



저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



변경금지. 귀하는 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공할 수 없습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 [이용허락규약\(Legal Code\)](#)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

[Disclaimer](#)

공학석사 학위논문

열처리용 단상 PWM인버터시스템의  
히터온도 및 인버터 출력전압  
제어기법

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

울 산 대 학 교 대 학 원  
전기전자컴퓨터공학과  
양 시 경

열처리용 단상 PWM인버터시스템의  
히터온도 및 인버터 출력전압  
제어기법

지도교수 전태원

이 논문을 공학석사학위 논문으로 제출함

2018 년 06 월

울산대학교 대학원  
전기전자컴퓨터공학과  
양시경

양시경의 공학석사학위 논문을 인준함

심사위원장 이 홍 희 인

심 사 위 원 전 태 원 인

심 사 위 원 임 동 국 인

울 산 대 학 교 대 학 원

2018 년 06 월

[국문요약]

# 열처리용 단상 PWM인버터시스템의 히터온도 및 인버터 출력전압 제어기법

울산대학교 대학원  
전기전자컴퓨터공학과  
양 시 경

구조물 열처리를 위해 전류에 의해 열을 발생시키는 히터와 이 히터의 온도를 제어하기 위한 전력변환장치를 사용한다. 현재 국내 산업 현장에서 사용되고 있는 전력변환장치인 SCR 전력제어기는 SCR로 입력전압을 제어함으로써 출력전압이 최대 220 V / 440 V인 고압으로 안정성의 문제가 있다. 따라서 EU에서는 감전 등 인명사고를 방지하기 위하여 전력변환장치의 출력전압을 60 V로 제한하고 있고, 이 조건을 맞추기 위하여 변압기형 전력변환장치를 사용하고 있다. 이 장치는 전력품질이 우수하지만 중량과 부피가 크므로 작업효율이 저하되는 문제점과 입력교류전압에 따라 권선비가 다른 변압기를 사용하여야 한다는 단점도 있다.

본 논문에서는 기존에 사용되고 있는 열처리용 전력변환 장치의 문제점을 해결하기 위하여, 단상 PWM인버터를 사용하여 히터온도 및 출력전압을 제어하는 열처리용 전력변환장치를 개발한다. 이 열처리용 단상 PWM인버터의 전력회로에서 출력전압의 고조파성분을 억제하고 인버터 출력 전류의 크기를 감소시키기 위하여 LC필터가 필요하다. 그리하여 출력전압의 주파수 응답특성 분석을 통해 제동저항을 포함한 LC필터의 매개변수를 선정하였다. 다음으로는 히터온도와 출력전압을 동시에 제어할 수 있는 개루프 및 폐루프 제어기법을 각각 제시하고 출력전압의 정밀도와 온도 제어성능을 실험을 통해 분석하였다.

# 목 차

국문요약 .....	I
목 차 .....	II
그림목차 .....	IV
표 목 차 .....	VI
1. 서 론 .....	1
1.1. 연구배경 및 필요성 .....	1
1.2. 연구 목표 및 내용 .....	3
1.3. 논문구성 .....	4
2. 열처리용 전력변환장치의 전력회로 .....	5
2.1. 단상 PWM인버터의 펄스변조기법 .....	5
2.2. LC필터 설계 .....	7
3. 히터온도와 인버터 출력전압 제어기법 .....	12
3.1. 열처리 시스템의 온도 제어 기법 .....	12
3.2. 인버터 출력전압 개루프 제어 기법 .....	14
3.3. 인버터 출력전압 폐루프 제어 기법 .....	21
3.4. DC/DC 컨버터를 사용한 열처리 시스템 .....	25
3.4.1 DC-DC 컨버터의 전력회로 구성 .....	25
3.4.2 DC-DC 컨버터의 전력회로 구성 .....	26
3.4.3 DC-DC 컨버터와 인버터 비교 .....	26
4. 시스템 구성 및 실험결과 .....	30
4.1. 시스템 하드웨어 구성 .....	30
4.1.1. 전력회로 구성 .....	30
4.1.2. 제어보드 구성 .....	32
4.1.2.1 히터온도 측정 회로 .....	35
4.1.2.2 전압 측정 회로 .....	37

4.1.2.3 LCD 모듈 인터페이스 .....	38
4.2. 실험결과 .....	41
4.2.1. LC필터 성능 실험 .....	41
4.2.2. 개루프 제어 실험 .....	43
4.2.3. 폐루프 제어 실험 .....	46
5. 결 론 .....	48
참 고 문 헌 .....	49
ABSTRACT .....	52

## 그림 목 차

그림 2.1 열처리를 위한 단상 PWM인버터시스템 시스템의 블록도 .....	6
그림 2.2 반송파 기반 변조방식 .....	6
그림 2.3 LC필터의 등가회로 .....	7
그림 2.4 출력전압의 주파수 응답 .....	11
그림 3.1 열처리 시스템 알고리즘의 흐름도 .....	13
그림 3.2 히스테리시스 온도제어 기법 .....	13
그림 3.3 히터온도 제어 및 인버터 출력전압의 개루프 제어 블록도 .....	14
그림 3.4 개루프 제어시스템의 히스테리시스 온 / 오프 제어방식 흐름도 .....	15
그림 3.5 열처리 시스템 인버터의 데드타임에 의한 영향 .....	18
그림 3.6 인버터 출력 전류 변화에 따른 인버터 전압 강하 .....	20
그림 3.7 히터온도 제어 및 인버터 출력전압의 폐루프 제어 블록도 .....	21
그림 3.8 폐루프 제어시스템의 히스테리시스 온 / 오프 제어방식 흐름도 .....	23
그림 3.9 열처리를 위한 DC-DC 컨버터시스템의 블록도 .....	25
그림 3.10 히터온도 제어 및 DC-DC 컨버터 출력전압의 개루프 제어 블록도 .....	27
그림 3.11 히터온도 제어 및 DC-DC 컨버터 출력전압의 폐루프 제어 블록도 .....	27
그림 3.12 AC 인덕터와 DC 인덕터의 크기비교 .....	29
그림 4.1 전력회로 구성도 .....	31
그림 4.2 전력회로 사진 .....	31
그림 4.3 제어보드 구성도 .....	33
그림 4.4 제어보드 아트워크 및 사진 .....	34
그림 4.5 열전대 종류별 역기전력 .....	35
그림 4.6 히터온도 측정회로의 블록도 .....	36
그림 4.7 직류전압 측정회로의 블록도 .....	37
그림 4.8 교류전압 측정회로의 블록도 .....	37
그림 4.9 LCD 모듈 사진 .....	38
그림 4.10 열처리용 단상 인버터 시스템 사진 .....	40
그림 4.11 출력전압과 인버터 전류의 실험 파형 .....	42

그림 4.12 개루프 출력전압 제어로 인한 전압 강하 보상 효과 .....	44
그림 4.13 DC-link 전압을 200V에서 300V로 증가했을 때의 출력전압 .....	44
그림 4.14 히터온도와 개루프 출력전압 제어의 실험 결과 .....	45
그림 4.15 히터온도와 폐루프 출력전압 제어의 실험 결과 .....	47

## 표 목 차

표 2.1	LC필터 매개변수 .....	9
표 3.1	인버터와 DC/DC 컨버터의 구성요소 .....	28
표 4.1	실험에 사용된 시스템 파라미터 값 .....	30

# 1. 서 론

## 1.1 연구 배경 및 필요성

구조물 용접부분의 급격한 온도상승을 방지하기 위하여 용접 전에 용접부위에 온도를 상승시키는 예열과 용접 완료 후 금속의 경도를 더 향상시키기 위하여 다시 가열하는 후열이 필요하다. 열처리 시스템은 용접 대상에 따라 원하는 온도로 예열 및 후열하기 위하여 전류에 의해 열을 발생시키는 열선으로 구성된 세라믹 히터와 이 히터의 온도제어하기 위한 전력변환장치로 구성된다.

온도를 제어하기 위한 전력변환장치인 SCR 전력제어기 (SCR power regulator)는 SCR로 입력교류전압의 위상각 제어를 통해 출력전압 크기를 제어할 수 있다. 이 장비는 제작비용이 저렴하여 국내 열처리 작업 시 90% 이상 사용하고 있다. 그런데 이 SCR 전력제어기는 출력전압이 최대 220 V / 440 V인 고압이므로 열처리 작업 중 감전 등 인명사고가 발생할 위험이 있다. 따라서 EU에서는 감전 등 인명사고를 방지하기 위하여 열처이용 전력변환장치의 출력전압을 60 V 이내로 제한하고 있고, 이 조건을 맞추기 위하여 SCR 전력제어기 대신 변압기형 전력변환장치를 사용하고 있다. 이 변압기형 전력변환장치는 입력 단에 변압기를 사용하고, 이 변압기의 권선 비를 조정하여 고압의 교류입력전압을 60 V로 감소시킨다. 다음은 변압기 2차 측에 연결된 전자개폐기 또는 SCR을 온 / 오프 동작으로 히터온도를 기준온도로 제어한다. 이 변압기형 전력변환장치는 출력전압이 거의 정현파로 전력품질이 우수하다는 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 PWM인버터로 히터온도 및 출력전압을 제어하는 열처이용 전력변환장치를 개발한다. 이 열처이용

단상 PWM인버터의 전력회로에서 단상인버터와 함께 출력전압 고조파성분을 억제시키고 인버터 출력전류를 감소시키기 위해 LC필터가 필요하다.

이 LC필터의 설계 기법으로 먼저 전동기 부하에서 LC필터 공진주파수를 인버터 스위칭 주파수의 1/10배 정도로 결정한 후, 인버터 전류 그리고 인덕터의 비용 및 무게를 고려하여 L과 C값을 선정하는 방법을 제시하였다.[1] 다른 설계방법으로는 과도 상태에서의 인버터 출력전류가 정격부하 전류를 넘지 않도록 L/C 비율을 값을 선정하여 스위치의 손실을 방지하는 방법이다.[2] 이 방법은 과도전류에 의한 스위치 소자의 손실을 방지할 수 있으나 인덕턴스의 비율이 높게 선정되어 저전압 고전류 시스템인 열처리 시스템에서 사용하기 어렵다.

여기에 LC필터의 공진에 의해 발생하는 공진전압을 감쇄시키기 위하여 여러 방법이 발표되고 있으며, 이 방법 중 가장 쉬운 방법이 제동저항을 사용하는 것이나, 이 방법은 제동저항에 의해 발생하는 저항손실로 효율을 저하시킨다.[3] 이러한 실제 제동저항을 사용하는 방법 대신 가상 제동저항을 사용하는 방법[4]과 능동 제동기법[5]-[7] 등이 발표되었으나, 전류 또는 전압 센서가 추가로 필요하고 제어가 복잡하다는 단점이 있다.

한편 히터온도를 제어하기 위하여 PID제어기의 최적이득 설계와 퍼지 알고리즘 등으로 히터온도의 응답특성을 향상시키면서 오버슈트를 감소시키는 기법이 제시되었다.[8]-[10] 그런데 열처리용 인버터시스템은 시정수가 상당히 큰 히터온도와 함께 상당히 낮은 시정수를 가지는 출력전압을 동시에 제어하여야 하므로 히터온도의 응답특성 보다는 히터온도 및 출력전압 제어시스템의 안정성이 더 중요하다.

본 논문에서는 열처리용 인버터시스템 특성에 적절한 LC필터 설계방법을 제시하고, 히터온도 및 인버터 출력전압을 동시에 안정되게 제어하는 기법을 제시한다. 32-비트 DSP를 사용한 실험을 통하여 히터온도와 인버터 출력전압제어 기법 성능을 검증한다.

## 1.2 연구 목표 및 내용

기존의 열처리 시스템은 높은 출력전압을 온도제어에 사용함으로써 안전성문제가 있거나 고 중량으로 인한 작업효율의 문제가 있다. 본 연구에서는 단상 인버터를 사용하여 기존 열처리 시스템의 문제점들을 해결한 열처리 시스템을 개발한다. 이는 반도체 소자를 사용하여 기존의 열처리 시스템보다 중량 및 부피가 작고 3개의 출력 단자를 가진 18 kW의 시스템을 개발하는 것을 목표로 한다. 출력의 크기는 각 단자 당 60 V / 100 A로 설계하였고 중량은 50 kg 이내로 제작하는 것을 목표로 한다.

본 논문의 논리전개 내용은 다음과 같다.

먼저 열처리용 전력변환장치의 전력회로의 구성과 단상 PWM인버터의 펄스변조기법을 소개한다. 이후 전력회로의 인덕터 및 커패시터 값 그리고 제동저항을 공진전압 및 차단주파수를 고려하여 최적의 값을 선정한다. 열처리용 인버터시스템은 히터온도를 제어함과 동시에 출력전압을 제어하여야 한다. 이때 히터온도와 출력전압의 시정수의 차이로 인한 안정성의 문제는 히스테리시스 온 / 오프 기법을 통해 해결하였다. 그리고 출력전압 제어를 통한 히터온도제어 알고리즘은 두 가지 제어 기법을 제시하고 이를 비교한다. 첫 번째로 개루프(open-loop) 제어기법은 입력전압 측정을 통해 변조지수를 계산하고 히스테리시스 온 / 오프 기법을 통해 온도를 제어한다. 다른 방법인 폐루프(closed-loop) 제어기법은 출력전압 측정을 통해 출력전압을 제어하고 이 제어기법 또한 히스테리시스 온 / 오프 기법을 사용한다. 다음으로 전력회로와 제어보드의 구성요소를 설명하고 제작한 시스템의 기능에 대해 설명한다. 최종적으로 히터온도 및 출력전압의 제어 실험을 통해 LC필터의 인덕턴스 및 커패시턴스 비율에 따른 출력전압 특성과 두 가지 제어기법의 출력전압 및 히터온도 제어성능을 확인하였다.

### 1.3 논문구성

본 논문은 다음과 같은 순서로 구성되어 있다.

2장에서는 단상 PWM인버터의 펄스 변조기법을 소개하고 출력전압에 대한 주파수 응답특성을 분석하여 열처리용 인버터 시스템에 적절한 LC필터 및 제동저항을 설계한다.

3장에서는 히터온도와 출력전압의 시정수 차로 인한 안정성 문제를 해결하기 위한 히스테리시스 온 / 오프 제어기법을 소개하고 히터온도 및 출력전압을 동시에 제어하기 위한 개루프 제어기법과 폐루프 제어기법을 제안한다.

4장에서는 제작된 전력회로 및 제어보드의 구성과 제작된 외부 인터페이스에 대해서 간략히 설명하고 실험을 통하여 설계한 LC필터의 특성을 실험을 통해 확인하고 열처리용 인버터 제어시스템의 히터온도 제어 성능 그리고 출력전압의 정밀도를 개루프 제어기법 및 폐루프 제어기법에서 각각 성능을 검증한다.

5장에서는 내용을 요약정리하고 결론을 맺는다.

## 2. 열처리용 전력변환장치의 전력회로

그림 2.1과 같이 단상인버터를 사용한 열처리용 전력변환 시스템은 전력회로와 히터 온도 및 출력전압을 제어하는 제어보드로 구성된다. 이 시스템의 전력회로는 3상 교류 전압을 직류전압으로 변환시키는 3상 다이오드 정류기, 직류전압의 리플성분을 감소시키는 평활용 커패시터, 단상 PWM인버터, LC필터와 부하인 히터로 구성되어있다. 열처리용 전력회로는 출력전압이 60 V 이내로 제어하면서 인덕터의 비중을 최소화한 저중량의 시스템을 제작하는 것을 목적으로 한다.

### 2.1 단상 PWM인버터의 펄스변조기법

그림 2.2는 단상 인버터 출력 교류전압의 주파수는 60 Hz로 고정시키고 크기만 60 V로 제어하기 위한 반송파기반 펄스 변조 기법을 보인 것이다. 정현파 기준신호를 절댓값을 취한 양의 방향 기준신호를 양의 값으로 변환시킨 기준신호와 일정주파수에 일정 크기 (최댓값 = 1)를 가진 삼각파와 비교하여 펄스폭을 변조한다. 먼저 정현파 기준신호가 양 방향인 구간에서는, 스위칭 소자  $S_3$ 는 온 시키고  $S_4$ 는 오프 시킨 상태에서 기준신호와 삼각파를 비교하여 기준신호가 삼각파보다 클 때,  $S_1$ 은 온 시키며  $S_2$ 는 오프 시키고 기준신호가 삼각파보다 작을 때  $S_1$ 은 오프 시키고  $S_2$ 는 온 시킨다. 정현파 기준신호가 음 방향인 구간에서는, 스위칭 소자  $S_1$ 은 오프 시키고  $S_2$ 는 온 시킨 상태에서 절댓값을 취한 기준신호와 삼각파를 비교하여 절댓값을 취한 기준신호가 삼각파보다 클 때,  $S_3$ 는 오프 시키고  $S_4$ 는 온 시킨다. 절댓값을 취한 기준신호가 삼각파보다 작을 때  $S_3$ 는 온 시키고  $S_4$ 는 오프 시킨다. 이렇게 4개의 스위치를 제어하여 인버터 출력전압  $V_{o\_inv}$ 를 생성한다. 이때 인버터 출력전압의 최댓값은 직류 커패시터 전압  $V_{DC}$ 이다.

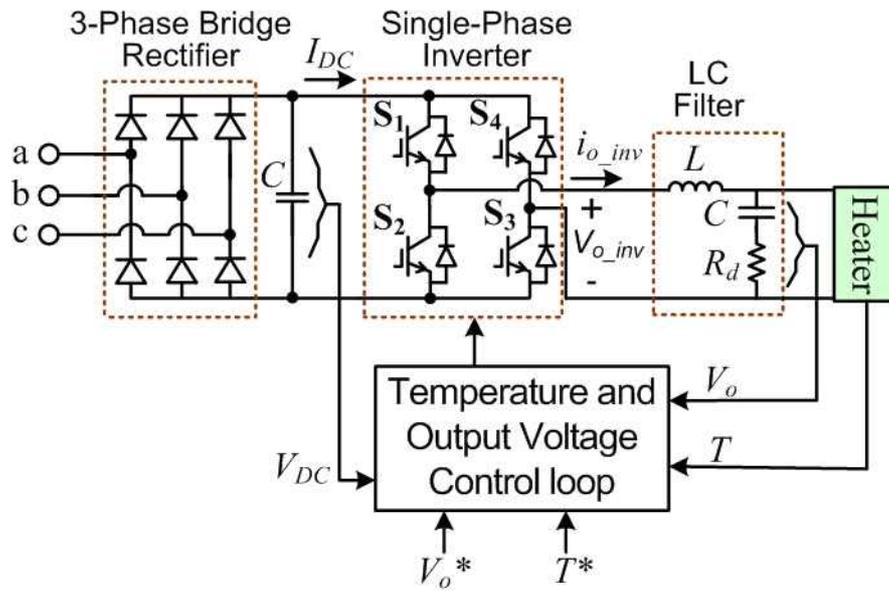


그림 2.1 열처리를 위한 단상 PWM인버터시스템의 블록도

Fig. 2.1 Block diagram of a single-phase PWM inverter system for heat treatment

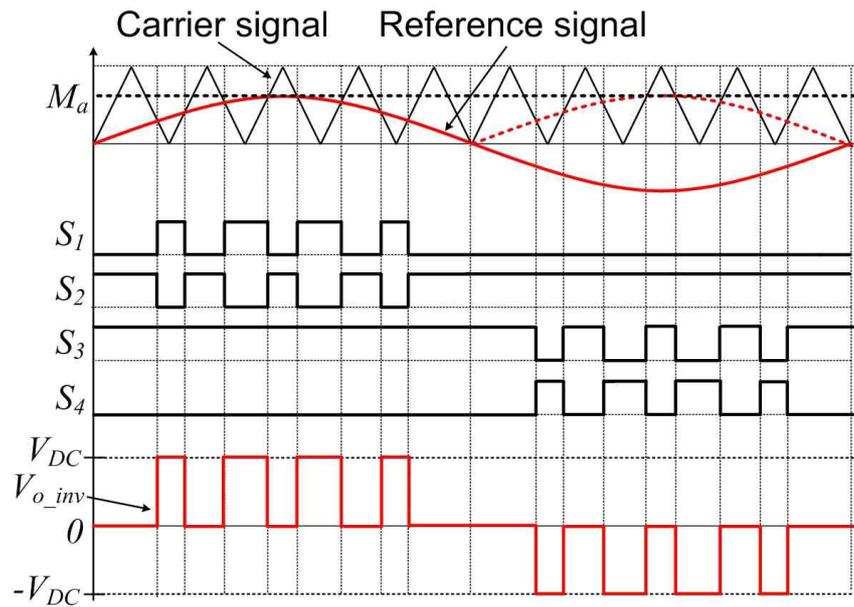


그림 2.2 반송파기반 변조방식

Fig. 2.2 Carrier-based modulation method

## 2.2 LC필터 설계

그림 2.3은 인버터 출력 단에 연결된 LC필터 및 제동저항과 부하인 히터까지 포함시킨 등가회로이다. LC필터에 의해 발생하는 공진전압을 억제하기 위하여 LC필터 내 커패시터와 직렬로 제동저항  $R_d$ 를 연결하며, 히터는 순수 저항부하이므로  $R_o$ 로 등가시킨다.

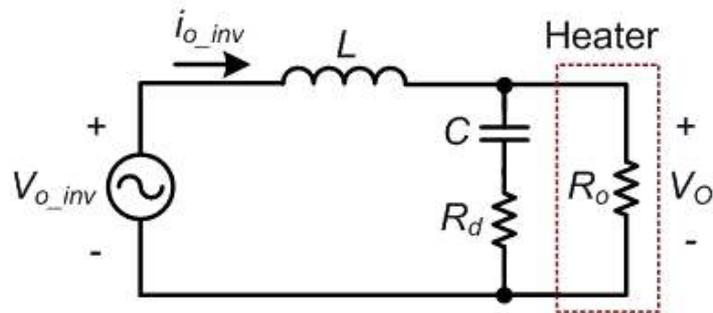


그림 2.3 LC필터의 등가회로

Fig. 2.3 Equivalent circuit of LC filter

먼저 제동저항을 포함한 LC필터의 주파수 응답 특성을 분석하기 위하여 식(2.1)과 같이 출력전압  $V_o$ 를 유도하였다.

$$V_o = V_{o\_inv} \times \frac{\left( \frac{1}{sC} + R_d \right) \parallel R_o}{sL + \left( \frac{1}{sC} + R_d \right) \parallel R_o} \quad (2.1)$$

식(2.1)을 이용하여 식(2.2)는 필터에 인가되는 전압에 대한 출력전압의 주파수 응답을 분석하기 위해 인버터 출력전압  $V_{o\_inv}$ 에 대한 출력전압  $V_o$ 의 전달함수를 보인 것이다.

$$\frac{V_o}{V_{o\_inv}}(s) = \frac{\frac{R_d R_o}{L(R_d + R_o)}s + \frac{R_o}{LC(R_d + R_o)}}{s^2 + \frac{CR_d R_o + L}{LC(R_d + R_o)}s + \frac{R_o}{LC(R_d + R_o)}} \quad (2.2)$$

최종적으로 식(2.2)를 이용하여 그림 2.4와 같이 히터 부하의 등가저항 크기 변화, 제동저항 값의 크기 변화, 그리고 제동저항의 유무에 따른 LC필터내의 인덕턴스와 커패시턴스의 비율 변화, 총 4가지 경우에 따라 출력전압의 주파수 응답특성을 분석하여 LC필터 및 제동저항 값의 크기를 선정하였다.

그림 2.4(a)는 LC필터의 차단주파수가 스위칭주파수의 1/10 크기인 1 kHz가 되도록 인덕턴스와 커패시턴스를 선정하고( $L = 150 \mu\text{H}$ ,  $C = 150 \mu\text{F}$ ),  $R_d = 0 \Omega$  즉 제동저항이 없을 경우 부하히터의 저항 변화에 대한 인버터 출력전압의 주파수 응답특성을 보인 것이다. 여기서 부하히터의 전력용량이 1.2 kW에서 6 kW까지 범위이므로 부하히터 등가 저항 값을 3  $\Omega$ 에서 0.6  $\Omega$ 의 범위에서 주파수 해석을 수행하였다. 부하저항 값이 감소 즉 부하히터 전력용량이 증가함에 따라 공진주파수에서의 공진전압이 감소되면서 차단주파수가 감소되어 필터링 효과가 증진됨을 알 수 있다. 그리하여 필터링 효과가 가장 안 좋을 때 ( $R_o = 3 \Omega$ ) 다른 조건에서의 인가되는 전압에 따른 출력전압의 주파수 응답 특성을 분석한다.

그림 2.4(b)는 그림 2.4(a)와 같이  $L = 150 \mu\text{H}$ ,  $C = 150 \mu\text{F}$ 이며  $R_o = 3 \Omega$  시 제동저항 변화에 대한 출력전압의 주파수 응답특성을 보인 것이다. 제동저항이 없을 경우에는 공진주파수를 가지는 공진전압크기가 상당히 높으며, 제동저항을 증가 시켰을 때 공진전압크기가 감소되면서 제동저항이 2  $\Omega$  정도에서 공진전압이 거의 제거됨을 알 수 있다. 그런데 제동저항이 증가함에 따라 공진전압크기가 감소되고 제동저항에 흐르는 전류가 줄어들어 제동저항으로 인한 손실이 줄어들지만 고조파 필터링성능이 떨어짐을 알 수 있다. 그리하여 제동저항이 5  $\Omega$ 인 경우 공진전압억제 효과는 2  $\Omega$ 일 때와 큰 차이 없이 차단주파수만 증가되어 필터링 성능이 상당히 저하된다. 따라서 공진전

압 크기, 필터링 성능, 제동저항으로 인한 손실 등을 고려하며 본 논문에서는 2 Ω의 제동저항을 사용한다.

그림 2.4(c)는  $R_d = 0 \Omega$ ,  $R_o = 3 \Omega$  즉 제동저항이 없을 때 인덕턴스와 커패시턴스의 비율 변경 시 출력전압의 주파수의 응답특성을 보인 것이다. 인덕턴스의 비율이 높을수록 공진전압의 크기가 크게 감소하고 차단주파수가 약간 감소하여 필터효과가 개선됨을 알 수 있다.

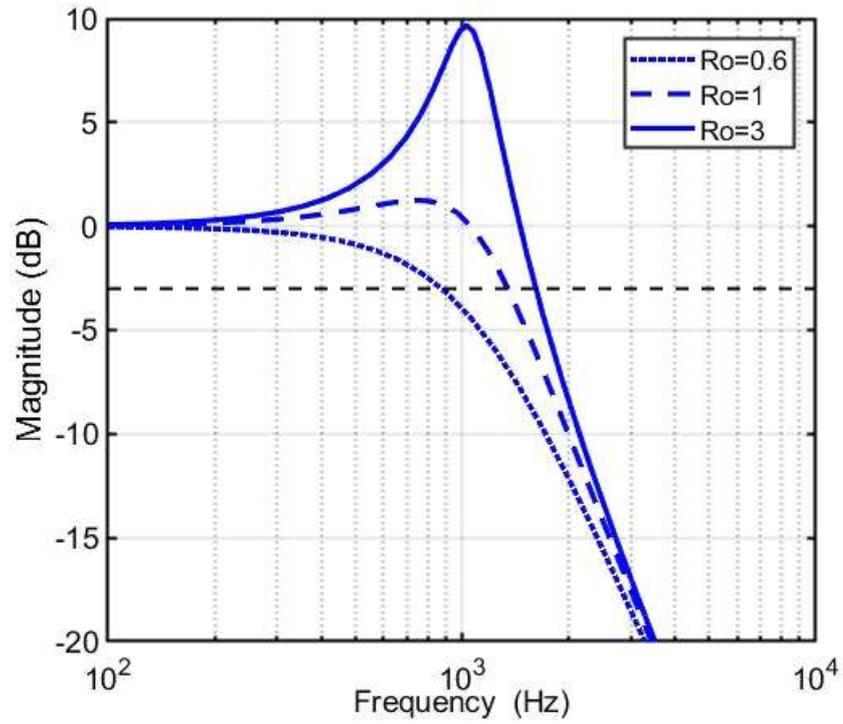
그림 2.4(d)는  $R_d = 2 \Omega$ ,  $R_o = 3 \Omega$  즉 제동저항이 있을 때 인덕턴스와 커패시턴스의 비율 변경 시 출력전압의 주파수의 응답특성을 보인 것이다. 제동저항이 있는 경우와 달리 인덕턴스의 비율이 높을수록 공진전압이 증가하나 매우 작고 차단주파수가 크게 감소되는 것을 확인 할 수 있다.

본 논문에서는 표 2.1과 같이 필터를 선정하였다. LC필터의 인덕턴스의 비율이 증가할수록 공진전압의 크기가 감소되고 필터링 효과 또한 증가되나 인덕터의 무게 및 부피가 크게 증가한다. 그리하여 인덕턴스의 크기를 키우는 대신에 제동저항을 사용하여 공진전압을 제거하고 본 논문에서 사용된 스위칭주파수(10 kHz)의 1/10이 되도록 LC필터를 선정하였다.

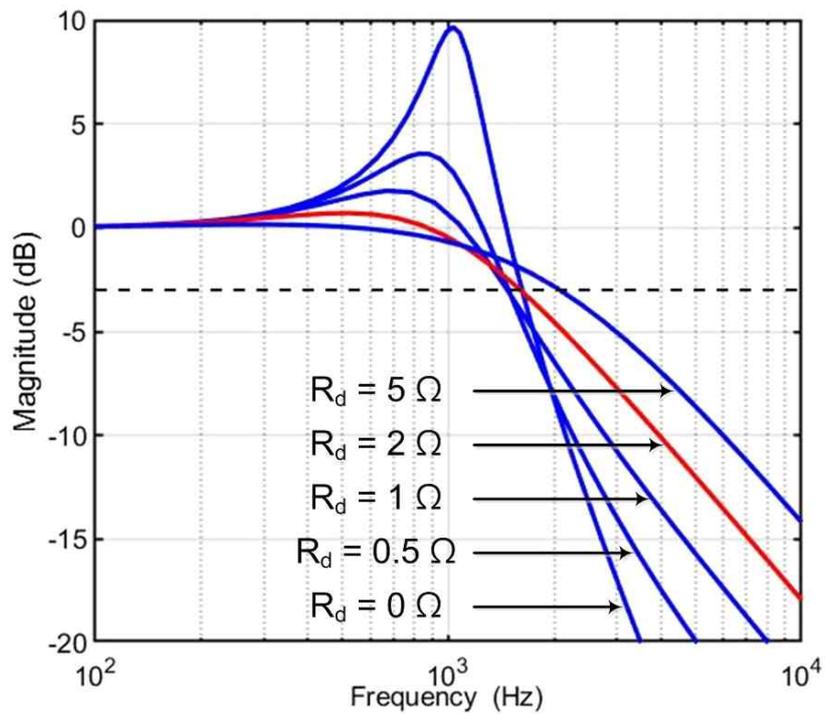
표 2.1 LC필터 매개변수

Table. 2.1 LC filter Parameter

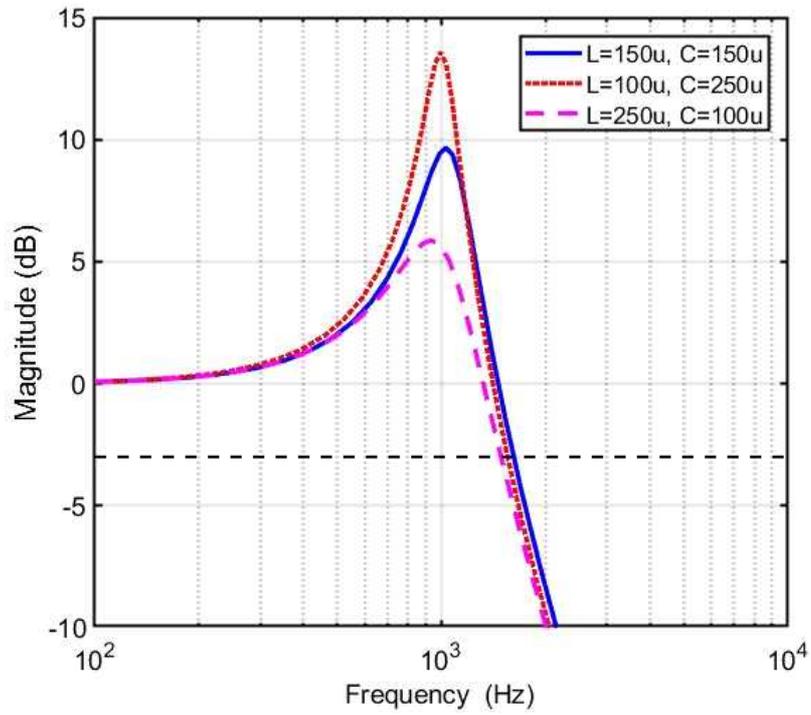
Component	Value
Inductor	250 uH
Capacitor	100 uF
Damping resistor	2 Ω



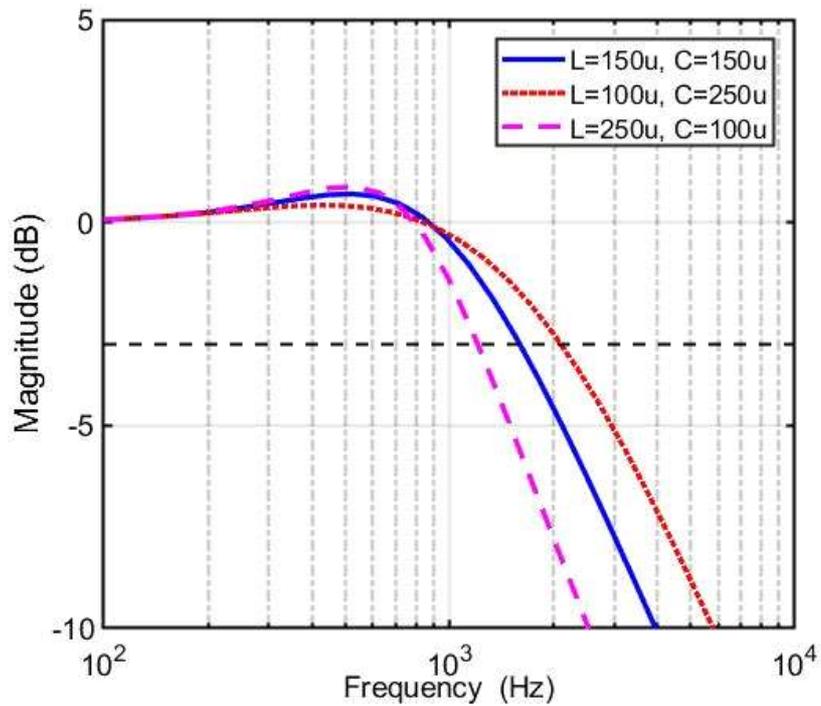
(a) Frequency response of output voltage with various heater resistances ( $L = 150 \text{ uH}$ ,  $C = 150 \text{ uF}$ ,  $R_d = 0 \text{ }\Omega$ )



(b) Frequency response of output voltage with various damping resistances ( $L = 150 \text{ uH}$ ,  $C = 150 \text{ uF}$ ,  $R_o = 3 \text{ }\Omega$ )



(c) Frequency response of output voltage with various L/C ratios ( $R_d = 0 \Omega$ ,  $R_o = 3 \Omega$ )



(d) Frequency response of output voltage with various L/C ratios ( $R_d = 2 \Omega$ ,  $R_o = 3 \Omega$ )

그림 2.4 출력전압의 주파수 응답

Fig. 2.4 Frequency response of output voltage

### 3. 히터온도와 인버터 출력전압 제어기법

열처리용 인버터시스템은 히터온도를 기준온도로 제어하면서 동시에 인버터 출력전압 크기를 60 V로 제어하여야 한다. 그런데 히터온도와 인버터 출력전압의 시정수가 너무 차이가 나므로 히터온도와 인버터 출력전압 동시제어 시 안정성문제가 발생된다. 따라서 본 논문에서는 이 안정성 문제를 해결하기 위하여 먼저 시정수가 상당히 큰 히터온도를 기준온도로 제어하기 위하여 히스테리시스 온 / 오프 제어방식을 사용하며 인버터 출력전압제어를 위한 두 가지의 제어기법, 개루프 제어 기법과 폐루프 제어 기법을 각각 제시하여 열처리 시스템에 적절한 제어기법을 선정한다.

#### 3.1 열처리 시스템의 온도제어기법

그림 3.1은 히터온도 제어와 인버터 출력전압 제어를 포함한 열처리 시스템의 알고리즘을 흐름도로 나타낸 것이다. 외부 스위치의 Run/Stop 상태를 판별하여 외부 스위치가 Stop 상태일 경우 온도제어장치의 동작을 정지시키기 위하여 히터온도 및 인버터 출력전압 제어시스템의 변수 값들을 초기화 시키고 PWM 신호를 차단시켜 인버터 출력전압을 0 V로 만든다. 외부 스위치가 Run 상태일 경우 온도제어장치를 동작시키기 위하여 먼저 히스테리시스 온 / 오프 제어방식을 사용한 히터온도제어, 개루프 또는 폐루프 제어기법에 따른 전압제어, 그리고 기준신호의 크기를 제어하여 PWM 신호를 출력 한다. D/A Converter는 온도 및 기타 변수들을 오실로스코프로 관찰하기 위하여 사용되었다.

그림 3.2는 히스테리시스 온 / 오프 제어기법을 나타낸 것이다. 여기서  $T^*$ 와  $T$ 는 각각 기준온도와 히터온도이고,  $\Delta T$ 는 히스테리시스 온도 값이다. 개루프 시스템 및 폐루프 시스템 모두 히스테리시스 온 / 오프 제어기법을 적용하여 히터온도가 기준온도에서 히스테리시스 온도를 뺀 값보다 작을 때 히터에 60 V를 인가하고 히터온도를 상승시키고, 기준온도에서 히스테리시스 온도를 더한 값보다 클 때 히터에 0 V를 인가하여 히터온도를 하강시켰다.

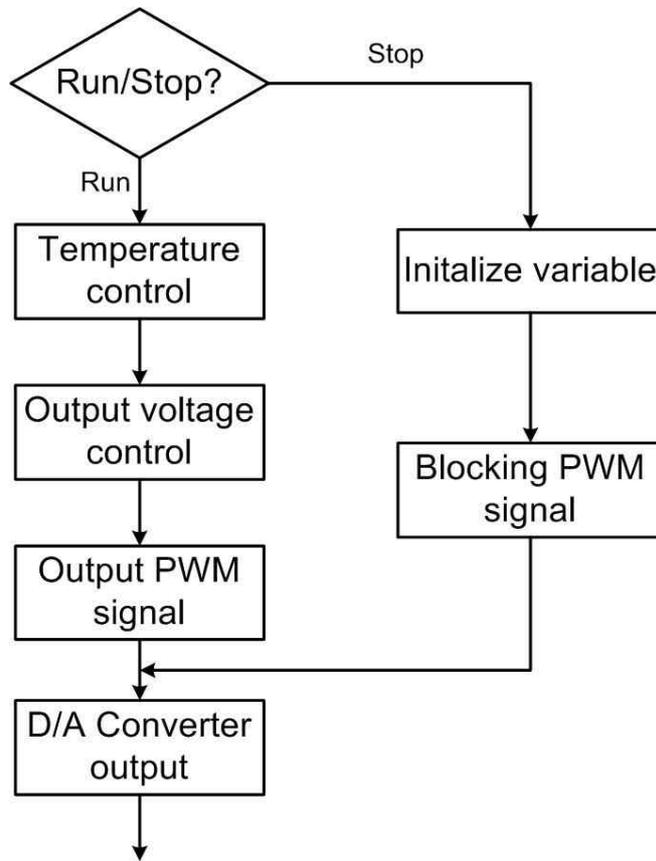


그림 3.1 열처리 시스템 알고리즘의 흐름도

Fig. 3.1 Flow chart of heat treatment system algorithm

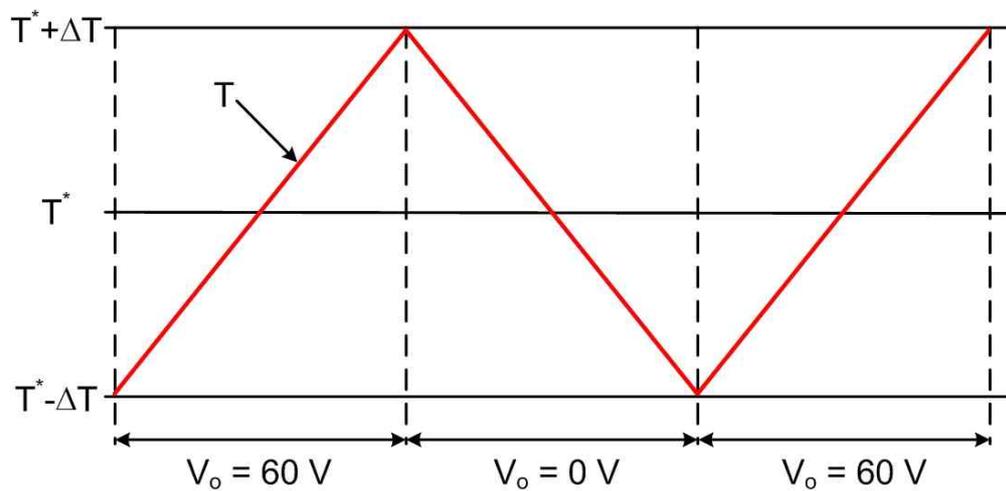


그림 3.2 히스테리시스 온도제어 기법

Fig. 3.2 Hysteresis temperature control technique

### 3.2 인버터 출력전압 개루프 제어기법

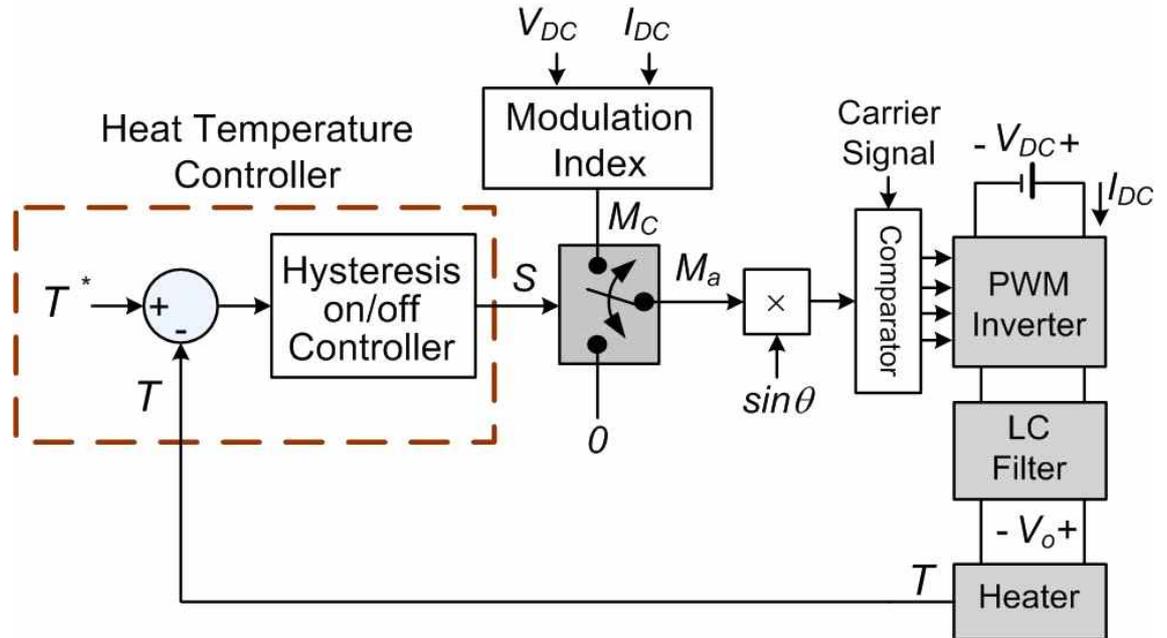


그림 3.3 히터온도 제어 및 인버터 출력전압의 개루프 제어 블록도

Fig. 3.3 Block diagram of heater temperature control with open-loop control of inverter output voltage

그림 3.3은 히스테리시스 온 / 오프 제어방식의 히터온도 제어와 함께 인버터 출력 전압의 개루프 제어의 블록도를 보인 것이다. 측정된 직류 커패시터 전압  $V_{DC}$ 와 인버터 전류  $I_{DC}$ 를 사용하여 변조지수  $M_c$ 를 계산하고 이를 주파수가 60Hz이고 크기가 1인  $\sin$ 함수와 곱하여 기준신호를 생성한다. 그 다음 과정은 그림 2.2와 같이 PWM신호를 생성하여 인버터에 인가한다. 이때 계산했던 변조지수는 히스테리시스 온 / 오프 제어 방식을 통하여 계산한 변조지수 값 또는 0을 인가한다. 그 히스테리시스 온 / 오프 제어 방식은 그림 3.4와 같다.

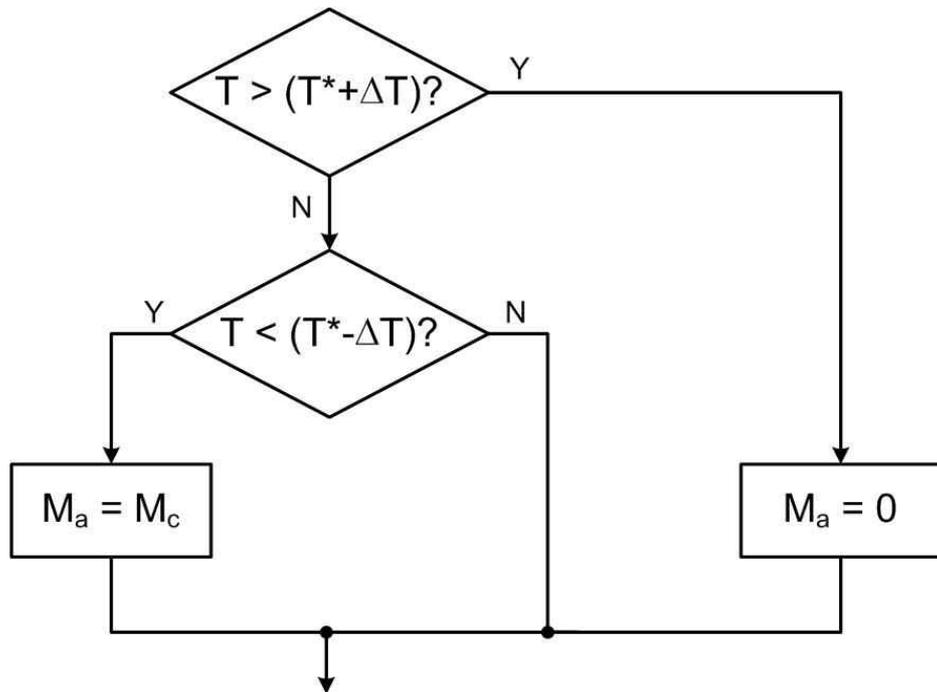


그림 3.4 개루프 제어시스템의 히스테리시스 온 / 오프 제어방식 흐름도

Fig. 3.4 Block diagram of heater temperature control with open-loop control of inverter output voltage

히터온도가 기준온도에서 히스테리시스 온도를 더한 온도보다 높을 경우에는 PWM 인버터의 변조지수를 0으로 조정하여 인버터 출력전압 즉 히터 입력전압을 0 V로 인가하여 히터온도를 하강시킨다. 히터온도가 기준온도에서 히스테리시스 온도를 더한 온도보다 낮을 경우에는 히터온도가 기준온도에서 히스테리시스 온도를 뺀 온도보다 낮은지 판단하여 참인 경우 PWM인버터의 변조지수를 조정하여 인버터 출력전압 즉 히터 입력전압을 60 V로 인가함으로써 히터온도를 상승시키고 거짓인 경우 변조지수는 변경하지 않는다. 이는 히터온도가 히스테리시스 온도 범위 내에 있음을 의미한다. 따라서 히터온도를 기준온도를 중심으로 히스테리시스 온도 범위 안에서 제어할 수 있다.

한편 출력전압 개루프 제어에서는 먼저 입력교류전압에 관계없이 인버터 출력전압을 60 V로 발생시키기 위한 PWM인버터의 변조지수  $M_c$ 를 계산하기 위하여 3상 입력

교류전압 최댓값을 검출하는 방법과 직류 커패시터 전압  $V_{DC}$ 를 측정하는 방법이 있다. 먼저 3상 입력교류전압 최댓값을 검출하는 방법은 a-b상과 b-c상 선 선간전압을 측정한 후 고정좌표계 전압으로 변환시키고 이를 이용하여 입력교류전압의 최댓값을 계산하는 방법이다. 위 방법을 아래와 같이 증명한다.

먼저 상전압  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$ ,  $V_{cn}$ 를 식(3.1) ~ (3.3)과 같이 정의 했을 때 선간전압을 식(3.4) ~ (3.6)과 같이 구할 수 있다.

$$V_{an} = V_m \sin(\omega t) \quad (3.1)$$

$$V_{bn} = V_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \quad (3.2)$$

$$V_{cn} = V_m \sin(\omega t + \frac{4}{3}\pi) \quad (3.3)$$

$$V_{ab} = V_{an} - V_{bn} = \sqrt{3} V_m \sin(\omega t - \frac{\pi}{6}) \quad (3.4)$$

$$V_{bc} = V_{bn} - V_{cn} = \sqrt{3} V_m \sin(\omega t + \frac{\pi}{2}) \quad (3.5)$$

$$V_{ca} = -(V_{ab} + V_{bc}) = \sqrt{3} V_m \sin(\omega t + \frac{7\pi}{6}) \quad (3.6)$$

위 선간 전압을 식(3.7), (3.8) 과 같이 정지 좌표계로 변환한다.

$$V_\alpha = \frac{1}{3}(V_{ab} - V_{ca}) = V_m \sin(\omega t) \quad (3.7)$$

$$V_{\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} V_{bc} = V_m \cos(ut) \quad (3.8)$$

식(3.7), (3.8)을 사용하여 계산한 상전압의 최댓값  $V_m$ 은 다음식과 같다.

$$V_m = \sqrt{(V_{\alpha}^2 + V_{\beta}^2)} \quad (3.9)$$

이 방법은 두 개의 교류전압 검출회로가 필요하며 또한 인버터 출력전압을 60 V로 출력하기 위한 변조지수를 정확하게 계산하기 위하여 3상 다이오드 정류기의 다이오드 전압 강하와 인버터 전압 강하를 모두 고려하여야 한다. 본 논문에서 사용한 직류 커패시터 전압을 측정하는 방법은 변조지수 계산 시 인버터 내 전압 강하만 고려하면 되고 한 개의 직류전압 검출회로만 필요하며 단상 인버터를 병렬로 추가하더라도 추가의 검출회로가 필요 없다는 장점도 있다.

입력교류전압 또는 커패시터 전압 크기에 관계없이 인버터 출력전압을 정확하게 60 V로 출력시키기 위한 인버터 변조지수 계산 시 인버터 내 전압 강하를 고려하여야 한다. 인버터 내 전압 강하는 인버터 스위칭소자 즉 IGBT의 전압 강하와 인버터의 암단락 방지를 위하여 상단 및 하단의 IGBT의 PWM신호에 데드타임 (dead-time)을 첨가하여야하며[11], 이 데드타임에 의해 발생하는 전압 강하로 구성된다.

먼저 IGBT의 전압 강하는 IGBT 도통 시 IGBT의 포화전압  $V_{CE(sat)}$ 와 저항성분  $r_{ce}$ 로 인한 순방향 전압 강하가 발생된다. 단상인버터는 그림 2.2와 같이 두 개 IGBT가 동시에 도통되므로, 도통되는 두 IGBT에 의한 전압 강하  $V_F$ 는 다음 식과 같으며, 여기에  $I_C$ 는 IGBT 전류의 평균값이다.

$$V_F = 2(V_{CE(sat)} + r_{ce} I_C) \quad (3.10)$$

또 다른 전압 강하로 인버터 압단락 방지를 위한 데드타임에 의해 전압 강하가 발생되면서 출력전압 등에 왜곡현상이 발생된다[12]. 따라서 이 데드타임에 의한 영향을 보상하기 위하여 펄스를 변조하는 기법[13, 14] 과 인버터 출력 전류의 방향에 따라 데드타임에 의한 전압 강하 분을 계산하여 인버터 출력전압에 이 전압 강하 분을 보상하는 방법[15] 등이 발표되었다.

본 논문에서는 인버터 출력 전류의 방향에 따라 데드타임에 의한 전압 강하 분을 계산하는 방법을 기반으로 열처리용 인버터시스템에서 데드타임에 의한 전압 강하 값을 계산한다. 그림 3.5는 인버터 출력전압 및 전류파형과 데드타임  $t_d$ 에 의해 발생하는 전압 강하성분을 보인 것이다. 이 열처리용 인버터의 부하인 히터는 거의 저항성분만 있으므로 출력전류가 출력전압과 동상이고, 출력전류와 동상인 데드타임에 의한 전압 강하분도 출력전압과 동상이 된다. 이 데드타임에 의한 전압 강하 분을 평균하면 크기가  $\Delta V$ 인 구형파가 되며 이 구형파의 크기는 식(3.11)과 같이 구할 수 있다.

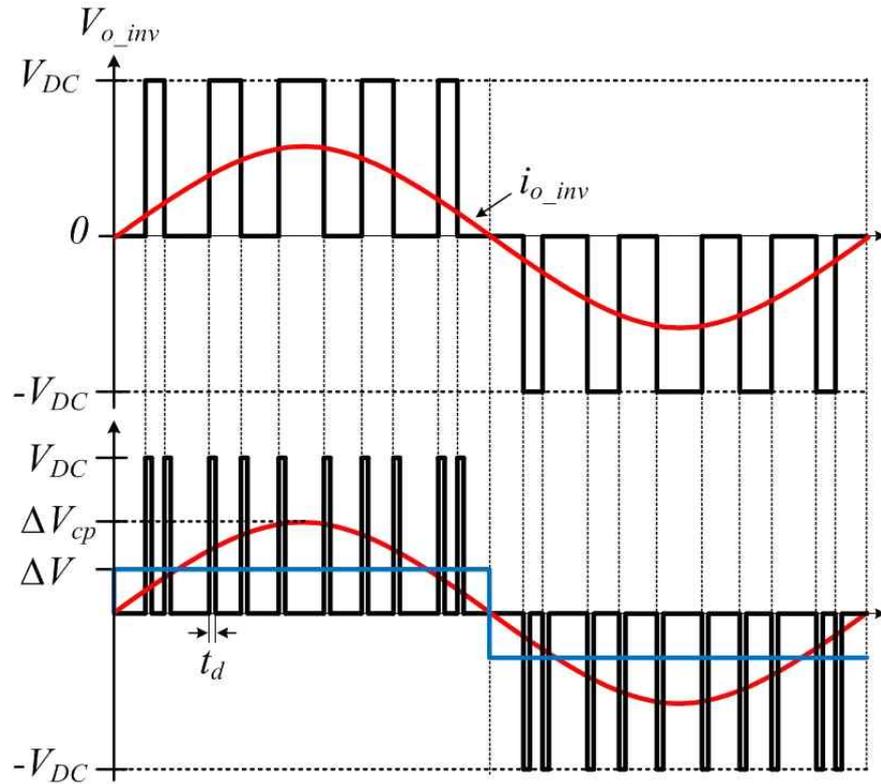


그림 3.5 열처리 시스템 인버터의 데드타임에 의한 영향

Fig. 3.5 Effects of dead-time of inverter for heater treatment

$$\Delta V = \frac{2}{T_s} \int_0^{t_d} V_{DC} dt = 2f_s V_{DC} t_d \quad (3.11)$$

이때  $T_s$ 와  $f_s$ 는 인버터 스위칭 주기 및 주파수이며 이 구형파에서 기본파의 최댓값  $\Delta V_{CP}$  식은 다음과 같다.

$$\Delta V_{CP} = \frac{4}{\pi} (2f_s \cdot t_d \cdot V_{DC}) \quad (3.12)$$

본 논문의 실험 장치에 SKM400GB12T4 모델의 IGBT를 사용하였으며, 실험에 사용한 IGBT의 포화전압과 내부저항 그리고 스위칭주파수와 인버터 데드타임은 다음과 같다.

- 직류 커패시터 전압,  $V_{DC} = 200 \text{ V}$
- 스위칭주파수,  $f_s = 10 \text{ kHz}$
- 데드타임,  $t_d = 1.2 \text{ }\mu\text{s}$
- IGBT 포화전압,  $V_{CE(sat)} = 2 \text{ V}$
- IGBT 내부저항,  $r_{ce} = 3 \text{ m}\Omega$

그림 3.6은 위의 파라미터 값을 사용하여 인버터 출력 전류 값에 대한 IGBT 포화전압 전압 강하, 내부저항 전압 강하 및 데드타임 전압 강하 크기를 보인 것이다. 데드타임에 의한 전압 강하분이 제일 크며 내부저항 전압 강하 값은 인버터 전류증가에 따라 증가되나 상당히 작은 값을 가지므로 내부저항 전압 강하 값은 변조지수 계산시 무시할 수 있다.

인버터 출력전압을 60 V로 출력시키기 위하여 직류링크 전압과 함께 식(3.7)에서 표현된 IGBT 포화전압 전압 강하와 식(3.12)의 데드타임 전압 강하를 보상하여 계산된 변조지수 값  $M_C$  은 다음 식과 같다.

$$M_C = \frac{\sqrt{2} \times 60 \text{ V} + \Delta V_{CP}}{V_{DC} - V_F} \quad (3.13)$$

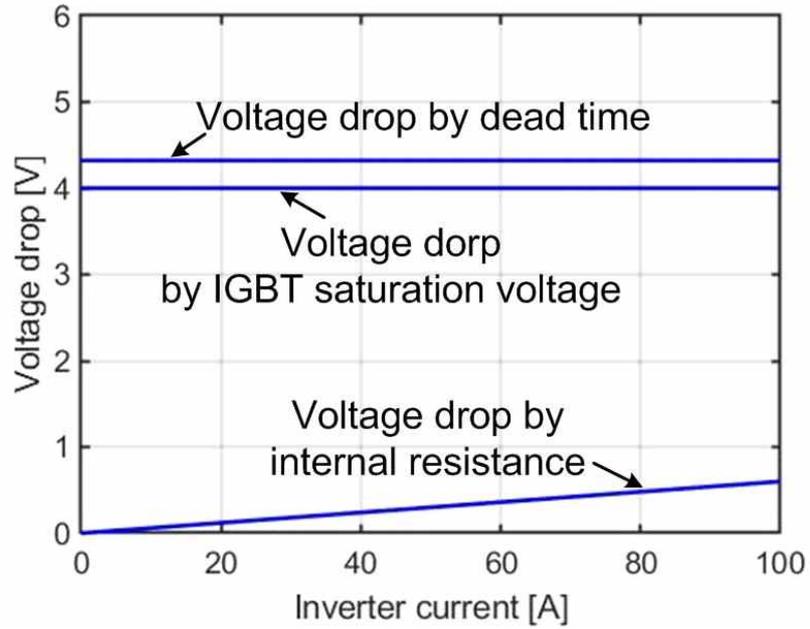


그림 3.6 인버터 출력 전류 변화에 따른 인버터 전압 강하

Fig. 3.6 Voltage drops due to inverter with a variation of inverter current

히터온도 히스테리시스 온 / 오프 제어에서 히터온도와 기준온도에 히스테리시스 온도를 뺀 값 보다 작을 경우 그림 3.3에서와 같이 인버터 변조지수  $M_a$ 를 식(3.13)에서 계산된  $M_c$ 로 선택한다. 다음은 이 변조지수에 60 Hz의 주파수를 가지는 사인파를 곱하여 그림 2.2의 정현파 변조신호를 만든 후, 삼각파와 비교하여 단상인버터의 4개 IGBT 펄스를 발생시켜 60V 전압을 출력시킨다.

### 3.3 인버터 출력전압 페루프 제어

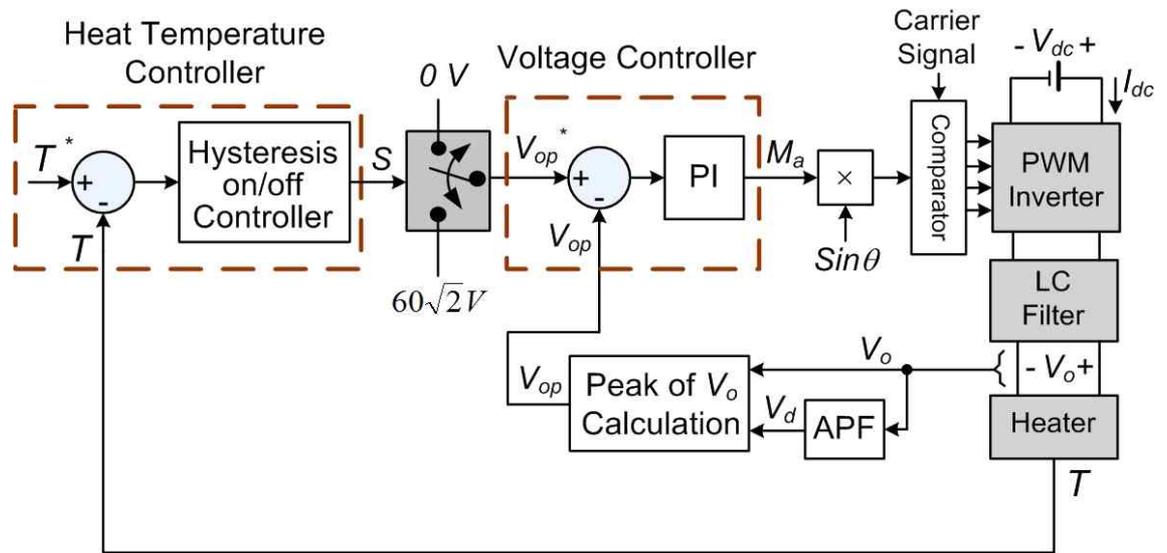


그림 3.7 히터온도 제어 및 인버터 출력전압의 페루프 제어 블록도

Fig. 3.7 Block diagram of heater temperature control with closed-loop control of inverter output voltage

그림 3.7은 히터온도 제어 및 출력전압 제어를 위한 페루프 제어 블록도이다. 출력전압을 제어하기 위해 출력전압 최댓값의 크기를 측정해야 한다. 먼저 식(3.14)은 출력전압  $V_o$ 를 수식으로 정의한 것이다.

$$V_o = V_{op}\cos(ut) \quad (3.14)$$

출력전압의 최댓값  $V_{op}$ 를 구하기 위해서 출력전압과  $90^\circ$  지연된 전압  $V_d$ 가 필요하다. 식(3.15)는 식(3.14)을  $90^\circ$  지연시킨 값이다.

$$V_d = V_{op}\sin(ut) \quad (3.15)$$

식(3.14), (3.15)를 사용하여 계산한 출력전압의 최댓값  $V_{op}$ 은 다음식과 같다.

$$V_{op} = \sqrt{V_o^2 + V_d^2} \quad (3.16)$$

위 식과 같이 출력전압의 최댓값을 구하기 위해 본 논문에서는 전역통과필터(APF)를 사용하여 크기는 변함없이 출력전압과  $90^\circ$  지연된 전압  $V_d$ 를 계산한 후, 두 전압을 사용하여 출력전압 최댓값  $V_{op}$ 를 계산하였다. 식(3.17)는 전역통과필터의 전달함수이다 [16]. 식(3.17)을 식(3.18)과 같이 전개하였다.

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{-s+w}{s+w} \quad (3.17)$$

$$sY(s) + wY(s) = -sX(s) + wX(s) \quad (3.18)$$

위 식을 식(3.19)와 같이 시간영역에서 정리하고, 식(3.20), (3.21)과 같이 전개하였다.

$$\dot{Y}_{[n]} + wY_{[n]} = -\dot{X}_{[n]} + wX_{[n]} \quad (3.19)$$

$$\frac{Y_{[n]} - Y_{[n-1]}}{\Delta t} + wY_{[n]} = -\frac{X_{[n]} - X_{[n-1]}}{\Delta t} + wX_{[n]} \quad (3.20)$$

$$Y_{[n]} = \frac{1}{1+w\Delta t} Y_{[n-1]} - \frac{1-w\Delta t}{1+w\Delta t} X_{[n]} + \frac{1}{1+w\Delta t} X_{[n-1]} \quad (3.21)$$

위 식에서  $\omega$ 는 입력의 각주파수,  $\Delta t$ 는 샘플링 타임을 나타낸다. 최종적으로 식(3.21)을 이용하여 출력전압에서 크기 및 주파수 변함없이 위상이  $90^\circ$  지연된 값을 계산하고 식(3.16)을 이용하여 출력전압의 최댓값을 계산하였다. 이 출력전압 최댓값과 히터 온도제어기에서 선택된 기준 출력전압 최댓값  $V_{op}^*$ 와 비교한 후, PI제어기를 거쳐 변조지수  $M_a$ 가 출력된다. 이 변조지수에 60 Hz의 주파수를 가지는 사인파를 곱하여 정현파 변조신호를 만든 후, 그림 2.2와 같이 삼각파와 비교하여 단상인버터의 펄스를 발생시킨다.

폐루프 제어시스템의 히스테리시스 온 / 오프 제어방식은 그림 3.7과 같다. 히터온도가 기준온도에서 히스테리시스 온도를 더한 온도보다 높을 경우에는 기준 출력전압 최댓값을 0으로 조정해서 출력전압을 0 V로 만들어 히터온도를 하강시킨다. 히터온도가 기준온도에서 히스테리시스 온도를 더한 온도보다 낮은 경우에는 히터온도가 기준 온도에서 히스테리시스 온도를 뺀 온도보다 낮은지 판단하여 참인 경우 기준 출력전압 최댓값을  $60\sqrt{2}$  V 조정하여 출력전압을 60 V를 히터에 인가함으로써 히터온도를 상승시키고 거짓인 경우 기준 출력전압 최댓값은 기준 출력전압 최댓값의 이전 값 즉 기준 출력전압 최댓값을 변경하지 않는다. 이는 히터온도가 히스테리시스 온도 범위 내에 있음을 의미한다. 따라서 히터온도를 기준온도를 중심으로 히스테리시스 온도 범위 안에서 제어할 수 있다.

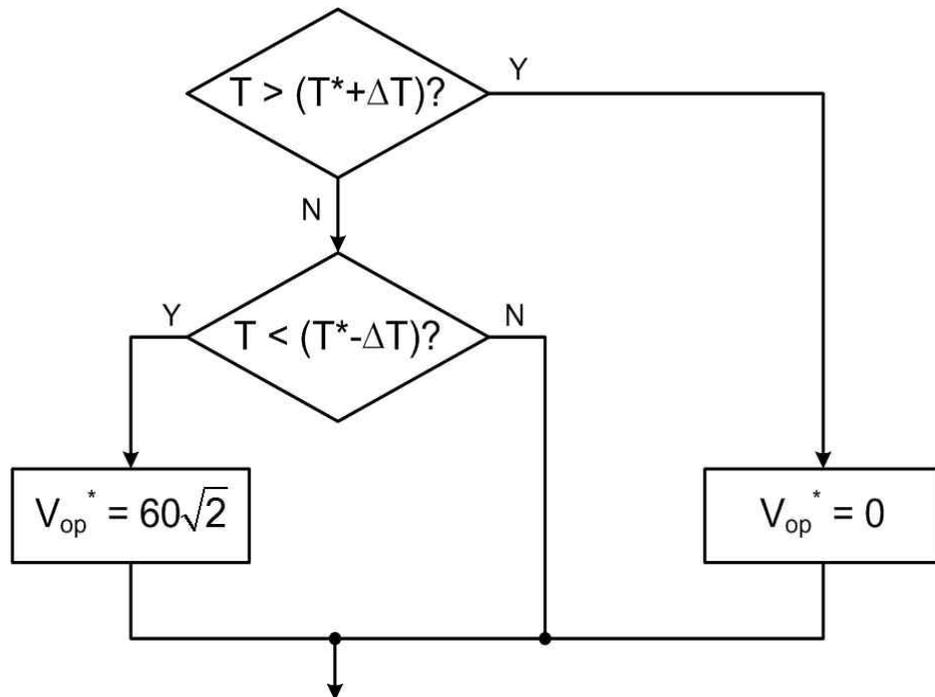


그림 3.8 폐루프 제어시스템의 히스테리시스 온 / 오프 제어방식 흐름도

Fig. 3.8 Block diagram of heater temperature control with closed-loop control of inverter output voltage

출력전압 페루프 제어는 외부 환경에 관계없이 출력전압을 정확하게 60 V 또는 0 V 로 출력시킬 수 있다는 장점이 있으나, 시정수가 너무 다른 히터온도 제어와 출력전압의 페루프 제어 시, 시스템 안정성이 크게 저하될 수 있다. 그런데 히터온도 시정수가 상당히 크므로 히스테리시스 온 / 오프 히터온도 제어기에서 출력되는 기준전압 값이 전환되는 시간이 상당히 길다. 이에 반하여 출력전압 시정수가 상당히 짧아 출력전압이 기준전압으로 신속하게 제어되므로 본 논문에서 제시한 온도 및 페루프 전압제어 기법으로 안정도 문제를 해결할 수 있다.

### 3.4 DC-DC 컨버터를 사용한 열처리 시스템

DC-DC 컨버터를 사용한 열처리 시스템의 전력회로 구성과 히터온도 제어기법을 설명하고, 앞부분에서 제안된 인버터를 사용한 열처리 시스템과 성능을 비교 평가한다.

#### 3.4.1 DC-DC 컨버터의 전력회로 구성

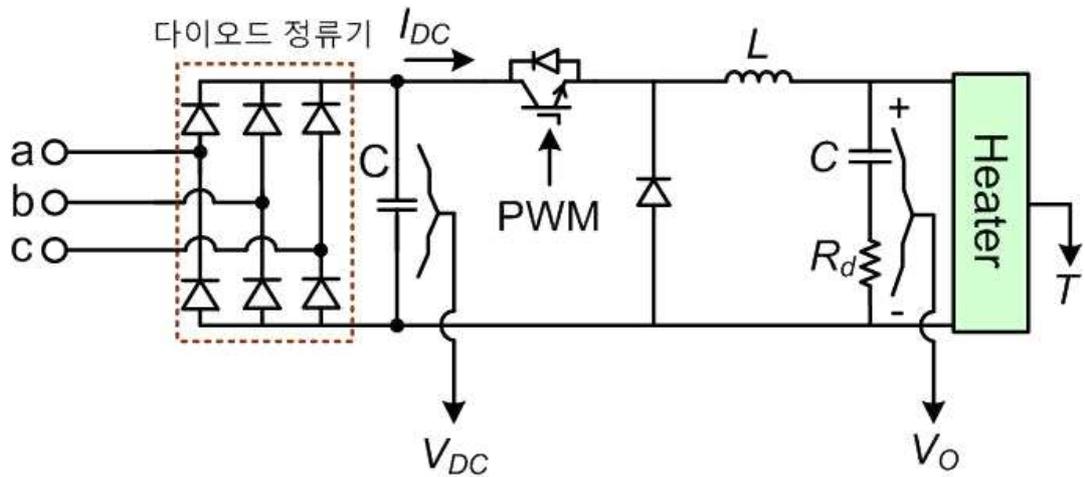


그림 3.9 열처리를 위한 DC-DC 컨버터시스템의 전력회로 구성도

Fig. 3.9 Block diagram of a DC-DC converter system for heat treatment

그림 3.9는 열처리를 위한 DC-DC 컨버터의 전력회로 구성도이다. DC-DC 컨버터는 3상 교류전압을 직류전압으로 변환시키는 3상 다이오드 정류기, 직류전압의 리플성분을 감소시키는 평활용 커패시터, 1개의 IGBT와 환류다이오드로 구성된 DC-DC 컨버터, LC필터 및 제동저항 그리고 부하인 히터로 구성되어있다.

#### 3.4.2 DC-DC 컨버터를 사용한 히터온도 제어기법

그림 3.10 과 3.11는 DC-DC 컨버터를 사용한 히터온도 제어시스템의 개루프 제어기법과 폐루프 제어기법을 각각 블록도로 나타낸 것이다. 먼저 그림 3.10과 같이 개루프 제어기법을 적용한 경우 히터온도는 그림 3.2와 같이 인버터를 사용한 히터온도 제어시스템과 같은 방법으로 히스테리시스 온 / 오프 방식으로 히터온도를 제어한다. 그리고 입력교류전압의 크기와 상관없이 60 V 직류전압을 출력하기 위한 변조지수  $M_C$ 를

계산 시 DC-DC 컨버터의 전압강하를 고려해야한다. DC-DC 컨버터는 인버터와 달리 데드타임에 의한 전압강하 성분은 없으며 1개의 IGBT에 의한 전압강하만 고려한다. 따라서 직류 커패시터 전압 및 IGBT에 흐르는 전류  $I_{DC}$ 를 측정하여 변조지수  $M_C$ 를 계산하고 삼각파와 비교하여 생성되는 펄스를 DC-DC 컨버터에 인가한다. 식(3.22)는 DC-DC 컨버터에서 IGBT의 전압강하를 고려한 변조지수 계산식이다.

$$M_C = \frac{\sqrt{2} \times 60 V}{V_{DC} - (V_{CE} + r_{ce} I_{DC})} \quad (3.22)$$

그림 3.11은 DC-DC 컨버터를 사용한 히터온도 제어시스템에 페루프 제어기법을 적용한 것이다. 페루프 제어기법 또한 그림 3.2와 같이 인버터를 사용한 히터온도 제어시스템과 같은 방법으로 히터온도를 제어한다. 그리고 60 V 직류전압을 출력하기 위하여 기준출력전압을 60 V 로 설정하고 LPF를 거친 출력전압과 비교하여 PI 제어기를 거친다. 이 PI 제어기 출력인 변조지수와 삼각파를 비교하여 생성되는 펄스를 DC-DC 컨버터에 인가한다.

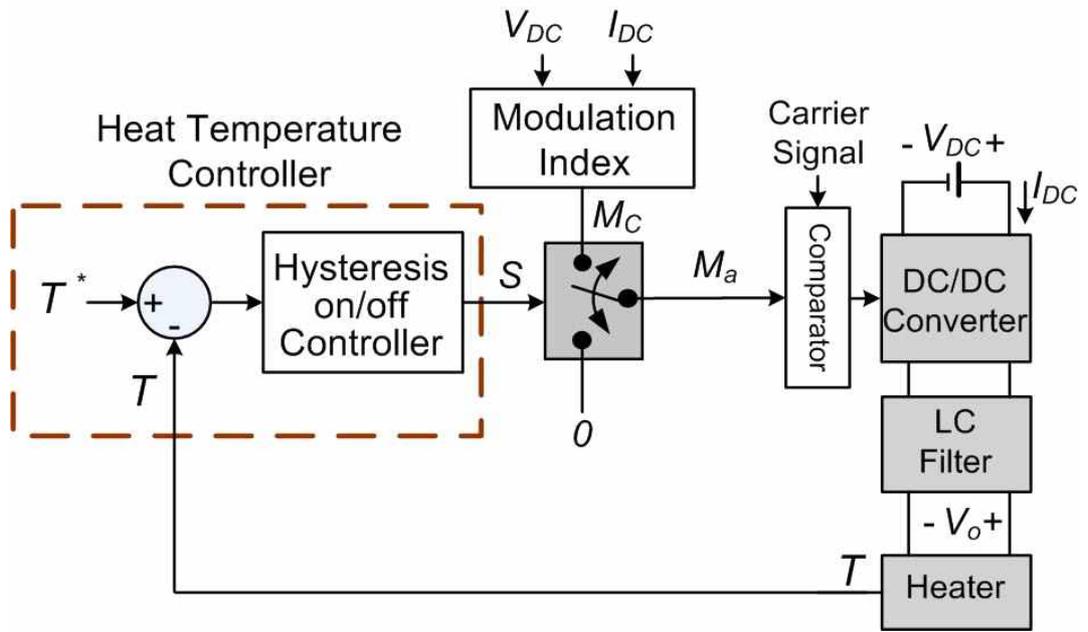


그림 3.10 히터온도 제어 및 DC-DC 컨버터 출력전압의 개루프 제어 블록도

Fig. 3.10 Block diagram of heater temperature control with open-loop control of output voltage of DC-DC converter

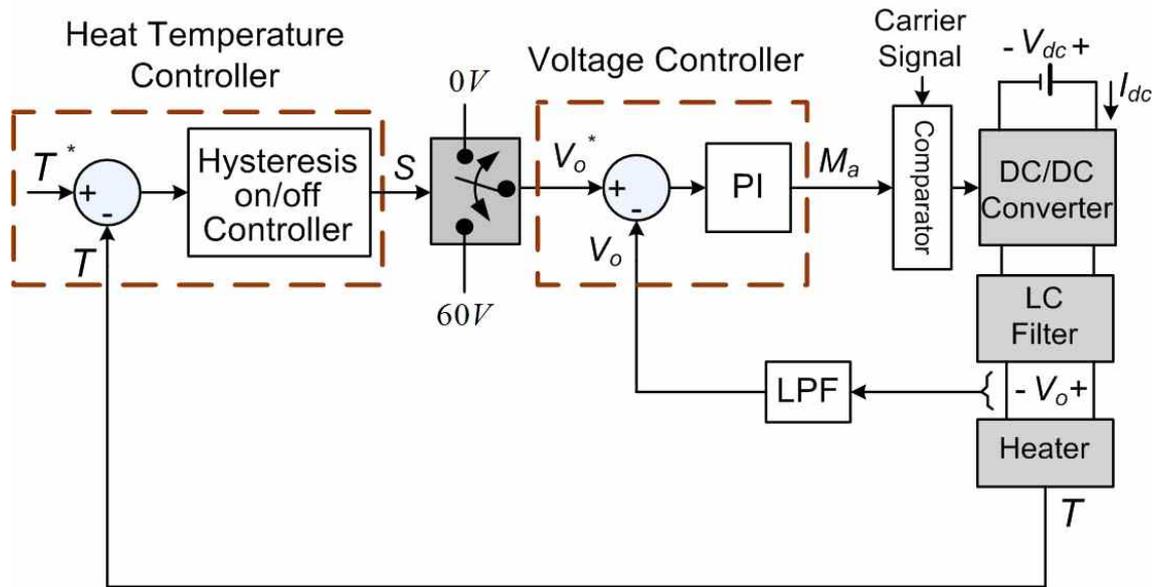


그림 3.11 히터온도 제어 및 DC-DC 컨버터 출력전압의 폐루프 제어 블록도

Fig. 3.11 Block diagram of heater temperature control with closed-loop control of output voltage of DC-DC converter

### 3.4.3 DC-DC 컨버터와 인버터 비교

표 3.1은 인버터를 사용한 열처리 시스템과 DC-DC 컨버터를 사용한 열처리 시스템의 전력회로를 비교한 것이다. 인버터를 사용할 경우 DC-DC 컨버터에 비해서 3개의 IGBT가 더 필요하다. 인버터에서는 LC필터의 커패시터로 AC 커패시터를 사용하고 DC-DC 컨버터는 DC 커패시터를 사용하며, AC 커패시터는 DC 커패시터에 비해서 가격이 비싸고 부피가 조금 크다는 단점이 있다. LC필터의 인덕터는 인버터의 경우에는 AC 인덕터를 DC-DC 컨버터는 DC 인덕터를 사용하며, 같은 인덕턴스 값과 전류정격 값을 가진 DC 인덕터와 AC 인덕터를 비교하면 DC 인덕터가 가격이 비싸고 그림 3.12와 같이 부피와 무게가 1.5배 이상 크다. DC-DC 컨버터를 사용할 경우 IGBT가 3개가 절약되어지고 저렴한 DC 커패시터를 사용할 수 있지만 부피와 중량이 큰 DC 인덕터를 사용하여야 한다. 결론적으로 DC-DC 컨버터의 제작비용이 저렴하지만 DC 인덕터의 큰 부피와 무게로 인해 전력변환장치의 중량 및 부피가 증가된다는 단점이 있다.

DC-DC 컨버터를 사용한 열처리시스템의 개루프 제어기법은 데드타임에 의한 전압강하를 고려할 필요가 없고 DC-DC 컨버터를 사용한 열처리시스템의 폐루프 제어기법은 전역통과필터가 필요 없어 DC-DC 컨버터를 사용한 열처리시스템의 제어기법 인버터를 사용한 열처리 시스템보다 비교적 간단하다는 장점이 있다.

표 3.1 인버터와 DC-DC 컨버터의 구성요소

Table. 3.1 Components of inverter and DC-DC converter

	Inverter	DC-DC converter
Inductor	1(AC Inductor)	1(DC Inductor)
Capacitor	1(AC Capacitor)	1(DC Capacitor)
Damping resistor	1	1
Diode rectifier	1	1
Freewheeling diode	0	1
IGBT	4	1

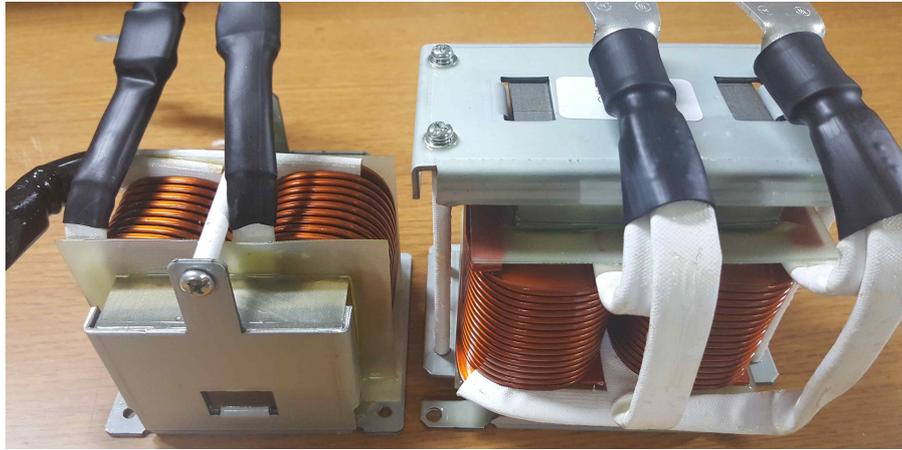


그림 3.12 AC 인덕터와 DC 인덕터의 크기 비교

Fig. 3.12 Size comparison of AC inductor and DC inductor

## 4. 시스템 구성 및 실험 결과

### 4.1 시스템 구성

본 논문에서 제시한 열처리용 인버터제어시스템의 히터온도 및 출력전압 제어에 대한 성능을 검증하기 위해 전력회로 및 제어시스템을 구성하고 실험을 통해 입증하였다. 표 4.1은 실험에 사용된 시스템의 파라미터 값이다.

표 4.1 실험에 사용된 시스템 파라미터 값

Table. 4.1 System parameters used for experiments

Parameter	Value
DC capacitor voltage, $V_{DC}$	200 V
Switching frequency, $f_s$	10 kHz
Cutoff frequency, $f_c$	1 kHz ~ 1.1 kHz
Heater, $R_o$	3 $\Omega$
Damping resistor, $R_d$	2 $\Omega$

#### 4.1.1 전력회로 구성

그림 4.1은 단상인버터를 이용한 열처리 시스템의 전력회로 구성도이다. 전력회로는 3상 다이오드 정류기, 평활용 커패시터, 그리고 2개의 IGBT모듈로 구성된 단상 PWM 인버터 및 제동저항을 포함한 LC필터 3개 세트로 이루어져 있다. 3개 채널의 단상 PWM인버터는 평활용 커패시터와 병렬로 연결되어 있어 독립적으로 제어 가능하도록 설계하였다. 그리고 각 채널에 6 kW(60 V / 100 A)씩 총 18 kW의 부하를 사용할 수 있도록 제작하였다. 그림 4.2는 실제 제작된 전력회로이다. CT(Current Transducer)는 각 채널의  $I_{D1}$ ,  $I_{D2}$ ,  $I_{D3}$ 를 측정하며, 과전류 발생 시 PWM 신호를 차단하기 위해 사용되었다.

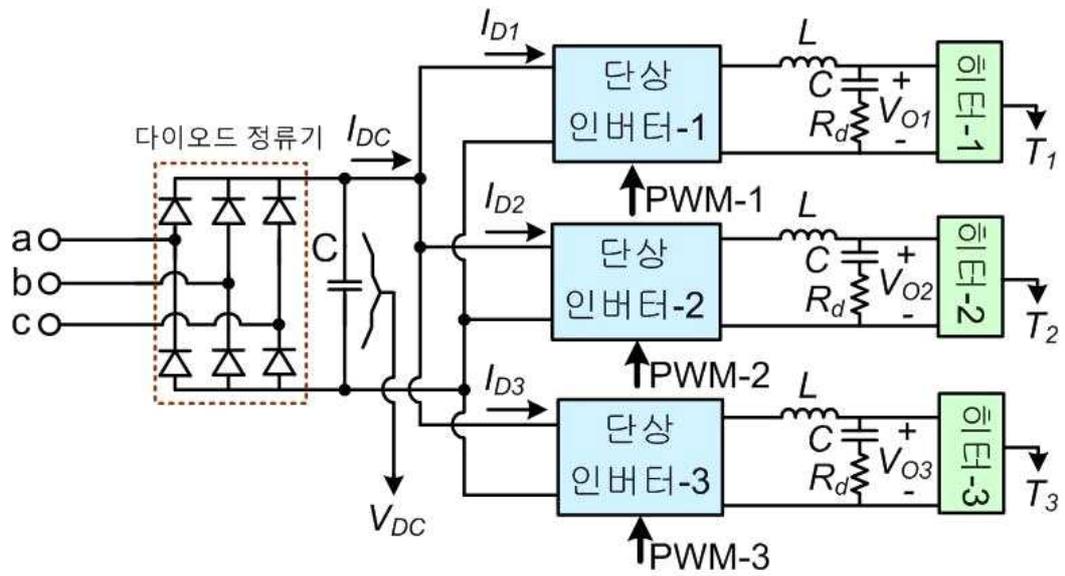


그림 4.1 전력회로 구성도

Fig. 4.1 Power circuit configuration

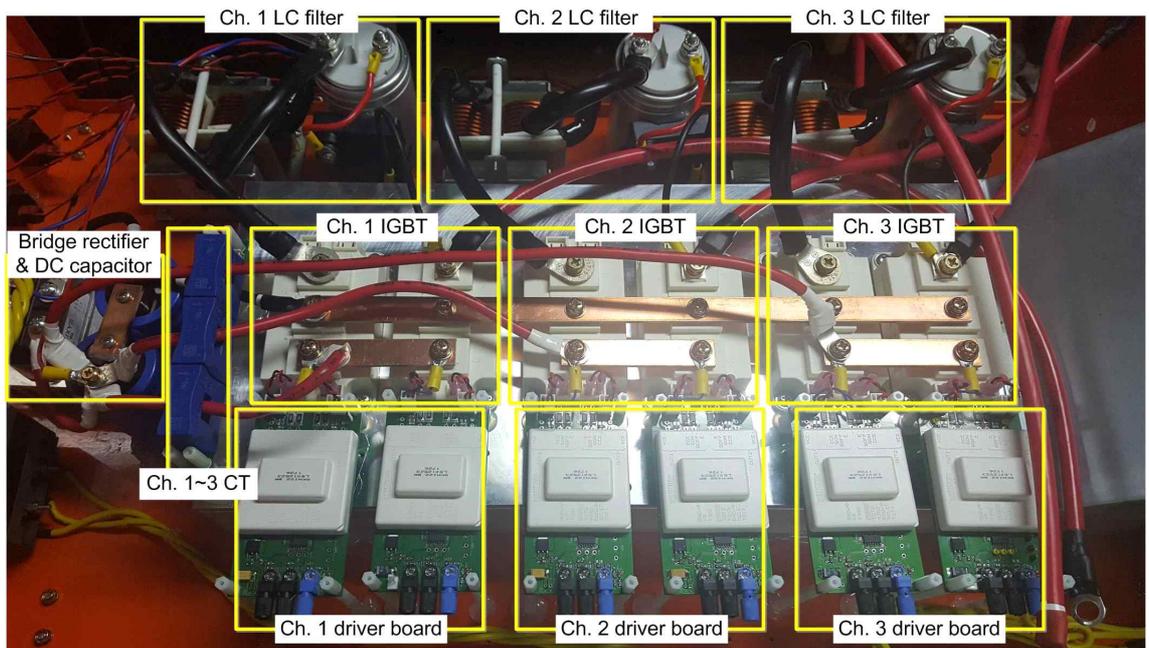


그림 4.2 전력회로 사진

Fig. 4.2 Photograph of Power circuit

## 4.1.2 제어보드 구성

TMS320F28335는 고성능의 Micro control unit의 DSP 칩으로 아래 주요 특징과 같이 제어부에 필요한 대부분의 기능을 칩 내부에 포함하고 있어 간단하게 제어기를 구성할 수 있다.

- 부동 소수점 방식의 32-bit 연산
- 최대 150MHz 구동 클럭 (6.67ns 주기)
- 88개의 GPIO 채널
- 16채널의 A/D 컨버터
- 12채널의 PWM
- 32-bit CPU Timer 3개

그림 4.3은 3개 채널 단상 PWM인버터의 출력전압 및 히터온도를 독립적으로 제어하기 위해 제작된 제어보드의 구성도이다. 제어보드 내에는 TMS320F28335 DSP와 직류 전압 및 교류전압을 측정하기 위한 전압측정회로, 과전류 차단 회로, 히터온도 측정회로, 기준온도 측정회로, LCD 모듈, IGBT Driver 회로, 그리고 DSP내부 변수 즉 변조신호(변조지수), 출력전압 기준치 및 최댓값, 히터온도 등의 파형을 관찰하기 위한 4-채널 12-비트 D/A 컨버터 회로가 포함되어 있다.

A/D 컨버터는 히터온도( $T_1 \sim T_3$ ), 기준온도( $T_1^* \sim T_3^*$ ), DC-Link 전압( $V_{DC}$ ), 출력전압( $V_{o1} \sim V_{o3}$ ) 를 A/D 변환하는데 사용되었으며, 디지털로 변환된 값은 DSP 내에서 출력전압 및 히터온도를 제어하는 것에 사용되었다. GPIO 채널들은 LCD 및 스위치와 동작 상태 및 과전류 발생 시 사용자에게 알리기 위한 LED 제어에 사용되었다. 그림 4.4는 제어보드의 제작된 제어보드 사진이다.

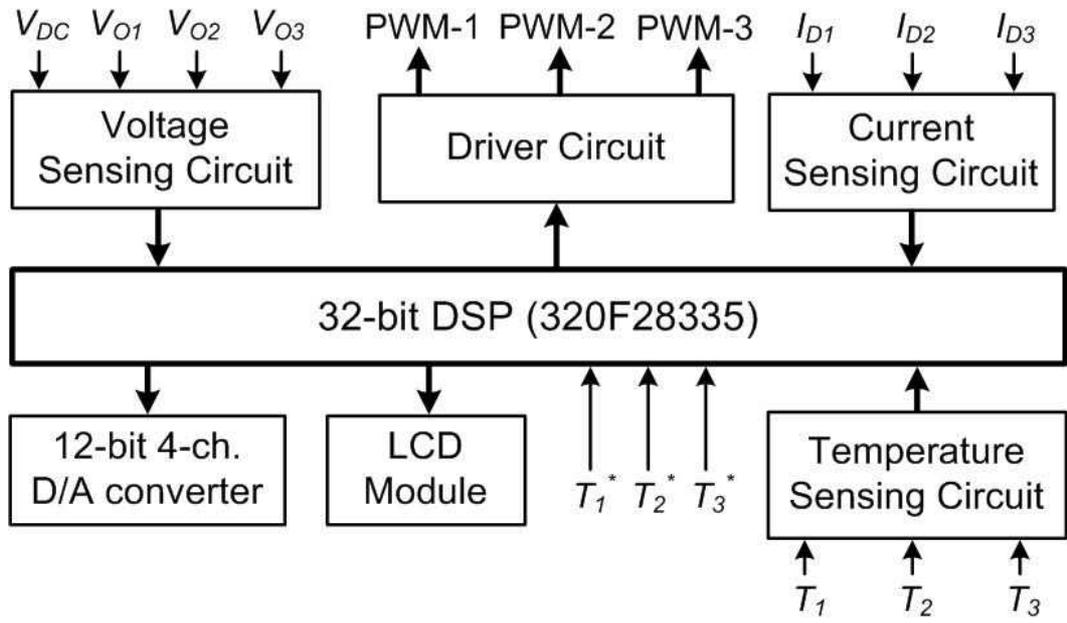
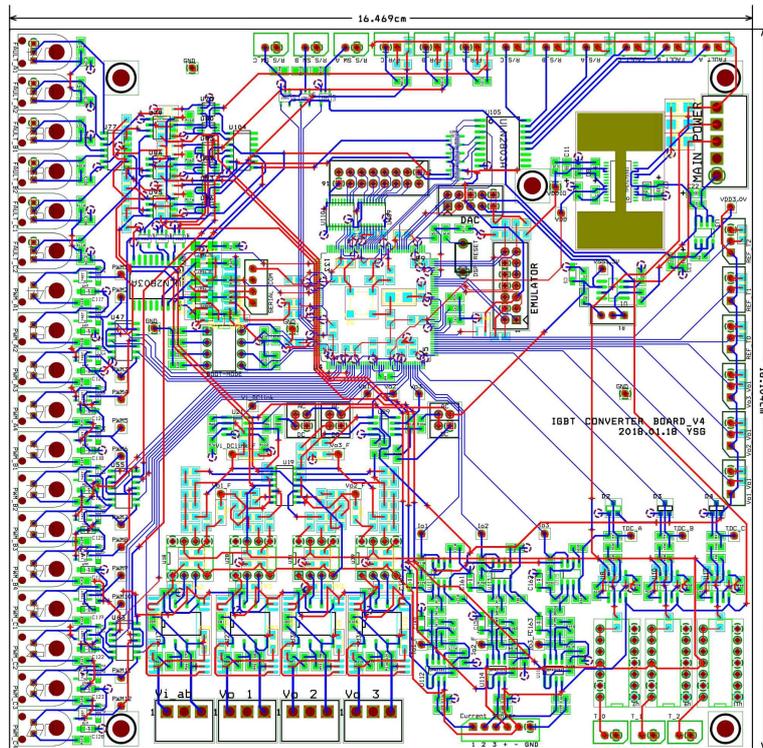
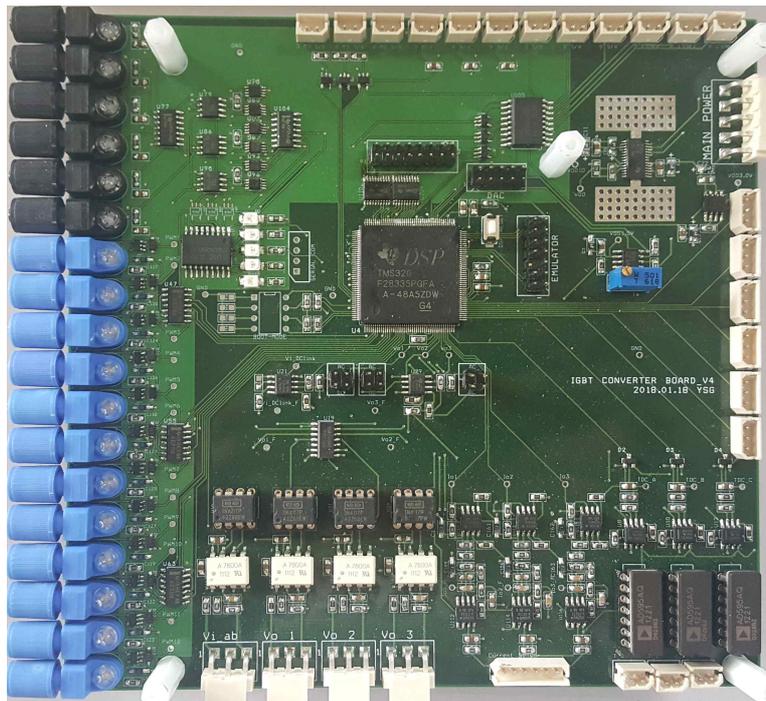


그림 4.3 제어보드 구성도

Fig. 4.3 Control board configuration



(a) Artwork of control board



(b) Photograph of control board

그림 4.4 제어보드 아트워크 및 사진

Fig. 4.4 Photograph and artwork of control board

#### 4.1.2.1 히터온도 측정회로

본 논문에서는 히터온도를 측정하기 위해 열전대(Thermocouple)를 사용한다. 열전대는 서로 다른 두 종류의 금속고체에 페회로가 형성되도록 결합하고, 두 결합사이에 온도 차이를 유지하여 발생하는 역기전력으로 온도를 측정한다. 이 열전대는 빠른 응답 특성과 온도측정범위가 넓고 가격이 저렴하다는 장점이 있어 산업용으로 많이 사용되고 있으며 그림 4.5는 열전대 종류별 온도에 대한 역기전력 그래프를 보인 것이다.

본 논문의 시스템에서 히터온도는 800℃까지 제어하므로 1200℃까지 측정할 수 있고 선형적이며 역기전력의 크기가 다른 열전대보다 상대적으로 큰 K-type 열전대를 선정하였다.

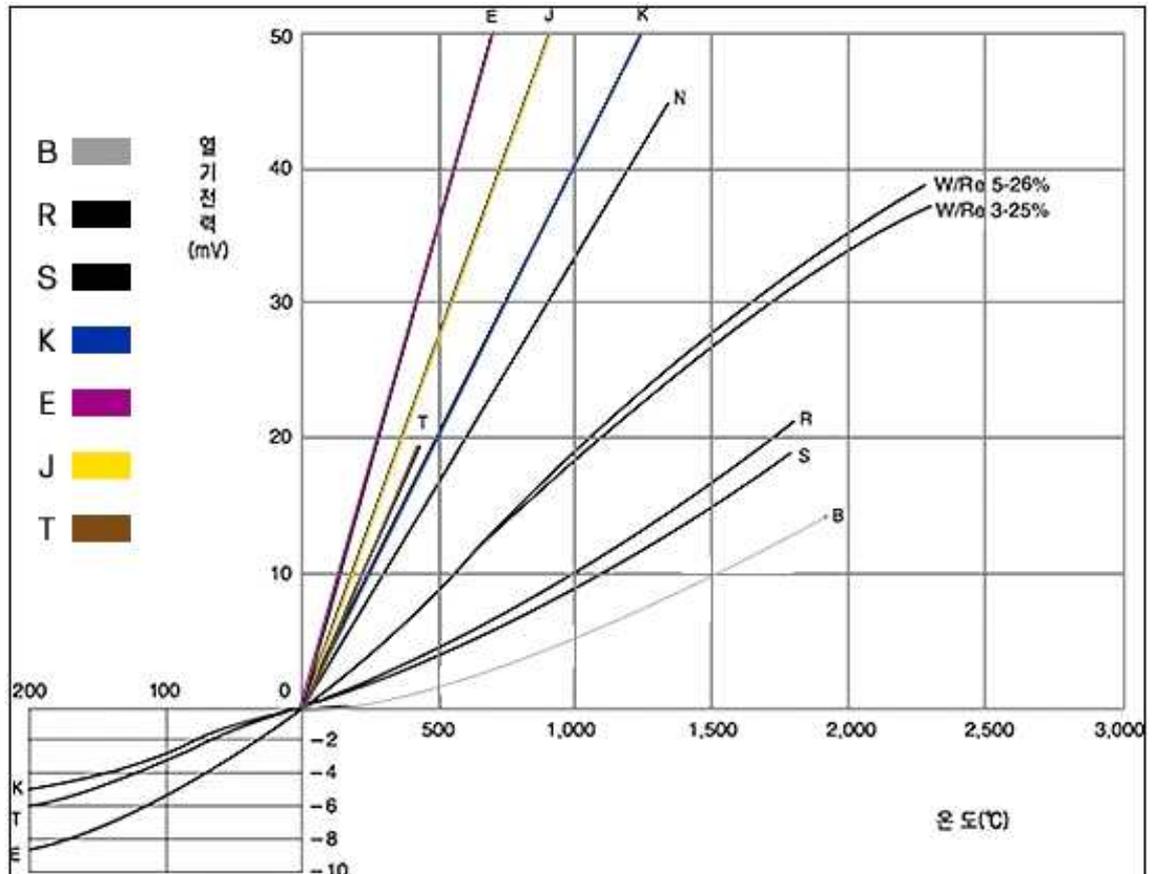


그림 4.5 열전대 종류별 역기전력

Fig. 4.5 EMF by type of thermocouple

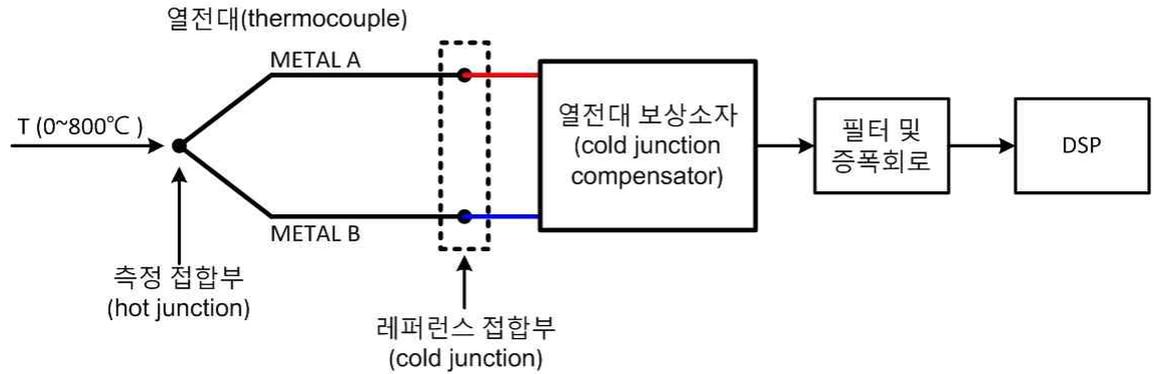


그림 4.6 히터 온도 측정회로의 블록도

Fig. 4.6 Block diagram of heater temperature measurement circuit

그림 4.6은 히터 온도를 측정하는 회로 블록도이다. 열전대는 측정 접합부(hot junction)와 레퍼런스 접합부(cold junction)로 구성된다. 측정 접합부는 서로 다른 두 금속을 접합시켜 온도를 측정하고 반대쪽인 레퍼런스 접합부는 두 금속을 접촉하지 않고 열전대 보상소자와 전기적으로 연결한다. 열전대는 측정 접합부의 절대온도를 측정하는 것이 아닌 레퍼런스 접합부 온도의 상대적인 값을 측정한다. 본 논문에서는 냉접점 보상소자를 사용하여 정확한 온도를 측정하였다.

#### 4.1.2.2 전압 측정회로

그림 4.7과 4.8은 직류커패시터 전압과 출력전압을 측정하기 위한 회로의 블록도이다. 전력회로와 접지를 분리하기 위하여 절연 증폭기(Isolation amplifier)를 전압 측정회로의 입력 단에 배치한다. 절연 증폭기에서 출력된 Differential 전압을 Single-ended 전압으로 변환하기 위하여 차동증폭기(Differential amplifier)를 사용한다. 차동증폭기에서 출력된 전압은 2차 저역통과필터(2<sup>nd</sup> order low-pass filter)를 통해 노이즈 성분이 제거된다. DSP의 A/D 채널의 입력 전압 범위는 0 ~ 3 V 이므로 전압의 크기를 변경할 필요가 있다. 교류전압의 경우 앞단에서 -1.5 ~ 1.5 V 전압을 가산 증폭기를 통해 1.5 V 를 더하여 0 ~ 3 V 범위로 만들어 주고 Clamping 다이오드를 사용하여 DSP를 보호하였다.

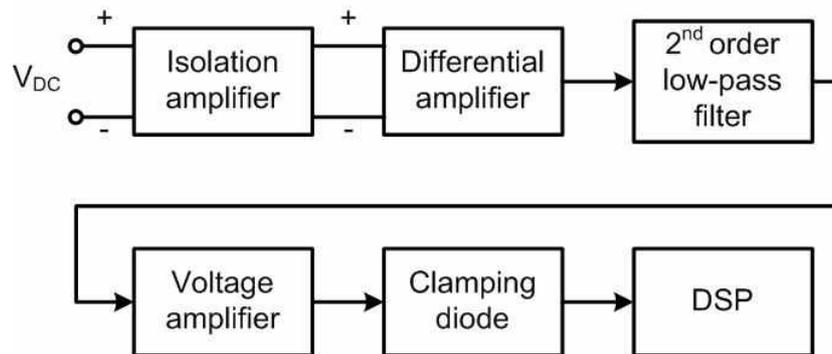


그림 4.7 직류 전압 측정회로의 블록도

Fig. 4.7 Block diagram of DC voltage measurement circuit

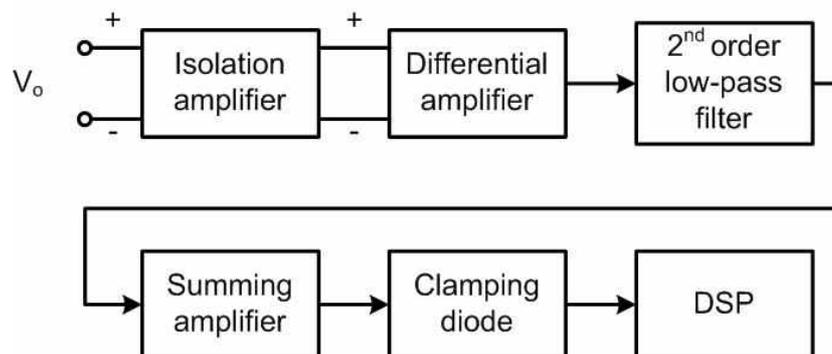


그림 4.8 교류전압 측정회로의 블록도

Fig. 4.8 Block diagram of AC voltage measurement circuit

#### 4.1.2.3 LCD 모듈 인터페이스

그림 4.9는 동작 중인 시스템의 LCD 모듈 사진이다. HTA, HTB, HTC는 각 채널의 K-type 열전대로부터 측정된 히터온도인  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$ 를 나타내며 RTA, RTB, RTC는 각 채널의 기준온도인  $T_1^*$ ,  $T_2^*$ ,  $T_3^*$ 를 나타낸다. 기준온도는 외부 케이스에 부착된 전위차계를 통해 사용자가 제어할 수 있도록 제작하였다.

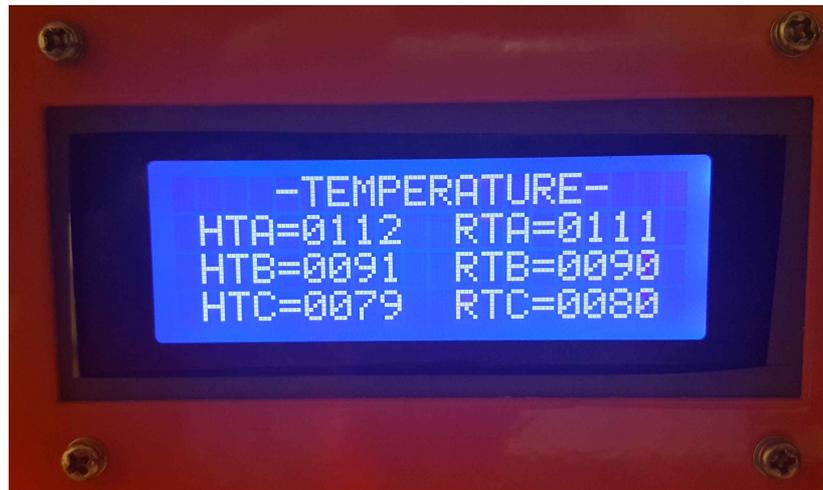


그림 4.9 LCD 모듈 사진

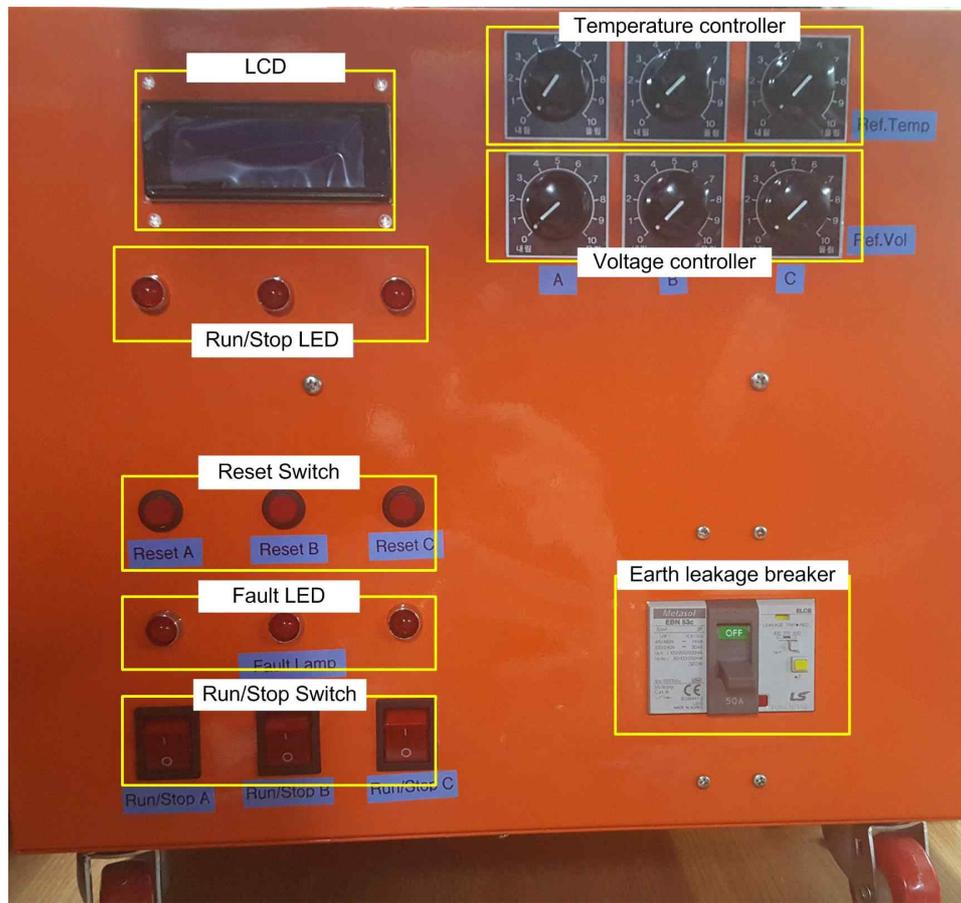
Fig. 4.9 Photograph of LCD module

### 4.1.3 3-채널 히터온도 시스템 구성

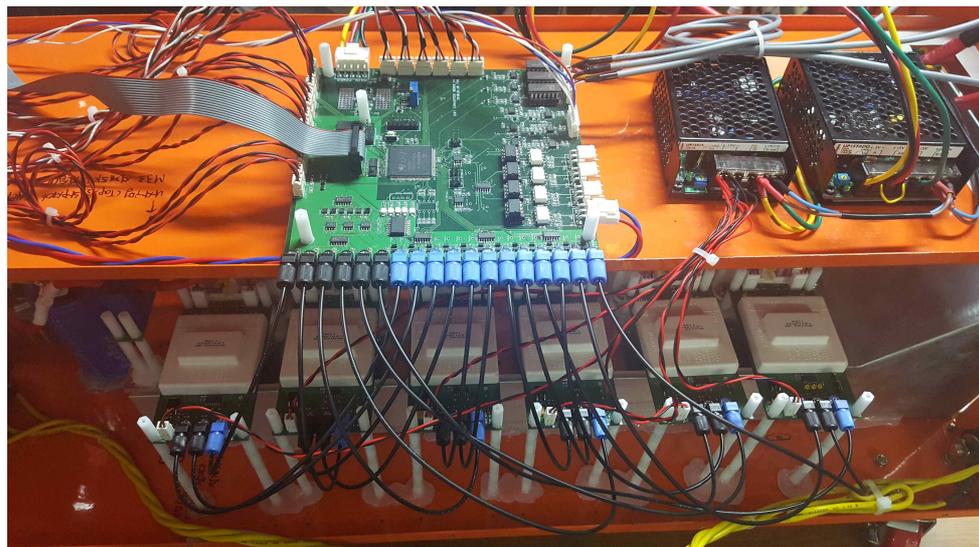
그림 4.10은 3-채널 히터온도 시스템의 사진이다.

그림 4.10(a)를 보면 시스템의 상태를 확인할 수 있는 LCD 및 LED와 제어용 스위치 및 전위차계 그리고 누전차단기로 구성되어 있다. 먼저 LCD는 3개 채널별로 히터온도 및 기준온도를 도 단위로 표시한다. Run / Stop LED는 각 채널마다 동작 시와 정지 상태를 표시한다. Fault LED는 각 채널 인버터별로 직류 링크 전류가 설정한 전류보다 높을 경우 발생하는 과전류 신호 발생 또는 IGBT 드라이버 회로에서 고장신호 출력 시 DSP에서는 PWM 신호를 차단하면서 이 상태를 표시하는 LED이다. Reset 스위치는 고장상태를 정상상태로 복구하기 위해 사용된다. Run / Stop 스위치는 각 채널별로 동작을 개시하거나 정지시킬 때 사용된다. 각 채널별로 기준온도를 설정하기 위해서 3개의 전위차계를 사용하며 설정된 기준온도 값은 LCD에 표기된다. 출력전압 오차 보상용 전위차계는 출력전압 개루프 제어 시 출력전압 오차를 보정하기 위해 사용된다.

그림 4.10(b)를 보면 PWM 신호와 고장신호에 발생하는 노이즈를 억제하기 위하여 DSP와 3개 채널에서 사용하는 12개의 IGBT를 제어하기 위한 IGBT 구동회로 사이에 광섬유 케이블로 연결하였다. 한편 SMPS를 사용하여 DSP 제어보드 및 IGBT 드라이버 보드에 직류전원을 공급한다.



(a) Photograph of front



(b) Photograph of inside

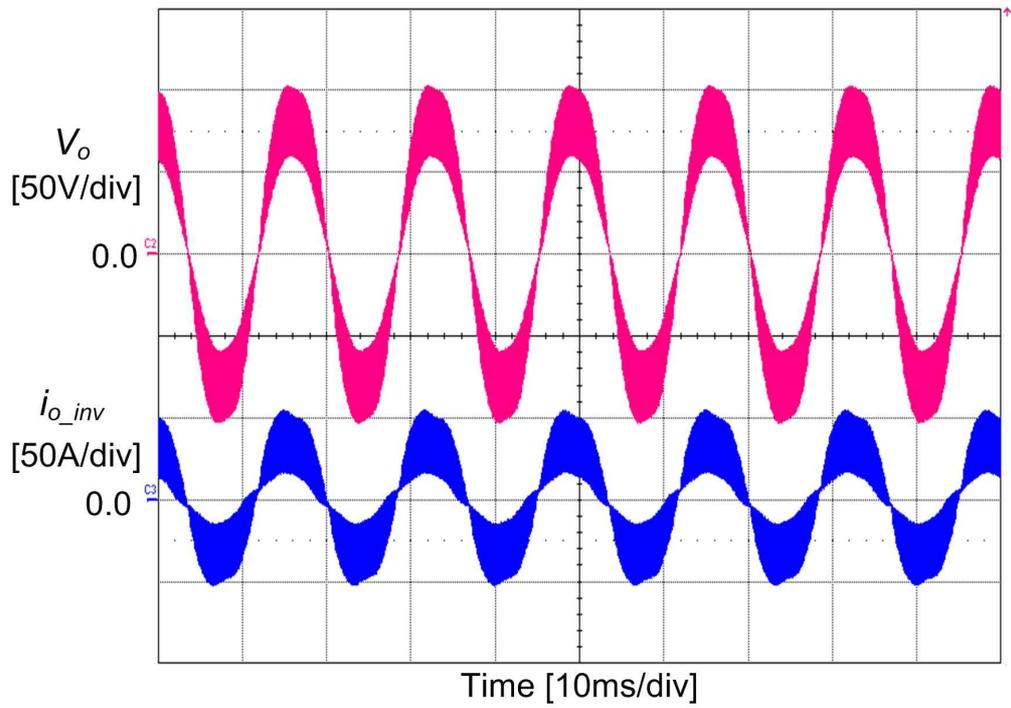
그림 4.10 열처리용 단상 인버터 시스템 사진

Fig. 4.10 Photograph of Single-phase PWM inverter system for heat treatment

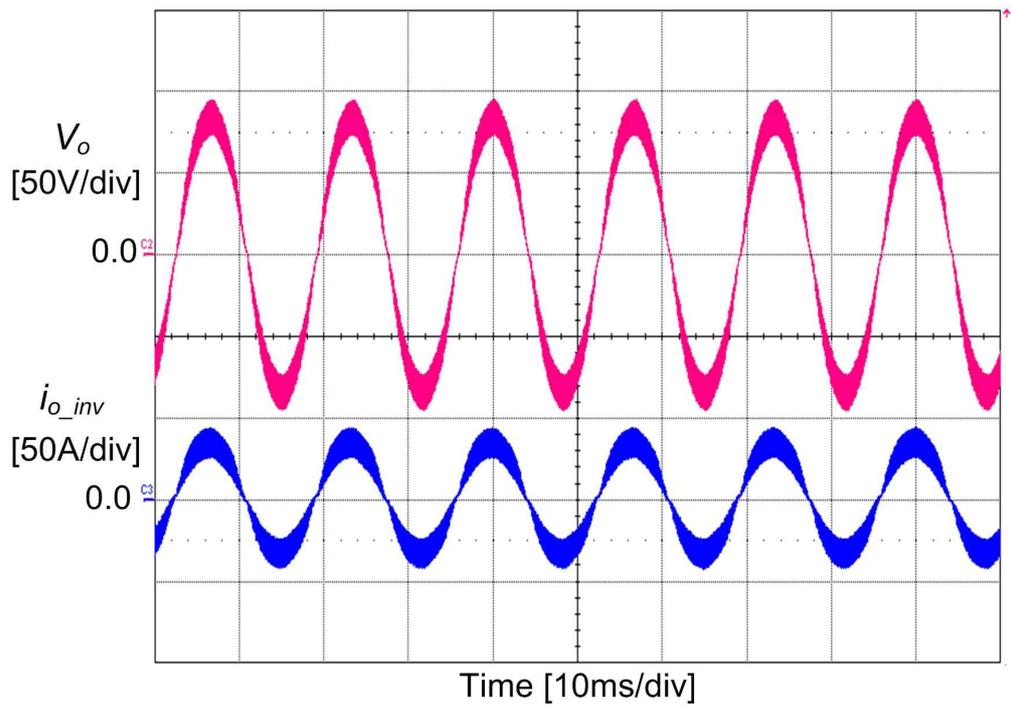
## 4.2 실험결과

### 4.2.1 LC필터 성능 실험

그림 4.11은 LC필터에서 제동저항  $R_d = 2 \Omega$ 일 때  $L = 100 \mu\text{H}$ ,  $C = 200 \mu\text{F}$ 인 경우와  $L = 250 \mu\text{H}$ ,  $C = 100 \mu\text{F}$  경우 각각 인버터 출력전압과 인버터 전류의 실험파형 통해 LC필터의 비율 변화에 따른 필터 성능을 확인 것이다. 그림 2.4(d)와 같이 인덕턴스의 비율을 증가했을 때 필터의 효과가 개선되어 출력전압 및 인버터전류의 리플이 감소됨을 알 수 있다.



(a)



(b)

그림 4.11 출력전압과 인버터 전류의 실험 파형

Fig. 4.11 Experimental waveform of the output voltage and inverter current: (a) when  $L = 100\mu\text{H}$ ,  $C = 200\mu\text{F}$ , (b) when  $L = 250\mu\text{H}$ ,  $C = 100\mu\text{F}$

#### 4.2.2 개루프 제어 실험

그림 4.12는 출력전압 개루프제어 시 인버터 전압 강하를 보상전과 보상후의 출력전압 및 변조신호(변조지수)를 보인 것이다. 보상 전에는 출력전압의 실효치가 56V 로 오차가 있으며, 보상 후에는 변조신호(변조지수)가 증가함에 따라 출력전압의 실효치가 60 V가 됨으로 인버터 전압 강하의 보상 효과를 확인할 수 있다.

그림 4.13은 직류링크 전압이 200 V에서 300 V로 증가 시 인버터 출력전압과 변조신호(변조지수) 실험파형을 보인 것이다. 직류링크 전압이 상승함에 따라 변조신호의 크기가 감소됨으로써 직류링크 전압이 상승함에도 불구하고 출력전압을 60 V로 유지할 수 있다.

그림 4.14는 출력전압 개루프제어 시 기준온도가 200 도이며 히스테리시스 온도가 2도일 경우, 히터온도제어 특성을 분석하기 위하여 기준온도 및 히터온도와 출력전압 실험파형을 보인 것이다. 기준온도 200 도에 히스테리시스 온도 2 도를 뺀 198 도에서 히터온도를 상승시키기 위하여 출력전압을 60 V로 인가되었다. 그리고 기준온도 200 도에 히스테리시스 온도 2 도를 더한 202 도에서 히터온도를 하강시키기 위하여 출력전압을 0 V로 인가됨을 알 수 있다. 여기서 히터온도를 보면 세라믹히터 특성상 출력전압을 60 V로 인가함에도 불구하고 온도가 약 2도 더 감소되다가 상승하였으며, 출력전압을 0 V로 인가함에도 불구하고 온도가 약 2도 더 증가되다가 감소됨을 알 수 있다.

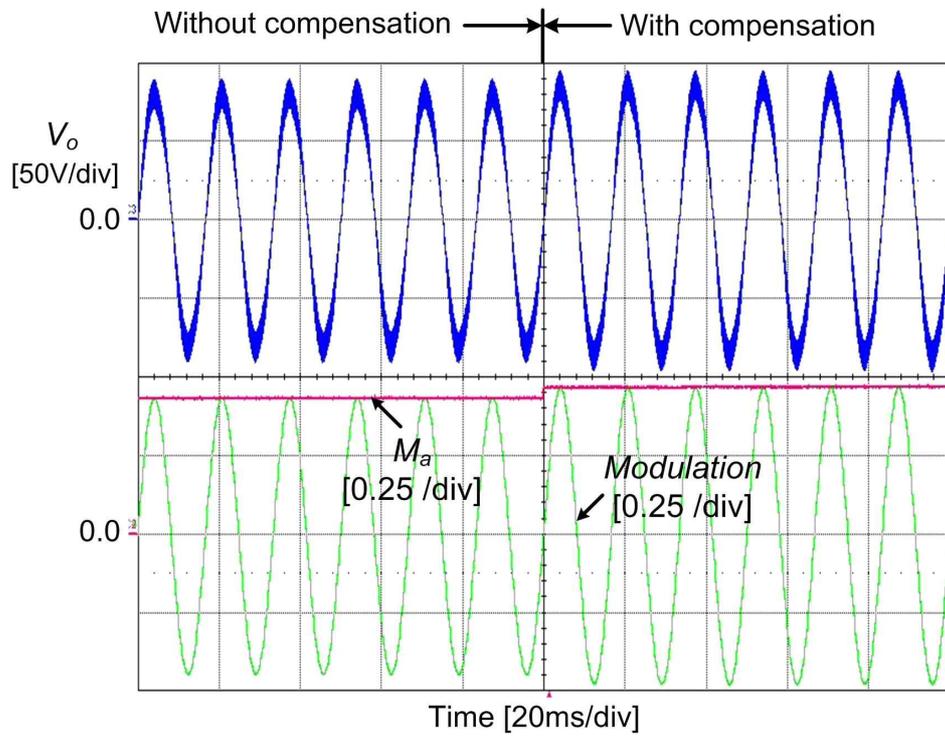


그림 4.12 개루프 출력전압 제어에 의한 전압강하 보상 효과

Fig. 4.12 Effects of compensating for voltage drop with open-loop output voltage control

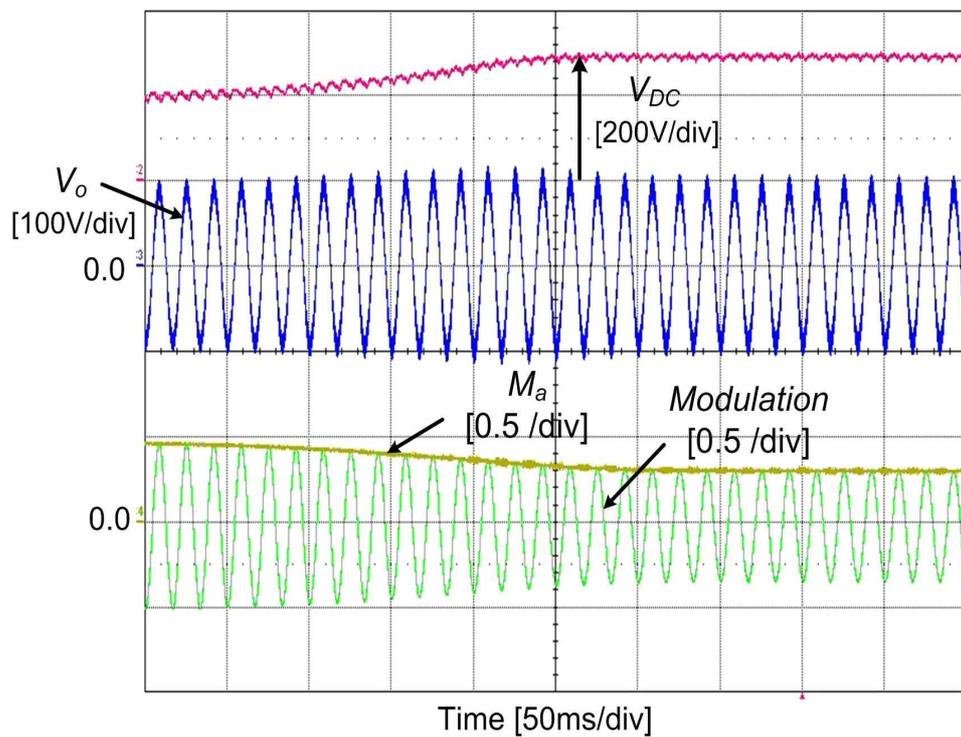
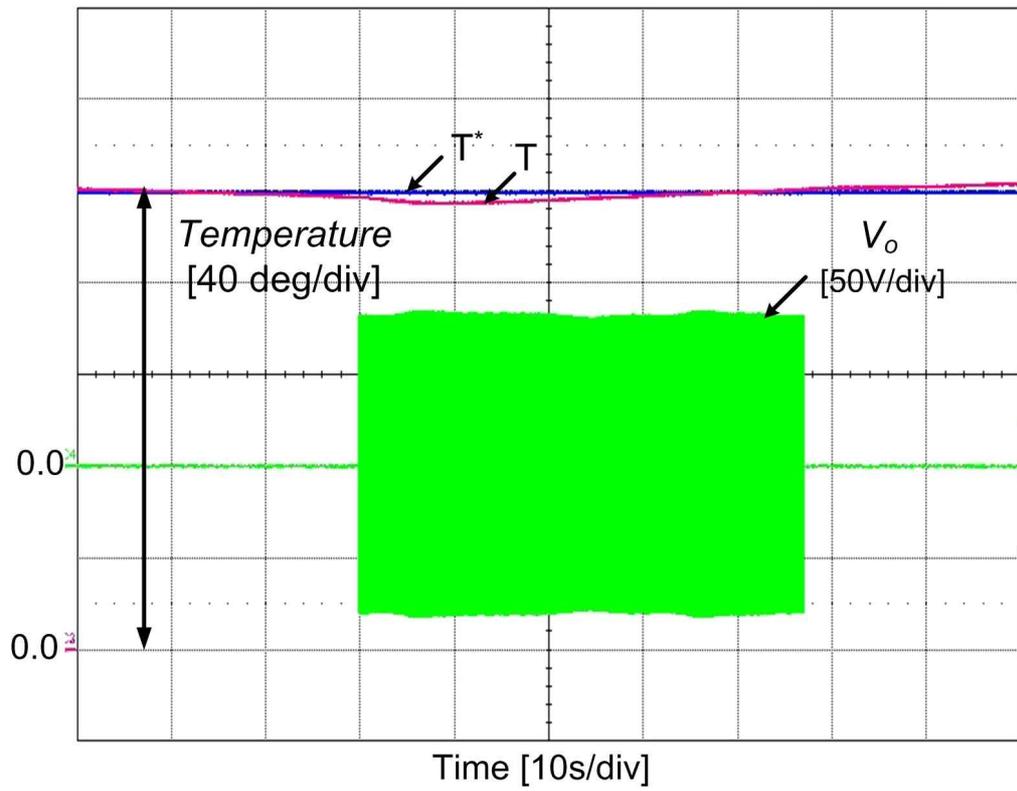
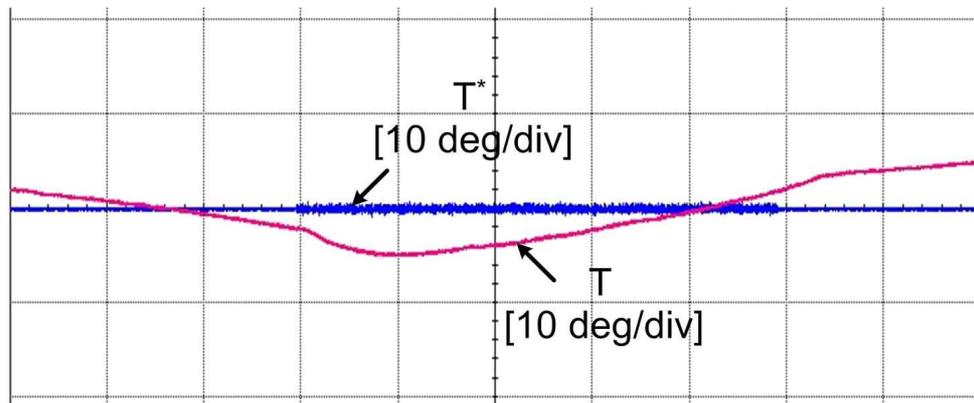


그림 4.13 DC-link 전압을 200V에서 300V로 증가했을 때의 출력전압

Fig. 4.13 Output voltage control when the dc-link voltage is changed from 200V to 300V



(a)



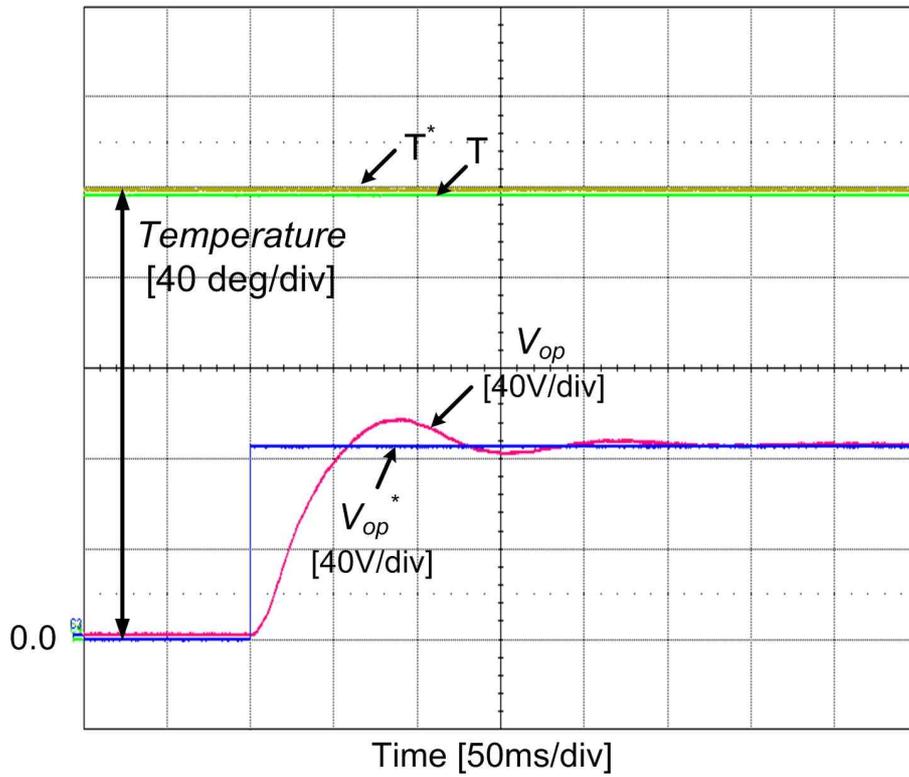
(b)

그림 4.14 히터온도와 개루프 출력전압 제어의 실험 결과

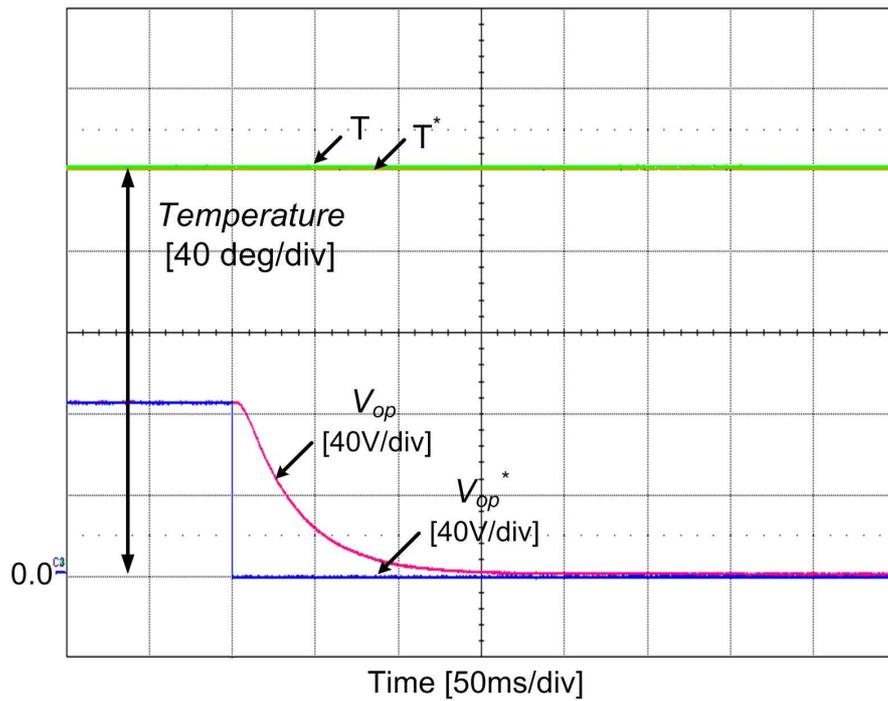
Fig. 4.14 Experimental result for heater temperature and open-loop output voltage controls:  
 (a) reference temperature, heater temperature, and output voltage, (b) amplified reference and  
 heater temperatures

### 4.2.3 페루프 제어 실험

그림 4.15는 출력전압 페루프제어 시 기준온도가 200 도이며 히스테리시스 온도가 2도일 경우, 히터온도 및 출력최대전압 실험 과정을 통해 안정도를 확인한 것이다. 여기서 히터온도를 보면 198 도에서 히터온도를 상승시키기 위해 기준 출력전압이  $60\sqrt{2}$  V로 증가되었고 출력전압 따라서 기준 출력전압과 같이 증가되었으며, 250ms 지난 지점에서 과도상태에서 정상상태가 되었다. 그리고 202 도에서 히터온도를 하강시키기 위해 기준 출력전압이 0 V가 되었고 따라서 출력최대전압이 200ms 만에 0 V가 되었다.



(a)



(b)

그림 4.15 히터온도와 페루프 출력전압 제어의 실험 결과

Fig. 4.15 Experimental result for heater temperature and closed-loop output voltage controls:

(a) The output voltage rising period, (b) The output voltage falling period

## 5. 결 론

본 논문에서는 단상 PWM인버터를 사용한 열처리 시스템을 제안하고 이 시스템에 사용되는 전력회로 설계 및 온도제어 알고리즘을 개발하였다. 인버터 출력전압의 고조파를 억제하고 출력전류를 감소시키기 위하여 LC필터가 필요하다. 그리하여 LC필터에 인가되는 전압에 대한 출력전압의 주파수 응답 분석을 부하히터의 저항 값과 LC필터의 인덕턴스와 커패시턴스의 비율 그리고 제동저항의 크기를 고려하여 공진전압이 낮은 LC필터를 설계하였다. 그 결과 공진전압에 의한 시스템 손상을 방지하고 제동저항을 사용함으로써 LC필터의 인덕터로 인한 중량 및 부피를 최소화하였다.

또한 본 논문에서는 단상 PWM인버터를 사용하여 온도 제어 시 히터온도와 출력전압의 시정수 차로 인한 안정도 문제를 히스테리시스 온 / 오프 기법을 사용하여 해결하였다. 출력전압은 각각 개루프 제어기법과 폐루프 제어기법을 통해 제어하였다. 개루프 제어기법은 직류 커패시터 전압의 크기를 측정하여 변조지수 계산을 통해 출력전압을 출력하였고 실제 시스템에 사용되는 IGBT의 전압 강하와 데드타임에 의한 전압 강하를 보상하여 출력전압의 크기가 60 V가 나오도록 정밀도를 향상시키고 실험을 통해 보상 전후 출력전압의 크기를 확인하여 전압강하 보상의 실효성을 확인하였다. 폐루프 제어기법은 출력전압의 최댓값을 검출하여 PI제어를 통해 60 V를 출력하였고, 실험을 통해 과도상태에서 정상상태까지 250ms 내로 빠르게 도달하는 것을 확인하였다. 폐루프 제어기법은 출력전압 제어 시 외부 환경에 상관없이 항상 60 V로 제어되는 장점이 있으나 안정도 문제가 발생되어지고, 다수의 채널의 전력변환장치를 사용하는 경우 각 채널별로 출력전압을 측정하기 위한 측정회로가 필요하다. 결론적으로 개루프 제어 방식은 입력전압에 관계없이 거의 60 V의 출력전압을 제어할 수 있고 안정도 문제가 없으므로 실제 산업현장에 더 적합하다.

## 참 고 문 헌

- [1] 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.
- [2] 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.
- [2] Y. M. Chen, "Passive filter design using genetic algorithms," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 50, No. 1, pp. 202-207, Feb. 2003.
- [3] M. M. Swamy and M. A. Baumgardner, "New normal mode dv/dt filter With a built-in resistor failure detection circuit," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 53, No. 3, pp. 2149-2158, May/Jun. 2017.
- [4] 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.
- [5] P. Mishra, 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.
- [6] T. Laczynski, T. Werner, and A. Mertens, "Active damping of LC-filters for

high power drives using synchronous optimal pulsewidth modulation,” IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 1033-1040, Aug. 2008.

[7] M. Huang, X. Wang, P. C. Loh and F. Blaabjerg, “Active damping of LLCL-filter resonance based on LC-trap voltage or current feedback,” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 31, No. 3, pp. 2337-2346, Mar. 2016.

[8] 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.

[9] 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.

[10] 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.

[11] 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.

[12] 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 Trans. Ind. Appl.*, vol. 54, no. 2, pp. 1414-1424, Mar./Apr. 2018.

[13] 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.

[14] Z. Shen, and D. Jiang, “Dead-time effect compensation method based on current ripple prediction for voltage source inverters,” *early access IEEE Trans. Power Electronics*, Mar. 2018.

[15] 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.

[16] J. M. Kwon, K. H. Nam and B. H. Kwon, “Photovoltaic power conditioning system with line connection,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 4, pp. 1048-1054, Jun. 2006.

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

Si-Gyeong Yang  
School of Electrical Engineering,  
The Graduate School,  
University of Ulsan  
Supervised by Prof. Tae-Won Chun

## **ABSTRACT**

The strategies for controlling both the heater temperature and the output voltage of a single-phase inverter for the heat treatment are proposed. 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.

## 감사의 글

학부 4학년부터 대학원까지 부족한 저에게 세심한 지도와 격려를 해주신 전태원 교수님께 진심으로 감사드립니다. 또한 대학원 2년 동안 부족한 저에게 항상 따뜻하게 대하여 주신 이홍희 교수님과 최성진 교수님께 감사드립니다. 그리고 본 논문 심사 중 많은 조언을 주신 임동국 교수님께 감사드립니다.

본 논문이 있기까지 많은 격려와 도움을 주신 안정렬 선배님, 손장경 선배님, 충렬이형, 지석이형을 비롯한 전기공학부 대학원 선배님들과 동기들께도 감사드립니다. 바쁘다는 핑계로 자주 만나지도 못했지만 항상 내게 힘이 되어주고 나를 믿어준 친구 성경, 현석, 형석, 창렬, 순근, 효민, 민수, 수형, 재진 그리고 같이 공부했던 대학교 동기 재석, 종걸, 민철, 희수, 영태, 형우, 민기, 상현, 재영, 현일 그리고 대학원 후배 채호와 휘열이에게 이 한 줄로 그 마음을 다 전하지는 못하지만 감사를 전하고 싶습니다. 그리고 지난 3년간 힘이 되어준 여자 친구 미례에게 고마운 마음을 전합니다.

여기까지 오는데 저를 지켜봐주시고 믿어주신 부모님께 그 어떠한 말로 표현할 수 없지만 깊이 감사드리며 저에게 힘이 되어준 누나에게도 감사드립니다.

감사의 글을 적으며 저에게 도움을 주시고 힘이 되어주신 분들이 참 많다는 것을 깨닫게 되었습니다. 이 모든 분들에게 보답하는 길은 제가 바르고 성실하게 사는 저의 모습을 보여드리는 것이라 생각합니다. 다시 한번 감사드립니다.

2018 년 06 월

양 시 경