

工學碩士學位論文

고역율 및 저도통손을 갖는 ZVT PWM
단상 정류기

2006年 2月

釜慶大學校 大學院

電氣工學科

崔 誠 訓

工學碩士學位論文

고역율 및 저도통손을 갖는 ZVT PWM
단상 정류기

指導教授 金 仁 東

이 論文을 工學碩士 學位論文으로 提出함.

2006年 2月

釜慶大學校 大學院

電氣工學科

崔 誠 訓

崔誠訓의 工學碩士 學位論文을 認准함.

2006年 2月

主 審 工學博士 田 成 緝 (印)

委 員 工學博士 張 允 碩 (印)

委 員 工學博士 金 仁 東 (印)

목 차

표 목 차	iii
그림 목차	iv
Abstract	vii

제 1 장 서 론	1
-----------------	---

제 2 장 제안한 역울보상 AC/DC 컨버터의 회로구성과 동작원리 ...	5
--	---

제 3 장 제안한 단상 정류기의 구현	13
----------------------------	----

3-1 상세전력회로 및 시퀀스 제어	13
---------------------------	----

3-2 AC/DC 컨버터의 전압 및 전류제어	16
--------------------------------	----

3-3 제어기의 하드웨어 구성	18
------------------------	----

3-3-1 제어보드의 전체 구성	18
-------------------------	----

3-3-2 제어보드의 상세회로	22
------------------------	----

3-3-3 AC/DC 컨버터에서의 각 신호의 변환비	30
------------------------------------	----

3-4 제어기의 소프트웨어 구성	31
-------------------------	----

제 4 장 시뮬레이션	36
-------------------	----

제 5 장 실험 결과	42
-------------------	----

제 6 장 결론	49
----------------	----

참고문헌	51
------------	----

감사의 글	53
-------------	----

표 목 차

표 3-1 DSP controller(TMS320F241) spec과 본 과제에서의 사용용도 ...	21
표 3-2 AC/DC 컨버터에서의 각 신호와 변화	30

그림 목차

그림 1-1 기존의 단상 역율 개선 AC/DC 컨버터	2
그림 2-1 제안한 고효율 역율보상 단상 AC/DC 컨버터의 회로도 ...	5
그림 2-2 제안한 역율보상 단상 AC/DC 컨버터의 입력전압 1주기 동안의 동작회로와 관련전압/전류파형	6
그림 2-3 제안한 단상 AC/DC 컨버터의 스위칭 주기 T_S 동안의 동작모드	11
그림 2-4 제안한 단상 AC/DC 컨버터의 전원전압의 양의 반주기에서 스위칭 주기 T_S 동안의 각 부분의 전압/전류 파형	12
그림 3-1 상세전력회로구성	14
그림 3-2 제안한 ZVT PWM 컨버터의 기동/정지 시퀀스	14
그림 3-3 게이트 드라이버 회로도	15
그림 3-4 ZVT PWM 정류기의 세부적인 피드백과 피드포워드 컨트롤 블록 다이어그램	17
그림 3-5 DSP를 중심으로 구성된 디지털 제어기	18
그림 3-6 DSP의 내부구성	19
그림 3-7 제어전원의 구성	22
그림 3-8 JTAG Connector	23
그림 3-9 AC 입력전압(v_a) 측정회로	24

그림 3-10 AC 입력전류 (i_a) 측정회로	25
그림 3-11 DC Link 전압측정회로	26
그림 3-12 Relay 구동회로	27
그림 3-13 Digital Input 회로	27
그림 3-14 On-board power circuit	28
그림 3-15 보조스위치를 위한 신호조합 해석	29
그림 3-16 Pulse Distribution 회로도	29
그림 3-17 전류제어루프 연산부	32
그림 3-18 전압 제어루프 연산부	33
그림 3-19 AC/DC 컨버터의 제어부의 Main function	34
그림 3-20 AC/DC 컨버터 제어 소프트웨어의 타이밍 다이어그램 ..	34
그림 3-21 Task Control function 의 flow chart	35
그림 4-1 무부하에서의 입력전원전류 i_s (upper)와 입력전원전압 v_s (lower) 파형	38
그림 4-2 12kW의 부하에서 입력전원전류 i_s (upper)와 입력전원전압 v_s (lower) 파형	38
그림 4-3 주스위치 S_1 의 한 스위칭 동안의 전류 (top trace) 와 전압 파형(bottom trace)	39
그림 4-4 기동시 DC link 전압 파형 V_{dc}	41
그림 4-5 3kW의 부하연결과 차단시 DC link 전압파형 V_{dc}	41
그림 5-1 무부하에서의 입력전원전류 i_s (upper)와 입력전원전압 v_s	

(lower) 파형	44
그림 5-2 12kW의 부하에서 입력전원전류 i_s (upper)와 입력전원전압 v_s (lower) 파형	44
그림 5-3 주스위치 S_1 의 한 스위칭 동안의 전류 및 전압파형	45
그림 5-4 기동시 DC link 전압 파형 V_{dc}	47
그림 5-5 3kW의 부하연결과 차단시 DC link 전압파형 V_{dc}	47
그림 5-6 실험회로의 외형	48

Simple ZVT PWM Single-Phase Rectifier with Reduced Conduction Loss and Unity Power Factor

Seong-Hun Choi

*Department of Electrical Engineering, The Graduate School,
Pukyong National University*

Abstract

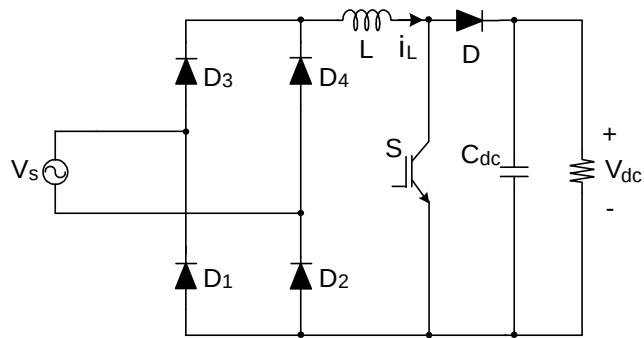
This paper proposes a simple unity power factor ZVT PWM single-phase rectifier, which features reduced conduction losses and ZVT (zero voltage transition) soft switching. The ZVS soft switching are achieved by using a simple ZVT commutation circuit, and the reduced conduction losses are achieved by employing a single-stage converter, instead of a typical double-stage converter composed of front end diode rectifier and cascaded boost rectifier. Furthermore, thanks to good features such as simple PWM control at constant frequency, low switch stress, low VAR rating of commutation circuits, and simple power circuit structure, it is suitable for high power applications. The principle of operation is explained in detail, and major characteristics analysis and simulation results of the new converter are also included. *Experimental results will be included in the final manuscript.*

제 1 장 서 론

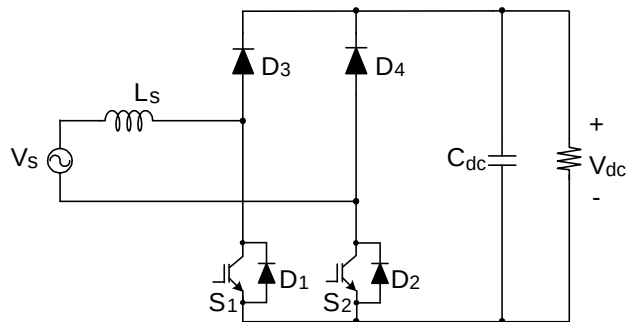
기존의 단상 스위칭 전원(Switching Mode Power supply)은 대부분 전원전압으로 AC 입력 전원을 인가 받아 이를 다이오드 정류기를 통해 정류하며, 이 정류된 전압을 큰 용량의 전해 콘덴서를 통해 필터링하여 원하는 입력단 직류전압을 얻고 있다. 하지만 위와 같은 변환과정을 주로 사용하므로 인해 입력단 전압이 AC 전원전압의 변동에 의해 가변될 뿐만 아니라, 전원의 입력 전류는 많은 고조파 성분을 포함하고 있다. 이로 인해 파형의 왜율이 좋지 않을 뿐만 아니라 입력 역율 또한 0.6 혹은 그 이하의 값을 가질 정도로 낮다. 오늘날 산업용 및 가정용 등에서 사용되는 스위칭 전원의 수가 날로 증가함에 따라 단상 스위칭 전원의 입력전류 고조파 성분의 감소 및 역율의 개선은 전원의 품질을 일정 수준이상으로 유지하기 위해 해결해야할 하나의 과제가 되어 있다. 특히 IEC 61000-3-2와 IEC 1000-3과 같은 규격에 의해 스위칭 전원의 입력단에서 발생하는 고조파의 성분 및 기본파의 역율(Displacement factor)을 규제하고 있으므로, 지금까지 위와 같은 문제를 해결하기 위해 몇 가지의 전력회로가 제안되었으며 이를 제어하기 위한 전용 역율 개선 IC 제어기도 개발되어 있는 실정이다.

역율 개선을 하기 위해 많은 관심을 받고 있는 회로 방식중의 하나는 그림 1-1(a)과 같은 부스트 컨버터이다. 이 컨버터는 앞단의 다이오드정류기와 후단의 부스트 DC-DC 컨버터를 결합한 2단 구성으로 되어 있다. 그림과 같이 회로를 2단 종속으로 구성하므로 인해 주 전류가 흐르는 회로

상에 항상 3개의 전력 반도체가 존재하며 이로 인해 많은 도통 손실을 발생시키고 있다. 또한 전력 반도체 스위치가 하드 스위칭(hard switching)하므로 인해 스위칭 손실 또한 상당히 크다. 참고문헌[1]~[3]은 위와 같은 컨버터의 스위칭 손실을 개선하기 위한 몇 개의 회로를 제안하였다.



(a)



(b)

그림 1-1. 기존의 단상 역율 개선 AC/DC 컨버터 (a) 다이오드 정류기와
부스트컨버터가 종속 연결된 AC/DC 컨버터, (b) 저도통손실 AC/DC
정류기

이들 문헌에서 제안하는 회로는 전류회로(commutation circuit) 혹은 무손실 스너버를 사용함으로써 전력반도체 스위치에 소프트 스위칭(soft switching)을 제공함에 따라, 스위칭손실의 감소로 효율과 동작주파수를 상승시켰을 뿐만 아니라, 스위칭으로 인한 EMI 와 소음을 줄일 수 있는 장점을 갖고 있다. 그러나 보조스위치를 사용하므로 인해 전력회로와 제어회로가 복잡해질 뿐만 아니라 아직도 2단 종속으로 연결된 회로구성 자체로 인한 커다란 도통손실은 여전히 문제로 남아 있다.

참고 문헌[4]는 위에서 언급한 컨버터들이 회로 구성상 지니고 있는 상당한 도통손실을 줄이기 위해 그림1-1(b)과 같은 구성의 AC/DC 컨버터를 제안한다. 이 컨버터는 1단으로 회로를 구성하므로 인해 주전류가 흐르는 회로상에 단지 2개의 전력반도체 소자가 존재하며, 그림1(a)에서와 같이 2단으로 구성된 AC/DC 컨버터에 비해 훨씬 더 작은 도통 손실을 지니고 있다. 그러나 전력반도체 스위칭소자가 하드 스위칭 하므로 인해 스위칭 손실 문제는 아직 남아 있다. 이를 해결하기 위해 참고문헌 [5]-[7]은 스위칭 손실을 개선한 AC/DC 컨버터를 제안하고 있다. 참고문헌[5]에서 제시된 컨버터는 보조 전류 회로를 사용하여 전력반도체 소자의 소프트 스위칭을 확보할 수 있으나, 위의 보조회로는 추가적인 능동 스위치, 변압기 및 제어회로를 별도로 요구하는 단점을 지니고 있다. 또한 참고문헌[6]에서 제시하는 또 다른 컨버터는 반공진(quasi-resonant) 회로를 사용하여 마찬가지로 소프트 스위칭을 할 수 있으나, 제어방식으로서 특성이 좋은 PWM방식대신에 주파수 제어 방식을 사용할 뿐만 아니라, 주스위치 및 다이오드의 전압/

전류 스트레스가 상당히 크며, 공진 커패시터와 인덕터의 Var 정격이 큰 단점을 지니고 있다. 또한 참고문헌[7]에서 제시하는 컨버터는 제안한 컨버터는 보조스위치를 사용함이 없이 도통손실과 스위칭손실을 상당히 감소시켰을 뿐만 아니라, 제어방식으로는 특성이 좋은 간단한 PWM방식을 사용하고 있으나, 이를 위해 많은 소자를 필요로 하는 단점을 지니고 있다.

따라서 본 논문은 많은 장점을 지니고 있는 저도통손 브릿지회로와 간단한 ZVT 소프트 스위칭 회로를 결합한 고효율 역율보상 단상 AC/DC 정류기를 제안한다. 제안한 컨버터는 저도통손 브릿지를 사용하므로 도통손을 감소시켰을 뿐만 아니라, ZVT 회로의 사용과 기본파의 반주기동안 한 폴만을 PWM제어하므로 스위칭손실을 감소시켰다. 또한 기존방식에 비해 전체적으로 적은 수의 스위칭 소자를 사용하는 특징을 갖고 있다.

제 2 장 제안한 역율보상 AC/DC 컨버터의 회로구성과 동작원리

본 논문에서 제안한 역율보상 PWM 단상 AC/DC 컨버터는 그림 2-1과 같으며, 회로 동작에서의 역할에 따라 크게 2부분, 즉 주회로 부분과 전류 회로(commutation circuit)부분으로 나눌 수 있다. 주회로 부분은 L_s , S_1 , S_2 , D_1-D_4 , C_{dc} 로 구성되어 단상 PWM AC/DC 정류기의 골격을 이루고 있으며, ZVT 소프트 스위칭 회로부분은 C_r , L_r , D_{t1} , D_{t2} , D_{t3} , S_t 로 구성되어 주회로 부분의 전력 반도체 소자 S_1, S_2 과 D_1-D_4 로 하여금 ZVT 소프트 스위칭을 가능케 하는 기능을 갖고 있다.

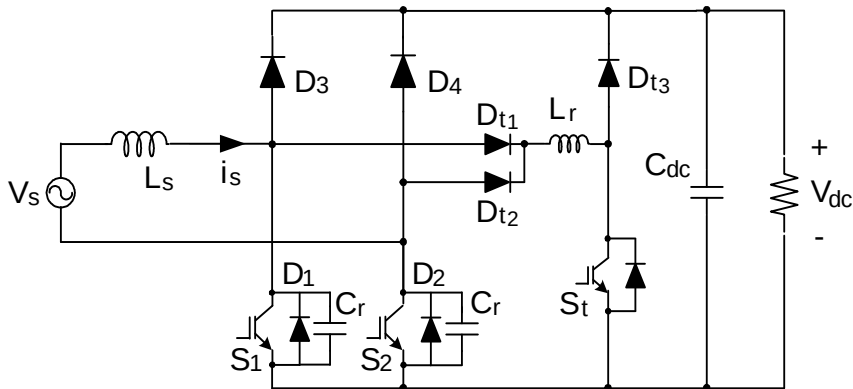
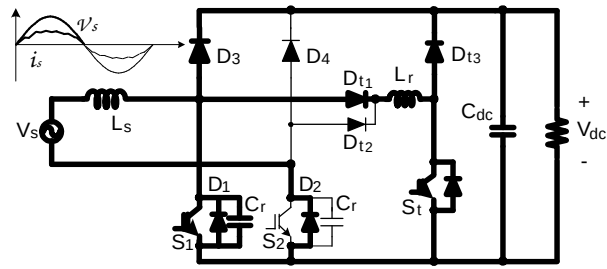
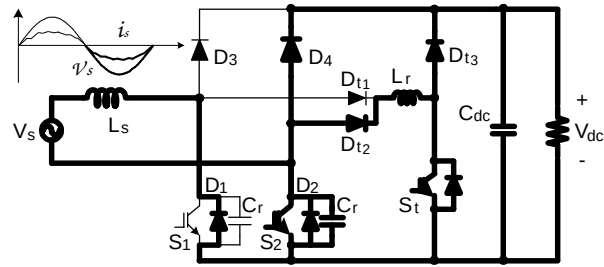


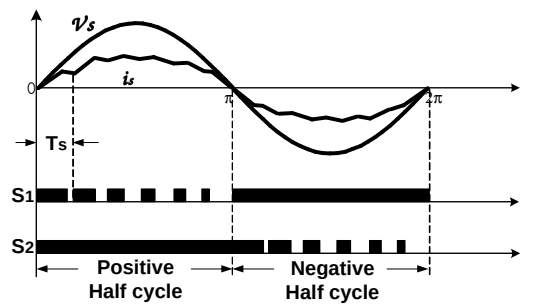
그림 2-1. 제안한 고효율 역율보상 단상 AC/DC 컨버터의 회로도



(a)



(b)



(c)

그림 2-2. 제안한 역율보상 단상 AC/DC 컨버터의 입력전압 1주기 동안의 동작회로와 관련전압/전류파형 (a) 입력전압의 양의 반주기동안의 동작회로(굵은 선), (b) 음의 반주기동안의 동작회로(굵은 선), (c) 입력 전압/전류파형과 게이트 신호

회로의 동작은, 단위역율(unity power factor)을 얻기 위해 입력 전류파형 i_{Ls} 은 전원전압파형 V_s 와 같은 파형을 갖도록 제어되고 있으며, 그림 2-2에서처럼 AC 입력 전압의 극성에 따라 크게 2개의 반주기, 즉 양의 반주기와 음의 반주기로 나누어져 작동하도록 제어되고 있다. 즉 양의 반주기 동안의 주회로 부분의 전력반도체소자는 S_1, D_2, D_3 로 구성되어 있으며(물론 S_2 의 게이트에는 온 신호가 인가되어 있음), 부의 반주기 동안은 S_2, D_1, D_4 로 구성되어(S_1 의 게이트에 온 신호 인가), 각각 반주기 동안 하나의 부스트 DC-DC 컨버터로 작동하고 있다. 각반주기마다 AC 입력전압으로부터 DC 출력 전압으로까지의 회로에서 단지 2개만의 전력반도체가 존재하므로 회로의 전력 손실을 상당히 감소시키고 있다.

한편 간단한 회로로 구성되어 있는 ZVT 소프트 스위칭 회로부분은 주회로 부분의 전력반도체소자 S_1, S_2, D_1-D_4 에 소프트 스위칭을 가능케 하여 소자의 스위칭 손실을 상당히 감소시키고 있다. 물론 ZVT 소프트 스위칭 회로 자체가 취급해야하는 전력은 출력전력에 비해 매우 작으므로 전체적으로 상당히 높은 효율을 지니고 있다. 더욱이 전류회로가 작동하는 순간은 전체 스위칭 주기에 비해 상당히 작으므로 인해 PWM 제어 및 선형 입출력 변환비등과 같은 주회로 부분의 장점은 그대로 유지되고 있다.

제안한 컨버터의 동작을 상세히 설명하면 그림 2-3 과 2-4에서처럼 스위칭 주기 T_s 에 대해 7개의 모드로 구분할 수 있으며, 양의 반주기와 부의 반주기 동안의 회로 동작이 서로 같으므로, 양의 반주기 동안만의 한 스위칭 시 회로 동작을 다음과 같은 가정 하에서 설명하겠다[3];

- 1) 한 스위칭 주기 동안의 AC 전원 전압은 거의 일정하다,
- 2) 커패시턴스 C_1 과 C_2 의 값은 C_r 로 서로 같다,
- 3) L_r , C_1 , C_2 의 초기값은 각각 i_{Ls} , V_o , 0 이다.

● 모드 1 (그림 2-3(a)) : 선형모드

모드 1은 IGBT S_t 에 ON 신호를 가함에 의해 시작된다. 그림 2-3(a)에서 보는 것처럼 D_2 , D_3 , S_t , D_{t1} 이 도통되어 있으며, D_3 에 흐르는 전류는 초기값 i_{Ls} 에서부터 일정한 기울기를 갖고 감소하며, D_{t1} , S_t , L_r 의 전류는 위와 반대의 기울기를 갖고 영에서부터 서서히 증가한다. 여기에서 L_r 값에 의해 보조스위치 S_t 의 전류 기울기 $d(i_{st})/dt$ 를 적절히 설계하면 전력반도체소자 S_t 는 거의 ZCS 턴온 스위칭하며, 다이오드 D_3 는 하드 스위칭시 일어나는 심각한 역회복현상(reverse recovery process)을 피할 수 있다. 공진 인덕터 전류 i_{Lr} 이 계속 증가하여 i_{D3} 영의 값에 도달함에 따라 다이오드 D_3 가 턴 오프 되며, 다음 모드 2가 시작된다.

● 모드 2 (그림 2-3(b)) : 공진 모드

L_r , C_r 로 이루어진 직렬공진회로에 의해 커패시터 C_r 의 전압 V_{Cr} 은 방전으로 인해 V_o 로부터 영으로 감소한다. 이 동작은 다이오드 D_3 하역금 ZVS 턴 오프 스위칭 할 수 있게 하여, 턴오프시 다이오드 D_3 에서

발생하는 역회복 손실을 상당히 감소시킬 수 있다.

- **모드 3** (그림 2-3(c)) : ZVS 턴온 모드

이 모드의 시작에서 C_1 의 전압은 영이며, 전류 i_{Lr} 의 일부는 L_s 로 흐르며, 나머지는 D_1 에 흐르므로 인해 스위치 S_1 을 ZVS 턴 온하기 위한 조건이 만들어진다. 따라서 이 모드에서 S_1 을 턴 온하고 S_t 를 턴 오프하면 다음모드가 시작된다.

- **모드 4** (그림 2-3(d)) : 리셋팅모드

모드 4는 IGBT S_t 을 턴오프함과 동시에 시작된다. IGBT S_t 를 턴오프함에 따라 S_t 에 흐르던 전류는 D_{t3} 을 통해 전원으로 흐르며, L_r 에 충전되어 있던 전류는 V_o/L_r 의 기울기로 감소하여 L_r 의 전류가 영으로 리셋팅되었을 때 다음 모드인 에너지충전모드가 시작된다.

- **모드 5** (그림 2-3(e)) : 에너지 충전 모드

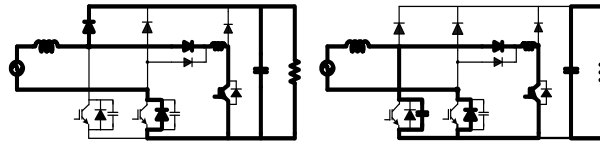
이 모드의 동작은 일반적인 부스트 DC-DC 컨버터의 PWM 제어에서 입력측 인덕터 L_s 를 여기시키는 에너지 충전 모드와 유사하며, L_s 에 흐르는 전류 i_{Ls} 는 IGBT S_1 이 턴 오프 될 때까지 계속하여 상승한다.

● 모드 6 (그림 2-3(f)) : 공진모드

S_1 을 턴오프함에 따라 L_s 에 흐르는 전류 i_{Ls} 가 공진커패시터 C_1 을 역전압에서부터 서서히 충전함에 따라 V_{C1} 이 서서히 증가하며, 이로 인해 S_1 의 ZVS 턴 오프를 가능하게 한다. V_{C1} 이 V_o 에 도달함에 따라 주 다이오드 D_3 가 ZVS 턴온 되며 다음모드 7이 시작된다.

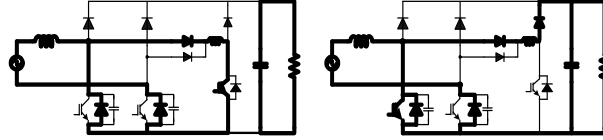
● 모드 7 (그림 2-3(g)) : 에너지 방전 모드

일반적인 부스트 DC-DC 컨버터의 PWM 동작에서의 에너지 방전 모드와 유사한 모드로서, L_s 에 흐르는 전류 i_{Ls} 는 선형적으로 감소하며, 동시에 여기에 축적되어 있던 에너지는 출력단으로 전달된다. 스위칭 주기 T_s 의 끝에서 다시 IGBT S_t 를 턴 온함에 따라 다음 스위칭 주기가 시작된다.



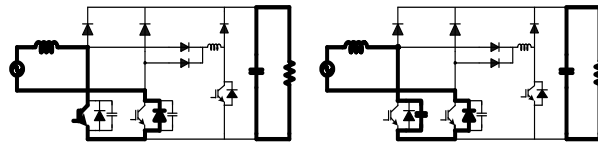
(a) mode 1

(b) mode 2



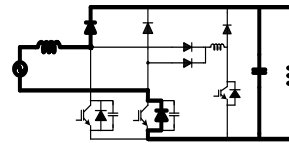
(c) mode 3

(d) mode 4



(e) mode 5

(f) mode 6



(g) mode 7

그림 2-3. 제안한 단상 AC/DC 컨버터의 스위칭 주기 T_s 동안의

동작모드

(a) mode 1, (b) mode 2, (c) mode 3, (d) mode 4, (e) mode 5,

(f) mode 6, (g) mode 7

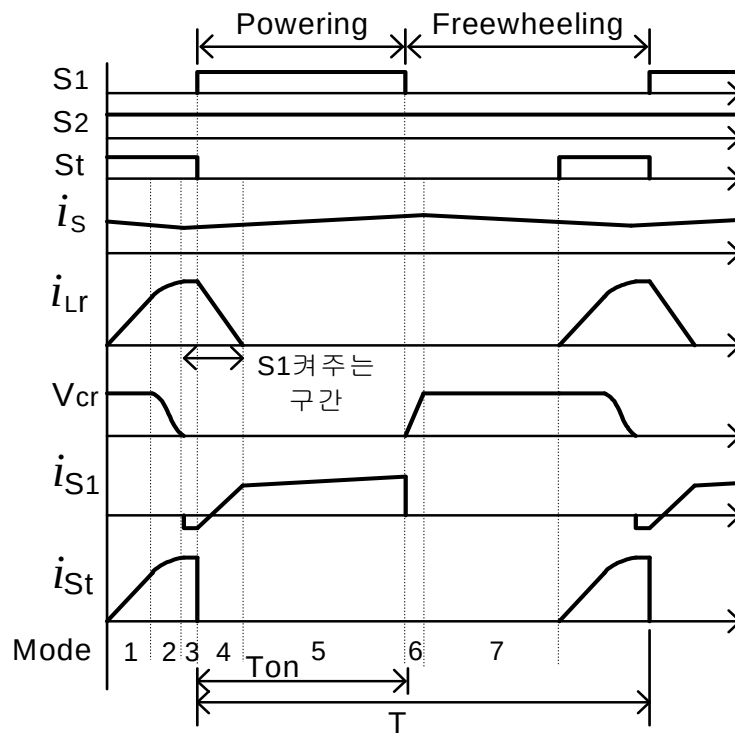


그림 2-4. 제한한 단상 AC/DC 컨버터의 전원전압의 양의 반주기에서
스위칭 주기 T_s 동안의 각 부분의 전압/전류 파형

제 3 장 제안한 단상 정류기의 구현

3-1. 상세전력회로 및 시퀀스 제어

그림 3-1은 본 논문에서 제안한 단상 정류기의 NFB(no fuse breaker), MC1(magnetic contactor 1), MC2, 그리고 dc link 커패시터를 위한 충전 저항 R_p , 방전 저항 R_{dch} 로 되어있는 AC 입력단과 AC 리액터 L_s , IGBTs, DC link 커패시터로 되어있는 PWM 단상 정류기로 구성된 전체 회로를 보여준다. 그림 3-2는 제안한 ZVT PWM 단상 정류기를 위한 기동 및 정지 시퀀스제어의 타이밍다이아그램이다. 그림에서 보는 것처럼 기동/정지스위치로 기동위치를 두어 제어보드로 기동신호(Start)를 보낸다. 제어보드는 이 기동신호로부터 AC/DC 컨버터를 기동시키기 위해 DC Link 커패시터 충전용 접촉기 MC2를 온 시킨다. MC2가 온 됨에 따라 MC2와 직렬로 연결된 충전저항 R_p 와 AC/DC컨버터의 역 병렬 다이오드를 통해 DC Link Capacitor가 충전된다. 충전전압이 충분히 전원의 전파정류전압의 피크값에 도달하도록 6초간 지연시간을 가진 후, 주접촉기 MC1이 온 된다. 이로부터 0.6초의 지연시간 후 MC2는 오프되고, 동시에 AC/DC 컨버터의 IGBT가 그림 3-3에서 보여주는 게이트 드라이버를 통해 구동되어 PWM동작을 개시하며, DC Link 전압을 원하는 값(400V)으로 제어하기 시작한다. DC Link 전압이 거의 400[V]가 확보되면 후속단의 부하가 인가되어 전체시스템이 작동하게 된다.

정류기의 정지동작은 앞에서 설명한 기동동작과 거의 반대 순서이다. 먼

저 기동/정지스위치를 정지위치에 두어 부하가 오프되며, 이어서 AC/DC 컨버터의 IGBT가 오프됨에 따라 입력단 인덕터의 전류가 영으로 감쇄되며, IGBT가 오프된 후 120m초 후에 주접촉기 MC1이 오프됨에 따라 정류기는 전원으로부터 분리되며 정지하게 된다.

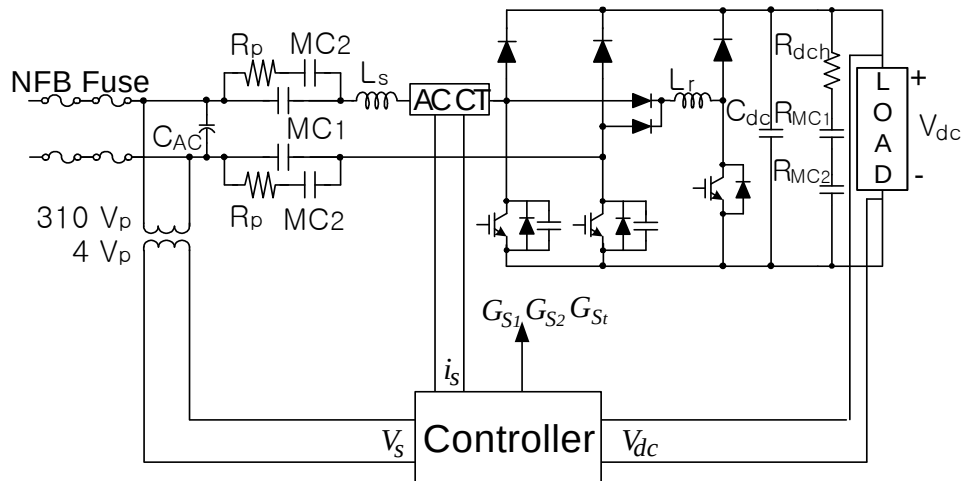


그림 3-1. 상세전력회로구성

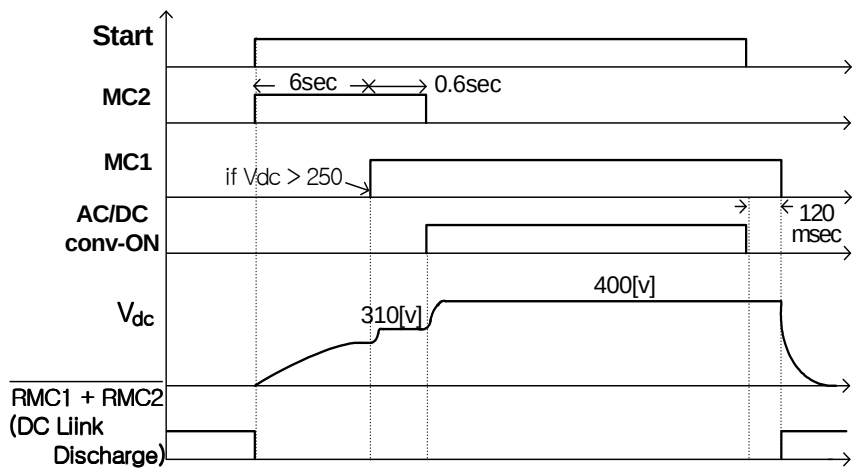


그림 3-2. 제안한 ZVT PWM 컨버터의 기동/정지 시퀀스

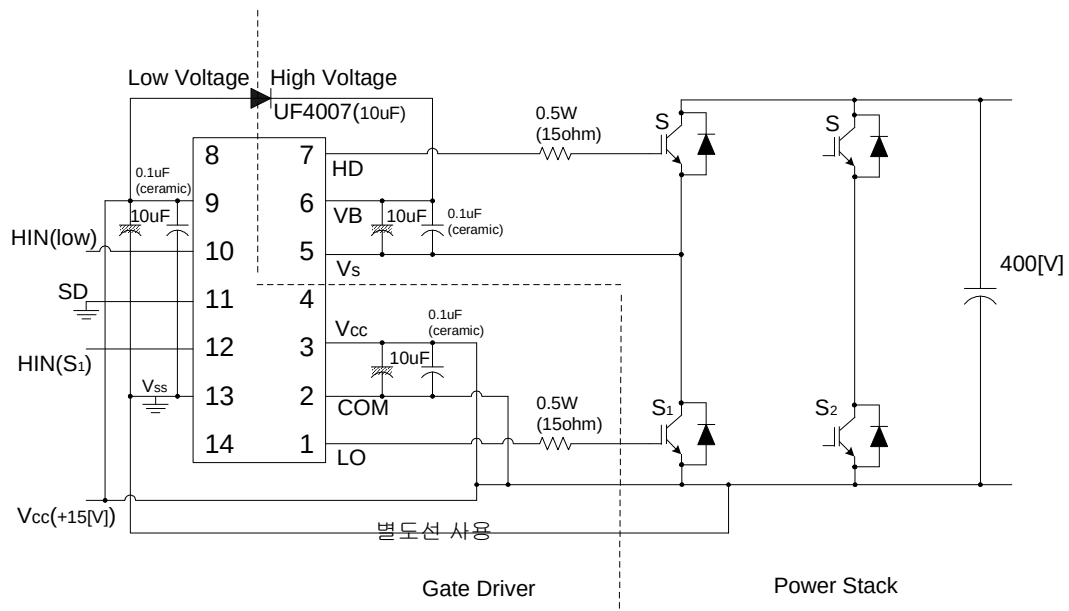


그림 3-3. 게이트 드라이버 회로도

3-2. AC/DC 컨버터의 전압 및 전류제어

본 논문에서 제안한 정류기를 위한 제어블록다이어그램은 그림 3-4와 같다. 그림에서 보는 것처럼 AC/DC 컨버터 제어는 두 개의 피드백(Feedback) 제어루우프, 즉 전원전류 제어루우프와 DC Link 전압 제어루우프 그리고 한 개의 피드포워드(Feed forward) 제어루우프, 총 세 개의 제어루우프를 중심으로 구성되어 있다. 먼저 전원전류 제어루우프는 Inner loop로서, 전류제어기, 모듈레이션 인덱스(Modulation Index) 연산기 (V_{PB}/V_{dc}), PWM 발생기(Generator), AC/DC 컨버터, 전원 인덕턴스로 구성되어 있으며, 입력전원 전류가 입력전원 전압과 동상이 되도록 제어되고 있다. 이를 위해 전류 루우프의 전류 명령치 i_s^* 는, 검지된 입력전원 전압과 Outer loop인 DC Link 전압 루우프에서 계산된 전류크기 명령치와의 곱으로부터 계산된다. Outer loop인 DC Link 전압 제어루우프는 전압제어기, Inner loop인 전류 제어루우프, DC Link 커패시터로 구성되며, 이는 DC Link 전압을 일정한 값으로 제어한다.

본 AC/DC 컨버터 제어 블록다이어그램에서 보이고 있는 또 다른 제어루우프는 입력전압을 이용한 피드포워드제어이다. 입력전원 전압에 의한 피드포워드제어는 제어블록다이어그램에서 보는 것처럼 두 부분에서 이용되고 있다. 그 중 하나는 전원전압의 크기를 검지하여 제곱을 취한 후 전압제어기의 출력 값의 나누기 연산을 통해서, 입력전압의 변동에 의한 DC Link 전압 및 전원전류의 변동을 억제하기 위한 목적으로 이용되고 있다. 또한 전압제어기의 출력을 출력전력 값으로 되게 하여, 출력전력의 제한 및 제어

를 용이하게 하였다. 또 다른 Feed forward 제어 부분은 Modulation Index의 연산에 입력 전원 전압 값을 사용하는 부분으로서 기동시에 과도전류의 흐름을 방지하여 기동을 용이하게 하였다.

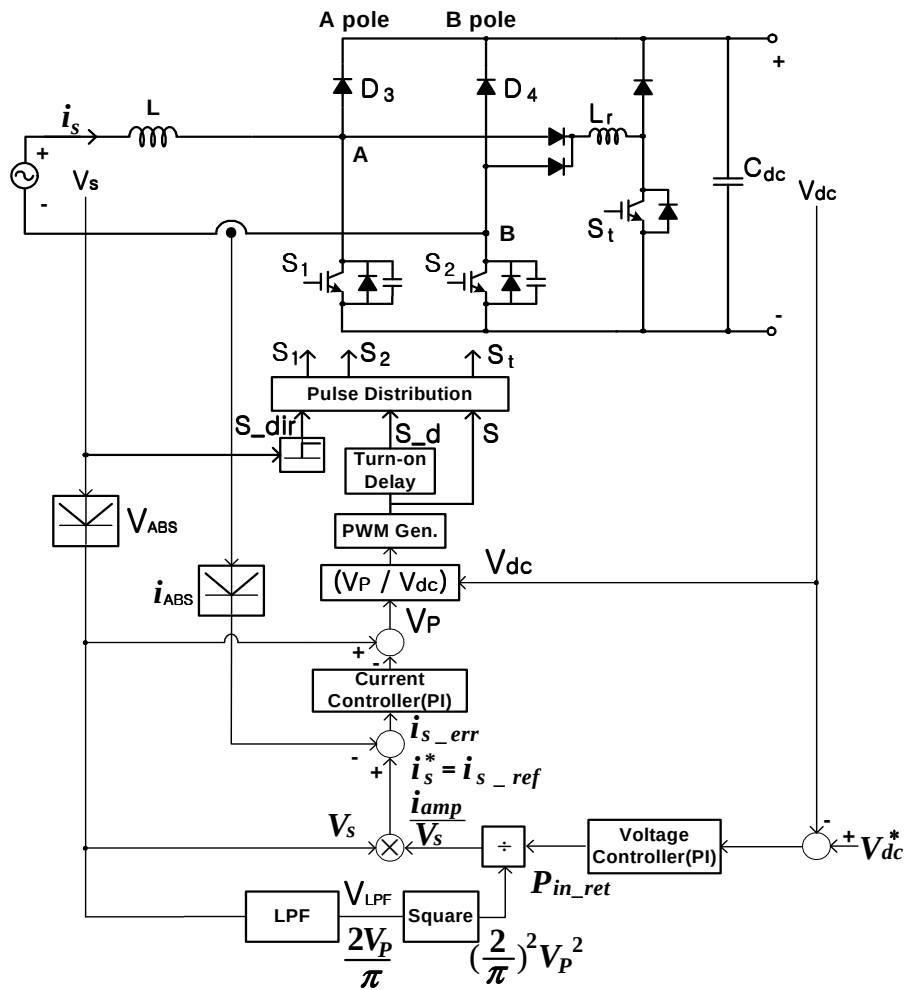


그림 3-4. ZVT PWM 정류기의 피드백과 피드포워드 컨트롤의 세부적인 블록 다이어그램

3-3. 제어기의 하드웨어 구성

3-3-1. 제어보드의 전체 구성

제어부는 DSP(TMS320F241)을 중심으로 그림 3-5와 같이 구성되었다.

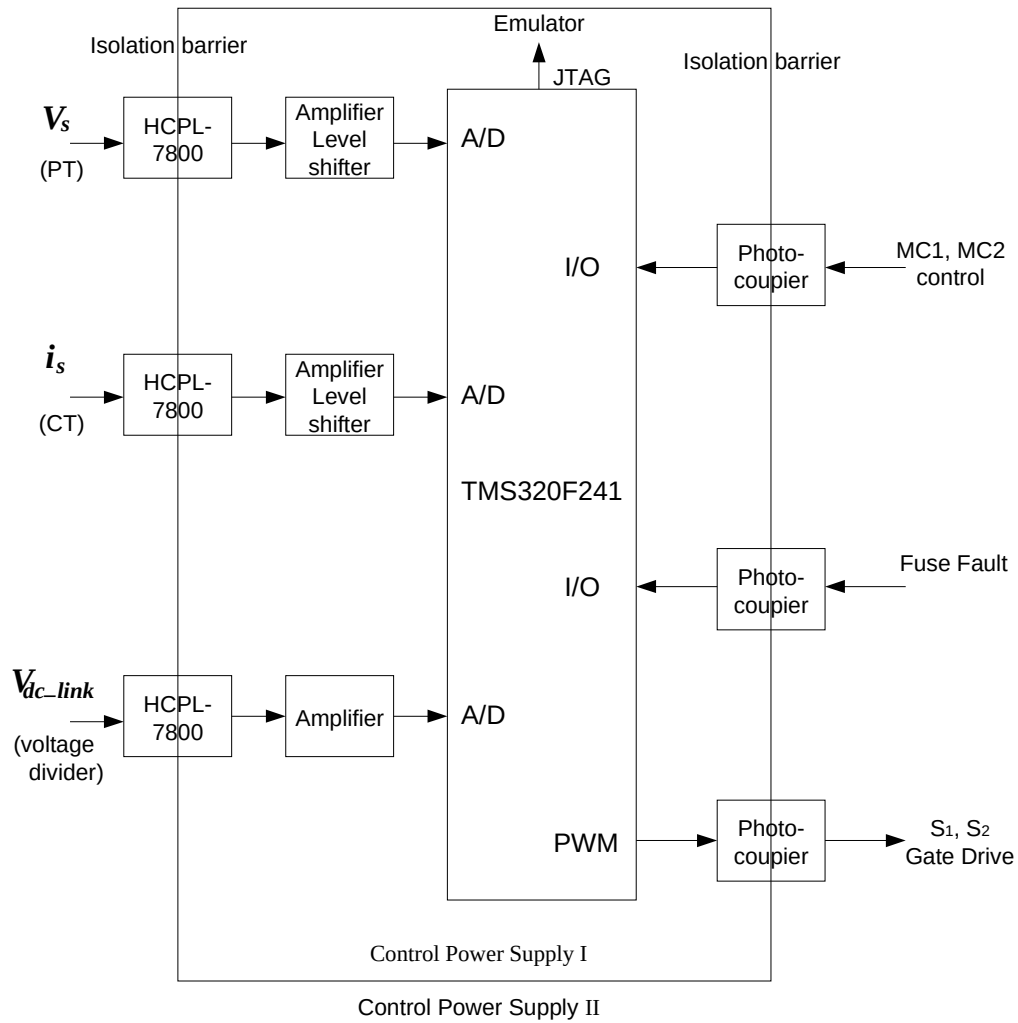


그림 3-5. DSP를 중심으로 구성된 디지털 제어기

TMS320F241은 마이크로컨트롤러(microcontroller)형식의 DSP 칩으로 그림 3-6에서 보이는 것처럼 제어부에 필요한 대부분의 기능을 칩 내부에 포함하고 있어 매우 간단하게 제어기를 구성할 수 있다. 표 3-1은 본 프로젝트에서 사용하고 있는 TMS320F241의 기능을 보이고 있다.

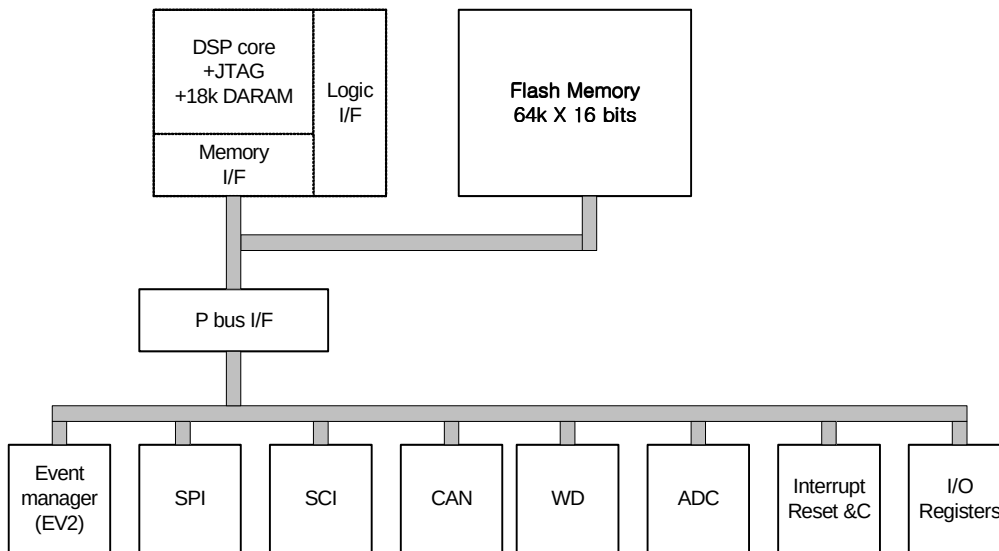


그림 3-6. DSP의 내부구성

TMS320F241은 32-bit 연산의 고정 소수점 방식의 연산을 하며 20MIPS의 연산속도로 프로그램을 실행하고 있다. A/D 컨버터로는 10-bit 8채널의 A/D 컨버터(A/D converter)를 가지고 있으며, 본 과제에서는 AC/DC PWM 컨버터의 교류입력전압 (V_s), 교류입력전류 (I_s), DC Link 전압 (V_{dc})의 A/D 변환에 사용하고 있으며 디지털로 변환된 값은 DSP내에서 제어 알고리즘 연산에 사용된다. 위에서 언급한 아날로그(Analog) 신호는 잡음 대책으로 입력단에 삽입되어 있는 절연 증폭기 (Isolation Amplifier HCPL-7800)를 통과하여 A/D 컨버터에 입력되고 있다.

Digital I/O로는 4개의 포트를 갖고 있으며, 본 프로젝트에서는 MC1, MC2 출력, Fuse fault 입력을 위해 사용하고 있으며, 이들 신호는 포토커플러(photocoupler)를 통해 외부와 전기적으로 절연되어 있다. AC/DC 컨버터를 제어하기 위한 PWM 신호는 DSP내에 내장되어 있는 PWM 발생기에 의해 만들어지며, 이 PWM 신호는 포토커플러(Photocoupler)를 통해 게이트드라이버(gate driver)를 구동하는 신호로 사용된다.

DSP core에는 IEEE1149.1 규격의 JTAG(Joint Test Action Group) 신호 핀들이 있어 JTAG로 scan-based emulator와 통신을 하여 프로그램 개발이 용이하도록 되어있다.

표 3-1. DSP controller(TMS320F241) spec과 본 과제에서의 사용용도

	기 능	사 양	용 도
Memory	DARAM	544 × 16bits	데이터 메모리
	Flash	8K × 16bits	주프로그램
Analog I/O	A/D channel	10bits, 8 ch.	교류입력전압(V_s)
			교류입력전류(I_s)
			DC link 전압(V_{dc})
Digital I/O	PWM	6 channels	S_1, S_2, S_t
	Parallel digital I/O	4 ports	MC1, MC2 출력, Fuse fault 입력
Emulator port	JTAG	7 pins	Emulator에 연결

위에서 설명한 것처럼 제어부의 핵심인 DSP로 입출력되는 모든 신호는 그림 3-5에서 보는 것처럼 절연증폭기(HCPL-7800), 포토커플러(PC817, TLP250)통해 전기적으로 절연되어 있으며 이를 통해 제어보드가 현장에서 주변 잡음에 대해 충분한 노이즈 마진(Noise Margin)을 갖도록 설계되어 있다. 또한 제어기에서 사용하고 있는 전원은 그림 3-7에서 보는 것처럼 제어 보드 중에서 DSP를 중심으로 한 부분은 제어전원 I (CPS I)을 사용하였으며, 제어보드에서 주변회로부분과 CT, Gate driver, Display 부분은 제어전원 II (CPS II)을 사용하였다.

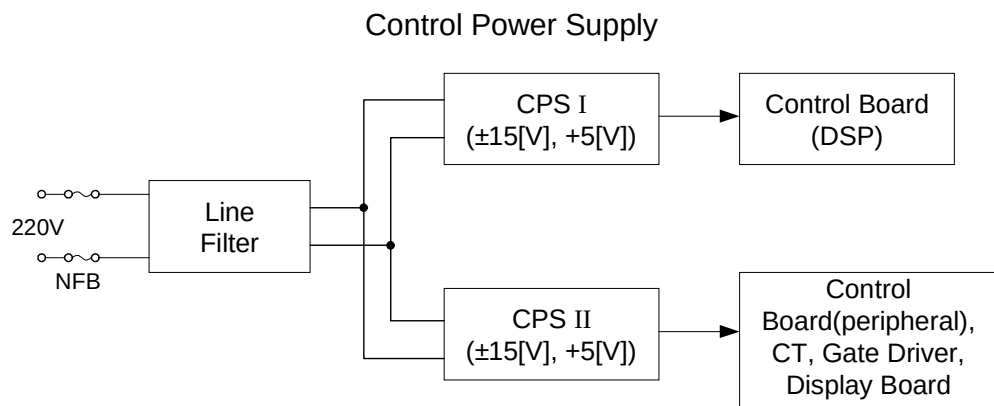


그림 3-7. 제어전원의 구성

3-3-2. 제어보드의 상세회로

(a) JTAG 단자

TMS320F241은 보드 상에 준비된 JTAG용 핀을 통해서 scan-based 에뮬레이터로 연결된다. TMS320F241은 이와 같은 간단한 접속만으로 에뮬레이션할 수 있다. JTAG가 준비되어 있는 소자에서는 칩을 보드에서 제거하지 않고 실장된 상태로 소프트웨어를 업그레이드할 수 있는 장점이 있다. 그림 3-8은 JTAG용 단자를 나타낸다.

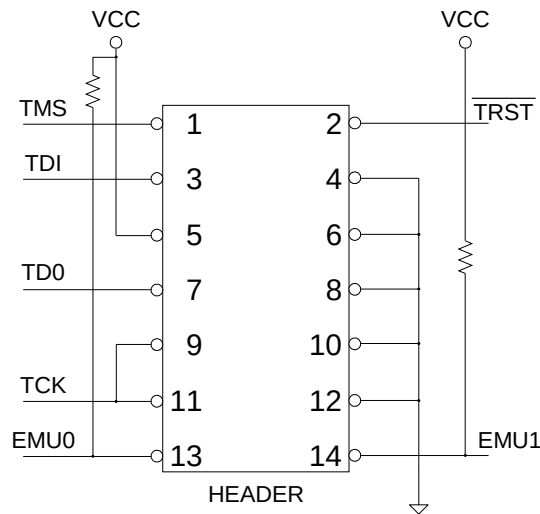


그림 3-8. JTAG Connector

(b) AC 입력전압 (v_a) 측정회로

그림 3-9 에서처럼 AC 입력전원 전압은 310[V]/4[V]인 PT변압기를 통해 저압으로 강하된 후 DSP보드에 연결된다. 또한 이 입력전압은 잡음대책으로 삽입된 절연증폭기(HCPL-7800)를 통과하여 전기적으로 입력전원회로와 이중으로 절연된 채 차동증폭기에 입력된다. 차동증폭기의 출력은 BPF(Band Pass Filter)를 통과하여 입력전원 전압에서의 맥동성분을 제거한다. 본 프로젝트에서는 입력전원부의 측정점에서 AC capacitor($20\mu F$, $370 V_{ac}$, 2.79[A])를 부착하여 전원전압의 맥동성분을 현저히 감소시켰으며 BPF를 거치지 않고, 마지막 단의 Level shifting 증폭기를 직접 통과하여 직류전압으로 만든 후 DSP의 A/D 컨버터의 입력단에 연결하였다. 물론 절연증폭기의 전단과 후단의 제어전원은 서로 전기적으로 절연되어 있다.

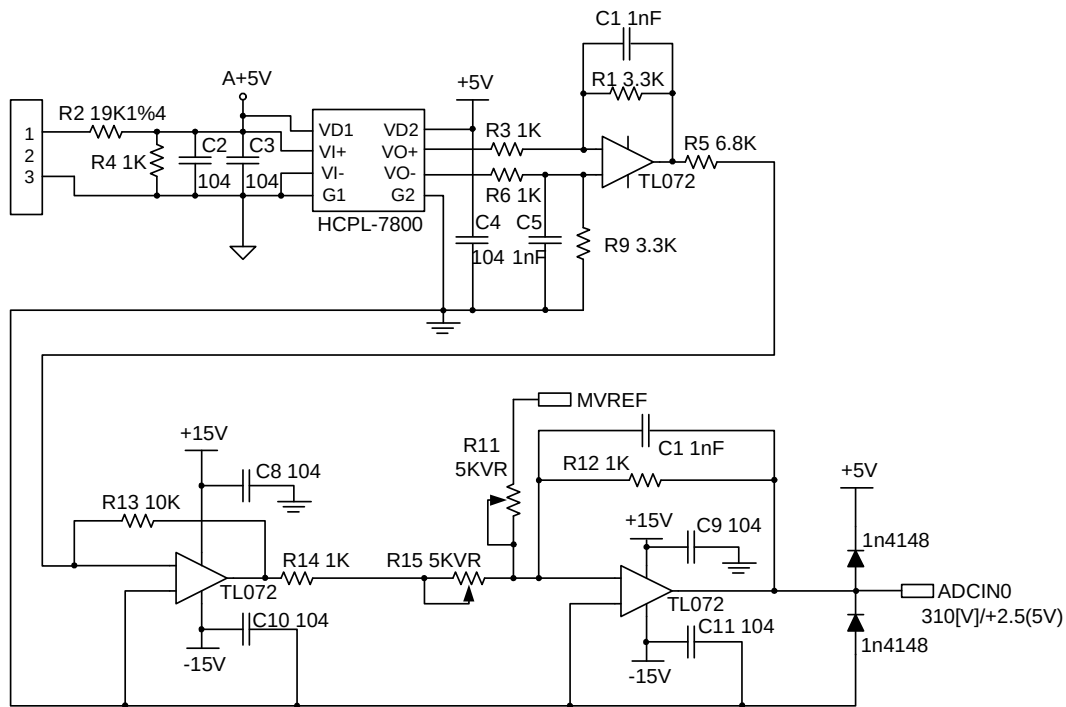


그림 3-9. AC 입력전압(v_a) 측정회로

(c) AC 입력전류 (i_a) 측정회로

그림 3-10처럼 입력전원 전류는 CT를 통해 검지된 이후 DSP보드에 연결된다. 또한 이 입력전원은 잡음대책으로 삽입된 절연증폭기를 통해 전기적으로 전원부와 이중으로 절연되어, 차동증폭기에 입력된다. 차동증폭기의 출력신호는 마지막 단의 Level shifting 증폭기를 통해 직류전압으로 만들어진 후 DSP의 A/D 컨버터의 입력단에 연결된다.

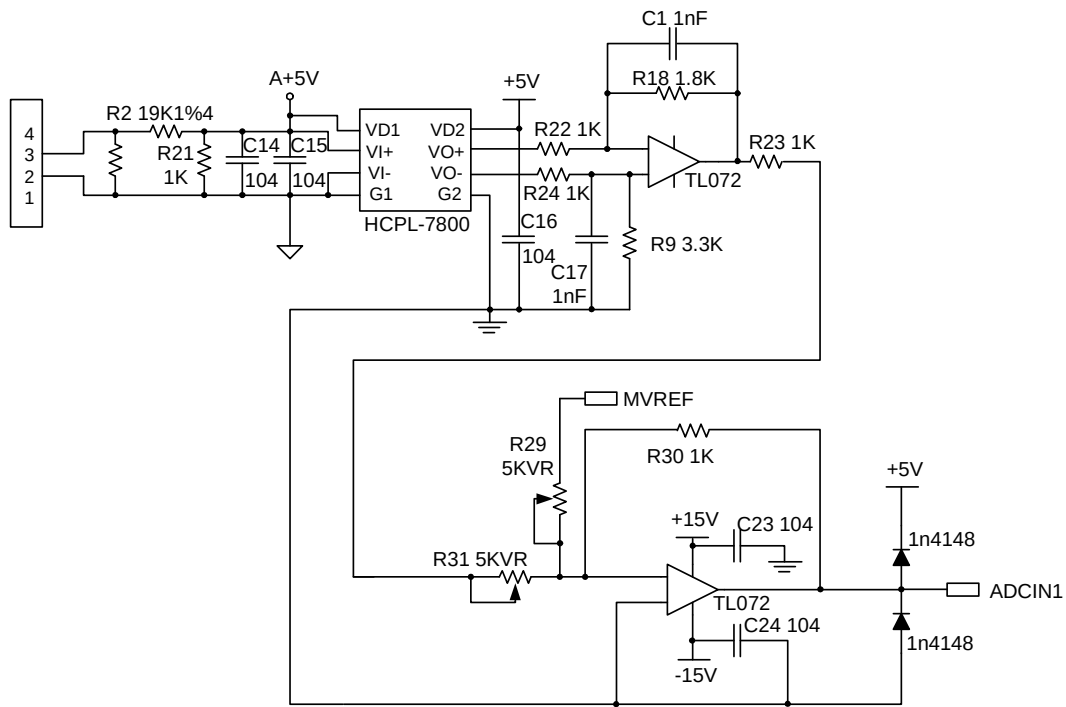


그림 3-10. AC 입력전류 (i_a) 측정회로

(d) DC Link 전압측정회로

그림 3-11 에서처럼 DC Link 전압은 전압 조정(Voltage divider) 회로를 통해 저압으로 강하된 후 절연증폭기에 연결된다. 차동증폭기의 출력은 전압조정회로(Voltage divider)와 Voltage follower 회로를 통하여 DSP의 A/D 컨버터 입력단에 연결된다.

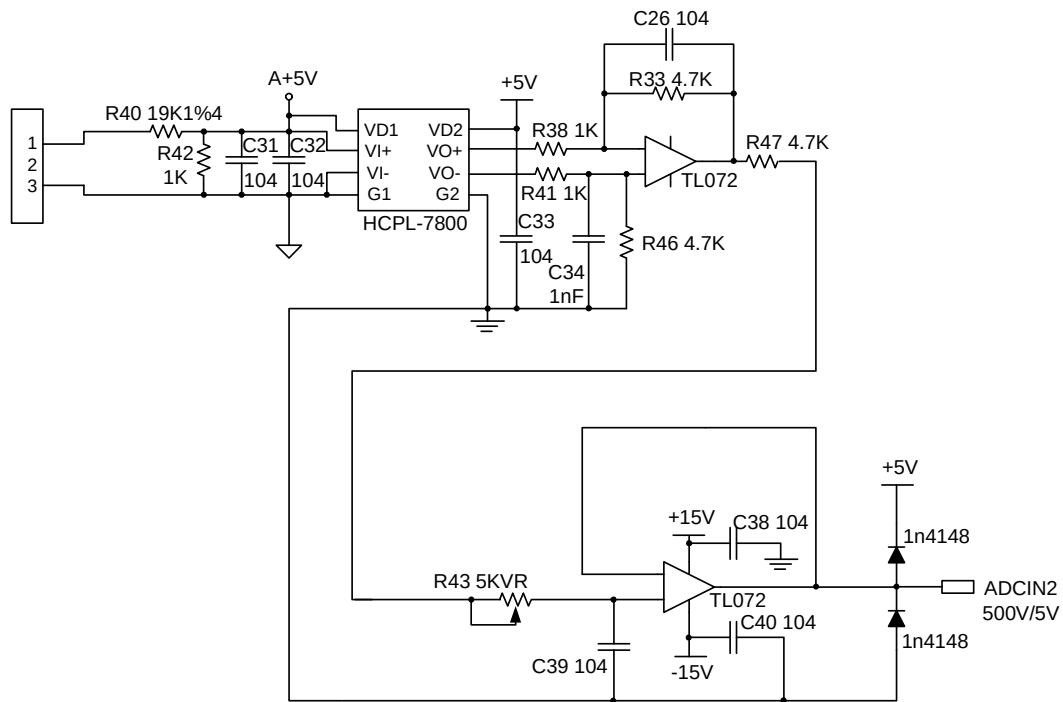


그림 3-11. DC Link 전압측정회로

(e) Relay 구동회로

그림 3-12에서처럼 DSP의 Digital Output 신호는 포토커플러를 통해 릴레이(Relay)의 조작회로의 전류를 제어하여, 릴레이의 접점을 온/오프(ON/OFF) 제어하고 있다.

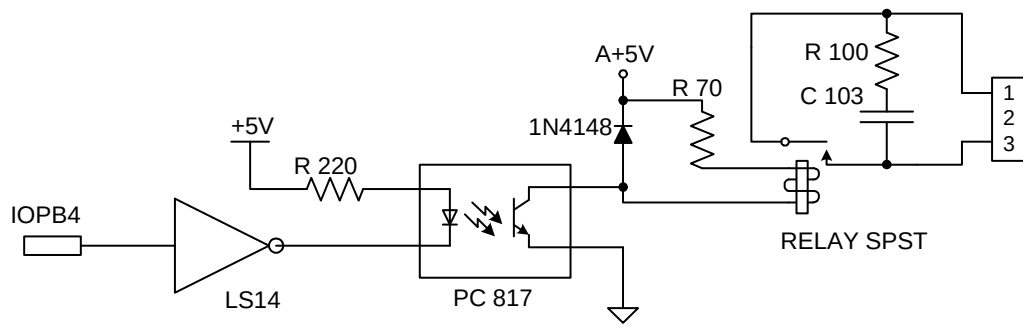


그림 3-12. Relay 구동회로

(f) Digital Input 회로

그림 3-13에서 보는 것처럼 포토커플러를 통해 디지털 입력 신호(Digital Input Signal)를 DSP로 입력하고 있다.

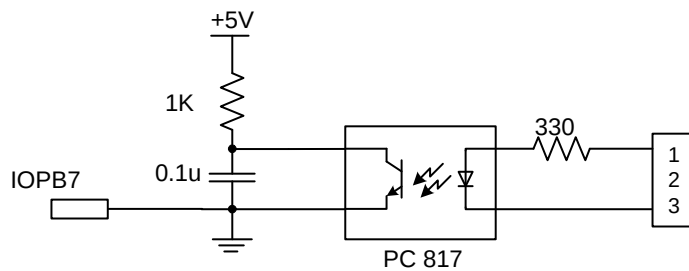


그림 3-13. Digital Input 회로

(g) 보드전원회로

설계된 DSP 보드에는 디지털 회로를 위하여 5[V]의 전압을, 아날로그 회로를 위하여 $\pm 15[V]$ 를 외부에서 공급하여야 한다. 그림 3-14는 A/D 변환을 위해 필요한 전원을 만드는 회로이다. MC1403은 안정된 2.5[V]를 만들고, 이로부터 아날로그 offset용 -2.5[V]를 반전증폭기로 만들고, A/D 변화기용 아날로그 전원과 기준전압용 5[V]를 비반전 증폭기로 만든다.

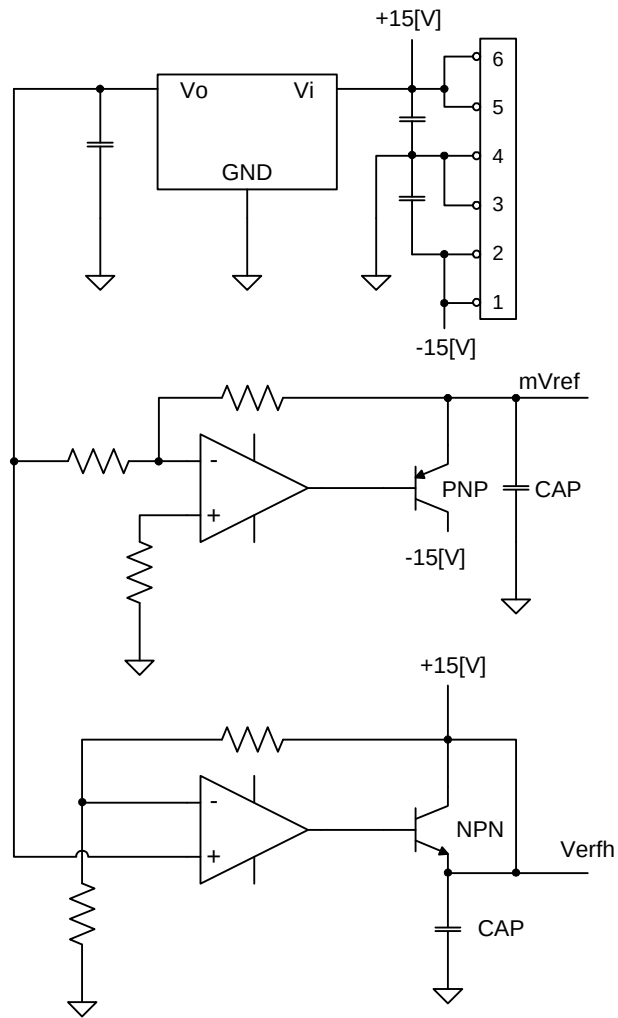


그림 3-14. On-board power circuit

(h) Pulse Distribution

AC/DC 단상 정류기를 소프트 스위칭을 하기 위해선 주 스위치의 턴 온 직전에 보조스위치에 신호가 인가되어야 하며 인가되는 신호는 그림3-15와 같다. 스위칭 패턴은 DSP의 데드밴드(deadband) 기능이 사용된

S_d(PWM3)의 역신호와 데드밴드 기능이 사용되지 않은 S(PWM1)의 조합이 필요하며 그림 3-16은 주스위치 S_1 , S_2 와 보조스위치 S_t 에 PWM 신호를 주기위한 회로도이다. AC/DC conv_ON(PWM2)는 기동시 스위치의 low 입력을 위한 것이고, S_dir(PWM4)의 사용은 양의 반주기와 음의 반주기시 해당 스위치에 신호를 인가하기 위함이다.

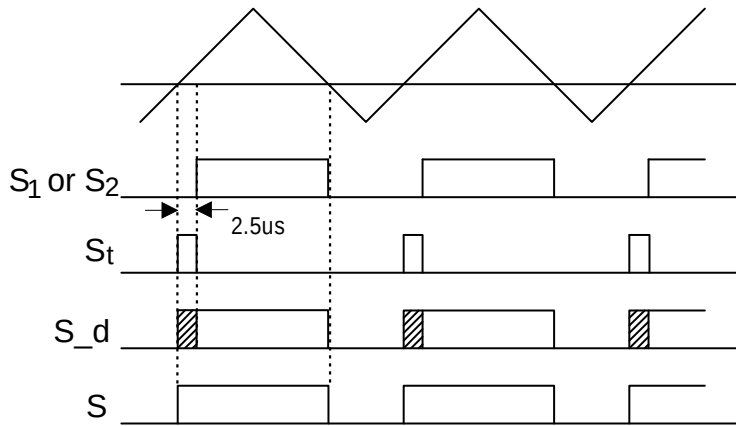


그림 3-15. 보조스위치를 위한 신호 조합 해석

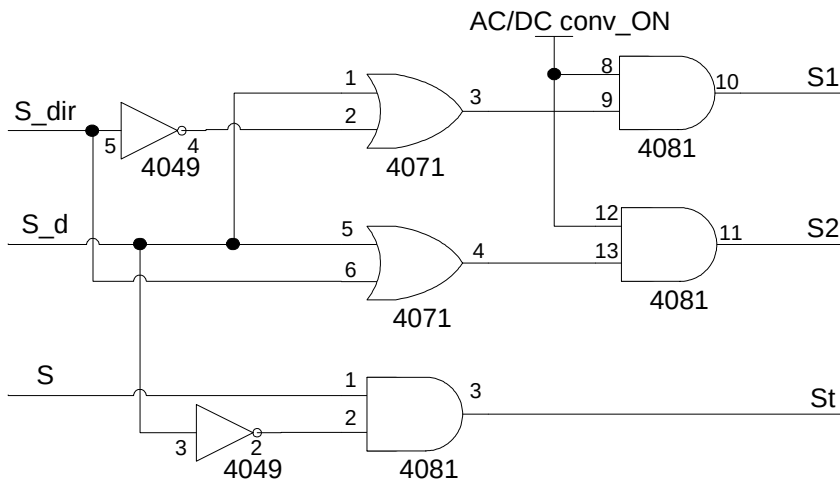


그림 3-16. Pulse Distribution 회로도

3-3-3. AC/DC 컨버터에서의 각 신호의 변환비

각 입력 신호의 디지털 변환비를 표 3-2에 정리하였다.

표 3-2. AC/DC 컨버터에서의 각 신호와 변화

DC Link 전압(V_{DC})변환	최대측정전압값	500 [V]	0 [V]	
	ADC 입력값	5 [V]	0 [V]	
	Digital Value	512	0	
	전압변환비(KRVLT) = $\frac{1024}{1000V} = 1.024$			
전원 전압(V_a)변환	최대측정전압값	500 [V]	0 [V]	-500 [V]
	ADC 입력값	5 [V]	2.5 [V]	0 [V]
	Digital Value	512	0	-512
	전압변환비(KRVLT) = $\frac{1024}{1000V} = 1.024$			
전원 전류(i_a)변환	최대측정전압값	200 [A]	0 [A]	-200 [A]
	ADC 입력값	5 [V]	2.5 [V]	0 [V]
	Digital Value	512	0	-512
	전류변환비(KRCUR) = $\frac{1024}{400A} = 2.56$			
전력(P_{in-ref})	전력	14000 [W]	0	
	Digital Value	2048	0	
	자속변환비(KRPW) = $\frac{2048}{14000W} = 0.146285$			

3-4. 제어기의 소프트웨어 구성

소프트웨어 구성은 크게 보아 샘플 타임(Sample Time)에 따라 3개의 레벨, 즉 전류제어 루프 연산부(그림 3-17), 전압제어 루프 연산부(그림 3-18), 메인 연산부(그림 3-19)로 되어 있다. 가장 작은 샘플 타임($100\ \mu sec$)을 갖는 전류 제어 연산부는 전원 전류 제어기를 계산하는 레벨로서 이 레벨에서는 전류 제어 루프 구성에서 핵심인 입력전압 및 전류 측정, 전류 명령치 계산, PI 전류 제어기, PWM 듀티(Duty) 연산 등을 포함하고 있다. 이 레벨의 프로그램의 플로어 차트(Flow chart)는 그림 3-17과 같다.

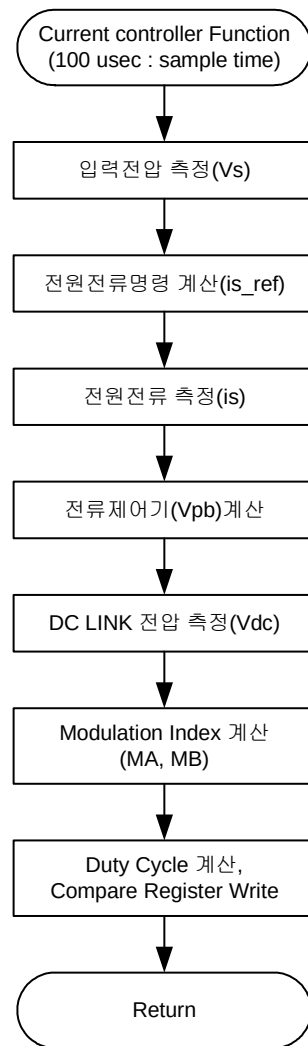


그림 3-17. 전류제어루프 연산부

전압 제어루프 연산부는 1.2msec의 샘플타임을 갖는 레벨로서, PI제어기로 된 DC Link 전압 제어 연산, 피드포워드 제어를 위한 전원 전압 피크의 제곱 계산, 전류 크기 명령치 계산, delay count 연산, 입력전압 display 등을 연산하고 있다. 이 부분의 플로어 차트는 그림 3-18과 같다.

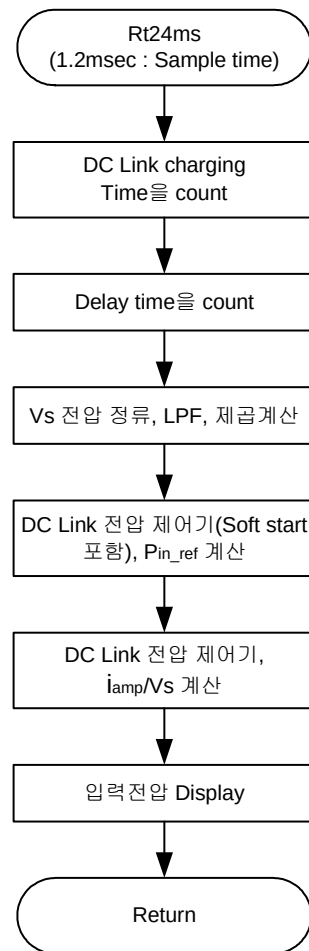


그림 3-18. 전압 제어루프 연산부

메인 기능은 시간적으로 빠른 연산을 필요로 하지 않는 연산 혹은 출력 등을 다루는 레벨로서 시스템 초기화, 기동정지 시퀀스제어, LED 디스플레이 등을 포함하고 있으며, 이 레벨의 플로어 차트는 그림 3-19와 같다.

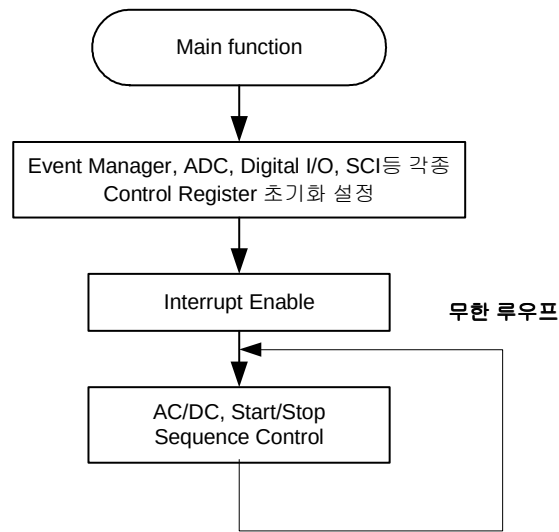


그림 3-19. AC/DC 컨버터의 제어부의 Main function

위에서 설명한 레벨의 타이밍 다이어그램을 그리면 그림 3-20과 같으며, 이와 같은 타이밍 다이어그램을 확보하게 하는 제어 프로그램은 플로우 차트는 그림 3-21과 같다. 이 함수는 $100\mu\text{sec}$ 마다 발생하는 Timer underflow interrupt에 의해 기동된다.

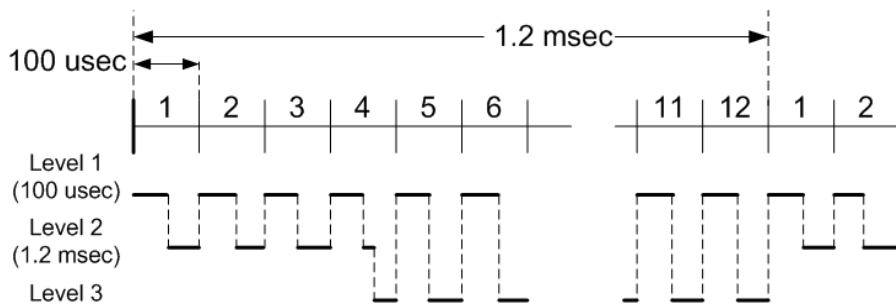


그림 3-20. AC/DC 컨버터 제어 소프트웨어의 타이밍 다이어그램

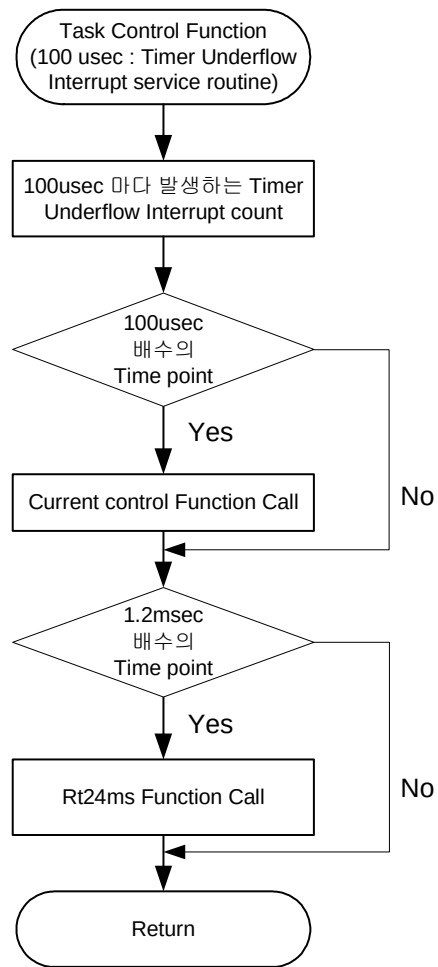


그림 3-21. Task Control function 의 flow chart

제 4 장 시뮬레이션

시뮬레이션은 실험과 같은 조건인 DC 출력 전압을 400[V]로 제어하는 전력용량 12[kW]급의 제안한 PWM 단상 정류기의 시뮬레이션회로를 구성하였다. 입력전압의 변동범위는 AC 180[v]~260[v]로 하였으며, 스위칭주파수는 20[kHz]로 하여 펄스폭 변조방식으로 컨버터를 제어하였다. 그림 4-1은 무부하(100W)에서의 입력전원전류 (i_s)와 전원전압 파형 (V_s)을 보이고 있다. 그림에서 보는 것처럼 무부하 시에는 전원전류의 기본파성분은 거의 0이며, 스위칭에 의한 스위칭 주파수의 리플성분만 존재하는 것을 볼 수 있다. 그림 4-2는 12kW의 부하에서의 입력전류 (i_s)와 전원전압 (V_s)을 보이고 있다. 전류파형이 그림에서 보는 것처럼 전원전압과 동상이며, 같은 형태의 파형으로 AC/DC 컨버터가 정확히 제어되고 있음을 볼 수 있다. 그림 4-3(a)은 한 스위칭동안의 주 스위치 S_1 의 전압과 전류 파형으로서, 스위치의 전압 전류가 각각 거의 출력전압과 입력전류로 제한되는 작은 스위치 전압/전류 스트레스를 볼 수 있다.

그림 4-3(b)와 (c)에서는 주 스위치 S_1 이 ZVS 턴 온과 ZVS 턴 오프함을 볼 수 있으며, 그림 4-3(d), (e)는 공진 인덕터 L_r 의 전류파형, 보조다이오드 D_{t3} 에서의 전류 파형으로서 앞에서 해석한 파형과 같음을 볼 수 있다. 그림 4-4는 기동시의 DC Link 전압 V_{dc} 를 보이고 있다. 그

림에서 보는 것처럼, 프리휠링다이오드(Freewheeling diode)에 의한 DC Link 커패시터 충전기간, MC1 투입단계, AC/DC 컨버터 온(ON)에 의한 DC Link 커패시터 충전기간을 거쳐 최종전압 400[V]로 안정하게 작동되고 있음을 볼 수 있다. 그림 4-5는 3kW의 부하의 인가와 차단 시 DC Link 전압의 변동을 보이고 있다. 그림에서 보는 것처럼 부하의 변동에 대해 전체 제어 루우프가 잘 동작되고 있음을 볼 수 있다.

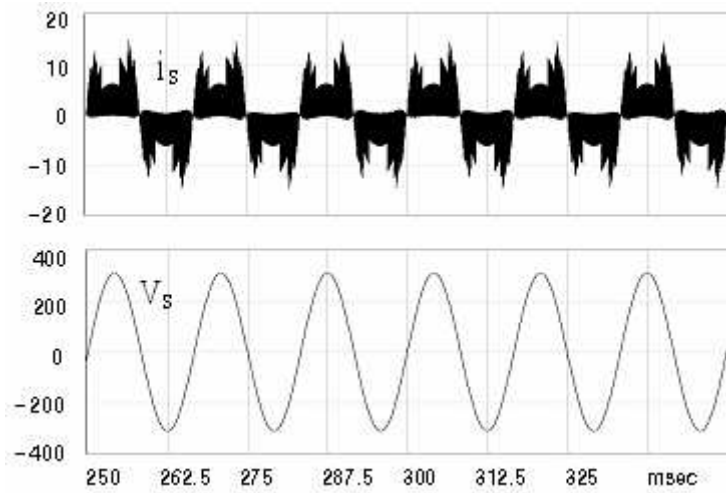


그림 4-1. 무부하(100W)에서의 입력전원전류 i_s (upper) [10A/div] 와
입력전원전압 v_s (lower) 파형 [200V/div], $V_{dc} = 400[V]$

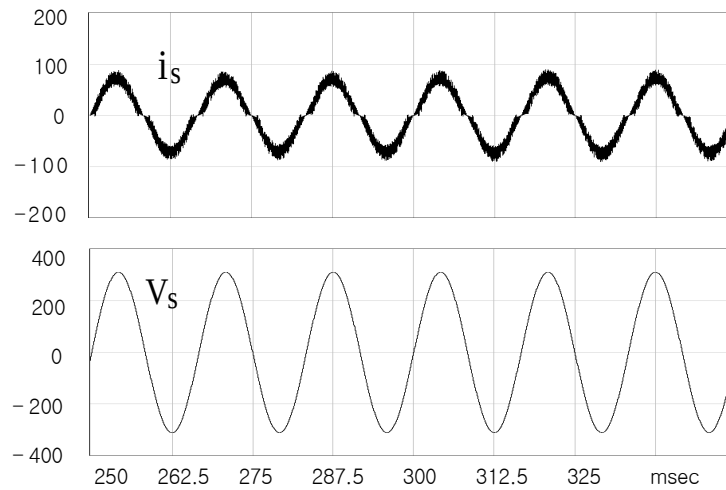
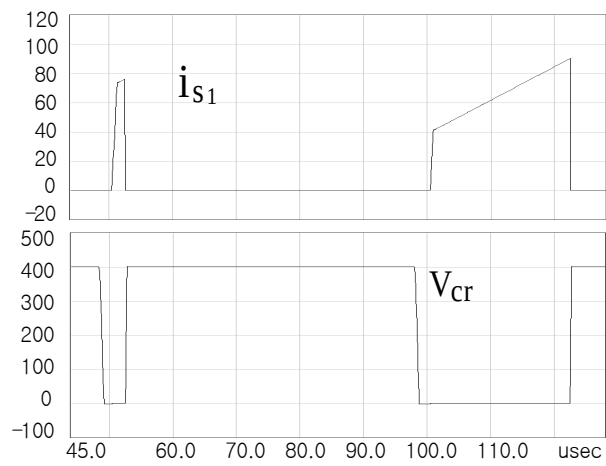
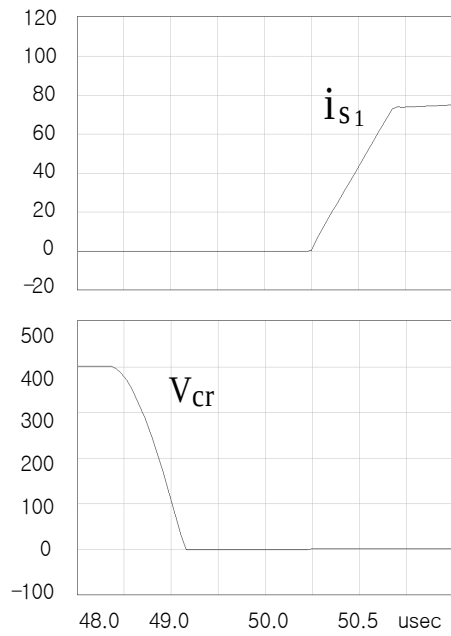


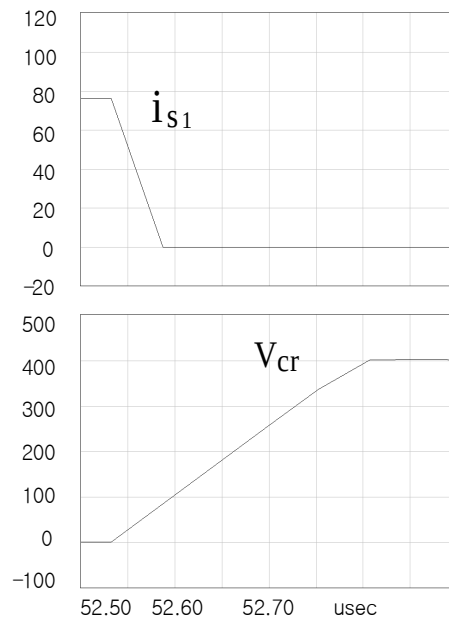
그림 4-2. 12kW의 부하에서 입력전원전류 i_s (upper) [100A/div] 와
입력전원전압 v_s (lower) 파형 [200V/div], $V_{dc} = 400[V]$



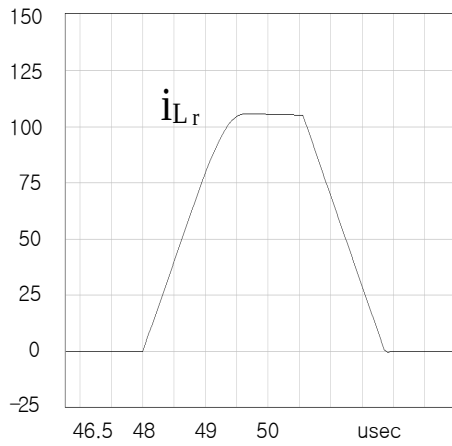
(a)



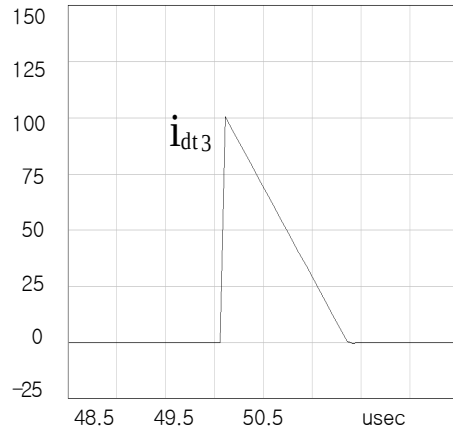
(b)



(c)



(d)



(e)

그림 4-3. (a) 주스위치 S_1 의 한 스위칭 동안의 전류 (top trace) 와 전압 파형(bottom trace) (20A/div , 100V/div , $10\mu\text{sec/div}$), (b) 주스위치 S_1 ZVS 턴 온 순간 (20A/div , 100V/div , $0.5\mu\text{sec/div}$), (c) ZVS 턴 오프 순간 (20A/div , 100V/div , 50nsec/div), (d) 공진 인덕터의 전류 i_{Lr} (25A/div , $0.5\mu\text{sec/div}$), (e) 다이오드 D_{t3} 의 전류 i_{Dt3} (25A/div , $0.5\mu\text{sec/div}$)

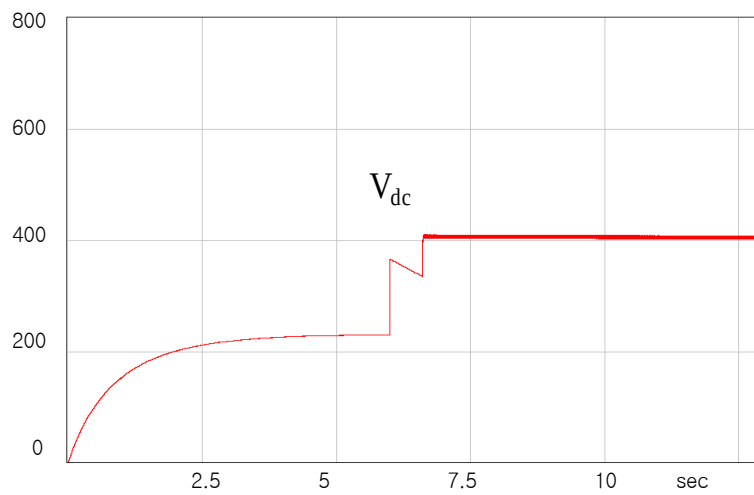


그림 4-4. 기동시 DC link 전압 파형 V_{dc} [200V/div]

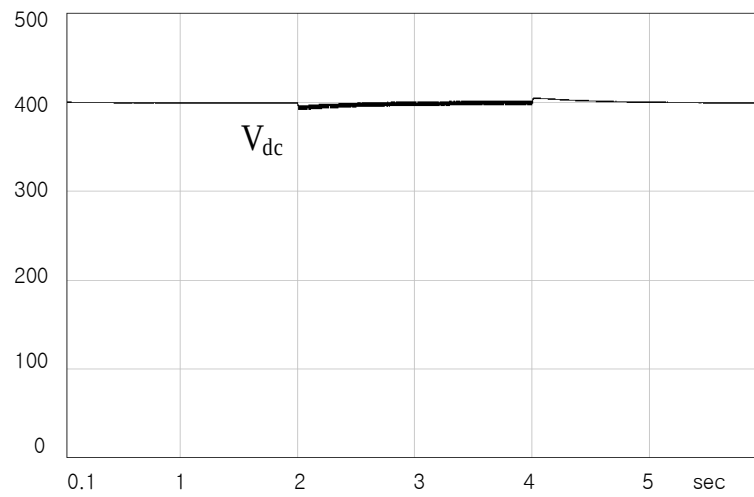


그림 4-5. 3kW의 부하연결과 차단시 DC link 전압파형 V_{dc} [100V/div]

제 5 장 실험 결과

DC 출력 전압을 400[V]로 제어하는 전력용량 12[kW]급의 제안한 PWM 단상 정류기의 실험회로를 구성하였다. 입력전압의 변동범위는 AC 180[V]~260[V]로 하였으며, 스위칭주파수는 20[kHz]로 하여 펄스폭 변조방식으로 컨버터를 제어하였다. 실험에 사용한 소자는 주 스위치소자 IGBT $S_1, S_2, D_1, D_2, D_3, D_4$, 보조스위치와 다이오드 S_t 로는 세미크론사의 SKM300GB124D, 보조다이오드 D_{t1}, D_{t2} 로는 IXYS사의 DSEI2x61, 출력필터 커패시터로는 450[V]정격 6800[μF]의 전해콘덴서, 입력측 인덕터로는 500[μH], 90[A]의 철심 코아 인덕터, 공진 인덕터 L_r 로는 5[μH], 90[A] 페라이트 코아 인덕터, 공진커패시터 C_r 로는 50[nF], 600[V] 폴리프로필렌 커패시터를 사용하였다. 본 컨버터의 제어에 사용한 제어용 칩은 TI사의 DSP TMS320F241이며 그림3-4와 같은 제어블록다이어그램에 의해 제어한다. 그림 5-1은 무부하에서의 입력전원전류 (i_s)와 전원전압 파형 (V_s)을 보이고 있다. 그림에서 보는 것처럼 무부하시에는 전원전류의 기본파성분은 거의 영이며, 스위칭에 의한 스위칭 주파수의 리플성분만 존재하는 것을 볼 수 있다. 그림 5-2 는 12kW의 부하에서의 입력전류 (i_s)와 전원전압 (V_s)를 보이고 있다. 전류파형이 그림에서 보는 것처럼 전원전압과 동상이며, 같은 형태의 파형으로 AC/DC 컨버터가 정확히 제어되고 있고 시뮬레이션 결과와 같음

을 볼 수 있다. 그림 5-3(a)은 한 스위칭동안의 주 스위치 S_1 의 전압과 전류 파형으로서, 스위치의 전압 전류가 각각 거의 출력전압과 입력전류로 제한되는 작은 스위치 전압/전류 스트레스를 볼 수 있다. 그림 5-3(b)와 (c)에서는 주스위치 S_1 이 ZVS 턴온과 ZVS 턴오프함을 볼 수 있으며, 그림 5-3(d), (e), (f)는 공진 인덕터 L_r 의 전류파형, 보조스위치 S_t 의 전류전압파형, 보조다이오드 D_{t3} 에서의 전류 파형으로서 실험파형의 측정을 위한 인출선(L성분) 때문에 발생한 노이즈 현상을 제외하면 시뮬레이션 결과와 동일함을 볼 수 있다.

그림 5-4는 기동시의 DC Link 전압 V_{dc} 를 보이고 있다. 그림에서 보는 것처럼, 프리휠링 다이오드에 의한 DC Link 커패시터 충전기간, MC1 투입단계, AC/DC 컨버터 ON에 의한 DC Link 커패시터 충전기간을 거쳐 최종전압 400[V]로 안정하게 작동되고 있음을 볼 수 있다. 그림 5-5는 3kW의 부하의 인가와 차단 시 DC Link 전압의 변동을 보이고 있다. 그림에서 보는 것처럼 부하의 변동에 대해 전체 제어 루우프가 잘 동작되고 있음을 볼 수 있다.

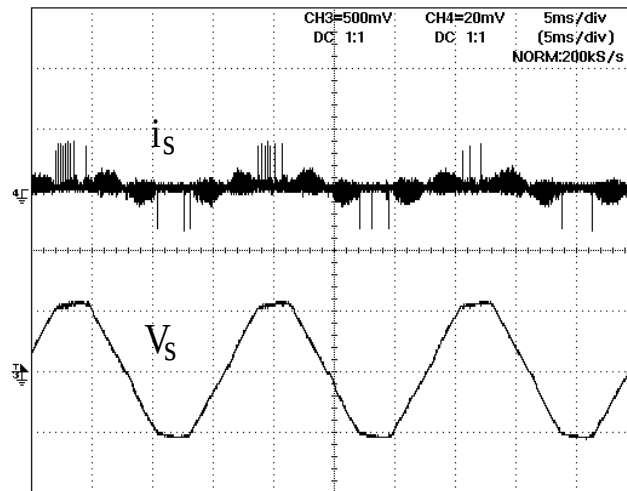


그림 5-1. 무부하에서의 입력전원전류 i_s (upper) [10A/div] 와
입력전원전압 v_s (lower) 파형 [250V/div], $V_{dc} = 400[V]$

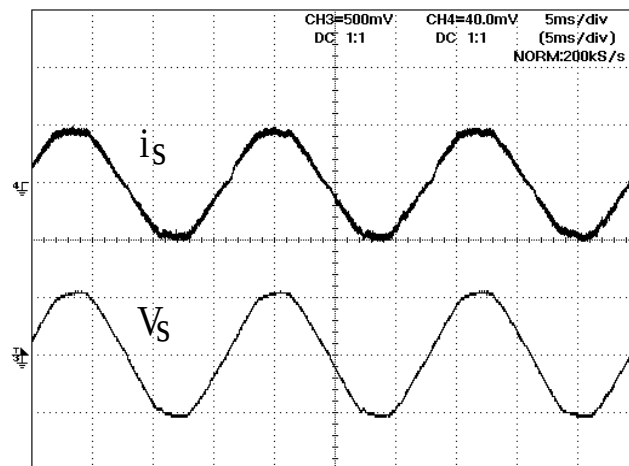
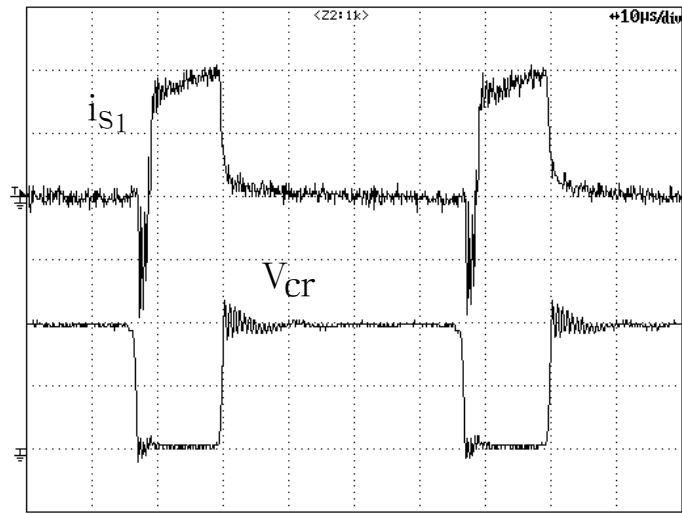
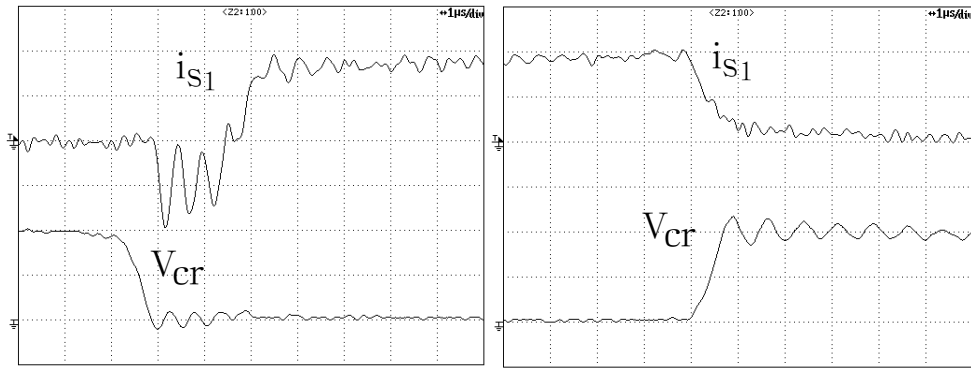


그림 5-2. 12kW의 부하에서 입력전원전류 i_s (upper) [100A/div] 와
입력전원전압 v_s (lower) 파형 [250V/div], $V_{dc} = 400[V]$

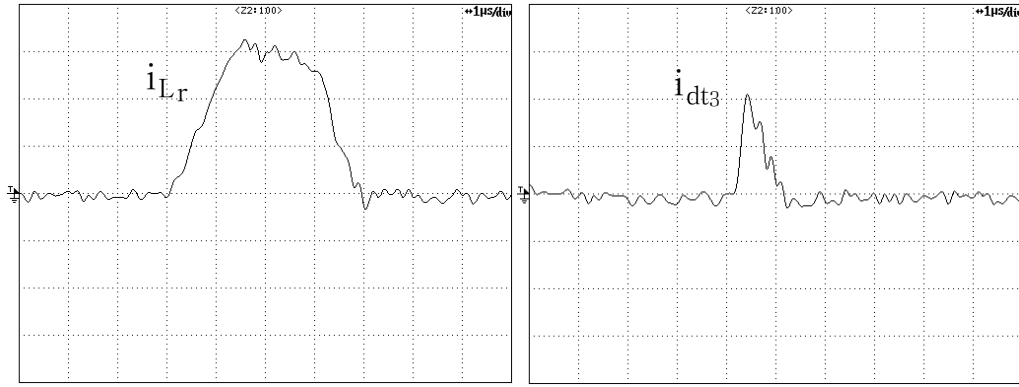


(a)



(b)

(c)



(d)

(e)

그림 5-3. (a) 주스위치 S_1 의 한 스위칭 동안의 전류 (top trace) 와 전압
 파형(bottom trace) (25A/div, 200V/div, 10 μ sec/div),
 (b) 주스위치 S_1 ZVS 턴온 순간 (25A/div, 200V/div, 1 μ sec/div), (c) ZVS
 턴 오프 순간 (25A/div, 200V/div, 1 μ sec/div), (d) 공진 인덕터의 전류 i_{Lr}
 (25A/div, 1 μ sec/div), (e) 다이오드 D_{t3} 의 전류 i_{Dt3} (25A/div, 1 μ sec/div)

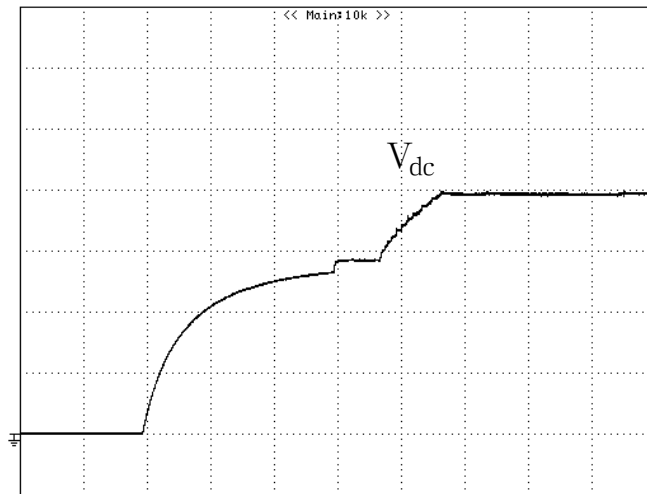


그림 5-4. 기동시 DC link 전압 파형 V_{dc} [100V/div]

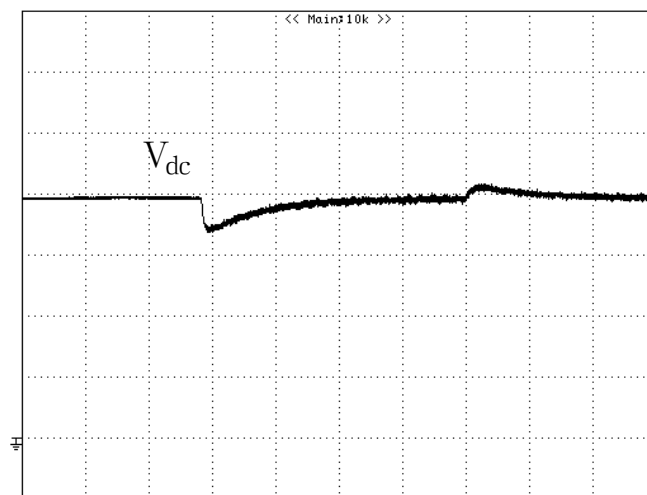


그림 5-5. 3kW의 부하연결과 차단시 DC link 전압파형 V_{dc} [100V/div]

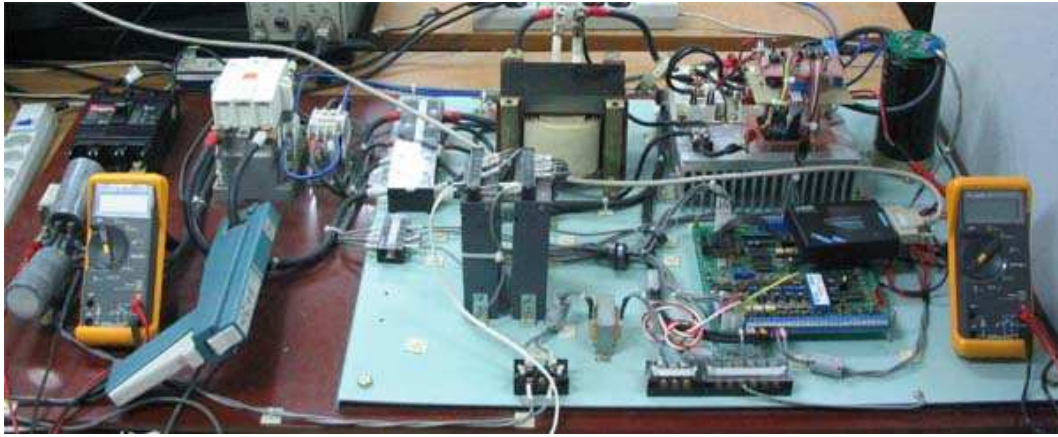


그림 5-6. 실험 회로의 외형

제 6 장 결 론

본 논문에서는 기존의 역율보상회로에 비해 성능이 좋은 역율보상 PWM 단상 정류기를 제안하였다. 저도통손 브릿지회로와 ZVT 소프트스위칭회로의 우수한 특성을 결합한 본 역율보상 단상 AC/DC 정류기는 주스위치와 다이오드를 소프트 스위칭 하므로 회로의 스위칭손실을 감소시켰을 뿐만 아니라 회로구성 또한 간단하다. 일반적으로 다이오드 정류기후단에 부스트 컨버터가 종속 연결되는 입력단회로 대신에 단상 컨버터를 사용하므로 인해 회로의 도통손실을 상당히 개선하였다. 더욱이 PWM제어, 반도체소자의 낮은 전류/전압스트레스, 인덕터 및 커패시터의 작은 Var 정격으로 인해 대용량에서의 응용이 가능하며, 스위칭전원의 입력단 뿐만 아니라 정류기자체로서의 넓은 응용이 기대된다. 본 컨버터의 특징을 요약하면

- 1) ZVT 소프트 스위칭을 함으로 인해 컨버터의 스위칭 손실을 줄였으며,
- 2) 1단으로 구성된 단상 컨버터를 사용하므로 도통손실을 감소시켰으며,
- 3) PWM제어, 반도체소자의 낮은 전류/전압스트레스, 인덕터

및 커패시터의 작은 Var 정격과 같은 장점을 지니고 있으며,

4) 또한 시스템의 크기도 보다 콤팩트한 특성을 갖고 있다.

5) 단일 게이트전원으로 주스위칭소자 및 보조 스위칭소자 모두를 구동할 수 있다.

참고 문헌

- [1] R. Streit and D. Tollik, "High Efficiency Telecom Rectifier Using A Novel Soft-Switched Boost-based Input Current Shaper," *IEEE INTELEC*, 1991, pp. 720-726.
- [2] G. Hua, C. Leu and Fred C. Lee, "Novel Zero-Voltage-Transition PWM Converters," *IEEE PESC*, 1992, pp. 55-61.
- [3] N. H. Kutkut and K.W. Klontz, "Design Consideration for Power Converter Supplying the SAE J-1773 Electric Vehicle Inductive Coupler," *IEEE APEC*, 1997, pp. 841-847.
- [4] Prasad N. Enjeti and R. Martinez, "A High Performance Single Phase AC to DC rectifier with Input Power Factor Correction," *IEEE APEC*, 1993, pp. 190-195.
- [5] A. F. de Souza and Ivo Barbi, "A New ZVS-PWM Unity Power Factor Rectifier with Reduced Conduction Losses," *IEEE Trans. Pow. Elec.*, vol. 10, no. 6, 1995, Nov, pp. 746-752.
- [6] A. F. de Souza and Ivo Barbi, "A New ZCS Quasi-Resonant Unity Power Factor Rectifier with Reduced Conduction Losses," *IEEE PESC*, 1995, pp. 1171-1177.
- [7] I.-D. Kim and B. K. Bose, "New ZCS turn-on and ZVS turn-off unity

power factor PWM rectifier with reduced conduction loss and no auxiliary switches," *IEE Proceedings Electric Power Applications*, vol. 147, no. 2, 2000, Mar, pp. 146-152.