

工學碩士 學位論文

풍력 발전기의 역률 개선을 위한
DCVM 포워드 컨버터

*A Study on DCVM forward converter for Power Factor
Correction of Wind Power Generator*

指導教授 金潤植

2002年 2月

韓國海洋大學校 大學院

電氣工學科 張秀亨

本 論文을 張秀亨의 工學碩士 學位論文으로 認准함

委員長：工學博士 李 成 根 ㉠

委 員：工學博士 金 成 煥 ㉠

委 員：工學博士 金 潤 植 ㉠

2 0 0 2 年 2 月

韓 國 海 洋 大 學 校 大 學 院

電 氣 工 學 科

張 秀 亨

목 차

Abstract

1. 서 론	1
2. DCVM 포워드 컨버터	3
2.1 포워드 컨버터	3
2.2 DCVM 포워드 컨버터의 회로 해석	8
2.3 입 · 출력 특성	15
2.4 제안한 포워드 컨버터 설계	21
2.4.1 파라미터 설계	21
2.4.2 트랜스포머 설계	24
3. 시뮬레이션	28
3.1 회로 구성	28
3.2 시뮬레이션 결과 및 고찰	29
4. 실험 및 결과	32
4.1 실험 구성도	32
4.4.1 스위치 구동부	34
4.4.2 MOSFET	34
4.2 결과 및 고찰	36
5. 결 론	42
참고 문헌	44

A Study on DCVM Forward Converter for Power Factor Correction of Wind Power Generator

by Jang, Su-Hyoung

Dept. of Electrical Engineering, Graduate School,
Korea Maritime University

Abstract

Wind power generation would be the most potent alternative energy source in near future with growing concern about the shortage of natural energy resources by a sharp increase in energy consumption and environmental pollution. In wind power generation, wind energy is converted to electrical energy via rotary blades and an alternator. With small size power generation system used in private houses, large scale wind power generators of megawatt range are also commonly under commercial generation. It is said that the price of power electronic device occupy 25%–35% of whole system price. Power conversion device can be divided into two parts, one is AC/DC converter part which converting ac generator voltage into dc voltage and the other is DC/AC converter part linking with utility line. AC/DC converter should

meet the various input voltage requirements, and also high power factor should be achieved.

In this paper, high power factor and high efficiency forward converter is suggested by driving it with LC filter in DCVM operation. Being operated by DCVM, the forward converter's loss is dramatically decreased with the presence of voltage zero period when switch is turned off. It suggests that IGBT switch can be used in wind power generator system without further loss in the switching period which is favorable in large power rating system.

Through the experiment, output of 24 [V], 72 [W] is obtained with 90 [Vrms], 110 [Vrms], 260 [Vrms] input voltages. Power factors of 0.998, 0.995 and 0.993 are achieved with input voltage of 90, 220, 260 [Vrms] respectively. Besides simple control circuit without current sensor, it is profitable for miniaturization because the size of inductor and capacitor could be small. Also, THD of the converter is within 10% for the input voltage range from 90 to 260 [Vrms]. So, DCVM forward converter can be the possible AC/DC converter in wind power generation with varying input wind power.

제 1 장 서 론

풍력 발전은 산업사회가 발전을 거듭함에 따라, 에너지 소비량의 급증으로 인한 부존자원의 고갈에 대한 우려와 환경문제들을 고려할 때 가장 유력한 미래 대체 에너지원으로 자리잡고 있으며 공기의 유동이 가진 운동 에너지의 공기역학적(aerodynamic)특성을 이용하여 회전자(rotor)를 회전시켜 기계적 에너지로 변환시키고 이 기계적 에너지를 변환하여 전기에너지를 생산하는 것을 말한다^{[1][2]}.

풍력 발전기를 운전형식에 따라 분류하면 독립운전형(stand alone type)과 계통연계형(grid connection type)이 있다. 독립운전형은 전력계통이 없이 생산된 전력을 사용자에게 직접 공급하는 방식으로 저장장치인 축전기와 보조전력인 디젤 발전기 등과 함께 복합적으로 사용되는 형태로서 도서 지역, 산간오지, 등대 및 통신장비 전원용 등으로 활용되고 있다. 계통 연계형 풍력발전기는 연계되는 전력계통의 조건에 맞게 Low/Medium/High Voltage로 계통에 연계됨으로 트랜스포머, 계통 연계장치 등을 포함하여 구성되어 진다. 현대에는 전력전자기술의 급격한 발전으로 풍력 발전 시스템의 구성 요소 중에서 기계장치들이 전기장치로 교체됨으로써 기계적 구조가 단순화되는 특징을 보이고 있다. 이는 AC/DC/AC 계통연계 장치들을 포함한 전기장치들의 제작기술이 발달되고 가격이 낮아져 지속적인 유지보수가 필요한 기계적 장치를 단순하고 효율과 유지·보수면에서 유리한 전기장치로 변경하려는 현상이 두드러지고 있다. 하지만 메가와트 용량의 풍력발전기가 시장의 주류를 형성하면서 전력전자 장치들은 전체 시스템 가격의 25~35%를 차지하는 정도에 이르고 있다. 여기서 AC/DC 컨버터 부분을 스위치모드 전원장치(switche mode power supply, SMPS)로 대체

하여 스위칭 소자를 이용하여 제어함으로써 기존의 안정화 전원에 비하여 고효율, 고역률, 소형 및 경량화에 큰 장점을 갖는다^{[3][4]}.

본 논문에서는 상용 전원과 분리되어 더욱 안정성이 확보되며, 입력 전압의 변동성과 더불어 태양전지등과 연계한 입력을 고려한 역률 보상 컨버터로 전압 불연속 모드(Discontinuous Voltage Mode) 포워드 컨버터에 관한 연구이다. 포워드 컨버터는 광범위한 입력($90 V_{rms} \sim 260 V_{rms}$)에서 동작이 가능하며 인덕터 전류 불연속 모드 (Discontinuous Inductor Current Mode, DICM)와 캐패시터 전압 불연속 모드(Discontinuous Capacitor Voltage Mode, DCVM)에서 동작한다. DICM과 DCVM에서는 입력전류나 전압의 검출없이 일정한 듀티비(duty ratio, D)로 스위칭 소자를 제어하므로 제어회로가 간단하다. 또한 회로정수 K값에 대해 듀티비와 변환비(M_{10})·트랜스포머 권수비의 관계 및 DICM과 DCVM의 경계 조건등을 계산하여 DCVM에서 동작하는 포워드 컨버터의 특성을 분석하였다^{[5][6]}.

본 논문에서 회로 설계는 출력 전압이 24 [V], 출력 전력은 72 [W]이며 광범위한 입력에서 원만히 동작함을 입증하기 위하여 시뮬레이션을 수행하고 실험을 통하여 입력 전압이 90 [V_{rms}], 110 [V_{rms}], 260 [V_{rms}]으로 각각 변동될 때 응답특성을 검증하였다. 그리고 포워드 컨버터를 DCVM으로 동작 시킴으로서 스위치의 ON-OFF 사이의 일정기간 동안 0인 구간이 존재하여 손실이 감소되고 스위칭 소자를 선정할 때 커런트 테일의 영향을 줄일 수 있는 이점이 있어 스위칭 소자를 MOSFET에서 IGBT로 대체함으로써 대 전력용으로 사용이 가능함을 확인 할 수 있다.

제 2 장 DCVM 파워드 컨버터

2.1 파워드 컨버터

Fig. 2.1은 일반적인 파워드 컨버터의 회로도이다. 파워드 컨버터는 벽 컨버터에 트랜스포머가 삽입된 형태로 강압 작용을 하며 스위치 on 시간 동안 에너지가 부하로 전달된다.

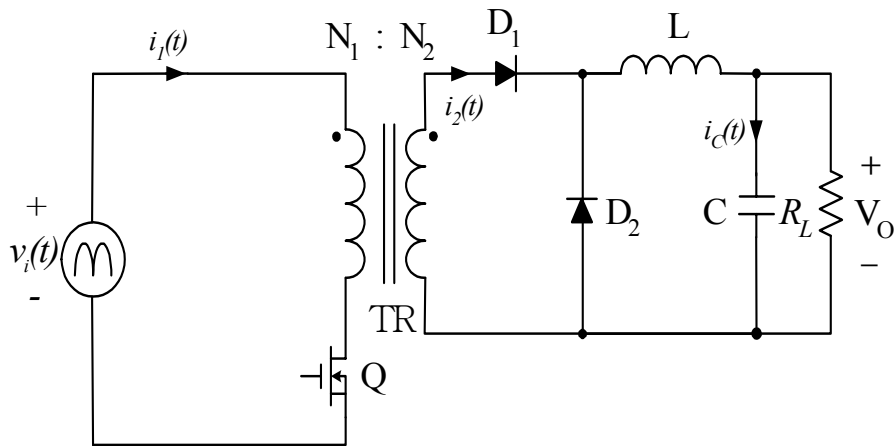


Fig. 2.1 General circuit of Forward converter

Fig. 2.1의 동작원리는 스위치 Q가 도통하면 입력전류가 흐르고 트랜스포머의 1차측에는 입력전압이, 2차측에도 같은 방향으로 권수비(N_2/N_1)에 비례한 입력전압이 나타나게 되어 다이오드 D_1 은 도통, D_2 는 차단된다. 따라서, 입력측의 전류는 트랜스포머를 통하여 출력측으로 전달됨과 동시에

출력필터의 인덕터 L 에는 에너지가 축적된다.

그리고 Q 가 차단되면 트랜스포머의 2차측에는 반대 방향으로 전압이 나타나게 되어 D_1 은 차단, D_2 는 도통되면서 L 에 축적된 에너지를 출력측으로 방출한다. 이러한 동작모드는 근본적으로 벽 컨버터와 동일하다.

입출력 전압 특성을 구하기 위하여 인덕터에 volt-sec balance를 적용하면 식(2-1)과 같다. 여기서 D 는 듀티비(Duty ratio)로 $t_{on} / (t_{on} + t_{off})$ 이다.

$$\left(\frac{N_2}{N_1} V_i - V_o\right)DT_s = V_o(1-D)T_s \quad (2-1)$$

식(2-1)에서 스위칭의 한 주기동안 입·출력 전압의 관계식을 구하면 식(2-2)이다.

$$V_o = \frac{N_2}{N_1} DV_i \quad (2-2)$$

식(2-2)에서 벽 컨버터의 입·출력 관계식과 비교할 때, 벽 컨버터에 단지 트랜스포머의 권수비 N_2/N_1 를 고려한 형태임을 알 수 있다.

Fig. 2.1의 포워드 컨버터에서 트랜스포머의 역할은 입·출력간의 절연과 권수비에 의한 출력 전압값을 조정한다. 이러한 트랜스포머의 역할과 함께 한 가지 더 고려해야 할 사항은 실제의 트랜스포머에 존재하는 자화 인덕턴스(magnetizing inductance)이다.

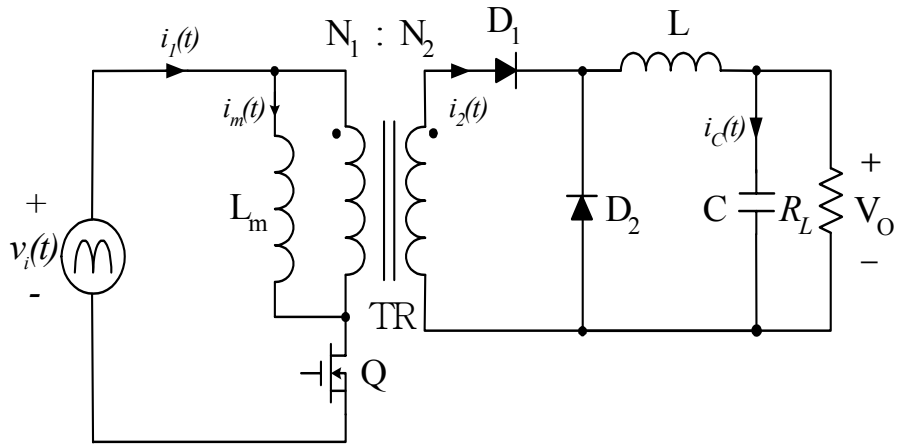


Fig. 2.2 Forward converter to include magnetizing inductance

Fig. 2.2는 자화인덕턴스 L_m 을 고려한 실제 트랜스포머의 등가 모델을 나타낸다. Fig. 2.2의 등가 모델을 Fig. 2.1 파워드 컨버터의 트랜스포머에 적용하여 생각할 때, 스위치 Q가 도통되면 입력전류가 흐르고 동시에 자화인덕턴스 L_m 에는 자화전류 $i_m(t)$ 가 흘러 에너지가 축적된다. 다음 Q가 차단되면 L_m 에 축적된 에너지는 방출될 경로가 없어 그대로 축적된 상태로 남게 된다. 따라서, 이러한 상태로 스위칭이 계속되면 에너지가 급격히 증가하여 몇 주기 계속되지 않는 시점에서 트랜스포머는 결국 포화에 이르게 된다.

이러한 트랜스포머의 포화를 방지하기 위해서는 스위치 Q가 차단될 때 축적된 에너지를 방출시켜 줄 경로가 필요하게 되는데, 이 방출 경로를 구성하는 대표적인 방법으로는 보조권선과 환류다이오드를 이용하는 권선 리셋형과 R·C 및 다이오드 소자를 이용하는 RCD 리셋형의 방법이 있다.

RCD 리셋형은 저항으로 에너지를 소모시켜 효율이 저하되므로 본 논문에서는 에너지를 전원측으로 환원시키는 권선 리셋형 파워드 컨버터를 사

용하였다. Fig. 2.3은 권선 리셋형 포워드 컨버터의 회로도이다. 보조권선 N_3 와 환류다이오드 D_3 가 에너지 방출 경로의 회로를 구성한다. 그러므로 스위치 Q가 차단되면 트랜스포머의 자화 인덕턴스 L_m 에 축적된 에너지는 N_3 와 D_3 를 방출 경로로하여 입력측에 회생되는데, 이로서 L_m 의 축적에너지는 초기값 0(zero)으로 돌아오게 된다. 이러한 의미에서 N_3 를 리셋 권선이라고 부르기도 한다.

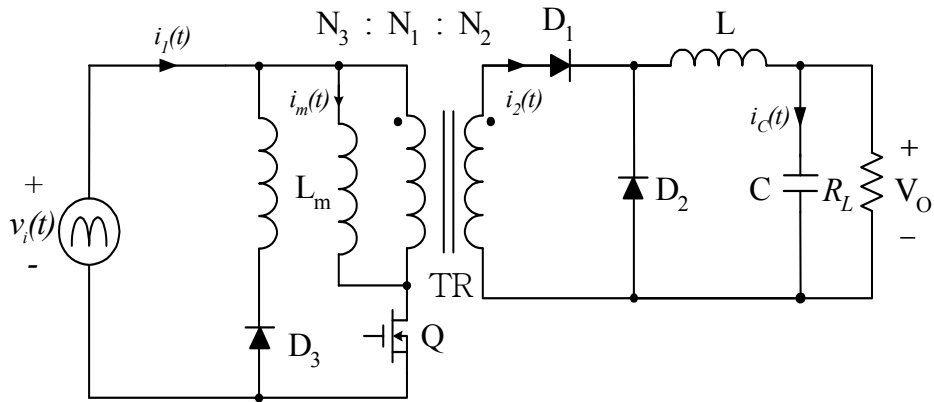


Fig. 2.3 Forward converter of winding reset type

트랜스포머의 1차측에 volt-sec balance를 적용하면 식(2-3)이 성립한다.

$$V_i D T_s = \frac{N_1}{N_3} V_i T_m \quad (2-3)$$

식(2-3)으로부터 트랜스포머의 감자(減磁 : demagnetizing)시간 T_m 은 식

(2-4)와 같다.

$$T_m = \frac{N_3}{N_1} DT_s \quad (2-4)$$

식(2-3),(2-4)에서 트랜스포머의 감자는 Q의 차단시간 $(1-D)T_s$ 이내에 이루어져야 하므로 식(2-5)가 된다.

$$T_m \leq (1-D)T_s \quad (2-5)$$

식(2-4)를 식(2-5)에 대입하면, 듀티비와 권수비와의 관계식은 식(2-6)이다.

$$D \leq \frac{1}{1 + N_3/N_1} \quad (2-6)$$

식(2-6)에서 권선 리셋형 포워드 컨버터는 식(2-7)과 같이 최대 듀티비 (D_{\max})가 존재한다.

$$D_{\max} = \frac{1}{1 + N_3/N_1} \quad (2-7)$$

2.2 DCVM 포워드 컨버터의 회로 해석

Fig. 2.4는 일반적인 포워드 컨버터에 LC 필터가 추가된 형태이다. 여기서 캐패시터 C_1 의 값이 아주 적다면 입력전압은 불연속이되고 인덕터 L_2 를 전류 불연속 모드로 동작시키면 DCVM과 DIVM은 스위칭의 일정한 시간 동안 캐패시터의 전압과 인덕터의 전류가 0이 되는 구간이 존재한다.

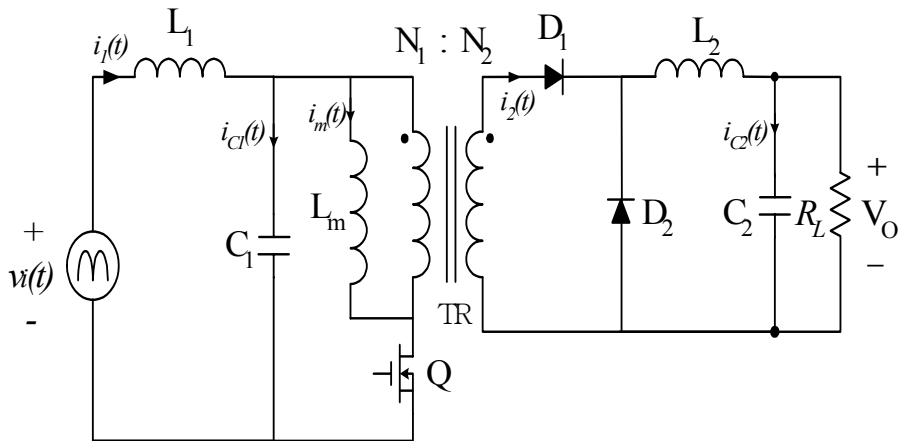


Fig. 2.4 Forward converter with LC input filter

Fig. 2.5는 스위칭의 한 주기동안 DCVM에서 동작하는 캐패시터 C_1 의 전압, 전류 파형을 나타낸다. 여기서 L_1 은 스위칭의 한 주기동안 일정한 전류를 흘릴 수 있을 정도로 충분히 큰 값이라면 I_1 은 일정하다. 캐패시터의 전류

$i_{C1}(t)$ 는 스위칭 주파수 T_s 의 한 주기동안 $D_1 T_s < t < D T_s$ 에서 0인 구간이 존재한다. V_{C1P} 는 캐패시터 전압의 최대값으로 식(2-8)과 같다.

$$V_{C1P} = \frac{I_1}{C_1} (1-D) T_s \quad (2-8)$$

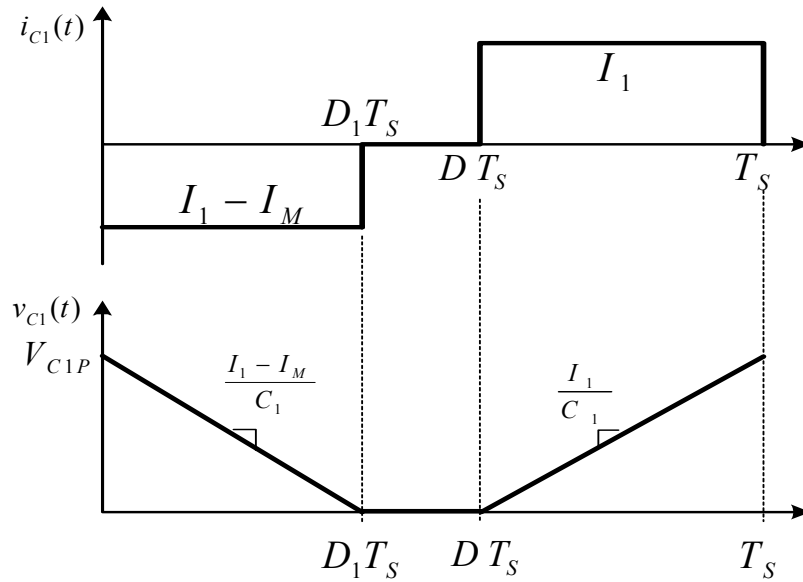
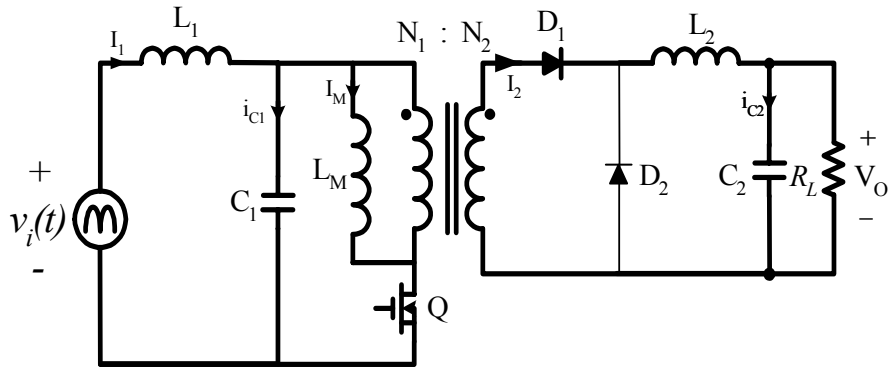
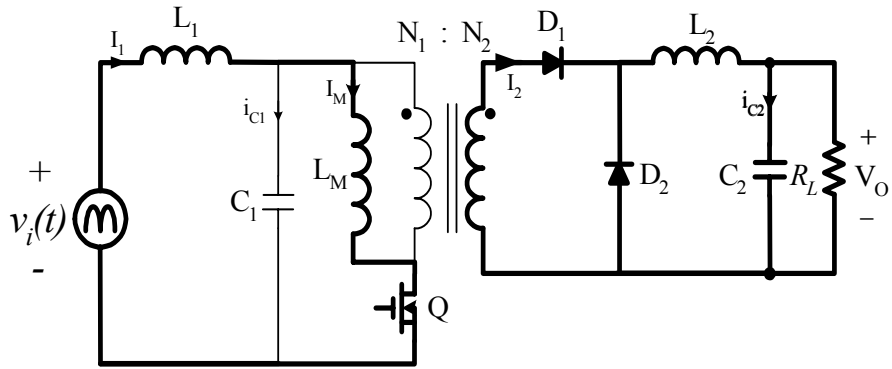


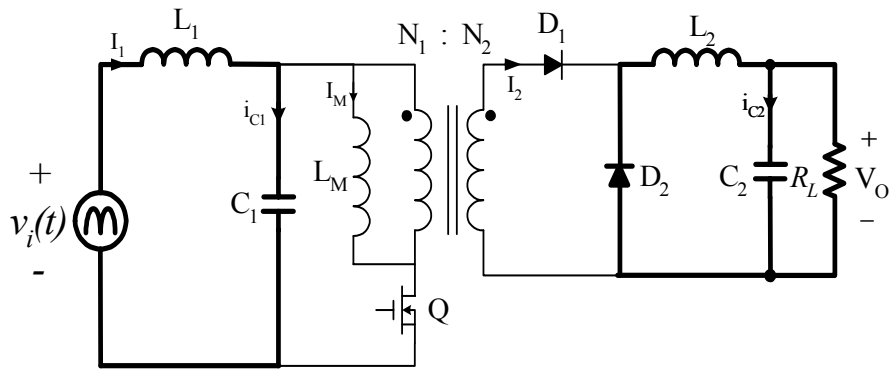
Fig. 2.5 Voltage and current waveforms in DCVM



(a) Mode 1



(b) Mode 2



(c) Mode 3

Fig. 2.6 Operating Mode

Fig. 2.6과 같이 DCVM의 동작은 스위치의 on, off에 의해 3가지 모드로 나눌 수 있다.

모드 1 [$0 - D_1 t_s$] :

스위치가 on되는 구간으로 캐패시터 C_1 은 방전되기 시작하고 다이오드 D_1 은 on, D_2 는 off로 출력측으로 에너지가 전달된다.

모드 2 [$D_1 t_s - D t_s$] :

스위치는 계속 on되어 있는 상태에서 C_1 이 완전히 방전되어 0인 구간으로 D_1 이 on상태로 계속 유지되고 D_2 도 on된다.

모드 3 [$D t_s - t_s$] :

스위치는 off되고 C_1 은 충전을 시작하며 D_1 은 off상태로 되고 D_2 는 계속 on 상태로 남아있다.

Fig. 2.4에서 트랜스포머가 이상적인 경우의 등가회로로 나타내면 Fig. 2.7이 된다.

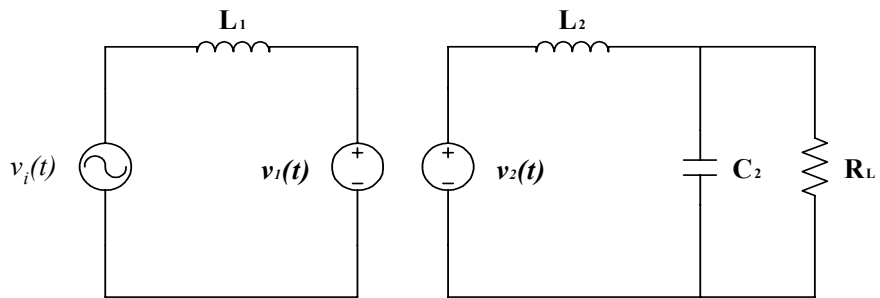


Fig. 2.7 equivalent circuit of DCVM forward converter

$v_1(t)$ 와 $v_2(t)$ 의 평균전압을 각각 V_1 과 V_2 라면 평균전압은 식(2-9), (2-10)이다.

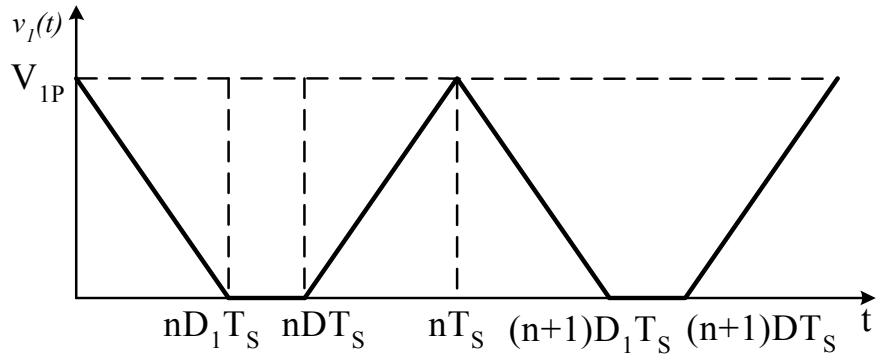
$$V_1 = \frac{I_1}{2C_1}(1-D)[(1-D)+D_1]T_s \quad (2-9)$$

$$V_2 = \frac{N_2}{N_1} \frac{I_1}{2C_1}(1-D)D_1T_s \quad (2-10)$$

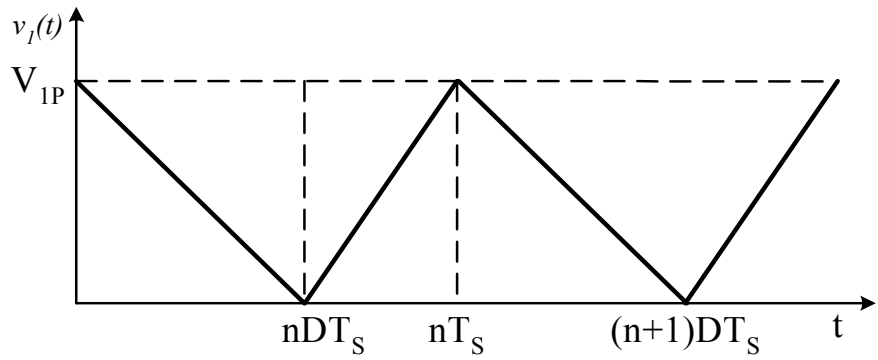
식(2-9), (2-10)에서 스위칭의 한 주기동안 D_1 은 식(2-11)으로 표현된다.

$$D_1 = (1-D) \frac{I_1}{\frac{N_2}{N_1}I_2 - I_1} \quad (2-11)$$

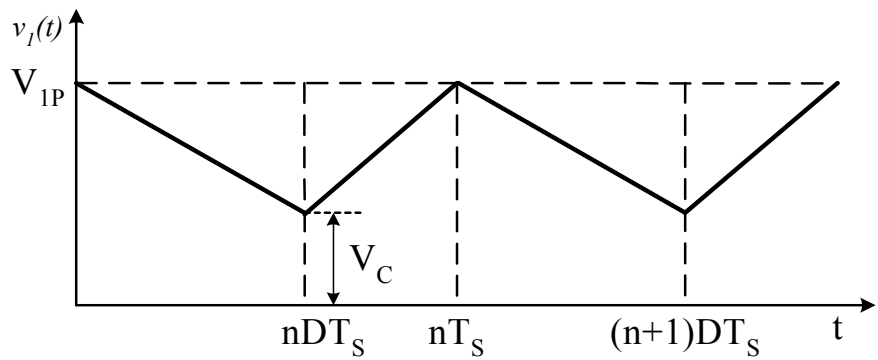
Fig. 2.8은 C_1 의 용량에 따라 DCVM, CCVM과 DCVM의 경계, CCVM에서 동작하는 각각의 $v_1(t)$ 파형이다. CCVM의 경우에는 캐패시터의 일정전압 V_C 가 충전되어 있는 경우이고 DCVM의 경우에는 0 구간이 존재한다. 여기서, 스위칭 시간의 $n, n+1$ 은 스위칭의 횟수를 의미한다.



(a) DCVM



(b) DCVM 과 CCVM의 경계



(c) CCVM

Fig. 2.8 Voltage waveform of $v_1(t)$

Fig. 2.8에서 D_1 과 D 의 관계는 Fig. 2.8(a)에서 capacitor charge balance를 적용하면 식(2-12)가 된다.

$$I_{C1} = I_1[D_1 + (1-D)] - \frac{N_2}{N_1} I_2 D_1 \quad (2-12)$$

마찬가지로 Fig. 2.8(c)에 적용하면 식(2-13)으로 표현된다.

$$I_{C1} = I_1 - \frac{N_2}{N_1} I_2 \quad (2-13)$$

식(2-12)에서 D_1 과 D 의 관계는 D_1 이 증가하여 D 와 같아지면 식(2-13)과 같다. 이와 같이 D_1 과 D 가 같아지는 시간이 Fig. 2.8(b)이다.

식(2-12)에서 캐패시터의 전류 I_{C1} 은 capacitor charge balance에 의해 0이므로 식(2-14)로 표현된다. 그리고 D_1 이 계속 증가하여 D 보다 커진다면 컨버터는 CCVM에서 동작한다.

$$I_2 D_1 = \frac{N_1}{N_2} I_1 [D_1 + (1-D)] \quad (2-14)$$

DCVM 포워드 컨버터에서 입력 전압의 뒷단을 모두 저항 성분으로 고려할 경우 평균 입력저항 R_i 는 식(2-8), (2-9)에 의해 식(2-15)로 된다.

$$R_i = \frac{(1-D)^2 T_s}{2C_1} \left(\frac{V_i}{V_i - \frac{N_1}{N_2} V_o} \right) \quad (2-15)$$

2.3 입 · 출력 특성

효율을 고려한 경우 입력 에너지를 W_i , 출력 에너지를 W_o 라면, 에너지 평형에 의해 식(2-16)이 된다.

$$W_o = \eta W_i \quad (2-16)$$

여기서 η 는 효율이다.

AC입력 전압을 브릿지 다이오드를 거쳐 전파 정류된 전압을 $v_i(t)$ 라 하면

$$v_i(t) = V_i |\sin \omega_L t| \quad (2-17)$$

정류된 입력 전압에서의 평균 입력저항 $r_i(t)$ 는 시간에 따라 변하는 값으로 식(2-15)에서 식(2-18)로 된다.

$$r_i(t) = \frac{T_s}{2C_1} (1-D)^2 \frac{V_i \sin \omega_L t}{V_i \sin \omega_L t - \frac{N_1}{N_2} V_o} \quad (2-18)$$

식(2-18)에서 평균 입력전류는 $i_1(t) = v_i(t)/r_i(t)$ 의 관계에서 식(2-19)이다.

$$i_1(t) = \frac{1}{\frac{T_s}{2C_1} (1-D)^2} V_i \sin \omega_L t - \frac{N_1}{N_2} V_o \quad (2-19)$$

포워드 컨버터는 입력전압이 항상 출력전압보다 크기 때문에 $V_i \sin \omega_L t \geq V_o$ 에서 동작한다. 입력전압의 반주기동안에 컨버터의 동작 시작 시간을 t_1 이라면

$$t_1 = \frac{1}{\omega_L} \sin^{-1} \frac{V_o}{V_i} \quad (2-20)$$

또한 입력전압이 DCVM에서 동작하려면 Fig. 2.8에서 $d_1(t)$ 가 D 보다 항상 적어야 된다.

$$d_1(t) = \frac{V_o(1-D)}{\frac{N_2}{N_1} V_i \sin \omega_L t - V_o} > D \quad (2-21)$$

식(2-21)에서 입력전압의 불연속이 시작되는 시간을 t_2 라 하면 t_2 는 식(2-22)이다.

$$t_2 = \frac{1}{\omega_L} \sin^{-1} \cdot \frac{N_1}{N_2} \cdot \frac{M_{IO}}{D} \quad (2-22)$$

$$\text{여기서 } M_{IO} = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{V_o}{V_i}$$

그러므로 입력전압이 불연속으로 되는 구간은 정류된 입력전압의 반주기에서

$[t_2 \sim (t_L/2 - t_2)]$ 구간이 된다. 그러므로, 식(2-20), (2-22)을 Fig. 2.9에 나타내었다.

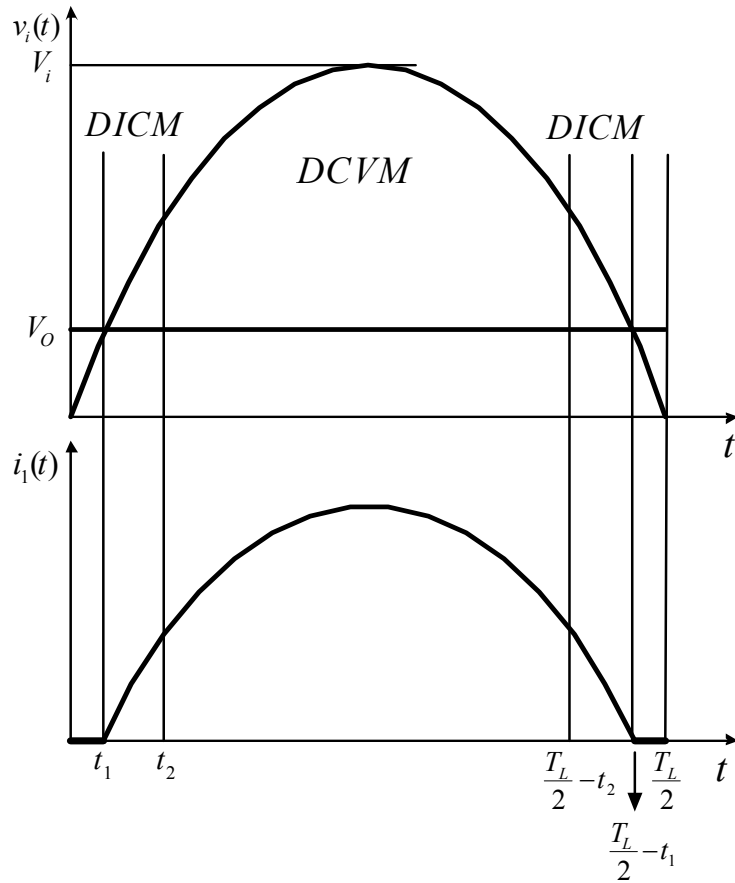


Fig. 2.9 Input voltage, current in DCVM

정류된 입력전압의 반주기 동안의 입력에너지(W_i)는

$$W_i = \int_{t_1}^{T_L/2} v_i \cdot i_1 dt \quad (2-23)$$

그러므로 식(2-17), (2-19), (2-20)을 식(2-23)에 대입하면 듀티비와 변환비(M_{IO})의 관계식은 식(2-24)이다.

$$M_{IO}^2 \frac{K(1-D)^2}{4} - \eta \left[\frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \sin^{-1} M_{IO} + \frac{1}{\pi} M_{IO} \sqrt{1-M_{IO}^2} - \frac{N_1}{N_2} \frac{2}{\pi} M_{IO} \sqrt{1-M_{IO}^2} \right] = 0 \quad (2-24)$$

여기서 K 는 회로정수로 식(2-25)이다

$$K = \frac{2T_s}{R_L C_1} \quad (2-25)$$

정류된 입력전압의 반주기동안 출력으로 전달되는 에너지는 식(2-26)이다.

$$W_0 = \frac{N_2}{N_1} \frac{T_L}{2} \frac{V_0^2}{R_L} \quad (2-26)$$

식(2-24)를 식(2-25)의 회로정수 K 값에 따른 변환비와 듀티비의 관계를 Fig. 2.10에 도시하였다. 여기서 권수비는 1로 일정하고 점선은 효율이 0.8일 경우, 실선은 효율이 1일 경우를 나타낸다.

또한 K 값이 일정($K=100$)할 때 권수비($n=N_2/N_1$)와 듀티비의 관계를 Fig. 2.11에 도시하였다.

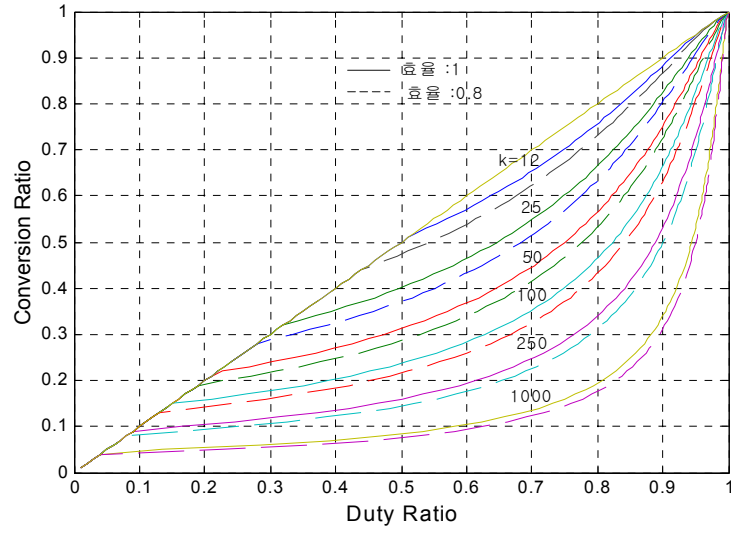


Fig. 2.10 Conversion ratio vs. Duty cycle (n=1)

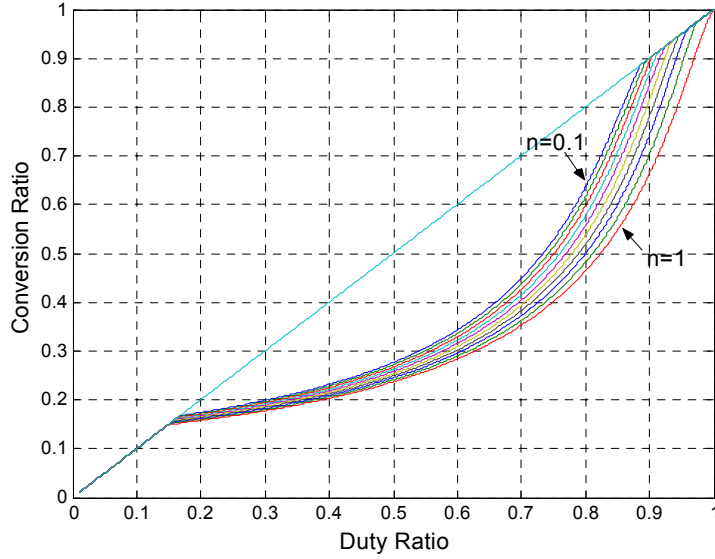


Fig. 2.11 Turn ratio vs. Duty cycle (K=100)

포워드 컨버터가 DCVM의 경계에서 동작할 조건은 $D_1 = D$ 이다. 그러므

로 식(2-11)에서 D_1 대신에 D 를 대입하고 DCVM과 CCVM의 경계에서 변 환비가 M_{IO}^b 라면 식(2-27)이 된다.

$$M_{IO}^b = \frac{N_1}{N_2} \cdot D \quad (2-27)$$

식(2-27)을 식(2-24)에 대입하면 DICM과 DCVM의 경계에서의 K 값 (K_b)으로 식(2-28)이 된다.

$$K_b = \frac{4\eta}{\left(\frac{N_2}{N_1} D\right)^2 (1-D)^2} \left[\frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \sin^{-1} \frac{N_2}{N_1} D + \frac{N_2}{N_1} \frac{D}{\pi} \sqrt{1 - \left(\frac{N_2}{N_1} D\right)^2} - \frac{2}{\pi} D \sqrt{1 - \left(\frac{N_2}{N_1} D\right)^2} \right] \quad (2-28)$$

식(2-28)을 권수비에 따른 듀티비와 K 값으로 나타내면 Fig. 2.12가 된다. 따라서 DCVM에서 동작 할 수 있는 K 값의 범위가 결정된다.

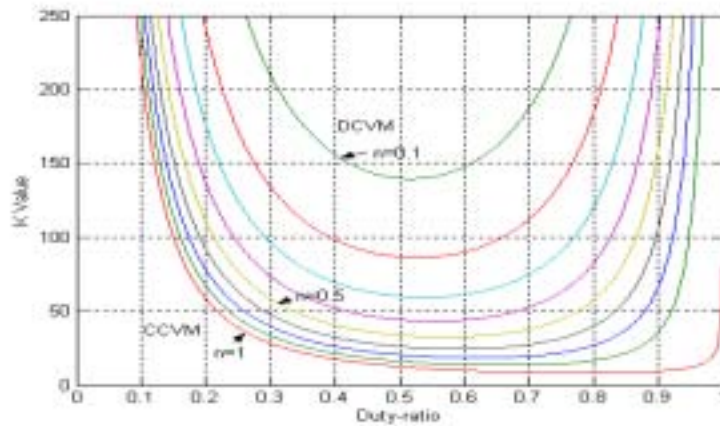


Fig. 2.12 DCVM boundary vs. Turn ratio

2.4 제안한 포워드 컨버터 설계

2.4.1 파라미터 설계

Table 1 The parameters

Parameter	Value
입력 전압 (V_{rms})	90 ~ 260 [V_{rms}]
출력 전압 (V_o)	24 [V]
출력 전력 (P_o)	72 [W]
스위칭 주파수 (f_s)	100 [kHz]

Table 1의 설계사양에 따라 DCVM에서 동작하기 위한 포워드 컨버터는 식(2-25)의 K 값 즉, 스위칭 주파수, C_1 의 용량, 부하 저항값에 따라 DCVM의 동작 범위가 달라진다.

입력전압이 90~260 [V_{rms}]로 변함에 따라 출력전압이 24 [V]로 일정하다면 변환비 $M_{IO}^{260V_{rms}} = 0.065 \leq M_{IO} \leq 0.189 = M_{IO}^{90V_{rms}}$ 이다. 변환비 M_{IO} 에 대한 듀티비 D 는 식(2-22)에 의해 변한다. 여기서, 듀티비를 0.2, K 값은 250, 권선비는 0.8로 선정한다.

부하저항 R_L 은 8 [Ω]이고 C_1 은 식(2-25)에 의해 10 [nF]이다. L_1 은 스위치가 off일 경우 Fig. 2.13에서 공진회로의 형태를 가진다. 그러므로, 앞에서 가정한 스위칭의 한 주기에서 전류를 일정하게 유지하려면 공진 주기가 스위치의 off시간보다 훨씬 크다면 전류는 일정할 것이다. 다시 말해 식(2-29)를 만족하는 L_1 값을 선정해야 한다.

$$[T_{r1} = 2\pi\sqrt{L_1 C_1}] \gg [t_{off} = (1-D)T_S] \quad (2-29)$$

또한 라인주파수에서 평균 입력 저항보다 리액턴스는 무시될 정도로 작아야 입력전압과 전류는 동상이 되므로 식(2-30)을 만족해야된다.

$$\frac{2\pi L_1}{T_L} \ll R_i \quad (2-30)$$

식(2-29)에서 공진 주기보다는 커야하고, 식(2-30)의 평균 입력저항 보다 는 적은 L_1 의 범위는 $7.196 [\mu H] \ll L_1 \ll 500 [mH]$ 이다. 여기서 스위칭 주파수가 100 [kHz]이고 듀티비가 0.2이므로 $t_{off} = 8 [\mu s]$ 이다. 따라서 공진 주기를 약 5배정도의 $40 [\mu s]$ 로 선정할 경우 L_1 은 $4.05 [mH]$ 가 된다.

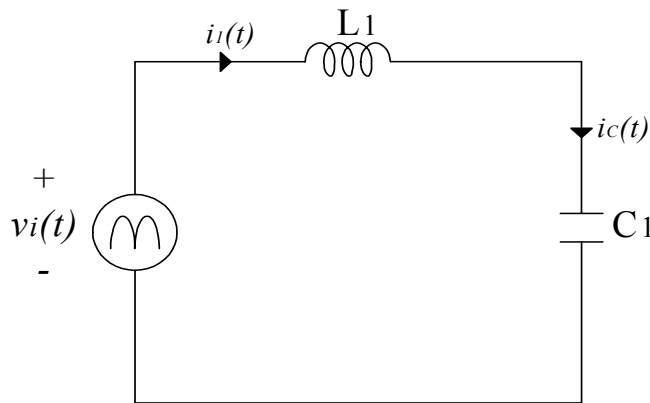


Fig. 2.13 Resonant circuit with switch off

또한, L_2 는 파워드 컨버터가 DICM에서 동작하므로 Fig. 2.14의 전류파형을 가진다.

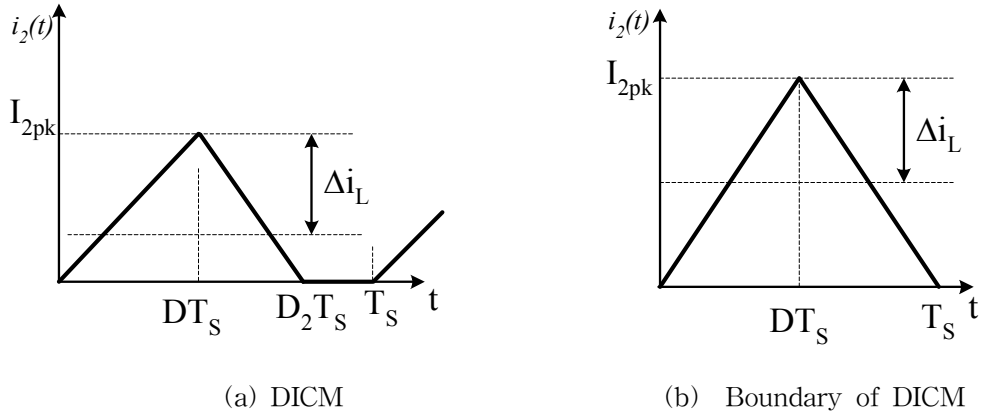


Fig. 2.14 Current waveform of inductor L_2

Fig. 2.14에서 D_2T_s 는 $i_2(t)$ 의 전류가 스위치의 off 시간내에서 0이 되는 시간이다. 식(2-31)은 스위칭의 한주기 동안 $i_2(t)$ 의 평균전류이고, 식(2-32)는 $i_2(t)$ 의 변화분이다.

$$I_2 = \frac{V_o}{R_L} \quad (2-31)$$

$$\Delta i_2 = \frac{N_2}{2N_1} \frac{V_i - V_o}{L_2} DT_s = \frac{V_o}{2L} (1-D) T_s \quad (2-32)$$

식(2-31), (2-32)에서 인덕터 L_2 의 전류가 불연속이 될 조건은 식 (2-33)이다.

$$I_2 < \Delta i_2(t) \quad (2-33)$$

식(2-31), (2-32)을 식(2-33)에 대입하면 식(2-34)가 된다.

$$\frac{2L_2}{R_L} T_s < (1-D) \quad (2-34)$$

식(2-34)에서 $R_L=8 [\Omega]$, $D=0.2$, $f_s=100 [KHz]$ 를 대입하면 L_2 의 범위는 식(2-35)와 같다.

$$L_2 \leq \frac{0.8 \times 8}{2 \times 100 \times 10^3} = 32 [\mu H] \quad (2-35)$$

2.4.2 트랜스포머 설계

SMPS에서는 일반적으로 트랜스포머의 입력인 정현파 형태가 아니라 구형파이므로 트랜스포머에 유기되는 전압은 식(2-36)이다.

$$v = 2fN\phi \quad (2-36)$$

여기서 f 는 주파수, N 은 권수, ϕ 는 자속이다

또한 $\phi = B \cdot S$ 이므로 식(2-37)로 된다.

$$v = 2fNBS \quad (2-37)$$

여기서 B 는 자속밀도 S 는 단면적이다.

자성체의 자속밀도를 분석하면 Fig. 2.15와 같이 B-H곡선상에 한방향으로만 여자되므로 $\Delta B = B_m - B_r$ 이 된다.

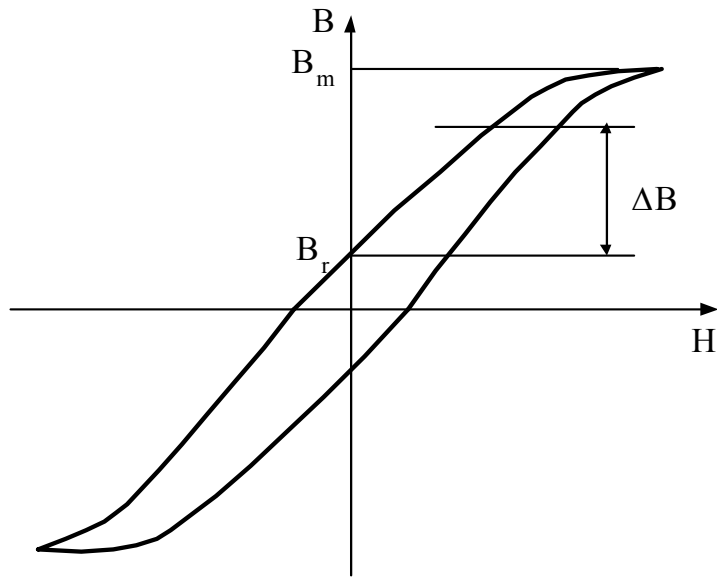


Fig. 2.15 B-H 곡선

이때, 최대 자속밀도 B_m 값은 자성체의 온도상승, 입력전압 변동등을 고려하여 Fig.2.15처럼 B_m 수치의 2/3값을 택하는 것이 안전하다.

그러므로 자속밀도의 변화량(ΔB)은 식(2-38)이 된다.

$$\Delta B = \frac{2}{3} B_m - B_r \quad (2-38)$$

트랜스포머의 1차측 권선은 식(2-37)으로 부터 식(2-39)와 같다.

$$N_p = \frac{v}{2 \cdot f \cdot B \cdot S} \quad (2-39)$$

식(2-39)를 이용하여 제안한 포워드 컨버터의 트랜스포머 권수를 계산하기 위하여 코어의 자성체는 출력전력(P_o)이 72 [W]이므로 손실등을 감안하여 입력전력은 출력전력에 20%를 가산한다. 그러므로 입력전력은 약 85 [W]이다.

그리하여 트랜스포머의 형상은 EI core로 선정하고, 재질은 TDK사의 페라이트 재질인 PC40을 선정한다. 식(2-39)를 대입하고 설계사양에 따라 포워드 컨버터의 1차측 권수는 식(2-40)이 된다. 여기서 ΔB , S 는 TDK사의 설계사양에 따르고 입력전압은 최대값의 실효치로 계산한다.

$$N_p = \frac{260}{2 \times 100 \times 10^3 \times 0.204 \times 1.48 \times 10^{-4}} = 43 \text{ [turn]} \quad (2-40)$$

2차측의 트랜스포머의 턴수는 $n = N_2/N_1$ 에서 $n = 0.8$ 이므로 34[turn]으로 한다. 또한 리셋권선은 45[turn]이다.

포워드컨버터의 설계에서 계산된 파라미터값들은 Table 2에 나타낸다.

Table 2 Theoretical value

Parameter	Value
L_1	4.05 mH
L_2	30 μ H
C_1	10 nF
N_1	43 turn
N_2	34 turn
N_3	45 turn

제 3 장 시뮬레이션

3.1 회로 구성

Table 1,2를 토대로 IsSpice로 제안한 포워드 컨버터의 동작 특성을 알아보기 위해 시뮬레이션하였다. Fig. 3.1은 제안한 포워드 컨버터의 시뮬레이션 회로도를 나타낸다.

시뮬레이션의 정확성을 높이기 위해 소자의 내부저항을 고려하였고 파형은 캐패시터(C_1) 전압과 인덕터(L_1, L_2)의 전류를 측정하여 입력전압에 따른 특성들을 비교하였다.

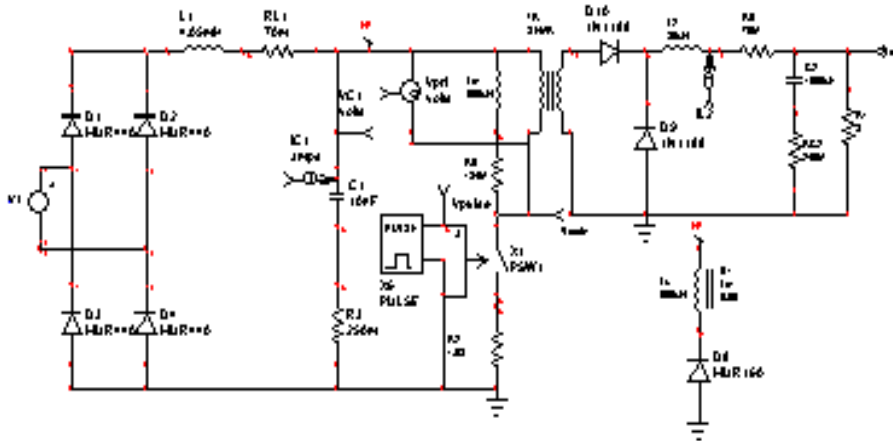


Fig. 3.1 Simulation circuit

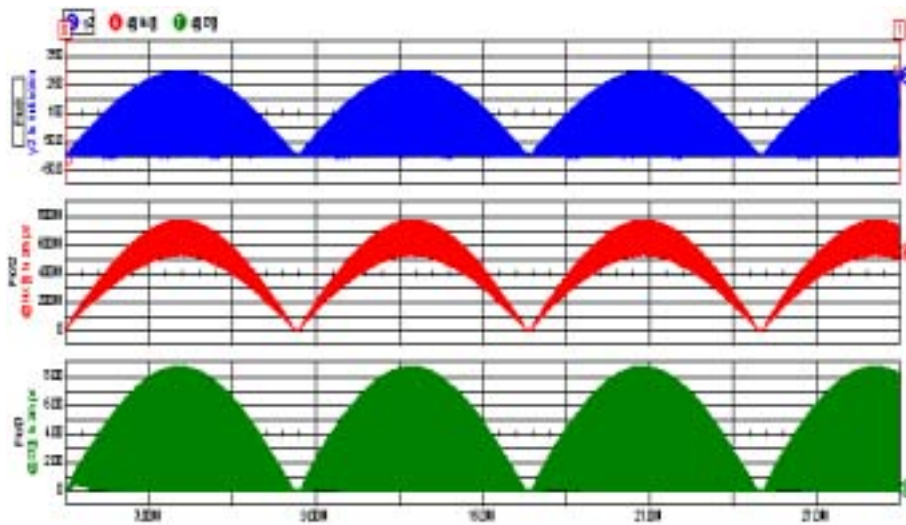
3.2 시뮬레이션 결과 및 고찰

제안한 포워드 컨버터의 시뮬레이션이 DICM과 DCVM의 경계에서 출력 측 인덕턴스 L_2 에 따라 입력전류의 파형이 변한다. 왜냐하면, 입력전류는 식(2-17)이 DCVM에서의 입력전류이므로 DICM에서의 입력전류와는 차이가 난다. 그러므로 경계에서의 입력전류의 변화를 최소화하는 L_2 를 시뮬레이션을 통해 구한다.

Fig. 3.2는 입력전압이 $110 [V_{rms}]$, L_2 가 $30 [\mu H]$ 일 경우의 캐패시터 전압 V_{C_1} 과 인덕터 전류 $i_1(t)$, $i_2(t)$ 를 도시하였다. 인덕터 전류 $i_1(t)$ 와 캐패시터 전압 V_{C_1} 은 거의 동상이므로 입력전압과 입력전류는 동상이다. 그러므로 역률은 1에 가깝다.

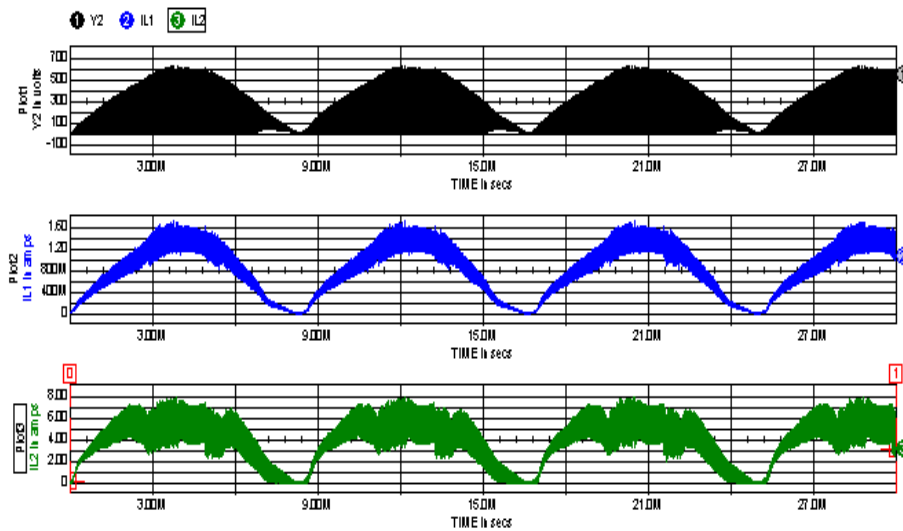
Fig. 3.3은 L_2 가 $100 [\mu H]$ 일 경우의 시뮬레이션 파형으로 입력전류의 파형이 왜곡된 형태이다.

또한 Fig. 3.4에서 입력전압이 $220 [V_{rms}]$ 에서도 마찬가지로 안정적으로 동작하고 DCVM과 DICM의 장점 중의 하나인 간단한 제어 방법으로 피크 전류를 제어할 수 있다. 하지만 단점으로는 캐패시터의 전압이 높아져 스위치의 스트레스가 증가하는 단점이 있다.



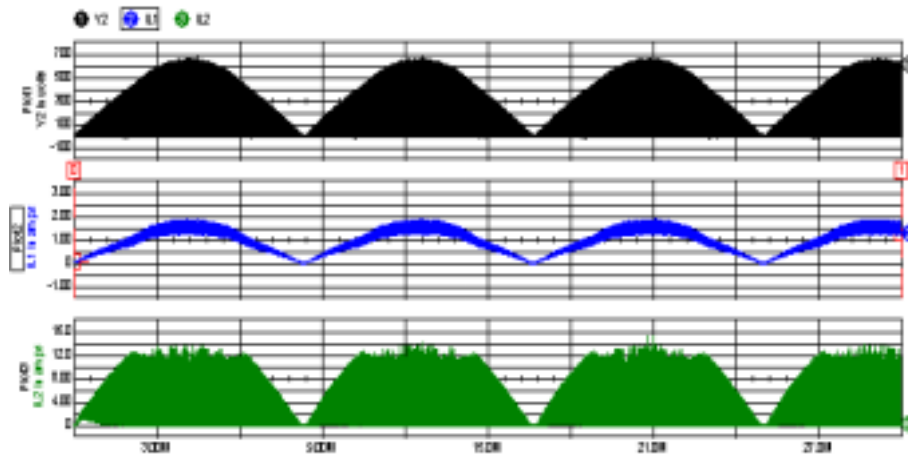
$$[V_i = 110[V_{rms}], L_2 = [30\mu\text{H}]]$$

Fig. 3.2 Simulation results $v_{c1}(t)$, $i_1(t)$, $i_2(t)$



$$[V_i = 110[V_{rms}], L_2 = [100\mu\text{H}]]$$

Fig. 3.3 Simulation results $v_{c1}(t)$, $i_1(t)$, $i_2(t)$



$$[V_i = 220 [V_{rms}], L_2 = [30 \mu H]]$$

Fig. 3.4 Simulation results $v_{c1}(t)$, $i_1(t)$, $i_2(t)$

제 4 장 실험 및 결과

4.1 실험 구성도

본 장은 시뮬레이션한 것을 바탕으로 실험장치를 구성하여 DICM과 DCVM에서 동작하는 회로에 대해 고찰하였다. DCVM 파워드 컨버터의 회로를 실험장치 Fig. 4.1 및 Fig. 4.2와 같이 구성하였다.

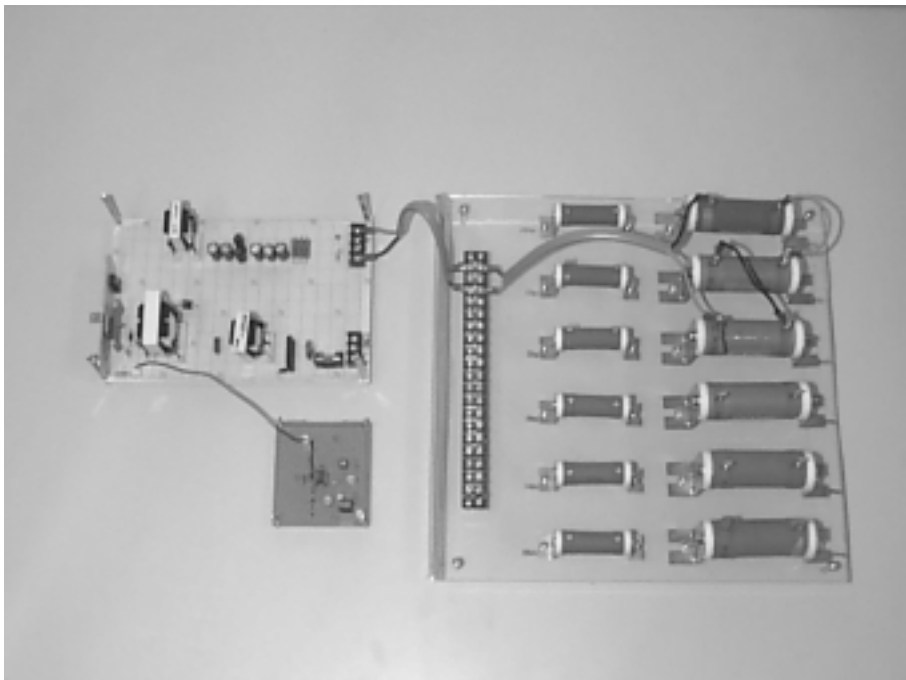


Fig. 4.1 Photograph of the experimental apparatus

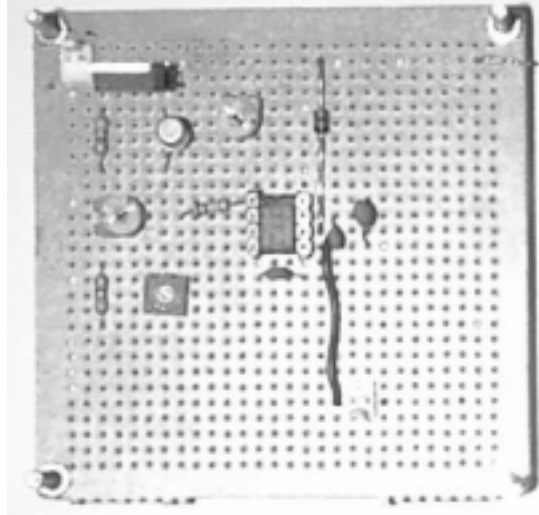


Fig. 4.2 Photograph of switch drive

Table 3 Parameters and value of forward converter

V_i	90-260 [V_{rms}]	L_1	4.05 [mH]
V_o	24 [V]	C_1	10 [nF]
P_o	72 [W]	L_2	30 [μ H]
f_s	100 [kHz]	C_2	3,000 [μ F]

4.1.1 스위치 구동부

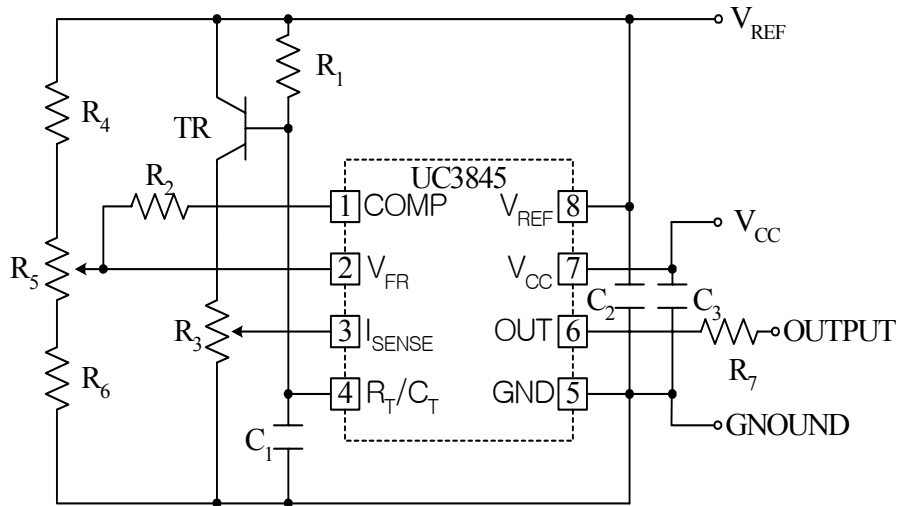


Fig. 4.3 PWM IC UC3845 circuit

Fig. 4.3은 파워 MOSFET 게이트부에 신호를 가하기 위한 펄스를 구현하는 PWM 전용IC인 UC3845회로도이다.

4.1.2 MOSFET

MOSFET(Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor ; 금속 산화물 반도체 전계효과 트랜지스터)는 고속성에는 우수한 것이나 당초에는 낮은 on 저항, 고내압화, 대전력화가 곤란한 것이었으나 최근에는 MOSFET의 기술발달로 대전력화가 가능하여 고속 스위칭용의 최적 소자로서 널리 응용되고 있다. 파워 MOSFET는 베이스 전류에 의해서 컬렉터 전류를 제어하는 전류제어 소자인 BJT와는 달리 게이트-소스간 전압에 의

하여 드레인 전류를 제어하는 전압 제어소자이며, 오직 작은 전류만을 필요로 한다. 그리고 스위칭 시간이 매우 빠르며 나노초(10^{-9} s) 수준이다. 따라서 저전력 고주파수 컨버터 응용분야로 이용이 증대되고 있다.

본 논문에서는 파워 MOSFET로 N 타입의 SSH9N80A 1개를 사용하였다. SSH9N80A는 드레인-소스 최대값 V_{DS} 가 800 [V], R_{DS} 는 1.3 [Ω], 드레인 전류 I_D 는 9[A] 이다. 적용 예로는 SMPS, UPS, High speed Power switching에 사용이 되어지고 있다. Table 4는 SSH9N80A의 정수값들을 나타낸 것이다.

Table 4 SSH9N80A features

Symble	Characteristic	Value	Units
$I_D@T_c=25.0\text{ C}$	Continuous Drain current	9	A
$I_D@T_c=100.0\text{ C}$	Continuous Drain current	5.7	
I_{DM}	Drain Pulsed-current	36	
V_{GS}	Gate-to-Source voltage	± 30	V
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt	2.0	V/ns

4.2 결과 및 고찰

Fig. 4.1과 같이 구성한 실험 시스템에서 DCVM 포워드 컨버터의 실험을 다음과 같이 수행하였다. 실험 파형의 측정을 위해 계측 장비로 테트로닉스사의 THS720P를 이용하였고 실험 파형 분석을 위한 소프트웨어로는 웨이브 스타를 사용하였다. Table 5는 입력 전압을 90 [V_{rms}], 220 [V_{rms}], 260 [V_{rms}]으로 변화시켜 가면서 각 고조파와 총 고조파 왜곡(THD)를 나타낸다. Table 6은 각각의 입력에 대한 역률로 입력 전압이 90 [V_{rms}]인 경우 역률이 0.989, 220 [V_{rms}]인 경우의 역률은 0.995, 260 [V_{rms}]인 경우의 역률 0.993이다. 그러므로 실험파형의 분석 결과 DCVM에서 동작하는 포워드 컨버터는 광범위한 입력에 대해 역률은 거의 1이며 안정적으로 동작함을 알 수 있다.

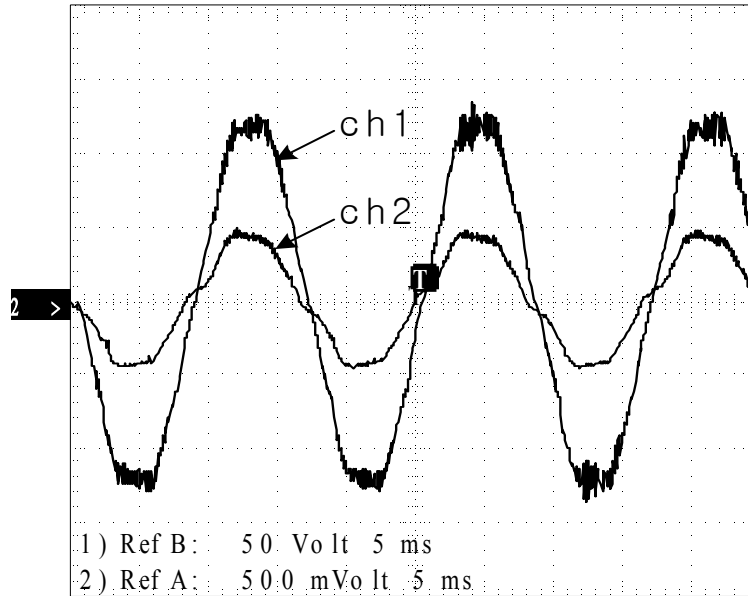
Table 5 Odd harmonics of the line current

단위 [%]

고조파 입력전압	1	3	5	7	9	11	13	THD
90 [V _{rms}]	100	5.27	7.21	2.44	1.18	1.18	0.42	9.52
220 [V _{rms}]	100	1.35	2.93	2.71	0.06	0.92	0.24	4.43
260 [V _{rms}]	100	0.72	3.06	2.98	0.07	1.06	0.11	4.62

Table 6 Power factor of the line current

입력전압	90 [V _{rms}]	220 [V _{rms}]	260 [V _{rms}]
PF	0.989	0.995	0.994



Ch1 : 50 [V/div], Ch2 : 2.5 [A/div], 5 [ms/div]

Fig 4.4 Voltage, Current waveforms for input voltage $90 V_{rms}$

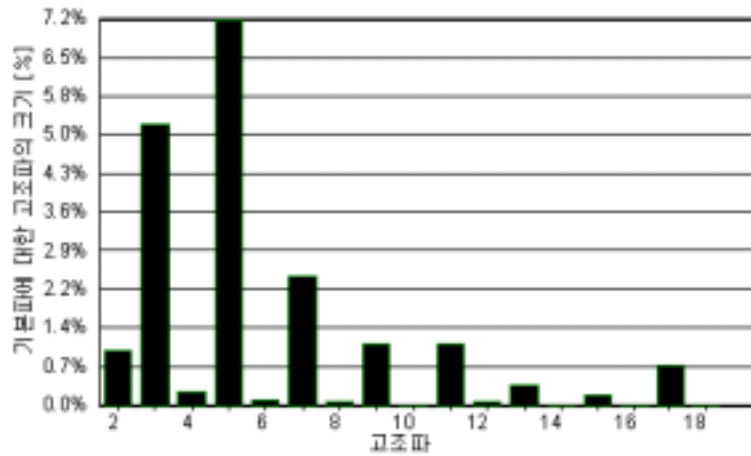
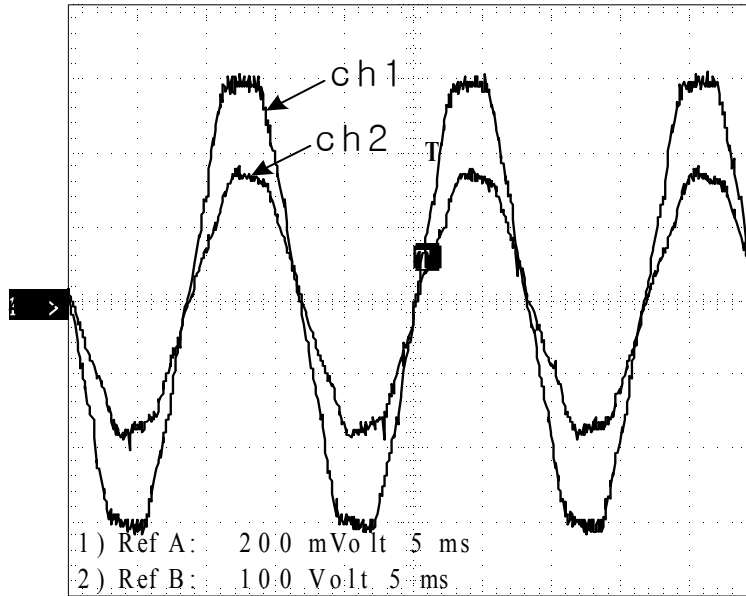


Fig 4.5 FFT waveform for input voltage $90 V_{rms}$



Ch1 : 100[V/div], Ch2 : 1 [A/div], 5 [ms/div]

Fig. 4.6 Voltage, Current waveforms for input voltage $220 V_{rms}$

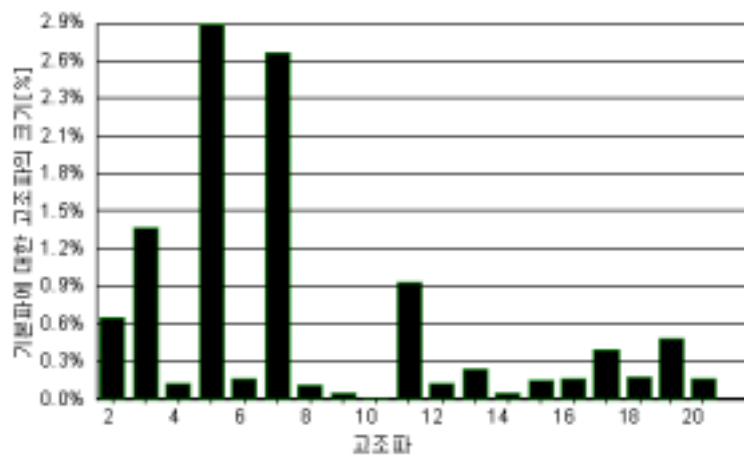
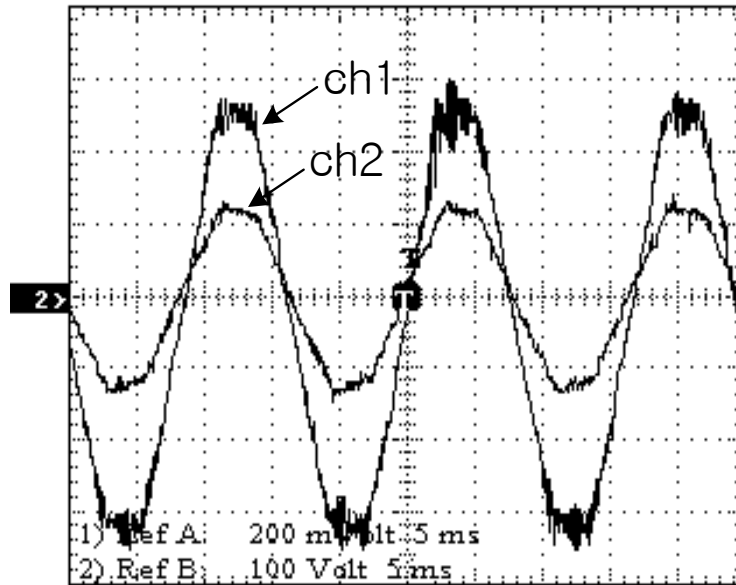


Fig.4.7 FFT waveform for input voltage $220 V_{rms}$



Ch1 : 100[V/div], Ch2 : 1 [A/div], 5 [ms/div]

Fig. 4.8 Voltage, Current waveforms for input voltage $260 V_{rms}$

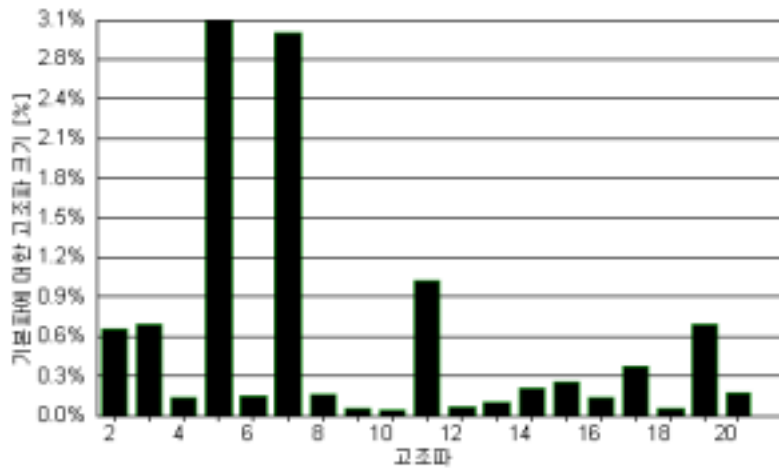


Fig. 4.9 FFT waveform for input voltage $260 V_{rms}$

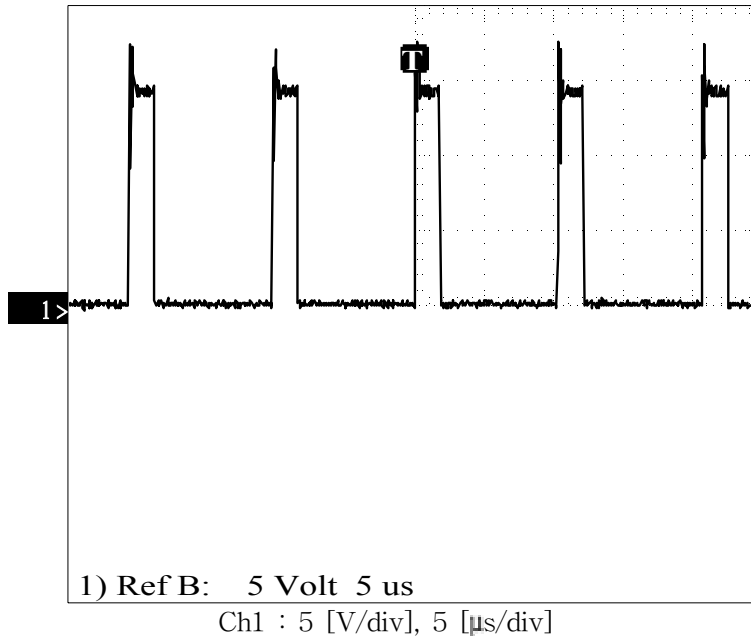


Fig. 4.10 Gate waveforms for input voltage

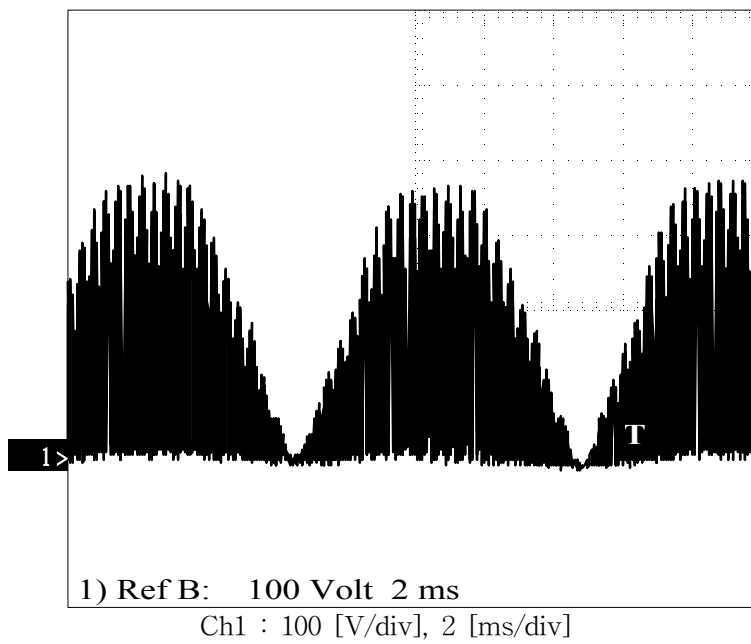
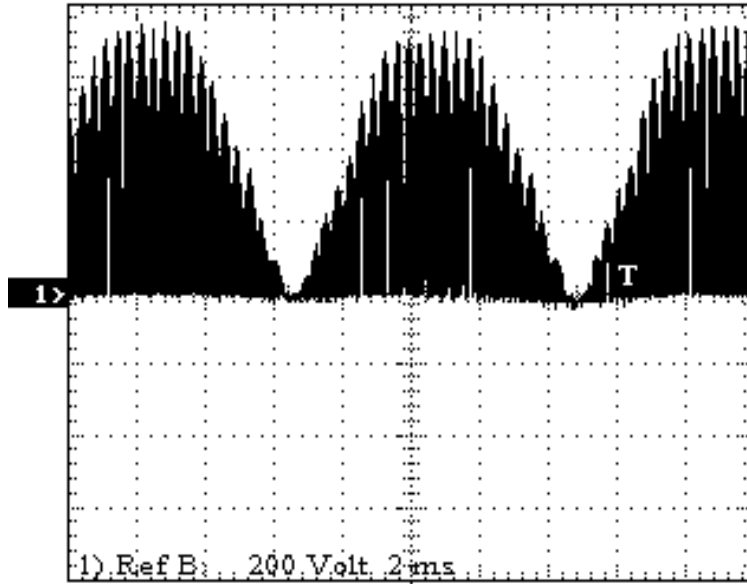


Fig. 4.11 C_1 Voltage waveforms for input voltage $90 V_{rms}$



Ch1 : 200 [V/div], 2 [ms/div]

Fig. 4.12 C_1 Voltage waveforms for input voltage $260 V_{rms}$

제 5 장 결 론

풍력 발전기의 역률 개선을 위한 포워드 컨버터의 DCVM제어에 관하여 회로해석 및 특성을 분석하였다. 이러한 분석을 바탕으로 포워드 컨버터를 설계하고 제작하였으며, 시뮬레이션과 실험을 통하여 다음과 같은 결론을 얻었다.

- 1) 간단한 제어회로로 입력전압과 입력 전류가 동상이 됨을 확인하였다.
 - 듀티비가 일정하여 입력 전압이나 전류 또는 출력 전압의 검출이 없어 제어회로가 간단하고 역률이 0.99로 입력 전압과 전류가 동상이다.
- 2) 광범위한 입력전압에 대하여 안정적으로 동작함을 확인하였다.
 - 입력 전압이 90~260 [V_{rms}]에서도 THD가 10% 미만으로 포워드 컨버터가 안정적으로 동작함으로써 풍속에 따라 출력전압과 주파수가 변하는 풍력 발전용 AC/DC 컨버터에 적용이 가능하다.
- 3) 인덕터와 캐패시터의 값이 작아서 소형화에 유리하다.
 - AC/DC 컨버터의 경우 브릿지 다이오드 후 단계 큰 용량의 캐패시터와 인덕터를 사용해야 되지만 DCVM에서 동작하는 경우 비교적 작은 용량의 캐패시터와 인덕터로 대체가 가능하다.
- 4) 스위칭 소자를 IGBT로 구동 할 수 있어 저전압 대전류용 풍력발전 정류회로에의 응용이 가능함을 확인 할 수 있었다.
 - DCVM에서 동작하는 컨버터의 경우 스위칭의 ON, OFF 사이에 일정 기간동안 전압이 영인 구간이 존재하여 스위칭 소자를 IGBT로 대체할 경우 커런트 테일에 의한 영향을 줄임으로써 현재 추세의 풍력 발전인 대전류용의 응용이 가능하다.

앞으로 스위칭 소자의 스트레스 저감과 컨버터의 효율 개선에 지속적인 연구가 이루어져야 할 것으로 사료된다.

참 고 문 헌

- [1] 서영택, 오철수 “다변풍속 적응형 Darrieus-Savonius 조합 수직축 풍력발전 시스템의 설계”, 전기학회지, Vol. 45, No. 2, pp. 185-192, 1996
- [2] 김응상, 김슬기 “대체에너지전원의 배전계통 연계기술”, 전기학회지, Vol. 50, No. 6, pp. 34-40, 2001
- [3] 류지윤, 김두훈 “해외 풍력발전기술의 동향과 전망”, 전기학회지, Vol. 50, No. 6, pp. 19-24, 2001
- [4] 최현칠, Electronic Systems, (주)테크월드, pp.26-33, 2000.2
- [5] Vlad Grigore and Jorma Kyyra, "High Power Factor Rectifier Based on Buck Converter Operating in Discontinuous Capacitor Voltage Mode", Transactions on Power Electronics, Vol. 15, No. 6, pp.1241 -1249, 2000
- [6] Bo-Tao Lin and Yim-Shu Lee, "Power-Factor Correction Using Cuk Converters in Discontinuous-Capacitor-Voltage Mode Operation", Tran. on Industrial Electronics, Vol. 44, No. 5, pp.648-653, 1997.10
- [7] R. W. Erickson, Fundamentals of Power Electronics, Chpman and Hall, 1997
- [8] 김희준, 스위치 모드 파워 서플라이, 성안당, pp.49-111, 1993
- [9] Dragan Maksimovic and Slobodan Cuk, "constant frequency control of quasi-resonant converters", IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 6, No. 1, pp.141-150, 1991.1
- [10] Robert W.Erickson, "DC-DC Power Converters", Article in Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering, 1998.8
- [11] R.Redl and L.Balogh, "RMS, dc, peak, and harmonic currents in high-frequency power factor correctors with capacitive energy

- storage" IEEE Applied Power Electronics Conference, pp.533-540, 1992
- [12] Vatche Vorperian. "quasi-square-wave converters : topologies and analysis", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. PE-3, No. 2, pp.183-191, 1988.4
- [13] Y. S. Lee. S. J. Wang and S. Y .R .Hui. "Modeling, Analysis, and Application of Buck Converters in Discontinuous-Input-Voltage Mode Operation", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 12, No. 2, pp.350-360, 1997.3
- [14] Laszlo Huber and Milan M. Jovanovic "Design Optimization of Single-Stage Single-Switch Input-Current Shapers", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 15, No. 1, pp.174-184, 2000.1
- [15] Laszlo Huber and Milan M. Jovanovic "Single-Stage Single-Switch Input-Current-Shaping Technique with Fast-Output-Voltage Regulation", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, No. 3, pp.467-486, 1998.3