



저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

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

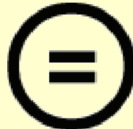
다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



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](#)

工學碩士學位論文

양방향 PWM Sepic/Zeta DC-DC 컨버터 설계



2009年 2月

釜慶大學校大學院

電氣工學科

李聖朝

工學碩士學位論文

양방향 PWM Sepic/Zeta DC-DC 컨버터 설계

指導教授 金 仁 東

이 論文을 工學碩士 學位論文으로 提出함.



2009年 2月

釜慶大學校大學院

電氣工學科

李 聖 朝

李聖朝의 工學碩士 學位論文을 認准함.

2009年 2月



主 審 工學博士 金 榮 鶴 (印)

委 員 工學博士 魯 義 哲 (印)

委 員 工學博士 金 仁 東 (印)

목 차

Abstract	iii
1. 서 론	1
2. 기존의 양방향 DC/DC 컨버터의 비교 및 검토	5
2.1 양방향 Buck/Boost DC/DC 컨버터	5
2.2 양방향 Buck-Boost DC/DC 컨버터	7
2.3 양방향 Flyback DC/DC 컨버터	8
2.4 양방향 Full Bridge / Half Bridge DC/DC 컨버터	10
3. 제안한 양방향 PWM Sepic/Zeta 컨버터	12
4. 양방향 PWM Sepic/Zeta 컨버터의 설계	16
5. 시뮬레이션	22
5.1 시뮬레이션 실험	22
5.2 Sepic Mode	23
5.3 Zeta Mode	25
5.4 양방향 전력전달	27

6. 결 론	34
참고문헌	35
감사의 글	37
그림 목차	48
표 목 차	40



Design of Bidirectional PWM Sepic/Zeta DC-DC Converter

sung jo Lee

*Department of Electrical Engineering, The Graduate School,
Pukyong National University*

Abstract

This paper proposes a new bidirectional Sepic/Zeta converter. The proposed converter have such advantages as low conduction loss due to synchronous rectifier operation and possible PWM operation. Because of positive and buck/boost-like DC voltage transfer function ($M=d/1-d$), the proposed converter is very desirable for use in distributed power system. Due to their ability to reverse the direction of flow of power, they are being increasingly used in many applications such as battery charger/dischargers, dc uninterruptible power supplies, electrical vehicle motor drives, aerospace power systems, telecom power supplies, etc. The proposed converter also has a transformer version that could be used in the actual application to need the useful galvanic isolation. The characteristics of the proposed method were proved through computer simulations in this paper.

1. 서 론

양방향 DC/DC 컨버터(Bidirectional DC/DC converter)는 그림 1-1과 같이 두 개의 전원 사이에 양방향으로 전력의 흐름을 허용하는 컨버터이다. DC/DC 컨버터는 대개 컨버터 양단의 전원 전압의 극성은 변하지 않고 그대로 유지하면서 양방향으로 전력의 흐름을 제어하기 위해 전류의 방향을 양방향으로 제어한다. 최근 양방향 DC/DC 컨버터를 필요로 하는 응용분야가 점차 증가하고 있으며 배터리 충전기(Battery charger/discharger)[1-2], DC UPS(DC uninterruptible power supply), 인공위성 전력시스템(Aerospace power systems), 전기자동차용 전동기 드라이브(motor drives) 등에 널리 쓰인다.

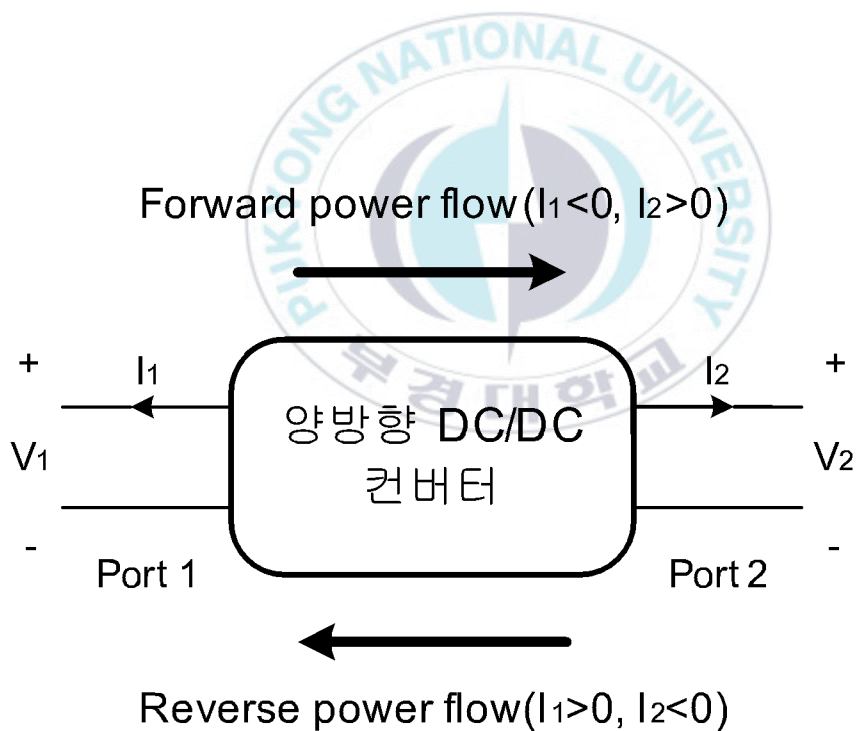


그림 1-1 양방향 DC/DC 컨버터

배터리 충전기의 경우에는 충전할 때 배터리로의 충전전압과 충전전류를 제어해야 하며, 충전된 배터리 전압을 이용할 경우에는 출력전압을 원하는 값으로 제어해야 한다. 이러한 경우에 단방향 컨버터로만 구현하면 각 방향으로 한 개씩의 단방향 DC/DC 컨버터가 필요하고, 모두 2개의 컨버터가 필요하나 양방향 DC/DC 컨버터를 사용하면 시스템을 단순화시킬 수 있어 시스템의 크기와 부피를 줄일 수 있다.

정전이나 새그/스웰(Sag/Swell)등과 같은 불량 전원에 대비하여 의료 기기나 컴퓨터 설비와 같은 정밀 전기 기기의 전원 품질을 확보하기 위해 지금까지 주로 AC UPS를 사용하여 왔다. AC UPS는 AC 전원으로부터 전원을 공급받아 다시 전력품질이 향상된 AC 전압을 출력한다. 전기 기기는 AC UPS로부터의 전압을 공급받아 기기 내의 SMPS를 통해 DC 제어 전원으로 변환한 후 부하에 공급한다. 전원부를 이와 같이 구성할 시 부피가 크고 효율이 나쁘며 비용이 많이 드는 문제점이 있다. 이와 같은 문제점을 해결하기 위해 UPS와 SMPS를 결합한 그림 1-2와 같은 DC UPS가 여러 논문에서 보고되었다. 이와 같은 DC UPS의 경우 DC 버스와 배터리를 인터페이스하기 위해 양방향으로 전력흐름이 가능한 양방향 DC/DC 컨버터를 필요로 한다.

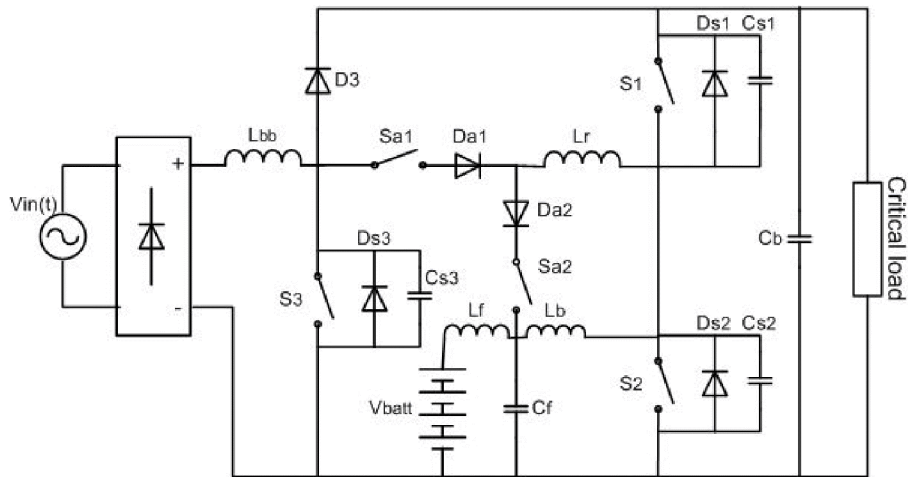


그림 1-2 양방향 Buck/Boost 컨버터를 사용한 DC UPS

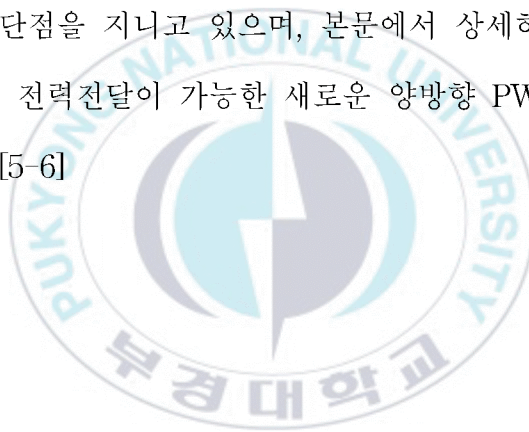
인공위성의 전력시스템은 대개 태양에너지를 공급받아 태양전지를 통해 부하에 사용한다. 이와 같은 전력 시스템에 있어서 태양전지는 직전 공통버스에 연결되며, 배터리는 배터리 충전기(Battery charger/discharger)를 통해 공통버스에 연결되어 있다. 공통버스의 전압제어는 배터리 충전기를 통한 배터리로의 전력흐름제어를 통해 제어한다. 인공위성의 전력시스템도 역시 배터리 충전기 구현을 위해 양방향 DC/DC 컨버터를 필요로 한다.

위의 여러 경우처럼 시스템의 단순화, 경량화, 효율향상, 성능향상을 위해 양방향으로 전력제어가 가능한 DC/DC 컨버터가 필요하며, 지금까지 제안된 양방향 DC/DC 컨버터를 열거하면 표 1-1과 같다.

표 1-1 양방향 전력제어가 가능한 DC/DC 컨버터의 종류

	종 류
1	양방향 Buck/Boost DC/DC 컨버터
2	양방향 Flyback DC/DC 컨버터[4]
3	양방향 Half bridge DC/DC 컨버터[1]
4	양방향 Full bridge DC/DC 컨버터[2]
5	양방향 quasi-resonant DC/DC 컨버터[3]

이들 컨버터는 각각 장단점을 지니고 있으며, 본문에서 상세히 비교 검토하려 한다. 또한 양방향으로 전력전달이 가능한 새로운 양방향 PWM Sepic/Zeta 컨버터를 제안하려 한다.[5-6]



2. 기존의 양방향 DC/DC 컨버터의 비교 및 검토

2.1 양방향 Buck/Boost DC/DC 컨버터

그림 2-1(a)는 배터리 충전기로 사용되고 있는 양방향 Buck/Boost DC/DC

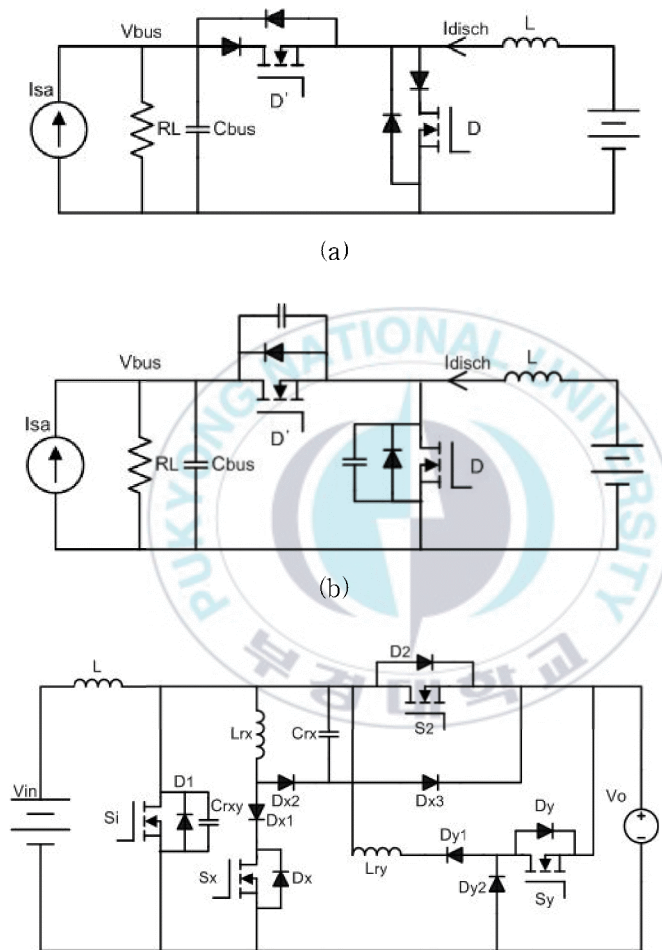


그림 2-1 양방향 Buck/Boost DC/DC 컨버터 (a) Hard switching, (b) Zero voltage switching(ZVS), (c) Zero voltage transition(ZVT)

컨버터를 보이고 있다. Boost 작동 시 PWM 동작하는 D 스위치와 Buck 동작 시 PWM 동작을 하는 D' 스위치로 구성되어 있다. 회로의 동작을 보면 전원 버스(V_{bus})로부터 배터리(V_{batt})로의 충전동작 모드에서 양방향 컨버터는 Buck 컨버터로 작동한다. 즉 D 스위치는 오프되어 있고, D' 스위치는 PWM 제어되어 배터리의 충전전압과 충전전류를 제어한다. 방전동작 시에는 양방향 컨버터는 Boost 컨버터로 동작한다. 이 회로는 하드 스위칭으로 인해 효율이 나쁘고, 반도체 개수가 많으며, 인덕터 L이 큰 단점을 지니고 있다. 이와 같은 단점을 해결하기 위해 그림 2-1(b)와 같은 영전압 스위칭 회로가 보고되었다. 이 회로는 인덕턴스 값을 감소시켜 L에 흐르는 전류를 반대 극성까지 변화시키므로 반도체 소자와 병렬 연결된 C와 결합하여 영 전압 스위칭을 가능하게 하였다. 이로 인하여 시스템의 주파수를 증가시켰으며, 그림 2-1(a)에 비해 소자의 스위칭 손실과 크기를 감소시켰다. 그러나 입력단과 출력단의 전류리플이 크므로, 반도체 스위칭 소자와 입출력단의 커패시터의 전류 스트레스와 도통손실이 큰 단점을 지니고 있다. 이와 같은 단점을 해결하기 위해 그림 2-1(c)와 같은 Zero voltage transition 양방향 컨버터가 보고되었다. 이 컨버터는 앞의 두 컨버터의 장점을 결합하여 스위칭 손실과 소자의 스트레스와 도통손실을 동시에 감소시킨 컨버터이다. 그러나 ZVT 동작을 위해 많은 추가적인 소자를 필요로 한다.

2.2 양방향 Buck-Boost DC/DC 컨버터

그림 2-2는 양방향 Buck-Boost DC/DC 컨버터를 보이고 있다. 이 컨버터는 step down 컨버터와 step up 컨버터의 종속 연결로 구성되어 있다. 전력(전류) 흐름의 각 방향에 대해 출력전압(V_{dc})은 입력전압(V_b)보다 작게 뿐만 아니라 크게도 제어 할 수 있다. 그림 1-3과 같은 Axial flux PM 드라이브에 사용 시 그림 2-2에서 표시한 전류 방향은 역행(Motoring) 시의 전류방향이 다. 제동 시 운동 에너지를 전원으로 회생시키는 경우 전류(전력)의 방향은 반대이다. 전류의 각 방향에 대해 양방향 Buck-boost 컨버터의 동작을 제어 하기 위한 스위치의 동작 상태는 표 2-1과 같다. 표에서 'switching'은 해당 모드에서 관련 스위치가 일정 스위칭 주파수에서 가변 듀티제어 되고 있는 상태를 표시하고 있다. 또한 'on' 혹은 'off'는 해당 모드에서 관련 스위치가 계속 온 상태에 있거나 오프 상태를 유지하는 것을 표시하고 있다. 이 컨버터는 출력전압의 제어범위가 입력전압의 크기보다 작은 경우 뿐 만 아니라 큰

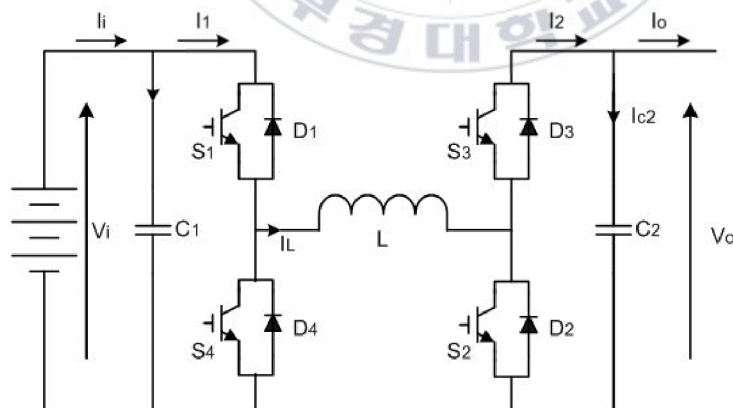


그림 2-2 양방향 Buck-boost DC/DC 컨버터

표 2-2 양방향 Buck-boost DC/DC 컨버터의 동작모드

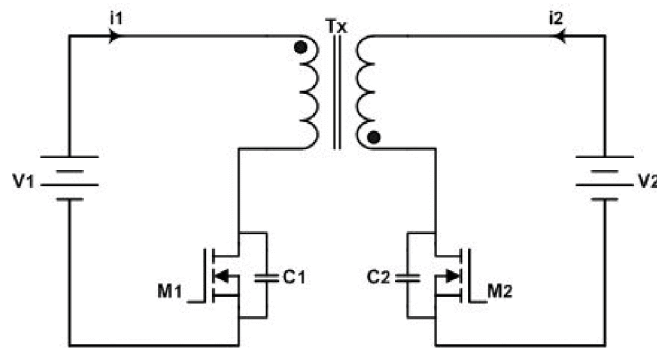
동작 모드	S1	S2	S3	S4
Motoring (step down)	switching	off	off	off
Motoring (step up)	on	switching	off	off
Braking (step down)	off	off	switching	off
Braking (step up)	off	off	on	switching

경우까지 포함하는 넓은 제어 범위를 갖는 특징을 지니고 있다. 이와 같은 컨버터의 응용 예는 Axial flux PM 전동기 드라이브를 필요로 하는 전기자동차 분야이다.

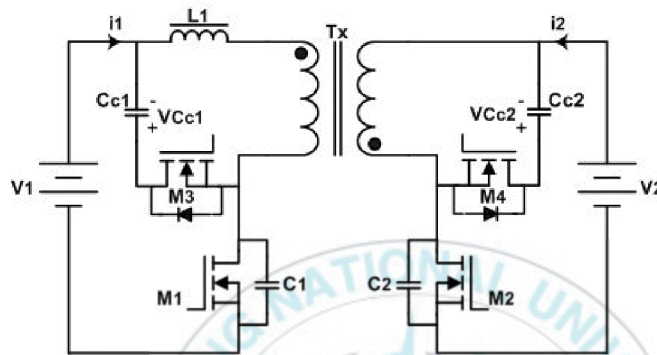
그러나 많은 소자를 필요로 하며, 입력단과 출력단사이의 전기적 절연이 필요한 경우에는 사용이 곤란하다.

2.3 양방향 Flyback DC/DC 컨버터

그림 2-3과 같은 양방향 Flyback 컨버터는 회로의 단순함과 양방향 전력 제어의 용이함 때문에 저전력 응용에서 많은 관심을 갖는 컨버터로서 일정 주파수 PWM제어, 낮은 비용, 적은 부품수, 빠른 과도 상태와 같은 좋은 특성을 지니고 있다. 그러나 그림 2-3(a)과 같은 Flyback 컨버터는 Hard switching 때문에 높은 전압 스트레스와 전류 스트레스를 갖고 있다. 이와 같은 문제점을 해결하기 위해 그림 2-3(b)과 같은 능동 클램프 양방향 플라이



(a)



(b)

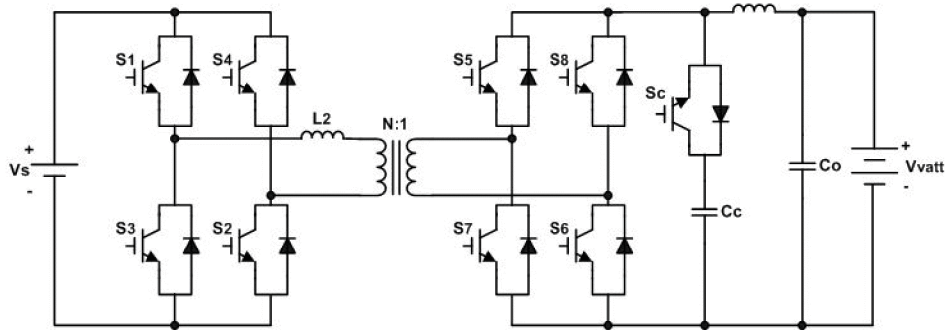
그림 2-3 양방향 Flyback 컨버터 (a) Hard switching,
(b) Zero voltage switching

백 컨버터(Actively clamped bidirectional flyback converter)가 보고되었다. 이 양방향 컨버터는 일정주파수에서 PWM제어가 가능하며, 항상 연속 전류모드에서 작동한다. 컨버터 내의 모든 스위칭 소자는 영전압 스위칭 특성을 지니고 있다. 또한 변압기의 누설 인덕턴스에 트랩된 에너지는 리사이클되며, 스위치의 스트레스는 최소화된다. 저전력 DC UPS에 적당한 컨버터이다.

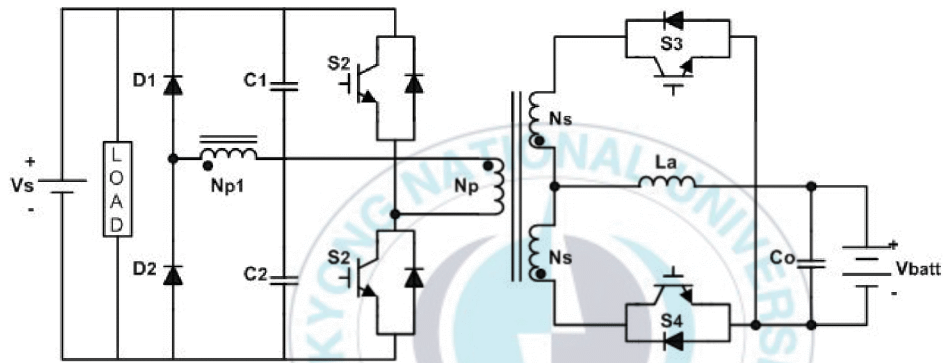
2.4 양방향 Full Bridge / Half Bridge DC/DC 컨버터

그림 2-4는 양방향 Full Bridge 와 Half Birdge DC/DC 컨버터를 보이고 있다. 고압측의 컨버터는 전압원 컨버터(Voltage-fed converter)이며, 저압측 컨버터는 전류원 컨버터(Current-fed converter)로 되어 있다. 고압측과 저압측 사이에 전기적 절연을 위해 가운데 절연 변압기가 있다. Half bridge DC/DC 컨버터는 저전력 응용에 주로 쓰이며, Full bridge DC/DC 컨버터는 상대적으로 대전력 응용에 쓰인다. 작동 모드는 크게 두 모드 즉 포워드/충전 모드와 백업/전류원 모드로 나눌 수 있다. 포워드/충전 모드에서는 전압원 컨버터의 스위칭 소자만 스위치하며, 전류원 컨버터에서의 스위칭 소자는 오프되어 있으며 다이오드만 동작한다. 전체적인 동작은 Buck 동작과 유사하다. 백업/전류원 모드에서는 전류원 컨버터의 스위칭 소자만 스위치하며, 전압원 컨버터에서의 스위칭 소자는 오프 되어 있으며 다이오드만 동작한다.

전체적인 동작은 Boost 동작과 유사하다. Full bridge 양방향 컨버터의 경우 사용 소자의 숫자는 많으며, 전류원 컨버터의 스위치 전압 스트레스는 매우 크다.



(a) 양방향 Full Bridge DC/DC 컨버터



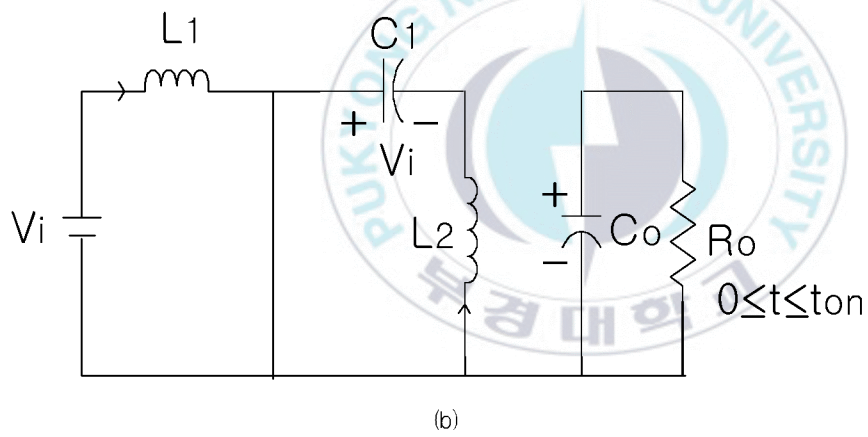
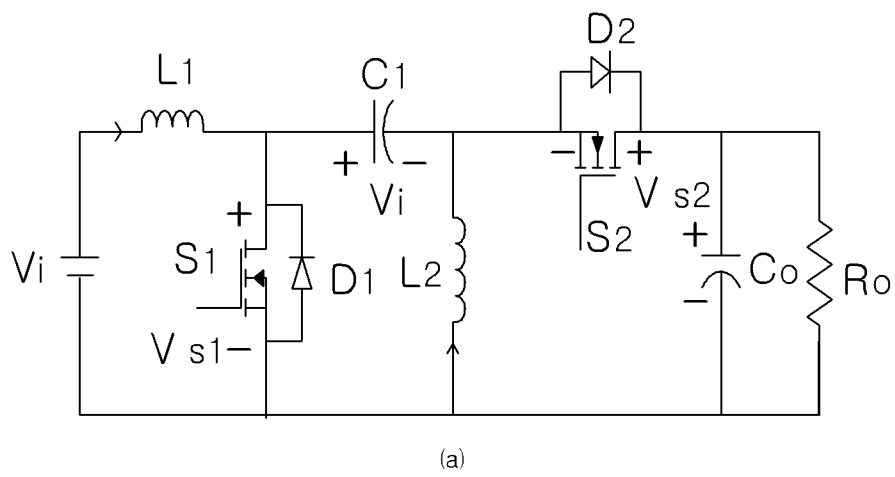
(b) 양방향 Half Bridge DC/DC 컨버터

그림 2-4 양방향 Full/Half bridge DC/DC 컨버터

3. 제안한 양방향 PWM Sepic/Zeta 컨버터

본 논문에서 제안하는 양방향 Sepic/Zeta 컨버터는 그림 3-1(a)와 같다. 전력의 흐름이 V_i 에서 V_o 로의 방향인 즉 순방향인 경우 L_1 과 L_2 에는 양의 전류가 흐르며, 작동 스위치는 S_1 과 D_2 이다. S_1 이 ON 일 때의 등가회로는 그림 3-1(b)와 같으며, S_1 이 OFF 일 때의 등가회로는 그림 3-1(c)와 같다. 전력의 흐름이 순방향일 때의 각부분의 파형은 그림 3-2(a)와 같으며, 이때의 동작은 Sepic 컨버터의 동작과 등가이다. 또한 전력흐름이 역방향인 경우 즉 V_o 에서 V_i 로의 방향인 경우, L_1 과 L_2 에는 음의 전류가 흐르며, 작동 스위치는 S_2 과 D_1 이다. S_2 이 ON 일 때의 등가회로는 그림 3-1(c)와 같으며, S_2 이 OFF 일 때의 등가회로는 그림 3-1(b)와 같다. 이 때의 각부분의 파형은 그림 3-2(b)와 같으며, 이때의 동작은 Zeta 컨버터의 동작과 등가이다.

본 논문에서 제안하는 양방향 Sepic/Zeta 컨버터는 PWM제어 가능한 컨버터로서 입력과 출력전압의 극성이 같은 비반전 컨버터의 특징을 지니며, DC 전압의 전달함수가 양방향으로 같이 $M=D/(1-D)$ 이다. 이는 분산전력시스템의 응용에 바람직한 특성으로 이용될 수 있다. 또한 그림 10과 같은 Transformer version이 존재하므로 입력과 출력사이에 전기적 절연을 필요로 하는 실제 응용에 유효하게 사용할 수 있다.



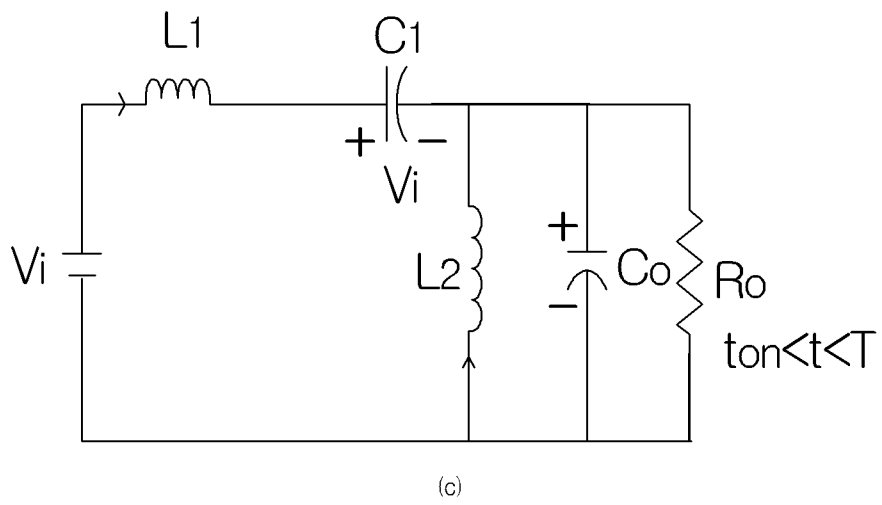


그림 3-1 (a) 제안한 양방향 Sepic/Zeta 컨버터, (b) T_{on} 동안의 등가회로, (c) T_{off} 동안의 등가회로



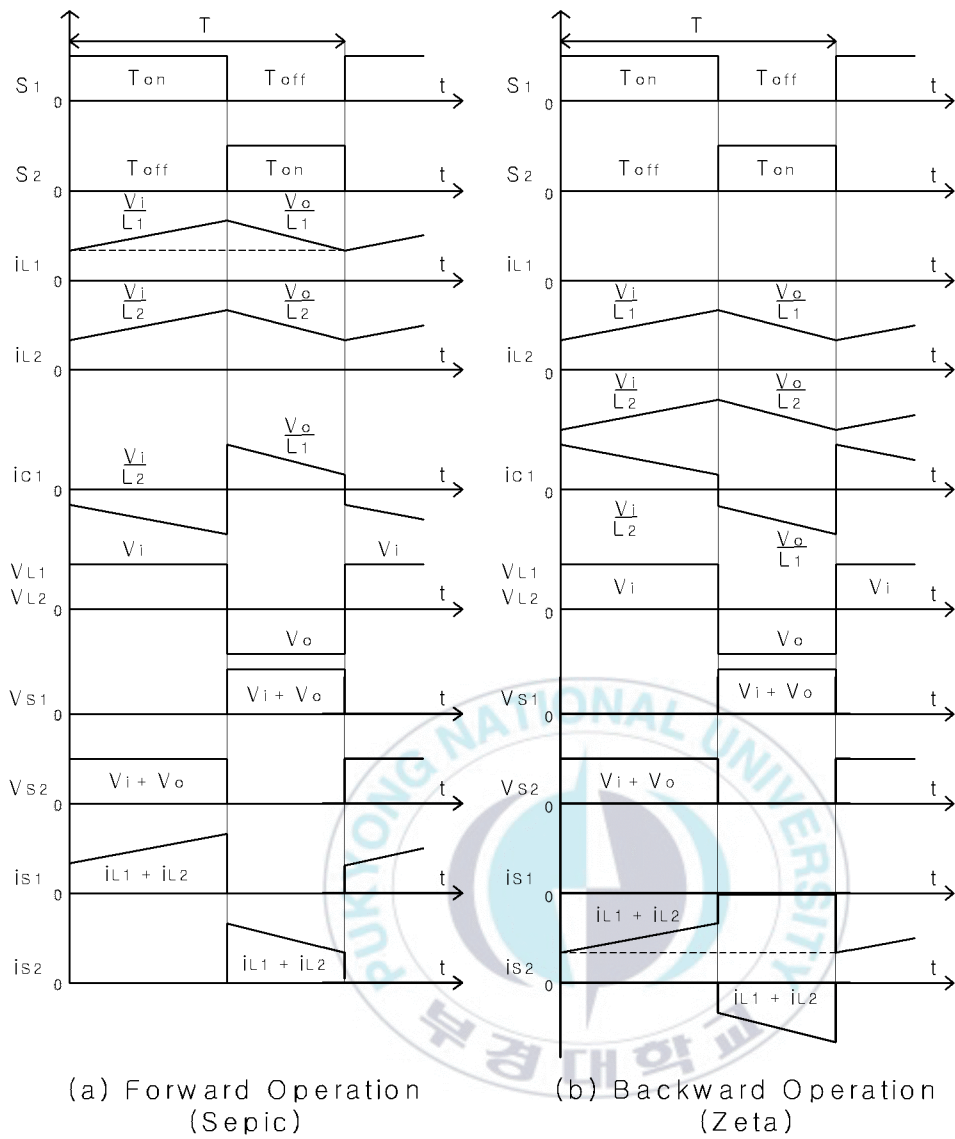


그림 3-2 제안한 양방향 Sepic/Zeta 컨버터의 각 부분의 파형

4. 양방향 PWM Sepic/Zeta 컨버터의 설계

제안한 양방향 PWM Sepic/Zeta 컨버터의 실험적 구현과 실제 응용 시 필요한 설계 가이드 라인을 제시하기 위해 다음과 같은 사양을 사용하여 프로토타입을 설계하고자 한다. 설계하려는 컨버터의 전력용량은 1[kVA]이며, 스위칭 주파수는 가청 소음을 고려하여 40[kHz]로 한다. 입력단 전압은 40[V] - 60[V]의 전압 변동 범위를 지니며 출력단 전압은 100[V]로 일정하게 제어한다.

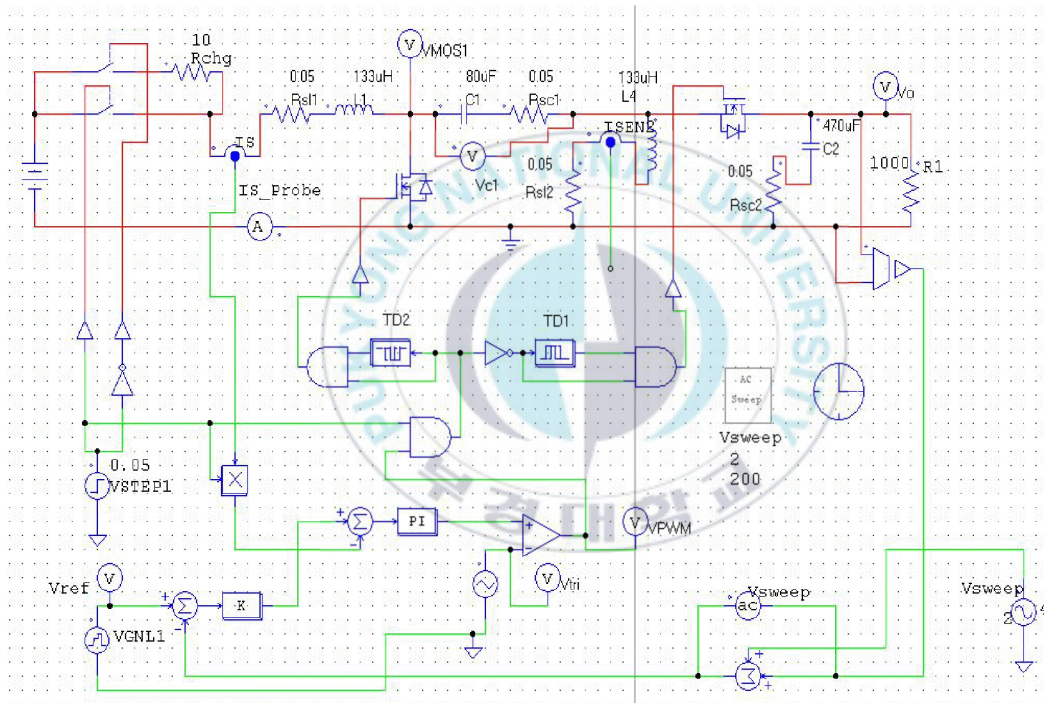


그림 4-1 실제 시뮬레이션 PSIM 회로도

제안한 양방향 PWM Sepic/Zeta 컨버터는 하드 스위칭 양방향 PWM Sepic/Zeta 컨버터로서 전체적인 PWM 동작을 하므로, 정상상태에서 L_1 과 L_2 에 걸리는 전압의 평균값은 '0' 이므로

$$V_i = V_{c1} \quad (4-1)$$

가 설립한다. S_1 이 도통 되어 있는 시간을 T_{on} 이라 하고 스위칭 주기를 T 라 하면 Duty Cycle d 는 $d = T_{on}/T$ 로 정의된다. 한편 L_2 에 걸리는 전압은 T_{on} 일 때 V_i 이며 T_{off} 일 때 V_o 이다. 정상상태에서 T_{on} 일 때 L_2 의 자속 증가분과 T_{off} 일 때 자속 감소분은 같으므로

$$dV_i = V_o(1 - d) \quad (4-2)$$

따라서, 양방향 PWM Sepic/Zeta 컨버터의 전압 변환비 V_o/V_i 는

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{d}{1 - d} \quad (4-3)$$

또한 정상상태에서 입력단과 출력단의 전력 균형에 의해서

$$V_i \cdot I_{L1} = V_o \cdot I_o \cdot L_1 \quad (4-4)$$

따라서

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{I_{L1}}{I_o} \quad (4-5)$$

식 (4-3),(4-4)에 의해

$$\frac{I_{L1}}{I_o} = \frac{d}{1-d} \quad (4-6)$$

한편 S_2 가 ON일 때 I_{L1} 과 I_{L2} 전류가 출력측으로 흐르므로

$$I_o = (I_{L1} + I_{L2})(1-d) \quad (4-7)$$

식 (4-6)와 (4-7)에 의해

$$I_{L2} = \frac{1-d}{d} I_{L1} = I_o \quad (4-8)$$

입력단 전압 범위가 40[V] - 60[V]이고 출력단 전압이 100[V] 이므로 실제 컨버터 제어에서 Duty Cycle d 의 변동 범위는

$$0.63 < d < 0.7 \quad (4-9)$$

L₁에 흐르는 최대 평균 전류는 d=0.63일 때 최대이므로 이때의 값 I_{L1avg}

$$I_{L1avg} = \frac{1000 [W]}{40 [V]} = 25 [A] \quad (4-10)$$

위에서 구한 정상상태 전력 식(6)에 의해서 I_{L2}에 흐르는 최대 평균 전류는 I_{L2avg}=15[A]이고 I_{L1}과 I_{L2}에 흐르는 20%의 전류 리플을 고려하면 S₁과 S₂에 흐르는 최대전류 I_{smax}는

$$I_{smax} = 1.2 \cdot (I_{L1avg} + I_{L2avg}) = 48 [A] \quad (4-11)$$

한편 S₁에 걸리는 전압 V_{s1}이

$$V_{s1} = V_i + V_o = 160 [V] \quad (4-12)$$

그림 4-2에서 I_{L1}에 흐르는 전류리플의 peak-to-peak 는

$$\Delta I_{L1} = \frac{V_i}{L_1} \cdot T_{on} = (22.7 - 16.4) = 6.3\mu \quad (4-13)$$

$$\begin{aligned}\Delta I_{L1} &= \frac{V_i}{L_1} \cdot T_{on} \\ &= \frac{50[V]}{L_1} \cdot 25[\mu sec] \cdot \frac{2}{3} = 25[A] \cdot 0.25\end{aligned}\quad (4-14)$$



그림 4-2 I_{L1} 에 흐르는 전류 리플 (p-p)

따라서 본 논문에서 여유값을 주어서 I_{L1} 의 회로정수는 133[uH], 포화전류는 25[A]로 설정하였다. 또한 I_{L2} 의 회로정수는 I_{L1} 과 같은 값으로 포화전류는 15[A]로 설계하였다.

S_1 은 OFF 되어 있고, S_2 는 ON 되어 있는 상황에서 C_1 커패시터에서의 전압 리플의 peak-to-peak 값

$$\Delta V_{c1} = \frac{1}{C_1} \cdot I_{L2} \cdot T_{on} \quad (4-15)$$

이므로 입력전압의 25% 전압리플 peak-to-peak를 허용하여 C_1 은 40[uF], 12[Arms]의 콘덴서 값을 설계 하였다.

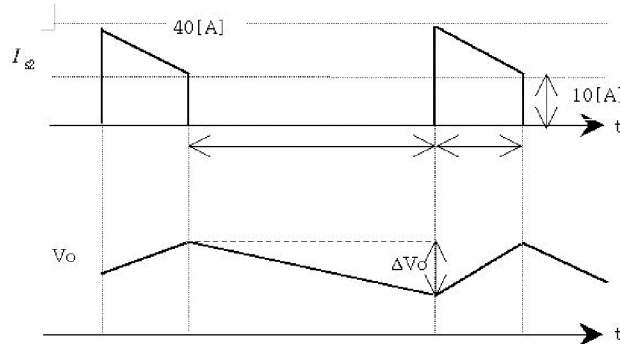


그림 4-3 MOSFET S_2 의 전류파형 I_{ds} 와 커패시터 C_o 의 전압파형 V_o

또한 S_2 에 흐르는 전류(I_{ds})파형과 C_o 에 걸리는 전압(V_o)파형은 그림4-4와 같다

$$\Delta V_o = \frac{1}{C_o} (I_{ds} - I_o)(T - T_{on}) \quad (4-16)$$

출력 전압 리플의 peak-to peak값을 1%로 하면 $C_o=400[uF]$ 이다

$$I_{co,ripple} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{co}^2 dt} \quad (4-17)$$

$$I_{co,ripple} = 17[A]$$

따라서 본논문에서 $C_o=400[uF]$, 17[Arms] 커패시터로 설계하였다.

5. 시뮬레이션

5.1 시뮬레이션 실험

DC 출력 전압을 100[V]로 제어 하는 전력용량 1[kVA]급의 제안한 양방향 PWM Sepic/Zeta 컨버터를 그림 5-1과 같이 구현하였다. 입력전압의 변동범위는 DC 40[V] - 60[V]로 하였다. 최외각 루프는 전압루프로서 출력전압을 검지하여 명령치와 비교하여 양방향 컨버터의 입력단 전류 I_{L1} 의 명령치를 출력한다. 전류제어기를 통해 PWM 발생기의 기준전압을 발생시키며 PWM 발생기로부터 MOSFET 소자의 게이트신호를 얻는다.

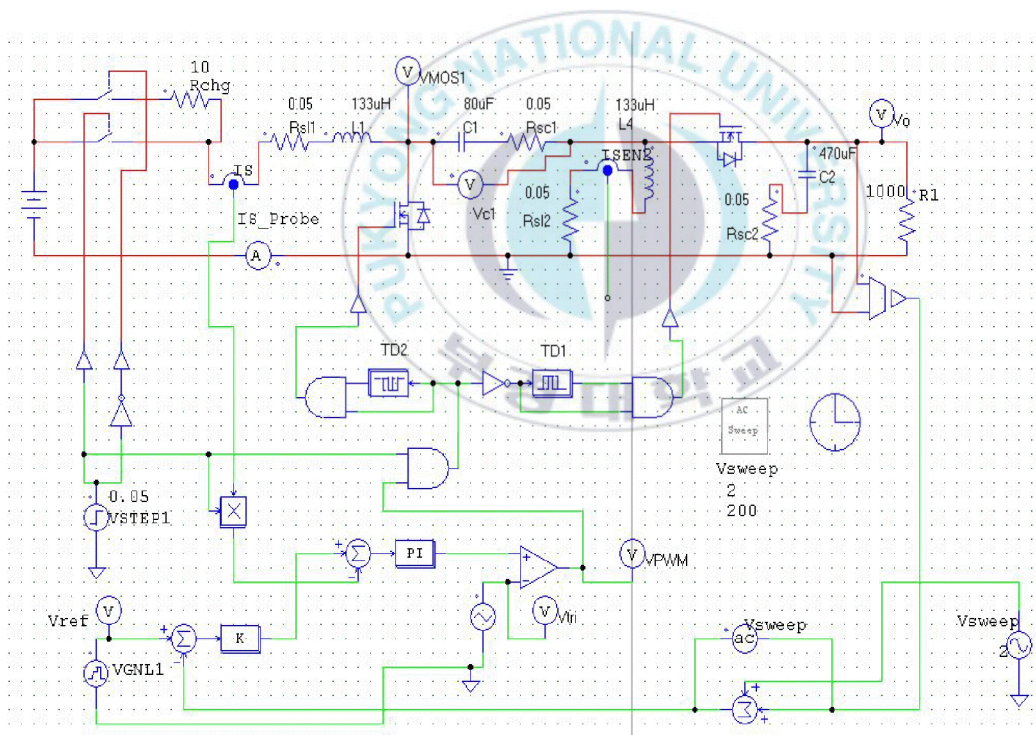


그림 5-1 PSIM 시뮬레이션 회로도

5.2 Sepic Mode

그림 5-2는 Sepic 모드에서 스위치 S_1 의 전압과 전류 파형이다.

그림 5-3은 S_2 의 턴-온 순간과 턴-오프 순간의 확대된 전압, 전류 파형을 나타내고 있다.

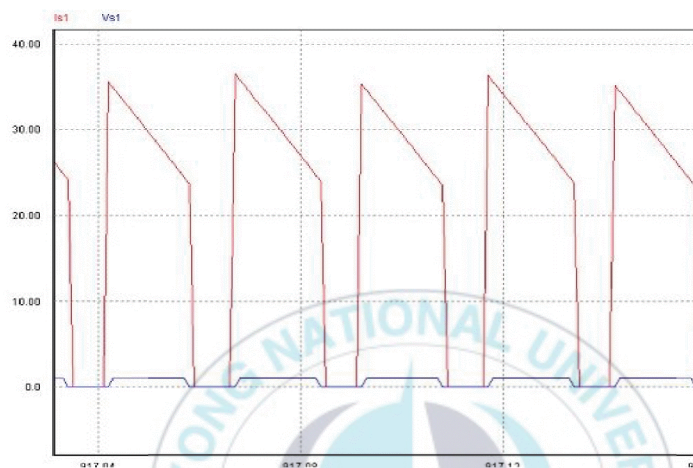


그림 5-2 스위치 S_1 의 전압 파형

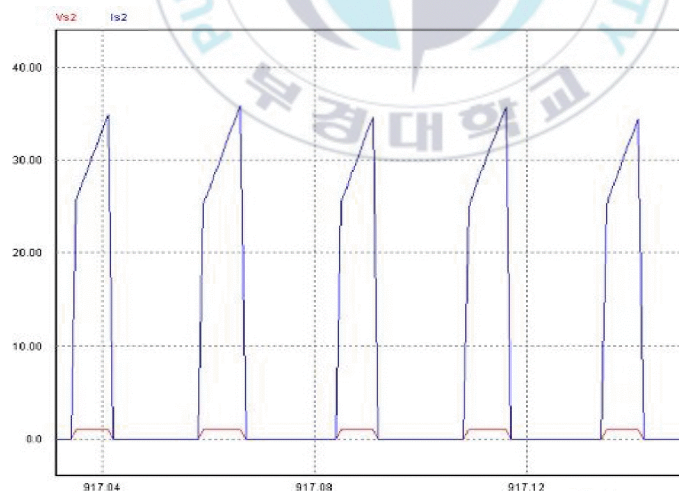


그림 5-3 S_2 의 전압, 전류 파형

그림 5-4는 Sepic 모드에서 인덕터 I_{L1} 과 I_{L2} 에 흐르는 전류파형을 나타내며 I_{L1} 은 약 20[A]의 값을 가지고 I_{L2} 는 약 10[A]의 값을 가진다.

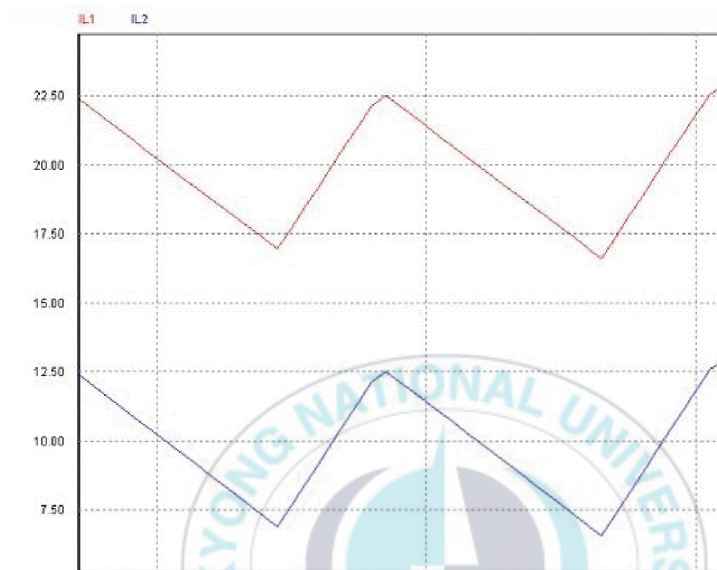


그림 5-4 인덕터에 흐르는 전류파형

5.3 Zeta Mode

그림 5-5는 Zeta 모드에서의 스위치 S_1 의 전압과 전류 파형이다.

S_2 에 흐르는 전류 I_{S2} 가 음(-)의 방향으로 나타나 있는 것은 Sepic 모드와 비교해서 전류의 방향이 반대 방향임을 나타내기 위해서 Sepic 모드에서와 같은 방향으로 전류를 측정 하였기 때문이다.

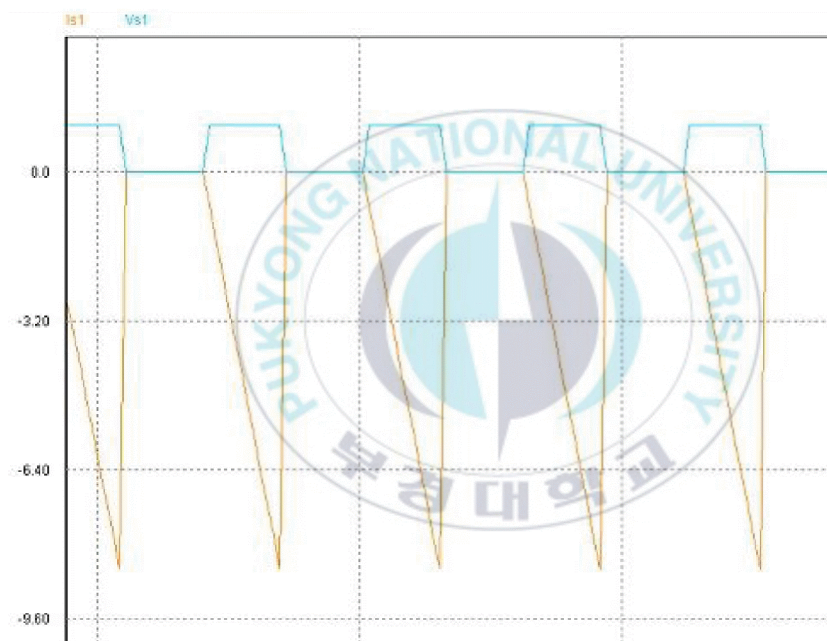


그림 5-5 스위치 S_1 의 전압, 전류 파형

그림 5-6은 Zeta 모드에서 I_{L1} 과 I_{L2} 에 흐르는 전류 파형을 나타낸 것이며 전류 측정 시 전류 기준 방향을 Sepic 모드와 동일하게 측정 하였으므로 전류값은 음(-)의 값을 가진다.

그림에서 보듯이 I_{L1} 과 I_{L2} 에 흐르는 전류 파형으로부터 양방향 PWM Sepic/Zeta 컨버터가 양방향으로 전력 전달을 잘하고 있음을 확인 할 수 있다.

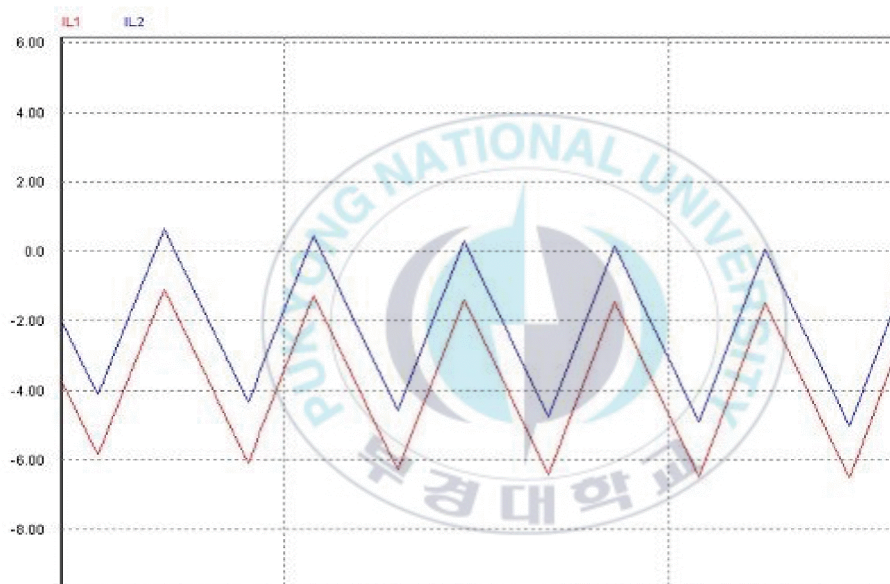


그림 5-6 I_{L1} 과 I_{L2} 에 흐르는 전류 파형

5.4 양방향 전력전달

그림 5-7은 V_i 의 값을 48[V]에서 60[V]로 상향하기 위한 시뮬레이션 회로도이다. 그림 5-8에서 V_i 값을 1초후 48[V]에서 60[V]로 상향했을 경우 V_o 의 변화를 보여주고 있다. 변동없이 100[V]를 유지함을 알 수 있다.

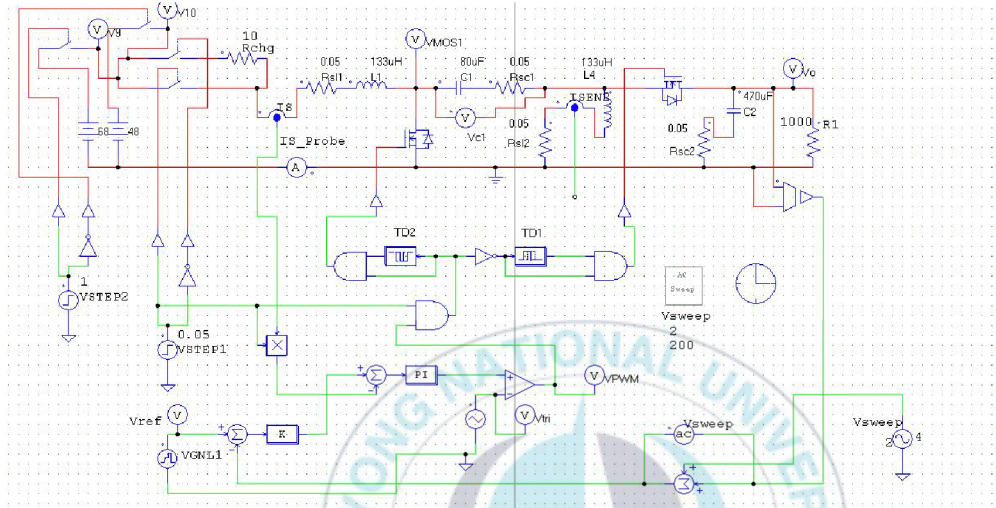


그림 5-7 V_i 값을 변동하기 위한 시뮬레이션 회로도

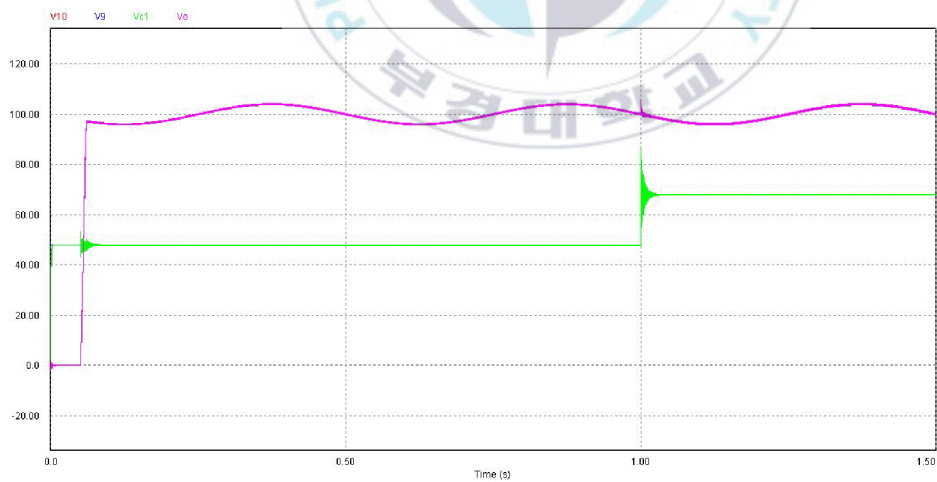


그림 5-8 V_i 와 V_o 의 파형 ($V_i=48[V] \rightarrow 60[V]$)

– 28 –

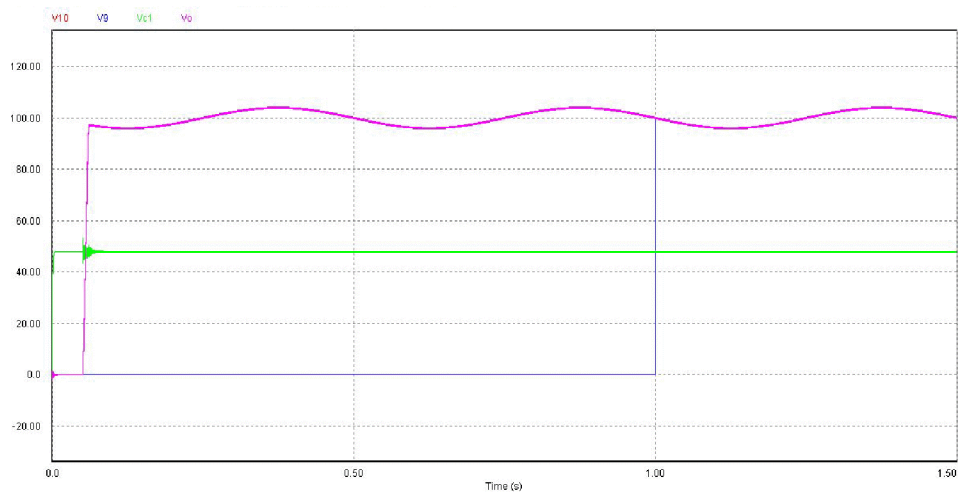


그림 5-10 부하변동시 부하단 전류와 V_o 의 파형

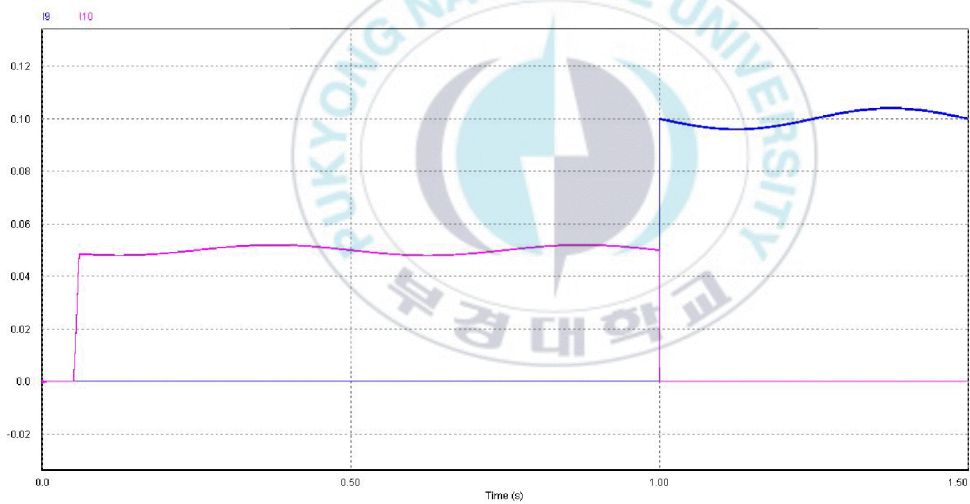


그림 5-11 부하변동시의 각 부하단 전류파형

그림 5-12는 전류 값을 변동시키기 위한 회로도이다. 그림 5-13(a), (b)는 전류 값을 변동시켰을 때의 출력값 V_o 를 보여주고 있다. 위의 결과를 종합해 보면 입력값 V_i 변동, 부하변동, 전류변동을 주어도 출력값(V_o)는 일정하게 유지함을 보였다. 양방향 PWM Sepic/Zeta 컨버터가 양방향으로 전력 전달을 잘하고 있음을 확인 할 수 있다.

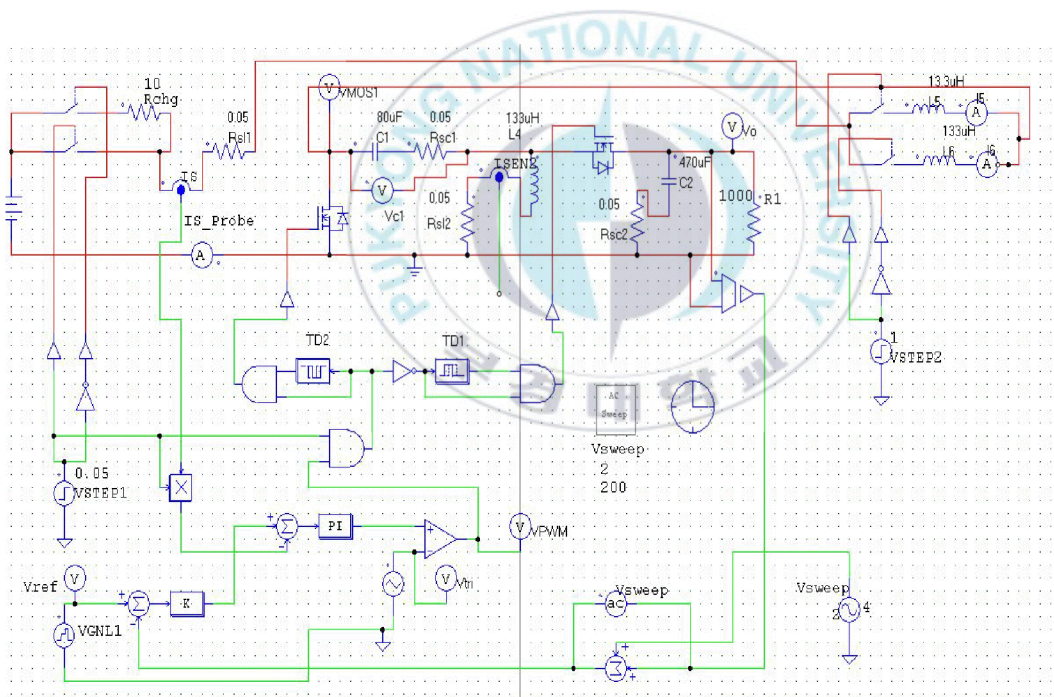
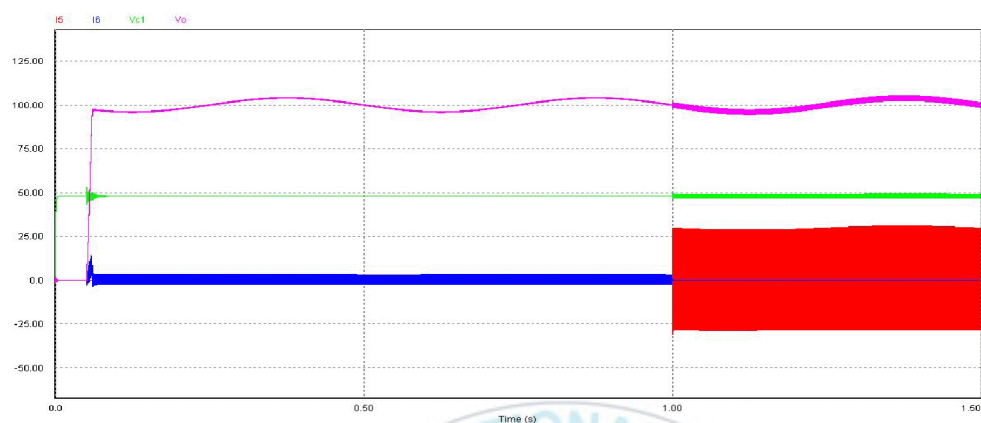
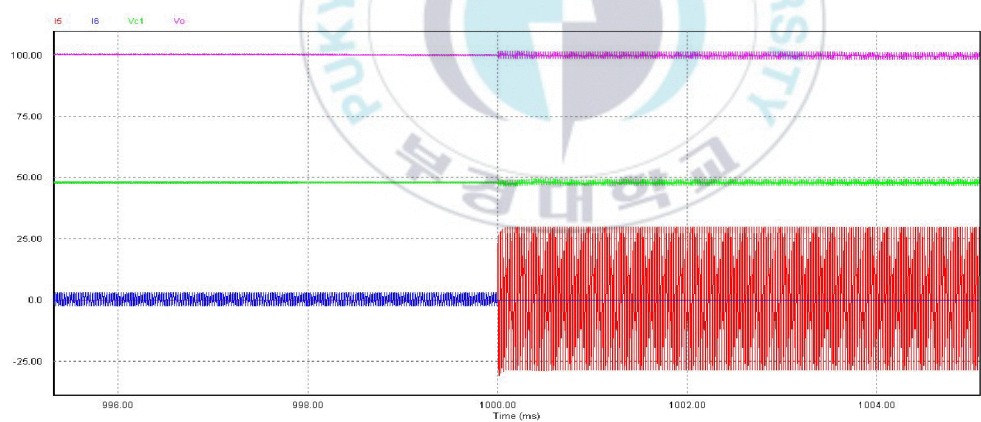


그림 5-12 전류 값을 변화하기 위한 시뮬레이션 회로도



(a) 전체 파형



(b) 확대한 파형

그림 5-13 전류값을 변화했을 때의 V_o 파형

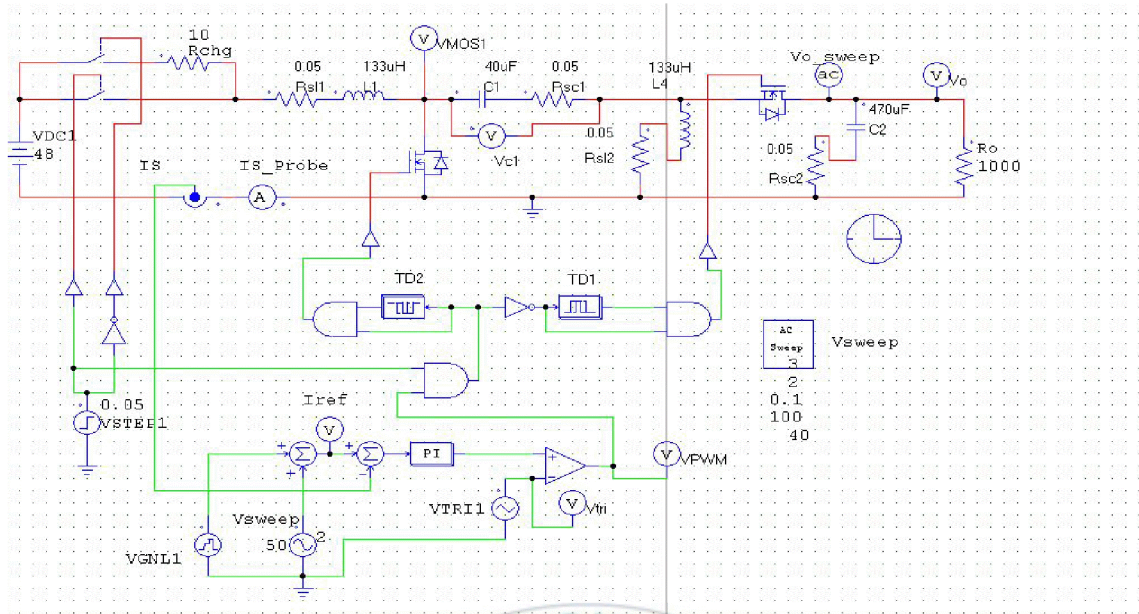


그림 5-14 주파수 분석을 위한 회로도

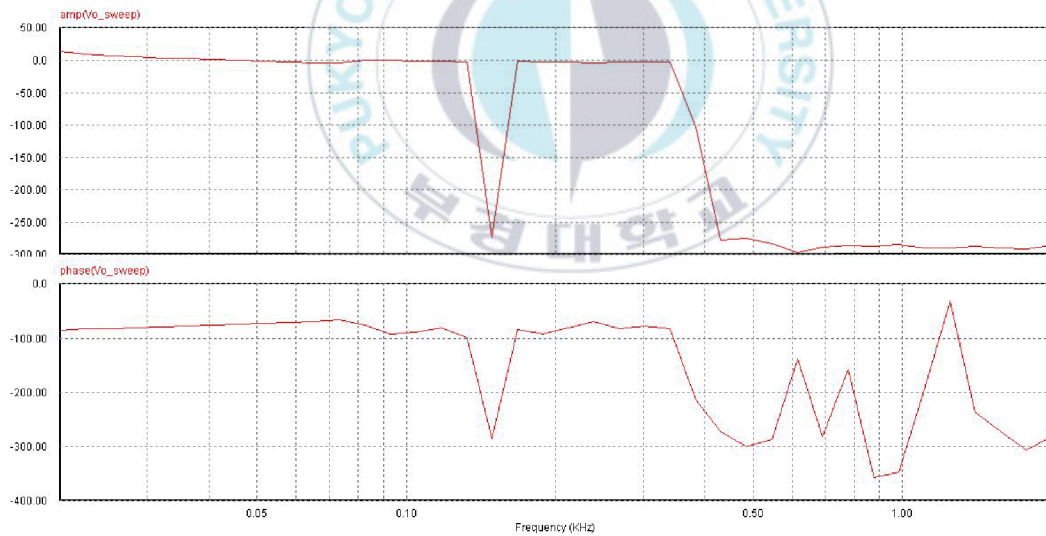


그림 5-15 보오드 선도에 의한 주파수 분석

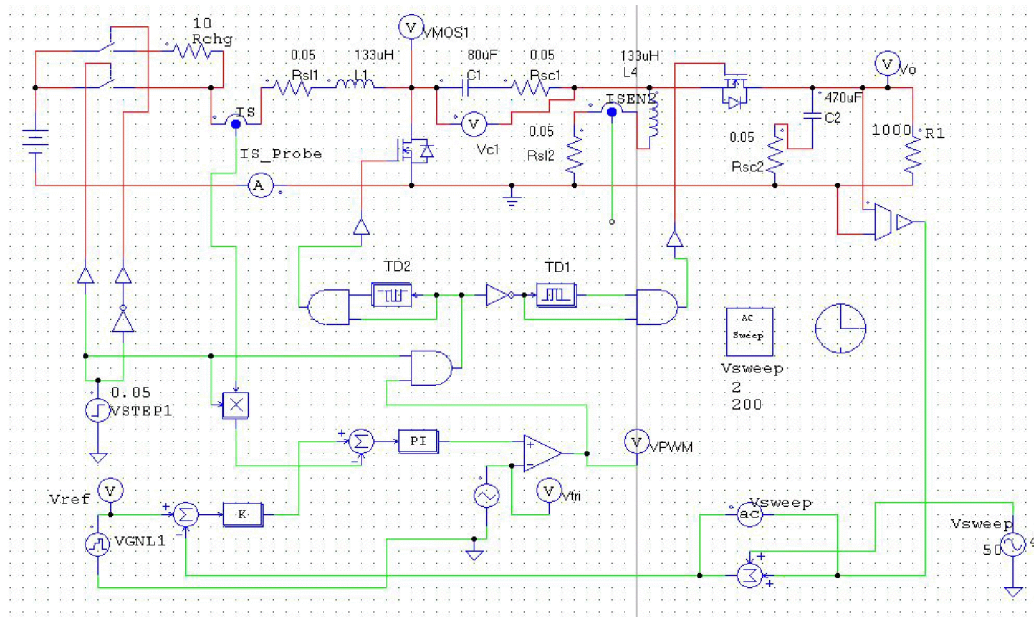


그림 5-16 주파수 분석을 위한 회로도

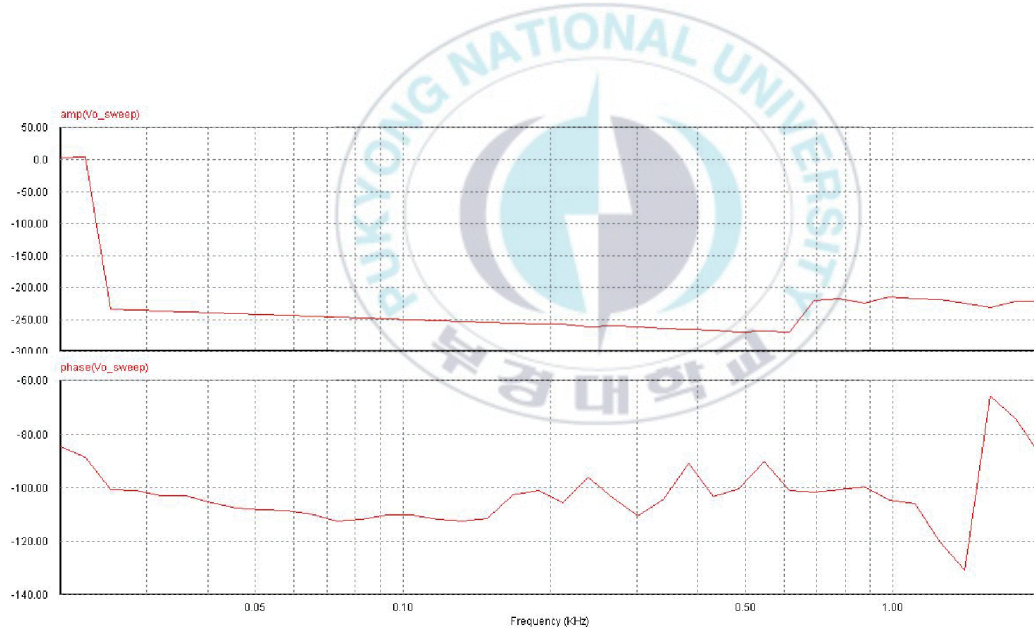


그림 5-17보오드 선도에 의한 주파수 분석

6. 결 론

본 논문에서는 양방향으로 전력전달이 가능한 새로운 양방향 Sepic/Zeta 컨버터를 제안한다. 제안한 컨버터는 동기정류기(Synchronous rectifier) 동작에 의해 저도통손의 특징을 지니고 있다. 또한 PWM제어 가능한 컨버터로서 입력과 출력 전압의 극성이 같은 비반전 컨버터의 특징을 지니며, DC 전압의 전달 함수가 양방향으로 동일하게 $M = d/(1 - d)$ 이다. 이는 분산 전력 시스템의 응용에 바람직한 특성으로 이용될 수 있다. 양방향 DC/DC 컨버터(Bidirectional DC/DC converter)는 두 개의 전원 사이에 양방향으로 전력의 흐름을 허용하는 컨버터로서 이를 필요로 하는 응용분야는 점점 증가하고 있다. 또한 그림 6-1과 같은 Transformer version이 존재하므로 입력과 출력 사이에 전기적 절연을 필요로 하는 실제 응용에 유효하게 사용될 수 있다. 본 논문에서는 제안한 컨버터의 시간 영역에서의 동작특성과 주파수영역에서의 제어루프 특성을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 확인하였다.

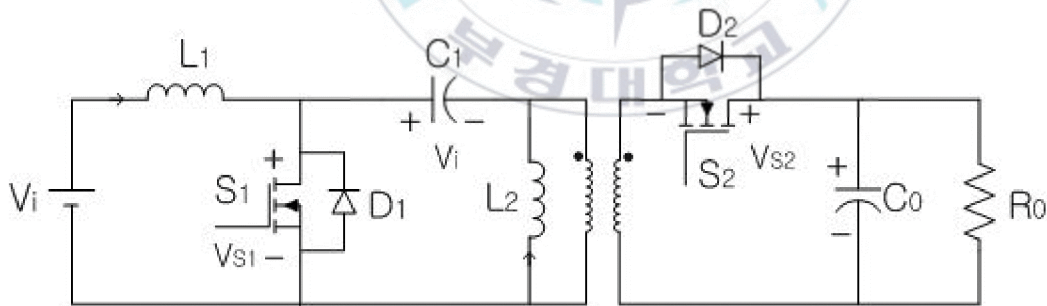


그림 6-1 양방향 ZVS PWM Sepic/Zeta 컨버터의 Transformer version

참고문헌

- [1] M. Jain, M. Daniele, and P. K. Jain, "A Bidirectional DC-DC Converter Topology for Low Power Application", IEEE Trans. Power Electronics, vol. 15, No. 4, July 2000, pp. 595-606.
- [2] Wang, K., Lin, C.Y., Zhu, L., Qu, D., Lee, F.C., Lai, J.S, "Bi-directional DC to DC converters for fuel cell systems", IEEE Trans. Power Electronics, 1998, pp. 47-51.
- [3] B. Ray, "Single-Cycle Resonant Bidirectional DC/DC Power Conversion", IEEE APEC Rec., 1993, pp. 44-50.
- [4] K. Venkatesan, "Current Mode Controlled Bidirectional Flyback Converter", IEEE PESC Rec., 1989, pp. 835-842.
- [5] G. Spiazzi and L. Rossetto, "High-Quality Rectifier Based on Coupled-Inductor Sepic Topology", IEEE PESC Rec., 1998, pp. 336-341.
- [6] D. S. L. Simonetti, J. Sebastian, and J. Uceda, "The Discontinuous Conduction Mode Sepic and Cuk Power Factor Preregulators: Analysis and Design," IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. 44, No. 5, Oct. 1997, pp. 630-637.
- [7] R. W. De Doncker and J. P. Lyons, "The Auxiliary Resonant Commutated Pole Converter", IEEE IAS Rec., vol.2, Oct 1990, pp. 1228 - 1235.

- [8] F. Caricchi, F. Crescimbeni, and A. Di Napoli, "20kW Water-Cooled Prototype of a Buck-Boost Bidirectional DC/DC Converter Topology for Electrical Vehicle Motor Drives", IEEE APEC Rec., 1995, pp. 887-892.
- [9] J. J. Jozwick and M. K. Kazimierczuk, "Dual Sepic PWM Switching-Mode DC/DC Power Converter", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 36, No. 1, Feb. 1989, pp.64-70.



감사의 글

항상 연구하시는 모습으로 제자들에게 모범이 되어주시고 어려운 일에 조언과 격려를 아끼지 않으시는 김인동 교수님과 항상 열정적으로 일을 하시고 제자들에게 깊이 있는 학문을 가르치신 노의철 교수님께 깊은 감사를 드립니다. 바쁘신 와중에도 저의 논문을 심사해주신 김영학 교수님과 끝까지 유익한 조언과 지적을 아낌없이 해주셔서 더욱 완성도 높은 논문으로 마무리 지을 수 있게 도와주신 전기공학과와 모든 교수님들께 감사하다는 말씀을 전해드리고 싶습니다.



그림 목차

그림 1-1 양방향 DC/DC 컨버터	4
그림 1-2 양방향 Buck/Boost 컨버터를 사용한 DC UPS	6
그림 2-1 양방향 Buck/Boost DC/DC 컨버터	8
그림 2-2 양방향 Buck-Boost DC/DC 컨버터	10
그림 2-3 양방향 Flyback 컨버터	12
그림 2-4 양방향 Full, Half Bridge DC/DC 컨버터	14
그림 3-1 (a) 제안한 양방향 Sepic/Zeta 컨버터,	16
그림 3-1(b) Ton 동안의 등가회로	16
그림 3-1(c) Toff 동안의 등가회로	17
그림 3-2 제안한 양방향 Sepic/Zeta 컨버터의 각 부분의 파형	18
그림 4-1 실제 시뮬레이션 PSIM 회로도	19
그림 4-2 I_{L1} 에 흐르는 전류 리플 (p-p)	23
그림 4-3 MOSFET S_2 의 전류파형 I_{s2} 와 커패시터 C_o 의 전압파형 V_o	24
그림 5-1 PSIM 시뮬레이션 회로도	25
그림 5-2 스위치 S_1 의 전압 파형	26
그림 5-3 S_2 의 전압, 전류 파형	26
그림 5-4 인덕터에 흐르는 전류파형	27
그림 5-5 스위치 S_1 의 전압, 전류파형	28

그림 5-6 I_{L1} 과 I_{L2} 에 흐르는 전류 파형	29
그림 5-7 V_i 값을 변동하기 위한 시뮬레이션 회로도	30
그림 5-8 V_i 와 V_o 의 파형 ($V_i=48[V] \rightarrow 60[V]$)	30
그림 5-9 부하를 변동하기 위한 시뮬레이션 회로도	31
그림 5-10 부하변동시 부하단 전류와 V_o 의 파형	32
그림 5-11 부하변동시의 각 부하단 전류파형	32
그림 5-12 전류값을 변화하기 위한 시뮬레이션 회로도	33
그림 5-13 전류값을 변화했을 때의 V_o 파형	34
그림 5-14 주파수 분석을 위한 회로도	35
그림 5-15 보오드 선도에 의한 주파수 분석	35
그림 5-16 주파수 분석을 위한 회로도	36
그림 5-17 보오드 선도에 의한 주파수 분석	36
그림 6-1 양방향 ZVS PWM Sepic/Zeta 컨버터의 Transformer version ·	37

표 목 차

표 1-1 양방향 전력제어가 가능한 DC/DC 컨버터의 종류	7
표 2-2 양방향 Buck-boost DC/DC 컨버터의 동작모드	11

