

# PSPICE를 이용한 UPS 回路의 設計에 關한 연구

한 태 수<sup>1)</sup>, 김 윤 식<sup>2)</sup>

## A Study on the Circuit design of UPS using PSPICE

Tae-Soo Han, Yun-sik Kim

### Abstract

The state of the art UPS which is composed of no electrical isolation power stage of half-bridged type converter and inverter circuit has attracted special interest recently in computer and telecommunication systems. The UPS topology is highly cost-effective and suitable for its power conversion efficiency improvement, volumetric size and weight reduction.

In order to provide an acceptable DC voltage link with storage battery, an improved type of specific UPS circuit configuration has been proposed and investigated from a practical point of view. The simulation using Pspice revealed the experimental result in accordance with the experiment of AC/DC and DC/AC conversion circuit topology.

This paper presents an application of SMR as a AC/DC converter and Half-bridge inverter as a DC/AC converter and a non-electric isolated prototype of UPS circuits configuration incorporating step-down and step-up converter circuit for battery bank interface and their specific multifunctional action, which are composed of cost effective IGBT modules.

1) 한국해양대학교 기원공학과 석사과정

2) 한국해양대학교 이공대학 부교수

## 1. 서론

최근 컴퓨터나 각종 전자 기기들은 입력 전원의 환경변화에 취약하여 다음과 같은 문제점이 나타나고 있다. 첫째 10~20%의 전압강하가 3~20ms 지속되는 경우에 프로그램의 오동작과 정보 손실이 발생한다. 둘째 50%의 전압강하가 5~20ms 지속되는 경우 전자개폐기가 개방되며 셋째 20%이상의 전압강하가 5~30ms 지속되는 경우 각종 회전기 부하와 전력변환장치가 분리된다. 넷째 임펄스 잡음이 인가시 디지털 기기의 오동작 발생의 우려가 있다.

다섯째 전원 주파수의 변동률이 클 경우 주파수 종속기기가 오동작을 일으켜 각종 사고를 유발할 가능성이 있다. 따라서 입력전원의 신뢰도 확보가 중요한 문제로 대두되어 계통 전원의 정전은 물론 전압변동과 주파수변동, 고주파 및 서지(Surg-e)등의 영향을 받지 않는 UPS(Uninterruptible Power Supply)가 컴퓨터 및 각종 전자기기의 부속장치로써 도입되고 있는 추세이다.

종래의 UPS에서는 전기적 절연을 위하여 인버터 출력측에 절연 트랜스를 사용하였으나 이 트랜스는 상용의 저주파수에서 작동이 되기 때문에 UPS의 가장 큰 문제점인 가격, 중량, 부피면에서 경쟁력을 상실하게 된다.

전기적 절연단을 가지고 있지 않은 간단한 구조의 Half Bridge type PWM 컨버터와 인버터로 구성된 UPS가 요즘 컴퓨터 및 통신시스템의 전원장치로써 특별한 관심을 끌고 있으며 이는 가격면에서 유리하고 부피 및 중량과 에너지 효율면에서 절연 트랜스를 갖춘 종래의 UPS에 비해 많은 잇점을 가지고 있으나 축전지가 높은 전압의 DC 링크단에 연결되어야 한다는 중요한 결점을 가지고 있다.

본 논문에서는 입력 고조파를 제거할 수 있을뿐만 아니라 높은 역률을 얻기 위한 AC/DC 변환방식으로써 SMR(Switched Mode Rectifier) 컨버터와 DC단에서의 축전지의 수를 줄이기 위한 대안으로 DC 링크단-축전지 사이에 step-up 및 step-down DC-DC 컨버터를 채택하고 출력단에서는 NS-PWM 방식의 인버터를 설계하여 조합한 간단한 구조의 UPS 회로를 제안하고자 한다.

## 2. 기본 개념 및 이론적 고찰

Fig. 2.1은 UPS의 기본 개념을 나타내고 Fig. 2.2는 UPS의 무게와 크기를 줄일

수 있고 구조가 간단한 Half-bridge형 SMR컨버터와 승강압 DC-DC 컨버터회로 및 Half-bridge형 PWM 인버터 회로의 조합을 나타낸다.

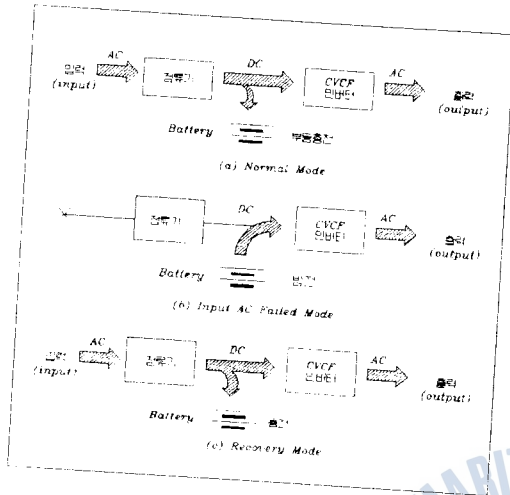


Fig. 2.1 Principle of UPS

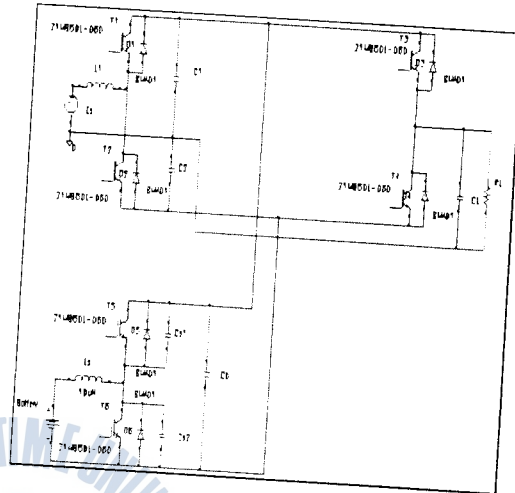


Fig. 2.2 Suggested UPS topology

### 2.1 SMR(Switched Mode Rectifier)컨버터

SMR은 동작 초기 다이오드의 전파 2배 전압 정류작용으로 커패시터에 각각  $2\sqrt{2}E_s/\pi$ 로 충전되어  $4\sqrt{2}E_s/\pi$ 가  $V_{DC}$ 에 걸리게 된다. 그 후에는 교류측 인덕터  $L_1$ 의 step-up 기능에 의해 SMR의 출력전압  $V_{DC}$ 가 입력전압  $E_s$ 의 2배보다 높게 유지되고, 입력전압의 극성에 따라 2상한으로 운전되며 Fig. 2.3과 같은 4가지 모드로 동작한다.

입력전원이 positive일 때는 모드 1,2로써  $T_1$ 은 OFF되고  $T_2$ 만 ON-OFF 스위칭하여 입력전류가 그 명령치를 추종하도록 하고, 입력전원이 negative일 때는 모드 3, 4로써  $T_2$ 는 OFF되고  $T_1$ 만 ON-OFF 스위칭하여 입력전류를 제어한다. 모드1과 모드3은 에너지 축적모드로서 모드1에서는  $E_s \rightarrow L_1 \rightarrow T_2 \rightarrow C_2 \rightarrow E_s$ 로, 모드3에서는  $E_s \rightarrow C_1 \rightarrow T_1 \rightarrow L_1 \rightarrow E_s$ 의 회로를 통하여 교류측 인덕터  $L_1$ 에 에너지를 축적한다. 모드2와 모드4는 커패시터와 부하에 에너지를 전달하는 구간으로 모드2에서

는  $E_S \rightarrow L_1 \rightarrow D_1 \rightarrow C_1 \rightarrow E_S$ , 모드4에서는  $E_S \rightarrow C_2 \rightarrow D_2 \rightarrow L_1 \rightarrow E_S$ 의 회로를 통하여 교류 측 인덕터에 축적된 에너지가 커패시터와 부하에 전달된다.

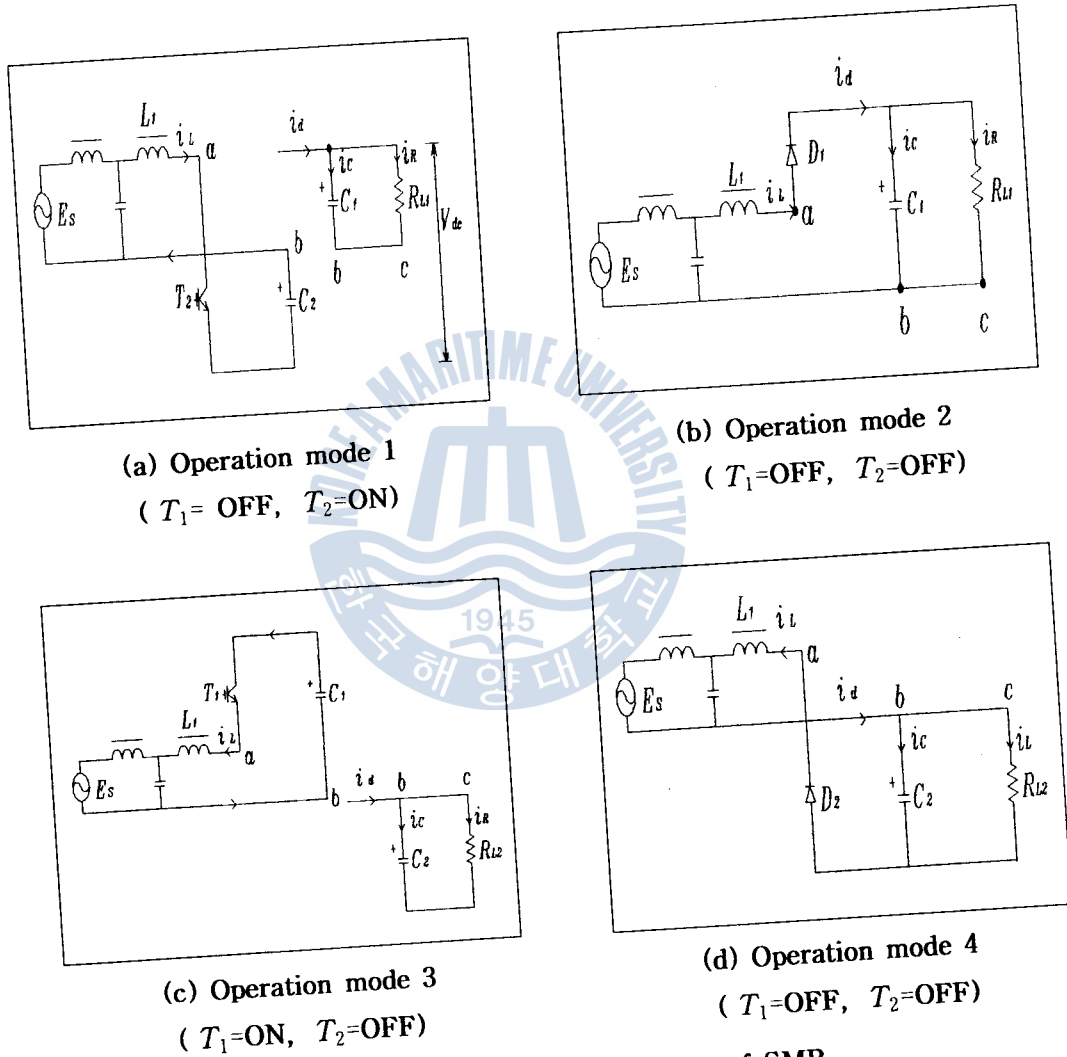


Fig 2.3 operation modes of SMR

## 2.2 Bidirectional DC-DC 컨버터

고전압 축전지 링크단의 문제 해결을 위해서 2상한 요구하에서 작동되는 양방향 Switched Mode DC-DC 컨버터를 Fig. 2.4에 나타냈으며 축전지는 양방향 컨버터를 통해 정현파 Half-bridge 인버터에 연결된다. 양방향 컨버터회로는  $T_5, T_6, D_5, D_6, L_3$ 로 구성된다. AC 상용전원이 일정하게 공급되고 있을 때 Fig. 2.4와 같이 step-down 컨버터로서  $T_5 \rightarrow L_3 \rightarrow$  축전지  $\rightarrow D_6$ 으로 폐회로를 형성하여 듀티비(Duty ratio)에 따라서 전류가 흐르며 20KHz의 주파수하에서  $T_5$ 의 듀티비(Duty ratio)를 적당히 조절하여 일정전압 일정전류로 축전지를 충전한다.

한편 AC 상용전원이 갑자기 정전되었을 경우에는 Fig. 2.5와같이 step-up 컨버터로서  $T_6$ 이 ON될 때 축전지  $\rightarrow L_3 \rightarrow T_6 \rightarrow$  축전지 의 폐회로를 형성하여  $L_3$ 에 에너지를 축적시키고  $T_6$ 이 OFF 될 때에 축전지의 전압과  $L_3$ 에 축적된 에너지의 합이 축전지  $\rightarrow L_3 \rightarrow D_5 \rightarrow$  DC단에 인가되어 인버터에 DC전압을 공급한다.

### 1. Step-down 모드

인덕터에 걸리는 전압  $V_L$ 은

$$V_L = L \frac{di}{dt} \quad (2.1)$$

$T_5$ 의 주기를 가지고 반복하는 인덕터의 전류초기값  $i(0)$ 는  $T_5$ 의 값  $i(T_5)$ 와 같

$$\text{아야 하므로 식 (2.1)로부터 } \frac{1}{L} \int_0^{T_5} V_L dt = \int_0^{T_5} di_L dt = i(T_5) - i(0) = 0 \quad (2.2)$$

$$\text{가 된다. 이 식으로부터 } \int_0^{T_5} V_L dt = 0 \quad (2.3)$$

이 되고 이를 스위치의 ON, OFF 시간으로 나누어 표시하는 경우에

$$\int_0^{DT} V_L dt = - \int_{DT}^{T_5} V_L dt \quad (2.4)$$

가 된다. 이 식에서 좌변은 스위치가 도통하는 동안 인덕터전압의 시간에 대한 적분, 우변은 스위치가 차단되는 동안 인덕터의 시간에 대한 적분을 나타내며 여

기에 volt · sec 평형조건을 적용하면

$$\text{식 (2.5)와 같다.} \quad (V_i - V_0)DT_S = V_0(1 - D)T_S \quad (2.5)$$

위 식 (2-5)로부터 정상상태에서의 입출력특성은

$$V_0 = DV_i \quad (2.6)$$

이며 식(2.6)을 식(2.5)에 대입하면

$$V_0 = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} V_0 dt = DV_i \quad (2.7)$$

와 같다.

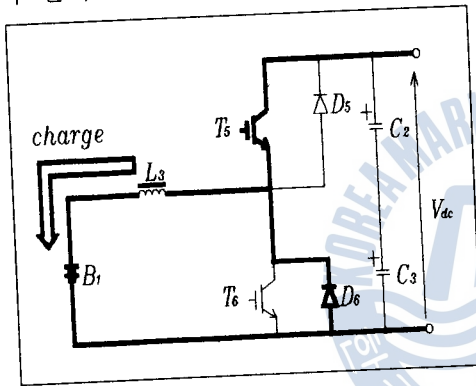


Fig. 2.4 Operation as step-down mode

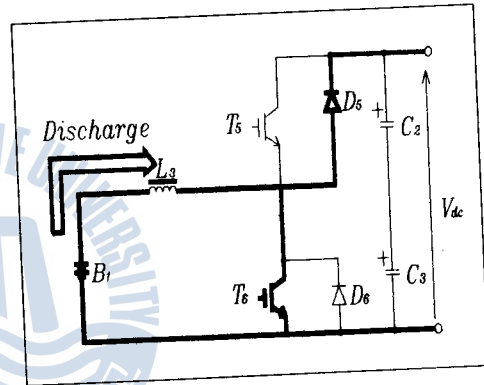


Fig. 2.5 Operation as step-up mode

## 2. Step-up 모드

인덕터에 흐르는 전류가 연속인 상태에서 volt · sec 평형조건을 구하면

$$V_i \cdot T_{on} = V_i \cdot DT_S = (V_0 - V_i) \cdot (1 - D)T_S \quad (2.8)$$

가 되고 이를 정리하면

$$V_0 = \frac{1}{1 - D} V_i \quad (2.9)$$

가 되어 정상 상태에서의  $V_0$ 를 구할 수 있다.

식 (2.9)에서 D는 1보다 항상 작은 값이므로 출력은 입력 전압

보다 높은 값으로 나타내며  $D = 0$ 이면 출력전압은 입력전압과 같다.  $D$ 가 1에 수렴할수록  $V_o$ 는 이론적으로는 무한대가 되지만 인덕터, 커패시터, 다이오우드, 스위치 소자 등의 손실로 인하여 일정이상의 출력 전압의 증가는 불가능하다.

### 2.3 Half bridge 인버터

PWM인버터의 사용목적은 DC입력전압(전류)를 변환하여 안정된 정현전압(전류)을 얻는데 있다. 기준 출력 주파수(60Hz)를 갖는 정현 제어 전압을 삼각파와 비교하여 NS-PWM wave를 생성하며 삼각파의 주파수는 인버터의 스위칭 주파수를 결정한다.

제어 전압비(amplitude modulation ratio :  $M_a$ )

$$M_a = \frac{V_{control}}{V_{tri}} \quad (2.10)$$

$V_{control}$  : 제어 정현전압의 피크치 (modulating wave)

$V_{tri}$  : 삼각파의 피크치 (carrier wave)

주파수비 ( frequency modulation ratio :  $M_f$ )

$$M_f = \frac{f_c}{f_m} \quad (2.11)$$

$f_c$  : 삼각파의 주파수 ( carrier frequency )

$f_m$  : 제어 정현파의 주파수 ( modulating frequency )

인버터의 출력전압과 기본파성분의 크기

스위칭 시간동안의 평균출력전압( $V_{Av}$ )은 주어진 직류전압  $V_d$  에 대하여  $V_{control}$  과  $V_{tri}$  전압사이의 관계로부터 다음과 같이 결정된다.

$$V_{Av} = \frac{V_{control}}{V_{tri}} \cdot \frac{V_d}{2} \quad V_{control} \leq V_{tri} \quad (2.12)$$

기본 주파수의 정현출력을 얻기 위해서 식(2.12)와 같은 제어전압을 선정한다.

$$V_{control} = \hat{V}_{control} \cdot \sin(\omega_1 \cdot t) \quad (2.13)$$

$$\text{where } \hat{V}_{control} \leq V_{tri}$$

식 (2.12)와 (2.13)으로부터 시간의 함수로서 기본주파수의 전압성분이 정현파로 나타내어지고 그 위상이  $V_{control}$ 과 일치함을 알 수 있다.

$$\begin{aligned} (V_{Ao})_1 &= \frac{\hat{V}_{control}}{V_{tri}} \cdot \sin(\omega_1 \cdot t) \cdot \frac{V_d}{2} \\ &= M_a \cdot \sin(\omega_1 \cdot t) \cdot \frac{V_d}{2} \quad (M_a \leq 1) \end{aligned} \quad (2.14)$$

따라서  $(V_{Ao})_1$ 의 크기는 식 (2.15)처럼 주어진다.

$$(V_{Ao})_1 = M_a \cdot \frac{V_d}{2} \quad (M_a \leq 1) \quad (2.15)$$

위의 결과로부터 정현파 PWM방식에서는  $M_a$ 의 값에 따라 선형적으로 출력전압의 기본파성분의 실효치가 변화함을 알 수 있다. 물론 이 때의  $M_a$ 의 값은 0에서 1까지 이므로 이를 선형 영역(Linear range)이라 한다.

본 논문에서는 사용부하를 모터와 같은 유도성 부하를 대상으로 하지 않고, 퍼스널 컴퓨터의 전원을 부하대상으로 하여 저항과 커패시터의 조합으로 근사화하고 부하의 변동에 따른 PWM의 듀티비를 가변하여 일정한 출력을 얻기 위해  $M_a$ 를 1보다 작게한 선형운전 영역에서 작동시켰으며 소음 문제의 해결을 위해서 스위칭 주파수를 20kHz 이상에서 운전하였다.

### 3. 시뮬레이션 및 실험 결과

본절에서는 설계된 회로를 바탕으로 PSPICE를 이용한 시뮬레이션과 실험을 통하여 얻은 각부파형을 비교검토하였으며 정류기, DC-DC컨버터, 인버터순으로 구분하여 기술하였다.



### 3.1 SMR 컨버터

실험 장치로서 전력용 소자 드라이브단과 IGBT(Z1MBI50-060)소자 2pcs를 사용하였고, 400WV, 1000uF용량의 커패시터 2pcs를 IGBT소자에 각각 병렬로 접속하는 동시에 양커패시터는 직렬로 연결 하였다.

**Gate drive단** : PWM 발생회로에서 PWM 펄스신호를 받아서 전력 소자를 실제로 ON, OFF 하는 IGBT 게이트신호 연결회로이며 Hybridbrid-IC(NIDM-1210)소자를 사용하였다.

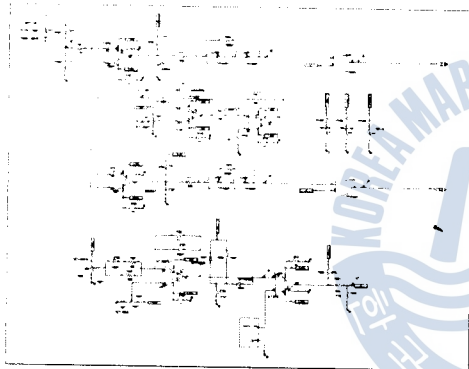


Fig. 3.1 Drive Circuit of SMR converter

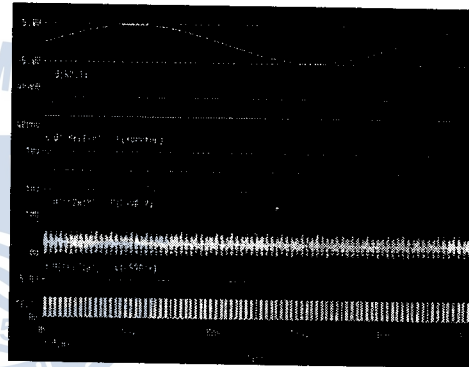


Fig. 3.2 Each part wave form in drive circuit between 0 & 20ms

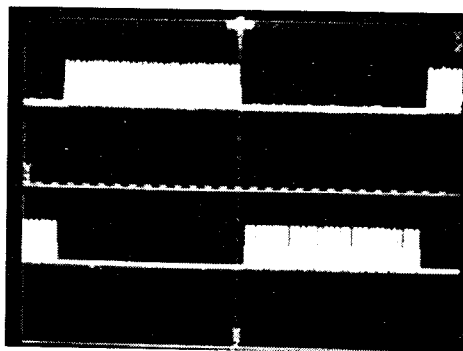


Photo. 1 PWM wave for Hybrid IC Drive in SMR converter side

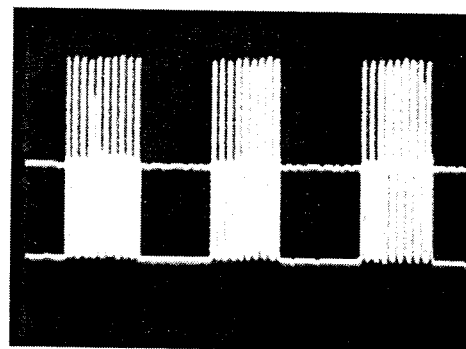


Photo. 2 Output wave form of Hybrid IC for SMR Converter drive

## 3.2 Bidirectional DC-DC 컨버터

### 3.2.1 Step-down mode(Buck Converter)

Fig. 3.3에서 스위칭소자  $Z_1$ 에서 스위칭 ON시 전류는 DC링크단에서  $Z_1$ 의  $(C-E) \rightarrow L_S \rightarrow C_0 \rightarrow D_2$  를 흐르는 폐회로가 형성되며 BUCK컨버터로서 동작한다. DC링크단 전압(220V)을  $V_i$ 라 하고 컨덴서의 양단전압( $V_{CO}$ )을  $V_o$ 라 가정한다. Fig.3.3에서 한 주파수당(50us)의 스위치 ON 시간을 10.7us로 설정하여 ( $D=0.214$ ) 시뮬레이션 한 결과 Fig.3.4의 동작과형에서 29.435ms인 지점에서의  $V_{CO}$ 의 양단 전압이 48.268V로 관측 되었다.

$V_o = D \cdot V_i$  - (2.6) 에 의해 링크단의 전압( $V_i$ )과 컨덴서  $C_o$  양단 전압( $V_o$ )의 값을 대입하면 식 (2.6)이 근사적으로 성립됨을 볼수 있다.

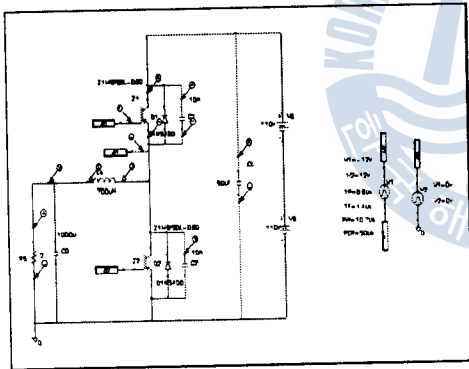


Fig.3.3 Equivalent circuit in step-down mode

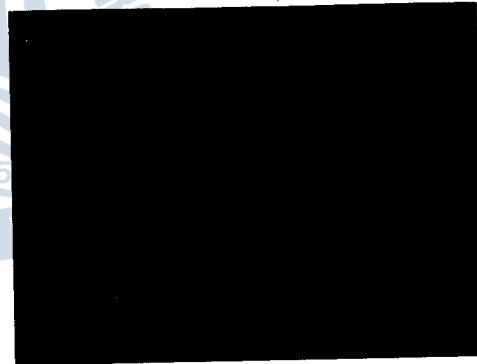


Fig.3.4 Each part of operating wave form instep-down mode

### 3.2.2 Step-up mode (BOOST converter)

Fig. 3.5에서 소자  $Z_2$ 에서의 스위칭 ON시 전류는  $V_B \rightarrow L_S \rightarrow Z_2$ 의  $(C-E) \rightarrow V_B$ 를 흐르는 폐회로를 형성하여 전류에 의해서  $L_S$ 에  $i = \frac{1}{L} \cdot \int_0^D V_L dt$  의 형태로 에너지를 축적하고 상부측 leg의  $D_1$ 은 차단되며 이때 출력측의  $C_L$ 의 전하가 부하

저항 R을 통하여 방전된다. 스위칭 OFF시 L에 축적되었던 에너지는  $D_1$ 을 통하여 출력측으로 방전하고  $C_L$ 은 에너지를 축적하며 위의 동작들에서 알 수 있듯이 step-up mode는 BOOST 컨버터로써 동작한다.

$V_b$ 의 전압을  $V_i$ 라 하고 출력측 DC링크단에 병렬로 연결된 컨덴서  $C_L$ 의 양단 전압을  $V_o$ 라 가정한다.

Fig.3.5에서 한 주파수당(50us)의 스위칭 ON 시간을 38.6us로 설정하였고 (D=0.772) 시뮬레이션 결과 Fig.3.6의 동작과형에서 29.45ms인 지점에서의  $V_{CL}$ 의 양단전압이 224.204V로 관측되었다.

$V_o = \frac{1}{1-D} \cdot V_i$  (2.9)에 의해 축전지 전압  $V_B(V_i)$ 와 출력단 컨덴서  $C_L$ 의 양단 전압  $V_{CL}(V_o)$ 을 대입하면 식 (2.9)가 근사적으로 성립됨을 볼수 있다.

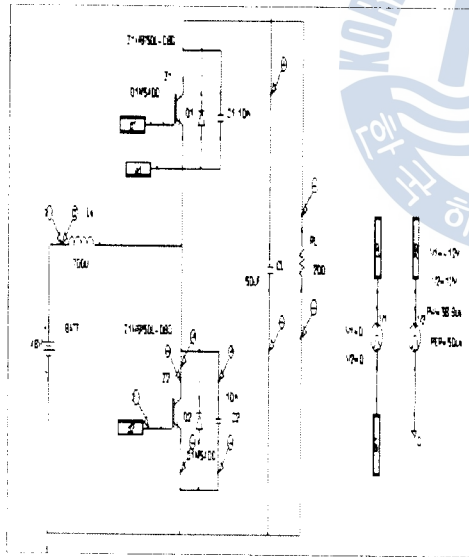


Fig. 3.5 Equivalent operating circuit in step up mode

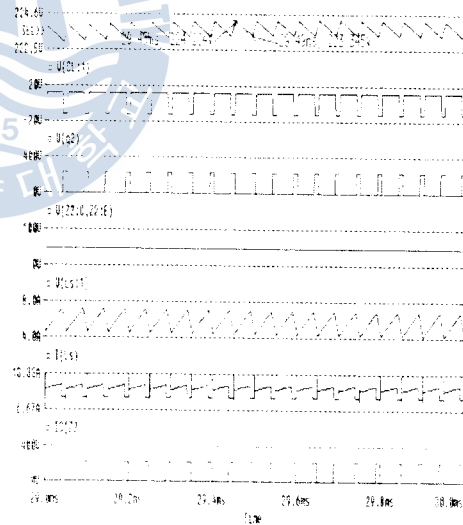


Fig.3.6 Each part of operating wave form in step-up mode

### 3.3 Half bridged Inverter

그림 3.7은 전채 인버터회로를 나타내고 있다. 실제 실험에서는 저항부하에 대

하여 정격전압 110V, 최대 전력 100W까지 양호한 결과를 보였다.

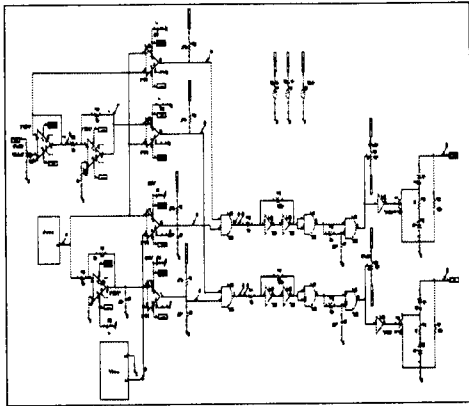


Fig.3.7 Driving Circuit  
for Inverter drive

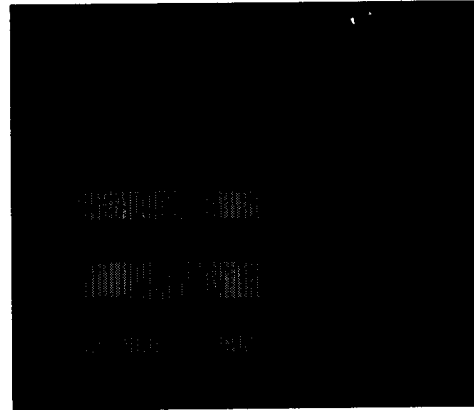


Fig.3.8 Each part of operating  
wave form for  
Half bridged inverter

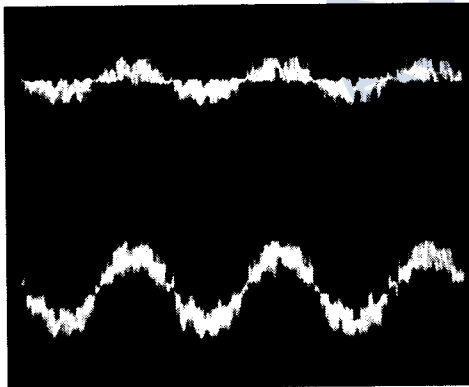


Photo. 3 Output Current &  
Voltage wave form of  
Inverter with 200Ω  
Resister Load

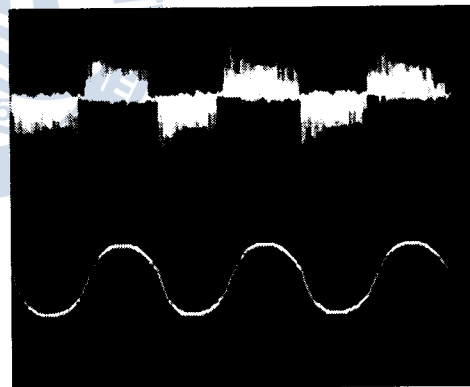


Photo. 4 Output wave form of  
Inverter when 3.3μF  
Condenser is connected  
across 200Ω Resister Load

#### 4. 결 론

앞서 언급한 입력전원의 제반 문제점을 해결하기 위하여 전기적 절연단을 가지고 있지 않은 간단한 구조의 하프브릿지형 PWM컨버터와 NS-PWM 방식의 인버터 및 승강압 dc-dc 컨버터로 구성된 UPS를 PSPICE를 이용하여 설계하였으며 실험을 수행한 결과 결과 다음과 같은 결론을 얻었다.

1. PSPICE을 이용하여 설계한 각부의 파형은 실험 결과와 대체로 일치였으나 전력단에서의 결과는 실험결과가 고조파를 포함하는 파형왜곡을 보였다.
  2. UPS에 있어서 입력 고조파를 제거할 수 있을 뿐만 아니라 높은 역율을 얻기 위한 AC/DC 변환방식으로 SMR 컨버터를 택한 결과 높은 역률과 적은 왜곡률을 얻을 수 있음을 확인 하였다.
  3. 정류부에서는 SMR 방식을 DC링크단에서는 DC링크단과 축전지 사이에 step-up 및 step-down 효과방식을, 출력단에서는 NS-PWM 방식의 인버터를 이용한 UPS를 설계하여 실험한 결과 양호한 전력성능을 보였다(단, 초퍼단에서는 시뮬레이션을 수행한 결과를 보였다).
- UPS의 설계에 있어서 각 동작단의 파형에 대한 실험과 PSPICE SIMULATION 결과를 엄밀히 비교하여 다양한 설계에 응용하는 부분의 문제점을 차후의 과제로 남긴다.

## 참고문헌

1. 박 영산 "새로운 구조의 고성능 UPS개발에 관한 연구", 1997
2. Kwok-wai Ma , Yim shu Lee "A Novel Uninterruptible dc-dc Converter for UPS applications", IEEE Trans. p808~ p815 Jul. 1992
3. 이 준영 "고효율 DC-DC 컨버터의 설계와 역률 개선에의 응용", KAIST 논문집 1995
4. Rahul S.Chokhawala, BrianR.Pelly "Gate drive Considerations for IGBT Modules", IEEE. Trans. June. 1995

