

박관 고속 용접전원의 도전손실 저감에 관한 연구

°배종문, 김준홍
부산 정보 대학

A Study on Reducing Conduction Losses for High Speed Welding of Thin Plates

°Jong-Moon Bae, Joon-Hong Kim
Pusan Information Technical College

Abstract - We are in transitional period of welding technique, which has changed from the stage of quantity and quality to the stage of future technique, imported and introduced from many advanced countries. Therefore, many researches and studies for development on high speeding and making welding machines with high effectiveness has been doing vigorously.

In this dissertation, I have studied on a pulsed MAG welding machine, with which welding of thin plates may perform high speeding and effecting.

First, I produced a phase shifted full bridge DC-DC convert, which is the type of reduced conduction loss and the power supply for welding machine. And then, I found out an output waveform control algorithm about one pulsed one droplet and short waveform control for thin plates with high speed by deriving the circuit model utilizing the circuit averaged method for full bridge converter.

1. 서 론

최근 용접공정의 자동화와 로봇화가 강력하게 추진되고 있으며, 용접전원에 대한 용접품질과 작업성의 향상이 한층 강력하게 요구되고 있다. 또한, 제조라인의 생산성을 향상시키는 경우, 용접공정상 병목이 되는 경우가 많으므로 용접의 고속·고성능화는 극히 중요하다.^{[1]-[5]}

박관 용접의 고성능화를 위해서는 용접의 작업성이 우수할 것, 용락이 방지될 수 있을 것, 스파터가 소립자로서 적게 발생할 것, 저전압에서 아크 안정성이 우수할 것 등의 사항이 요구되고, 대전류 고속 용접 시에도 용접 품질의 안정, 비드(bead) 외관의 우수성, 아크 안정성, 스파터 억제 등의 특성이 요구되고 있다. 박관의 고속 용접에 있어서 용락의 발생과 다량의 스파터 발생 등으로 박관은 두께에 따라 용접 속도의 한계가 제한된다. 펄스 MAG용접법은 펄스전류가 인가될 때 강력한 전자핀치력이 용적에 작용하는 것을 이용해서 안정한 소용적의 이행을 펄스전류에 동기시킨 용접법이다. 펄스 MAG용접은 CO₂용접이나 MAG용접에 비해 스파터를 한층 더 감소시킬 수 있다. 그러나 박관 용접에서는 아크력이 강하고 용입도 깊게 되므로 용락과 언더컷트를 발생시키기 쉬운 경향이 있다. 이것을 방지하기 위하여 아크 길이가 짧은 용접 조건을 이용하면 단락이 발생하여 스파터가 증가한다. 동일한 와이어 송급 속도로 동일한 전압에 있어서 펄스 MAG용접이 다른 용접법에 비해서 용입이 깊고 비드 폭이 넓다. 그 이유는 펄스전류에 의한 아크압력이 강하여 아크의 폭이 크게 되기 때문이지만 이 특성이 박관 고속 용접에서는 불리하게 작용하고 용락과 언더컷트의 원인으로 된다. 또한, 박관 용접에서 생산성을 향상시키기 위해서는 고속 용접을 해야 하는데 박관에서는 모재의 두께가 얇아서 용접 작업시 용락의 우려가 매우 심각하고 과대한 아크력으로 인하여 언더컷이나 험핑비드(Humping bead)

의 위험이 있는 것이다.^{[6]-[8]}

따라서, 박관의 고속 용접을 위해서는 전류의 증가는 불가피하다고 할 수 있으나 전압의 증가는 최대한 억제하여 아크 길이를 짧게 하는 것이 중요한 기술이다. 이와같이 아크 길이를 짧게 하였을 때는 단락이 자주 발생하기 때문에 이 단락으로 인한 스파터 즉, 아크 재접호 스파터를 최소화하기 위한 제어기술이 충분히 연구·개발되어야 한다. 이러한 고속 용접시의 스파터 저감에 대해서 용접와이어와 차폐가스 등의 용접재료의 개선에 의한 방법과 용접전원의 출력 파형제어에 의한 방법이 있다.

본 논문에서는 주 회로는 출력의 신속한 응답과 정밀한 용접전류 파형제어를 위하여 위상전이 영전압 스위칭 폴브리지 컨버터를 이용하여 손실저감과 고속으로 안정한 출력제어가 가능하게 하였다.^{[9]-[12]}

2. 펄스 MAG 용접전원의 원리

펄스 MAG용접은 직경 0.8 ~ 1.6[mm] 정도의 전극와이어를 이용하여 아르곤가스와 탄산가스의 혼합가스(Ar-CO₂(5 ~ 20[%])) 중에서 모재(피용접물)와 와이어 사이에서 아크를 발생시키는 용접법이다. 사용하는 와이어의 재질과 와이어의 직경에 의해 정해지는 스프레이행이 생기는 최소전류인 임계전류(I_c) 보다 높은 피크치의 펄스전류(I_p)를 적당히 반복 동기시켜 와이어 선단에 형성된 용적을 용접전원의 선단에서 모재로 이행하는 용융속을 펄스전류에 동기해서 강제적으로 이탈시켜 스프레이(Spray)형태로 용융지에 이행시킨다. 다음 펄스전류가 인가될 때까지는 전류를 저감한 베이스전류(I_b)로서 아크를 유지한다. 펄스 MAG용접에서는 통상의 CO₂ 혹은 MAG용접과는 달리 스파터 발생 원인이 되는 용적에 의한 단락이 원리적으로 수반되지 않기 때문에 스파터의 발생을 줄이는 것이 가능하다.

그러나 용접전류의 제어변수를 와이어의 재질이나 직경에 따라서 적절한 값으로 설정하는 것이 중요하다. 또한, 적절한 아크 길이를 얻기 위해 용접전류 즉, 와이어의 송급 속도에 동기해서 펄스주파수를 증감시켜야 할 필요가 있다. 각 파라미터의 관계는 식(1)로 나타낼 수 있다.

$$I_{av} = f \cdot T_p(I_p - I_b) + I_b \quad (1)$$

그림 2.1은 펄스 MAG용접을 할 때에 전류의 파형과 와이어 선단에 형성되어 이행하는 용적의 모양을 도식적으로 나타낸 것이다. 즉, 펄스전류가 흐르는 펄스기간 동안에 와이어 끝에 맺힌 용적은 펄스기간 종료 부근이나 베이스전류가 흐르기 시작하는 시점에서 떨어져서 이행하게 된다. 이어서 베이스전류 기간(T_b)동안 작은 전류가 흐르면서 아크가 유지되다가 다시 펄스전류가 흐르면 용적이 맺혀서 이행하게 된다. 결국 펄스파형 하나에 하나의 용적이 이행하게 되어 1펄스 1용적 이행이 얻어진다. 따라서 평균전류가 높게 되어 단위시간당에 와이어가 많이 용융하면 펄스주파수를 높게 하여 많은 수의 용

적이 이행하도록 한다. 표 1에서와 같이 펄스전류와 펄스시간이 적정해야 1펄스 1용적이 이행되어 양호한 용접상태가 된다.

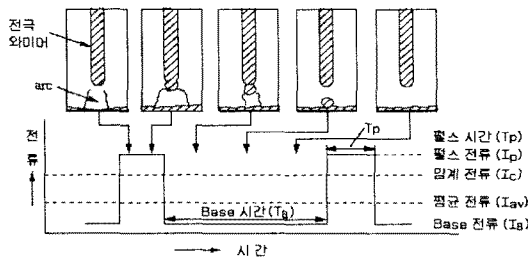


그림 2.1 펄스 MAG용접의 전류파형과 용적이행
Fig. 2.1 Current waveform and Droplet transfer of Pulse MAG Welding

표 1. 펄스 MAG용접의 펄스조건과 이행 상태

Table 1. Pulse clause and transfer condition of Pulse MAG Welding

펄스 조건		이행 상태		
펄스 전류	펄스 시간	용적이행	용접상태	원인
높다	길다	1펄스 다용적	언더컷	아크 질어짐
적정	적정	1펄스 1용적이행	용접양호	
낮다	짧다	1펄스 이상에서 1용적이행	스퍼터 다량 발생	단락, 낙하이행

3. 펄스 MAG용접기용 전원장치

3.1. 위상전이 풀브리지 컨버터

위상전이 풀브리지 방식은 그림 3.1에 나타난 것과 같이 안정한 영전압 스위칭 동작영역을 확보하기 위하여 스위치 S_2 와 S_4 에 대한 게이트신호가 스위치 S_1 과 S_3 에 대하여 위상전이가 되게 함으로써 2차측 전압이 영(Zero)인 시간간격 동안 1차측 스위치 중 하나가 항상 온되게 제어한다. 이는 고주파변압기의 누설인덕턴스 L_1 과 스위칭 소자의 기생접합 커패시턴스와 $C_1 \sim C_4$ 의 기생진동 문제를 해결할 수 있도록 누설인덕턴스 L_1 에 따른 전류를 순환시키기 위한 저 임피던스 경로를 제공시켜 준다. 누설인덕턴스 L_1 에 저장된 에너지는 스위치의 기생접합 커패시턴스 $C_1 \sim C_4$ 내에 저장된 에너지를 방전시키는데 사용되며 이는 1차측 스위치들이 영전압 스위칭 동작을 하도록 한다. 하지만, 위에서 설명한 위상전이 풀브리지 컨버터의 동작에서 그림 3.2의 t_1 시점에서 스위치 S_1 이 개방되었을 때 전류(누설 전류)는 같은 랙(Leg)에 있는 스위치 S_3 의 내부 다이오드 D_{13} 가 도전하기 시작할 때까지 스위치 S_1 의 기생접합 커패시턴스 C_1 을 충전하면서 흐른다. 즉, 스위치 S_1 의 내부 다이오드가 도전했을 때 스위치 S_3 는 영전압 스위칭 조건에서 턴온될 수 있다. 따라서, 영전압 스위칭은 단지 누설인덕턴스 L_1 에 축적된 에너지가 주 스

위칭 소자의 기생접합 커패시턴스 $C_p(C_1 \sim C_4)$ 와 고주파변압기에 존재하는 접합 커패시턴스 C_{pt} 에 축적된

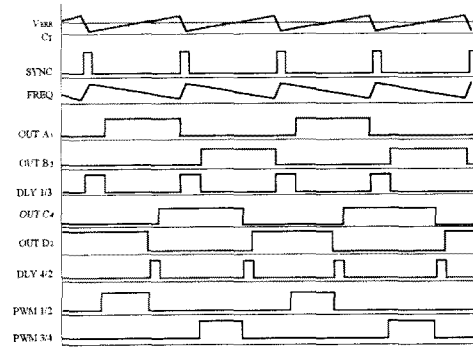


그림 3.1 위상전이 제어방식의 동작파형
Fig. 3.1 Operation waveform of Phase shift control method

에너지보다 크거나 같다면 모든 스위치에 대하여 영전압 스위칭을 이룰 수 있다. 이러한 관계를 식으로 나타내면 식(2)과 같다.

$$E = \frac{1}{2} L_1 I_1^2 \geq \frac{4}{3} C_p V_i^2 + \frac{1}{2} C_{pt} V_i^2 \quad (2)$$

결과적으로 안정한 영전압 스위칭 동작영역을 확보하기 위해서는 위상전이 풀브리지 컨버터의 고주파변압기 누설인덕턴스 L_1 을 증가시키거나 또는 고주파변압기와 직렬로 인덕터를 추가로 삽입하는 방법을 주로 사용한다. 이러한 누설인덕턴스의 증가 및 인덕터의 삽입은 유효시비율을 감소시킴으로서 고주파변압기 2차측 전압 이용률이 낮아지게 하여 원하는 출력전압이 저하되는 현상이 나타난다. 특히, 그림 3.2에 도시한 바와 같이 고주파변압기의 1차측 전류파형 I_1 으로부터 알 수 있는 것처럼 위상전이 풀브리지 컨버터는 일반적인 PWM 컨버터와 비교할 때, 보다 큰 도전손실을 발생시키는 연속적인 순환전류가 $t_1 \sim t_2$ 와 $t_6 \sim t_7$ 기간 동안 존재한다

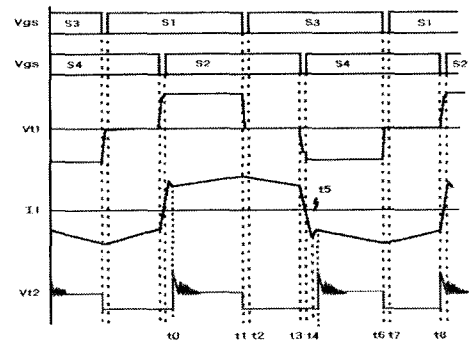


그림 3.2 위상전이 풀브리지 컨버터의 동작파형

Fig. 3.2 Operation Waveforms of phase shift FB converter

다. 이 기간 동안은 고주파변압기와 1차측 스위치와 2차측 정류부의 다이오드가 포함된 환류상태에 있으므로 순환전류에 의한 도전손실이 발생된다. 그러므로 고주파변압기 누설인덕턴스 L_1 의 적절한 값은 위상전이 풀브리지 컨버터의 설계시에 중요한 요소로 작용되며 영전압 스위칭을 이루기 위해서 보다 큰 고주파변압기 누설인덕턴스의 증가는 고주파변압기 2차측에 대하여 상대적으로 적은 유효시비율을 나타내므로 입력전압의 제어범위는

용접기와 같은 넓은 부하범위에 응답하기 위해서는 고주파변압기의 2차측 전압을 높혀 주기 위한 작은 턴수비를 갖는 고주파변압기를 필요로 하게 한다.

이에 따른 영향은 고주파변압기의 누설에너지와 1차측으로 반영된 부하전류($nI_o = I_{t1}$)에 따른 연속 순환전류의 증가로 고주파변압기의 동손 및 1차측 브리지 스위치의 도전손실 증가와 2차측 변압기의 권수를 증가시킴에 따라 출력측 정류부의 전압 스트레스가 증가됨으로써 2차측 정류 다이오드 역회복 특성에 따른 손실증가와 스위칭 소자의 파괴 및 선정에 어려움이 있다.

3.2. 손실저감형 ZV·ZCS 풀브리지 컨버터

본 논문에서 제안하는 토폴로지는 앞에서 설명한 문제점들을 해결하기 위한 것으로 그림 3.3에 나타난 것과 같이 기존의 위상전이 풀브리지 컨버터의 고주파변압기 2차측에 고속 역회복 다이오드(Fast reverse recovery diode)와 공진용 커패시터 및 공진용 인덕터로 구성된 에너지 회생형 스너버회로를 부가한 것으로 새로운 손실저감형 위상전이 풀브리지 컨버터이다.

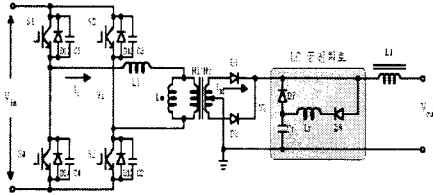


그림 3.3 손실저감형 컨버터의 주 회로
Fig. 3.3 Main circuit of reducing losses type converter

3.2.1. 동작모드 해석

본 회로는 6단계의 모드로 나누어 해석할 수 있다. 회로의 용이한 정상상태 해석을 위하여 모든 스위칭 소자는 이상적이라 가정하고 출력 평활용 인덕터는 매우 커서 출력전류는 일정하다고 가정하면 각 모드별 동작은 다음과 같다.

3.2.1.1 모드 0 ($t_0 \sim t_1$)

스위치 S_1 과 S_2 를 통하여 고주파변압기 2차측으로 전력을 공급하는 파워링모드(Powering mode)이다. 2차측의 전류가 증가하면서 2차측 전압 V_{t2} 가 증가하고 공진용 커패시터 C_r 의 전압이 충전된다. 공진용 인덕터 L_r 은 전류의 오버슈트(Over shoot)를 방지하기 위한 것이다. 여기서 공진용 커패시터 C_r 의 전압상승은 식(3)와 같이 나타낼 수 있다.

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

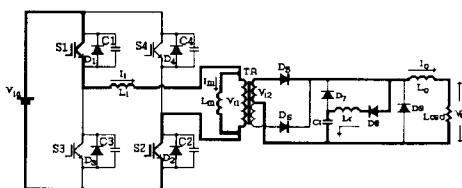


그림 3.4 모드 0 ($t_0 \sim t_1$)
Fig. 3.4 Mode 0 ($t_0 \sim t_1$)

3.2.1.2 모드 1 ($t_1 \sim t_2$)

공진용 커패시터 전압 V_{cr} 이 고주파변압기 2차측 전압 V_{t2} 만큼 상승하지 못하기 때문에 다이오드 D_7 에는 계속 역바이어스가 인가되고, 파워링 구간동안 공진용 커패시터 전압 V_{cr} 은 방전하지 못한다. 공진용 커패시터 전압 V_{cr} 이 최대로 상승할 수 있는 전압은 2차측 전압과 출력전압의 차($V_{t2} - V_0$) 이며 공진용 커패시터 C_r 의 값은 식(4)에 의하여 정해진다.

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

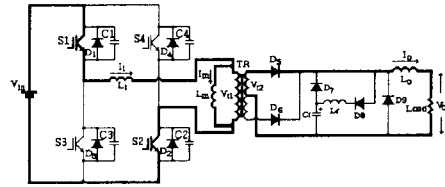


그림 3.5 모드 1 ($t_1 \sim t_2$)
Fig. 3.5 Mode 1 ($t_1 \sim t_2$)

3.2.1.3 모드 2 ($t_2 \sim t_3$)

주 스위치 S_1 이 턴오프 되어 상·하단의 기생접합 커패시터 $C_1 \cdot C_3$ 가 충전·방전한다. 이때 스위치 S_1 의 전압은 식(5)과 같이 증가한다.

$$V_{S1}(t) = \frac{n \cdot I_o}{C_p} \cdot t \quad (5)$$

스위치 S_3 의 기생접합 커패시터 C_3 가 완전히 방전한 다음 내부 다이오드 D_3 가 도통하면 이 모드는 끝난다. 다이오드 D_3 가 도통하는 동안 스위치 S_3 는 영전압 상태에서 턴온하게 된다.

전류가 스위치 S_2 와 스위치 S_3 의 내부 다이오드 D_3 를 통해 순환하여 고주파변압기 1차측 전압 V_{t1} 이 영(Zero)으로 되고, 2차측 전압 V_{t2} 와 공진용 커패시터 전압 V_{cr} 의 크기가 같아지는 시점에서 공진용 커패시터 C_r 이 방전을 시작한다. 공진용 커패시터 C_r 의 전압은 고주파변압기 2차측 전압 V_{t2} 와 같고, 2차측 정류용 다이오드 D_5 에 역바이어스를 인가하는 효과를 얻게 된다.

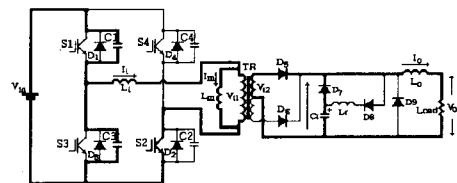


그림 3.6 모드 2 ($t_2 \sim t_3$)
Fig. 3.6 Mode 2 ($t_2 \sim t_3$)

3.2.1.4 모드 3 ($t_3 \sim t_4$)

따라서 고주파변압기 1차측 전류가 영(Zero)으로 되고, 2

차측 정류용 다이오드 D_5 를 통하는 전류 또한 영(Zero)이 되면, 부하전류는 모두 공진용 콘덴서 C_r 을 통해 흐르게 되고, 공진용 콘덴서 C_r 의 에너지는 일정하게 모두 부하측으로 전달된다. 이 모드에서 알 수 있듯이 고주파변압기 2차측 정류부 다이오드 D_5 에 역바이어스 인가효과를 통해 연속되는 순환전류의 고주파변압기 2차측으로의 반영을 차단함으로써 순환전류에 의한 도전손실은 저감할 수 있다.

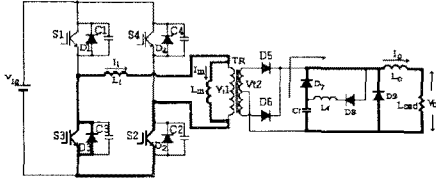


그림 3.7 모드 3 ($t_3 \sim t_4$)
Fig 3.7 Mode 3 ($t_3 \sim t_4$)

3.2.15 모드 4 ($t_4 \sim t_5$)

공진용 커패시터 C_r 이 모두 방전하고 나면 고주파변압기 2차측 전압 V_{t2} 가 영(Zero)으로 유지되고, 정류용 다이오드 D_9 에 걸리는 전압이 영(Zero)이 되므로 환류 다이오드 D_9 을 통해 부하전류는 순환하게 된다. 이때 고주파변압기 1차측의 스위치 S_2 와 다이오드 D_2 , 그리고 고주파변압기 2차측을 지나는 전류는 계속 영(Zero)으로 유지된다.

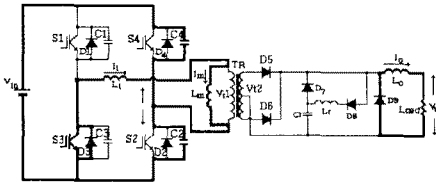


그림 3.8 모드 4 ($t_4 \sim t_5$)
Fig 3.8 Mode 4 ($t_4 \sim t_5$)

3.2.16 모드 5 ($t_5 \sim t_6$)

스위치 S_2 를 턴오프 하면서 이 모드가 시작된다. 고주파변압기 1차측을 순환하는 전류는 이미 영(Zero)으로 되어 있으므로 스위치 S_2 는 영전류 스위칭(Zero Current Switching ; ZCS)을 하게 되고, 다음 모드에서는 S_4 가 턴온할 때에도 영전류 스위칭이 되고 고주파변압기 1차측 전류 I_{t1} 의 상승은 식(6)과 같다.

$$I_{t1}(t) = \frac{V_m}{L_1} \cdot t \quad (6)$$

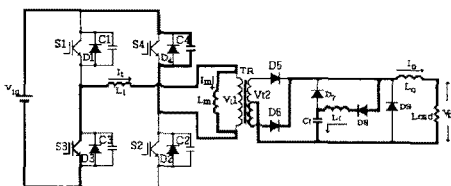


그림 3.9 모드 5 ($t_5 \sim t_6$)
Fig 3.9 Mode 5 ($t_5 \sim t_6$)

다음으로 주 스위치 S_4 와 S_3 를 통하여 고주파변압기 1차측 전류 I_{t1} 이 상승해 가면서 고주파변압기 2차측으로 전력을 공급하는 모드 0에서부터 모드 5와 같은 동작을 반복하게 된다.

3.2.2. 도전손실의 저감

설명한 각 동작 모드에 의한 각부 파형을 그림 3.10에 나타내었다. 그림 3.2과 비교해 볼 때 도전손실이 상당히 저감되었음을 알 수 있다.

고주파변압기의 1차 전류 I_{t1} 과 2차 전류 I_{t2} 는 영(Zero)이 되고, 단지 매우 적은 자화전류가 환류구간 동안 순환된다(모드 5). 그러므로 고주파변압기와 주 스위칭 소자에 대한 RMS 전류 스트레스는 매우 감소된다. 그러므로 영전압과 영전류 스위칭 동작을 확보함으로써 컨버터의 고주파변압기 1차측에 누설인덕턴스는 증가하고 추가적인 직렬 인덕터의 삽입없이 안정된 소프트 스위칭 동작영역이 확보되며 특히, 출력측 인덕터 전류의 순환 전류 경로가 차단되어 고주파변압기 1차측 스위치의 스트레스와 고주파변압기의 도전손실이 크게 줄어들고, 고주파변압기 2차측 정류부도 소프트 스위칭 형태로 도통되며 공진용 커패시터 C_r 에 충전된 손실 흡수분의 에너지는 다시 부하로 회생할 수 있는 특징을 갖는다.

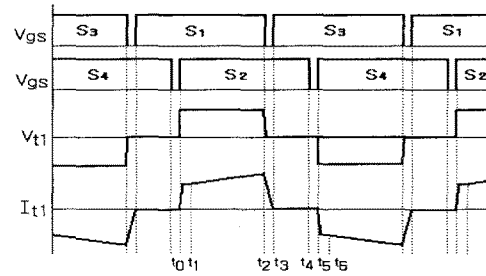


그림 3.10 도전손실 저감형 풀브리지 컨버터의 동작파형

Fig. 3.10 Operating waveform of FB converter on reducing conduction losses

4. 시뮬레이션 및 검토

박판 고속 펄스 MAG용접용 전원장치의 주 회로 내의 각 부분의 전압·전류의 파형을 분석하고, 회로선정의 적정성을 판단하기 위하여 컴퓨터에 의하여 시뮬레이션을 실시하였다. 시뮬레이션에 사용된 각 소자 중 수동소자는 이상적인 것으로 하였고, 그 외의 능동소자는 실제 소자와 가장 가까운 조건으로 모델링하여 사용하였으며, 시뮬레이터로는 MicroSim PSpice Ver. 7.1을 사용하여 그 결과 파형을 나타내고 분석하였다.

제안한 손실저감형 풀브리지 컨버터의 특성과 동작을 확인하기 위하여 표 2의 회로정수를 사용하여 시뮬레이션을 하였다. 사용된 회로정수값은 설계치를 바탕으로 적정값을 입력하였다.

여기서, 입력전압(V_{dc})는 전원장치의 직류 입력 정격 전압값이다. 컨버터의 스위치는 PSpice에서 IGBT CM400AH-12H(600[V] 400[A])의 라이브러리(Library)를 텍스트 에디트(Text edit) 방법으로 실제 실험에 사용할 소자와 가장 유사하도록 최대 허용전류(I_c)를 300[A]로 낮추고, 온-시간(T_{on})을 0.1[usec], 오프-시간(T_{off})을 0.5[usec]로 모델링 하였다. 또한, 스위치의 게이트신호는 일정 주기, 일정 시비율로 동작하나 제어신호에 의해 위상전이가 시간을 변화시켜 유효 제어 시비율을 달리하도록 하여 100[Hz]의 주기로 온-오프(on-off) 하도록 구성

하였으며, 고주파변압기는 PSpice에서는 중간 탭 변압기의 라이브러리를 제공하지 않으므로 기존의 XFORMER NONLINEAR의 라이브러리를 에디팅하여 사용하였다. 또한, 2차 출력단 다이오드는 고속 역회복(Fast Recovery) 동작을 하여야 하므로 MBR4040의 라이브러리를 최대 허용전류를 500[A]로 하고, 역회복시간은 이상적으로 에디팅 하였다. 그리고 공진용 커패시터는 용접부하의 수하특성으로 인해 일반적인 컨버터의 평활용 커패시터와 같이 과대한 용량을 선택하지 못하므로 LC 직렬 공진주파수를 출력 리플주파수와 동기시킬 수 있는 적절히 적은 용량을 선택하여야 한다. 그리고 전원장치의 부하인 용접 아크상태의 방전형 부하는 역시 프로그램에서 제공하지 않으므로 정상 단락상태의 형태를 취하여 저항값을 거의 단락상태에 가깝게 설정하도록 임의로 0.001~0.01[Ω]을 사용하였다. 표 2에 컨버터의 시뮬레이션 회로정수를 나타내었다.

표 2. 손실저감형 컨버터의 시뮬레이션 회로 정수
Table 2. Circuit constant on simulation of converter reducing losses type

입력전압(V_{dc})	DC 297[V]
스위치(S1~S4)	IGBT CM400AH-12H-X (600[V] 300[A])
스위치 주파수(f_s)	20[kHz]
스위치 시비율(D)	50[%] (24.9[μsec])
유효 제어 시비율(D)	30~10[%] (25~5[μsec])
기생접합 커패시터 ($C1$ ~ $C4$)	3[nF]
직렬 인덕턴스 (L)	5[μH]
변압기 턴수비(Turn Ratio)	0.285 (14:4) 2단 중간 탭
브리지다이오드(D21~D22)	MBR4040-X (600[V] 500[A])
공진용 인덕턴스(Lr)	2[μH]
공진용 커패시터(Cr)	30[μF]
평활용 인덕턴스(Lo)	25[μH]
부하 저항(Ro)	0.001~0.01[Ω]

그림 4.1은 표 2의 회로정수를 사용하여 제안한 풀브리지 컨버터를 30[msec]동안 시뮬레이션을 실시한 결과 나타낸 각부 파형이다.

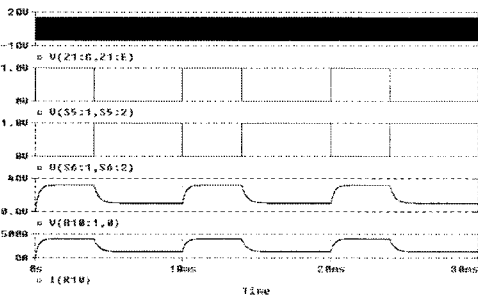


그림 4.1 제안한 손실저감형 풀브리지 컨버터의 시뮬레이션 각부 파형
Fig. 4.1 Partial waveform of proposed FB converter reducing losses type by simulation

파형에서 첫번째로 스위치 게이트신호 레벨은 -5 ~ 15[V]이고, 두번째는 펄스출력을 위해서 시비율을 변화시키는 제어신호로서 10[msec] 주기로 펄스 출력기간을 4[msec]로 설정하고 베이스 출력기간을 6[msec]로 설정하였다. 이경우 위에서도 언급했듯이 펄스기간이나 이후 베이스기간 동안에는 위상전이 즉, 스위치 S_2, S_4 의 게이트신호가 스위치 S_1, S_3 게이트신호에 대해 베이스전류에 대하여 동기시켜서 더욱 오른쪽으로 위상을 전이시킴으로서 유효제어 시비율을 줄여야만 한다. 또한, 각각의 위상전이된 신호는 절대 겹쳐지게 동작(암-단락)이 되어서는 아니된다. 만약, 암 단락이 발생되게 되면 단락된 레그의 스위치와 병렬로 접속된 다이오드는 파괴되므로 이러한 동작에 대한 제어부의 보호 및 제어역할이 막중하다 할 것이다. 세번째는 제어신호에 의한 펄스 출력전압이며, 네번째는 펄스 출력전류이다. 펄스 출력전압·전류에서 보이듯이 펄스 상승율과 베이스로의 하강율 즉, di/dt, dv/dt는 상당히 양호한 편이며 피크 펄스전류시와 베이스전류시의 리플값 또한 상당히 양호한 편으로 박판 고속 펄스 MAG용접기의 1펄스 1용적 이행에 적용함에 있어 아주 우수한 특성을 가질 수 있음을 확인할 수 있다.

그림 4.2는 각 스위치의 게이트신호에 따른 위상전이 동작을 나타내고, 그림 4.3은 LC 공진회로의 시뮬레이션에 대한 각부 파형을 나타낸 것으로 제어신호에 의해 위상전이가 더욱 오른쪽으로 치우쳐 유효 제어 시비율이 감소하는 시점으로 나타낸 것이다. 이러한 위상전이 동작으로 펄스전류에서 베이스전류로 하강하는 형태를 가질 수 있다.

한편, 고주파변압기 2차측 전압과 공진용 커패시터전압이 같아지는 시점 이후에는 커패시터에 충전된 에너지는 방출되지 않고 정류용 다이오드에 역바이어스를 인가하는 효과를 가지며 순환전류 구간까지 충전은 계속 지속되다가 스위칭 반주기가 끝나는 시점에서 충전 에너지가 전량 부하측으로 회생 방전한다. 이처럼 순환전류의 고주파변압기 2차측 반영을 차단함으로써 순환전류에 의한 도전손실은 저감할 수 있음을 확인할 수 있으며, 에너지 회생효과 또한 있으므로 무손실 회로로 동작함을 확인할 수 있다.

다음으로 제안한 손실저감형 풀브리지 컨버터의 도전손실 저감효과를 확인하기 위하여 고주파변압기 입력전압·전류를 그림 4.4에 나타내었다. 입력전류 파형에서 쉽게 알 수 있듯이 순환전류 구간에서 제안한 컨버터의 전류는 거의 영(Zero)에 가까우므로 기존의 컨버터에 비해 확실하게 도전손실 저감됨을 확인할 수 있다.

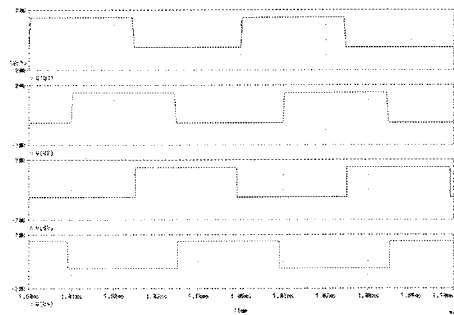


그림 4.2 게이트신호에 따른 위상전이 동작의 시뮬레이션 파형
Fig. 4.2 Simulation waveform of phase shift operating on gate signal

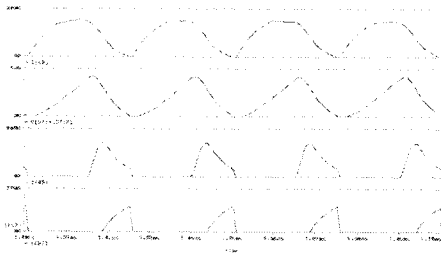


그림 4.3 LC 공진회로의 시뮬레이션에 대한 각부 파형

Fig. 4.3 Partial Waveform of LC resonant circuit by Simulation

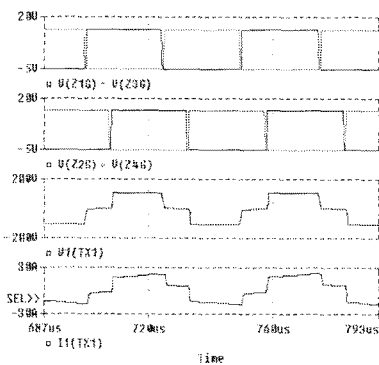


그림 4.4 제안한 컨버터의 고주파변압기 입력 전압·전류 시뮬레이션 결과 파형

Fig. 4.4 Result waveform by simulation of input voltage and current of high frequency transformer with proposed converter

또한, 제안한 손실저감형 위상전이 풀브리지 컨버터 시뮬레이션에서는 고주파변압기에 추가 삽입 인덕터는 실제 불필요한 가능성을 보였다. 하지만 안정된 영전압 스위칭 동작영역의 확보는 스위칭 스트레스 곧, 스위칭 손실과 직결함으로 적정 용량의 선정에 있어 정확한 설계가 요구됨을 알 수 있다.

5. 결 론

박판 용접의 고속화와 고성능화를 위하여 펄스 MAG 용접용 전원의 도전손실 저감과 성능향상에 관한 연구를 수행하였다. 주 회로는 위상전이 영전압 스위칭 풀 브리지 컨버터 방식으로 하고 스위칭소자는 IGBT를 사용하여 손실저감과 고속으로 안정한 출력제어가 가능하게 했고, 시뮬레이션 결과에서 제안한 손실저감형 풀브리지 컨버터는 박판 고속 펄스 MAG용접기용 전원장치로 적용함에 있어 신속한 속응성을 갖춘 제어장치에 의해 제어할 수 있다면 충분히 적절하게 사용될 수 있으며, 도전손실이 저감되어 스위칭에 의한 효율 향상을 기대할 수 있다.

[참 고 문 헌]

[1] 山本, 原田, 安田 "インバータ制御パルスマグ溶接機の新電流波形制御と高速溶接におけるスパッタの低減" 溶接技術 pp.67~76. 1989.2
 [2] Akihiko Thodu. Tokuji Mauyamu, "Features of Arc Welding of Thin Plates with various Welding Process"

溶接學會誌 第57卷 第3号 pp.38~44. 1988
 [3] 佐藤英市, "CO₂ MAG 溶接機 "SENSARC LS350" 溶接技術, Vol.37, No.330, pp.8~12, 1997
 [4] W. Lucas, "A review of recent advancement in arc welding power source and processes in japan", welding institute, cambridge, MA., Res. Rep. Nov. 1982
 [5] G. E. Cook and Hussam El-Dean, "The effect of high-frequency pulsing of a Welding arc", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol IA-21, No.5, Sept./Oct., pp.1294~1299, 1985
 [6] H. Yamamoto, "Recent advances in inverter controlled arc welding power sources and their application", Journal of Japan Weld. Soc., Vol.58, No.4, p. 273, 1989
 [7] H. Yamamoto, "Arc Welding Phenomena and Welding Power Source" 溶接學會誌 第110卷 第6号 pp.473~481. 1997
 [8] Akihiko Thodu. Tokuji Mauyamu "Features of Arc Welding of Thin Plates with various Welding Process" 溶接學會誌 第57卷 第3号 pp.38~44. 1988
 [9] 김준홍, 이현우, 구현희 외2인, "박판의 고속용접을 위한 펄스 MAG 용접전원의 파형제어에 관한 연구", 대한전기학회 논문지 제48권, 제10호, pp.571~578, 1999
 [10] 김준홍, 이현우 외3인, "FB DC-DC Converter의 도전 손실 저감과 무손실 스너버 회로에 관한 연구", 대한전기학회 하계학술대회 논문집, pp.2665-2667, 1999.7.20
 [11] A. H. Kuhne, G. Starke, "Components for the automated GMAW process", Welding Journal, Vol.63 pp.31~34, Jan. 1984
 [12] 山本, 原田, 安田, "インバータ制御パルスマグ溶接機の新電流波形制御と高速溶接におけるスパッタの低減", 溶接技術, pp.67~76. 1989.2
 [13] 坂部 昭外 4人; "インバータ制御TIG溶接法の開発" 日本溶接學會, NO.SW-1527-84
 [14] V. Hiltunen & J. Dietikainen; "Melting characteristics of a wire electrode in the MIG welding of aluminum, TWI Conference, pp.165~176
 [15] T.Mita: Waveform Control Method in CO₂ Gas Shield Arc Welding, Quarterly J. of JWS, Vol. 6, No.2, p.209, 1998
 [16] 이현우 외5인, "부분공진 소프트 스위칭기법을 적용한 Pulsed Mag 용접장치", 전자공학회 전력전자연구회와 회로 및 시스템연구회 합동학술 발표회 논문집, pp.7-11, 1997.11.8
 [17] 이현우 외4인, "용접기용 전원장치의 출력정류부 다이오드의 무손실 스너버회로", 대한전기학회 하계학술대회 논문집, pp.2109- 2111, 1998.7.20
 [18] 구현희, 변영복, 조상명, 이현우, "Pulse MAG용접용 전원의 출력파형제어" 대한전기학회 하계학술대회 논문집, pp.2118~2120. 1998.7.20
 [19] 김준홍, 이현우 외3인, "용접기용 전원장치의 도전손실 저감에 관한 연구", 경남대학교 부설 신소재연구소 논문집 제10집, pp.107-119, 1998.12
 [20] 김준홍, 이현우 외3인, "FB DC-DC Converter의 도전 손실 저감과 무손실 스너버 회로에 관한 연구", 대한전기학회 하계학술대회 논문집, pp.2665-2667, 1999.7.20
 [21] 김준홍, 이현우 외3인, "박판의 고속용접을 위한 펄스 MAG 용접전원의 파형제어에 관한 연구", 대한전기학회 논문지 제48권, 제10호, pp.571~578, 1999