

열처리용 단상 PWM인버터시스템의 히터온도 및 인버터 출력전압 제어기법

Control Strategies of Both the Heater Temperature and the Inverter Output Voltage of a Single-Phase PWM Inverter Systems for Heat Treatment

양 시 경* · 전 태 원*
(Si-Gyeong Yang · Tae-Won Chun)

Abstract - This paper proposed the strategies for controlling both the heater temperature and the output voltage of a single-phase inverter for the heat treatment. The single-phase inverter system for the heat treatment controls the heater temperature to its reference one, and also it limits the inverter output voltage to 60 V for safety. The stability may be deteriorated due to the large time constant difference between the heater temperature and inverter output voltage. In order to ensure the stability, a hysteresis on/off control approach for the heater temperature control is adapted, and both the open-loop and the closed-loop control strategies of the output voltage are suggested. The performances for the proposed strategies are demonstrated with the experiments.

Key Words : Heater temperature, Heat treatment, LC filter, PWM inverter, Voltage control

1. 서 론

구조물 용접부분의 급격한 온도상승을 방지하기 위하여 용접 전에 용접부위에 온도를 상승시키는 예열과 용접 후 금속의 경도를 더 향상시키기 위하여 다시 가열하는 후열이 필요하다. 용접 대상에 따라 원하는 온도로 예열 및 후열을 하기 위하여 전류에 의해 열을 발생시키는 열선으로 구성된 세라믹 케이스 히터와 이 히터의 온도제어하기 위한 전력변환장치로 구성된다. 이 온도제어하기 위한 전력변환장치인 SCR (Silicon controller rectifier) 전력제어기는 SCR로 입력교류전압의 위상각을 제어하여 출력전압 크기를 제어할 수 있으므로 국내 열처리 작업 시 90% 이상 사용하는 장비이다[1]. 그런데 이 SCR 전력제어기의 입력 교류전압이 220 V 또는 440 V에 따라, 출력전압 역시 최대 220 V 또는 440 V인 고압이 출력되므로 열처리 작업 중 감전 등 인명 사고가 발생할 가능성이 있다.

따라서 유럽국가에서는 감전 등 인명사고를 방지하기 위하여 열처리용 전력변환장치의 출력전압을 60 V 이내로 제한하고 있다. 이 조건을 맞추기 위하여 SCR 전력제어기대신 변압기형 전력변환장치를 사용하고 있다. 이 변압기형 전력변환장치는 전압 강하용 3상변압기와 각 상별 변압기 2차 측 권선에 각각 히터온도 제어용 전자계폐기 또는 SCR을 연결한다. 이 변압기형 전력변

환장치 앞단에 연결된 3상 변압기의 권선비를 조정하여 220 V/440 V의 고압 교류입력전압을 60 V로 감소시킨 후, 각 상별 변압기 2차 측 권선에 연결된 전자계폐기 또는 SCR의 온/오프 동작으로 히터온도를 기준온도로 제어한다. 이 변압기형 전력변환장치는 출력전압이 거의 정현파로 전력품질이 우수하며 히터온도 제어가 쉽다는 장점이 있다. 그러나 변압기는 무겁고 부피가 크므로 작업현장에서 이동이 힘들어 작업효율이 저하된다는 심각한 문제점이 있으며, 또한 입력교류전압 크기에 따라 권선비가 다른 변압기를 사용해야한다는 단점도 있다.

본 논문에서는 변압기형 전력변압기의 문제점을 해결하기 위하여, 단상 PWM(Pulse width modulation) 인버터로 히터온도 및 출력전압을 동시에 제어하는 열처리용 전력변환장치를 개발한다. 이 열처리용 단상 PWM 인버터의 전력회로에서 단상인버터와 함께 인버터 출력전압 고조파성분을 감소시키기 위하여 LC필터를 사용한다. 이 LC필터의 설계 기법으로 먼저 전동기 부하에서 LC필터 공진주파수를 인버터주파수의 10배정도로 결정한 후, 인버터 전류 및 인덕터의 비용 및 무게를 고려하여 L과 C값을 선정하는 방법을 제시하였다[2]. 다른 설계방법으로는 인버터에서 스위칭 시 과도 상태에서 인버터 전류가 정격전류를 넘지 않도록 L과 C 비율을 선정하여 스위치의 소손을 방지하는 방법이다[3]. 이 방법은 과전류에 의한 스위치 소자의 소손을 방지할 수 있으나 인덕터 비율이 높게 선정되어, 저전압 고전류 시스템인 열처리 시스템에서 적용하기 어렵다. 여기에 LC필터의 공진에 의해 발생하는 공진전압을 감쇄시키기 위한 여러 방법 중 가장 쉬운 방법이 제동용 저항을 사용하는 것이나, 이 방법은 제동저항에 의해 발생하는 저항손실로 효율을 저하시킨다[4]. 이러한

† Corresponding Author : Dept. of Electrical Engineering, University of Ulsan, Korea.

E-mail: twchun@mail.ulsan.ac.kr

* Dept. of Electrical Engineering, University of Ulsan, Korea.
Received : May 10, 2018; Accepted : July 24, 2018

실제 제동저항을 사용하는 방법 대신 가상 제동저항을 사용하는 방법[5] 능동 제동기법[6] 등이 발표되었으나, 전류 또는 전압 센서가 추가로 필요하고 제어가 복잡하다는 단점이 있다.

한편 히터온도를 제어하기 위하여 비례적분미분 제어기의 최적이득 설계와 퍼지 알고리즘 등으로 히터온도의 응답특성을 향상시키면서 오버슈트를 감소시키는 기법이 제시되었다[1],[7]-[9]. 그런데 열처리용 인버터시스템은 매우 높은 시정수를 가지는 히터온도뿐만 아니라 시정수가 상대적으로 상당히 낮은 인버터 출력전압을 동시에 제어하여야 하므로, 히터온도의 응답특성 보다는 히터온도 및 출력전압 제어 시스템의 안정성이 더 중요하다.

본 논문에서는 열처리용 인버터 시스템 특성에 적절한 LC필터를 설계하고, 히터온도 및 인버터 출력전압을 동시에 안정되게 제어하는 기법을 제시한다. 32-비트 DSP를 사용한 실험을 통하여 히터온도와 인버터 출력전압제어 기법의 성능을 검증한다.

2. 열처리용 전력변환장치의 전력회로

그림 1과 같이 단상인버터를 사용한 열처리용 전력변환 시스템에는 전력회로와 히터온도 및 출력전압을 제어하는 제어장치로 구성된다. 이 시스템의 전력회로는 3상 교류전압을 직류전압으로 변환시키는 3상 다이오드 정류기, 직류전압의 리플성분을 감소시키는 평활용 커패시터, 단상 PWM 인버터, LC필터와 부하인 히터로 구성되어 있다.

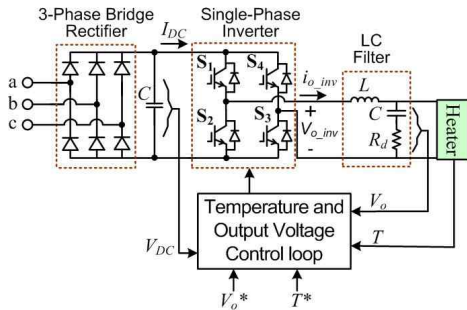


그림 1 열처리용 단상 PWM인버터의 블럭도
Fig. 1 A single-phase PWM inverter for heat treatment

2.1 단상 PWM인버터의 펄스변조기법

그림 2는 단상 인버터의 출력 교류전압의 주파수는 60 Hz로 고정시키고 크기만 60 V로 제어하기 위한 반송파기반 펄스변조 기법과 인버터 출력전압 $V_{o,inv}$ 을 보인 것이다. 정현파 기준신호를 절대치하여 음의 방향 기준신호를 양의 값으로 변환시킨 기준신호와 일정주파수에 일정크기(최대값 = 1)를 가진 삼각파와 비교하여 펄스폭을 변조한다.

2.2 LC 필터 설계

그림 3은 인버터 출력단에 연결된 LC필터에 부하인 히터까지

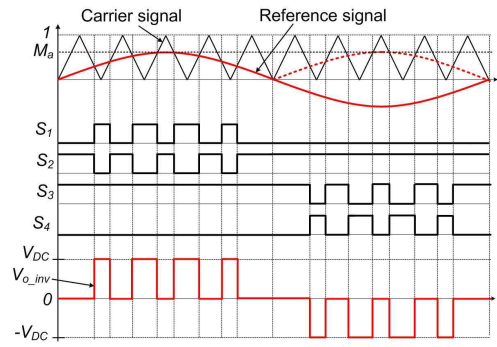


그림 2 반송파기반 변조방법
Fig. 2 Carrier-based modulation method

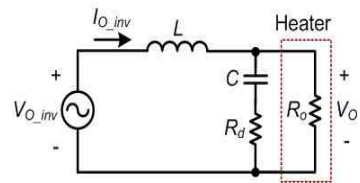


그림 3 LC필터 등가회로
Fig. 3 Equivalent circuit of LC filter

포함시킨 등가회로이다.

이 LC필터에 의해 발생되는 공진전압을 억제하기 위하여 LC필터 내 커패시터와 직렬로 제동저항 R_d 를 연결하며, 히터부하는 순수 저항부하이므로 R_o 로 등가시킨다. 식 (1)은 제동저항과 부하저항까지 고려한 LC필터의 입력전압 즉 인버터 출력전압 $V_{o,inv}$ 에 대한 부하전압 V_o 의 전달함수이다.

$$\frac{V_o}{V_{o,inv}}(s) = \frac{\frac{R_o R_d}{L(R_d + R_o)} s + \frac{R_o}{LC(R_d + R_o)}}{s^2 + \frac{CR_o R_d + L}{LC(R_d + R_o)} s + \frac{R_o}{LC(R_d + R_o)}} \quad (1)$$

그림 4(a)는 식 (1)에서 $L = 150 \mu\text{H}$, $C = 150 \mu\text{F}$ 이며 부하히터 등가저항 $R_o = 3 \Omega$ 시, 제동저항 변화에 대한 출력전압의 주파수 응답특성을 보인 것이다. 제동저항이 없을 경우에는 공진주파수에서 발생하는 공진전압크기가 상당히 높으며, 제동저항을 증가 시 공진전압크기가 감소되면서 제동저항이 2Ω 정도에서 공진전압이 거의 제거됨을 알 수 있다. 여기서 제동저항을 5Ω 등으로 더 증가시킬 경우 공진전압억제 효과가 거의 없으면서 필터링 성능이 상당히 저하되며 제동저항에 의한 손실도 증가되므로, 공진전압 크기, 필터링 효과, 제동저항 손실 등을 고려하여 2Ω의 제동저항을 사용한다.

그림 4(b)는 $R_d = 2 \Omega$, $R_o = 3 \Omega$ 시 LC필터 차단주파수가 약 1 kHz에서 인덕터에 대한 커패시터 값 비율에 대한 출력전압 주파수 응답특성을 보인 것이다. 커패시턴스 값에 비해 인덕턴스 값이 더 높음에 따라 차단주파수가 감소되는 등 필터링이 더 개선된다.

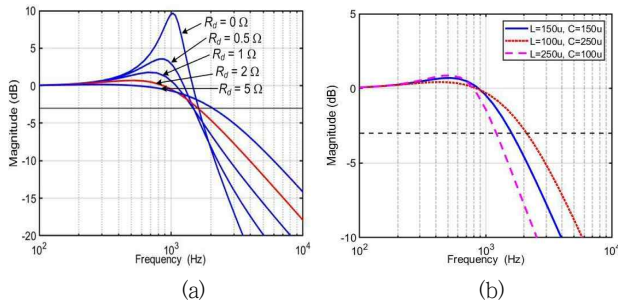


그림 4 인버터출력전압 주파수응답 특성: (a) 제동저항 변화 시, (b) 인버터와 커패시터 값 비율 변화 시

Fig. 4 Frequency responses of inverter output voltage: (a) when the damping resistor changes, (a) when the ratio of inductance to capacitance changes

3. 히터온도와 인버터 출력전압 제어기법

열처리용 인버터시스템은 히터온도를 기준온도로 제어하면서 동시에 인버터출력전압 크기를 60V로 제어하여야 한다. 그런데 히터온도 시정수는 약 3~4초이며 인버터 출력전압의 시정수는 약 50 msec로 히터온도와 인버터 출력전압의 시정수가 너무 차이가 나므로, 히터온도와 출력전압을 동시에 제어 시 안정성문제가 발생할 수 있다. 따라서 본 논문에서는 이 안정성 문제를 해결하기 위하여 먼저 시정수가 상당히 큰 히터온도를 기준온도를 기준으로 히스테리시스 온도범위 안에서 제어하는 히스테리시스 온/오프 제어방식을 제시하며, 또한 인버터 출력전압제어를 위하여 개루프 제어 방식과 폐루프 제어 방식을 각각 제시한다.

3.1 인버터 출력전압 개루프 제어 기법

그림 5는 히스테리시스 온/오프 제어방식의 히터온도 제어와 함께 인버터 출력전압의 개루프 제어 블록도를 보인 것이다. 먼저 히터온도 히스테리시스 온/오프 제어 방식은 다음과 같다.

$$T < (T^* - \Delta T) \text{ 일 경우 } M_a = M_c$$

$$T \geq (T^* + \Delta T) \text{ 일 경우 } M_a = 0$$

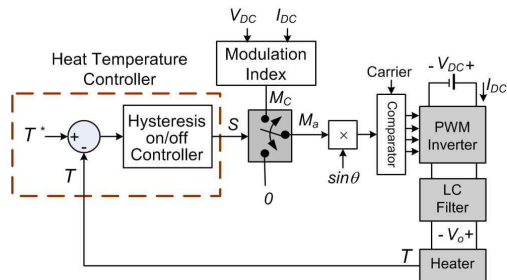


그림 5 출력전압 개루프 제어 시 히터온도제어 블록도

Fig. 5 Block diagram of heater temperature control with open-loop control of inverter output voltage

여기서 T^* 와 T 는 각각 기준 히터온도와 히터온도이고, ΔT 는 히스테리시스 온도값이며, M_a 는 기준신호의 최대값인 변조계수이다. 히터온도가 기준온도에서 히스테리시스 온도를 뺀 온도보다 낮을 경우에는 PWM 인버터의 변조계수를 M_c 로 사용하여 인버터로 60V 전압을 출력시켜 히터온도를 상승시킨다. 다음은 히터온도가 기준온도에서 히스테리시스 온도를 더한 온도보다 높을 경우에는 PWM 인버터의 변조계수를 0으로 조정하여 인버터 출력전압 즉 히터 입력전압을 0V로 인가함으로써 히터온도를 하강시킨다. 따라서 인버터출력전압을 조정하여 히터온도를 기준온도를 중심으로 히스테리시스 온도 범위 안에서 제어한다.

한편 출력전압 개루프 제어에서 먼저 입력교류 전압크기에 관계없이 인버터 출력전압을 60V로 발생시키기 위한 PWM 인버터의 변조계수 M_c 를 계산하기 위하여 3상 입력교류전압 최대값을 검출하는 방법과 직류링크 전압 V_{DC} 를 측정하는 방법이 있다. 먼저 3상 입력교류전압 최대값을 검출하는 방법은 두 상 선간전압을 측정 후 2축 고정좌표계 α - β 축 전압으로 변환시키고, 이 α - β 축 전압으로 입력교류전압 최대값을 계산하는 방법이다. 이 방법은 두 개의 교류전압 검출회로가 필요하며 또한 인버터 출력전압을 60V로 하기위한 변조계수를 정확하게 계산하기 위하여, 3상 다이오드 정류기의 전압강하와 인버터 전압강하를 모두 고려하여야 한다. 이에 반하여 직류링크 전압 V_{DC} 를 측정하는 방법은 한 개의 직류전압 검출회로만 필요하여 변조계수 계산 시 인버터 내 전압강하만 고려한다는 장점도 있으므로, 본 논문에서는 직류링크 전압 측정방법을 사용한다.

입력교류 전압 또는 직류링크 전압 크기에 관계없이 인버터 출력전압을 정확하게 60V로 출력시키기 위한 변조계수 M_c 계산 시 인버터 내 전압강하를 고려하여야 한다. 인버터 내 전압강하는 인버터 스위칭소자 즉 IGBT의 전압강하와 인버터 암단락 방지를 위하여 상단 및 하단의 IGBT의 PWM신호에 데드시간 (dead-time)을 첨가하여야 하며, 이 데드시간에 의해 발생하는 전압강하로 구성된다.

먼저 IGBT의 전압강하는 IGBT 도통 시 IGBT의 포화전압 $V_{CE(sat)}$ 와 저항성분 r_{CE} 로 인한 순방향 전압강하가 발생된다. 단상 인버터인 경우 그림 2와 같이 두 개 IGBT가 동시에 도통되므로, 도통되는 두 IGBT에 의한 전압강하 V_F 는 다음 식과 같다. 여기에 I_C 는 IGBT 전류의 평균값이다.

$$V_F = 2(V_{CE(sat)} + r_{CE}I_C) \tag{2}$$

다음은 인버터 암단락 방지용 데드시간에 의해 전압강하가 발생되면서 출력전압에 왜곡현상이 발생된다[10]. 따라서 이 데드시간에 의한 영향을 보상하기 위하여 펄스 변조하는 기법[11], [12] 및 인버터 출력전류 방향에 따라 데드시간에 의한 전압강하 분을 계산하여 인버터 출력전압에 이 전압강하 분을 보상하는 방법 [13] 등이 발표되었다.

본 논문에서는 인버터 출력 전류의 방향에 따라 데드시간에 의한 전압강하 분을 계산하는 방법을 기반으로 열처리용 인버터 시스템에서 데드시간에 의한 전압강하 값을 계산한다. 그림 6은 인버터 출력전압 및 출력전류 파형과 데드시간 t_d 에 의해 발생되

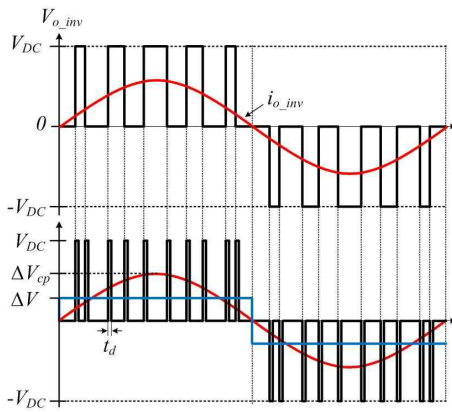


그림 6 인버터의 데드시간 효과
Fig. 6 Effects of dead-time of inverter

는 전압강하성분을 보인 것이다.

열처리용 인버터 부하인 히터는 거의 저항성분만 있으므로 출력전류가 출력전압과 동상이고, 출력전류와 동상인 데드시간에 의한 전압강하분도 출력전압과 동상이다. 이 데드시간에 의한 전압강하분을 평균하면 크기가 ΔV인 구형파가 되며, 구형파의 기본파성분 최대값 ΔV_{CP} 식은 다음과 같다.

$$\Delta V_{CP} = \frac{4}{\pi} (2f_s \cdot t_d \cdot V_{DC}) \quad (3)$$

여기서 f_s는 인버터 스위칭주파수이다.

본 논문의 실험장치에 SKM400GB12T4 모델의 IGBT를 사용하였으며, 실험에 사용한 IGBT의 포화전압 및 내부저항 값, 스위칭주파수와 인버터 데드시간은 다음과 같다.

- 스위칭주파수, f_s = 10 kHz
- 데드시간, t_d = 1.2 μs
- IGBT 포화전압, V_{CE(sat)} = 2 V
- IGBT 내부저항, r_{CE} = 3 mΩ

그림 7은 위의 파라미터 값을 사용하여 인버터 전류 값에 대한 IGBT 포화전압 전압강하, 내부저항 전압강하 및 데드시간 전압강하 크기를 보인 것이다. 데드시간에 의한 전압강하분이 제일 크며 내부저항 전압강하 값은 인버터 전류증가에 따라 증가되거나 상당히 낮은 값을 가지므로 내부저항 전압강하 값은 변조계수 계산 시 무시한다. 인버터 출력전압을 60 V로 출력시키기 위하여 직류링크 전압과 함께 식 (2)에서 내부저항 전압강하를 무시한 IGBT 포화전압 전압강하와 식 (3)의 데드시간 전압강하를 보상하여 계산된 변조계수 값 M_C은 다음 식과 같다.

$$M_C = \frac{\sqrt{2} \times 60V + \Delta V_{CP}}{V_{DC} - V_F} \quad (4)$$

히터온도 히스테리시스 온/오프 제어에서 히터온도와 기준온도에 히스테리시스 온도를 뺀 값 보다 낮을 경우 그림 5에서와

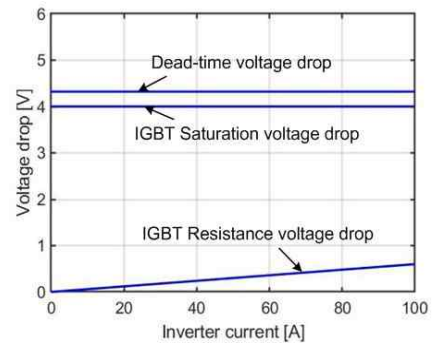


그림 7 인버터전류 변화 시 인버터에 의한 전압강하
Fig. 7 Inverter voltage drop with a variation of inverter current

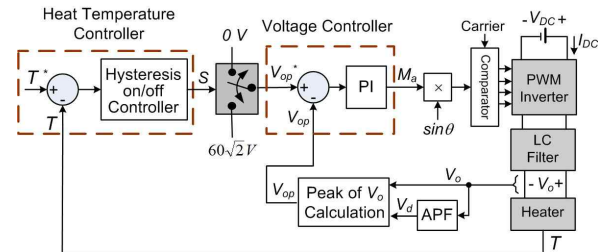


그림 8 출력전압 페루프 제어 시 히터온도제어 블럭도
Fig. 8 Block diagram of heater temperature control with closed-loop control of inverter output voltage

같이 인버터 변조계수 M_d를 식 (4)에서 계산된 M_C로 선택한다. 다음은 이 변조계수에 60 Hz의 주파수를 가지는 사인파를 곱하여 그림 2의 정현파 기준신호를 만든 후, 삼각파와 비교하여 단상인버터의 4개 IGBT 펄스를 발생시켜 60 V 전압을 출력시킨다.

3.2 인버터 출력전압 페루프 제어

그림 8은 히스테리시스 온/오프 제어방식의 히터온도 제어와 함께 인버터 출력전압의 페루프 제어 블록도이다. 기본적인 히스테리시스 온/오프 히터온도 제어방식은 출력전압 개루프 제어 시스템과 동일하지만 히터온도제어기 출력은 다음과 같다.

$$T < (T^* - \Delta T) \text{일 경우 } V_{op}^* = 60\sqrt{2} V$$

$$T \geq (T^* + \Delta T) \text{일 경우 } V_{op}^* = 0 V$$

단상 교류전압인 출력전압 크기를 60 V로 제어하기 위하여 출력 교류전압의 최대값을 계산하여 이 출력 교류전압의 최대값을 출력전압 페루프 제어시스템의 기준신호로 사용한다. 따라서 출력전압 페루프 제어시스템의 기준값 역시 원하는 출력전압의 최대값인 60√2 V로 사용하며, 출력전압을 0 V로 발생시키기 위하여 출력전압 기준값을 0 V로 한다. 한편 출력 단상 교류전압의 최대값을 검출하기 위하여 먼저 단상 교류출력전압을 검출한 후 APF(all-pass filter)를 사용하여 출력전압과 90° 지연된 전압

V_o 를 계산한 후, 두 전압을 사용하여 출력전압 최대값을 $V_{op} = \sqrt{V_o^2 + V_d^2}$ 식으로 계산한다. 이 출력전압 최대값과 히터온도제어기에서 선택된 기준 출력전압 최대값과 비교한 후, 비례적분 제어기를 거쳐 변조계수 M_s 가 출력된다. 이 변조계수에 60 Hz 주파수의 사인파를 곱하여 정현파 기준신호를 만든 후, 삼각파와 비교하여 펄스폭을 변조한다.

위에서 서술한 출력전압 폐루프 제어는 외부 환경에 관계없이 출력전압을 정확하게 60 V 또는 0 V로 출력시킬 수 있다는 장점이 있으나, 시정수가 너무 다른 히터온도 제어와 출력전압의 폐루프 제어 시, 시스템 안정성이 저하될 수 있다. 그런데 히터온도 시정수가 상당히 크므로 히스테리시스 온/오프 히터온도 제어기에서 출력되는 기준전압 값이 전환되는 시간간격이 상당히 길고 상대적으로 매우 낮은 시정수를 가지는 인버터 출력전압은 기준전압에 신속하게 제어되므로, 본 논문에서 제시한 온도 및 폐루프 전압제어 방식으로 안정도 문제를 해결할 수 있었다.

4. 실험결과

실험을 통하여 본 논문에서 제시한 열처리용 인버터제어 시스템의 히터온도 및 출력전압 제어에 대한 성능을 검증하였다. 표 1은 실험 시 열처리용 인버터 시스템의 파라미터 값을 보인 것이며, 그림 9는 실험장치 사진이다. 3상 다이오드 정류기, 평활용 커패시터, 2개의 IGBT모듈로 구성되면서 독립적으로 제어하는 3

표 1 실험에 사용한 시스템 파라미터

Table 1 System parameters used for experiments

| Parameter | Value |
|-------------------------------------|----------------|
| DC-link voltage, V_{DC} | 200 V |
| Switching frequency, f_s | 10 kHz |
| Heater equivalent resistance, R_o | 3 Ω |
| LC filter, L and C | 250 μH, 100 μF |
| Damping resistor, R_d | 2 Ω |

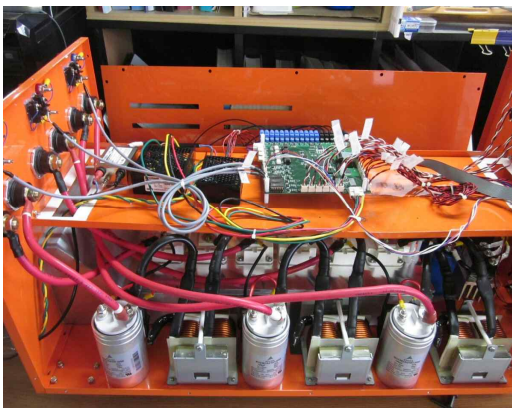


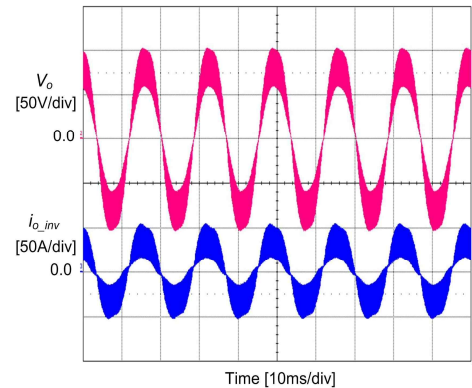
그림 9 실험장치 사진

Fig. 9 Photograph of experimental setup

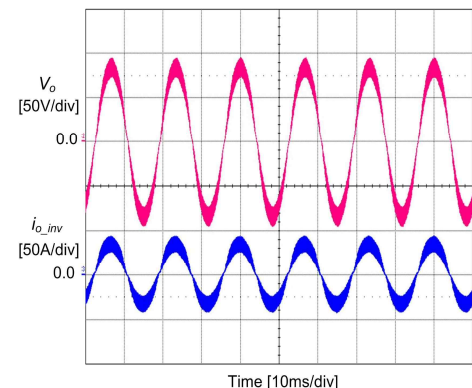
개 채널의 단상 인버터 및 3개 채널의 각 인버터별 제동저항을 포함한 LC필터 등으로 전력회로가 구성되며 약 1.2 kW 용량의 히터부하가 연결되어 있다. 이 3개 채널별 단상인버터의 히터온도 및 출력전압제어를 위하여 32-비트 DSP TMS320F28335를 사용하였다. 그리고 DSP내부 변수 즉 기준신호(변조계수), 기준 출력전압 및 검출한 출력전압, 기준온도 및 히터온도 등의 파형을 오실로스코프로 관찰하게 위하여 4-채널 12-비트 D/A컨버터를 사용한다.

그림 10은 LC필터에서 제동저항 $R_d = 2 \Omega$ 로 고정시키고 인덕터 및 커패시터 값이 $L = 100 \mu H, C = 200 \mu F$ 일 경우와 $L = 250 \mu H, C = 100 \mu F$ 경우 각각 인버터 출력전압과 인버터 전류의 실험파형을 보인 것이다. LC필터의 차단주파수를 1 kHz ~ 1.1 kHz 사이로 유지시키면서, 인버터 값을 증가시키고 커패시터 값을 감소시킬 경우 그림 4(b)에 보는바와 같이 인버터 출력전압 및 인버터전류의 리플이 감소됨을 알 수 있다.

그림 11은 출력전압 개루프제어 시 인버터 전압강하 보상 전과 보상 후의 출력전압, 기준신호와 기준신호의 최대값인 변조계



(a)



(b)

그림 10 출력전압 및 인버터전류 실험파형: (a) $L = 100 \mu H, C = 200 \mu F$. (b) $L = 250 \mu H, C = 100 \mu F$

Fig. 10 Experimental waveform of the output voltage and inverter current: (a) when $L = 100 \mu H, C = 200 \mu F$, (b) when $L = 250 \mu H, C = 100 \mu F$

수를 보인 것이다. 보상 전에는 출력전압의 실효치가 56 V로 오차가 있으며, 보상 후에는 기준신호(변조계수)가 증가함에 따라 출력전압 실효치가 60 V가 됨으로 인버터 전압강하의 보상 효과를 확인할 수 있다.

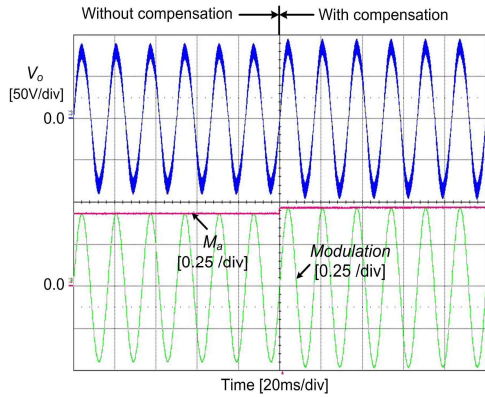


그림 11 출력전압 개루프 제어 시 전압강하 보상 효과
Fig. 11 Effects of compensating for voltage drop with open-loop output voltage control

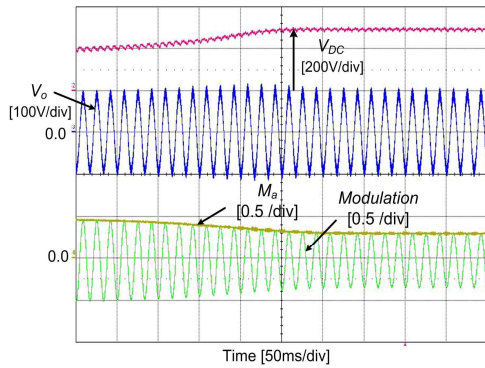
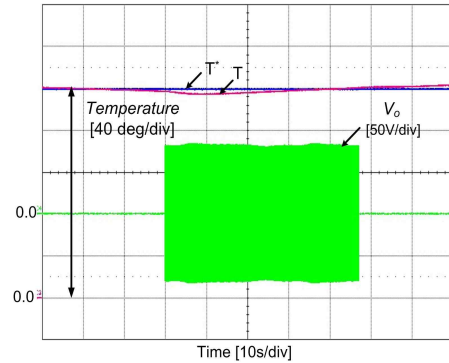


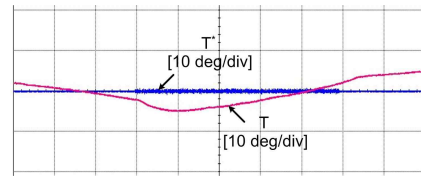
그림 12 직류링크전압이 200 V에서 300 V 상승 시 출력전압제어
Fig. 12 Output voltage control when dc-link voltage is changed from 200 V to 300 V

그림 12는 직류링크 전압이 200 V에서 300 V로 증가 시 인버터 출력전압과 기준신호 및 변조계수 실험파형을 보인 것이다. 직류링크 전압이 상승함에 따라 기준신호 크기가 감소됨으로써 직류링크 전압이 상승함에도 불구하고 출력전압을 60 V로 유지할 수 있다.

그림 13은 출력전압 개루프 제어 시 기준온도가 200°이며 히스테리시스 온도가 2°일 경우, 히터온도제어 특성을 분석하기 위하여 기준온도 및 히터온도와 출력전압 실험파형을 보인 것이다. 기준온도 200°에 히스테리시스 온도 2°를 뺀 198°에서 히터온도를 상승시키기 위하여 출력전압을 60 V로 인가되었다. 그리고 기준온도 200°에 히스테리시스 온도 2°를 더한 202°에서 히터온도



(a)



(b)

그림 13 히터온도 및 출력전압 개루프제어: (a) 기준 및 히터 온도와 출력전압, (b) 확대한 기준 및 히터온도

Fig. 13 Heater temperature and open-loop output voltage controls: (a) reference and heater temperature and output voltage, (b) amplified reference and heater temperatures

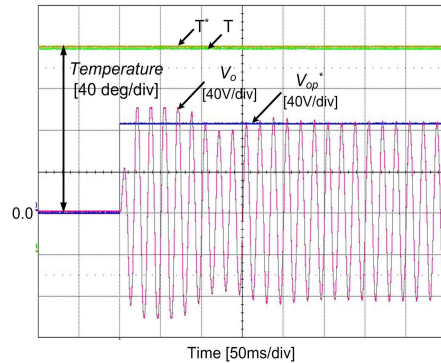


그림 14 히터온도 및 출력전압 폐루프 제어 실험결과
Fig. 14 Experimental result for heater temperature and closed-loop output voltage controls

를 하강시키기 위하여 출력전압을 0 V가 인가되었다. 여기서 히터온도를 보면 세라믹히터 특성상 출력전압을 60 V로 인가함에도 불구하고 온도가 약 2° 더 감소되다가 상승하였으며, 출력전압을 0 V로 인가함에도 불구하고 온도가 약 2° 더 증가되다가 감소됨을 알 수 있다.

그림 14는 출력전압 폐루프제어 시 기준온도가 200°이며 히스

테리시스 온도가 2°일 경우, 히터온도 및 인버터출력전압 실험과형을 통해 히터온도 및 출력전압 제어 성능을 확인한 것이다. 여기서 히터온도가 198°에 도달 시 히터온도를 상승시키기 위해 부하히터에 60 V전압을 인가하기 위하여 기준 출력전압을 60 V 전압의 최대값인 $60\sqrt{2}$ V로 설정하였다. 기준전압이 0 V에서 $60\sqrt{2}$ V로 바뀌는 시점에서 출력전압은 약간의 오버슈트가 있으며 약 300 msec 후에는 출력전압 최대값이 기준값에 잘 수렴함을 알 수 있다.

5. 결 론

본 논문에서는 단상 PWM 인버터를 사용한 열처리 시스템의 히터온도 및 인버터 출력전압 제어기법을 제안하였다. 먼저 LC필터의 공진전압을 억제하기 위하여 공진전압 크기, 필터링 성능, 제동저항 손실 등을 고려하여 제동저항 값을 설계하였다. 단상인버터로 시정수가 크게 다른 히터온도와 출력전압을 동시에 안정적으로 제어하기 위하여 히터온도 히스테리시스 온/오프 제어기법과 출력전압의 개루프 제어 및 폐루프 제어 기법을 각각 제시하였으며 실험을 통하여 제어 성능을 검증하였다. 즉 히터온도 제어는 세라믹 히터특성 때문에 히터온도가 히스테리시스 온도에 약 2° 정도 벌어났으나 대체적으로 기준온도를 중심으로 히스테리시스 온도 내에서 제어됨을 확인하였다.

제시한 인버터 전압강하를 보상한 출력전압의 개루프 제어기법으로 직류링크 전압크기에 변화에 관계없이 출력전압은 거의 60 V로 제어되었으므로 개루프 제어의 가장 큰 단점인 출력전압 오차가 거의 없음을 알 수 있다. 출력전압의 폐루프 제어는 안정되게 출력전압 최대값이 기준전압에 제어됨을 확인하였다.

감사의 글

본 연구는 2017년도 산업통상자원부 지원 지역주력산업 육성사업 창의융합사업(과제번호: R0006520) 지원에 의하여 이루어진 연구임.

References

- [1] R. Suguna, V. Usha, and S. Chidambaram, "A temperature control by using PID based SCR control system," *IOSR-Journal of Electronics and Communication*, vol. 9, no. 2, pp. 51-55, Mar.- Apr. 2014.
- [2] J. K. Steinke, "Use of an LC filter to achieve a motor-friendly performance of the PWM voltage source inverter," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 14, no. 3, pp. 649-654, Sep. 1999.
- [3] H. S. Kim and S. K. Sul, "A novel filter design for output LC filters of PWM inverters," *Journal of Power Electronics*, vol. 11, no. 1, pp. 74-81, Jan. 2011.
- [4] Y. M. Chen, "Passive filter design using genetic algorithms," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 50, no. 1, pp. 202-207, Feb. 2003.
- [5] X. Wang, H. Lin, B. Feng, and Y. Lyu, "Damping of input LC filter resonance based on virtual resistor for matrix converter," *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 3910-3916, Nov. 2012.
- [6] P. Mishra and R. Maheshwari, "Active damping control of induction motor drive with LC filter," *IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, pp. 1-6, May. 2016.
- [7] D. A. R. Wati, "Design of type-2 fuzzy logic controller for air heater temperature control," *International Conference on Science and Technology (TICST)*, pp. 360-365, Jan. 2015.
- [8] D. A. R. Wati and R. Hidayat, "Genetic algorithm-based PID parameters optimization for air heater temperature control," *International Conference on Robotics, Biomimetics, Intelligent Computational Systems*, pp. 30-34, Nov. 2013.
- [9] N. I. Septiani, I. Bayusari, Caroline, T. Haiyunnisa, and B. Y. Suprpto, "Optimization of PID control parameters with genetic algorithm plus fuzzy logic in stirred tank heater temperature control process," *International Conference on Electrical Engineering and Computer Science (ICECOS)*, pp. 61-66, Aug. 2017.
- [10] K. Upamanyu, D. Venkatramanan, A. Adapa, and G. Narayanan, "Experimental study on the influence of dead-time on IGBT turn-off Characteristics in an inverter leg at high and low currents," *India International Conference on Power Electronics (IICPE)*, pp. 1-5, Nov. 2016.
- [11] A. Guha and G. Narayanan, "Impact of dead time on inverter input current, DC-link dynamics, and light-load instability in rectifier-inverter-fed induction motor drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, no. 2, pp. 1414-1424, Mar./Apr. 2018.
- [12] E. S. Kim, U. S. Seong, J. S. Lee, and S. H. Hwang, "Compensation of dead time effects in grid-tied single-phase inverter using SOGI," *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 2633-2637, Mar. 2017.
- [13] Y. Murai, T. Watanabe, and H. Iwasaki, "Waveform distortion and correction circuit for PWM inverters with switching lag-times," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 23, no. 5, pp. 881-886, Sep. 1987.

저 자 소 개



양 시 경 (Si-Gyeong Yang)

1991년 5월 10일생. 2016년 울산대 전기공학부 졸업. 2016년~현재 동 대학원 전기공학부 석사과정



전 태 원 (Tae-Won Chun)

1959년 1월 30일생. 1981년 부산대 전기공학과 졸업(학사). 1983년 서울대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사), 2005년 버지니아공대 방문교수, 현재 울산대 전기공학부 교수