

도전손실을 저감한 용접기용 전원장치

°라병훈, 구현희, 조기연, 서기영, 이현우
경남대학교, 한국전기연구소

A Power Supply for Welding machine of Reducing Conduction Losses

°B.H. Ra, H.H. Koo, K.Y. Joe, K.Y. Suh, H.W. Lee
Kyung Nam Univ., KERI

Abstract - This paper proposes a power supply for welding machine of reducing conduction losses. To improve the conventional Phased-Shift FB DC-DC converter's problems that the copper loss in the high frequency transformer and conduction losses in the 1st terms bridge switch device because the leakage energy in the high frequency transformer and inducing of circulating current.

This paper suggested a new topology of FB PWM DC-DC converter for welding machine to minimize a circulating current.

1. 서 론

현재 국내에서 생산되고 있는 종래 방식의 용접기는 선진국의 인버터 제어방식의 용접기에 비해 용접작업이 비능률적인 물론 용접부의 균일성과 신뢰성의 측면에서 성능이 떨어지므로 국내 용접기 사용업체의 생산성 향상과 제품수준의 향상에 대한 욕구에 부응하지 못하고 있다. 따라서, 일부 제조업체에서는 고가의 외국산 용접기를 수입하여 사용하기도 하지만, 대다수의 중소기업에서는 국내에서 제작하여 저렴하게 공급되는 고품질의 용접기에 대한 기대가 급증하고 있다.

이러한 기대와 욕구 속에서 용접기 기술의 중요성을 인식하고 일부 연구소와 제조업체에서는 용접기의 구조설계, 전원장치, 제어장치의 개발, 용접현상의 분석 등에 관한 연구를 추진하고 있으며, 그 중 용접기의 핵심이라고 할 수 있는 전원장치에 관한 연구에서는 최근 산업기기를 비롯하여 전력기기, 전자정보기기, 가전기기 등 다양하고 특정 응용분야에 도입되어 있는 고주파 스위칭 PWM 전력변환장치의 고성능화, 고효율화, 저전자 노이즈화를 위하여 부분공진 모드 반도체 전력변환회로의 토포로지와 그 특성 평가, 독자적인 제어방식에 관한 연구개발이 활발히 진행되고 있다

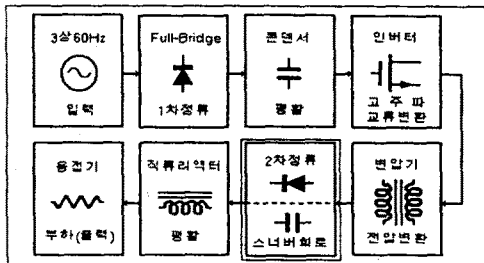


그림 1. Block-Diagram of Power Supply for Welding machine

2. 본 론

2.1 용접기용 전원장치

모든 공진형 소프트 스위칭의 방식에는 종류에 따라서 여러 가지 장단점을 가지고 있다 그림 1과 그림 2는 용접기용 전원장치

의 구성도와 이에 따른 컨버터로 가장 많이 사용되고 있는 Full-Bridge DC-DC 컨버터를 나타내었다. 본 컨버터의 기본적인 동작은 상용 주파수의 3상 교류 입력을 정류, 평활한 후 IGBT 인버터에 의해 20kHz의 고주파 교류로 변환하면서 출력제어를 한다.

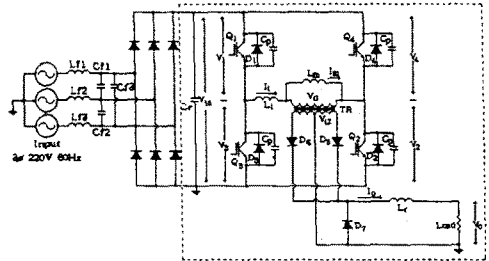
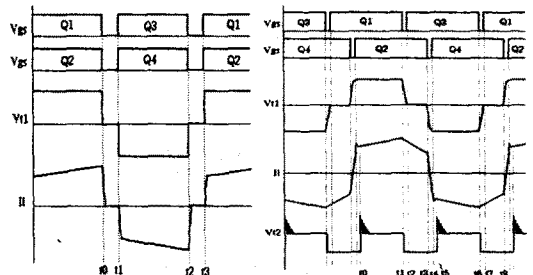


그림 2. FB DC-DC Converter of Power Supply for Welding machine

용접기의 고속 출력제어를 가능하게 하는 인버터부는 변압기의 이용률이 우수하고 출력주파수가 동작주파수의 2배로 되기 때문에 출력전류의 리플주파수를 높게하는 것이 가능하고, 대용량에 적합한 Full-Bridge 방식을 사용하였으며, 2차 정류기는 저압 대전류가 되므로 전체적인 효율 향상을 위하여 Center Tap 방식으로 하였다.

이러한 기존의 Hard Switching FB DC-DC 컨버터에 있어서 각 암 대각선 스위치 (Q_1 과 Q_2 또는 Q_3 과 Q_4)가 그림 3(a)에 나타낸 것처럼 동시에 각각 Turn-on과 Turn-off하면서 입력을 출력으로 전달한다. 한 주기의 Freewheeling 부분을 이루기 위하여 4개의 스위치 모두가 Turn-off되고 부하전류는 출력 정류 다이오드를 통해 Freewheeling한다. 이 동작에 따른 문제는 4개의 스위치 모두가 Turn-off되기 때문에 고주파 변압기 누설 인덕턴스에 축적된 에너지가 IGBT기생 캐패시턴스(C_0)와 함께 심각한 기생진동을 일으킨다. 이러한 기생진동을 최소화 하기 위하여 Phase-Shifted ZVC FB DC-DC 컨버터가 최근 많이 적용, 보급되고 있다.



(a) Hard Switching (b) Phased-Shift Switching

그림 3. Partial Waveform on FB DC-DC Converter

2.2 Phased-Shift FB DC-DC Converter

영전압 Phase Shifted FB DC-DC 컨버터는 그림 3(b)에 나타난 바와 같이 안정한 영전압 스위칭 동작영역을 확보하기 위하여 Q_2 와 Q_4 에 대한 게이트 신호가 Q_1 과 Q_3 에 대하여 Phase Shift되게 제어함으로써, 2차측 전압이 영(0)인 시간간격 동안 1차측 스위치 중 하나가 항상 On되게 제어한다. 이는 고주파 변압기(TR)의 누설인덕턴스(L_s)와 스위칭 소자의 기생출력 캐패시턴스(C_p)와의 기생진동문제를 해결할 수 있도록 누설 인덕턴스(L_s)에 따른 전류를 순환시키기 위한 저 임피던스 경로를 제공시켜준다.

예를 들어 그림 3(b)의 t_1 시점에서 스위치 Q_1 이 Open 되었을 때 전류(누설전류)는 같은 Leg에 있는 스위치 Q_3 의 역병렬 다이오드가 도전하기 시작할 때까지 스위치 Q_3 의 기생 캐패시턴스 C_p 를 충전하면서 전류(暫流)한다. 즉, Q_3 의 역병렬 다이오드가 도전했을 때 Q_3 는 영전압 스위칭 조건에서 Turn-on 될 수 있다.

따라서, 영전압 스위칭은 단지 누설 인덕턴스 L_s 에 축적된 에너지가 스위칭 소자의 기생출력 캐패시턴스 C_p 와 고주파 변압기에 존재하는 기생 캐패시턴스 C_m 에 충전된 에너지보다 크거나 같다면 모든 스위치에 대하여 영전압 스위칭을 이룰 수 있다. 이에 대하여 수식으로 나타내면 다음과 같다.

$$E = \frac{1}{2} L_s I^2 \geq \frac{4}{3} C_p V_{in}^2 + \frac{1}{2} C_m V_{in}^2 \quad (1)$$

결과적으로 안정한 영전압 스위칭 동작영역을 확보하기 위하여 DC-DC 컨버터의 고주파 변압기 누설 인덕턴스(L_s)를 증가 시키거나 또는 고주파 변압기(TR)와 직렬로 인덕터를 삽입하는 방법을 주로 사용하였다. 이러한 누설 인덕턴스(L_s)의 증가 및 인덕터의 삽입은 유효 듀티 사이클(Duty Cycle)을 감소시킴으로서 고주파 변압기(TR)의 2차측 전압 이용률이 낮아져 원하는 출력전압이 저하된다. 특히 그림 3(b)에 도시한 바와 같이 고주파 변압기(TR)의 1차측 전류파형 (I_1)으로부터 알 수 있는 것처럼 기존의 ZVS FB DC-DC 컨버터는 일반적인 PWM컨버터와 비교할 때 보다 큰 도전손실을 발생시키는 연속적인 순환전류가 t_2-t_3 와 t_7-t_8 기간동안 존재한다. 이 기간동안은 고주파 변압기와 1차측 스위칭소자, 출력측 정류부의 다이오드가 포함된 Free-wheeling 상태에 있으므로 순환전류에 의한 도전손실이 발생된다. 그러므로, 고주파 변압기 누설인덕턴스(L_s)의 적절한 값은 ZVS FB DC-DC 컨버터의 설계시에 중요하고, 영전압 스위칭을 이루기 위해서 보다 큰 고주파 변압기 누설 인덕턴스의 증가는 고주파 변압기 2차측에 대하여 상대적으로 적은 유효 듀티 사이클을 나타내므로 입력전압의 제어범위와 넓은 부하범위에 응답하기 위해서는 고주파 변압기의 2차측 전압을 높여주기 위한 적은 턴 수비를 갖는 고주파 변압기를 필요로 한다.

이에 따른 영향은 첫째, 고주파 변압기의 누설에너지와 1차측으로 반영된 부하전류($nL_s I_{L1}$)에 따른 순환전류의 증가로 고주파 변압기 동손 및 1차측 브리지 스위치(Q_1, Q_2, Q_3, Q_4)의 도전손실 증가와, 둘째, 2차측 변압기의 권수를 증가 시킴에 따라 출력측 정류부의 전압 스트레스가 증가함으로써 출력 정류 다이오드 역회복 특성에 따른 손실 증가와 스위칭 소자의 파괴 및 선정에 어려움이 있다.

2.3 용접전류의 제어

펄스 MAG 용접은 비교적 세경(0.8~1.6mm)의 전극 와이어를 이용하여 Ar-CO₂(5~20%) 혼합 Gas 중에서 모재(피용접물)와 와이어 사이에서 아크를 발생시키는 용접법이다.

그림 5에 표시하는 것 같이 사용하는 Wire 재질, Wire 경에 의해 전해지는 임계전류(I_c) 보다 높은 peak치의 Pulse 전류를 적당히 반복 동기시켜, 와이어 선단에 형성된 용적(용접전원의 선단에서 모재로 이행하는 용융속)을 펄스전류에 동기해서 강제적으로 이탈하여, 스프레이상으로 용융지에 이행시킨다. 다음 펄스 전류가 인가 될 때까지는 전류를 저장한 Base 전류로서 아크의 유지를 도모한다. 이렇게 1펄스1용적의 원활한 이행을 여러 가지 용접조건에 있어서 실현하기 위해서는 용접전류 파형의 각 Parameter를 용접조건 마다 최적화 할 필요가 있다.

따라서 그림 5에서 용접전류 Parameter를 와이어 재질이나

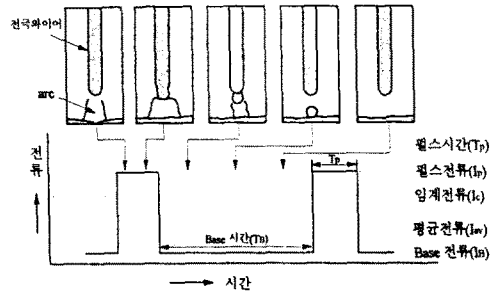


그림 5. Waveform of Welding Pulse

wire 경에 따라서 적절한 값으로 설정하는 것이 중요하다. 또한 적절한 아크장을 얻기 위해, 용접전류 즉 wire 송급속도에 따라서 펄스 주파수 f 를 증감시켜야 할 필요가 있다. 각 parameter 의 관계는 아래식으로 나타낼 수 있다.

$$I_{av} = f \cdot T_p (I_p - I_B) + I_B \quad (2)$$

2.3 제안하는 Phased-Shift ZVS FB DC-DC Converter

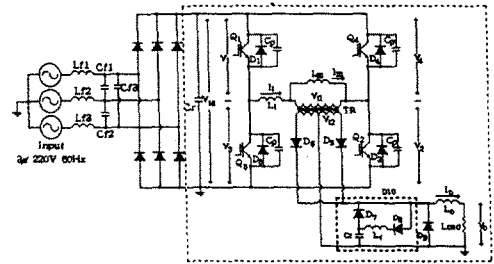


그림 6. Proposed Phase-Shift FB DC-DC Converter of Reducing Conduction Loss Type

본 논문에서 제안하는 주회로 Topology는 상기와 같은 문제를 해결하기 위하여 연구된 것으로 기존의 영전압 스위칭 Phased Shifted Full Bridge DC-DC 컨버터에서 그림 6에 보이듯이 2차측 회생모드를 갖는 갖는 새로운 도전 손실 저감형 Phased Shift FB DC/DC 컨버터 회로를 나타내고 있다.

제안된 회로의 기존 구조는 기존의 FB DC/DC 컨버터와 동일하며 변압기 2차측에 Fast Recovery 다이오드 D7, D8, 공진용 캐패시터 Cr, 및 공진용 인덕터 Lr 으로 구성된 회생스너버 회로를 추가하였다.

이 회로는 6가지 모드로 나누어 해석 할 수 있다. 각 소자는 50% Duty를 가지고 교번적으로 ON, OFF동작되고 Phase Shift동작에 따라 컨버터의 제어 Duty Cycle(D)가 결정된다.

회로의 용이한 정상상태 해석을 위하여 모든 스위칭 소자는 이상적이라고 하고 출력 평활용 인덕터는 매우 커서 출력 전류는 일정하고 가정하면 그림 7의 동작 파형 및 그림 8의 회로 동작 모드에 기초하여 각 모드별 동작 설명은 다음과 같다.

■ 모드 0. : Q_1 과 Q_2 를 통하여 2차측에 전력을 공급하는 파워링 모드이다. 2차측의 전류가 상승하면서 V_{L2} 가 증가하고 C_r 의 전압이 충전된다. 전류의 Overshoot를 방지하기 위한 L_r 에 의해 충전 속도는 느려지나, 스너버 회로의 동작에서 충전속도는 큰 문제가 되지 않는다. 여기서 C_r 의 전압상승은 다음 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_{Cr} = \frac{1}{C_r} \int i_{Cr} dt \quad (3)$$

■ 모드 1. : V_{C_r} 이 V_{L_2} 만큼 상승하지 못하기 때문에 D_7 에는 계속 역바이어스가 인가되고, 파워링 구간동안 V_{C_r} 은 방전하지 못한다. V_r 이 최대로 상승할 수 있는 전압은 $V_{L_2}-V_0$ 이며 C_r 의 값은 다음의 식에 의하여 정해진다.

$$C_r = \frac{1 + \sqrt{1 + \omega_s^2 \cdot L_r \cdot t_{pw}}}{2 \cdot \omega_s^2 \cdot L_r} \quad (4)$$

여기서,

$$\omega_s = 2 \cdot \pi \cdot f_s$$

t_{pw} = 최대 파워링 시간이다

■ 모드 2. : Q_1 이 턴-오프 되어 상·하단의 C_0 가 충·방전한다. 이때, 스위치 Q_1 의 전압은 식(4)와 같이 증가한다.

$$V_{Q1}(t) = \frac{n \cdot I_0}{C_p} \cdot t \quad (5)$$

하단의 C_0 가 완전히 방전한 다음 D_3 가 도통하면 이 모드는 끝난다. D_3 가 도통하는 동안 Q_3 는 영전압 상태에서 턴-온을 하게 된다.

■ 모드 3. : 전류가 Q_2 , D_3 를 통해 순환하여 V_{L_1} 이 영(0)으로 되고, V_{L_2} 와 V_{C_r} 의 크기가 같아지는 시점에서 C_r 이 방전을 시작한다. C_r 의 전압은 V_{L_2} 와 같고, 정류 다이오드에 역바이어스를 인가하는 효과를 얻게 된다. 따라서, 1차측 전류가 영(0)으로 되고, 2차측 정류 다이오드를 통하는 전류 또한 영(0)이 되면, 부하 전류는 모두 C_r 을 통해 흐르게 되고, C_r 은 일정하게 방전하게 된다. C_r 의 방전 에너지는 모두 부하측으로 전달 된다.

■ 모드 4. : C_r 이 모두 방전하고 나면 V_{L_2} 가 영(0)으로 유지되고, 환류 다이오드에 걸리는 전압이 영이 되므로 환류 다이오드 D_3 를 통해 부하 전류는 2차측을 순환하게 되고, 이때 변압기 1차측의 스위치와 다이오드 그리고 변압기 2차측을 지나는 전류는 계속 영으로 유지된다.

■ 모드 5. : Q_2 를 턴-오프하면서 이 모드가 시작된다. 1차측을 순환하는 전류는 이미 영(0)으로 되어 있으므로 Q_2 는 영전류 스위칭을 하게 되고 다음 모드에서는 S_4 가 턴-온할 때 이때에도 영전류 턴-온이 되고, 전류 I_{T1} 의 상승은 다음과 같다.

$$I_A(t) = \frac{V_{in}}{L_1} \cdot t \quad (6)$$

S_4 와 S_3 를 통하여 전류 I_{L1} 이 상승해 가면서 2차측으로 전력을 공급하는 모드 0에서부터와 같은 동작을 반복하게 된다.

고주파 변압기의 1차전류(I_{T1})와 2차전류(I_{T2})는 Zero 되고, 단지 매우 적은 자화전류 이 Freewheeling 구간동안 순환된다. 그러므로 고주파 변압기와 스위칭소자에 대한 RMS전류 스트레스는 매우 감소된다. 그러므로 영전압과 영전류 스위칭동작을 확보함으로써 DC-DC컨버터 1차측 주회로에 고주파 변압기 누설 인덕턴스 증가 및 추가적인 직렬인덕터 삽입없이 안정된 소프트 스위칭동작영역이 확보되며 특히, 출력측 인덕터 전류의 순환전류 경로가 차단되어 DC-DC컨버터 1차측 주회로 스위칭소자와 고주파 변압기의 도통손실이 크게 줄어들며, 고주파 2차측 정류부도 소프트 스위칭되고, 스위칭 손실흡수분을 부하로 회생할수 있는 특징을 갖는다.

3. 결 론

본 논문에서 제안한 에너지 회생모드에 의한 도전손실 저감형 고주파 소프트 스위칭 FB DC-DC컨버터는 순환전류 저감에 의해 1차측 Bridge 주 스위칭 소자 및 정류부, 고주파 변압기의 도전 손실저감되었고 1차측 Bridge 주 스위칭 소자의 소프트 스위

칭을 이룰수 있으며, 파워링시 Energy Recovery Snubber의 저 임피던스 경로 제공에 따른 2차측 정류다이오드와 Free-wheeling 다이오드의 역회복 손실과 EMI가 저감 될 수 있다. 또한, Active Switch를 적용하지 않고 수동소자 및 다이오드에 의해 Snubber 회로를 구성하여 회로적용상 용이하며, 도전손실이 저감 되어 스위칭에 의한 효율이 향상을 기대할 수 있다.

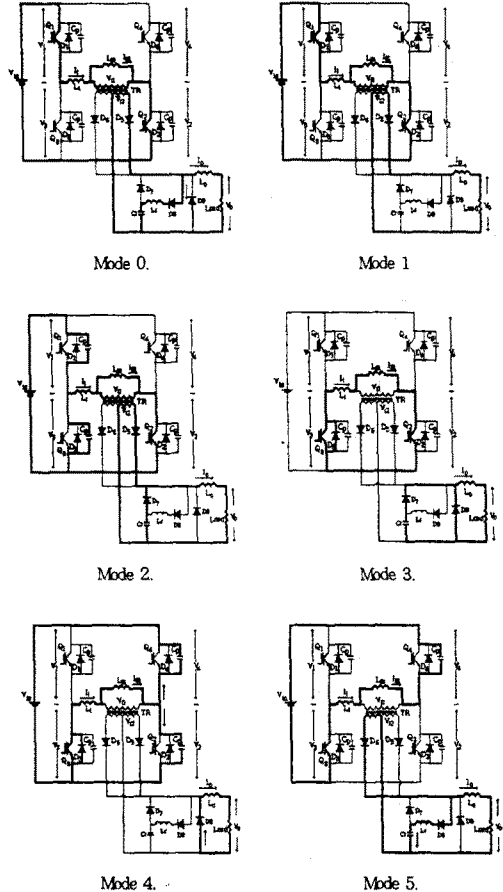


그림 8. Operating Mode of Proposed Converter

본 논문은 '97 공업기반기술개발사업(한국전기 연구소 위탁사업)으로 연구되었음.

[참 고 문 헌]

- [1] G.E/Cook and Hussam El-Dean E.H. Eassa, "The effect of high-frequency pulsing of a welding arc", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. IA-21, No 5, pp1924-1299, Sept./Oct. 1985
- [2] Richard Farrington, Milan M. Jovanovic, F.C Lee, "Analysis of Reactive Power in Resonant Converter", PESC 92'Vol.1, pp.197-205, 1992
- [3] G.C. Hsieh, C.M. Wang, "One-Cycle Controlled Half-Bridge Series-Resonant DC to AC Inverter with Reduced Conduction Loss", IECON '97 pp.786-791, 1997
- [4] Nasser H. Kutkut, Glen Luckjiff, "Current Mode Control of a Full Bridge DC-to-DC Converter with a Two Inductor Rectifier, IEEE Trans. on Power Electronics, pp.203-209, 1997