

# 싱글칩 마이크로프로세서를 이용한 고역율 인버터 아크 용접기에 관한 연구

蔡榮敏, 李承約, 申玕錫, 睦亨洙, 崔圭夏

## A Study on the Inverter Arc Welder with High Power Factor Using Single-Chip Microprocessor

Young-Min Chae, Seung-Yo Lee, Woo-Seok Shin, Hyung-Soo Mok, Gyu-Ha Choe

### 요 약

최근 용접분야에서는 용접성능을 향상시키기 위하여 인버터회로를 용접기에 적용한 인버터 용접기에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다. 그러나 범용의 인버터 용접기의 경우 다이오드 정류기를 사용함에 저차의 전류고조파가 발생하고 시스템 역율을 저하시킨다. 따라서 본 논문에서는 인버터 아크 용접기의 역율개선을 위한 PWM컨버터에 관하여 연구하여 입력전류의 저차 고조파를 저감하였고 전원전압과 동상으로 전원전류를 제어함에 의한 단위 역율형 인버터 용접기의 특성을 해석하였다.

또한 본 논문에서는 에너지절약, 용접특성, 역율, 사용율, 크기 및 부피 등의 관점에서 인버터 아크용접기의 응용연구 및 실험적 분석을 수행하였고 용접기 시스템에서 발생하는 전기적 노이즈를 억제하고 전력용 반도체 소자를 보호할 목적으로 새로운 노이즈 차폐변압기를 채택하였다. 이상의 전체 시스템은 싱글칩 마이크로 프로세서를 이용한 디지털 제어기로 구현함으로써 제어기의 유연성과 기능의 다양화를 추구하였다.

### ABSTRACT

Inverter Circuit has been already adopted to welding machine to improve welding performances. But because conventional inverter welding machine is composed of diode rectifier, there are two problems: One is input current harmonics generation and the other is low power factor. So this paper presents power factor correction for inverter arc welding machine, which could eliminate input current harmonics and maintain unity power factor by using PWM converter.

And also characteristics of proposed new type Noise Cut Transformer is represented, which could prevent switching device from being destroyed by noise generated from arc plasma.

**Key Words:** PWM Converter, Single-chip uP, High-frequency Inverter, Noise Cut Transformer, Arc, Welding Machine, Spatter.

### 1. 서 론

전기적인 에너지를 열에너지로 변환하여 금속을 접합하는 용접기는 전기, 전자제품 제조 및 일반 산업현장에서 가장 광범위하게 사용되는 기기이다. 최근 대용량 전력소자의 발달

과 제어기법의 발전에 따라서 용접분야의 연구는 주로 용접기의 고품질, 고정밀, 다기능, 무인화 및 자동화의 추세이고, 이와 더불어 작업장에서의 spatter 저감 등이 요구되어지고 있다.<sup>(1-2)</sup> 이에 따라서 용접성능 및 품질향상을 위하여 용접기 출력전압과 전류를 순시적으로 제어하는 것이 가능한 인버터

회로를 용접기에 적용하는 연구가 활발히 진행되고 있다.<sup>[3~8]</sup>

인버터 아크 용접기는 고주파 스위칭을 통하여 변압기와 출력측 리액터의 크기를 현저하게 감소시킬 수 있고, 인버터 제어에 의하여 출력전류가 직접 제어되므로 아크의 안정성을 도모할 수 있으며 기존의 교류아크 용접기에 비해 사용율을 현저히 증가시킬 수 있다는 장점이 있다.<sup>[3~4]</sup>

그러나 이러한 인버터 아크 용접기는 AC/DC 전력변환장치로 기존의 다이오드 정류기를 사용함에 따라서 입력 역율이 현저하게 저하되고 다량의 저차 고조파를 함유한 입력전류가 흐르게 된다. 이러한 전원전류의 고조파는 용접기 시스템 자체의 역율을 저하시키며 전원계통으로 유입되어 여타 장치에 악영향을 미치므로 이에 대한 대책이 필요하다. 더욱이 용접기의 경우 대전류를 출력(150A이상)하는 대용량 시스템을 고려하면 저차 고조파에 의해 발생하는 피해는 더욱 심각함을 알 수 있다. 일반적으로 이러한 저차 고조파의 억제 대책으로는 수동필터, 능동전력필터 및 PWM 컨버터에 의한 방식을 들 수 있고, 본 논문에서는 부수적인 필터설계 및 별도의 전력변환설비가 필요하지 않고 가장 효과적으로 고조파를 저감할 수 있는 PWM 컨버터를 용접기 시스템에 적용하여 실험하였다.<sup>[9~11]</sup>

또한 본 논문에서는 기존의 교류아크 용접기의 용접성능 향상을 위하여 인버터 아크 용접기의 개발에 관한 연구를 수행하였다. 용접기 시스템의 출력전류를 순시적으로 제어함과 동시에 용접기에서 용접중 이상발생시에는 보호기능수행이 가능하도록 싱글칩 마이크로 프로세서를 사용하여 제어부를 구성하였고 이에 따라서 제어기의 유연성 및 기능의 다양성을 추구하였다.

이와 더불어 용접시 아크에서 발생하는 비선형적인 노이즈가 변압기 1차측으로 유입되어 인버터 스위칭소자를 파괴하는 것을 방지하기 위한 내노이즈성 변압기 (Noise Cut Transformer)를 채택하였다.

## 2. 고역율 인버터 용접기 시스템의 구조

원칩 마이크로프로세서를 이용한 고역율 인버터 용접기의 구조는 그림 1에서와 같이 크게 AC/DC 전력변환장치인 PWM 컨버터, 고주파 인버터, 내노이즈성 변압기 및 단상 정류기로 구성된다.

PWM 컨버터에서는 단상 220V의 교류전원을 스위칭 소자를 이용한 전류제어기법을 통하여 전원전압과 동상으로 전원전류를 만들고 PWM 컨버터의 출력단인 커패시터에 일정한 DC출력전압을 만든다. 이러한 직류전압은 half-bridge 인버

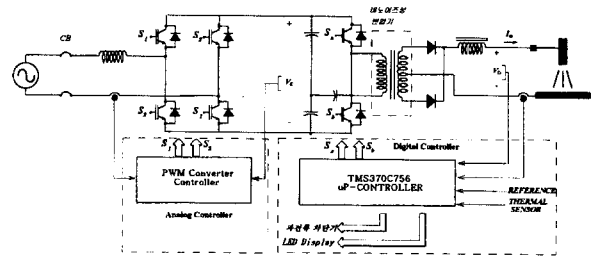


그림 1 고역율 인버터 아크 용접기의 구성

Fig. 1 Basic configuration of high power factor inverter arc welding machine.

터를 통해 고주파 펄스형태의 교류전압으로 변환되고 이 고주파 교류전압을 내노이즈성 변압기를 통해 용접기 출력측에 보내며 변압기 2차측에서 유기된 교류 펄스전압은 다시 다이오드를 통해 정류되어 아크 발생용 펄스 직류 전원으로 변환된다.

이러한 직류 펄스형 전원은 용접기 출력전류의 맥동을 억제시키고 아크의 발생을 안정화시키기 위한 초크코일을 거쳐 용접봉 및 모재로 공급된다.

본 용접기 시스템에 사용한 half-bridge 인버터의 스위칭주파수는 인버터 제어기로 사용한 싱글칩 마이크로프로세서(TMS370C756)에 내장되어 있는 A/D 컨버터의 변환시간을 고려하여 8KHz로 선정하였다. 또한 인버터의 출력측에는 용접기 부하에서 발생하는 노이즈가 전원측으로 유입되는 것을 방지하고, 용접시 부하의 급격한 변화과정(단락 및 아크)에서 발생하는 순간적인 노이즈로 인한 스위칭소자의 소손을 방지하기 위하여 내노이즈성 변압기를 사용하였다. 또한 정류기 출력측에 연결되어 있는 두개의 필터 커패시터 사이의 전압 불균형으로 인하여 변압기가 포화되는 현상을 방지하기 위하여 변압기에 직렬로 직류차폐 커패시터를 연결하였다.

### 2.1 PWM 컨버터의 회로해석

고역율 제어를 위한 PWM 컨버터의 동작 및 특성은 그림 2의 PWM 컨버터 회로에서 알 수 있듯이 전원전압이 양인 경우를 기준으로 각 스위치가 [-1, 0, 1]의 3가지 스위칭 상태를 가지며 이때의 회로방정식은 다음과 같다.<sup>[10~11]</sup>

#### 1) 스위칭 함수가 0으로 인가될 경우

전원전압이 양인 경우를 기준으로 스위칭 함수가 0으로 인가될 경우의 회로연결상태는 그림 2(a)와 같고 이때 직류링크는 스위치에 의해 부하측 회로와 분리되며 회로방정식은

식 (1), (2)와 같이 표현된다. 식에서  $V_s, i_s, R_s, L_s, L$ 은 각각 전원전압, 전원전류, 전원측저항, 전원측 리액턴스와 전류제어용 리액터를 나타낸다.

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{v_s}{L+L_s} - \frac{R_s}{L+L_s} i_s - \frac{v_c}{L+L_s} \quad (1)$$

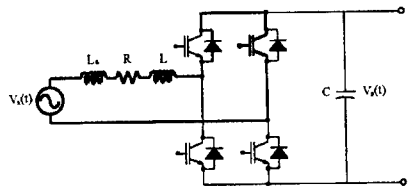
$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{1}{C} i_2 \quad (2)$$

2) 스위칭함수가 1로 인가될 경우

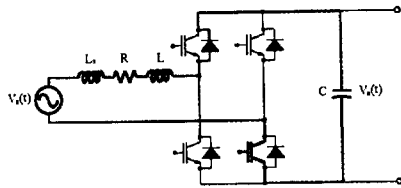
스위칭 함수가 1로 인가될 때 회로의 도통상태는 그림 (b)와 같고, 회로방정식은 아래의 식으로 표현된다. 아래식에서  $V_c$ 는 DC링크단 출력전압을 나타낸다.

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{v_s}{L+L_s} - \frac{R_s}{L+L_s} i_s - \frac{v_c}{L+L_s} \quad (3)$$

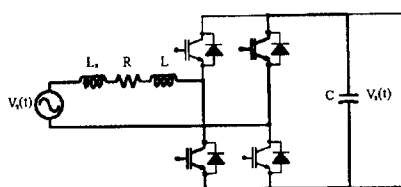
$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{i_1 - i_2}{C} \quad (4)$$



(a) 스위칭 함수가 0일 경우



(b) 스위칭 함수가 1일 경우



(c) 스위칭 함수가 -1일 경우

그림 2 PWM 컨버터 회로의 스위칭 상태  
Fig. 2 Operating mode of PWM converter

3) 스위칭함수가 -1로 인가될 경우

스위칭 함수가 -1로 인가될 때 회로의 도통상태는 그림 (c)와 같고 회로방정식은 다음과 같다.

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{v_s}{L+L_s} - \frac{R_s}{L+L_s} i_s - \frac{v_c}{L+L_s} \quad (5)$$

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{i_1 - i_2}{C} \quad (6)$$

만약 DC 링크단 입력전류  $i_1$ 를 식 (7)과 같이 컨버터의 스위칭 함수  $S(t)$ 를 사용하여 표현하면

$$i_1 = S(t)i_s \quad (7)$$

전원전류  $i_1(t)$ , 직류커패시터전압  $v_c(t)$ 를 상태변수로 하고 전원전압  $v_s(t)$ 를 입력으로 하였을 때 PWM 컨버터를 고려한 시스템의 상태방정식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_s}{dt} \\ \frac{dv_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L+L_s} - \frac{S(t)}{L+L_s} \\ \frac{S(t)}{C} \quad 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L+L_s} \\ 0 \end{bmatrix} v_s + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{C} \end{bmatrix} i_2 \quad (8)$$

## 2.2 용접기용 인버터의 회로모드

그림 3에서와 같이 half-bridge 인버터 시스템의 동작상태는 인버터의 스위치  $S_a$ 와 스위치  $S_b$ 에 따라 4가지 동작모드로

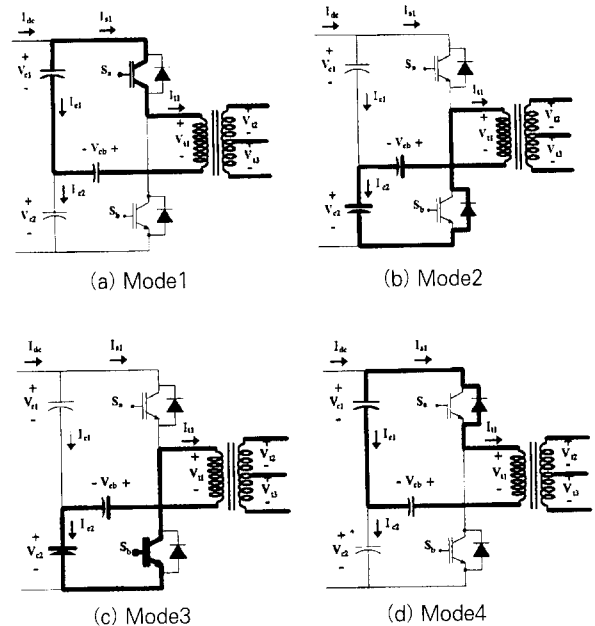


그림 3 인버터 시스템 모드별 동작상태  
Fig. 3 Operating mode of inverter

구분되며 이때 회로방정식은 다음과 같다.

$$I_{c1} = I_{dc} - I_{s1} \quad (9)$$

$$I_{c2} = I_{c1} - I_{f1} \quad (10)$$

$$V_{c1} = \frac{1}{C_1} \int I_{c1} \cdot dt \quad (11)$$

$$V_{c2} = \frac{1}{C_2} \int I_{c2} \cdot dt \quad (12)$$

$$V_{cb} = \frac{1}{C_b} \int I_{f1} \cdot dt \quad (13)$$

인버터 스위치  $S_a$ 와  $S_b$ 에 따른 변압기 1차측 전압  $V_{f1}$ 과 전류  $I_{f1}$ 은 그림 3에 나타난 4가지 동작모드에 따라 각각 다음식으로 표현된다.

**MODE 1 : (Sa : ON, Sb : OFF)**  

$$V_{f1} = V_{c1} - V_{cb} \text{ \& } I_{s1} = I_{f1} \quad (14)$$

**MODE 2 : (Sa : OFF, Sb : OFF)**  
 if  $I_{f1} > 0$ ,  $V_{f1} = -V_{c2} - V_{cb}$ ,  $I_{s1} = 0$   
 else  $V_{f1} = 0$ ,  $I_{f1} = 0$  (15)

**MODE 3 : (Sa : OFF, Sb : ON)**  

$$V_{f1} = -V_{c2} - V_{cb} \text{ \& } I_{s1} = 0 \quad (16)$$

**MODE 4 : (Sa : OFF, Sb : OFF)**  
 if  $I_{f1} < 0$ ,  $V_{f1} = -V_{c1} - V_{cb}$ ,  $I_{s1} = I_{f1}$   
 else  $V_{f1} = 0$ ,  $I_{f1} = 0$  (17)

### 3. 내노이즈성 변압기

실제 용접시 용접부하인 아크는 고열의 플라즈마의 형태로 존재하며, 부하의 순간적인 변동인 아크와 단락시 발생하는 노이즈는 변압기의 1차권선으로 전달되고 1차측에 인버터회로의 전력용 반도체소자에 손상을 입힌다. 따라서 이에 대한 해결책으로 내노이즈성 변압기를 사용할 필요가 있다. 일반적인 내노이즈성 변압기의 경우에는 1차와 2차권선을 각각 차폐시키고 전체를 다시 차폐시키는 다중차폐구조로 노이즈의 전달을 방지하였으나 실제 제품적용에 있어 대량생산이 거의 불가능하고 구조상 대형이라는 단점이 있다.

이러한 단점을 개선하기 위하여 본 연구에서 제안된 새로운 방식의 내노이즈성 변압기의 권선구조는 기존의 내노이즈성 변압기와는 달리 1차측권선은 일반 변압기와 같이 구성하고 2차측권선은 판상의 형태로 구성하였다. 즉 2차측권선은 Cu동판

과 Al박판 및 절연지를 이용하여 절연된 2중구조로 구성하고 절연한 Al박판을 철심쪽으로 하여 이러한 판상의 권선을 철심의 각부분에 감고 Al박판의 한 단자를 반대부분의 구리동판에 연결한다. 따라서 권선자체가 절연지를 중심으로 Cu동판과 Al판의 양면층을 가지므로 분포 커패시턴스가 존재하므로 노이즈 저감을 위한 필터를 내장한 형태로 되고 커패시턴스의 크기는 절연지의 두께와 재질에 따라서 결정된다. 실측에 의한 2차 권선의 분포 커패시터의 크기는 0.12(uF)이었으며 그림 4는 제안된 내노이즈성 변압기의 실제 외관의 사진이다.

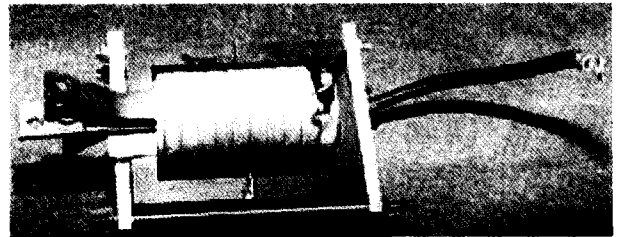
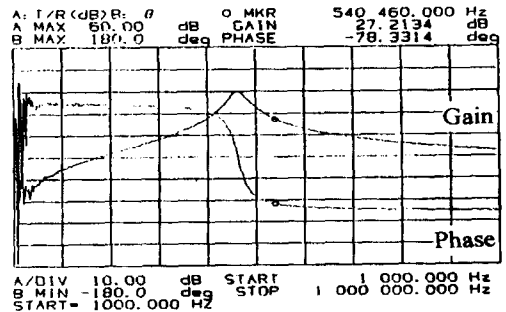
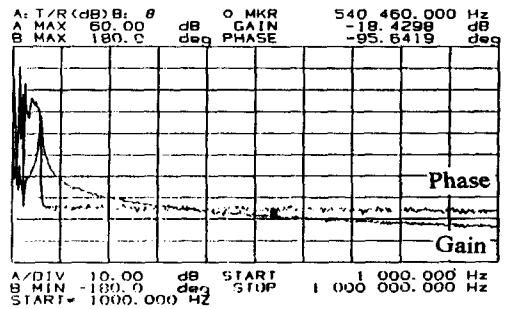


그림 4 내노이즈성 변압기의 구조  
 Fig. 4 Structure of proposed N.C.T.



(a) 일반 변압기



(b) 내노이즈성 변압기

그림 5 변압기의 주파수 특성  
 Fig. 5 Frequency characteristics of transformer

그림 5는 일반변압기와 제안된 내노이즈성 변압기의 주파수에 따른 입출력특성을 해석한 결과로써 Gain-Phase Analyzer (HP4194)를 사용하여 변압기 2차측에 시험주파수를 1KHz에서 1MHz까지 가변시켜 입력하고 변압기 1차측을 출력으로 시험한 결과이다.

그림에서 보는 바와 같이 일반변압기의 경우에는 주파수대역에 관계없이 모든 주파수가 변압기 1차측으로 통과하는 광대역 특성이 나타나지만 내노이즈성 변압기의 경우에는 600KHz정도의 차단주파수로 대역폭이 제한되므로 일반변압기에 비하여 고주파 노이즈에 대한 차단특성이 우수함을 알 수 있다.

#### 4. 고역율 인버터 아크 용접기 시스템 제어

##### 4.1 PWM 컨버터 시스템 제어

인버터 용접기용 PWM 컨버터 제어를 위한 제어블럭선도는 그림 6과 같고 그림에서 알 수 있듯이 컨버터 제어를 위해서는 직류전압제어부와 전류제어부 및 PWM 변조 등으로 구분할 수 있다.

##### 1) 직류 전압제어부

직류전압 제어는 용접기의 부하변동시 DC 링크단 커패시터 전압을 일정하게 유지시키기 위한 제어부로서 본 연구에서는 전압제어기로서 PI 제어기를 사용하였다. PI 제어기는 일반적으로 설계가 용이하고, 구성이 간단한 특성을 가지는 제어기이다.

직류전압 제어는 DC 링크의 커패시터 전압을 일정하게 유지시키기 위하여 그림 6에서 보는 것과 같이 PWM 컨버터에 의해 출력된 실제 전압을 검출하여 저역통과 필터를 거쳐 불필요한 노이즈 및 전원전압의 맥동을 제거한 후 기준전압과 비교한다. 이때 발생하는 전압오차 신호를 PI 제어기에 입력하여 필요한 전류제어신호의 크기를 결정하게 된다.

이러한 PI 제어기는 아날로그 및 디지털 방식에 의하여 구현될 수 있으며, 본 연구에서는 아날로그방식의 PI제어기를

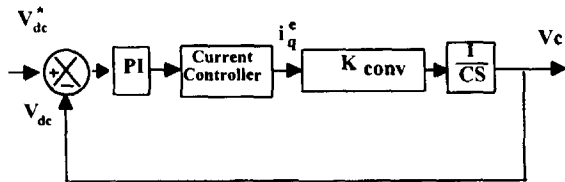


그림 6 PWM 컨버터의 제어 블럭선도  
Fig. 6 Block diagram of PWM converter controller

사용하였고 이때 출력전압의 표현은 다음과 같다.

$$u(t) = K_{pe}(t) + K_i \int e(t) dt \quad (18)$$

(단  $u(t)$  : 출력신호,  $e(k)$ :오차신호,  
 $K_p$  :비례이득,  $K_i$ :적분이득)

이러한 전압제어기를 통하여 순시적으로 입, 출력간의 전력의 균형을 유지할 수 있고 출력전압을 전원전압의 피크치보다 크게하여 전류제어를 원활하게 수행 할 수 있다.

##### 2) 전류 제어기

PWM 컨버터가 전원전압과 동상으로 입력전류제어를 제어하여 고역율, 저고조파 특성을 얻기 위해서는 전류제어를 필요로 하며 그 제어기법으로는 PI 제어, 예측제어, 히스테리시스 제어, 적응제어 등을 들 수 있다.

본 논문에서는 스위칭주파수가 일정하며 구성이 간단하고 응답속도가 빠른 특성을 가지는 PI 제어방식을 전류제어기로 사용하였다.

아래 그림 7의 전류제어기 블럭도에서와 같이 PI 전류제어기는 컨버터의 입력전류가 추종해야하는 전류 기준신호와 실제전류를 비교한 후 오차를 제어기를 이용하여 컨버터의 제어전압  $v_{in}$ 를 만들고 삼각파 캐리어와 비교하여 컨버터에 가할 PWM 펄스를 발생시킨다.

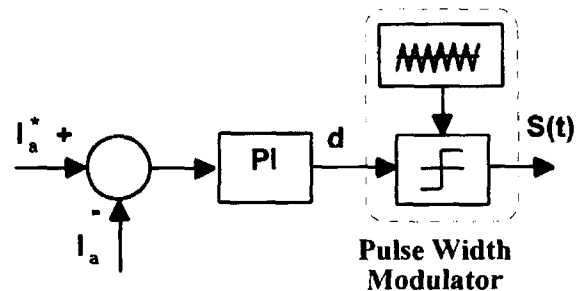


그림 7 PI 전류제어기 블럭도  
Fig. 7 Block diagram of current controller

#### 5. 디지털 컨트롤러를 이용한 인버터 시스템 제어

용접기 시스템은 일반적으로 용접작업의 특성상 열악한 환경하에서 주로 사용되므로 용접기 시스템 설계시 제어부의 간략화가 필요하며 대전류를 출력함을 고려하여 시스템 보호를 위한 다양한 보호기능이 필요하다. 따라서 본 논문에서는

이러한 문제점을 해결하기 위하여 저가형 마이크로프로세서인 TMS370 C756을 사용하여 디지털 제어를 설계, 제작하였다.

용접기 시스템 제어를 위한 프로그램은 크게 시스템 제어기능과 보호기능으로 구성되어 있다. 시스템 제어기능 수행시에는 마이크로프로세서의 상태초기화, 메모리 클리어 및 주변회로의 초기화 등을 수행하고 연산부와 제어부에서 인버터에 인가할 게이트신호의 크기를 계산한다. 보호기능 수행시에는 주로 인버터의 과부하상태나 과전류상태를 감지하여 시스템을 보호하는 기능을 수행한다.

5.1 인버터 시스템 제어 알고리즘

용접기의 출력전류의 크기제어는 외부저항인 가변저항을 사용하여 조절되는 기준 출력전류와 Hall-CT를 사용한 실제 용접기 출력전류를 검출하여 마이크로프로세서인 TMS370C756에 내장되어 있는 ADC(Channel 0, Channel 1)를 통해 입력받아 비교하고 이때발생하는 오차값을 토대로 아래식을 사용하여 인버터의 Duty비를 제어한다.

$$err(T) = K_p \cdot (i_{ref}(T) - i_0(T)) \quad (19)$$

인버터의 Duty비 제어는 Look-up Table에서 오차의 크기에 해당하는 펄스의 ON, OFF시간값을 미리 입력하고 오차값의 크기에 해당하는 Duty값을 출력하여 제어하며, Look-up Table의 계산값들은 용접기의 부하특성 실험을 통한 실험값에서 얻었다.

그림 8은 디지털 컨트롤러에 의한 인버터용 용접기 시스템의 전체 제어를 위한 프로그램의 순서도이다.

프로그램 초기에는 용접단의 단락시 발생하는 초기 과전류 억제 및 소프트 스타트를 위해 Timer를 사용하여 인버터 스위칭 펄스의 폭을 최소에서 점차적으로 증가시키며 정상상태에 이르러 주 제어루프에서 시스템이 운전되도록 설계하였고, 시스템의 정상운전시에는 ADC채널을 통하여 기준전류와 실제전류값을 입력받아 기준전류값을 추종하기위한 인버터 스위칭 함수를 결정하고, 그 값을 출력한다. 특히 인버터의 보호를 위하여 실제 전류가 제한치를 초과할 경우에는 과전류 보호기능으로 인버터의 동작을 정지시키고 입력을 차단시킨다.

이외에도 보호기능 수행을 위하여 주 제어루프와 같이 연계된 A/D 인터럽트루프와 인버터 스위칭폭을 제어하는 Timer1 인터럽트루프 및 용접시 모재와 용접봉의 단락시 사고방지용 Timer2 인터럽트루프 등이 있다.

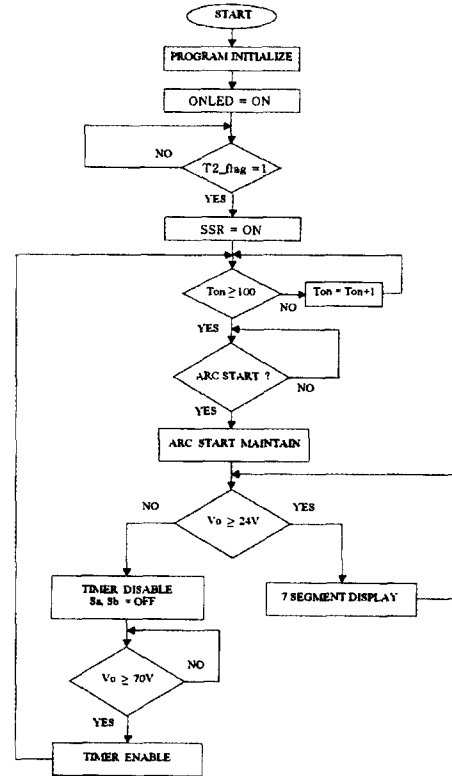


그림 8 주요 제어 순서도  
Fig. 8 Main control loop flow chart

6. 실험 및 결과

그림 9는 기존의 인버터 용접기와 고역율 인버터 용접기의 입력전압 및 전류파형으로서 그림 (a)의 기존의 용접기의 경우에는 다이오드 정류기를 사용함에 따라서 입력전류의 파형이 정류기 출력단 커패시터의 전압강하분을 충전하기 위한 충전전류형태로 흐름을 보여주고 있다 이러한 충전전류는 다수의 저차 고조파를 함유하고 있으며 이에 따라서 낮은 역율 특성(0.78이하)을 보인다. 그림(b)는 고역율 인버터 용접기의 입력전류 파형으로써 PWM컨버터의 전류제어에 의해 전원전압과 동상으로 전원전류가 흐름을 알 수 있다.

그림 10은 인버터 용접기의 출력전압 및 전류파형으로서 그림(a)는 무부하시 파형으로써 출력전압이 80V로 유지되고 출력전류는 흐르지 않음을 보인다. 그림에서 무부하 출력전압이 80V로 높은 이유는 용접 개시시에 아크가 원활하게 발생할 수 있도록 하기 위한 것이며 실제 용접시에는 용접에 최적의 인가전압인 30V 이내로 떨어지게 된다. 그림 (b)는 용접시의 출력파형으로 30V의 출력전압과 180A의 출력전류가

흐름을 보여주고 있다. 특히 부하시 용접기의 출력전압이 무부하전압인 80V에서 30V로 저하되는 것을 볼수 있으며 이는 용접전원의 수하특성을 이용한 것이다.

그림 11은 그림 10(b)의 용접시의 출력전압과 전류파형을 시간축상에서 확대한 파형으로서 용접기 출력전압의 스위칭 주파수(16KHz)가 인버터 스위칭 주파수(8KHz)의 2배로 나타남을 보여주고 있다. 이는 그림 1의 인버터 용접기 시스템의 구조에서 알 수 있듯이 인버터 출력전압이 내노이즈성 변압기를 거쳐 변압기 2차출력을 정류하여 용접출력으로 사용하기 때문이다.

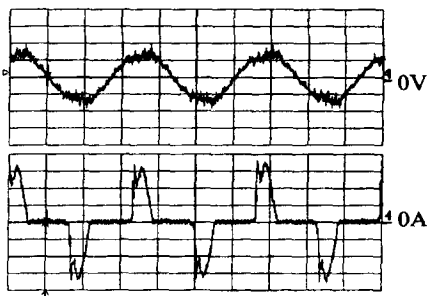
그림 12는 개발된 고역율 인버터 아크 용접기의 성능을 교류아크 용접기와 비교하기 위하여 용접시 발생하는 스패터를 포함한 결과로써 동일한 출력전류(180A)에서 3.2[mm]의 용접봉 5개를 연속적으로 용접한 경우의 발생 스패터량을 보여주는 사진이다. 그림에서 교류아크 용접기의 경우에는 10.73[g]이, 인버터 용접기의 경우에는 3.14[g]이 각각 발생하였으므로 70%가량의 스패터 저감효과가 있음을 알 수 있다. 더욱이 그림에서 알 수 있듯이 교류아크 용접기에서 발생한 스패터 입자의 크기가 인버터 용접기의 경우보다 훨씬 큰 것을 알 수 있다.

그림 13은 동일한 출력전류를 발생하는 기존의 교류아크

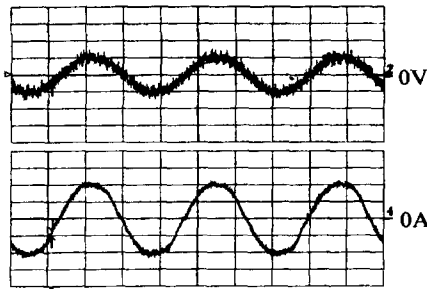
용접기와 개발된 인버터 아크 용접기의 성능을 비교한 결과이다. 그림에서 알 수 있듯이 인버터 아크 용접기의 경우 교류아크 용접기에 비하여 정격 입력전력이 70% 가량 감소하였고 이는 교류아크 용접기의 경우 변압기 2차측이 직접 출력으로 사용되므로 누설 리액턴스에 의해 발생하는 무효전력량이 크기 때문이다.

또한 전원전압과 전원전류사이의 역율 측정결과 기존의 교류아크 용접기에 비해 0.48에서 0.96으로 개선 되었음을 알 수 있다. 이는 PWM 컨버터의 전류제어에 의하여 용접기의 입력전류가 정현파로 유지되기 때문이다.

용접기의 성능평가 지표인 사용율은 변압기의 열화에 의한 용접기의 소손을 방지하기 위한 지표로서 아크발생시간을 아크발생시간과 정지시간의 합으로 나눈 것으로 정의되며 인버터 아크 용접기의 경우 그림 13에 나타난바와 같이 교류아크 용접기에 비해 정격입력 전력의 감소에 의해 사용율이 2배 증가하였고 이는 용접기의 연속작업시간이 2배 증대된 것을 의미한다. 이외에도 인버터 아크 용접기는 교류아크 용접기의 경우 무부하시에 변압기 1차측에 입력전류가 흐름에 의해 발생하는 손실을 감소하여 시스템 효율을 85%이상으로 향상되었으며 전체 시스템의 크기와 무게가 각각 65%, 73%씩 감소되었다.

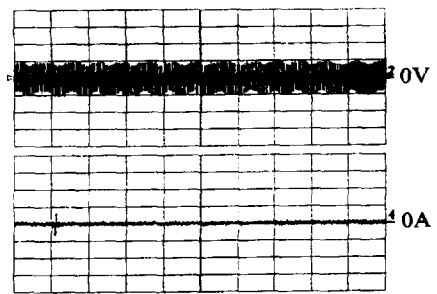


(a) 기존의 인버터 용접기 (220V/div, 0.5A/div, 5ms/div)

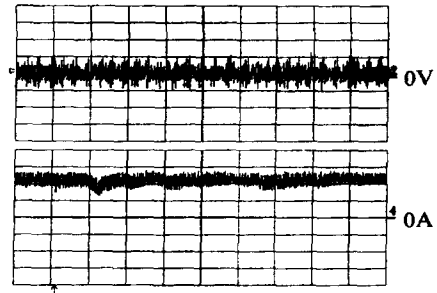


(b) 고역율 인버터 용접기 (220V/div, 10A/div, 5ms/div)

그림 9 인버터 용접기의 입력전압 및 전류파형  
Fig. 9 Input voltage and current waveform



(a) 무부하시 파형 (50V/div, 75A/div, 5ms/div)



(b) 용접시 파형 (20V/div, 75A/div, 5ms/div)

그림 10 인버터 아크 용접기의 출력전압 및 전류파형  
Fig. 10 Output voltage and current waveform

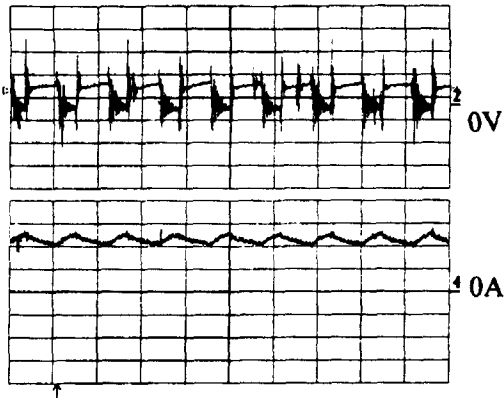


그림 11 인버터 아크 용접기의 부하시 출력파형  
 Fig. 11 Output voltage and current waveform  
 (20V/div, 75A/div, 50us/div)

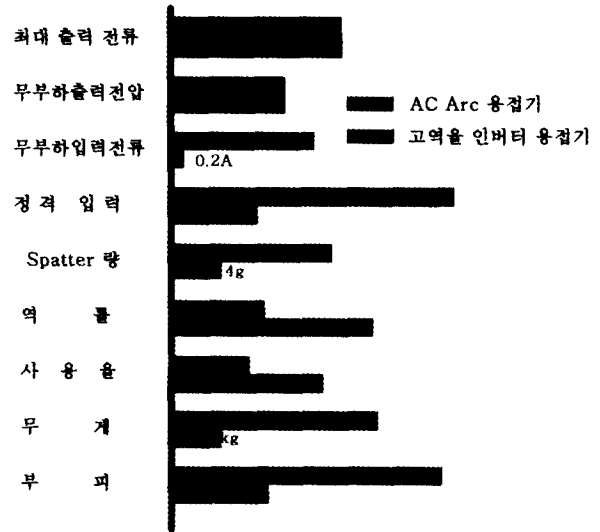
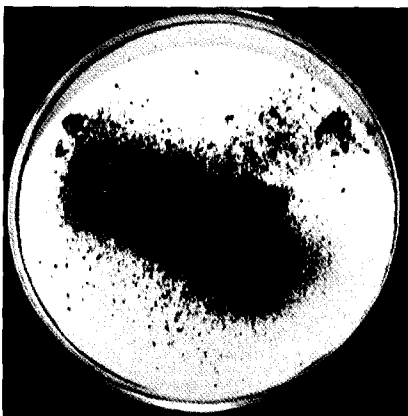


그림 13 아크 용접기의 성능 비교  
 Fig. 13 Comparison of performance criteria



(a) 교류 아크용접기



(b) 고역율 인버터 용접기

그림 12 아크 용접기의 스파터 발생량 비교  
 Fig. 12 Comparison of spatter generation

## 7. 결 론

본 논문에서는 기존의 교류 아크용접기의 특성을 개선하기 위하여 용접기 시스템에 인버터를 적용하고 시스템의 유연성 및 기능의 다양화를 위해 싱글칩 마이크로 프로세서를 이용한 디지털 컨트롤러를 설계 제작하여 실험한 결과 기존의 교류 아크용접기에 비하여 스파터의 발생량의 현저하게 감소되었고 시스템 효율 및 사용율이 크게 향상되었다. 또한 용접기 시스템의 AC/DC 전력변환장치에 PWM 컨버터를 사용하여 용접기의 역율을 0.96이상의 단위역율유지가 가능하게 되었으며, 인버터 출력단에 사용되는 변압기를 기존의 노이즈 차폐변압기와 다른 유형의 변압기를 채택함으로써 용접기의 성능과 신뢰성이 향상되는 효과를 얻을 수 있었다.

이 논문은 1995년도 학술진흥재단의 공모과제 연구비에 의하여 연구되었음.

## 참고 문헌

- (1) 인버터 제어방식의 전기용접기 개발에 관한 연구. 상공부. 1990.
- (2) 용접기술세미나, 생산기반기술실용화센터, 1995.
- (3) G.E.Cook, "Modeling of Electric Welding Arcs for



- Adaptive Feedback Control, "Conf. Rec. IEEE. IAS, 83CH1900~0, pp.1234~1240, 1983.
- [4] G.E.Cook, "The Effect of High-Frequency Pulsing of a Welding Arc", IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. IA-21, No. 5, pp.1294~1299, Sept., 1985.
- [5] K.S.Harn, "Characteristics of Inverter Type Arc Welding Power Source", J.Korea Welding Society, Vol. 11, No. 2, pp.21~26, Jun., 1993.
- [6] J.E.Harry, "Simultaneous Operation of Electric Arcs from the Same Supply", IEEE Trans. on Plasma Society, Vol. PS-9, No. 3, pp.248~254, DEC.1981.
- [7] M.Saiepour, "Arc Ignition Using DC Discharges", INT.J.ELECTRONICS, Vol. 70, No. 2, pp.467~474. 1991.
- [8] W.J.GU, "A Study of Volume Weight vs. Frequency Transformers", IEEE, pp.1123~1129, 1993.
- [9] R.Wu, S.B.Dewan, "A Pwm AC-to-DC Converter with Fixed Switching Frequency", IEEE Trans. on Ind. Appl. Vol. 26, No. 3, pp.880~885, 1990.
- [10] J.T.Boys, A.W.Green "Current-forced Single-Phase Reversible Rectifier" IEE, Proce, Vol. 136, No. 5, pp.205~211, 1989.
- [11] R.Wu, S.B.Dewan, G.R.Slemon, "A PWM AC-to-DC Converter with Fixed Switching Frequency", IEEE. Trans. on Ind. Appl, Sep, Vol. 26, No. 5, pp.880~885, 1990.

## 〈 저 자 소 개 〉



### 채영민(蔡榮敏)

1967년 2월 24일생. 1993년 건국대 공대 전기공학과 졸업. 1995년 동 대학원 졸업(석사). 현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.



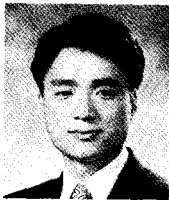
### 이승요(李承約)

1967년 2월 27일생. 1994년 건국대 공대 전기공학과 졸업. 1996년 동 대학원 졸업(석사). 현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.



### 신우석(申珩錫)

1961년 2월 9일생. 1986년 건국대 공대 전기공학과 졸업. 1988년 동 대학원 졸업(석사). 1996년 동 대학원 졸업(공학박). 1988년~1996년 금성사 생활시스템 연구소 선임연구원. 현재 두원전문대 제어공학과 전임강사.



### 목형수(睦亨洙)

1963년 10월 31일생. 1986년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1988년 동 대학원 졸업(석사). 1992년 동 대학원 졸업(공학박). 1992년~1996년 서울산업대학교 공대 제어계측공학과 조교수. 현재 건국대 공대 전기공학과 조교수.



### 최규하(崔圭夏)

1955년 7월 24일생. 1978년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1980년 동 대학원 졸업(석사). 1986년 동 대학원 졸업(공학박). 1987년~1988년 미국 오레곤주립대 객원교수. 현재 건국대 공대 전기공학과 교수. 당 학회 재무이사.