)C_r V_I^2}{(1-D)^2 I_{Lr}^2(t_2)} \quad (3-44)$$

- 모드 IV : $t_3 \leq t \leq t_4$

스위치 Q2가 턴온시 이 모드는 시작되며, 공진 커패시터 전압 V_{Cr} 은 $(V_I + V_{C1})$ 으로 유지된다. 공진 인덕터 전류 I_{Lr} 은 스위치 Q2의 역 병력 다이오드를 통해 흐르며, 클램프 커패시터 C1을 충전시킨다. 공진 인덕터 전류 I_{Lr} 은 선형적으로 감소한다. 모듈 A에서 정류 다이오드 D1에 흐르는 전류 I_{D1} 은 선형적으로 감소하고, 환류 다이오드 D2에 흐르는 전류 I_{D2} 는 선형적으로 증가하며, 모듈B에서는 정류 다이오드 D3에 흐르는 전류 I_{D3} 은 선형적으로 증가하고, 환류 다이오드 D4에 흐르는 전류 I_{D4} 는 선형적으로 감소한다. 이 모드에서 공진 인덕터 전류 I_{Lr} 은 식 (3-45)와 같이 나타낼 수 있다.

$$I_{Lr}(t) = -\frac{DV_I}{(1-D)L_r}(t-t_3) + I_{Lr}(t_3) \quad (3-45)$$

- 모드 V : $t_4 \leq t \leq t_5$

모듈 A에서 변압기 Ta의 1차측 전압 V_{pa} 는 $-V_{C1}$ 과 거의 같아지며, 자화전류 I_{ma} 는 선형적으로 감소한다. 다이오드 D1을 통해 흐르는 전류 I_{D1} 은 0으로 감소하고, 출력 인덕터 전류 I_{Lo2} 는 정류 다이오드 D3을 통해 출력전류 I_o 의 절반 정도의 크기로 흐른다. 변압기 Tb의 1차측 전압 V_{pb} 는 V_{C1} 과 같아지며, 자화 전류 I_{mb} 는 선형적으로 증가한다. 입력 전력은 변압기 Tb를 통해 출력측으로 전달되며, 이 모드에서, 공진 커패시터 전압 V_{Cr} 은 $(V_I + V_{C1})$ 을 유지하며, 공진 인덕터 전류 I_{Lr} 은 식 (3-46)과 같이 나타낼 수 있다.

$$I_{Lr}(t) = -\frac{DV_I}{(L_r + \frac{L_m}{2})}(t-t_4) + I_{Lr}(t_4) \quad (3-46)$$

이 모드에서 공진 인덕터 전류의 극성이 변하며, 스위치 Q2는 영전압 스위칭 동작을 하게 된다.

- 모드 VI : $t_5 \leq t \leq t_6$

스위치 Q1과 Q2가 모두 턴오프되면, 공진 커패시터 전압 V_{Cr} 은 $(V_I + V_{C1})$ 에서 V_I 로 저장된 에너지를 방출한다. 모듈 A에서, 변압기 Ta의 1차측 전압 V_{pa} 의 크기는 $(V_I - V_{C1})$ 과 같고, 이때 변압기 2차측 전압은 음(-)이므로 정류 다이오드 D1은 역바이어스가 된다. 출력 인덕터 전류 I_{Lo1} 은 출력전류 I_o 의 절반 정도의 크기로, 환류 다이오드 D2를 통해 흐른다. 모듈 B에서, 변압기 Tb의 크기로, 환류 다이오드 D2를 통해 흐른다. 모듈B에서, 변압기 Tb의 1차측 전압 V_{pb} 는 양(+)으로, 그 크기는 $(V_{Cr} - V_I)$ 과 같으며, 이때 환류 다이오드 D4는 역 바이어스 된다. 출력 인덕터 전류 I_{Lo2} 는 출력전류 I_o 의 절반 크기로, 정류 다이오드 D3을 통해 흐른다.



제 4장 제안된 스너버 회로

제안된 클램프 회로는 그림 4.1와 같이 기존의 LC 스너버 회로에 제3의 권선 N_T 와 다이오드 D_3 로 구성되는 플라이백 출력을 추가하는 구조이다. 대부분의 자화 인덕터 에너지는 플라이백 출력으로 보내고 클램프 커패시터는 누설 인덕터 에너지만 흡수하므로 클램프 전압은 감소한다. 입력전압과 피크 클램프 전압의 합인 스위치 양단의 피크 전압도 감소하여 사용되는 MOSFET의 내압이 적어도 된다. 즉, 내부저항이 적은 MOSFET 소자를 사용하면 스위치 도통 손실을 줄일 수 있다. 또한 클램프 전압이 감소하여 LC 스너버 회로에서 환류하는 전류가 감소하게 되어 회로의 도통 손실도 적어진다. 따라서, 제안된 클램프 회로를 사용한 파워드 컨버터는 기존의 무손실 LC 스너버를 사용한 파워드 컨버터에 비해 주 스위치의 전압 스트레스가 감소하고 전력 변환 효율이 향상된다.

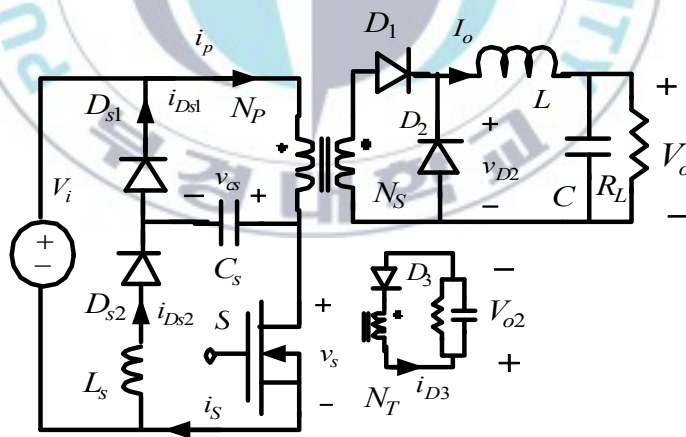


그림 4.1 제안된 파워드 컨버터 회로

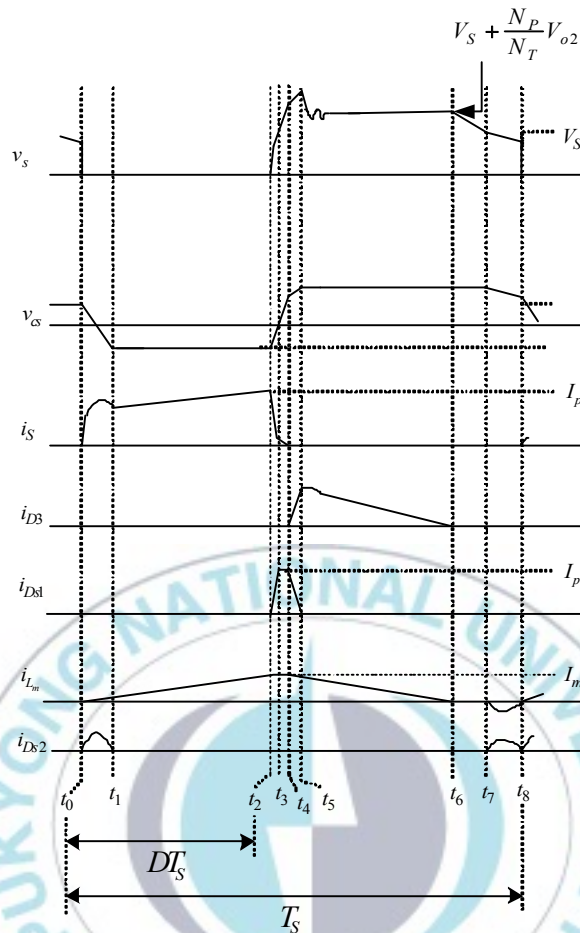


그림 4.2 제안된 파워드 컨버터 회로의 주요 파형

제안된 파워드 컨버터의 정상 상태 동작 모드해석을 위해 다음과 같이 가정을 한다:

- 모든 스위치는 이상적이다.
- 출력 전압 리플은 무시할 수 있다.
- 파워드 컨버터 동작은 연속 전류에서 동작하고, 플라이백 동작은 불연속 전류모드 이다.

제안된 회로의 정상상태 동작은 다음과 같이 기술할 수 있다.

Interval 1 (t_0 - t_1): t_0 에서 스위치 S가 영전류에서 턴온한다. 트랜스포머 1차는 입력전압으로 클램프되고 D_1 은 순방향 전압이 인가되어 도통된다. L전류는 증가하는 D_1 전류와 감소하는 D_2 전류를 형

성하는 Mode 1을 거쳐 Mode 2에서는 오로지 D_1 을 통해 흐른다. $L_S C_S$ 스너버는 공진을 하고 스너버 커패시터 전압 V_{CS} 는 극성이 양에서 음으로 반전된다. t_1 에서 공진 전류 i_{Ds2} 가 0이 되어 Mode 2가 끝난다.

Interval 2 (t_1-t_2): Mode 3는 통상적인 포워드 컨버터의 도통구간에 해당한다. 자화전류와 스위치 전류는 선형적으로 증가한다.

Interval 3 (t_2-t_3): t_2 에서 스위치에 턴오프 신호가 인가되면 Mode 4가 된다. Mode 4에서 스위치는 준 영전압에서 턴오프 되고, 부하 전류는 스위치 출력 커패시터와 병렬로 연결된 스너버 커패시터 C_S 를 통해 흐른다. 스위치 양단 전압은 상승하고, v_{cs} 가 충전 전류에 의해 음의 값에서 점차 증가하여 t_3 에서 0에 도달하면 Mode 5가 된다.

Interval 4 (t_3-t_4): t_3 에서 v_{cs} 가 0에 도달하면 D_2 가 도통을 시작하여 D_1 전류는 점차 감소하고 D_2 전류는 증가하는 등가 회로가 Mode 5이다. D_1 전류가 0에 도달하면 Mode 6가 시작되어 L전류는 D_2 로 흐른다. v_{cs} 전방이 점차 증가하여 $\frac{N_P}{N_T} V_{o2}$ 에 도달하면 D_3 가 도통되어 Mode 7이 시작된다.

Interval 5 (t_4-t_5): Mode 7에서 누설 인덕터 전류는 C_S 에 충전되면서 점차 감소하고, 자화 인덕터 전류는 D_{s1} 에서 점차 D_3 를 통해 흐른다. 누설 인덕터 전류가 0이되면 Mode 8이 된다.

Interval 6 (t_5-t_6): Mode 8에서 자화 전류가 오로지 D_3 를 통해 흐르므로 자화 에너지가 플라이백 출력으로 전달된다. i_{D3} 는 전형적인 플라이백 컨버터의 불연속 모드 전류와 같다. Mode 8에서 스위치 전압 v_s 는 $V_i + \frac{N_P}{N_T} V_{o2}$ 에 클램프 된다. 자화 인덕터 전류가 점차 감소하여 t_6 에서 0에 도달하면 Mode 9이 된다.

Interval 7 (t_6-t_7): $V_i + \frac{N_P}{N_T} V_{o2}$ 로 충전된 스위치 출력 커패시터가 $L_m - L_{l1} - V_i$ 회로를 통해 방전되어 스위치 전압 v_s 는 감소한다. v_s 전압이 v_{cs} 에 도달하면 Mode10이 시작된다.

Interval 8 (t_7-t_8): Mode10에서 C_s 전압의 방전이 발생한다. $\frac{N_P}{N_T} V_{o2}$ 가 V_i 보다 작으면 C_s 전압의 방전은 발생하지 않아 Mode 10은 없다. 스위치의 게이트에 턴온 신호가 가해지면 다음 주기가 시작된다.

플라이백 출력이 없는 경우, 스위치 양단의 피크 전압은 다음과 같다.

$$V_{S(peak)} = V_i + \sqrt{\frac{L_m}{C_s} I_M^2 + \frac{L_{l1} + n^2 L_{l2}}{C_s} I_P^2} \quad (4-1)$$

여기서, V_i 는 입력전압, I_m 은 피크 자화 전류, I_P 는 피크 스위치 전류, 권선비 n 은 $\frac{N_P}{N_S}$ 이다. 플라이백 출력이 있는 경우, 스위치 양단의 피크 전압은 다음과 같이 클램프된다.

$$V_{S(peak)} = V_i + \frac{N_P}{N_T} V_{o2} \quad (4-2)$$

부하 전류가 매우 큰 경우, 누설 인덕터에 저장된 에너지에 의한 C_s 의 충전 전압이 제3 권선에 의한 클램프 전압보다 크면 스위치 양단의 피크 전압은 다음과 같이 결정된다.

$$V_{S(peak)} = V_i + \sqrt{\frac{L_{l1} + n^2 L_{l2}}{C_s} I_P^2} \quad (4-3)$$

누설 인덕터 값이 적은 경우 보통 부하에서 스위치 양단의 피크 전압은 식(4-2)에 의해 결정된다.

컨버터의 스위치 이용률(Switch utilization)은 다음과 같이 정의된다.

$$U(D) = \frac{P_o}{V_{S(peak)} I_S} \quad (4-4)$$

포워드 컨버터의 출력은 다음과 같다.

$$P_o = \frac{DV_i}{n} I_o \quad (4-5)$$

스위치 실효 전류 I_S 는 다음과 같다.

$$I_S = I_o \sqrt{D}/n$$

(4-2), (4-5), (4-6)을 (4-4)에 대입하면 다음과 같다.

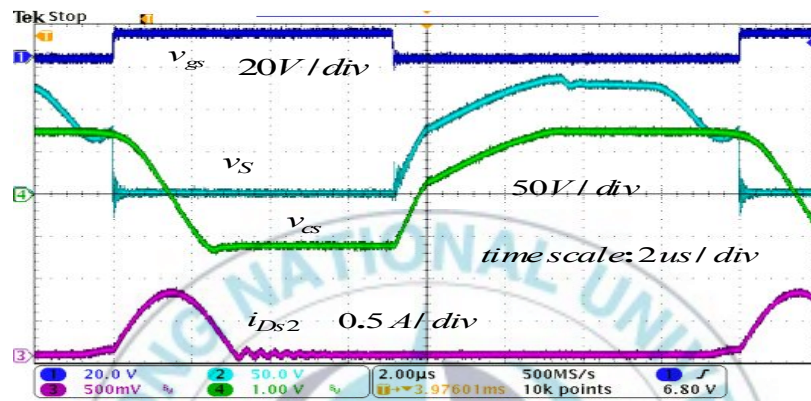
$$P_o = \frac{DV_i}{n} I_o \quad (4-6)$$

영전압 턴오프를 위해 클램프 전압을 V_i 로 한다면, 스위치 이용률 식(4-7)은 다음과 같다.

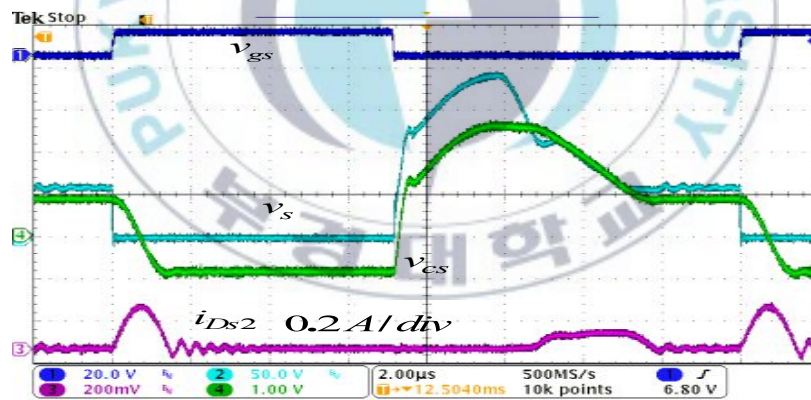
$$U(D) = 0.5 \sqrt{D} \quad (4-7)$$

위의 식은 $\frac{N_T}{N_S} = D$ 일 때 얻어지고, 트랜스포머 자화전류 리셋을 위해 시비율 D 는 0.5보다 작게 동작시킨다. 스위치 이용률은 $D=0.5$ 일 때 최대 0.353이 얻어진다. 기존의 회로에서 계산한 기존의 LC 스너버만 사용한 최대 스위치 이용률 0.251보다 크게 개선됨을 알 수 있다.

제안된 포워드 컨버터의 유용성을 확인하기 위하여 프로토타입 컨버터 회로 ($V_{o2} = V_o$)를 구성하였다. 컨버터의 사양은 다음과 같다:
 $V_i = 60\text{ V}$, $V_o = 12\text{ V}$, $I_o = 0.5 \sim 4.5\text{ A}$, $f_s = 62.5\text{ kHz}$, $N_p = 16T$, $N_s = 8T$,
 $D_{s1} = D_{s2} = \text{DSE112-06A}$, $D_1 = D_2 = D_3 = \text{MBR2045WT}$, $L = 335\text{ }\mu\text{H}$, $L_s = 95\text{ }\mu\text{H}$,
 $L_m = 920\text{ }\mu\text{H}$, $L_{l1} + n^2 L_{l2} = 5\text{ }\mu\text{H}$, $C = 100\text{ }\mu\text{H}$.

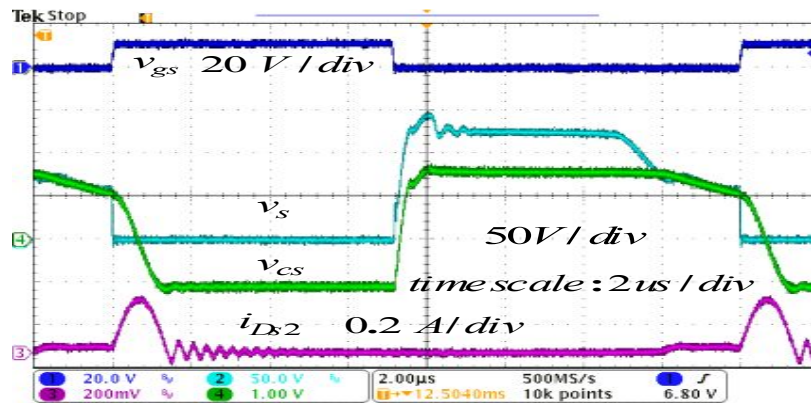


(a) $C_s = 10\text{ nF}$



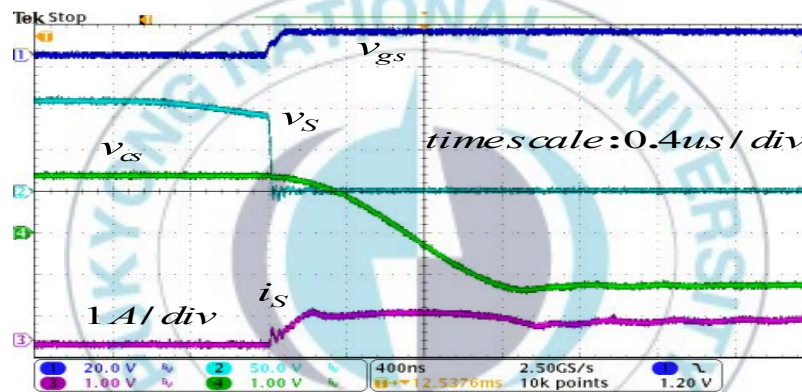
(b) $C_s = 2\text{ nF}$

그림 4.3 클램프가 없는 경우 실험 파형

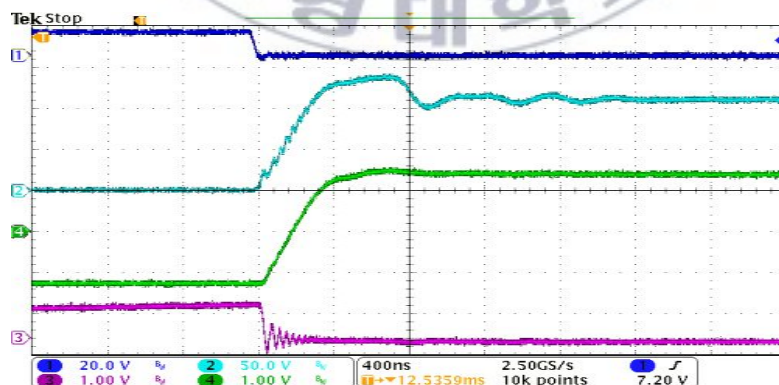


$$N_T = 3$$

그림 4.4 클램프 회로가 있는 경우 실험 파형 ($C_s = 2\text{ nF}$)



(a)



(b)

그림 4.5 제안된 파워드 컨버터의 스위칭 순간의 주요 파형
(a) 영전류 턴-온 (b) 영전압 턴-오프 ($C_s = 2\text{ nF}$)

그림 4.3은 N_T-D_3 를 연결하지 않고 에서 측정한 파형으로 $C_s = 10\text{ nF}$ 일때 스위치 전압은 150 V 미만으로 제한되고 있으나 순환 전류가 크고, $C_s = 2\text{ nF}$ 일때 최대 스위치 양단 전압은 190 V를 초과하고 있다.

그림 4.4는 같은 조건에서 N_T-D_3 를 연결한 파형으로 $I_o = 1.3\text{ A}$ 로 최대 스위치 양단 전압은 150 V 미만에 제한되고 있다. C_s 양단의 클램프 전압을 입력 전압 V_i 로 하기 위해 $N_T/N_S = D$ 로 설계하여야 한다. $N_T/8T = 0.43$ 로 설계하면, $N_T = 3.44T$ 가 된다. N_T 를 3으로 하여 실험한 파형을 측정하였다. 순환 전류 i_{Ds2} 는 클램프를 연결할 때 현저하게 감소한다. 그림 4.5는 턴온 및 턴오프 순간의 파형이다. 주 스위치가 영전류에서 턴온되고 준 영전압에서 턴오프됨을 보여준다.



제 5장 결론

기존의 LC스너버를 가진 포워드 컨버터는 트랜스포머 누설 인덕터와 자화 인덕터에 축적된 에너지를 스너버 커패시터가 모두 흡수함으로써 주 스위치 양단 전압 스트레스의 상승을 초래한다. 이 전압 상승을 억제하기 위해 상대적으로 큰 스너버 커패시터는 큰 순환 전류를 발생시켜 도통 손실의 증가 요인이 된다.

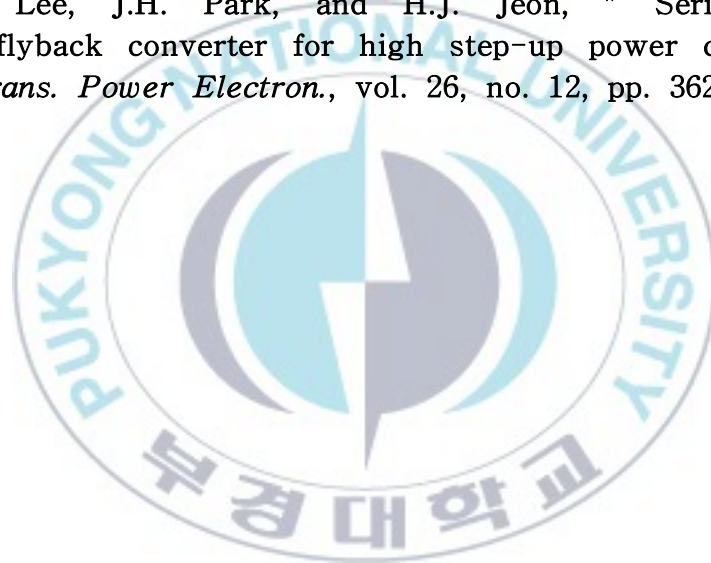
기존의 LC스너버에 플라이백 출력을 갖는 포워드 컨버터를 제안하였다. 제안된 포워드 컨버터의 특징은 다음과 같이 요약할 수 있다.

- 기존의 LC 스너버에 $N_T - D_3$ 만 추가하였다,
- 플라이백 출력을 통해 자화 인덕터에 축적된 에너지를 출력으로 직접 보냄으로써 순환전류가 적다,
- 감소된 순환 전류와 영전류 턴온 및 준영전압 턴오프 특성으로 인해 효율이 향상되었다,
- 기존의 LC 스너버에 비해 작은 스너버 커패시터를 사용할 수 있다,
- 기존의 LC스너버를 가진 포워드 컨버터에 비해 내압이 적은 주 스위치를 사용할 수 있다.

참고문헌

- [1] S.J. Finney, B.W. Williams, and T.C. Green, " RCD snubber revisited, " *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol.32, no. 1, pp. 155-160, Jan./Feb. 1996.
- [2] M. Dome and R. Redl, "Non-dissipative turnoff snubber in a forward converter: analysis and design procedure, and experimental verification, " in *Proc. PCI*, 1985, pp. 54-68.
- [3] T. Ninomiya, T. Tanaka, and K. Harada, " Analysis and optimization of a nondissipative LC turn-off snubber, " *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 3, no. 2, pp. 147 - 156, Apr. 1988.
- [4] T. Tanaka, T. Ninomiya, and K. Harada, " Design of a nondissipative turn-off snubber in a forward converter, " in *Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, 1988, pp. 789-796.
- [5] M. Jinno, "Efficiency improvement for SR forward converters with LC snubber, " *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 16, no. 6, pp. 812 - 820, Nov. 2001.
- [6] Q.M. Li, F.C. Lee, and M.M. Jovanovic, " Large-signal transient analysis of forward converter with active-clamp reset , " *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 17, no. 1, pp. 15 - 24, Jan. 2002.
- [7] S.S. Lee, S.W. Choi, and G.W. Moon, " High-efficiency active-clamp forward converter with transient current build-up(TCB) ZVT technique, " *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 1, pp. 310 - 318, Feb. 2007.
- [8] M. Jinno, P.Y. Chen, and K.C. Lin, " An efficient active LC snubber for forward converters, " *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 6, pp. 812 - 820, Jun. 2009.
- [9] A. Abramovictz, T. Cheng, and K. Smedley, " Analysis and design of forward converter with energy regenerative snubber, " *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 3, pp. 667 - 676, Mar. 2010.
- [10] B. Brakus, " Square against sine: the future of high frequency power conversion, " in *Proc. IEEE INTELEC Conf.*, 1992, pp. 66-73.
- [11] C.H.G. Treviso, A.A. Pereira, V.J. Farias, J.B. Vieira, Jr., and L.C. de Freitas, " A 1.5 kW operation with 90 % efficiency of a two transistors forward converter with non-dissipative snubber, " in *Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, May 1998, pp.17-22.

- [12] 김 만고, "Two-transistor 파워드 컨버터에서 소프트 스위칭 기법의 손실 분석", 전력전자학회 논문지, 제6권, 제5호, pp. 453-459, 2001.
- [13] M.G. Kim and Y.S. Jung, " An improved two-switch flyback converter with regenerative clamping, " *International J. of Electronics*, vol. 98, no. 2, pp. 147-160, Feb. 2011.
- [14] 김만고, 이건용, 정영석, 김남호, 황용연, " 파워드 컨버터를 위한 스너버 회로에 관한 고찰, " *전력전자 학술대회 논문집*, 2014, pp. 15-16.
- [15] H.E. Tacca, "Single-switch two-output flyback-forward converter operation, " *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 13, no. 5, pp. 903-911, Sept. 1998.
- [16] H.E. Tacca, " Power factor correction using merged flyback-forward converters, " *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 15, no. 4, pp. 585-594, Jul. 2000.
- [17] J.H. Lee, J.H. Park, and H.J. Jeon, " Series-connected forward-flyback converter for high step-up power conversion, " *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 12, pp. 3629-3641, Dec. 2011.



감사의 글

대학원을 진학한지가 엇 그제 같은데.. 벌써 졸업논문을 쓰다니, 정말 시간이 빠른 것 같습니다.

직장생활을 하면서도 무사히 논문을 마칠 수 있었던 것은 부족한 저를 끝까지 이끌어 주시고 지난 대학원 생활 2년 동안 무지한 저를 세상이 원하는 사람으로 바로 새우고자 바쁘신 시간을 쪼개시어 항상 아낌없이 지도해 주신 김민고 교수님 덕분이라고 생각합니다. 충심으로 감사드립니다. 그리고 석사과정 동안 부족한 저를 격려와 지도와 함께 지켜봐주신 김남호 교수님, 황용연 교수님들께 감사드립니다.

직장을 다니면서 대학원 과정을 잘 졸업할 수 있도록 배려해주신 이낙준 학장님과 김대경 부장님에게도 감사드립니다. 그리고 바쁜 업무 중에도 자기 일처럼 적극적으로 도와준 직장선배 윤종욱 선생님과 옆에서 많이 챙겨주신 박진우 선생님에게도 감사드립니다.

오늘이 있기까지 언제나 묵묵히 깊은 사랑과 헌신으로 용기와 희망을 주신 아버지, 어머니께 깊은 감사를 드리고 몸과 마음이 건강한 동생에게도 감사의 말을 전합니다. 끝으로 저가 아는 모든 분께 감사의 마음을 전하며 앞으로도 말은 바 포기하지 않고 열심히 사는 사람이 되겠습니다.

2014년 12월

이건용 올림