

特輯 : 용접아크 현상 해석 및 응용

인버터 용접기의 전력변환회로 및 제어기법

최규하·채영민

The Power Conversion Circuit and Its Control Method of Inverter Welding Machines

Choe Gyu-Ha and Chae Young-Min



최규하/건국대학교/
1955년생/고주파 전력변환장치 및 CO₂ GMAW의 제어기법



채영민/건국대학교/
1967년생/마이크로 프로세서 제어 및 CO₂ GMAW의 제어기법

1. 서 론

용접기는 전기적인 에너지를 열에너지로 변환하여 금속을 절단하거나 접합하는 기기로써 전기, 전자제품 제조 및 일반 산업현장에서 광범위하게 사용되고 있다. 이러한 용접의 개발추세는 대용량 반도체 소자의 발달과 새로운 제어방식에 대한 연구결과 및 소비자의 요구에 따라 고품질, 고정밀, 다기능, 무인화 및 자동화의 추세이다. 따라서 용접 성능 및 품질향상을 위하여 용접 전원부의 개발과 제어요소가 필요하게 되었고, 용접기 개발초기의 교류 용접기에서 용접기 시스템에 인버터 회로를 채용한 인버터 아크 용접기에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다¹⁻⁵⁾.

이러한 인버터 아크 용접기는 고주파 스위칭을 통하여 변압기와 출력측 리액터의 크기를 현저하게 감소시킬 수 있고, 인버터 제어에 의하여 고속으로 출력이 제어되므로 기존의 용접기에 비해 아크의 안정성을 향상시킬 수 있을 뿐만 아니라, 사용용 및 용접 성능을 현저히 증가시킬 수 있다는 장점이 있다.

인버터란 주어진 일정 직류전원으로부터 원하는

크기와 주파수의 교류출력을 얻는 회로로써 최근 전력용 반도체소자의 대용량화와 가격저하에 따라서 AC Motor 제어나 UPS(Uninterruptible Power Supply) 등의 고전적인 응용분야 뿐만 아니라 유도 가열이나 용접기분야에서도 널리 사용되고 있는 회로구조이다⁶⁻¹⁰⁾.

이러한 인버터는 입력전원의 종류에 따라서 인버터 입력단에 커패시터를 사용하는 전압형 인버터와 리액터를 이용하여 일정전류를 갖는 전류형 인버터로 구분되며 일반적으로는 제어가 용이하고 응답성이 빠른 전압형 인버터가 주로 사용된다. 전압형인버터의 경우 사용되는 부하의 상수에 따라서 단상과 3상으로 구분되는데 용접기에 적용되는 인버터 경우에는 인버터의 출력전압인 교류전원을 직류전원으로 변환하여 사용하는 회로구조이므로 항상 단상구조의 인버터가 사용된다.

Fig. 1은 용접기 시스템의 제어 개념도로써 220V의 교류 입력전압은 정류기를 통하여 120Hz의 전압리플을 가지는 직류전압으로 변환되고 이 직류전압은 인버터를 통하여 고주파(16kHz이상) 교류전압으로 바뀌어 변압기 1차측으로 인가된다. 변압기의 권선비를 통하여 적절히 크기가 조정된

2차측 교류전압은 출력측 정류기를 거쳐 직류전압으로 변화되고 DC 리액터를 통하여 용접기의 최종 전압으로 출력된다.

현재까지 가장 많이 사용되고 있는 인버터 제어형 용접기는 출력전압의 크기를 일정하도록 제어하는 정전압 출력특성을 가지며 인버터 제어는 전압제어부와 PWM (Pulse Width Modulation) 변조부로 구성되어 있다.

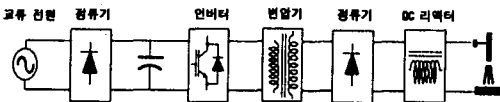


Fig. 1 Configuration of inverter welding machine.

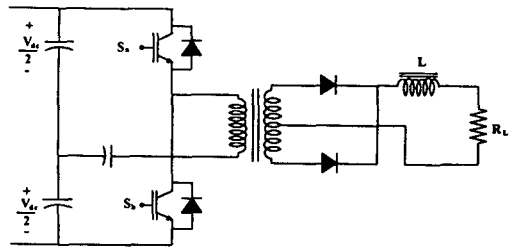
2. 스위칭 작용과 전류제어방식

용접기에 사용되는 인버터는 Fig. 2에서와 같이 사용하는 스위칭 소자의 수에 따라 Full-bridge형 인버터와 Half-bridge형 인버터로 구분할 수 있다.

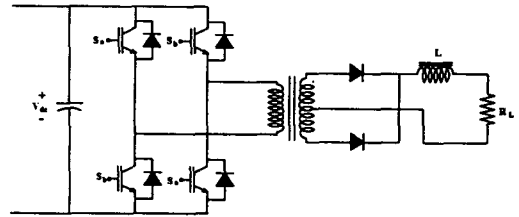
특히 용접기용 단상 인버터의 경우에는 Fig. 2(a)의 회로와 같이 직류전압원이 인버터를 통하여 교류전압으로 변환되고 변압기 및 정류기를 거쳐 직류출력전압이 나타나므로 이를 등가적인 회로로 표현하면 Fig. 3(c)와 같이 나타낼 수 있다.

Fig. 3(c)의 등가회로에서는 스위치 S_1 이 On 및 Off의 2가지 동작모드가 나타나고 스위치 S_1 의 On 시에는 입력전압 V_{dc} 가 출력전류제어용 리액터와 부하저항에 인가되고 따라서 출력전류 $i_L(t)$ 가 증가하게 되며 출력측 리액터 L에 에너지가 저장되게 된다. 스위치 S_1 이 Off시에는 입력전압 V_{dc} 가 스위치 양단에 걸리게 되고, 리액터의 특성상 리액터가 전류원으로 동작되어 리액터에 저장되었던 에너지가 부하저항측으로 전달되며 부하전류가 다이오드를 통하여 흐르게되며 이때 부하전류($i_L(t)$)는 리액터와 부하저항의 시정수에 따라서 감소하게 된다. 따라서 스위치 S_1 의 On/Off 상태에 따라서 출력전류가 증감된다.

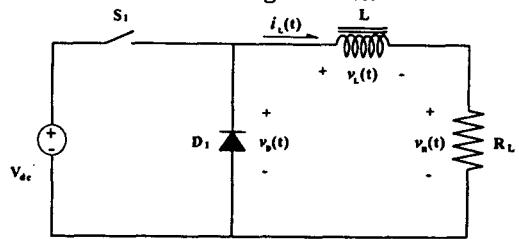
따라서 S_1 을 On시키기 위한 gate신호가 인버터의 스위치에 인가되면 Fig. 3(b)의 스위치 S_1 이 On되고 직류전압이 출력측에 인가되므로 출력전류가 증가하게 되며 gate신호가 0인 상태에서는 스위치 S_1 이 Off되고 출력측 리액터에 인가된 에너지



(a) Half-bridge inverter



(b) Full-bridge inverter



(c) Equivalent circuit

Fig. 2 Inverter type and equivalent circuit.

가 방출되어 부하와 다이오드 D_1 을 통하여 전류가 도통되므로 리액터의 용량과 부하저항에 따라서 전류가 감소하게 된다.

그러므로 출력전류는 인버터에 인가되는 gate신호의 On/Off 즉 인버터 스위칭함수에 따라서 증가와 감소를 반복하며 제어기에서 출력하는 기준전류파형을 추종하게된다.

Fig. 3(c)의 등가회로에 변압기 2차측과 정류기를 거친 출력전압 $V_D(t)$ 는 식 (1)과 같이 표현되고 이때의 리액터양단에 인가되는 전압 $V_L(t)$ 는 식 (2)로 표현되므로 리액터에 흐르는 출력전류는 식 (3)과 같다.

$$v_D(t) = v_L(t) + v_R(t) \tag{1}$$

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} \tag{2}$$

$$i_L(t) = \frac{v_D(t) - v_R(t)}{L} \tag{3}$$

윗 식에서 알수 있듯이 출력전류 $i_L(t)$ 은 정류기 출력전압 $V_D(t)$ 와 부하전압 $V_R(t)$ 의 전압차에 의해 결정되므로 출력전류의 크기와 기울기 제어가 가능하다.

또한 식 (2)의 리액터 양단에 인가되는 전압의 한주기 평균치는 아래식 (4)에서와 같이 0이므로 정상상태에서의 출력전압 평균치인 \bar{v}_D 는 식 (5)와 같이 표현된다.

$$\bar{v}_L = \frac{1}{T} \int_0^T v_L dt = 0 \tag{4}$$

$$\bar{v}_D = \bar{v}_R \tag{5}$$

Fig. 3는 스위칭작용과 전류제어를 설명하기 위한 모식도로써 만일 Fig. 3(a)와 같은 전류파형을 출력하고자 한다면 인버터 제어부에서는 Fig. 3(b)에 보이는 출력전류와 같은 모양의 전류기준 신호와 PWM(Pulse Width Modulation) 변조를 위한

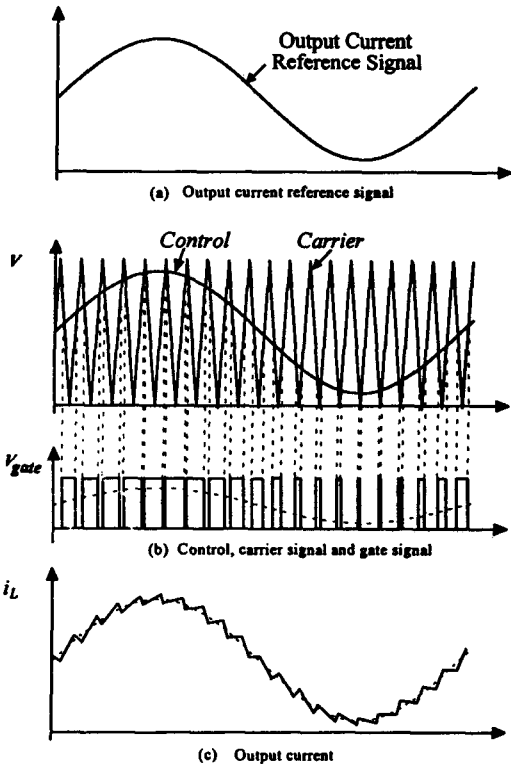


Fig. 3 Control procedure and output current waveform.

캐리어신호를 발생하고 두신호를 비교하여 전류기준신호가 캐리어신호보다 큰 경우 스위치에 인가할 gate신호를 발생한다. 이상의 gate신호의 발생방법을 PWM변조라 하며 Fig. 3(b)에 점선으로 표시된바와 같이 구형파 형태의 gate신호에는 원래의 제어신호가 가장 지배적이고 이 펄스폭의 크기가 변동되는 구형파 신호를 스위칭 주파수에 해당하는 주파수 성분을 제거하면 원래의 제어신호와 같은 모양의 출력전류를 얻을 수 있다. Fig. 3(d)는 부하전류의 파형으로써 인버터 스위치의 On/Off상태에 따라서 증가와 감소를 반복하면서 전류기준신호의 모양을 추종하는 부하전류가 흐르게 된다.

3. 인버터회로 및 동작

용접기에 사용되는 단상 Full-bridge형 인버터의 회로도통상상태는 인버터 스위치의 On, Off 상태에 따라 4가지의 동작모드로 나눌 수 있고, 스위치 (S_{a+}, S_{b-}), (S_{a-}, S_{b+}), (S_{a+}, S_{b+})를 쌍으로 각 쌍의 스위치를 동시에 On, Off 시키는 형태인 단방향 스위칭 기법을 사용하므로 스위칭함수는 반드시 $(0 \rightarrow 1 \rightarrow 0)$ 또는 $(0 \rightarrow -1 \rightarrow 0)$ 로 상태를 바꾸게 된다.

Half-bridge형 인버터와 마찬가지로 스위칭 함수가 1이거나 -1인 경우에는 변압기 2차측에 연결된 정류기에 의해 정류되어 출력전압을 상승시키고 스위칭 함수가 0인 경우에는 출력전압을 감소하는 동작모드이다. 이러한 스위칭 함수에 따른 인버터의 회로동작 상태는 Fig. 4와 같다.

1) MODE 1: ($S_{a+}, S_{b-} : ON$)

Fig. 4(a)에서 스위치 S_{a+} 와 S_{b-} 가 쌍으로 온되고, S_{a-} 와 S_{b+} 는 오프된 상태로서 출력 전류가 증가되며 용접기의 출력전압이 상승하는 동작모드으로써 변압기 1차측에 DC링크단 전압인 V_{dc} 가 인가된다.

2) MODE 2: ($S_{a-}, S_{b+} : ON$)

Fig. 4(b)에서 스위치 S_{a-} 와 S_{b+} 이 쌍으로 온되고 S_{a+} 와 S_{b-} 는 오프된 상태로서 전류 증가 모드이다. 이 구간에서는 변압기 1차측에 DC링크단 전압인 $-V_{dc}$ 가 인가되어 반대방향으로 전류가 증가되나 출력단 정류기에 의해서 정류되므로 출력전압이 상승하는 제어모드이다.

3) MODE 3: ($S_{a-}, S_{b-} : ON$)

Fig. 4(c), (d)의 회로동작 상태를 가지는 모드로써 전류감소모드로써 인버터의 입력전압인 V_a 가 출력측으로 전달되지 않고 인버터가 Off되는 구간이다. 그림에서와 같이 스위치 S_a 와 S_b 에 동시에 ON 신호가 주어지나 이전의 전류의 흐름방향에 따라서 스위치의 동작상태가 결정된다. 만약 스위칭 함수가 (1 → 0)으로 변화하였다면 회로의 도통상태는 Fig. 4(c)와 같이 되고 스위칭 함수가 (-1 → 0)으로 변화하였다면 회로의 도통상태는 Fig. 4(d)와 같이 동작된다.

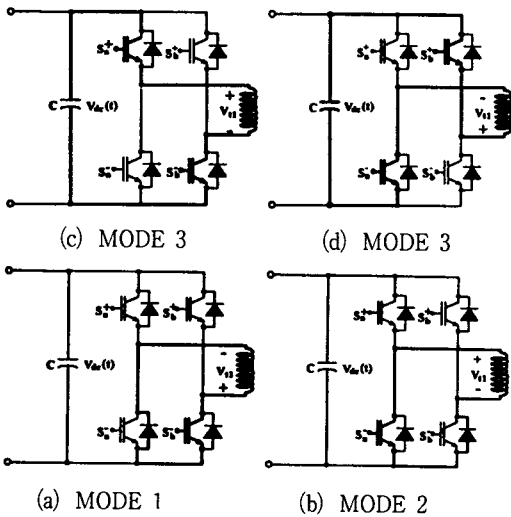


Fig. 4 Circuit operation mode of full-bridge inverter

4. 인버터의 제어기법

출력전류를 제어하기 위한 인버터의 제어기에는 인버터의 출력전류가 기준전류신호를 추정하도록 제어하는 전류제어부와 전류제어기를 통하여 출력된 신호를 인버터에 인가할 펄스형태의 스위칭함수로 변환하는 PWM 변조부로 구분된다.

Fig. 5는 이러한 전류제어기의 블록선도로서 그림에서 I_{ref} 는 인버터의 출력전류가 추종해야 하는 기준신호 I_{Real} 은 실제 인버터 출력전류이다. 그림의 블록선도에서 점선으로 표시된 부분이 전류제어부로서 전류제어기에서는 기준신호와 실제 출력전류를 비교하고 제어기를 이용하여 오차신호를 증폭하고 변조부에 오차신호를 입력한다. PWM 변조부에서는 입력된 오차신호와 캐리어신호를 비교

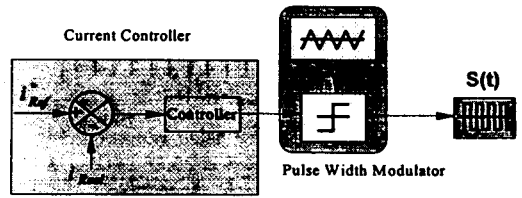


Fig. 5 Basic block diagram of current control.

하여 인버터 스위치에 인가할 스위칭함수를 발생시킨다.

이상과 같이 인버터의 출력전류를 제어하는 전류 제어방식에는 대표적으로 PI제어기, 히스테리시스 제어기, 예측제어기, 적응제어기 등을 들 수 있다.

히스테리시스 제어기(Hysteresis Controller)는 전류기준신호를 기준으로하여 양쪽으로 일정한 밴드(Δi)를 설정하고 실제전류가 이 밴드내에서 흐르도록 인버터의 스위칭상태를 제어하는 기법으로서 전류오차의 크기가 인버터의 출력을 결정하는 일종의 뱅뱅제어기이다.

즉 실제 출력전류가 하위밴드에 도달하면 전류를 증가시키는 방향으로 인버터의 스위치를 On시키고 전류가 증가하여 상위밴드에 도달하면 전류를 감소시키는 방향으로 스위치를 On시켜 전류제어를 수행한다. 히스테리시스 전류제어기는 과도상태의 특성이 우수하고 간단하게 구성할 수 있는 장점이 있으나 밴드내에서 변조 주파수 즉 인버터 스위칭 주파수가 가변되어 일정하지 않으므로 항상 출력전류에 스위칭 리플이 발생하고 출력전류가 밴드를 벗어날 경우 인버터의 동작상태를 예측할 수 없다는 단점을 가진다.

예측 제어법(Predictive Current Controller)은 매 샘플링구간마다 인버터 실제 출력전류가 기준전류를 추종하기 위해 필요한 인버터에서 발생시켜야 하는 전압을 계산하여 이에 따라 인버터의 스위칭을 결정하는 제어기법이다. 이러한 예측제어기법은 샘플링 주기에 의해서 스위칭 주파수가 결정되며, 스위칭 주파수가 항상 일정하고 전류 고조파가 적다는 특징이 있으나 부하의 파라미터를 정확히 알아야 하고 고속의 마이크로프로세서를 필요로 한다는 단점이 있다.

적응제어기법은 히스테리시스 제어기법과 예측제어기법을 겸용하여 서로의 장단점을 보완한 방법인데 과도 및 정상상태 응답특성이 대체로 우수하

지만 복잡한 전압계산과정을 거쳐야 하고 고속의 마이크로프로세서를 필요로 한다는 단점이 있다.

PI 제어기법은 전류오차신호를 삼각파와 비교하여 인버터에 인가할 PWM함수를 발생하는 제어기법으로써 SPWM(Sinusoidal Pulse Width Modulation) 제어방식 혹은 삼각파 비교방식이라고도 한다. PI 제어기법은 기준전류신호와 실제전류를 비교한 후 이때 발생하는 전류오차신호를 PI제어기를 통한 후 삼각파 캐리어와 비교하여 인버터 스위치에 인가할 게이트 신호를 발생시킨다. 이외에도 Fuzzy제어방식, Optimal PWM 제어방식, 슬라이딩모드제어방식등의 다양한 최신의 전류제어기법이 있다.

이상과 같은 전류제어기를 통하여 출력된 신호를 인버터에 인가할 펄스형태의 스위칭함수로 변환하는 PWM 변조기법에는 아래 Fig. 6에 보이는 바와 같이 다양한 방식이 있다.

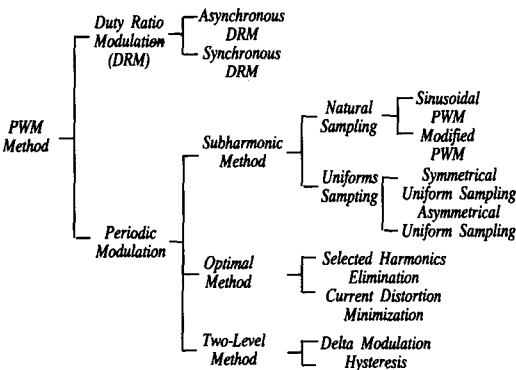


Fig. 6 PWM Method of inverter control

DRM(Duty Ratio Modulation) 방식은 Fig. 7(a)와 같이 일정한 펄스폭을 가진 펄스신호를 이용하여 전체 듀티비제어를 통하여 스위칭함수를 발생시키는 방식으로써 제어기법이 비교적 간단하며 hardware구성이 용이하고 비동기식 방식과 동기식 방식이 있다.

Subharmonic 변조방식은 기준신호를 캐리어와 비교하여 PWM파형을 발생시키는 방식으로써 아래 식 (6)에 나타난 크기지수 δ 로 전압을 조정하고 식 (7)에 표현된 주파수변조지수 λ 에 의해 고조파를 제어한다.

$$\delta = \frac{\text{기준신호크기}}{\text{캐리어의크기}} \tag{6}$$

$$\lambda = \frac{\text{캐리어의주파수}}{\text{기준신호의주파수}} \tag{7}$$

이 제어방식은 가장 일반적으로 많이 사용되는 변조방식으로 기준신호에 따라 Fig. 7(b)와 (c)의 Natural Sampling, (d)의 Uniform Sampling으로 구분한다. 이중에서 그림 (b)와 (c)는 Sinusoidal PWM(SPWM)이라고도 하며 Analog회로로 구성함에 따라서 간단하고 실용성이 우수하여 가장 많이 사용된다. 그림 (b)는 출력인 스위칭 신호가 (+)와 (-)의 2-level로 얻어지고 그림 (c)는 (+), (-)와 0의 3-level로 출력되는 차이점이 있다.

Fig. 7(d)의 Uniform sampling방식은 Regular sampling 또는 step modulation이라고도 하며 기준 정현파 전류 신호대신 그림과 같이 계단화된 정현파 신호를 사용하며 논리회로나 디지털제어기로 실현하기에 적합한 방식으로써 그림 (c)의 SPWM에 비해 저차고조파 및 왜형면에서 유리한 특성이 있다.

Fig. 7(e)의 hysteresis 변조기법은 기준신호에 일정한 band를 설정하고 출력전류가 이 밴드내에서 제어되도록 하는 방식으로써 제어회로가 매우 간단하고 밴드의 크기가 작을수록 출력전류의 리플과 속응성이 증대되는 장점이 있다.

Optimal PWM 변조방식은 Fig. 7(f)와 같이 부하의 파라미터로부터 이론적 PWM 함수를 가정하고 관련수식을 세워 스위칭 시점을 산출한다. Optimal PWM은 매우 우수한 고조파 억제특성을 가지며 특히 저주파수운전시에서 유리하나 비선형 방정식을 풀어야 하므로 많은 계산시간이 소요되므로 실시간 제어에 난점이 있다.

이상에서 소개한 인버터 제어방식은 인버터에서 부하로 출력하는 전류를 직접 제어하는 방식으로써 이중에서 용접기와 같이 정전압 출력특성과 부하가 시변인 특성을 가지는 시스템에는 스위칭주파수가 일정하고 제어의 속응성이 우수하며 정상상태 오차가 적은 특성을 가지는 PI 제어방식이 주로 이용한다.

용접기에 사용하는 PI 제어방식은 용접기의 전압 다이얼에서 입력되는 기준전압신호와 실제 용접기 출력전압신호를 비교한 후 발생하는 오차신호를

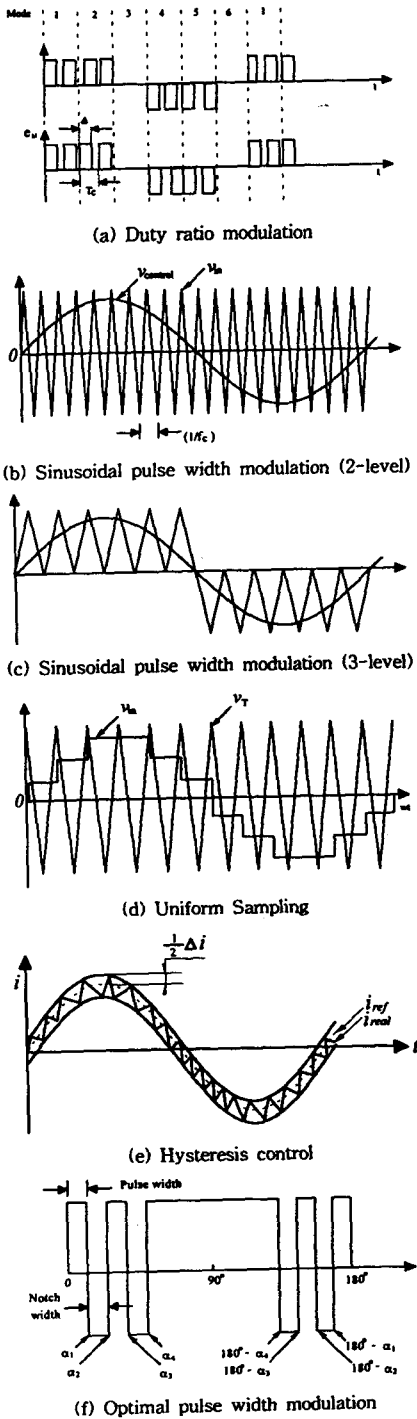


Fig. 7 PWM Method of inverter control.

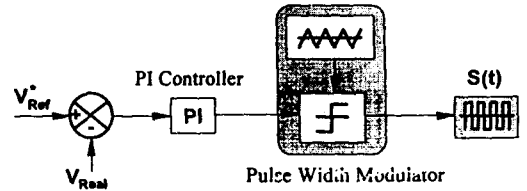


Fig. 8 Voltage control block diagram.

크기 증폭하고 삼각파 캐리어와 비교한후 인버터에 인가할 스위칭 신호를 발생시킨다. Fig. 8은 용접기에 사용되는 PI 제어방식의 블럭선도이다.

4. 인버터의 PWM 변조방식

용접기의 출력전압을 제어하기 위하여 인버터에 인가할 스위칭 신호인 gate신호를 발생시키는 PWM변조부는 변조부 신호에 0상태의 유무에 따라 바이폴라 PWM 스위칭방식과 유니폴라 PWM 스위칭방식으로 구분된다.

바이폴라 PWM 변조방식은 Fig. 9에 보이는 바와 같이 기준신호와 삼각파 캐리어의 상태에 따라 인버터의 스위치쌍인 S_{a+} , S_{b-} 쌍과 S_{b+} , S_{a-} 쌍을 교번으로 스위칭하는 방식으로써 식 (8), (9)와 같이 인버터의 출력전압이 V_{dc} 와 $-V_{dc}$ 의 두가지 상태로 출력된다. 따라서 용접기의 경우에는 인버터의 출력전압이 정류되어 용접기 출력전압으로 나타나므로 적절하지 않은 변조방식이다.

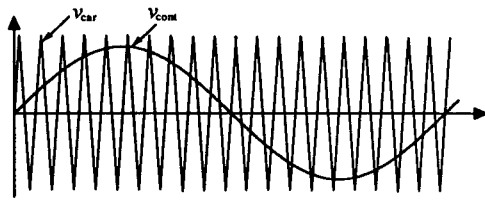
$$v_{control} > v_{car} : S_{a+} \text{ on and } v_o(t) = V_{dc}(t) \quad (8)$$

$$v_{control} < v_{car} : S_{b-} \text{ on and } v_o(t) = -V_{dc}(t) \quad (9)$$

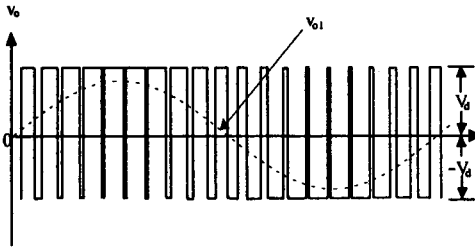
유니폴라 PWM 변조방식은 바이폴라 변조방식과는 달리 인버터 출력전압에 0상태가 존재하는 변조방식으로써 Fig. 10에 나타난바와 같이 스위치조합인 S_{a+} 와 S_{b-} 스위치쌍과 S_{b+} 와 S_{a-} 스위치쌍을 각각 동작시키기 위한 스위칭 신호는 제어신호와 삼각파 캐리어 신호인 $\pm V_{cont}$ 를 각각 비교하여 발생시며 아래와 같은 4가지의 동작상태와 인버터 출력전압을 나타낸다.

$$v_o(t) = V_{dc}(t) \quad (S_{a+}S_{b-} : ON) \quad (10)$$

$$v_o(t) = 0 \quad (S_{a+}S_{b+} : ON) \quad (11)$$

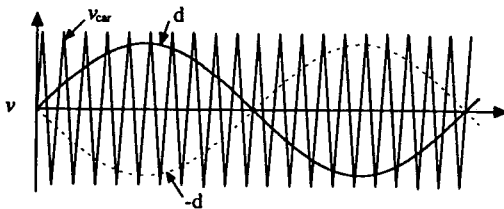


(a) control signal and carrier



(b) output voltage

Fig. 9 Unipolar switching method.



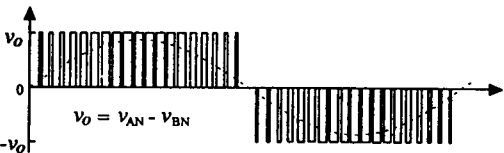
(a) control signal and carrier



(b) voltage waveform of V_{AN}



(c) voltage waveform of V_{BN}



(d) inverter output voltage waveform

Fig. 10 Unipolar switching method.

$$v_o(t) = -V_{dc}(t) (S_a - S_{b+} : ON) \tag{12}$$

$$v_o(t) = 0 \quad (S_a - S_{b-} : ON) \tag{13}$$

따라서 용접기용 인버터의 경우 출력전압을 정전압으로 제어하기 위해서는 인버터 스위치의 0상태를 이용하여 제어해야 하므로 유니폴라 변조방식을 사용하여야 하며 더욱이 유니폴라 변조기법은 바이폴라 변조방식에 비하여 동일한 캐리어 주파수를 사용하더라도 두배의 스위칭주파수를 올릴 수 있는 장점이 있다. 아래 Table 1은 이러한 변조기법의 특징을 나타낸 것이다.

Table 1. Comparison of Modulation.

구 분	바이폴라 PWM	유니폴라 PWM
캐리어 종류	단극	양극
출력전압 형태	2-level	3-level
스위칭 주파수	캐리어주파수	2×캐리어주파수
용접기적용여부	불가능	가능

5. 용접기 전류제어의 최근 연구동향

최근의 용접기 분야에서 인버터의 회로구조 및 제어에 관한 연구동향은 용접성능의 향상과 에너지 저감방식에 대한 연구가 주로 이루어지고 있다.

용접기의 성능향상에 관한 연구추세는 용접기의 금속이행과정이 인버터를 통한 전력의 제어를 통하여 이루어지므로 기존의 정전압 출력특성을 개선하여 용접기의 출력전압과 전류를 검출하여 용접기의 출력전력을 직접 제어하는 방식이다. 한 예로 본문에서는 CO₂ 아크 용접기의 경우 단락이행과정에서 발생하는 스파터를 저감하기 위한 순시전류제어기법에 관하여 소개하겠다.

5.1 순시전류제어

순시전류제어방식에 의한 인버터 제어형 CO₂ 아크 용접기는 단락이행과정에서 발생하는 스파터가 단락이 발생하는 순간에 주로 발생하므로 용접기 출력전류의 파형을 최적의 전류파형으로 제어하는 기법이다.

단락이행시의 출력전류를 순시적으로 제어하기 위해서는 기존의 정전압 출력특성을 가지는 용접

기의 제어부와는 달리 용접기의 출력전압을 센싱하여 단락여부를 판정하고, 단락구간에서는 순시적으로 용접기의 단락전류를 제어하기 위한 전류 기준신호를 출력하여야 한다. 따라서 이러한 전류 기준신호는 마이크로프로세서를 이용한 디지털 제어기를 사용하여 출력하고 인버터제어를 통하여 실제 용접기 출력전류가 기준전류파형을 추종하도록 제어하는 방식이다.

5.1.1 순시전류제어기법의 제어원리

Fig. 11는 순시전류 제어기법에 의한 용접기 출력전류의 개념도로서 전류제어기에서는 용접기의 출력전압을 감지하여 단락발생여부를 판정하고 단락이라고 판정되면 디지털제어기는 단락구간에서 용접기가 추종하여야 하는 기준신호를 발생한다.

단락판정이 이루어지면 그림에서와 같이 용적이 모재에 단단히 접합되도록 지연시간 T_d 동안 최소 전류인 I_b 로 유지시키고 지연시간 T_d 가 지난후 출력전류를 I_a 까지 급격히 상승시키고 출력전류가 I_a 에 도달하면 아크가 다시 발생시까지 I_{sv} 의 기울기로 출력전류를 상승시킨다. 아크가 다시 발생되면 출력전류를 I_{arc} 의 기울기로 감소시키고 다시 단락이 발생시까지 출력전류를 단락발생을 위한 출력전류인 I_b 로 계속 유지시키는 제어방식이다.

이러한 출력전류파형의 제어가 가능한 변화요소로는 단락발생시의 지연시간 T_d , 지연시간이후 상승시킬 단락전류 상승치 I_{sv} , 단락전류의 상승기울기 I_{sv} , 아크발생후 전류감소 기울기 I_{arc} 및 아크시의 출력전류 (base 전류) I_b 등이 있고 이러한 이상의

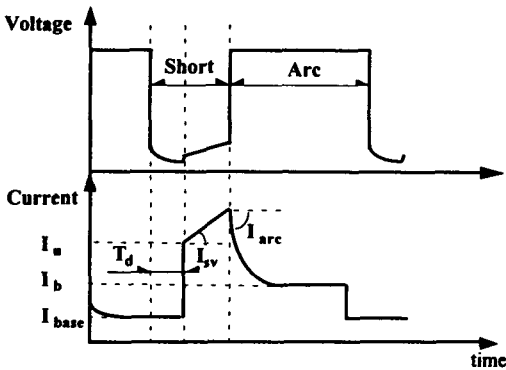


Fig. 11 Current and voltage waveform of by instantaneous current controller.

전류파형의 제어요소는 디지털제어기의 프로그램을 조절함에 따라서 임의로 지연시간과 출력전류의 크기 및 출력 전류의 증가, 감소 기울기의 조절이 가능하다.

Fig. 12는 순시전류제어기의 제어부 블럭선도로서 그림에서 용접기의 출력전압인 V_{real} 은 OP Amp를 이용한 차분회로를 사용 검출하여 Λ/D 컨버터의 입력가능한 전압 크기인 5V 이내의 크기로 스케일링한후 low-pass필터 (cutoff frequency : 5kHz)를 거쳐 디지털 제어기의 출력전압신호로 입력한다. 또한 용접기의 출력전류를 순시제어하기 위한 용접기 출력전류인 I_{real} 을 검출하고, 이러한 출력전류 신호와 디지털제어기에서 D/ Λ 컨버터를 통하여 출력되는 기준 전류신호인 I^* 를 비교하여 오차신호인 err 을 발생시킨다. 이 오차신호는 PI제어기와 Limiter를 거쳐 인버터 제어를 위한 PWM (Pulse Width Modulation) 변조부의 입력신호로 인가되고 PWM변조부에서는 이상의 입력신호를 인버터의 베이스에 인가할 펄스형태의 스위칭 신호로 변환한다.

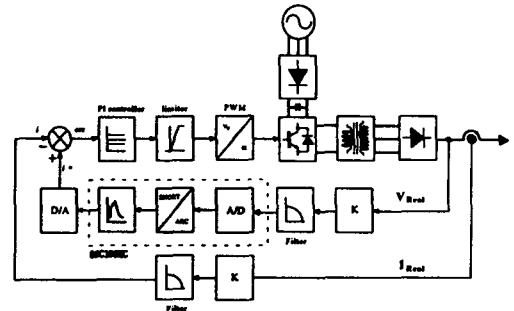
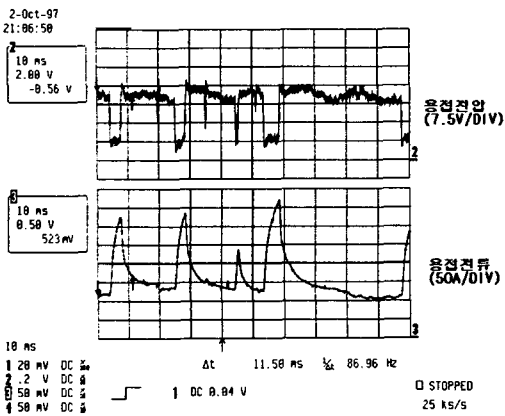


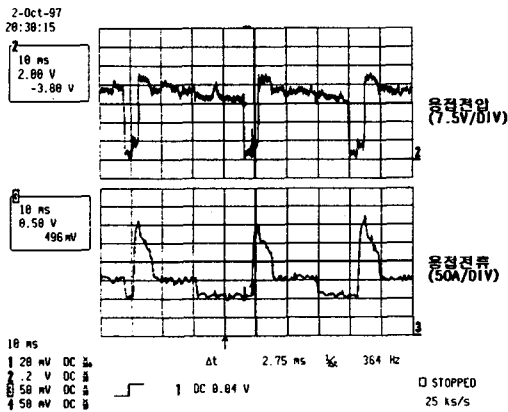
Fig. 12 Block diagram of instantaneous current controlled inverter arc welding machine.

5.1.2 순시전류제어특성

Fig. 13은 순시전류제어기법에 의한 용접기의 출력전압과 전류의 파형을 비교한 그림으로써 순시전류제어기법에 의한 용접기가 기존의 용접기에 비하여 용접주기가 현저하게 규칙적이고 이는 용접기 순시전류제어에 의하여 단락주기가 일정해지기 때문이다. 특히 Fig. 13(a)의 기존의 범용인버터 제어형 용접기에서의 출력전류파형을 관찰하면 단락주기가 일정하게 유지되지 않고 있으며 단락전류의 피크치의 크기도 균일하지 않음을



(a) 기존의 인버터 용접기

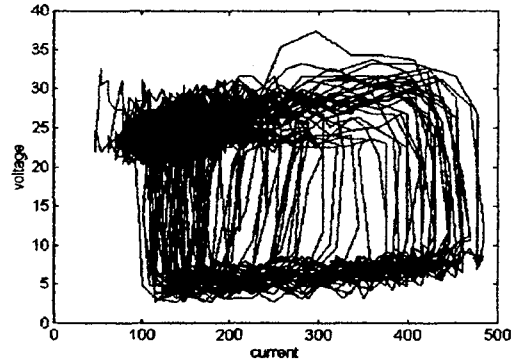


(b) 순시전류제어기법에 의한 인버터 용접기

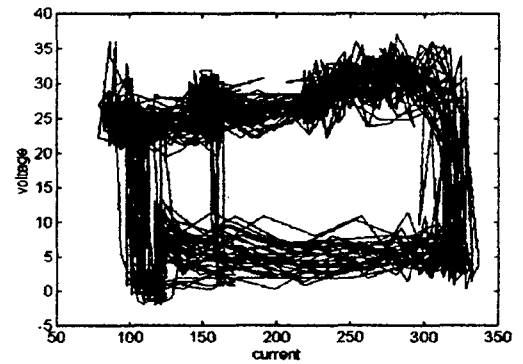
Fig. 13 Voltage and current waveform (10 msec/div).

볼 수 있으며 Fig. 13(b)의 순시전류 제어방식 용접기의 경우에는 균일한 단락주기와 단락전류의 피크치의 크기가 거의 일정함을 관찰할 수 있다. 이러한 규칙적인 단락주기의 제어는 순간단락 횟수를 감소시킬 수 있으며, 따라서 순간단락현상에 의한 스파터 발생을 감소시킬 수 있다.

Fig. 14은 Fig. 16의 용접전압, 전류의 V-I 파형으로써 2초동안 10,000개의 출력전압과 전류 데이터를 이용한 히스토그램이다. Fig. 14(a)의 기존의 인버터 용접기의 경우 그림에 나타난 바와 같이 정상적인 단락이행 이외에 다수의 순간단락현상의 발생으로 인하여 규칙적인 모양이 이루어지지 않고 전압과 전류의 궤적내부에 많은 직선이 나타남



(a) 기존의 인버터 용접기



(b) 순시전류제어기법에 의한 인버터 용접기

Fig. 14 V-I trajectory curve of inverter welding machine.

을 볼 수 있다. 이러한 궤적내부의 직선은 금속이 행과정에서의 단락이행주기가 일정하지 않으므로 인하여 발생한다. 순시전류 제어기법에 의한 용접기의 경우인 Fig. 14(b)는 단락이행과정이 규칙적으로 이루어짐에 따라서 용접기 출력전압과 전류가 규칙적으로 제어되고 순간단락현상이 현저하게 감소함에 따라서 기존 용접기의 경우와는 달리 출력전압과 전류의 궤적내부에 직선이 나타나지 않고 거의 일정하게 용접전압과 전류가 제어되고 있음을 볼 수 있다.

이상과 같은 제어방식외에도 인버터제어를 통하여 아크발생시의 출력전류를 감소시켜 스파터 발생량을 감소시키는 아크재생직전 검출기법과 같은 제어방식이 활발히 연구되고 있다.

5.2 ZVZCS 제어방식의 인버터 용접기

최근 전력전자분야의 대표적인 전력변환장치인 인버터에 있어서 새로운 연구추세는 인버터 스위칭시 발생하는 스위칭 손실을 저감하기 위한 제어 기법이다.

일반적으로 인버터에 사용하는 전력용 반도체 소자는 Fig. 3(b)와 같은 구형파 펄스신호가 게이트에 인가되어 On/Off를 강제적으로 수행하게 된다. 이상적인 스위칭소자라 가정할 경우 스위치 On시에는 스위치 양단에 인가되는 전압은 0이고 소자에 흐르는 전류는 부하상태에 따라서 결정되며 스위치 Off시에는 스위치 양단에 인가되는 전압은 정류기의 출력전압인 V_d 가 인가되고 소자에 흐르는 전류는 0이다.

따라서 스위치의 On/Off를 반복하여도 스위칭 동작에 따른 손실은 존재하지 않는다. 그러나 실제 스위치 상태가 On에서 Off로 변동시 Tail전류라는 잔류전류가 존재하고 이에 따라서 스위칭손실이 증가하며 인버터 스위칭 주파수의 제한이 생기며 부수적인 스너버회로나 Dead Time회로가 필요하다.

최근에는 공진회로를 사용하여 이러한 스위칭 동작시 소자에 흐르는 Tail 전류를 0으로 감소시켜 스위칭 손실을 0으로 감소시키는 연구가 선진국을 중심으로 활발히 진행되고 있다. 이상과 같이 스위칭 발생시의 Tail 전류를 0으로 감소시킬 수 있다면 Dead Time회로를 사용하지 않으므로 인버터의 스위칭 주파수를 현저하게 증가시키는 것이 가능하므로 시스템의 응답성을 향상시킬 수 있을 뿐만 아니라 스위칭 손실저감을 통하여 에너지 절감이 가능하게 된다.

이와 같이 스위칭순간의 손실을 저감하는 제어 방식으로 Fig. 15에 보이는 바와 같은 ZVZCS (Zero Voltage Zero Current Switching) 방식의 인버터 제어방식을 용접기에 적용하는 제어기법에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다. 더욱이 이러한 ZVZCS방식의 인버터를 용접기에 적용할 경우 스위칭 주파수증대로 인하여 변압기와 출력측 DC 리액터의 크기가 현저하게 감소되므로 에너지효율 증대뿐만 아니라 크기 및 중량도 현저히 감소시킬 수 있을 것으로 예상된다.

6. 맺 음 말

본문에서는 최근 용접기의 직류/교류 전력변환 장치로 사용되고 있는 인버터의 동작원리와 용접기의 출력특성을 결정하는 인버터를 제어하기 위한 다양한 제어기법 및 인버터 스위칭신호발생기법인 변조기법에 관하여 설명하였고, 현재 용접기의 제어부에 적용되고 있는 인버터 제어기법에 관한 설명과 최근 선진국에서 연구되고 있는 새로운 인버터 제어방식에 관하여 기술하였다.

향후의 용접기 분야에서의 인버터와 관련된 연구추세는 전술한 바와 같이 용접기 출력전력을 순시적으로 제어하여 최상의 용접특성을 얻기위한 인버터 전류 제어기법에 관한 연구가 주로 이루어질 것으로 생각되며, 특히 용접기 시스템이 대용량임을 고려하면 ZVZCS와 같은 인버터 손실을 저감시켜 에너지를 저감하는 연구가 향후 주요한 연구 과제로 이루어질 것으로 생각된다.

참 고 문 헌

1. H. Yamamoto : Recent advances in welding power systems for automated welding, Journal of Japan Weld. Soc., Vol. 64, No. 6, (1995), pp. 457
2. E. K. Stava : Low spatter welding, Australasian Welding Journal, 4th Quarter, (1995), pp. 21
3. H. Yamamoto : Recent advances in inverter controlled arc welding power sources and their application, Journal of Japan Weld.

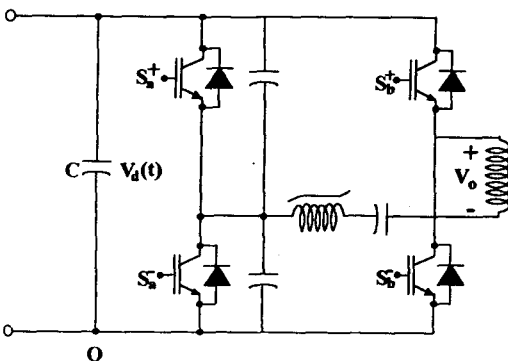


Fig. 15 Circuit configuration of ZVZCS inverter.

- Soc., Vol. 58, No. 4, (1989), pp. 273
4. H. Yamamoto, et. al : The Development of Welding Current Control Systems for spatter reduction, *Welding International*, Vol. 4 No. 5, (1995), pp. 398-407
 5. T. Mita : Reduction Spatter in CO₂ Gas-Shielded Arc Welding Waveform Control, *Welding International*, Vol. 3, (1989), pp. 227-232
 6. N. Mohan : *Power Electronics*, John-Wiley & Son, Inc, (1995)
 7. Rashid : *Power Electronics*, Prentice-Hall, Inc, (1995)
 8. J. Zubak, et. al : Pulsewidth Modulated Inverter Motor Drives with Improved Modulation, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-11, (1995), pp. 101-108, Nov./Dec
 9. Joachim Holtz : Pulsewidth Modulation -A Survey, *IEEE PESC. Record*, (1992), pp. 11-18
 10. H. Mecke, et, al : Soft Switching Inverter Power Source for ARC Welding, *EPE 97 Proceeding*, vol. 4, (1997), pp. 333-337