

## 새로운 풀-브리지 소프트 스위칭 PWM 인버터를 이용한 용접기용 DC-DC 컨버터의 개발

(Development of Arc Welding Machines DC-DC Converter using  
A Novel Full-Bridge Soft Switching PWM Inverter)

권순걸\* · 문상필

(Soon-Kurl Kwon · Sang-Pil Mun)

### 요 약

본 연구에서는 일반적으로 용접기의 전원장치로 사용되어지는 풀-브리지 회로에 1개의 스위치와 1개의 무손실 스너버 부분 공진 커패시터로 구성된 간단한 액티브 보조 부분 공진 스너버를 추가한 새로운 풀-브리지 소프트 스위칭 PWM DC-DC 컨버터를 제안하였다. 제안한 풀-브리지 소프트 스위칭 DC-DC 컨버터 회로는 각 액티브 스위치에 인가된 전압이 DC 버스 라인 전압의 1/2로 되기 때문에 AC 400[V]계 상용전원 라인에 적용할 경우에도 600[V]내압의 스위칭 소자(IGBT)가 적용 가능하며, 기존 회로의 DC 버스 라인 스위치에 발생하는 도통 손실을 저감하여 고주파 변압기의 1차측의 전류가 2차측보다 작아지는 저 전압, 대전류 직류 출력을 얻어 수 있었다. 그리고 모든 영역에서 ZCS/ZVS 동작함으로써 저전압, 대전류 직류 출력의 스위칭 전원 장치에 있어 고주파, 고효율, 고출력을 실현할 수 있다. 이러한 모든 사항은 시뮬레이션과 실험 결과로부터 도출하였으며, 제안한 회로의 단점을 보완할 경우에는 차세대형 TIG · MIG · MAG 아크 용접기용 전원으로 용이할 것으로 판단된다.

### Abstract

This paper presents a new full-bridge soft switching PWM DC-DC converter circuit topology that adding one switcher, one lossless snubber quasi-resonance capacity to power source for general welding machine. This full-bridge soft switching DC-DC converter topology can applicable 600[V] switching device (IGBT) in case of AC 400[V] common power source because the voltage of active switcher is 1/2 of DC bus line voltage. And low voltage high current output that first coil current is smaller than second coil current in high frequency transformer can be obtained with decreasing path loss in conventional DC bus line switcher. As it operate ZCS/ZVS in full range, high frequency, high efficiency and high output are implemented at low voltage and high DC current switching power supplies. All of this items are got from simulation and the result of experiment. If make up for the weak points of this proposed circuit, it will be used more easily for next generation TIG, MIG and MAG type of arc-welding machine.

Key Words : High Frequency Inverter, DC-DC Converter, Soft Switching PWM

\* 주저자 : 경남대학교 전기공학과 교수  
Tel : 055-249-2633, Fax : 055-249-2839  
E-mail : soonkurl@kyungnam.ac.kr  
접수일자 : 2008년 2월 1일  
1차심사 : 2008년 2월 18일  
심사완료 : 2008년 5월 20일

## 1. 서 론

인버터를 이용한 아크 용접기용 전원은 저전압, 대전류 출력(출력 전압 20~80[V], 출력 전류 200~2000[A]정도)이 필요하게 된다. 특히 10[kW]이하의 소용량 용접 전원으로는 MOSFET나 IGBT를 이용한 직렬 공진 PFM 방식이나 위상 시프트 PWM 제어 공진형 방식이 채용되고, 스위칭 주파수를 100 [kHz]정도까지 높은 것으로 소형·경량화한 제품이 일부 실용화되고 있다[1-3]. 한편 산업용으로 가장 생산 수량이 많은 10~30[kW]정도의 용접 전원으로는 용량·비용면에서 파워 MOSFET의 사용이 어려워 IGBT를 이용한 10~20[kHz]정도의 하드 스위칭 고주파 인버터 방식이 일반적이다[4-5]. 하지만 이러한 용량의 용접 전원은 소형·경량화나 용접 성능 향상을 위해 스위칭 주파수를 높이기 때문에 IGBT를 이용한 액티브 보조 공진 소프트 스위칭 방식도 제안되고 있지만 공진 스너버 회로의 손실 증가나 고비용 등의 문제로 실용화는 진행되고 있지 않고 있다[6-8]. 그러므로 본 연구에서는 새로운 풀-브리지 소프트 스위칭 DC-AC 인버터를 제시하여 기존의 아크 용접기용 전원과 특징을 비교하고자 한다.

## 2. 풀-브리지 DC-AC 인버터

### 2.1 새로운 컨버터 회로 동작 및 구성

그림 1은 제안한 DC-DC컨버터의 주 회로를 나타낸 것이다. 제안한 회로는 일반적인 단상 전압형 인버터에 직렬로 스위치 $Q_5(S_5/D_5)$ 와 병렬로 무손실 스너버 커패시터 $C_1$ 를 접속하여 소프트 스위칭을 실현하며, 저전압·대전류 출력용 스위칭 전원을 사용하기 위해 고주파 변압기( $T_r$ ) 2차 코일을 센터 탭 구조로 하였다.

그리고 출력 필터용 리액터 $L_o$ 와 커패시터 $C_o$ 를 이용하였다. 풀-브리지 인버터의 스위치( $Q_1-Q_4$  또는  $Q_2-Q_3$ )를 동시에 오프하기 전에 DC 버스 선에 직렬로 추가된 스위치 $Q_5$ 를 오프하면 직류 전원 전압  $E$ 로부터 풀-브리지 인버터의 전력공급이 차단되며, 스위치 $Q_5$ 의 도통 기간중에 직류 전원 전압  $E$ 에 충전된

무손실 스너버 커패시터 $C_1$ 의 전하(電荷)는 고주파 변압기( $T_r$ )의 1차 코일 통하여 방전한다. 그리고 커패시터 $C_1$ 의 전압이 제로가 된 후에 인버터의 스위치( $Q_1-Q_4$  또는  $Q_2-Q_3$ )는 영전압 스위칭(ZVS)턴-오프한다.

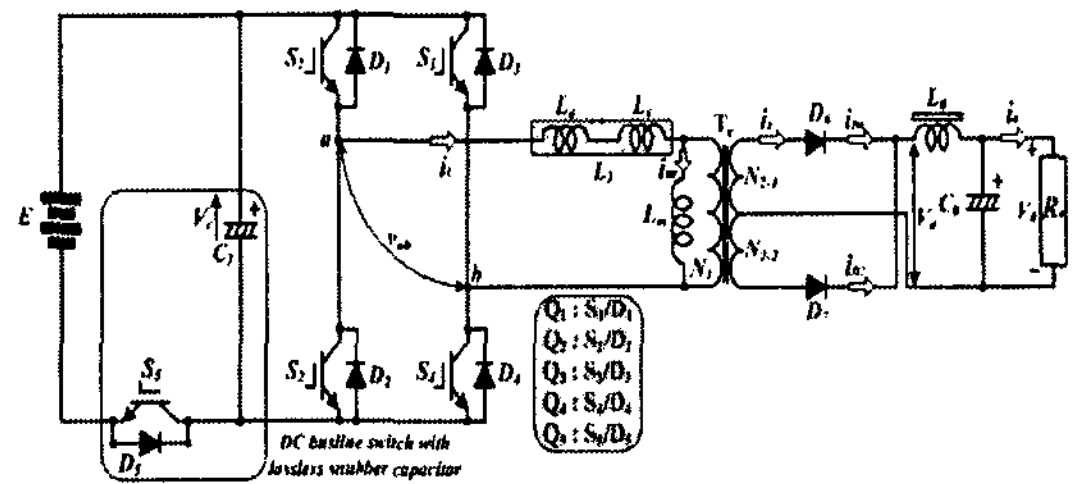


그림 1. 새로운 풀-브리지 소프트 스위칭 고주파 DC-DC 컨버터 회로

Fig. 1. New full-bridge soft switching high frequency DC-DC converter circuit

그리고 인버터 스위치가 턴-온할 때에는 고주파 교류 출력측의 직렬 인덕터 $L_1$ 에 의해서 브리지 암을 구성하는 각 스위치의 전류가 제로로부터 전류 증가율(di/dt)이 제한되기 때문에 각 스위치는 영전류 스위칭(ZCS) 턴-온을 한다.

한편, 추가 스위치  $Q_5$ 는 무손실 스너버 커패시터  $C_1$ 에 의해서 ZVS 턴-오프하며, 인버터의 스위치가 턴-오프후에 인덕터 $L_1$ 에 축적된 에너지가 무손실 스너버 커패시터 $C_1$ 에 회생되고,  $C_1$ 은 직류 전원 전압  $E$ 까지 부분 공진적으로 충전되기 때문에 추가 스위치 $Q_5$ 는 ZVS로 턴-온하는 동시에 인덕터 $L_1$ 에 의해서 ZCS 턴-온이 가능해진다.

그림 2는 각 스위치의 게이트 펄스 타이밍 순서를 나타낸 것이다. 제안한 DC-DC 컨버터의 스위칭 PWM 제어는 고주파 풀-브리지 인버터와 마찬가지로 데드타임( $t_b$ )을 일정 주기로 교대로 온-오프를 반복하도록 설정하였으며, 추가 스위치 $Q_5$ 는 인버터의 스위치와 동시에 온하게 하였다. 그리고 추가 스위치 $Q_5$ 가 오프하고 나서  $t_a$ 후에 인버터의 스위치는 턴-오프 하도록 게이트 펄스를 설정하였다. 또한 그림 2에서 스위치 $Q_5$ 의 도통 펄스 폭 $T_{on5}$ 는  $T_{on5}/T_h = 2 * T_{on5}/T_s$ 의 범위로 펄스 폭이 만들어지며, 듀티 백터는  $1/2T_s(t_a+t_b)$ 이다.

새로운 풀-브리지 소프트 스위칭 PWM 인버터를 이용한 용접기용 DC-DC 컨버터의 개발

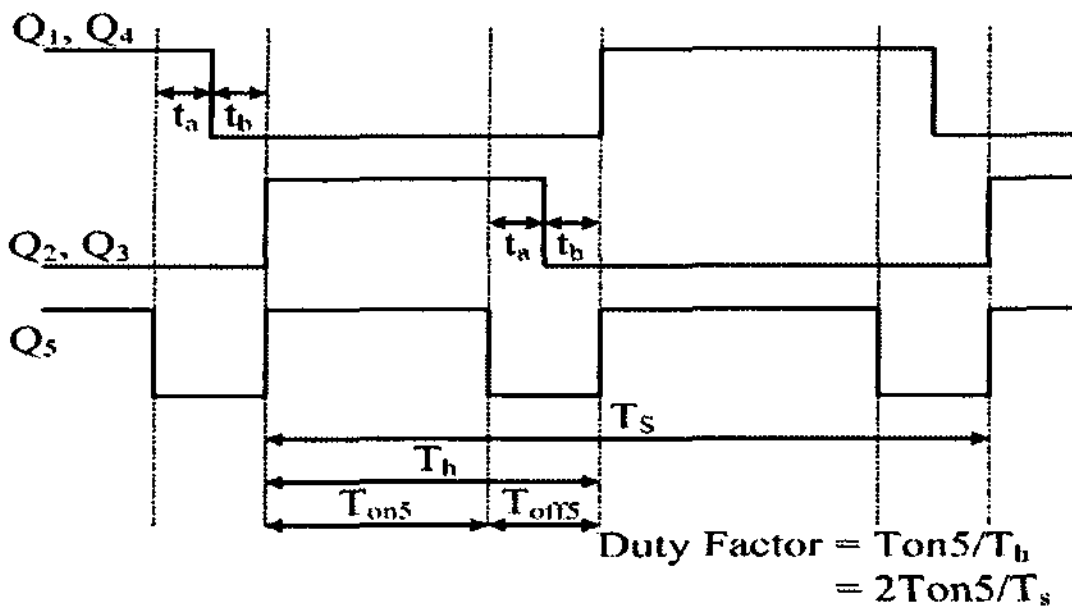


그림 2. 각 스위치의 게이트 펄스 순서  
Fig. 2. The gate pattern sequences of the each part switches

그림 3은 제안한 DC-DC 컨버터 회로의 각 부의 동작 파형을 나타낸 것이다. 그림 4는 1/2주기  $T_h$ 의 동작에 관하여 펄스 타이밍 시점( $t_0 \sim t_6$ )을 7개의 모드 천이(Mode 0~6)로 구분적 선형 동작 등가회로로 나타낸 것이며, 각 동작 모드의 설명은 다음과 같다.

· Mode 0( $\sim t_0$ )

모드 0은 인버터의 스위치( $Q_1 \sim Q_4$ )와 추가 스위치

$Q_5$ 를 턴-온하는 모드이다. 이때, 고주파 변압기( $T_r$ ) 1차의 전류  $i_{11}$ 은 인버터의 스위치( $Q_1 \sim Q_4$ )와 추가 스위치  $Q_5$ 에 동일한 전류가 흐르며, 커패시터  $C_1$ 은 전원전압  $E$ 에 충전된다. 그리고, 고주파 변압기의 2차측에 흐르는 전류는 다이오드  $D_6 \rightarrow$  직류 필터용 리액터  $L_0 \rightarrow$  부하  $R_0$ 의 경로로 흐른다.

· Mode 1( $t_0 \sim t_1$ )

모드 1은 스위치  $Q_5$ 가 ZVS로 턴-오프하고, 커패시터  $C_1$ 에 충전된 에너지가 고주파 변압기( $T_r$ )의 1차 전류  $i_{11}$ 에 의해 방전되는 모드이다. 이때 변압기의 2차측은 모드 0과 같이 고주파 정류 다이오드  $D_6$ 의 도통 상태가 계속 유지되며, 변압기의 2차측 전압  $V_d$ 가 부하  $R_0$ 의 전압 이하가 되면 직류 필터용 리액터  $L_0$ 은 에너지를 방출하는 환류 모드에 들어간다. 즉 고주파 정류 다이오드  $D_6$ 과  $D_7$ 은 동시에 도통상태로 된다. 모드 1에 있어서 커패시터  $C_1$ 의 전압은 거의 일정하다고 보면, 식 (1)에 의해서 커패시터  $C_1$ 의 전하를 방전한다.

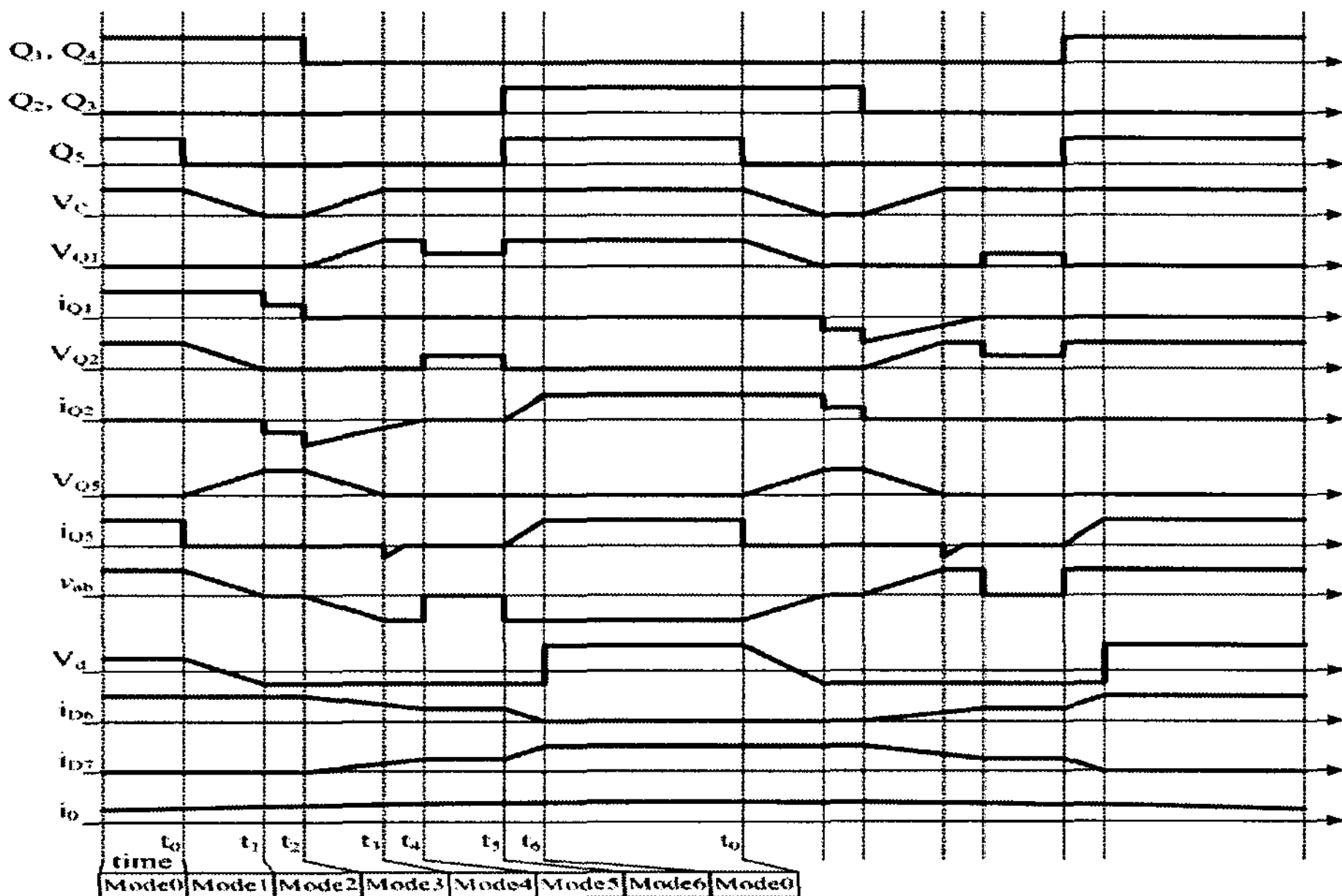


그림 3. 제안한 DC-DC 컨버터의 각 부의 동작 파형  
Fig. 3. The each part operating waveform of proposed DC-DC converter

$$v_{C_1} = E - \frac{i_1(t_0)}{C_1} t \quad (1)$$

커패시터  $C_1$ 의 전압이 제로가 되기까지의 시간  $t_x$ 는 식 (2)와 같다.

$$t_x = \frac{EC_1}{i_1}(t_0) \quad (2)$$

식 (2)에서 알 수 있듯이 고주파 변압기( $T_r$ )의 1차 전류  $i_1(t_0)$ 은 커패시터  $C_1$ 의 방전 시간  $t_x$ 와 반비례 관계를 가지며, 추가 스위치  $Q_5$ 가 턴-오프하고 나서 브리지 대각 암의 스위치( $Q_1$ - $Q_4$  또는  $Q_2$ - $Q_3$ )가 턴-오프하기까지의 시간  $t_a$ 는 고주파 변압기( $T_r$ )의 1차 전류  $i_1(t_0)$ 가 최대가 될 때 커패시터  $C_1$ 의 방전 시간  $t_x$ 이 상으로 설정하므로써 최대 부하 영역에서 인버터 스위치( $Q_1$ - $Q_4$  또는  $Q_2$ - $Q_3$ )는 ZVS로 턴-오프한다. 만일, ZVS 턴-오프 영역을 넓히고자 할 경우에는  $i_1(t_0)$ 의 전류값을 고려한  $t_a$ 를 설정해야 한다.

· Mode 2( $t_1 \sim t_2$ )

모드 2는 무손실 스너버 커패시터  $C_1$ 의 전압이 제로가 되는 모드이다. 이때, 스위치  $Q_2$ 의 다이오드  $D_2$ 와 스위치  $Q_3$ 의 다이오드  $D_3$ 은 도통하며, 고주파 변압기( $T_r$ )의 1차 전류  $i_1$ 의 환류 전류는  $D_3(Q_3) \rightarrow S_1(Q_1) \rightarrow T_r$ 와  $S_4(Q_4) \rightarrow D_2(Q_2) \rightarrow T_r$ 의 2개의 경로로 분류되어 흐른다. 그리고 변압기( $T_r$ )의 2차측에 있는 고주파 정류 다이오드  $D_6$ 과  $D_7$ 은 동시에 도통하는 환류 모드로 된다.

· Mode 3( $t_2 \sim t_3$ ) :

모드 3은 브리지 대각 암의 스위치  $Q_1$ 과  $Q_4$ 를 ZVS로 턴-오프하는 모드이다. 이때 무손실 스너버 커패시터  $C_1$ 의 전압은 제로이며, 스위치  $Q_2$ 의 다이오드  $D_2$ 와 스위치  $Q_3$ 의 다이오드  $D_3$ 가 턴-온된다. 그리고 고주파 변압기( $T_r$ )의 직렬 인덕턴스  $L_1$ 에 축적된 에너지는 커패시터  $C_1$ 에 전원전압  $E$ 까지 충전된다.

식 (3)은 커패시터  $C_1$ 이 전원전압  $E$ 까지 충전된 조건을 나타낸 것이다.

$$\frac{1}{2} C_1 E^2 = \frac{1}{2} L_1 i_1(t)^2 \quad (3)$$

그러나, 추가 스위치  $Q_5$ 가 턴-온을 할 때에 ZVS 전류(轉流)를 실현하기 위해서 식 (4)을 만족하는 회로 정수인  $C_1$ 과  $L_1$ 을 고려하여 설정하였다.

$$\frac{1}{2} CE^2 < \frac{1}{2} L_1 i_1^2 \quad (4)$$

· Mode 4( $t_3 \sim t_4$ )

모드 4는 스위치  $Q_5$ 의  $D_5$ 가 턴-온하여 직렬 인덕턴스  $L_1$ 에 축적된 에너지가 직류전원  $E$ 로 회생하는 모드이다. 이때 커패시터  $C_1$ 의 전압은 직류전원  $E$ 에 클램프되며, 고주파 변압기 2차측의 정류 다이오드  $D_6$ 과  $D_7$ 은 도통된 상태로 계속해서 유지된다.

· Mode 5( $t_4 \sim t_5$ )

모드 5는 스위치( $Q_1 \sim Q_4$ )의 동작이 정지 상태로 되는 모드이다. 이때 스위치  $Q_1$ 과  $Q_4$ 에 인가되고 있던 직류전원  $E$ 는 브리지 암의 모든 스위치( $Q_1 \sim Q_4$ )의 오프시에 약  $1/2E$ 의 전압이 각자 스위치( $Q_1 \sim Q_4$ )에 인가된다.

· Mode 6( $t_5 \sim t_6$ )

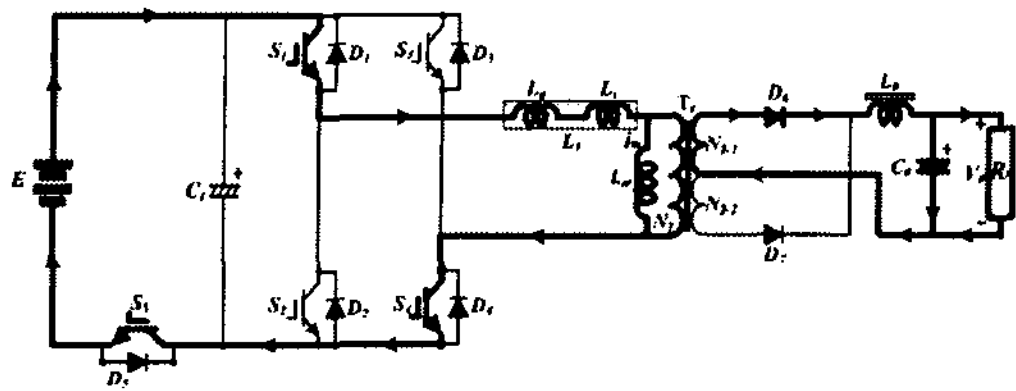
모드 6은 브리지 대각 암 스위치  $Q_2$ - $Q_3$ 는 ZCS로 턴-온하고, 추가 스위치  $Q_5$ 는 ZVZCS로 턴-온되는 모드이다. 이때 고주파 변압기 2차측에 있는 정류 다이오드  $D_7$ 만이 도통한 상태에서 고주파 변압기 1차측의 축적된 에너지는 정류 다이오드  $D_7 \rightarrow$  직류 필터용 리액터  $L_0 \rightarrow$  부하  $R_0 \rightarrow$  고주파 변압기 2차측 코일의 경로로 부하  $R_0$ 에 공급된다.

이 이후의 회로 동작인 Mode 7~Mode 12는 스위치  $Q_1$ 과  $Q_4$ 를  $Q_2$ 와  $Q_3$ 으로 대치하여 Mode 1~Mode 6과 같이 설명할 수 있다.

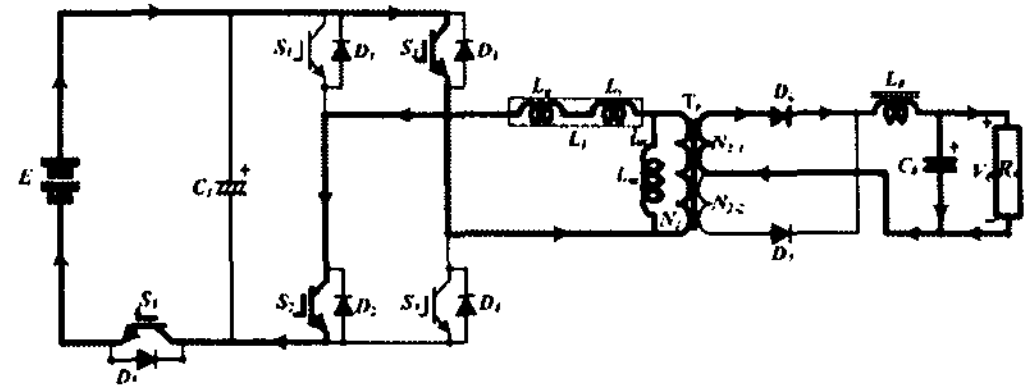
## 2.2 시뮬레이션 및 실험 결과 고찰

표 1은 시뮬레이션과 실험에 사용된 회로 정수를 나타낸 것이다. 시뮬레이션에 사용된 수동소자는 이상적인 것으로 하였으며, 그 외의 능동소자는 실제 소자와 가장 가까운 조건으로 모델링하여 사용하였다. 그리고 실험에 사용된 IGBT 모듈( $S_1$ - $D_1$ ,  $S_2$ - $D_2$ ,

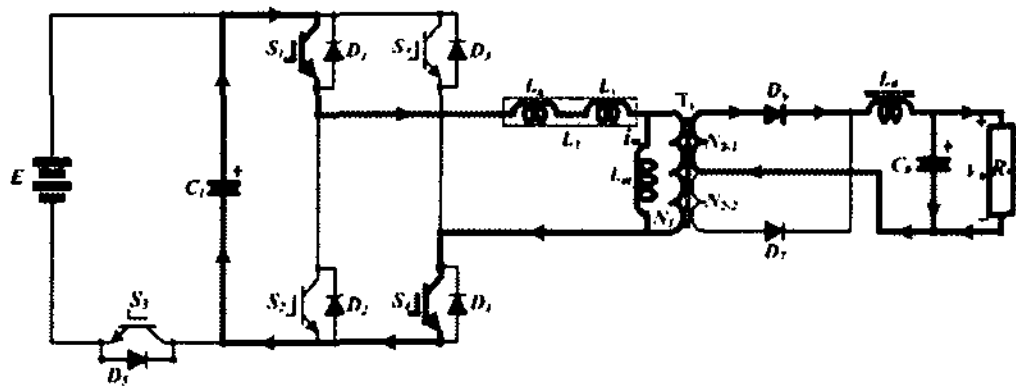
새로운 플-브리지 소프트 스위칭 PWM 인버터를 이용한 용접기용 DC-DC 컨버터의 개발



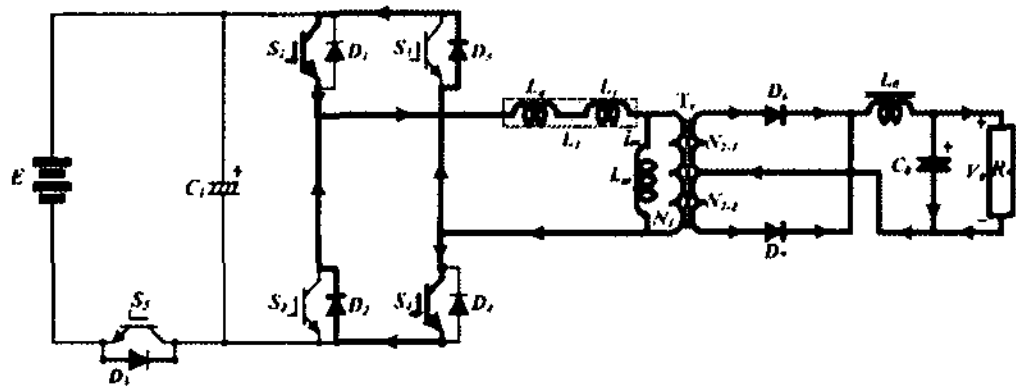
Mode 0



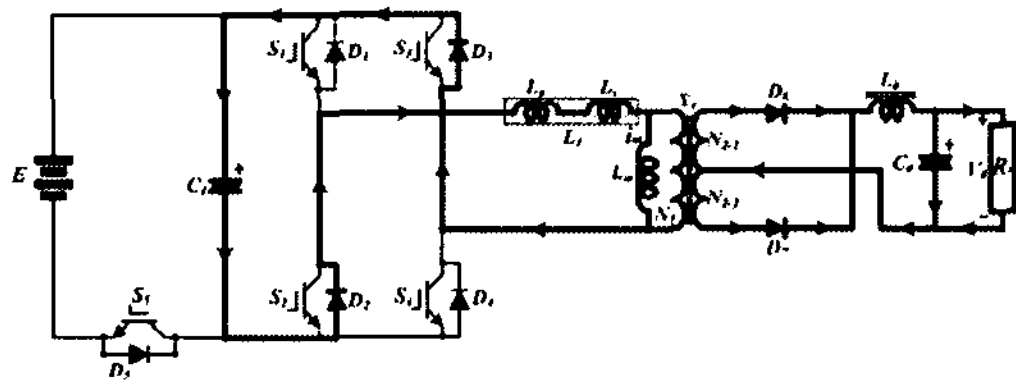
Mode 6



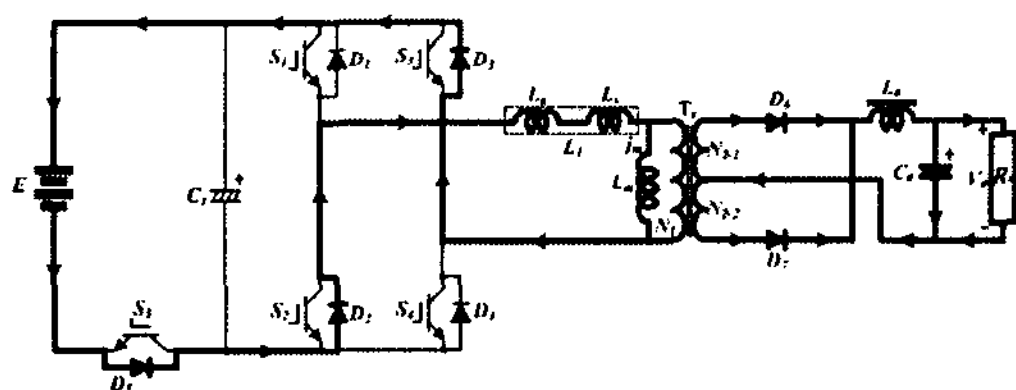
Mode 1



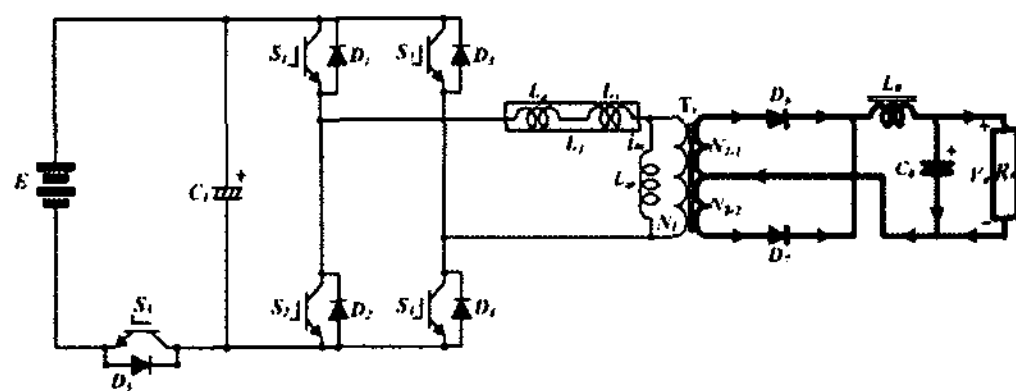
Mode 2



Mode 3



Mode 4



Mode 5

그림 4. 동작 모드별 등가회로

Fig. 4. Equivalent circuits for operating modes

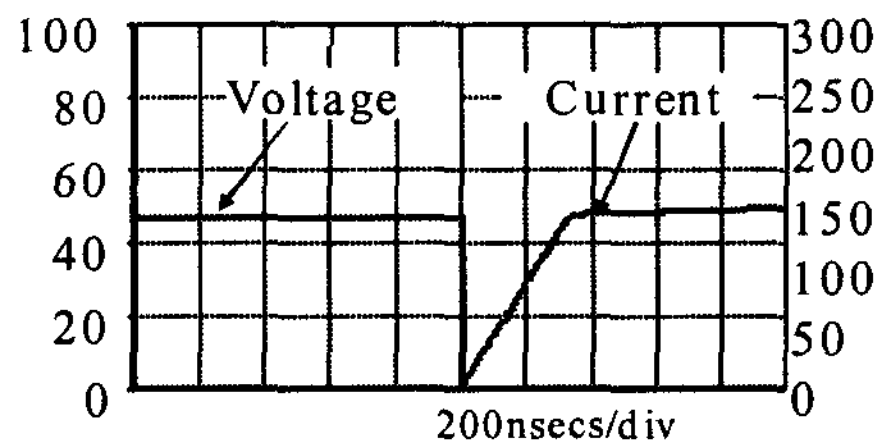
$S_3$ - $D_3$ ,  $S_4$ - $D_4$  및 다이오드( $D_5$ )는 냉각용의 히트 싱크(Heat sink)에 장착하였으며, 각각 프린트 기판으로 접속하였다. 프린트 기판에는 무손실 스너버 부분 공진 커패시터 $C_1$ 이 실장되어 있고, 각 IGBT 사이나 DC 버스 라인 사이의 표유 정전용량(stray capacitance)은 최소한으로 억제하였다.

표 1. 시뮬레이션과 실험에 사용된 회로정수

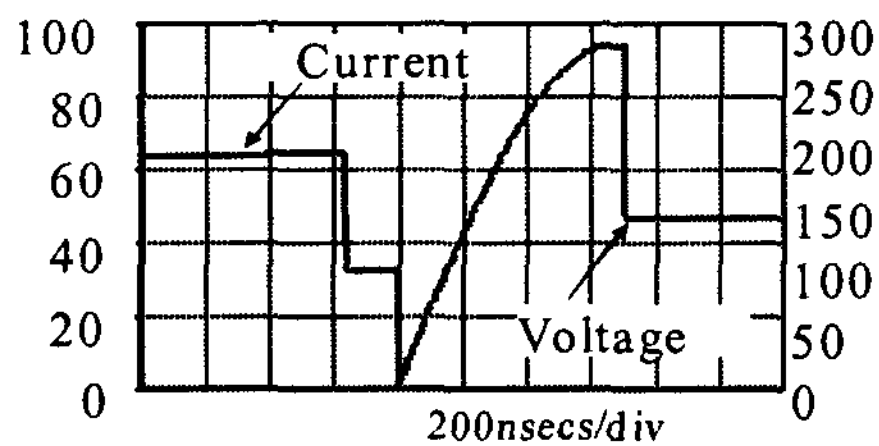
Table 1. Simulation and experimental using parameter

직류 전원전압(E)	280[VDC]	
인버터 스위칭 주파수(fs)	60[kHz]	
인덕턴스( $L_1$ )	2[ $\mu$ H]	
부하 공진 커패시터( $C_1$ )	0.1[ $\mu$ F]	
부하측	부하 저항( $R_0$ )	0.07[ $\Omega$ ]
	부하 전류( $I_0$ )	300[A]
직류 필터용	리액터( $L_0$ )	100[ $\mu$ H]
	커패시터( $C_0$ )	1000[ $\mu$ F]
IGBT'S (Diodes)	$S_1$ - $S_2$ ( $D_1$ - $D_2$ ) $S_3$ - $S_4$ ( $D_3$ - $D_4$ )	SKM150GB128D ( $V_{ces}=1200$ [V], $I_c=150$ [A])
	$S_5$ ( $D_5$ )	CM150DY-12NF ( $V_{ces}=600$ [V], $I_c=150$ [A])
Diodes	$D_5$	FRG25CA120 ( $V_{RRM}=1200$ [V], $I_F=25$ [A])
	$D_7$ - $D_8$	DSE12x101-06[A] ( $V_{RRM}=600$ [V], $I_F=96$ [A])

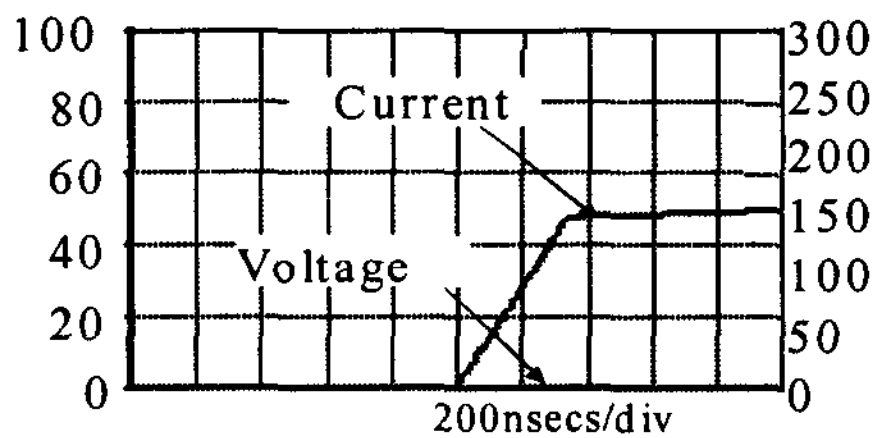
그림 5 (a)와 (b)는 인버터 스위치( $Q_1 \sim Q_4$ )의 턴-온과 턴-오프때의 전압과 전류의 시뮬레이션 파형을 나타낸 것이며, 그림 5 (c)와 (d)는 추가 스위치  $Q_5$ 의 턴-온과 턴-오프의 전압·전류 시뮬레이션 파형을 나타낸 것이다. 그림 5에서 인버터 스위치



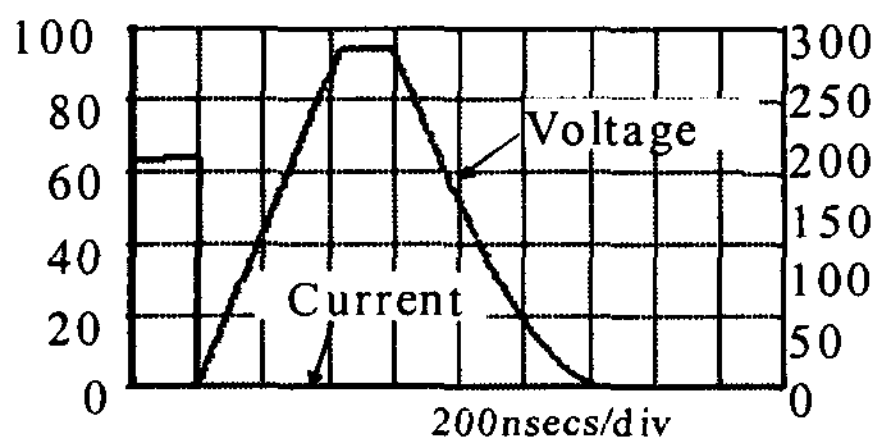
(a) 스위치 $Q_1$ 의 턴-온시 파형



(b) 스위치 $Q_1$ 의 턴-오프시 파형



(c) 스위치 $Q_5$ 의 턴-온시 파형



(d) 스위치 $Q_5$ 의 턴-오프시 파형

그림 5. 스위치 $Q_1$ 과  $Q_5$ 의 스위칭 동작 시뮬레이션 파형  
Fig. 5. Switching operation simulation waveform of switch  $Q_1$  and  $Q_5$

( $Q_1 \sim Q_4$ )는 영전압으로 턴-온하여 영전류로 턴-오프하며, 추가 스위치 $Q_5$ 는 턴-온일 때는 영전압 및 영전류 턴-온하여 영전압으로 턴-오프하는 것을 확인하였다.

그림 6은 새로운 풀-브리지 소프트 스위칭 PWM 인버터를 이용한 용접기용 DC-DC 컨버터의 실험장

치 외관을 나타낸 것이다. 그림 7 (a)와 (b)는 스위치  $Q_1$ 의 턴-온과 턴-오프시의 전압과 전류 실험파형을 나타낸 것이며, 그림 7 (c)와 (d)는 추가 스위치 $Q_5$ 의 턴-온과 턴-오프시의 전압과 전류 실험 파형을 나타낸 것이다. 그림 7에서 알 수 있듯이 스위치 $Q_1$ 은 ZCS로 턴-온하여 ZVS로 턴-오프하고 있으며, 스위치 $Q_5$ 는 ZVZCS로 턴-온하여 ZVS로 턴-오프한다. 이러한 실험 파형은 그림 3의 시뮬레이션 파형과 거의 동일하지만 스위치 $Q_1$ 과  $Q_5$ 의 턴-오프시에 IGBT의 테일 전류에 의해 손실이 발생하므로 이에 대한 대책은 다음 과제로 남겨져 있다.

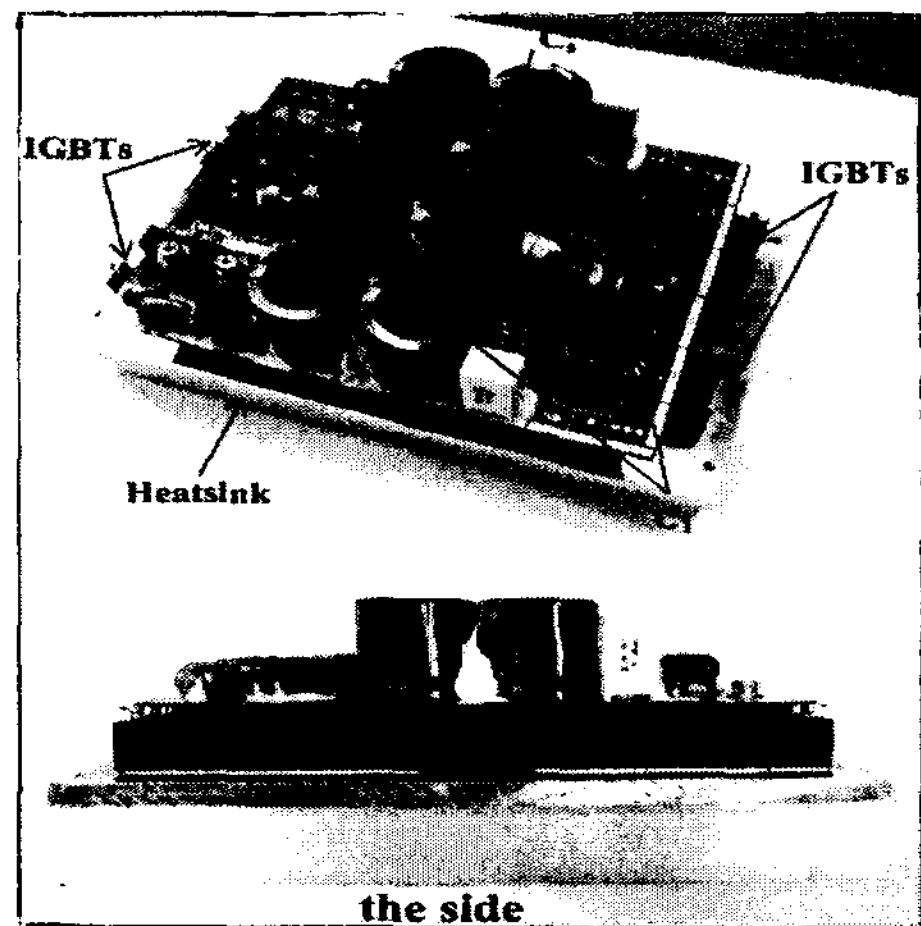
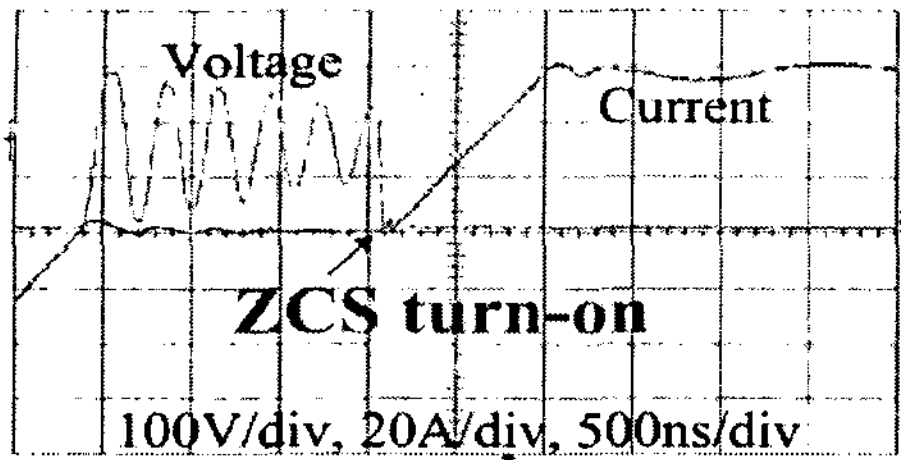


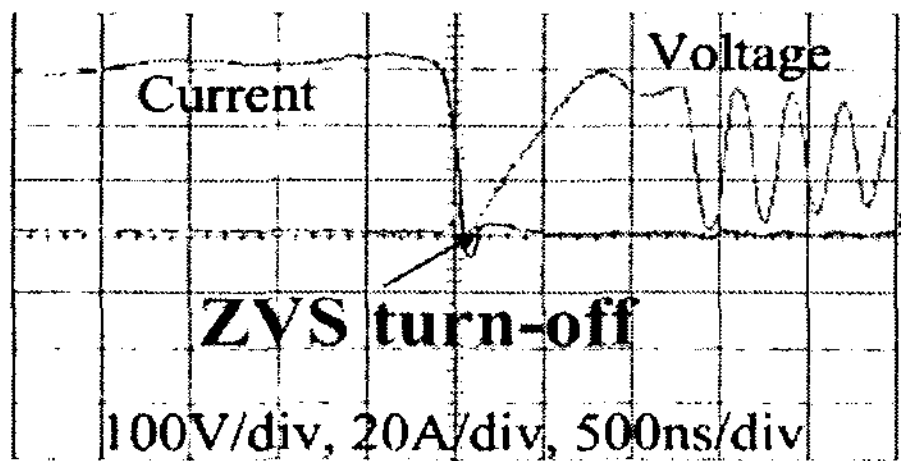
그림 6. 용접기용 DC-DC 컨버터의 실험장치 외관  
Fig. 6. The Experimental setup appearance of arc welding machine DC-DC converter

그림 8은 기존의 하드 스위칭 방식과 제안한 소프트 스위칭 방식과의 손실 비교를 한 결과를 나타낸 것이다. 그림 8에서 스위칭 주파수가 약 10[kHz]범위 내에서의 두 방식의 스위치부 전체 손실은 같아지며, 그 이상 높은 스위칭 주파수대가 될수록 제안한 고주파 절연형 DC-DC 컨버터 회로가 종합 효율의 면에서 유리한 것이 밝혀졌다. 예를 들면 풀-브리지 고주파 인버터의 스위칭 주파수가 60[kHz]에서는 제안한 고주파 소프트 스위칭PWM DC-DC 컨버터 회로의 전체 스위치의 손실은 280[W]로 산출되었으나 기존의 하드 스위칭 방식 DC-DC 컨버터의 전체 스위치의 손실(스위칭 손실, 도통 손실)은

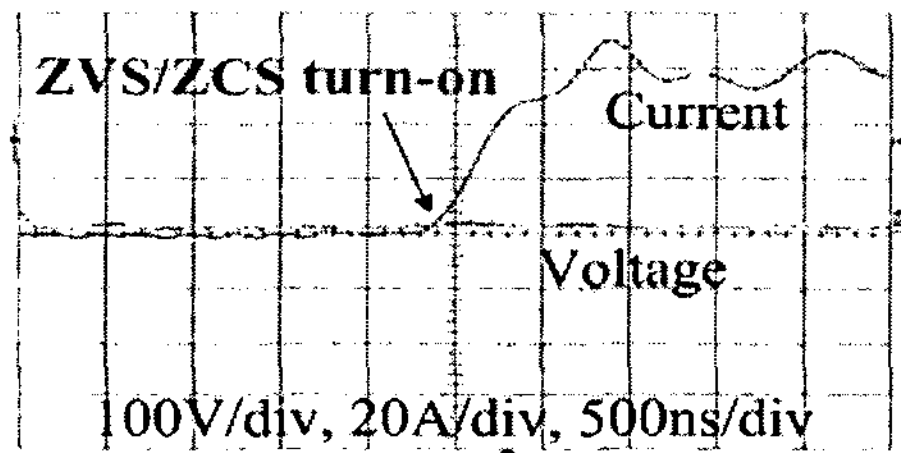




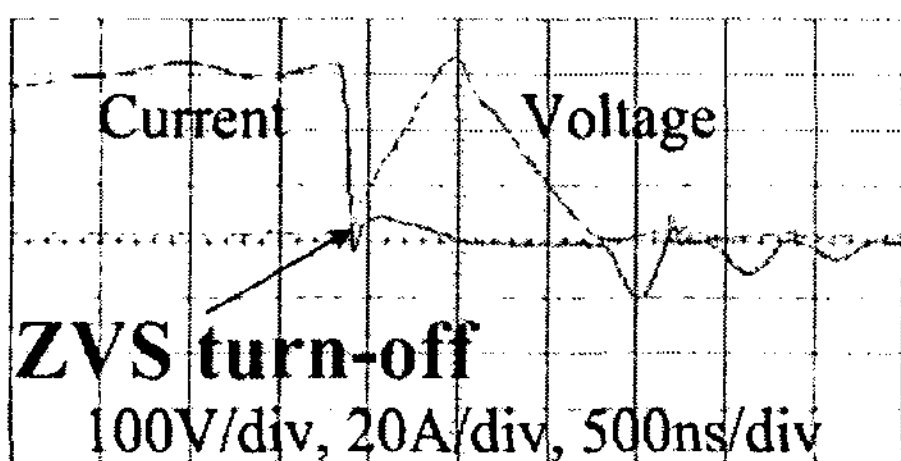
(a) Turn-on waveforms of switch  $Q_1$



(b) Turn-off waveforms of switch  $Q_1$



(c) Turn-on waveforms of switch  $Q_5$



(d) Turn-off waveforms of switch  $Q_5$

그림 7. 스위치  $Q_1$ 과  $Q_5$ 의 턴-온시 및 턴-오프때의 전압과 전류의 실험 파형

Fig. 7. Experimental waveforms of voltage and current for turn-on turn-off of the switches  $Q_1$  and  $Q_5$

520[W]가 되었다. 즉 60[kHz] 소프트 스위칭 PWM DC-DC 컨버터의 스위치의 손실은 하드 스위칭 PWM DC-DC 컨버터의 약 반이 되었다. 더욱이 고주파 하드 스위칭 PWM DC-DC 컨버터는 통상 RC

스너버가 필요해지므로 이 손실을 가한다면 종합 손실이 900[W]를 초과하게 된다.

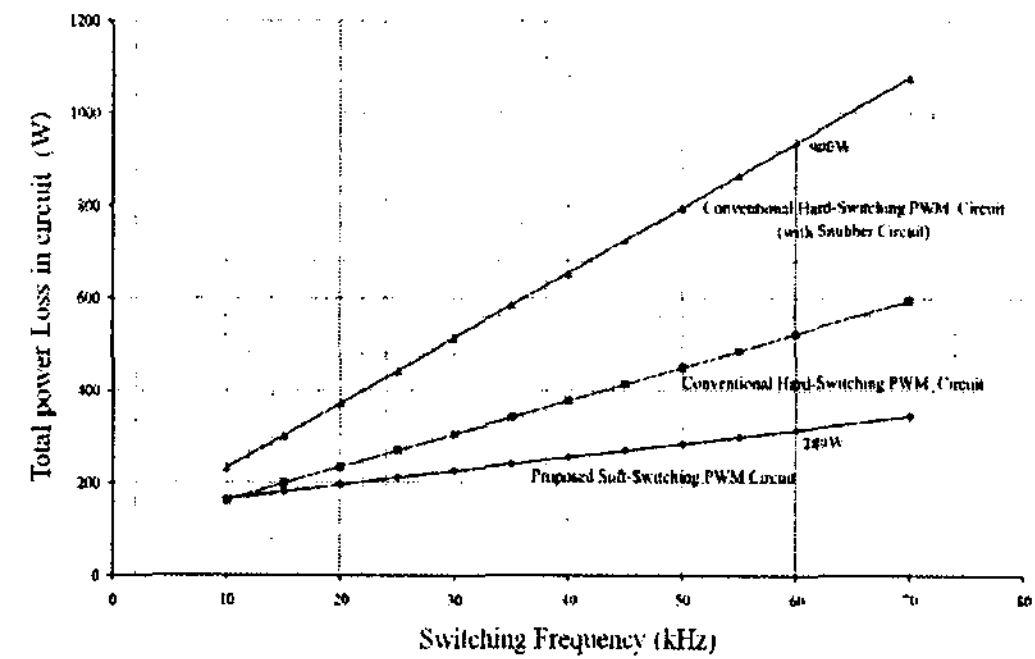


그림 8. 기존 회로와 제안한 회로의 스위치부 손실 비교  
Fig. 8. The switch power loss comparative of proposed and conventional circuit

### 3. 결 론

본 연구에서는 일반적으로 용접기의 전원장치로 사용되어지는 풀-브리지 회로에 1개의 스위치와 1개의 무손실 스너버 부분 공진 커패시터로 구성된 간단한 액티브 보조 부분 공진 스너버를 추가한 새로운 풀-브리지 소프트 스위칭 PWM DC-DC 컨버터를 제안하여 다음과 같은 특징을 얻었다.

- (1) 스위치와 무손실 스너버 커패시터로 구성되는 간단한 회로로 모든 브리지 암의 액티브 스위치가 소프트 스위칭이 가능하다.
  - (2) 제안한 풀-브리지 소프트 스위칭 PWM 컨버터 회로는 기존 회로의 DC 버스 라인 스위치에 발생하는 도통 손실을 저감하여 고주파 변압기의 1차측의 전류가 2차측보다 작아지는 저전압, 대전류 직류 출력을 얻을 수 있어 고주파 스위칭 전원 시스템에 적합함을 확인하였다.
  - (3) 제안한 DC-DC 컨버터 회로가 ZCS/ZVS 동작하고 있는 것을 확인하였다.
  - (4) 제안한 풀-브리지 소프트 스위칭 PWM DC-DC 컨버터 회로는 저전압, 대전류 직류 출력의 스위칭 전원 장치에 있어 고주파, 고효율, 고출력을 실현할 수 있다.
- 이러한 모든 사항은 시뮬레이션과 실험 결과로부

터 도출하였으며, 제안한 회로의 단점을 보완할 경우에는 차세대형 TIG · MIG · MAG 아크 용접기용 전원으로 용이할 것으로 판단된다.

이 연구결과물은 2007학년도 경남대학교 학술연구장려금 지원에 의하여 이루어졌음.

### References

- [1] 森本, 土井, 眞鍋, 平木, 中岡, 新方式電壓給電フルブリッジ型ソフトスイッチングPWM高周波インバータを用いたアーク溶接用高出力DC-DC変換器, 電氣學會論文誌 D, Vol. 126, No.3, pp.235~247, 2006.
- [2] 電氣學會編, “高周波共振形スイッチング電源方式と應用技術の動向”, 電氣學會技術報告, (II部), 第443號, 1992.
- [3] MACHINING POWER SUPPLY WITH SWITCHING LOSS REDUCING ELEMENT”, United Sates Patent: Patent No. US6, 687, 2006.
- [4] O.D. Patterson and D.M. Divan, “Pseudo Resonant Full Bridge DC-DC Converter”, Records of IEEE-PESC, Vol. 2, pp.424-430, 1987.
- [5] H. K. Yoon, Zero Voltage Switching Two Transformer Full-Bridge PWM Converter with Lossless Diode Clamp Rectifier, ICPE'04, pp.132~136, 2004.
- [6] M. Michihira, Latest Developments on Converter Technology and Their Trends, Proceedings of Kansai Section IEE- Japan, No. S1-05, p.5, 2004.

- [7] T. Nishida, Y. Ishigami, E. Hiraki, Phase Shifted PWM DC-DC Power Converter with a Single Active Auxiliary Resonant Snubber, Proceedings of Kansai Section IEE- Japan, No. 180507, pp.184, 2004.
- [8] J.G.Cho, J.A.Sabate, G.Hua, and F.C.Lee, Zero Voltage and Zero Current Switching Full Bridge PWM Converter for High Power Applications, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.11, No.4, pp.622~628, July, 1996.
- [8] J.G.Cho, C.Y.Jeong and F.C.Lee, Zero Voltage and Zero Current Switching Full Bridge PWM Converter Using Secondary Active Clamp, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.11, No.4, pp.601~607, July, 1996.

### ◇ 저자소개 ◇

#### 권순걸 (權純杰)

1951년 10월 19일생. 1973년 영남대 전기공학과 졸업. 1980년 부산대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1990년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 경남대 전기공학과 교수.

#### 문상필 (文相弼)

1975년 2월 9일생. 1997년 부경대 전기공학과 졸업. 1999년 경남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2003년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사).