

碩 士 學 位 論 文

指導教授 愼 輝 範

고출력 직류전동기 구동을 위한 승압컨버터 설계

Design of Boost Converter for High-Power DC Motor

慶 尙 大 學 校 產 業 大 學 院

電 氣 工 學 科

諸 貞 亨

2005. 8.

碩 士 學 位 論 文

指導教授 愼 輝 範

고출력 직류전동기 구동을 위한 승압컨버터 설계

Design of Boost Converter for High-Power DC Motor

慶 尙 大 學 校 產 業 大 學 院

電 氣 工 學 科

諸 貞 亨

2005. 8.

諸貞亨의

碩士學位論文을 認准함

審 查 委 員

委員長

委 員

委 員

慶 尙 大 學 校 大 學 院

2005. 8.

목 차

표 목 차	iii
그림목차	iv
Abstract	vi
I. 서론	1
II. 전력전자 컨버터의 시스템 이론	4
1. 컨버터의 기본개념	4
2. 컨버터의 종류 및 특성	5
1) DC-AC 컨버터	5
2) AC-DC 컨버터	6
3) DC-DC 컨버터	8
4) AC-AC 컨버터	9
3. 컨버터의 성능측정	10
III. 교호형 승압컨버터 설계	11
1. 교호형 승압컨버터 모델링	11
2. 교호형 승압컨버터의 시뮬레이션	15
3. 게이트 신호 발생부 설계	18
1) PWM 신호 발생원리	
2) CPLD를 이용한 PWM 신호발생부 설계	
4. 구동드라이브 구성	20
1) MOSFET 구동원리	
2) IR2113 chip을 이용한 회로 설계	

5. 승압컨버터 설계	23
IV. 교호승압컨버터 실험결과	26
1. 단상 컨버터와 교호형 컨버터 비교	26
1) 저항부하 실험결과	
2) 전동부하 실험결과	
3) 실험결과 정리	
V. 결 론	38
참고문헌	39
부 록	41

Table Contents

Table 1. Efficiency comparison according to resistance load	
.....	37
Table 2. Efficiency comparison according to motor load	
.....	37

Figure Contents

Fig 1.1 Golf car and fork lift	2
Fig 2.1 Power converter system	4
Fig 2.2 (a)Basic dc to ac converter (b)Output signal	5
Fig 2.3 Basic ac to dc converter and output signal	7
Fig 2.4 Dc-dc converter to isolate	8
Fig 2.5 Basic ac to ac converter	9
Fig 2.6 Ac-ac converter by dc-link	10
Fig 3.1 Interleaved boost converter with transformer	11
Fig 3.2 Input switching signal and output inductor current signal	12
Fig 3.3 Simulation circuit of interleaved boost converter with transformer	15
Fig 3.4 The characteristic signal at resister load(duty ratio : 4/5)	16
Fig 3.5 The characteristic signal at resister load(duty ratio : 3/5)	17
Fig 3.6 The principle of devise PWM signals	18
Fig 3.7 PWM signal generator	19
Fig 3.8 4-PWM signals with an equal phase shift	19
Fig 3.9 The Section of MOSFET	20
Fig 3.10 I-V Curve of MOSFET	21
Fig 3.11 C-V Curve of MOSFET	21
Fig 3.12 A driver circuit diagram	22
Fig 3.13 Interleaved boost converter with transformers	23
Fig 3.14 Experimeatal waveforms of single-phase boost converter	24
Fig 3.15 Experimental waveforms of two-phase interleaved boost converter	25

Fig 4.1 Single-phase boost converter and two-phase interleaved boost converter comparison of experimental waveforms at 100 Ω resistance load	27
Fig 4.2 Single-phase boost converter and two-phase interleaved boost converter comparison of experimental waveforms at 80 Ω resistance load	28
Fig 4.3 Single-phase boost converter and two-phase interleaved boost converter comparison of experimental waveforms at 65 Ω resistance load	29
Fig 4.4 Inductor current using 50 Ω resistance load	31
Fig 4.5 Inductor currents using 40 Ω resistance load	32
Fig 4.6 Inductor currents using 30 Ω resistance load	32
Fig 4.7 Experimental setup	33
Fig 4.8 Experimental waveforms of converter with DC motor at no load	34
Fig 4.9 Experimental waveforms of converter with loaded DC motor	35

Abstract

Design of Boost Converter for High-Power DC Motor

Jeong Hyeong Je

Department of Electrical Engineering

Graduate School, Gyeongsang National Univ.

Directed By Professor Hwi Beom Shin

In this paper, the design of interleaved boost converter for high-power DC motor is presented. The interleaved boost converter with transformer is composed of several identical boost converters connected in parallel. The converters are controlled by the interleaved switching signals, which have the same switching frequency and the same phase shifting. By virtue of paralleling the converters, the input current can be shared, so that high reliability and efficiency in power electronic systems can be obtained. As a consequence of the interleaving operation, the interleaved boost converter with transformer exhibits both lower current ripple at the input side and lower voltage ripple at the output side. Therefore, the size and losses of the filtering stages can be reduced, and the switching and conduction losses as well as EMI levels can be significantly decreased.

For the research, a formula of the interleaved boost converter with transformer is derived and differences of signal-phase boost converters

from the interleaved boost converter with transformer are considered. Also a simulation of the interleaved boost converter with transformer is conducted. The program used in simulation is "Pspice". It premises general assumption that Each switching element is ideal element without loss. According to the terms desired, The boost converter keeps regular outputs without ripple components. For the this, First, Full-bridge circuit is used in theory parts of the paper. Second, The interleaved boost converter with transformers that two converters are connected in parallel is designed. And the supreme converter is designed by calculating performance and efficiency according to changes of load and frequency. In addition drivers is designed by using IR2113 chip and the shifted phase signal circuit is implemented using a CPLD chip. After compose whole system, according to circumstance differences of single-phase converters from the interleaved boost converter with transformer are arranged and it is found out frequency suitable for a high-power DC motor. At the result, It is analyzed the performance and efficiency of converter using experimental results.

I 서론

과학기술은 미래로 갈수록 인간의 삶을 편리하게 여러 가지 산업기계, 수송기계, 작업기계 기구들이 개발되어 왔다. 근래에 와서는 편리성을 뛰어넘어 모든 개발품들이 소음과 환경과 에너지 효율에 대한 부분이 큰 비중을 차지하고 있다. 전 세계적으로 소비되는 석유에너지 사용량의 약 30%가 차량의 운행에 의해 소비되고, 특히 미국에서는 그 비율이 무려 60%에 이른다고 한다. 이처럼 자동차 수송 부문에서 소비되는 다량의 석유에너지는 자동차 배기가스에 의한 대기오염이라는 문제 외에도 지구온난화의 주범인 이산화탄소를 다량 배출한다. 우리나라의 경우 2001년 전체 이산화탄소 배출량의 약 17.7%가 자동차 배기가스로부터 배출되었다.¹ 더불어 유가가 50달러를 넘나들고 있는 지금과 같은 고유가 시대에서 우리나라와 같은 자원빈국은 더더욱 에너지 절약을 위한 기술개발이 절박한 상황이다.

이에 그림 1.1에 보는 것처럼 기존의 엔진을 대체하는 기계기구들이 등장하고, 전기자동차에 대한 연구도 상당히 진척되어 상용화를 앞두고 있다. 이러한 변화의 핵심기술이라 할 수 있는 부분이 이차전지와 전력전자 컨버터시스템이다. 전력변환은 전기에너지를 다른 형태의 전기에너지로 변환하는 것으로 크게 네 가지로 나뉘어진다. 교류를 교류로 변환하는 교류변환, 교류를 직류로 변환하는 순변환, 직류를 직류로 변환하는 직류변환, 직류를 교류로 변환하는 역변환으로 나뉜다. 이 중 최근에 가장 많이 사용되는 변환 중에 하나가 직류변환이라 할 수 있으며, 직류전원을 부하가 요구하는 형태의 직류전원으로 변환하는 것을 dc-dc컨버터라고 한다.

컨버터의 원리는 트랜지스트나 MOSFET와 같은 전력용 반도체 소자를 스위치로 사용하여 스위치의 on, off 시간을 제어함으로써 원하는 출력전압을 얻는 것이다. 컨버터는 전력용반도체 소자와 인덕터, 커패시터 등으로 구성되며, 전압을 승압 또는 강압할 수 있으며, 전원의 극성을 바꿀 수 있고 입력과 출력전원의 접지 기준점을 분리시킬 수도 있다.



Fig 1.1 Golf car and fork lift

반도체 기술의 발달은 전력용 반도체소자의 전력취급용량과 스위칭 속도면에서 놀라운 향상을 가져왔다. 이에 힘입어 전력용 반도체 소자의 스위칭에 기초한 컨버터는 많은 발전을 거듭해 왔다. 특히 스위칭 주파수의 증가는 자성체의 체적과 무게를 줄이고 커패시터의 용량을 감소시켜 전력밀도를 높이는데 중요한 역할을 해왔다.² 그러나 스위칭 주파수의 증가는 스위칭 손실을 증가시키기 때문에 주파수를 증가시키는 방법으로는 더 이상 전력밀도를 증가시킬 수 없다.^{3,4}

최근에는 전력밀도가 높은 컨버터나 대용량 컨버터의 요구가 증대됨에 따라 여기에 대한 연구와 반도체 소자가 스위칭 되면서 발생하는 EMI(electro magnetic interference)도 감소시키기 위한 연구가 활발해 지고 있다. 부하의 증가로 입력전류 맥동과 출력전압 맥동을 증가시켜 인덕터와 커패시터, 스위칭 반도체소자 등의 용량 증가를 불가피하게 할 뿐만 아니라, 고조파를 줄이기 위해 사용했던 LC입력필터 또한 충분한 만족을 얻을 수 없다.^{4,5}

근래에는 이와 같은 문제점들을 해결하기위해 병렬형 컨버터에 많은 관심을 보이고 있다. 병렬형은 기존의 컨버터를 2개 이상 병렬로 연결시킨 것으로 게이트 신호의 인가 방법에 따라 크게 세 가지 형태로 나뉘어진다. 게이트 신호를 동시에 on 또는 off 시키는 동기형과 게이트 신호를 각각 독립적으로 on, off 시키는 독립형과 일정한 위상차를 가지면서 on, off 시키는 교호형이 있다.

동기형은 각 상의 스위치가 동시에 on, off 됨으로써 전력용량이 증가된 단상 컨버터와 같은 특징을 가진다. 독립형의 경우는 스위칭 주기가 같지 않아 각 상의 스위치가 불규칙적이므로 on, off 되어 입력전류 맥동이나 출력전압 맥동이 불규칙적으로 나타나는 특징을 가진다. 교호형 컨버터는 모든 상의 주기가 동일하고 각 상의 스위치가 일정한 위상차를 가지면서 스위칭 되기 때문에 용량증가 뿐만 아니라 적은 맥동을 가지는 등 다른 병렬형 컨버터보다 많은 장점을 가진다. 이 컨버터를 교호 컨버터(interleaved converter)라고 부른다. 교호 컨버터는 여러 가지 장점으로 인해 가장 많이 사용되는 병렬형 컨버터이다. 교호 컨버터는 동일한 주파수로 스위칭되면서 각 상마다 일정한 위상차를 가져 손실의 증가 없이 주파수를 증대시키는 효과와 전력변환 효율의 증대와 전력밀도를 높이는 장점을 가진다.^{5-7, 11-13}

그래서 본 논문의 목적을 엔진을 대체할 수 있는 고출력의 전동기를 구동하는데 있어서 전압을 승압하여 전류를 줄여 부수장비의 원가를 절감하고 컨버터의 성능과 효율을 증가시킨 교호형 승압컨버터 설계로 하였다.

본 연구를 위하여 3장에서 교호 승압컨버터의 입출력 관계식을 유도하고, 일반적인 컨버터와 다른점에 대한 고찰과 더불어 교호 승압컨버터의 시뮬레이션을 수행했다. 시뮬레이션에 사용한 프로그램은 PSpice를 활용하고, 각 스위칭 소자는 손실이 없는 이상적인 소자로 일반적인 가정을 전제로 한다.

교호 승압컨버터의 구동드라이브를 IR2113 칩을 이용하여 설계하고, 드라이브에 필요한 입력신호를 위상천이를 가지는 PWM신호로 결정하여 신호발생 회로를 CPLD를 이용하여 설계했다. 4장에서 전체시스템을 구성한 후 일반적으로 많이 사용되는 단상과 교호 승압컨버터의 환경에 따른 차이점을 입출력 신호를 측정하여 비교하였다. 마지막으로 5장 결론에서는 실험한 데이터를 분석하여 경우에 따른 컨버터의 성능과 효율을 정리하였다.

II. 전력전자 컨버터의 시스템 이론

1. 컨버터의 기본개념

전력전자 컨버터는 에너지, 힘, 전압, 전류 등을 변환하는 시스템으로서 입·출력 간에 간섭이 없어야 되고, 출력이 일정하게 나와야 된다.

그림2.1은 단일입력과 단일 출력의 전력전자 컨버터 시스템을 나타낸 것이다. 전원은 전력을 공급하고, 컨버터는 전력을 부하에 적합하게 유용한 형태로 변환시킨다. 전원은 직류 또는 주기적인 교류 전압/전류원이다. 부하는 전기적인 R, L, C 부하 또는 다른 회로의 전원이거나 모터와 같이 전기적 에너지를 다른 형태의 에너지로 변환하는 장치 등이 될 수 있다.

컨버터 동작의 해석을 간단히 하기 위해서는, 스위치 소자와 그 밖의 구성 부품은 관측시간 동안에 이상적이며 선형적이고 또한 시 불변 상태로 가정한다. 여기서 스위치는 전압 또는 전류의 전송이 이상적인 소자로 가정하며, 스위치 소자들은 이러한 특성들을 고려해서 선택해야 한다.

전력전자를 적용한 컨버터는 전원의 형태와 요구되는 출력 특성에 따라 기본적으로 dc-ac컨버터, ac-dc컨버터, dc-dc컨버터, ac-ac컨버터, 이렇게 4종류로 분류할 수 있다.

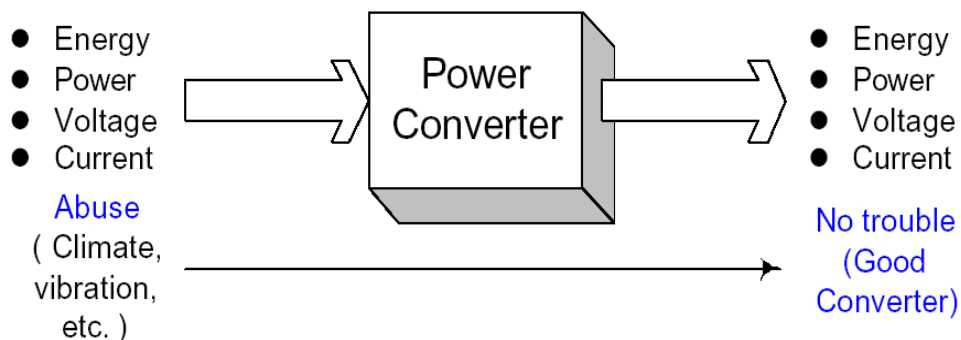


Fig 2.1 Power converter system

2. 컨버터의 종류 및 특성

1) DC-AC컨버터

dc-ac 컨버터(인버터)는 직류전원(전압 또는 전류)으로부터 부하로 전력을 공급한다. 컨버터의 출력변수는 저왜곡의 단상 또는 다상의 교류 전압 또는 전류이다. 실제적인 인버터의 경우는 태양전지를 이용한 직류 전압원 50~60 Hz의 전원을 정류한 형태의 안정화되지 않은(unregulated) 직류 전압원을 사용한다. DC-AC 컨버터는 사진기의 플래쉬 방전시스템과 같은 저전력의 휴대용 전자시스템에서부터 대전력의 산업용 시스템에까지 널리 사용한다.

출력주파수는 전원선의 비상조명 시스템의 전원주파수 50~60 Hz 에서부터 유도가열 시스템에 적용되는 약 1 MHz의 고주파까지 다양한 주파수를 가질 수 있다. 기본적인 인버터의 형태를 그림 2.2(a) 에 나타내었다. 입력 dc는 응용분야에 따라 단일 스위치를 사용함으로써 저주파수에서 고주파수의 ac 로 변환된다. 스위치가 on 상태에 연결될 때, 전원은 부하에 충분한 (+)전압을 공급한다. 일정한 시간이 경과한 후에 제어 가능한 스위치를 off 상태에 연결하면 부하에는 전압이 공급되지 않는다. 출력전압 파형은 그림 2.2 (b)처럼 맥동하는 dc 파형이 된다. 일반적으로 요구되는 파형은 비상용 전원으로 사용되는 배터리 구동의 교류 전원장치와 같이 저주파수의 정현파이다.

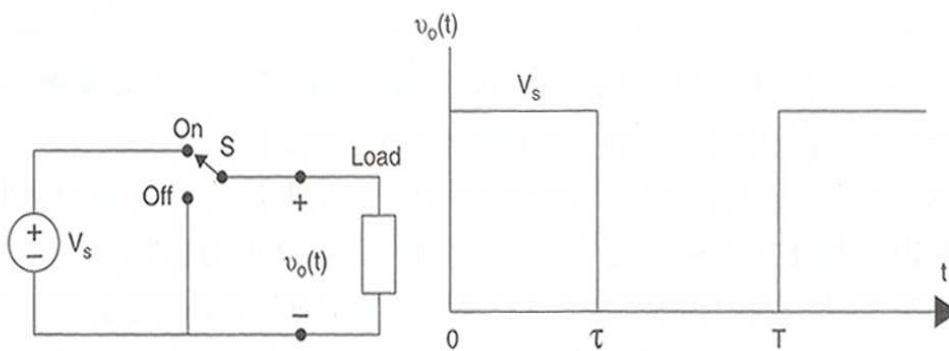


Fig 2.2 (a) Basic dc to ac converter

(b)Output signal

ac 파형의 크기와 주파수는 스위치의 도통시간, 스위칭 주파수와 스위칭 시퀀스 등을 조절함으로써 제어할 수 있다. 파형의 모양을 변화시키는 필터는 무효 성분인 인덕터와 커패시터로 구성된다. 필터는 ac 파형의 불필요한 부분을 제거한다. 입력과 출력단의 순간적인 에너지의 차는 일시적으로 필터에 저장된다. 응용분야로는 항공기와 우주선의 전원 공급장치, 무정전 전원장치, 가변주파수 방식의 ac 모터 구동, 항공기의 가변속을 위한 정주파수 공급장치, 유도가열기 전원분야가 있다.

2) AC-DC 컨버터

ac-dc 컨버터(정류기)는 단상 또는 다상의 교류 전압/전류원으로부터 전력을 부하로 공급한다. 출력변수는 저 리플 직류전압이나 직류전류이다. 실제로 대부분의 ac-dc 컨버터는 단상 또는 3상의 50/60 Hz의 전원을 전압원으로 사용한다.

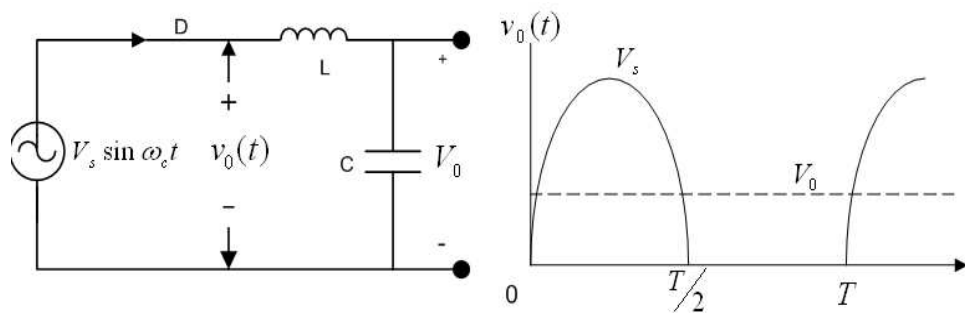
기본적인 ac-dc 컨버터의 형태를 그림 2.3 (a) 와 (b) 에 제시한다. 그림 2.3 (a)에서, 교류전원의 공급으로 인해 다이오드는 on과 off를 반복한다. 다이오드 D1은 교류전압이 (+)인 첫 번째 반주기 동안에 도통되며, 교류전압이 (-)일때 차단되므로 두 번째 반주기 동안에는 0전압이 가해진다. 다이오드는 기본적으로 제어되지 않지만 극성에 의해서만 제어되는 스위치라 할 수 있다. 다이오드를 통과한 후의 전압 파형은 교류 성분을 기본으로 한 직류 성분을 포함한다. 여기서 교류성분은 전압 리플(voltage ripple)이라 한다. 다이오드 다음 단의 L과 C는 필터를 구성하여 교류 성분을 제거하고 부하에 직류 성분을 공급하는 역할을 한다.

그림 2.3(b)에서 교류전원에 대하여 스위치를 on, off 하는 시점에 따라서 출력전압 파형의 모양이 결정된다. 결국 파형의 직류 및 교류성분은 임의로 조절될 수 있다. L-C 필터는 교류 성분을 제거하고 직류 성분을 부하에 공급하게 된다. 여기서 만약 ac-dc 컨버터에서 필터를 사용하지 않는다면 dc-ac 인버터 방식에서 직류전원 대신에 교류전원을 사용한 것이 되므로 주의가 필

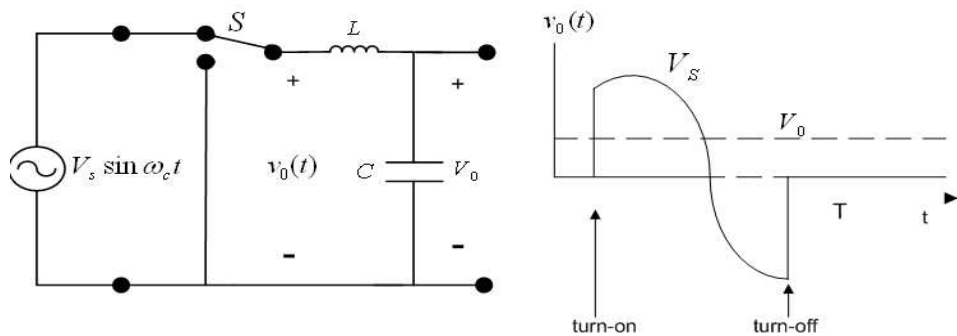
요하다. 그러므로 dc-ac와 ac-dc 컨버터는 에너지 흐름이 역방향인 것을 제외하고는 기능적으로 유사한 특징을 갖는다.

스위칭 주파수는 전원주파수에 의해 제한되지 않는다. 스위칭 주파수는 훨씬 높은 고주파이므로 필터 구성 부품의 크기를 작게 할 수 있으므로, 결국 기기의 크기와 무게를 경감할 수 있으며 휴대성을 높일 수 있다.

응용분야로는 dc 모터 구동, 안정화 dc 전력공급장치, 고전압 dc 송전, 풍력 발전기의 컨버터 등이 있다.



(a) Use diode



(b) Use switch

Fig 2.3 Basic ac to dc converter and output signal

3) DC-DC 컨버터

dc-dc 컨버터는 직류전원으로부터 전력을 얻고 부하로 전력을 공급한다. 컨버터의 출력변수는 하나 이상의 저리플의 직류전압 또는 직류전류(안정화 상태)이다. dc 출력전압은 입력전압과는 크기가 다르게 된다. 복잡한 회로의 형태는 스위치의 회로망을 구성한다. ac 파형은 스위치의 도통시간과 스위칭 순서에 의해 제어된다. 교류는 정류와 필터링 또는 필터링 회로만으로 직류로 변환된다. 필터는 무효 성분 요소인 인덕터와 커패시터로 구성된다. 무효 성분은 스위치 소자 다음 단의 파형에 비교적 짧은 시간 동안 교류 성분을 공급하고 직류 성분을 부하에 제공하게 된다. 입력과 출력간의 순간적인 에너지의 차는 필터회로에서 일시적으로 저장된다. 그러므로 입력 직류 전압 또는 전류는 또 다른 크기의 직류전압 또는 전류로 변환된다. 이러한 컨버터는 또한 dc 변압기로 생각할 수도 있다.

스위칭 주파수는 설계시 매우 중요한 요소라 할 수 있다. 고주파 회로에서는 필터링 소자의 시정수가 작아지므로 결국 크기와 무게를 경감할 수 있어 휴대성을 높일 수 있게 된다. 입력과 출력 사이에 전기적인 절연을 실시한 dc-dc 컨버터를 그림 2.4에 나타낸다. 중간부분에 존재하는 변압기는 입력과 출력측에서 광범위한 전압 또는 전류를 제공하는 역할을 한다. 응용분야로는 전기적인 이동장치, 고성능 정전압 전원장치, 전자식 안정기, dc 모터 구동시스템으로 사용된다.

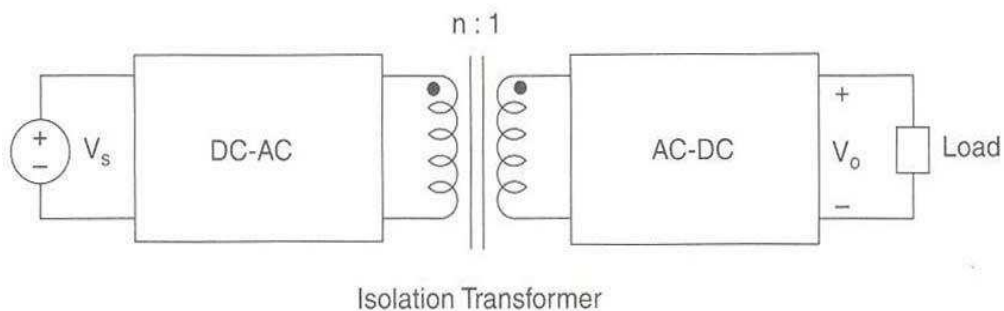


Fig 2.4 Dc-dc converter to isolate

4) AC-AC 컨버터

ac-ac 제어기는 교류 전압 또는 전류원으로부터 전력을 공급받아 이를 부하로 출력한다. 출력변수는 입력 교류전원과 다른 주파수나 동일한 주파수의 저왜곡의 교류 전압이나 전류로서, 에너지 변환은 단상을 다상으로 변환하거나 또는 역으로 변환한다. 실제적인 ac 제어기는 보통 50~60 Hz 의 3상 전원 에서 단상 전원을 이용한다. 출력주파수가 전원의 주파수보다 낮은 ac-ac 컨버터는 일반적으로 사이클로 컨버터(cyclo-converter)라 한다. 사이클로 컨버터의 출력주파수는 전원주파수의 1/3, 1/5 과 같이 간단한 분수 형태이다. 주파수의 변화가 없는 ac-ac 컨버터를 단순히 ac 제어기(ac controller)라 한다.

그림 2.5의 기본적인 ac-ac 컨버터 형식은 출력 주파수와 전원주파수가 동일한 경우이다. 스위치 소자는 전원 파형의 매 반주기의 끝에서 off 되며, 교류전원 파형과 관련된 스위치의 on 순간에서 출력전압 파형의 형태가 결정되며, 반복 동작에 따라 출력단자의 실효전압이 결정된다.

더욱 복잡한 ac-ac 변환 방식으로는 그림 2.6과 같이 입력 ac를 dc로 변환한 후 이 dc를 원하는 주파수와 크기 및 상의 수를 갖는 ac로 다시 변환하는 방식이 있다. 이러한 컨버터를 직류결합(dc-link) ac-ac 컨버터라 한다. 이러한 형태의 에너지 변환 방식에서는 전원주파수에 대한 출력주파수의 제한이 없는 특징이 있다. 응용분야로는 조광기, ac 모터 속도제어, 전압 조정기, 전자 탭 변환기, VAR 조정기, 반도체 릴레이 (SSR) 등이 있다.

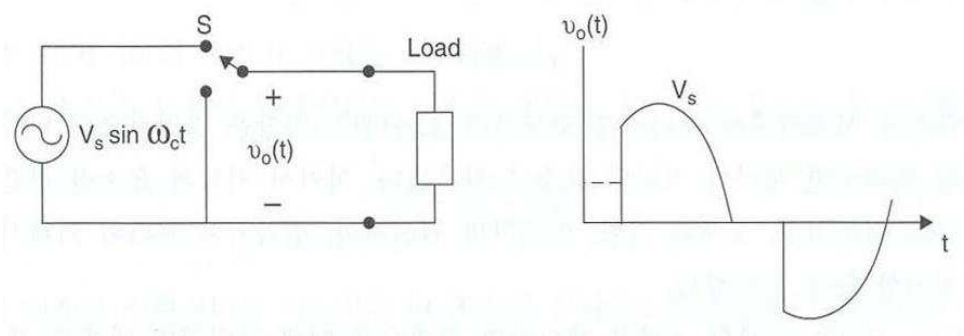


Fig 2.5 Basic ac to ac converter

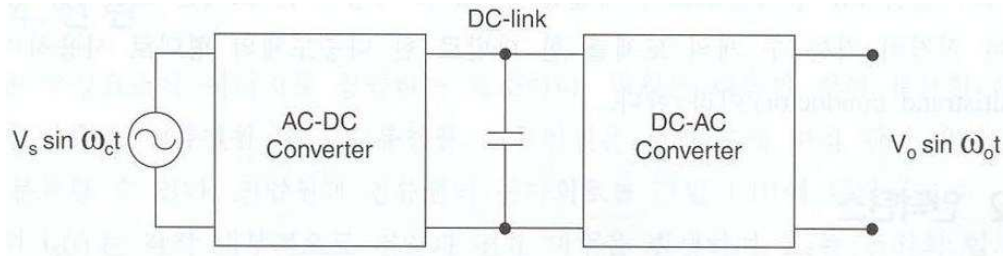


Fig 2.6 Ac-ac converter by dc-link

3. 컨버터의 성능측정

컨버터의 성능은 과도상태와 정상상태로 구분하여 평가한다. 중요한 과도상태의 성능 측정은 다음과 같다. 첫째 전원으로부터의 과도전류 즉 전원이 on 되었을 때 전원으로부터 컨버터에 공급되는 초기전류의 크기를 나타낸다. 이를 돌입전류(inrush current)라고도 한다. 둘째, 전원으로부터 공급되는 단락회로 전류 즉 출력단자가 단락되었을 때에 전원으로부터 전류가 공급되는 정도를 뜻한다. 셋째 서지보호 즉 전원이 컨버터에 대해 on-off될 때 발생하는 최대 과도전압과 표준출력전압의 차이로서, 컨버터의 출력단자에 큰 부하가 연결되거나 제거될 때 발생하는 과도전압을 의미한다. 넷째 스위치 소자의 스트레스 즉 스위치 소자 양단에서 전압의 상승 또는 하강의 최고 전압과 최고의 변화 비율과 스위치 소자를 통과하는 전류의 상승 또는 하강의 최고 전류와 최고의 변화 비율을 의미한다.

정상상태에서의 컨버터 성능의 측정은 순방향 전달 특성, 반사 특성, 제어 특성, 고조파 크기를 고려하여 평가한다.

이상은 교재로 많이 사용되고 있는 “전력전자시스템 이론과 설계”(8-14) 부분에서 발췌한 내용이다.

Ⅲ. 교호형 승압컨버터 설계

1. 교호형 승압컨버터 모델링

본 논문에 사용한 컨버터는 두개의 dc-dc 컨버터를 병렬로 연결하여 위상차를 가지는 스위칭신호를 입력으로 사용하는 컨버터이다. 이러한 컨버터를 교호 컨버터라고 한다. 본 논문에서 사용한 교호 승압컨버터는 그림 3.1과 같으며 ac-dc정류회로는 풀 브리지회로를 사용하여 대전력용(500 W~1,500 W)으로 사용할 수 있고, 스위칭 소자의 전압스트레스가 입력전압으로 제한된다. 트랜지스터가 더 필요하고 구동회로의 기준전위가 일정하지 않는 것이 단점이다. 그러나 각 상의 주기가 동일하고, 스위치가 일정한 위상차를 가지면서 스위칭 하게 되면 용량증가 뿐만 아니라 입출력전류에도 적은 맥동성분을 가지는 등 일반적인 병렬형 컨버터 보다 많은 장점을 가진다.

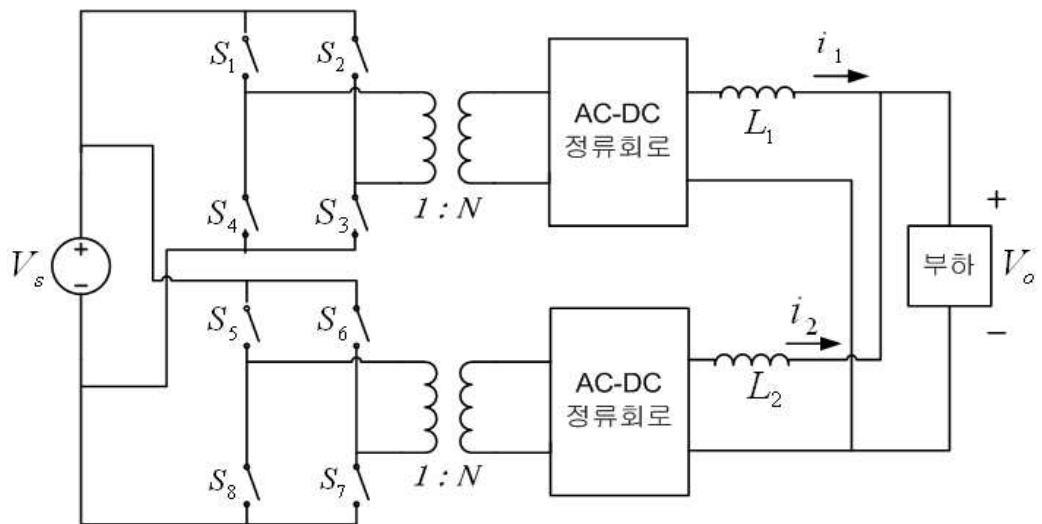


Fig 3.1 Interleaved boost converter with transformer

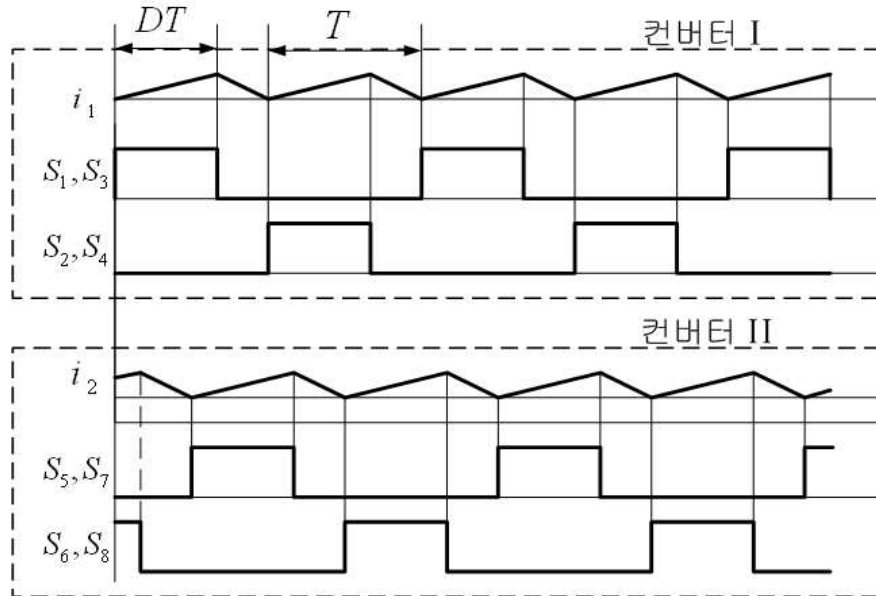


Fig 3.2 Input switching signal and output inductor current signal

그림 3.1과 3.2를 보면 동작특성을 알 수 있다. 먼저 위쪽컨버터의 S_1, S_3 가 먼저 동작하고 S_2, S_4 가 동작을 하면서 교류를 발생시켜 변압기를 거쳐 승압되고, 이 파형을 정류회로를 거쳐 부하로 dc전압이 인가된다. 두개의 컨버터가 위상차를 가지고 동작을 하기 때문에 출력측의 주파수가 커지는 효과를 가져 맥동성분이 줄어든다.

그림 3.2의 신호파형은 그림 3.1의 스위치에 입력되는 신호와 출력측 인덕터에 흐르는 전류파형을 나타낸 것이다. 여기서 듀티비를 D 라 하고, 출력전류를 기준으로 그림과 같은 구간을 주기(T) 라 하면 스위치가 on되는 시간이 그림 3.2와 같이 DT 가 된다.

컨버터 I 과 컨버터II의 스위칭 신호를 $T/2$ 만큼 위상차가 생기도록 인가시킬 경우에 출력측 각 상의 인덕터 전류파형(i_1, i_2)도 그림 3.2와 같은 동일한 위상차를 나타내며, 위상차를 가지는 두개의 전류파형이 병렬로 합쳐지면 부하에 인가되는 전류파형은 각 상에 나타나는 전류파형의 주기보다 반으로 줄

어들어 실제 스위칭 주파수를 높이지 않고서도 두 배에 해당하는 스위칭 주파수 효과를 얻을 수 있는 것이다. 이러한 장점으로 인해 교호형 승압컨버터는 고주파로 스위칭하는 컨버터에 사용할 수 있고, 동일한 크기의 반도체 소자로 고출력의 부하를 동작시킬 수 있다. 또한 맥동성분도 줄일 수 있다.

이러한 승압컨버터의 입출력 관계식을 유도하기 위해 모든 소자는 이상적이며, 출력전압은 일정하고, 각 상의 인덕터 전류는 연속적이라고 가정하면 다음과 같은 식을 전개할 수 있다.

컨버터 I에서 스위치가 on (DT 시간동안) 일 때,

$$V_s N = L_1 \frac{di_1}{dt} + V_o \quad (1)$$

스위치가 off 일 때의 방정식은

$$0 = L_1 \frac{di_1}{dt} + V_o \quad (2)$$

컨버터 II에서 스위치가 on ($D_1 T$ 시간동안) 일 때 전압 방정식은,

$$V_s N = L_2 \frac{di_2}{dt} + V_o \quad (3)$$

스위치가 off 일 때의 방정식은

$$0 = L_2 \frac{di_2}{dt} + V_o \quad (4)$$

이다.

식 (1)의 양변에 DT 를 곱하고,

식 (2)의 양변에 $(1-D)T$ 를 곱하여 더하면,

$$DNV_s = L_1 \frac{di_1}{dt} + V_o \quad (5)$$

가 된다.

또, 식 (3)의 양변에 $D_1 T$ 를 곱하고

식 (4)의 양변에 $(1 - D_1) T$ 를 곱하여 더하면

$$D_1 NV_s = L_2 \frac{di_2}{dt} + V_o \quad (6)$$

가 된다.

식 (5)와 식 (6)을 각각 더하면

$$NV_s (D + D_1) = L_1 \frac{di_1}{dt} + L_2 \frac{di_2}{dt} + 2V_o \quad (7)$$

가 된다.

컨버터의 정상상태에서 L_1 과 L_2 의 양단에 걸리는 전압의 평균값은 0이 된다.

따라서 식 (7)은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$NV_s (D + D_1) = 2V_o \quad (8)$$

만약 D 와 D_1 을 같다고 가정하면 다음과 같은 수식으로 표현할 수있다.

$$NV_s (D + D_1) = NV_s 2D = 2V_o \quad (9)$$

따라서 정상상태에서 교호형 승압 컨버터의 듀티비(D 와 D_1)가 동일하면

입출력 관계식은 다음과 같다.

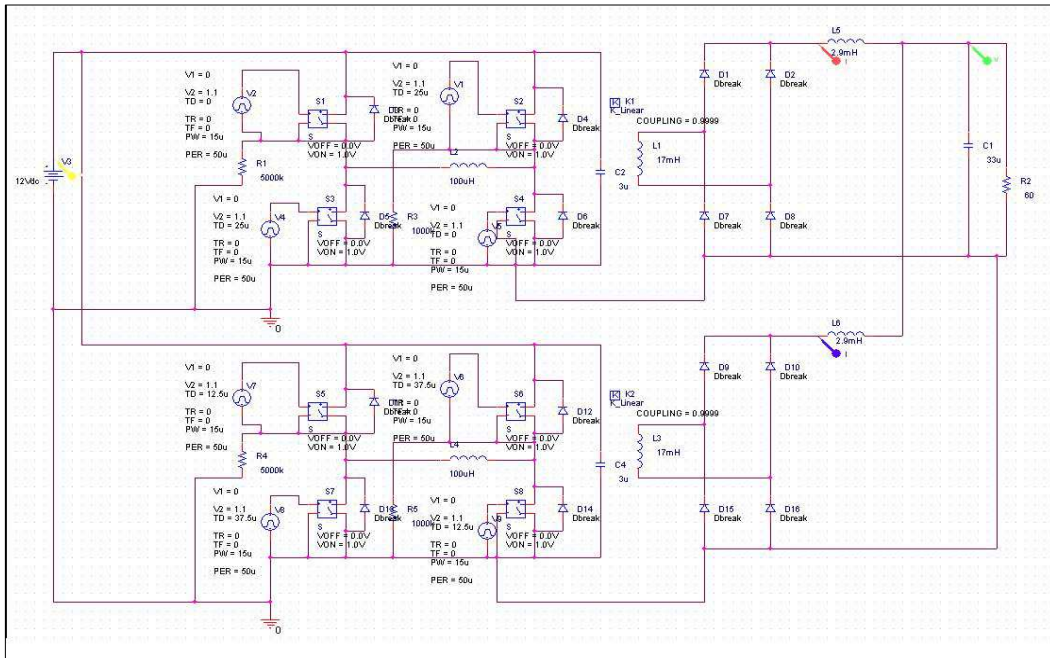
$$\frac{V_o}{V_s} = ND \quad (10)$$

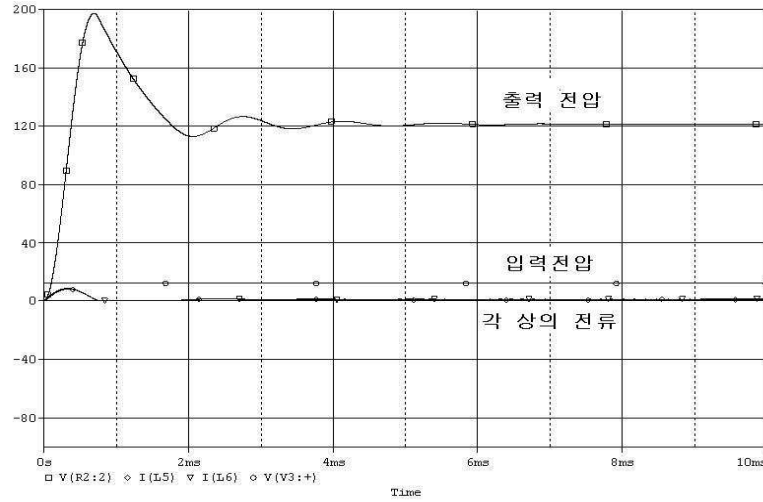
2. 승압컨버터의 시뮬레이션

그림 3.3은 Pspice를 이용한 시뮬레이션 회로를 나타낸다. 두 개의 컨버터를 병렬로 구성하고, 각 상의 전류가 위상천이를 가지도록 한 회로도이다.

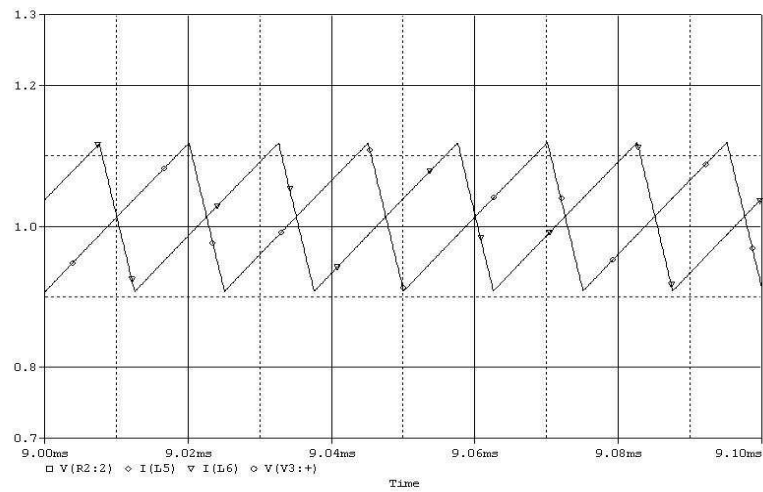
입력전압은 12V, 변압기의 권선비는 1:13, 부하는 저항부하(60 Ω)으로 하여 시뮬레이션 하였다.

그림 3.4는 듀티비를 4/5로 하여 시뮬레이션 한 결과이다. (a)는 과도상태와 정상상태 모두를 나타내며, 입출력 전압파형과 각 상의 전류파형을 보여준다. 그림에서 각상의 전류파형이 보이지 않아 (b)는 전류파형을 확대하여 나타낸 것으로 각 상의 전류파형이 위상천이를 가지고 있으며 각상의 평균전류는 동일함을 볼 수 있다. 그리고 인덕터의 각 상 전류는 전체전류의 1/2로 되어 스위칭소자 및 반도체소자의 피로도를 줄일 수 있을 뿐만 아니라 스위칭소자에서 발생하는 전력손실을 감소시킬 수 있다.





(a) The output signals at 60 Ω resister load



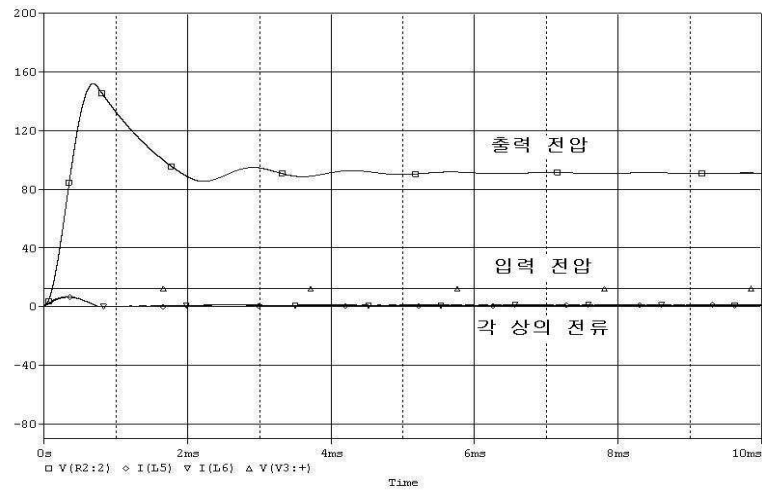
(b) Each phase inductor current waveforms

Fig 3.4 The characteristic signal at resister load
(duty ratio: 4/5)

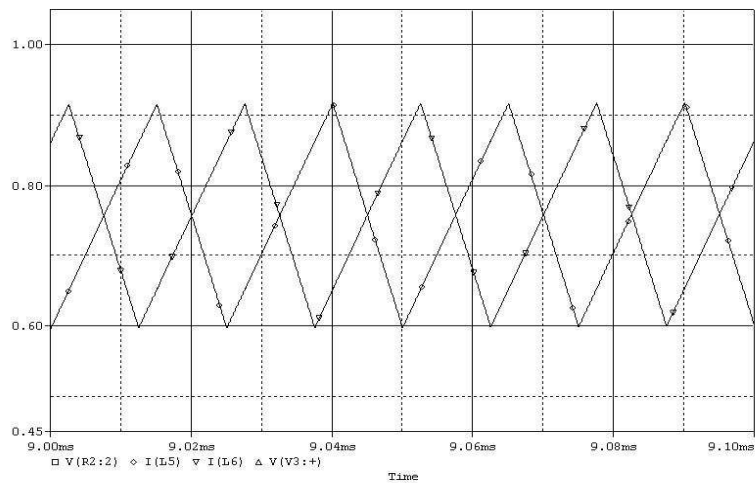
앞장에서 유도한 식(10)에 따라 조건을 대입하면

$$V_o = V_s N D = 12 \times 13 \times 0.8 = 124.8 V$$

위 시뮬레이션 결과를 보면 거의 같은 값이 나오는 것을 알 수 있다.
그림 3.5 는 듀티비를 바꾸어서 3/5 으로 하여 시뮬레이션 한 결과이다.
위와 마찬가지로 식(10)에 만족한다.



(a) The output signals at 60 Ω resistor load



(b) Each phase inductor current waveforms

Fig 3.5 The characteristic signal at 60 Ω resistor load(duty ratio : 3/5)

3. 게이트 신호 발생부 설계

1) PWM 신호 발생원리

위상차를 가지는 4개의 톱니파 신호와 PWM출력 신호는 그림3.6 와 같이 구현되어야 한다. 각 PWM신호는 동일한 주파수를 가지면서 1/4주기만큼 위상차를 가지도록 해야 하며, 외부에서 인가되는 기준신호가 필요하다. 이 기준신호를 변화시켜 듀티비를 결정할 수 있다.

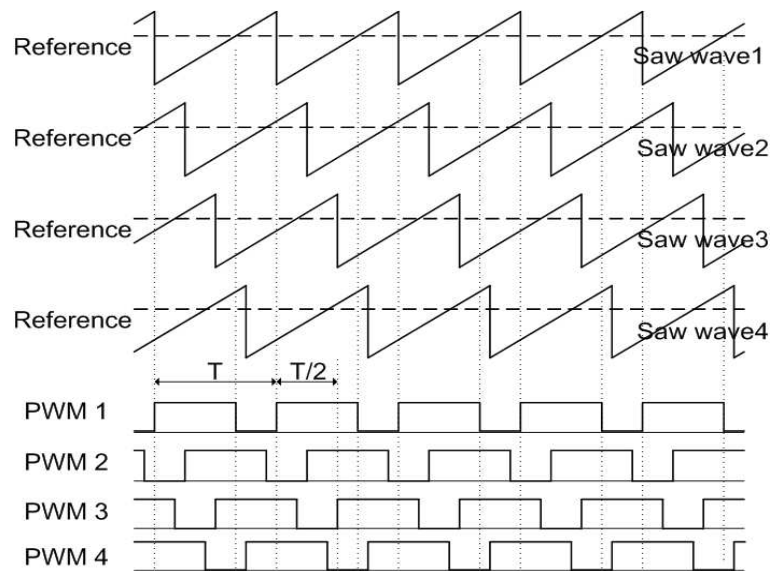


Fig 3.6 The principle of device PWM signals

2) CPLD를 이용한 PWM 신호발생부 설계

그림3.6 과 같은 구현하기 위한 방법은 여러 가지가 있으나 보다 정확하고 회로의 구성을 간단하게 하기 위해 CPLD칩을 이용하였다.

CPLD 내부에는 원하는 주파수의 톱니파를 발생시키고 외부에서 인가된 기준파와 비교하여 PWM신호를 생성시키며, 또한 두 신호를 비교하기 위한 8비트의 비교기도 CPLD내부에 첨가하여 설계하였다. 두개의 브리지회로를 동작시키기 위해서는 4개의 PWM신호가 필요하고 각각의 PWM신호는 동일한 위

상차를 가지도록 CPLD내부를 그림 3.7 과 같이 설계하였다.

그림 3.13은 실제 CPLD를 설계하여 주파수 13.3 kHz를 가지면서 위상차가 1/4 주기만큼 발생하도록 한 파형이다. 원하는 PWM파형이 잘 발생됨을 그림 3.8 로부터 알 수 있다.

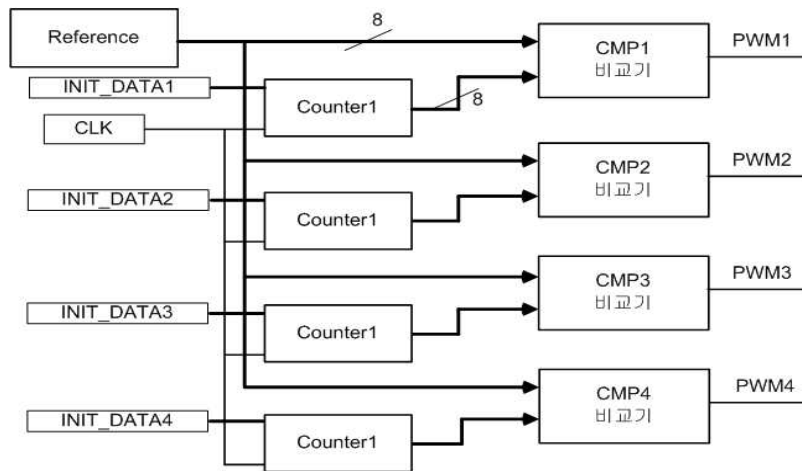


Fig 3.7 PWM signal generator

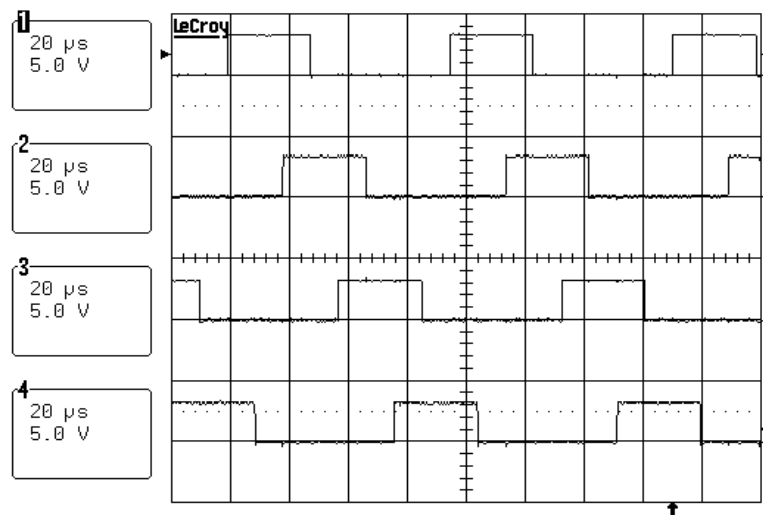
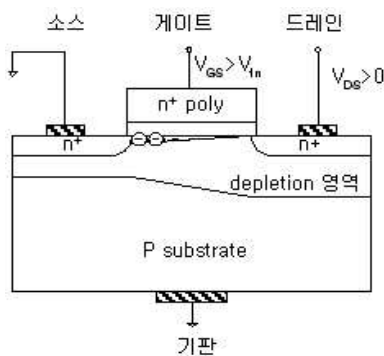


Fig 3.8 4-PWM signals with an equal phase shift

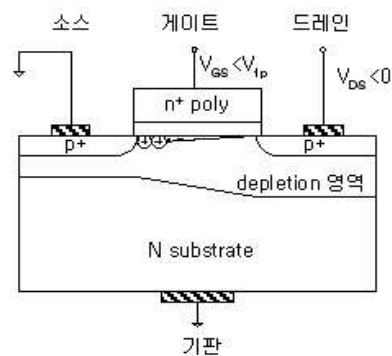
4. 구동드라이브 구성

1) MOSFET 구동원리

MOSFET(Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)는 금속산화막반도체 전계효과 트랜지스터라고 한다. 그림 3.9는 n-channel MOSFET와 p-channel MOSFET의 단면 구조이다. MOSFET의 동작은 게이트와 실리콘 기판 사이에 전압을 인가하여 게이트 산화막에서의 수직 방향의 전계 세기를 크게 하면 실리콘 표면에 반전 캐리어가 모이게 된다. 게이트 전압이 0 V일 때 소스와 드레인 사이의 채널형성 여부에 따라 공핢형과 증가형으로 구분된다. 공핢형 MOSFET는 양과 음의 게이트 소스 전압에서 동작함 음의 V_{gs} 는 핀치 오프 전압이 될 때까지 드레인 전류를 감소시켜 드레인 전류가 흐르지 않게 하고 전달특성은 음의 게이트 소스전압에 대해서는 동일하지만 양의 V_{gs} 값에 대해서는 드레인 전류는 계속적으로 증가한다. 특히 게이트는 V_{gs} 의 음과 양 전압 상태에서는 채널과 절연되어 있으므로 디바이스는 V_{gs} 의 어떠한 극성에 대해서도 동작하지만 어느 경우나 게이트 전류는 흐르지 않는다. 증가형 MOSFET는 디바이스 구조에는 드레인과 소스사이에 채널을 갖고 있지 않고 양의 게이트 소스전압을 인가하면 게이트 아래의 기판영역에 있는 정공을 밖으로 밀어내서 공핢영역을 발생시킨다.



(a) N-channel MOSFET



(b) P-channel MOSFET

Fig 3.9 The Section of MOSFET

게이트 전압이 충분히 큰 양 전압일 때 전자는 공핍영역으로 끌려 들어와 마치 공핍영역이 드레인과 소스사이의 n 채널로써 동작하도록 한다. 게이트 소스 전압이 임계 전압 V_t 를 넘기 전에는 드레인 전류가 흐르지 않고 양 전압이 임계 전압 V_t 이상에서 드레인 전류를 증가시키게 되는데 이때의 임계 전압 V_t 를 문턱전압이라고 한다.

그림 3.10에서 빗금친 부분은 선형영역(Linear)으로 $V_{DS} < V_{GS} - V_T$ 조건을 만족한다. 그리고 경계부분은 $V_{DS} = V_{GS} - V_T$ 을 만족하고, 빗금이 없는 우측 부분은 $V_{DS} > V_{GS} - V_T$ 이 만족된다. V_{GS} 위쪽부분이 활성영역(Saturation)이고, 아래 부분이 차단영역(Cutoff)으로 나누어진다.

그림 3.11 은 절연막 두께, 기판농도 및 V_T 와 같은 MOS 소자의 다양한 변수가 얻어지는 C-V 특성곡선이다.

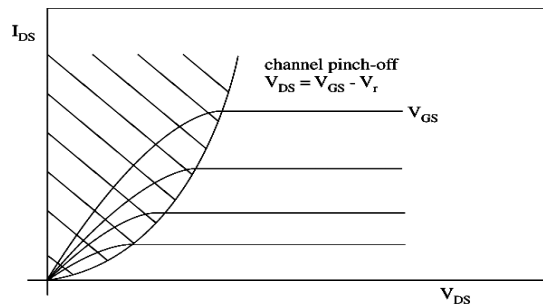


Fig 3.10 I-V curve of MOSFET

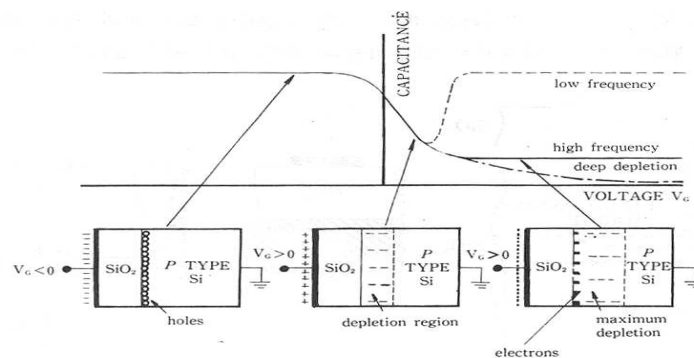


Fig 3.11 C-V curve of MOSFET

2) IR2113 chip을 이용한 회로 설계

교호 승압컨버터를 구동하기 위해서는 위상차가 다른 4개의 PWM신호가 필요하고, 이 신호를 MOSFET을 구동할 수 있는 구동드라이브가 필요하다. 드라이버의 구성은 풀브리지 회로를 구동하기 위한 칩으로 여러 전원을 사용하지 않고서도 MOSFET게이트 신호 구동이 가능한 장점을 가지고 있는 IR2113 칩을 4개로 이루어진다. 회로의 구성은 그림 3.12와 같다.

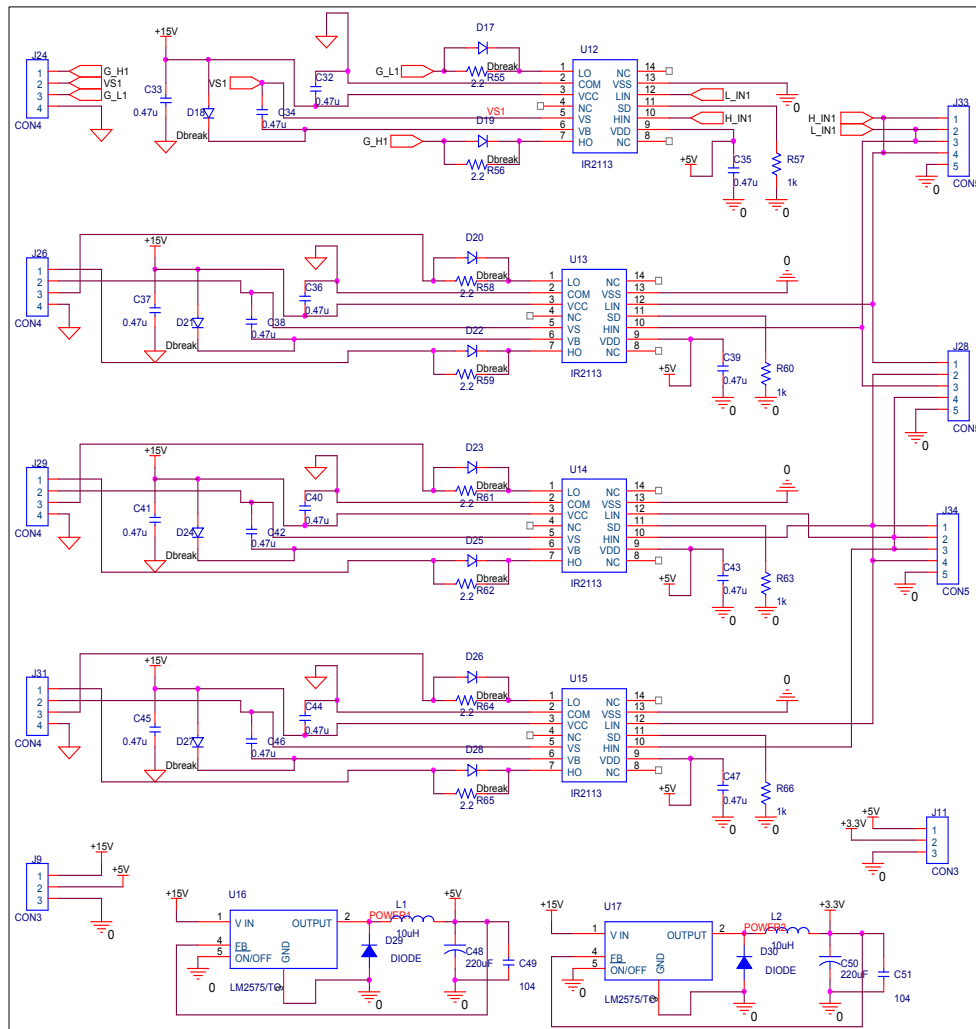


Fig 3.12 A driver circuit diagram

5. 승압컨버터 설계

그림 3.13은 고출력 직류전동기용 교호형 승압컨버터 회로도이다. 컨버터의 스위칭소자는 IRFP064N을 사용하여 두개의 컨버터를 병렬로 구성하였다.

구동부는 두 개의 풀브리지 회로로 구성되며 MOSFET의 게이트를 구동시키기 위해서 칩 IR2114를 이용한 드라이버가 사용되었다.

변압기의 권수비는 1:13 이고 2차측의 교류전압은 풀 브리지정류회로 통하여 dc전압으로 바뀐다. 이 출력전압이 L C 필터를 거쳐 부하에 인가되도록 회로를 구성하였다.

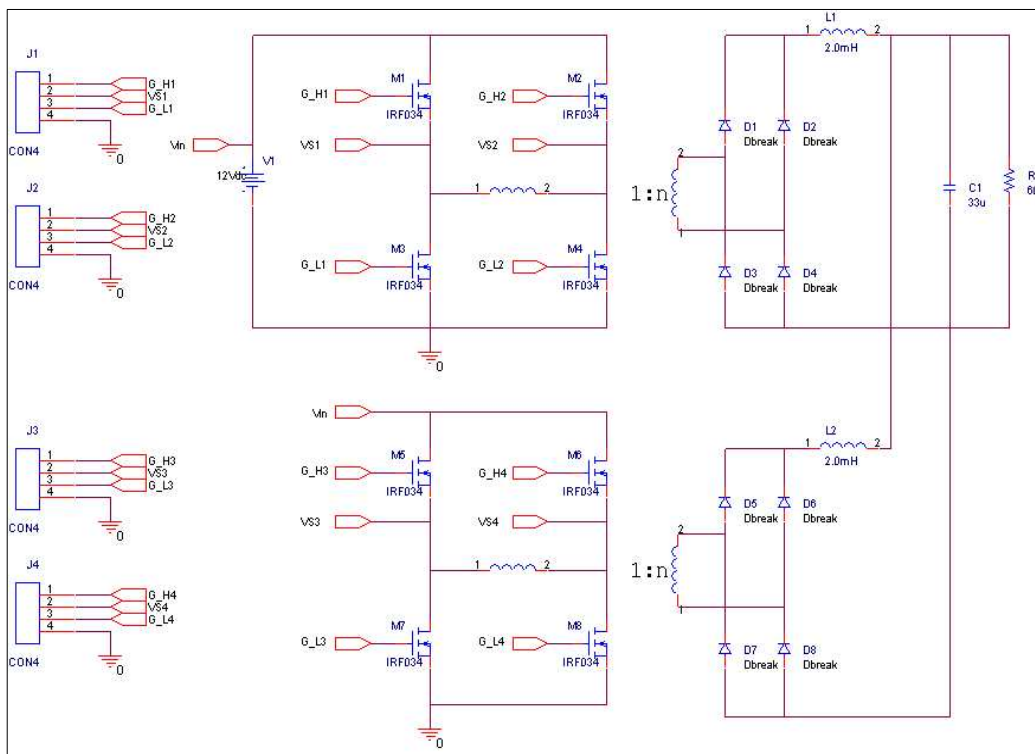


Fig 3.13 Interleaved boost converter with transformer

설계된 교호형 풀 브리지 승압컨버터의 회로를 구성하여 하나의 컨버터만을 사용하는 일반적인 컨버터와 두개를 병렬로 연결한 교호형 컨버터 특성을 비교할 수 있는 PWM 입력신호와 인덕터 전류를 측정하였다.

단상 컨버터에 그림 3.14와 같이 입력전압을 12.3 V로 하고, 약 13.3 kHz의 PWM신호를 인가하고, 듀티비(D)를 약 0.7로 인가했을 때 출력전압과 풀 브리지 회로를 통과한 인덕터 전류를 나타낸 것이다.

그림 3.14에서 보면 1번 파형은 배터리로 입력되는 입력전압(V_S)을 2번 파형은 부하가 연결되는 출력전압(V_O)을 3번 파형은 출력측 인덕터 전류(i_o)를 4번 파형은 입력되는 PWM 신호중 하나를 나타낸다. 인덕터 전류는 PWM 신호 주기의 1/2 이 됨을 알 수 있다.

동일한 조건에서 두개의 컨버터를 연결한 교호 컨버터는 그림 3.15에서 보는 바와 같이 인덕터에 나타나는 출력전류신호(3번파형)의 주파수가 2배로 증가한 것을 볼 수 있다.

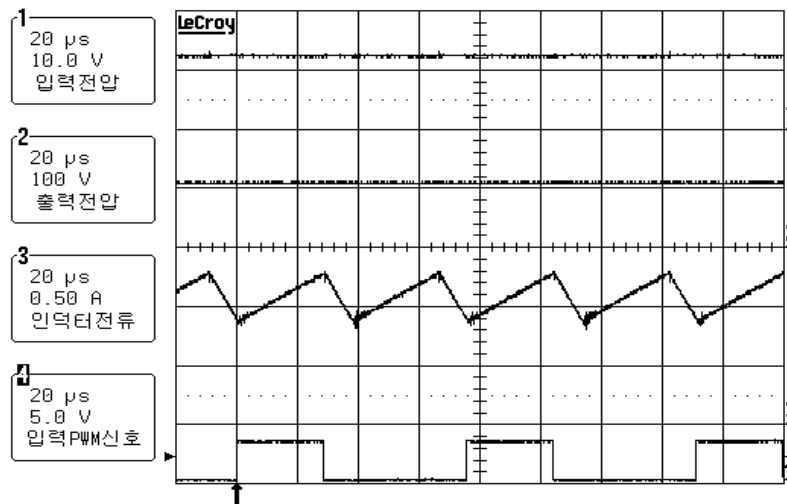
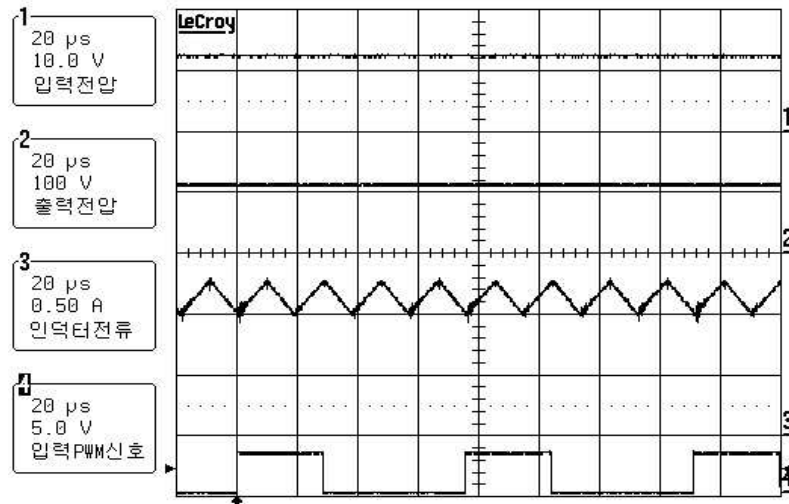
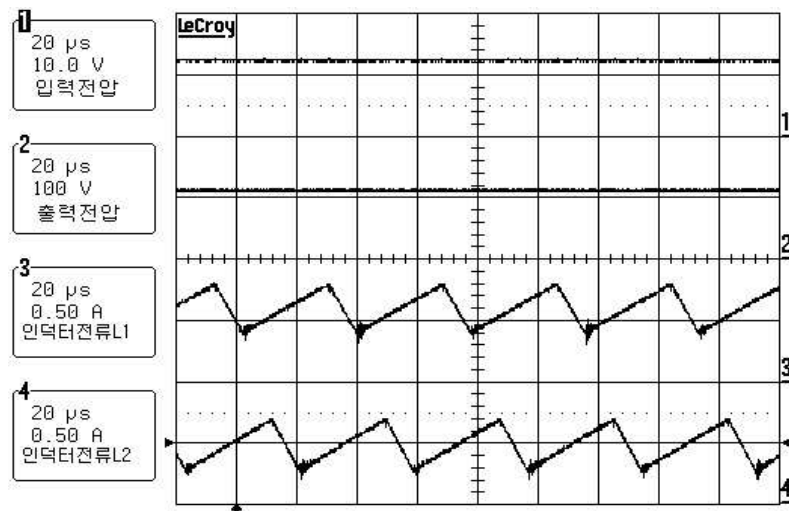


그림 3.14 Experimental waveforms of single-phase boost converter



(a) Input PWM waveforms and output inductor current



(b) Inductor current waveforms

Fig 3.15 Experimental waveforms of two-phase interleaved boost converter

그림 3.15 (b)의 3과 4번 파형은 각 상의 인덕터에 흐르는 전류를 나타낸 파형이다. 두개의 파형은 1/2주기만큼 위상차를 가져 부하에 공급되는 전류의 맥동성분을 줄일 수 있음을 보여준다.

IV. 교호형 승압컨버터 실험결과

1. 단상 컨버터와 교호형 컨버터 비교

1) 저항부하 실험결과

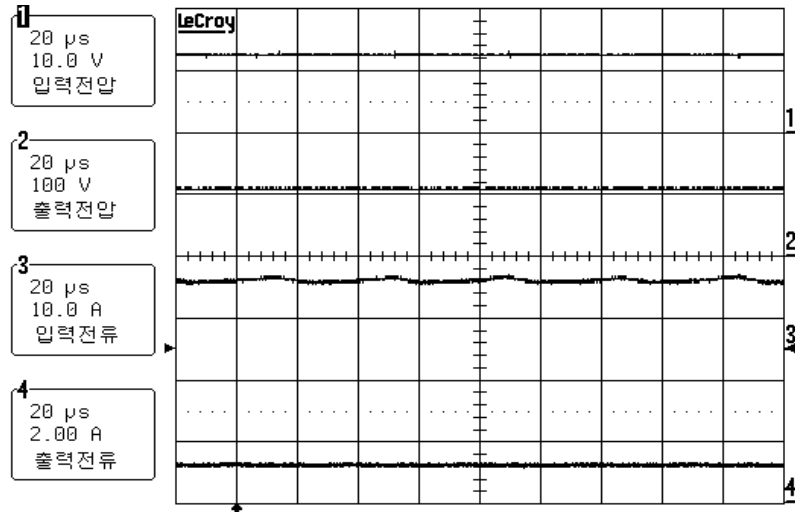
앞장에서 설명한 그림 3.14, 그림 3.15과 같은 특성을 가진 컨버터의 효율과 특성을 알아내기 위해 입출력 전압전류의 파형을 저항부하를 바꾸어 가면서 단상 컨버터와 교호 컨버터를 각각 측정하여 비교하여 보았다.

실험에 사용한 저항부하는 Prodigit 3255 모델을 사용하고, 파형 측정에 사용한 오실로스코프는 Lecroy Waverunner LT354 모델을 사용하였다.

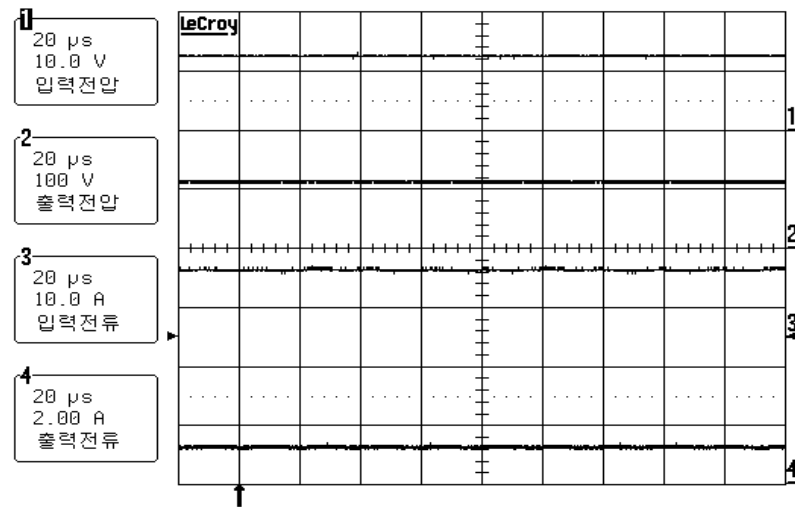
그림 4.1을 보면 4개의 파형을 측정했는데, 1번파형은 배터리 전압으로 입력 전압 V_s 를, 2번파형은 부하가 연결되는 출력전압 V_o 를, 3번파형은 입력전류 I_s 를, 4번파형이 출력전류 I_o 를 나타낸다. 오실로스코프의 volt/div 과 time/div 은 두개의 컨버터 모두 동일하게 조절을 하여 비교하기 쉽게 하였다.

첫번째 실험은 150 Ω 의 부하를 연결하여 입출력 파형을 측정하였다. 그래프는 거의 비슷하게 나타났고, 수치를 보면 입력전압은 12.5 V로 동일한 상태에서 단상일 때는 입력전류가 7.5 A, 측정된 부하전력은 81.4 W로 효율을 계산하면 86.8 %가 나왔다. 교호일 때는 입력전류가 8 A, 부하전력이 87.2 W로 효율을 계산하면 87.2 %가 되어 두 컨버터의 효율 차이가 0.4%로 교호 컨버터가 조금 좋았다.

두번째는 100 Ω 의 저항부하를 연결하고 단상과 교호 컨버터의 입출력 전압 전류파형을 측정하였다. 동일한 용량의 반도체소자로 구성되고, 입력조건과 부하가 같은 상황에서 그림 4.1을 보면 가장 두드러진 차이점은 단상으로 구성된 일반적인 컨버터에 비해 병렬연결 된 교호형일 경우 입력전류의 맥동성분이 없어지고, 출력전압과 출력전류가 더 높은 것을 알 수 있다.

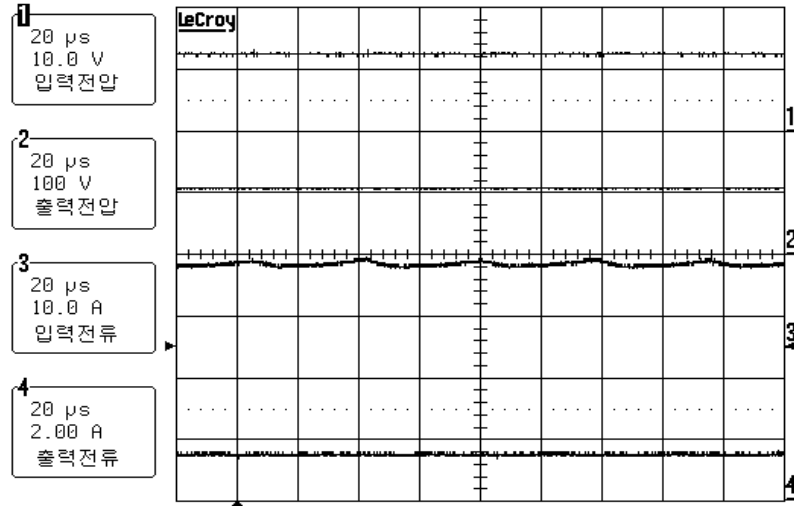


(a) Experimental waveforms of single-phase boost converter

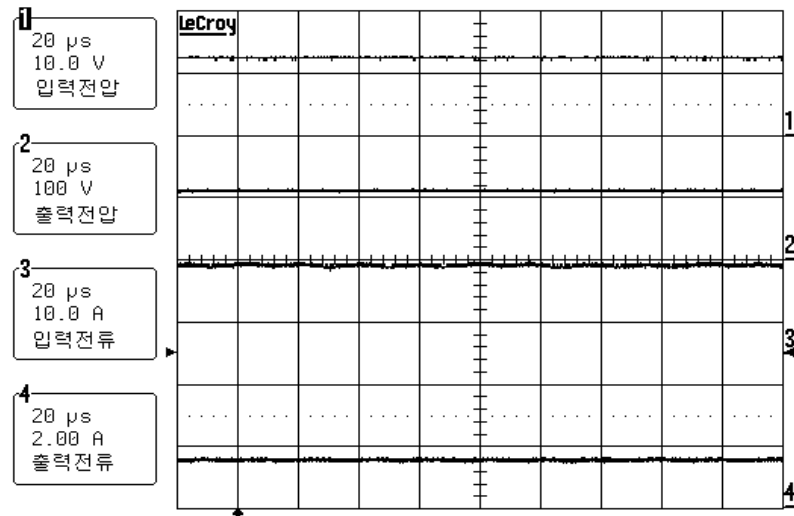


(b) Experimental waveforms of two-phase interleaved boost converter

Fig 4.1 Single-phase boost converter and two-phase interleaved boost converter comparison of experimental waveforms at 100 Ω resistance load

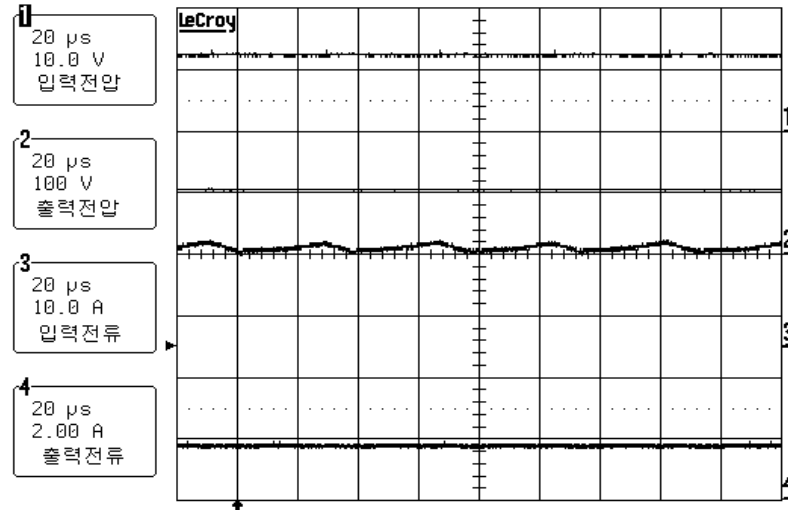


(a) Experimental waveforms of single-phase boost converter

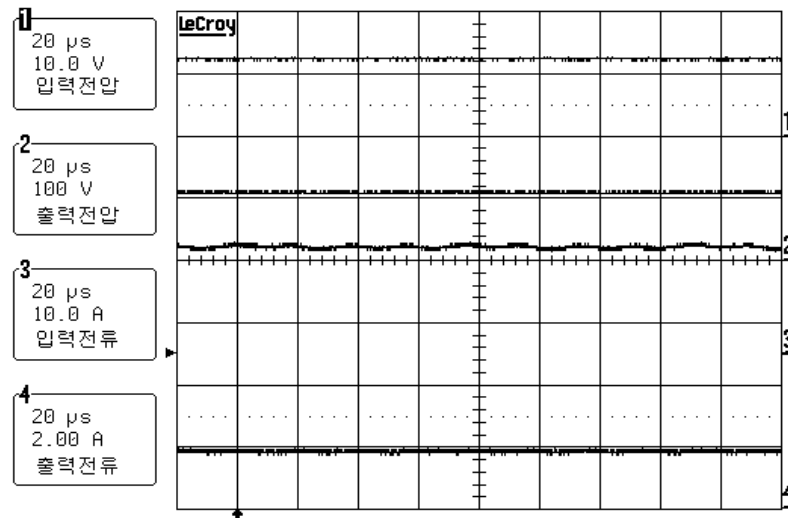


(b) Experimental waveforms of two-phase interleaved boost converter

Fig 4.2 Single-phase boost converter and two-phase interleaved boost converter comparison of experimental waveforms at 80 Ω resistance load



(a) Experimental waveforms of single-phase boost converter



(b) Experimental waveforms of two-phase interleaved boost converter

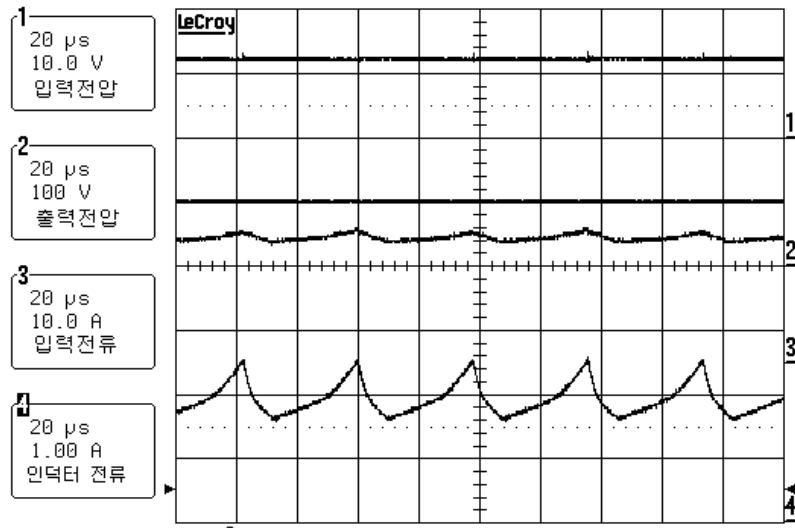
Fig 4.3 Single-phase boost converter and two-phase interleaved boost converter comparison of experimental waveforms at 65 Ω resistance load

세번째로 저항부하를 더 높여 80 Ω 으로 맞추어 입출력파형과 출력전력을 측정하여 보았다. 그림 4.2에서 보면 동일한 조건에서 부하를 높이자 입력전류는 비슷한데 부하전력의 차이가 커지고, 단상일 때 입력전류의 맥동성분이 커지고, 효율은 감소하였다. 계산을 해 보니 단상과 교호 컨버터의 효율의 차이가 1.9 % 나왔다.

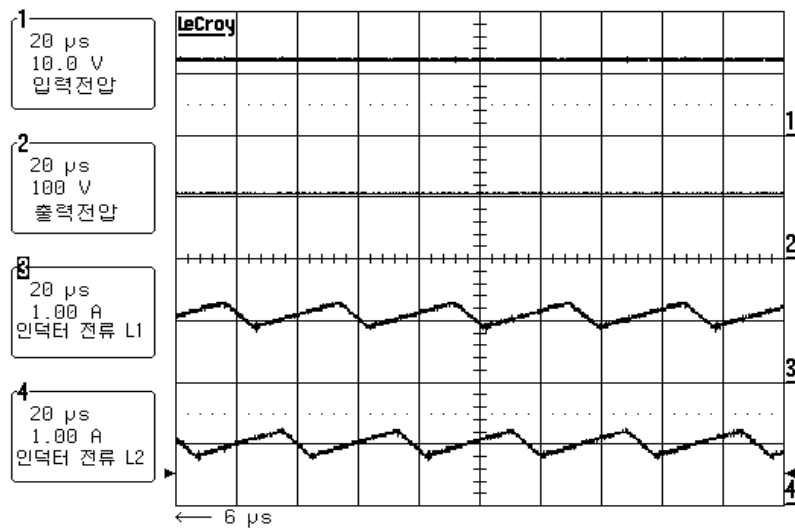
네번째로 65 Ω 의 R부하 시 입출력파형을 측정하여 보았다. 그림 4.3에서 보면 부하를 더욱 크게 하여 측정한 결과 교호 컨버터에 비해 단상일 경우 부하가 커질수록 입력전류에 맥동성분이 심하게 생기고, 효율이 많이 떨어지는 것을 알 수 있다. 효율을 계산한 결과 차이는 4 % 가 되었다.

마지막으로 3번을 인덕터 전류에 놓고, 부하를 높이면서 인덕터 자속이 포화문제를 일으키는 부분을 찾아보았다. 단상일 때 부하를 50 Ω 으로 높이자 그림 4.4 (a)처럼 인덕터(L)에 흐르는 전류의 파형이 찌그러짐을 볼 수 있다. 이것은 인덕터 자속의 포화문제로 더 큰 부하를 사용한다는 것은 불가능하다는 것을 보여준다. 그러나 동일한 조건에서 교호형의 경우 같은 부하에 자속의 포화문제가 생기지 않고 원활하게 동작되는 것을 볼 수 있다.

그림 4.5와 4.6은 일반형은 더 이상 부하를 증가시킬 수 없어 교호형에서만 부하를 40 Ω , 30 Ω 으로 하여 파형을 측정했다. 이처럼 교호형 컨버터는 부하가 커질수록 노이즈가 없는 안정된 출력을 보여주었다.



(a) Experimental waveforms of single-phase boost converter



(b) Experimental waveforms of two-phase interleaved boost converter

Fig 4.4 Inductor currents using 50 Ω resistance load

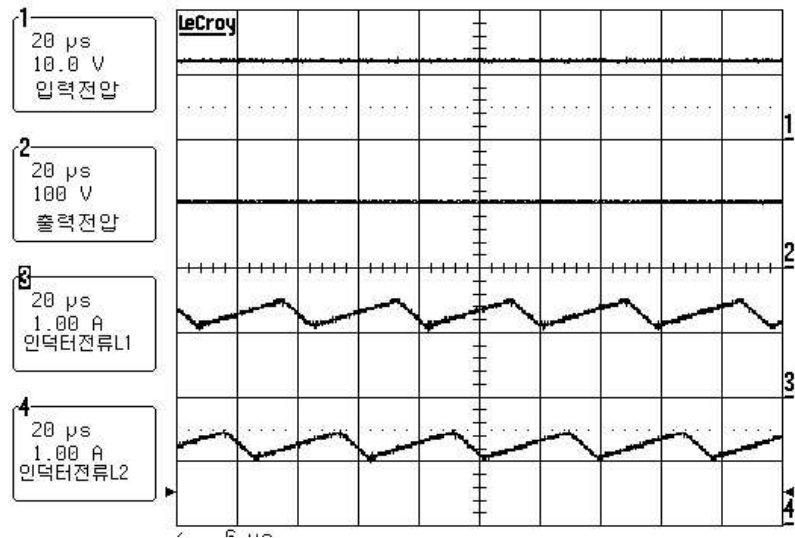


Fig 4.5 Inductor currents using 40 Ω resistance load

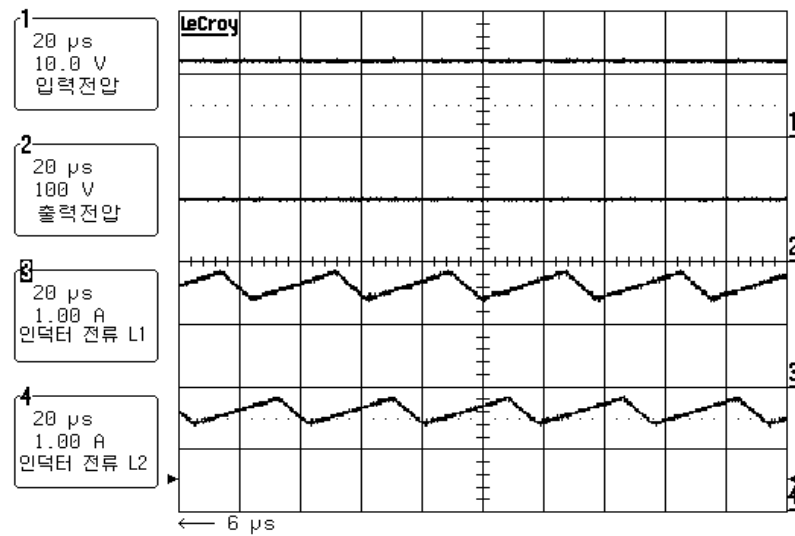


Fig 4.6 Inductor currents using 30 Ω resistance load

2) 전동부하 실험결과

전동부하의 실험은 모터에 일정한 부하를 걸어주기가 힘이 들어 무부하 상태와 20 kg의 추를 매달아 실험을 진행하였다. 사용한 모터는 기어드모터로서 정격전압이 90 V, 정격전력이 100 W인 모터를 사용했다.

먼저 전동기에 부하를 걸지 않고 기어드모터 자체적으로 구동을 시켜 단상과 교호 컨버터를 비교해 보았다.

전동부하에서도 저항부하일 때와 마찬가지로 입력전류의 맥동성분 차이가 크고, 효율에서는 더 큰 차이를 보였다.

마지막으로 전동부하에 20 kg의 추를 매달아서 실험을 해 보았다. 전동기에 부하가 걸려도 저항부하일 때와 특성이 거의 같고, 맥동성분은 더 줄었다.

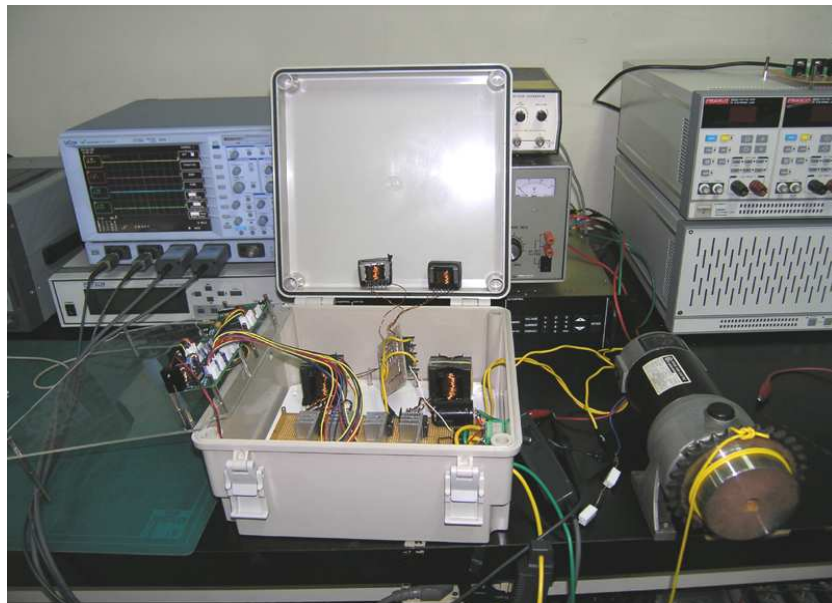
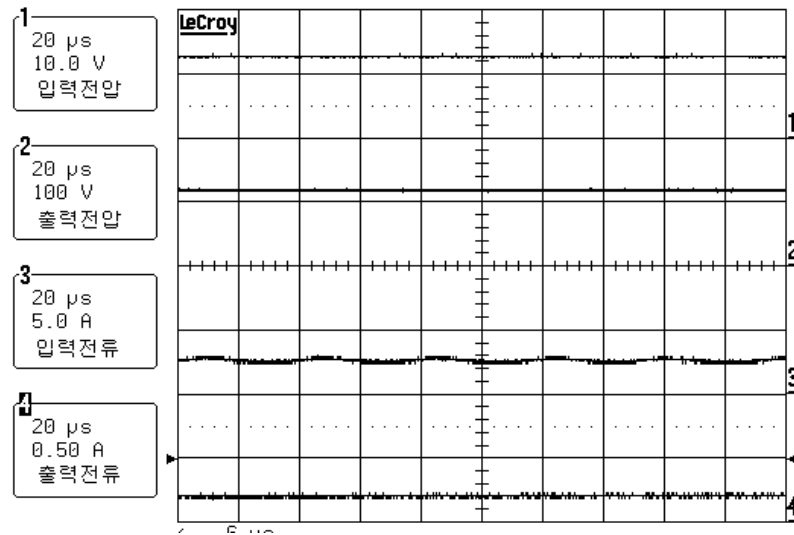
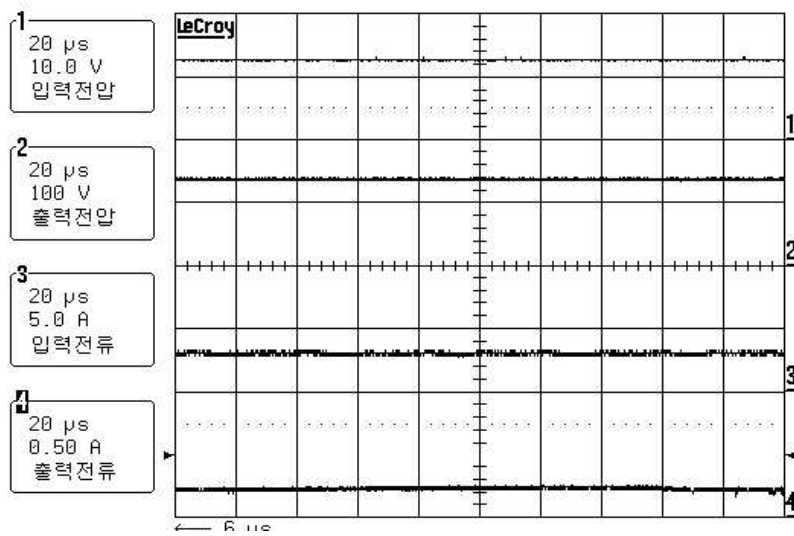


Fig 4.7 Experimental setup

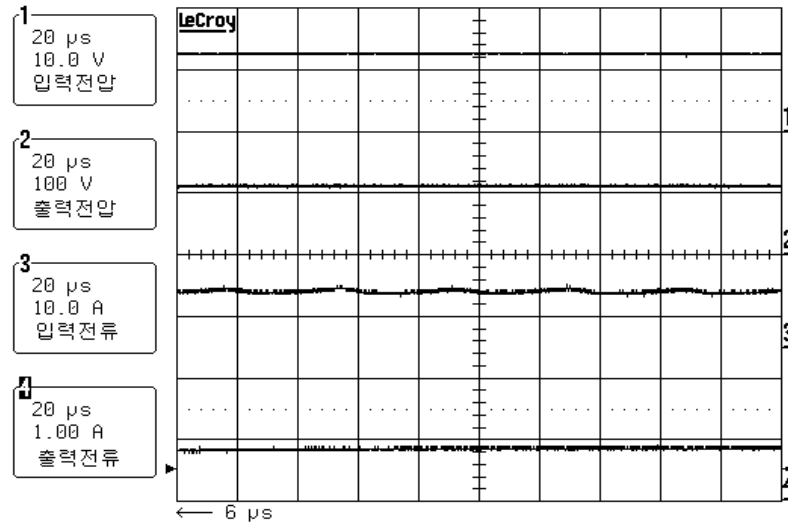


(a) Experimental waveforms of single-phase boost converter

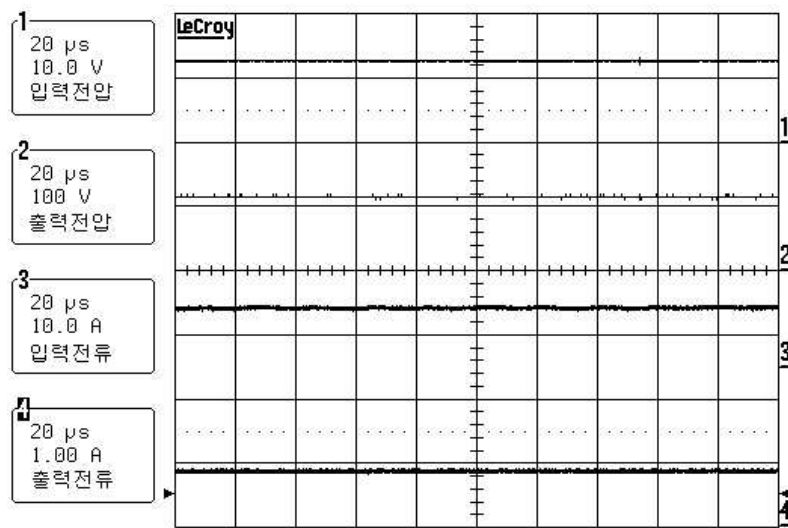


(b) Experimental waveforms of two-phase interleaved boost converter

Fig 4.8 Experimental waveforms of converter with DC motor at no load



(a) Experimental waveforms of single-phase boost converter



(b) Experimental waveforms of two-phase interleaved boost converter

Fig 4.9 Experimental waveforms of converter with loaded DC motor

3) 실험결과 정리

앞서 실험할 결과들을 정리해 보면 표 1과 같다. 입력측 전력은 측정한 전압과 전류를 곱하여 계산하고 부하측 전력은 저항부하기의 측정되는 전력을 사용하여 효율을 계산하였다. 부하가 아주 적을 때는 단상과 교호 컨버터의 효율차이가 거의 없는 것을 알 수 있었다. 그러나 부하가 커질수록 단상에 비해 교호 컨버터의 효율의 차이가 갈수록 커지는 것을 볼 수 있다. 이는 교호 컨버터가 고용량 고출력의 부하에 적합하다는 것을 알 수 있다. 또한 앞에서 실험한 파형과 비교했을 때 전동부하일 경우 맥동성분이 더욱 줄어들고 효율도 좋은 것을 볼 때 고출력 DC전동기에도 교호형 승압컨버터가 적합하다는 것을 알 수 있다.

표 2 는 전동부하시 컨버터의 효율을 계산하여 정리한 것이다. 전동부하시의 효율은 저항부하가 아닌 실제 DC 전동기를 연결하기 때문에 부하전력을 계산하여 적용하였다. 즉 $\text{효율} = (\text{출력전압} \times \text{출력전류}) / (\text{입력전압} \times \text{입력전류}) \times 100$ 으로 계산하였다. 감속기어가 있는 모터를 사용했기 때문에 무부하일때도 적은부하가 걸리는 것과 같은 효과로 볼 때 전동부하 역시 부하가 커질수록 효율이 높아지는 것이 확인되었다.

Table 1 Efficiency comparison according to resistance loads

사용부하 저항[Ω]	형태	V_s [V]	V_o [V]	I_s [A]	I_o [A]	부하전력 [W]	효율 [%]
150	일반형	12.5	115	7.5	0.85	81.4	86.8
	교호형	12.5	118	8	1	87.2	87.2
100	일반형	12.5	105	11	1.23	117.3	85.3
	교호형	12.5	112	11.4	1.25	125	87.7
80	일반형	12.5	105	13.7	1.5	140.4	82.0
	교호형	12.5	110	14.5	1.6	152.1	83.9
65	일반형	12.3	103	16.2	1.7	164.7	82.7
	교호형	12.3	107	17	1.8	181.2	86.7

Table 2. Efficiency comparison according to motor loads

사용부하 전동부하	형태	V_s [V]	V_o [V]	I_s [A]	I_o [A]	부하전력 [W]	효율 [%]
무부하시	일반형	12.7	119	2.4	0.2	23.8	78.1
	교호형	12.7	138	3	0.23	31.74	83.3
20 kg 부하시	일반형	12.7	110	9	0.84	92.4	80.8
	교호형	12.7	115	9	0.88	101.2	88.5

IV. 결 론

일반적인 풀 브리지 dc-dc 컨버터 두개를 병렬로 연결하여, 입력측 PWM신호에 위상천이를 두어 맥동성분을 줄이고, 사용되는 소자들의 용량도 줄여 전체적으로 고출력전동기에서 효율을 더 높일 수 있는 승압컨버터를 설계하였다. 그리고 하나의 시스템으로 구성된 단상 컨버터와 병렬로 연결된 교호 승압컨버터를 부하를 변화시켜 가면서 최적의 조건과 부하를 찾아내어 다음과 같은 결론을 얻었다.

첫째로 일반적인 승압컨버터보다 병렬로 두개를 연결한 교호형 컨버터가 효율이 높고, 부하가 커질수록 효율의 차이 또한 커진다. 앞장에서의 실험결과를 보면 100 Ω부하에서 단상과 교호 컨버터의 효율차이는 2.4 % 이고, 65 Ω부하에서 효율의 차이는 4 % 였다. 다른 중간부분의 결과를 봐도 마찮가지 이다.

둘째로 교호 컨버터는 단상에 비해 적은 용량의 반도체소자로 큰 부하를 사용할 수 있다. 이는 단상 컨버터일 때에는 부하가 커질수록 인덕터 자속의 포화문제와 MOSFET의 열이 발생하기 때문에 더 큰 용량의 소자를 사용해야 하기 때문이다.

세째로 위상천이 된 PWM 신호가 입력됨으로 하여 병렬로 합쳐지면서 맥동성분을 감소시킨다. 특히 R부하일 때 보다 전동부하 일 때 효율이 높고, 맥동성분도 적은 것을 확인할 수 있었다.

앞으로 산업의 발전으로 대전력 부하의 수요가 많아질 것으로 예상되며 이러한 곳에 적합한 교호형 컨버터가 여러분야에서 상용화 되리라 생각한다. 본 논문에서 얻은 결론이 그 시기를 조금은 앞당기리라 기대한다.

참고문헌

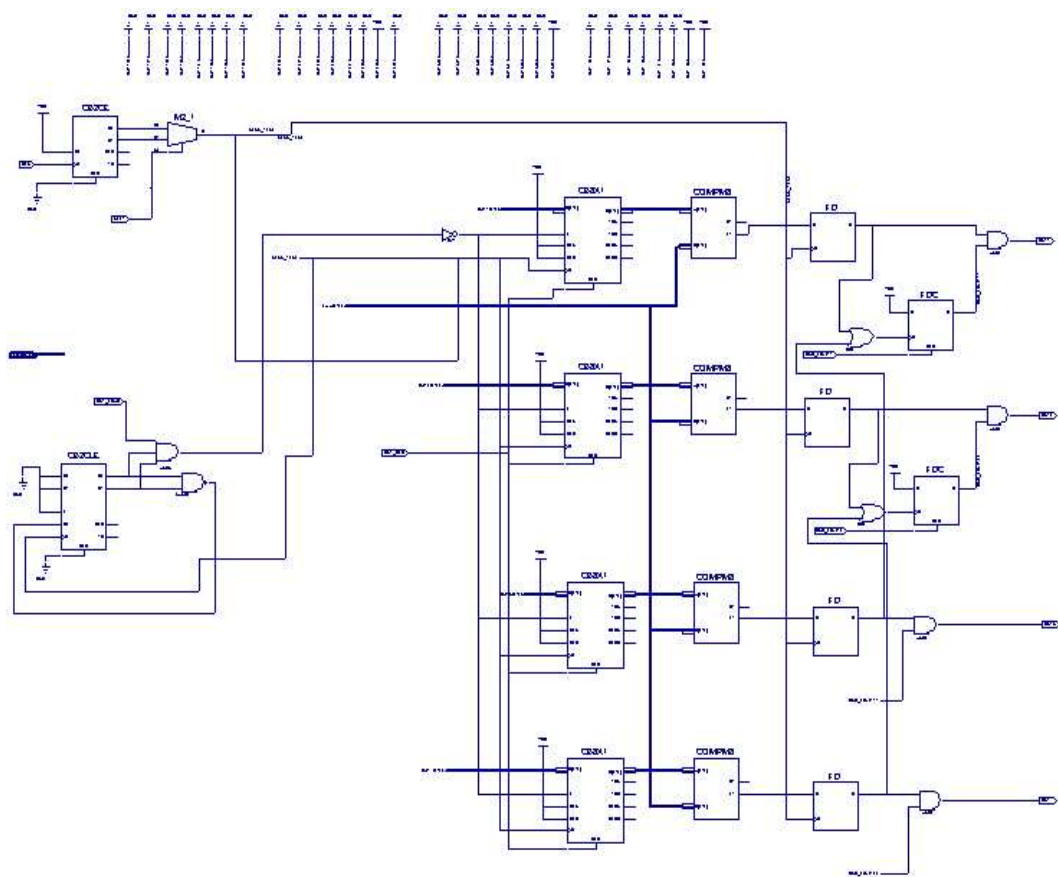
1. 이산화탄소 저감 및 처리기술개발사업단. 2004. CDRS News 05. 기술상식
http://www.cdrs.re.kr/webzine/05/sub_06.html
2. C-S. Yun, B-C. Kim, K-H. Kim, Y-C. LIM and P. Freer. 2002.
Reducing the high frequency transformer losses in an FB ZVT PWM
converter. *IEE Proceeding Electric Power Applications*. 149(2) : 161 -
164
3. H. Chung, S.Y.R Hui and K.K.Tse. 1998. reduction of power converter
EMI emission using soft-switching technique. *IEEE Transactions on
Electromagnetic Compatibility*. 40(3) : 282 - 287
4. Lazlo B. and Richard R. 1993. Power-Factor correction with Interleaved
Boost Converters in Continuous-Inductor-Current Mode. *APEC'93* :168 -
174
5. J-G Park, S-D Chang, H-B Shin and H-G Kim. 2004. Steady-State
Analysis of N-phase Interleaved Boost Converter. *Trans. KIEE*. :196-205
6. Sivakumar S. C., Sivakumar, S. and Tran H.P.2001. Modelling and
control of Interleaved Prallel Converter with Nonidentical Parameters.
Telecommunication Energy Conference. : 266 - 273
7. Newton A., T.C. Green and D. Andrew. 2000. AC/DC power factor
correction using interleaved boost and Cuk converters. *Eighth
International Conference on Power Electronics and Variable Speed
Drives*. 475 : 293-298
8. B.N. Singh, G. Joos and P. Jain. 2000. A new topology of 3-phase PWM

AC/DC interleaved converter for telecommunication supply systems.
Industry Applications Conference. 4 : 2290 - 2296

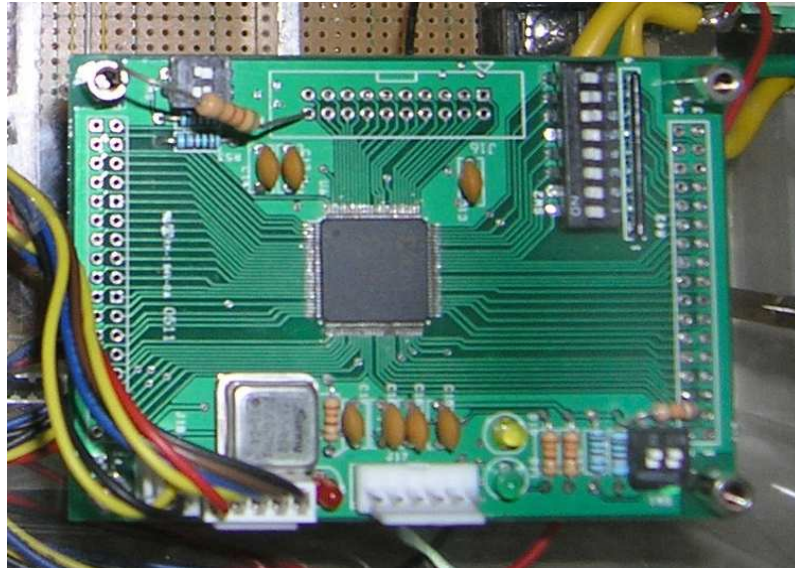
9. jai P. Agrawal. 2002. Power electronic systems theory and design.
Prentice Hall, Inc 8-14.
10. Daniel W. Hart. 2005. PSpece를 활용한 전력전자공학 도서출판 인터비전
229-351.
11. Ben G. Streetman And Sanjay Banerjee, 1999. Solid State Electronic
Devices (5th Edition), Prentice Hall
12. Dahono, P. A., Riyadi, S., Mudavari, A. and Haroen, Y. 1999. Output
Ripple Analysis of Multiphase DC-DC Converter. *IEEE Int'l Conf. on
Power Electr. and Drive Systems PEDS'99* : 626-631.
13. Chang, C. and Knights, M. A. 1993. Interleaving Technique in
Distributed Power Conversion Systems. *IEEE Trans. on Circuits and
Systems-I: Fund. Theory and Appl.* 42(5) : 245-251

부록

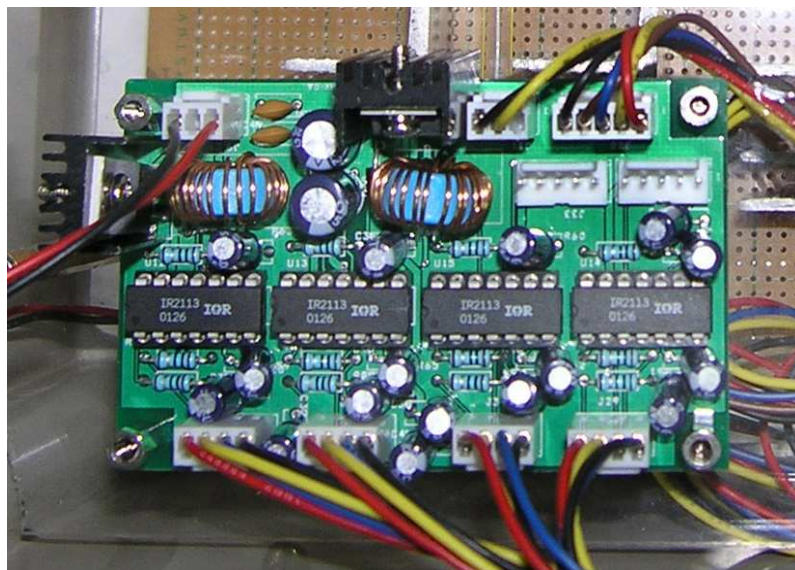
CPLD circuit



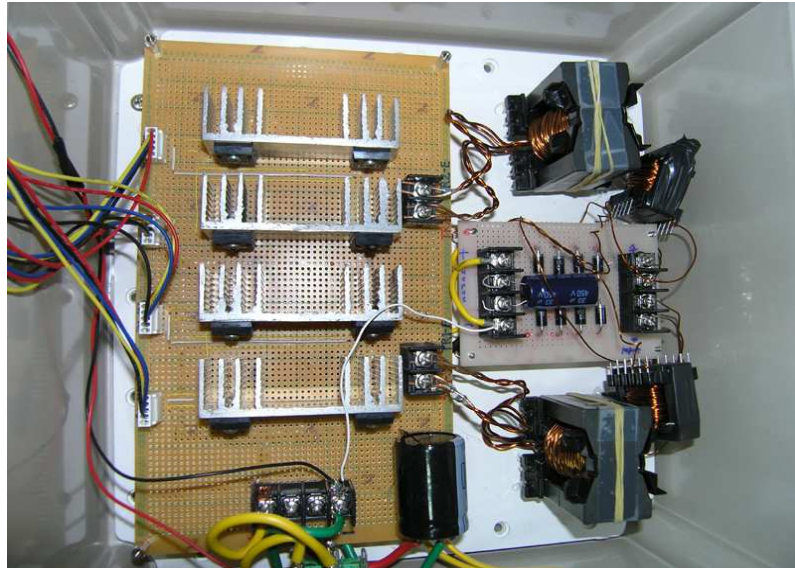
PWM signal generator



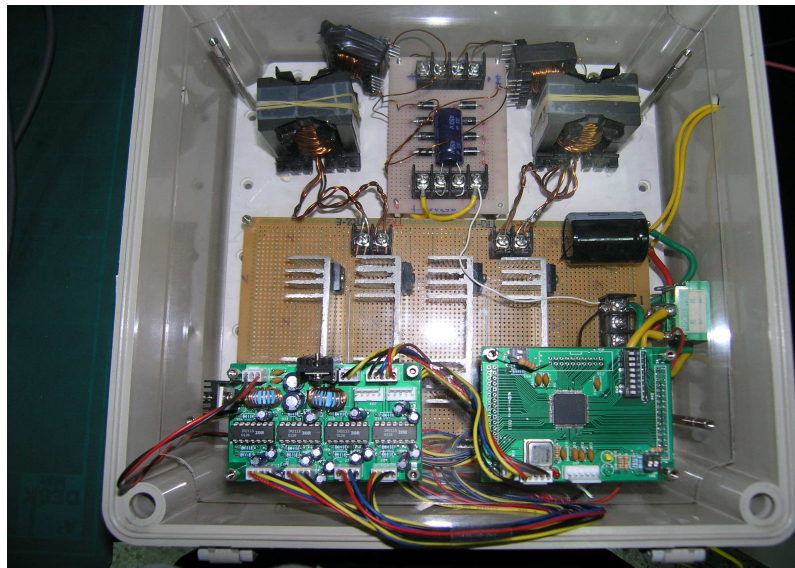
Driving Circuit System



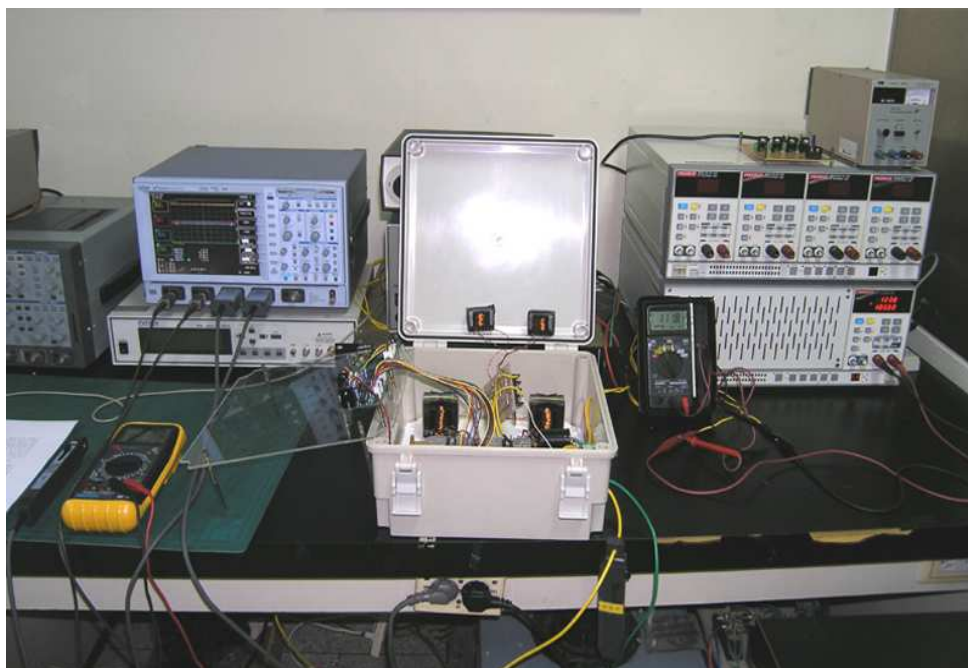
Interleaved Converter System



Experimental circuit system



Experimental setup



감사의 글

대학을 졸업하고 나름의 뜻을 품고, 창업을 하여 일을 하면서 부족한 지식을 매우 기위해 대학원생활을 병행했습니다. 언제나 그렇듯이 어떤 시점의 끝자락 선 지금 초심에 충실하지 못하고, 시간에 쫓기면서 지나온 식사과정이 아쉬움을 남깁니다. 부족함으로 마감하면서 미흡하나마 작은 결실을 맺기까지 도움을 주신 많은 분들께 감사의 마음을 전합니다. 부족한 저를 믿고, 배움의 길로 인도해 주시고, 많은 가르침을 주신 신휘범 교수님께 깊은 감사를 드립니다. 그리고 언제나 애정을 가지고 학문적 가르침과 일에 대한 관심과 격려를 아끼지 않으셨던 신흥교 교수님, 이순영 교수님, 최재석 교수님, 마대영 교수님, 김상현 교수님께도 깊은 감사의 마음을 전합니다.

학교로 다시 들어오게 되면서부터 항상 가까이에서 힘든 부분을 해결해 준 종규형, 가끔씩 가지만 잘 따라주는 은성이, 용환이 에게도 고마운 마음을 전합니다. 맨땅에 헤딩하다시피 창업을 같이한 차용대 해병님, 유근이, 힘들때 들어와 힘이 되어준 김상현 해병님, 초창기 우리의 끼니를 걱정해 준 한울나염의 형님과 형수님, 진주 고모집 형님과 형수님, 급할 때 마다 도움을 주는 사촌 운형이, 그리고 지금까지 묵묵히 모든 일을 잘 해 내고 있는 성근이에게 깊은 감사의 마음을 전합니다.

대학생활에서 가장 많은 시간을 보냈던 해양소년단 선후배님들, 친형제처럼 지냈던 고성학우회 선후배님들, 그리고 해병동지회와 천심 선후배님들, 고향친구처럼 편하게 잘 지냈던 과 친구들과 선배님들께도 감사드립니다.

창업을 해서 5년의 시간이 다 되어가는 동안 충고와 격려를 아끼지 않으셨던 창업보육센터 지도교수님이신 유환희 교수님과 GIS Lab.식구들, 언제라도 찾아보면 반갑게 맞아주시고, 든든한 버팀목이 되어주셨던 경상대학교 교수님들께 진심으로 감사를 드립니다. 그리고, 창업초기의 통증과 희망을 함께하는 창업보육센터 입주업체들과 먼저 졸업한 선배님들, 늘 여유로운 모습으로 도움을 주시는 매니저님, 지금 중기청 과제를 같이 수행하고 있는 김병수 교수님과 항공전자 실험실 부민이, 천한이, 서원무인기술의 박주원사장님께도 감사드립니다. 그리고 비행선일을 시작하면서부터 인연을 맺은 항공우주연구원 박사님들과 연구원분들, 소개를 해주신 조태환 교수님께도 지면을 빌어 감사를 드립니다.

마지막으로 저의 가족들, 떨어져 있지만 언제나 저를 걱정해 주시고, 제가 이 자리에 있기까지 격려와 사랑을 아끼시지 않은 형들과 누나들, 자형, 형수님들께 감사를 전하고, 늘 한자리에 우뚝 서 계시는 아버지, 어머니께 깊은 감사의 마음과 이 작은 결실을 바칩니다.

2005년 7월 에 제 정 형