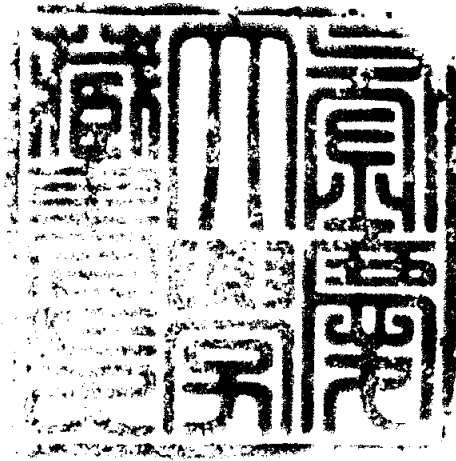


碩士學位 請求論文

지하구조물 음극방식용 고성능
Module Type 스위칭 정류기



2004. 2

釜慶大學校 産業大學院

電氣工學科

崔 鎮 圭

工學碩士 學位論文

지하구조물 음극방식용 고성능
Module Type 스위칭 정류기

指導教授 金 仁 東

이 論文을 工學碩士 學位論文으로 提出함

2004년 2월

釜慶大學校 産業大學院

電氣工學科

崔 鎭 圭

이 論文을 崔鎭圭의 工學碩士 學位
論文으로 認准함

2004 年 2 月 日

主 審 工學博士

金 榮 學



委 員 工學博士

張 允 碩



委 員 工學博士

金 仁 東



< 제 목 차 례 >

1. 서론	1
2. 음극방식용 정류기의 전력회로	3
2.1 PWM 컨버터부	4
2.2 DC/DC 컨버터부	6
3. AC/DC 및 DC/DC 컨버터의 제어기	8
3.1 제어기의 하드웨어 구성	8
3.1.1 제어보드의 전체 구성	8
3.1.2 제어보드의 상세 회로	12
3.2 AC/DC 컨버터 제어부의 소프트웨어 구성	20
3.2.1 기동 및 정지 시퀀스 제어	20
3.2.2 DC Link 전압제어 및 전원 전류제어 블록다이어그램	21
3.2.3 소프트웨어 구조와 타이밍	22
3.2.4 AC/DC 컨버터에서의 각 신호의 변환비	27
3.3 DC/DC 컨버터 제어부의 소프트웨어 구성	28
3.3.1 DC Link 전압제어 및 전원 전류제어 블록다이어그램	28
3.3.2 소프트웨어 구조와 타이밍	29
3.3.3 DC/DC 컨버터에서의 각 신호의 변환비	32
4. 실험 결과	33
4.1 AC/DC 컨버터	33
4.2 DC/DC 컨버터	38
5. 결론	41
6. 참고문헌	42

< 그림차례 >

Fig. 1.1	음극방식의 원리	1
Fig. 1.2	위상제어정류기를 사용한 방식용 정류기	2
Fig. 2.1	전체 전력 회로구성	3
Fig. 2.2	PWM 파형	4
Fig. 2.3	Gate Driver 회로도	7
Fig. 3.1	DSP를 중심으로 구성된 디지털 제어기	8
Fig. 3.2	DSP의 내부구성	9
Fig. 3.3	제어전원의 구성	11
Fig. 3.4	음극방식용 Module type 스위칭 정류기	11
Fig. 3.5	JTAG Connector	12
Fig. 3.6	AC 입력전압(v_a) 측정회로	13
Fig. 3.7	AC 입력전류(i_a) 측정회로	14
Fig. 3.8	DC Link 전압측정 회로	15
Fig. 3.9	직류 출력전압(v_0) 측정회로	16
Fig. 3.10	직류출력전류(i_0) 측정회로	16
Fig. 3.11	Relay 구동회로	17
Fig. 3.12	Digital Input 회로	17
Fig. 3.13	On-board power circuit	18
Fig. 3.14	RS-485 drive circuit	19
Fig. 3.15	CAN Bus drive circuit	19
Fig. 3.16	음극방식용 정류기의 기동/정지 시퀀스	20
Fig. 3.17	AC/DC PWM컨버터 제어 블록다이아그램	21

Fig. 3.18	전류제어루프 연산부	23
Fig. 3.19	전압제어루프 연산부	24
Fig. 3.20	AC/DC 컨버터 제어부의 Main function	25
Fig. 3.21	AC/DC 컨버터 제어 소프트웨어의 타이밍 다이어그램	25
Fig. 3.22	Task Control function의 flow chart	26
Fig. 3.23	DC/DC 컨버터 제어블록 다이어그램	28
Fig. 3.24	방식전압/출력전압 제어루프연산부	29
Fig. 3.25	DC/DC 컨버터 제어부의 Main function	30
Fig. 3.26	DC/DC 컨버터 제어소프트웨어의 타이밍 다이어그램	30
Fig. 3.27	DC/DC 컨버터 제어부의 Task Control function	31
Fig. 4.1	무부하에서의 입력전원전류와 입력전원전압파형	34
Fig. 4.2	6.8kW의부하에서 입력전원전류와 입력전원전압파형	34
Fig. 4.3	13.5kW의 부하에서 입력전원전류와 입력전원전압	35
Fig. 4.4	기동시 DC Link 전압파형[100V/div]	35
Fig. 4.5	3kW의 DC/DC 컨버터의 연결과 차단시 DC Link 전압파형	36
Fig. 4.6	부하변동에 대한 AC/DC 컨버터의 측정 효율	36
Fig. 4.7	부하변동에 대한 AC/DC 컨버터의 측정역율	37
Fig. 4.8	변압기 1차측 전압과 전류 파형	38
Fig. 4.9	변압기 1차측 전압과 보조 변압기 1차측 전압	39
Fig. 4.10	변압기 1차측 전압과 전류 파형	39
Fig. 4.11	변압기 2차측 다이오드정류기 출력전압과 다이오드전류 파형	40
Fig. 4.12	변압기 2차측 다이오드정류기 출력전압과 출력전류 파형	40

< 표 차례 >

Table 3.1	DSP controller(TMS320F241) spec과 본 과제에서의 사용용도	10
Table 3.2	AC/DC 컨버터에서의 각 신호의 변환	27
Table 3.3	DC/DC 컨버터에서의 각 신호의 변환	32

지하구조물 음극 방식용 고성능 모듈 타입 스위칭 정류기

1.서론

음극방식은 지하 매설 강관, 지하 매설 구조물, 유정 및 가스정에 사용되는 주조물, 항해 선박의 선체, 해양구조물, 물탱크 등의 부식을 방지하여, 사용수명을 연장하기 위해 효과적으로 사용되고 있는 부식 방지법이다[1]. 음극방식에 의해 금속의 부식을 실제로 거의 영의 값으로 감소시킬 수 있으며, 이를 잘 유지하면 시스템을 부식으로부터 무한히 보호할 수 있다. 그림 1에서 보이고 있는 바와 같이 부식방지를 위해 사용하고 있는 직류전원과 양극으로 이루어진 방식 설비를 제거하면, 철로 된 금속탱크와 금속파이프만 지하에 매설되어 있게 되며, 이러한 경우에 예를 들어 철로 된 금속파이프에서 일어나고 있는 부식현상은 식(1)과 화학반응식으로 나타낼 수 있다.

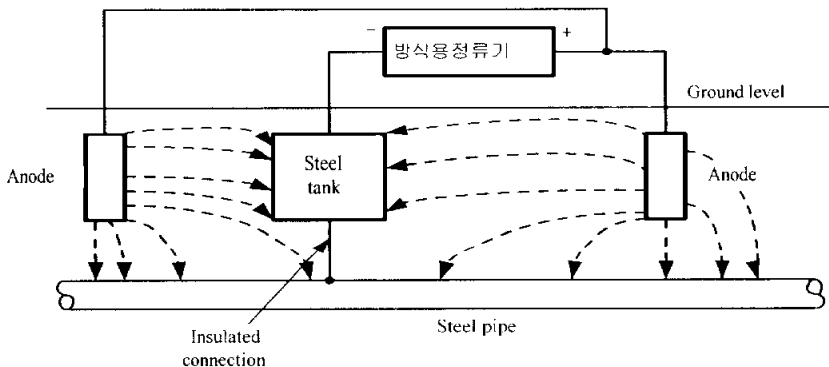
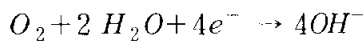


그림 1-1. 음극방식의 원리

이 화학반응식에 의해 금속은 부식되며, 수명이 줄어들게 된다. 이를 방지하기 위한 음극방식의 원리는 그림 1.1에서 보는 것과 같다. 방식을 할려고 하는 금속 구조물에 전원의 음극을 연결하고 지하의 적당한 위치에 전원의 양극을 설치하여 정류기로부터 직류전원을 인가한다. 이때 정류기의 직류전원에 의해서 금속구조물에는 공급되는 과잉 전자에 의해서 음극분극이 일어나며, 화학반응의 평형이 식(1)에서 오른쪽으로부터 왼쪽으로 이동하여 부식이 감소하거나 혹은 완전히 방지된다. 실제로 금속의 부식을 영의 값으로 감소시키기 위해서는 인가되는 직류전원의 출력전압 혹은 전류의 정밀한 제어가 필요하게 되며, 이를 위해 방식용 정류기가 널리 사용되고 있다.

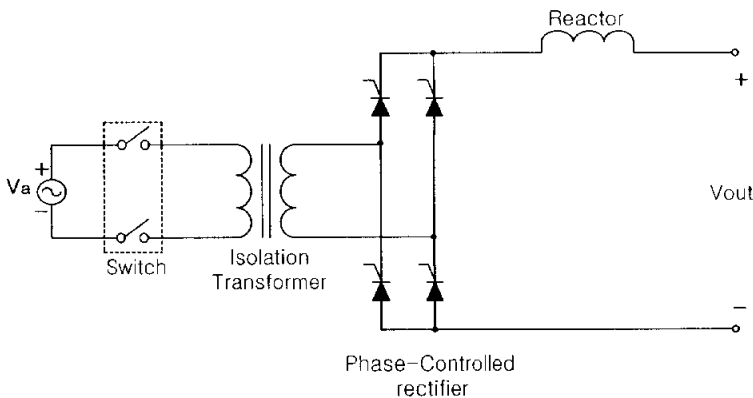


그림 1-2. 위상제어정류기를 사용한 방식용 정류기

방식용 정류기로 널리 사용되고 있는 정류기는 그림 1.2와 같은 SCR 사이리스터를 사용한 위상제어 정류기이다. 이 위상제어 정류기는 SCR 사이리스터를 턴-온 시키는 위상 각을 제어하므로 인해 직류출력전압을 제어할 수 있으나, 출력 전압이 많은 맥동 성분을 지니므로 부피와 무게가 큰 직류리액터를 사용하여야 한다. 또한 출력측과 입력측을 전기적으로 차단하기 위해 사용되는 절연 변압기(Isolation transformer)는 전원주파수에서 작동하는 60 [Hz] 변압기를 사용하므로 인해 고주파 변압기에 비해 부피와 무게가 큰

저주파 변압기를 사용하여야 한다. 이로 인해 설치공간이 많이 소요되며 중량이 무거워 취급 시 많은 인력과 장비가 소요된다. 또한 SCR 사이리스터 위상제어 정류기는 입력단에서의 역율이 가변될 뿐만아니라, 출력 전압을 낮게 제어할 시 매우 낮은 역율값을 갖는 단점을 지니고 있으며, 시스템의 효율 또한 좋지 않다.

위와 같은 단점을 해결하기 위해 본 보고서에서는 PWM AC/DC 컨버터와 ZVS ZCS 스위칭 DC/DC 컨버터로 구성된 새로운 방식용 정류기를 제안한다. 제안된 방식용 정류기는 입력측에 PWM AC/DC 컨버터에 의해 역율이 거의 1의 값을 지니며, 출력단에는 고효율 고주파 DC/DC 컨버터 동작에 의해서 절연변압기와 출력단 리액터의 크기와 부피가 작을 뿐만 아니라 출력전압과 전류의 정밀제어가 가능하여 구조물의 방식을 최적으로 제어할 수 있다.

2. 음극방식용 정류기의 전력회로

제안한 시스템의 전체구성은 그림 3-4와 같이 12kw 급의 AC/DC PWM 컨버터 1 set와 3kw 급의 DC/DC컨버터 4 set로 구성되어 있다. 상세한 전력회로도 는 그림 2-1과 같이 기본적으로 AC 입력단부와 PWM 컨버터부와 고주파 DC/DC 컨버터부로 구성되어 있다. AC입력단부는 NFB, FUSE, 주접촉기(MC1), DC Link 커패시터 충전용 접촉기 (MC2)와 저항(Rp)로 구성되어 있다. 단위역율을 얻기 위한 AC/DC PWM 컨버터부는 AC단 리액터(L), IGBT로 구성된 단상 PWM컨버터, 400[V]로 제어되고 있는 DC Link 커패시터로 구성되어 있다. DC/DC 컨버터부는 25kHz 고주파 전압을 출력하는 IGBT 단상브리지, 주변압기, 출력단 다이오드 브리지, 출력필터와, ZCS동작을 위한 보조 변압기와 보조 다이오드로 구성되어 있다. 단상 220V 입력단 교류전압은 PWM 컨버터에 의해 DC 400V의 직류 전력으로 변환된다. PWM 컨버터는 또한 교류측 전류를 제어하여 교류입력전압과 전류가 동상이 되도록 동작한다. 따라서 역률은 거의 1에 가까운 값으로 제어된다. 음극방식용 전원으로 DC 30V를 사용하므로 PWM 컨버터의 출력전압 DC 400V는 고주파 스위칭 DC/DC 컨버터에 의해 DC 30V로 변환된다. 이 고주파 스위칭 DC/DC 컨버터는 효율과 작동주파수의 상승을 위하여 ZV-ZCS 동작을 하도록 구성하였다. 작동주파수의 상승으로 인해 DC/DC 컨버터에서의 절연변압기와 출력리액터의 크기를 크게 감소시켰으며, 결과적으로 DC/DC 컨버터의 크기와 무게를 현저히 줄였다.

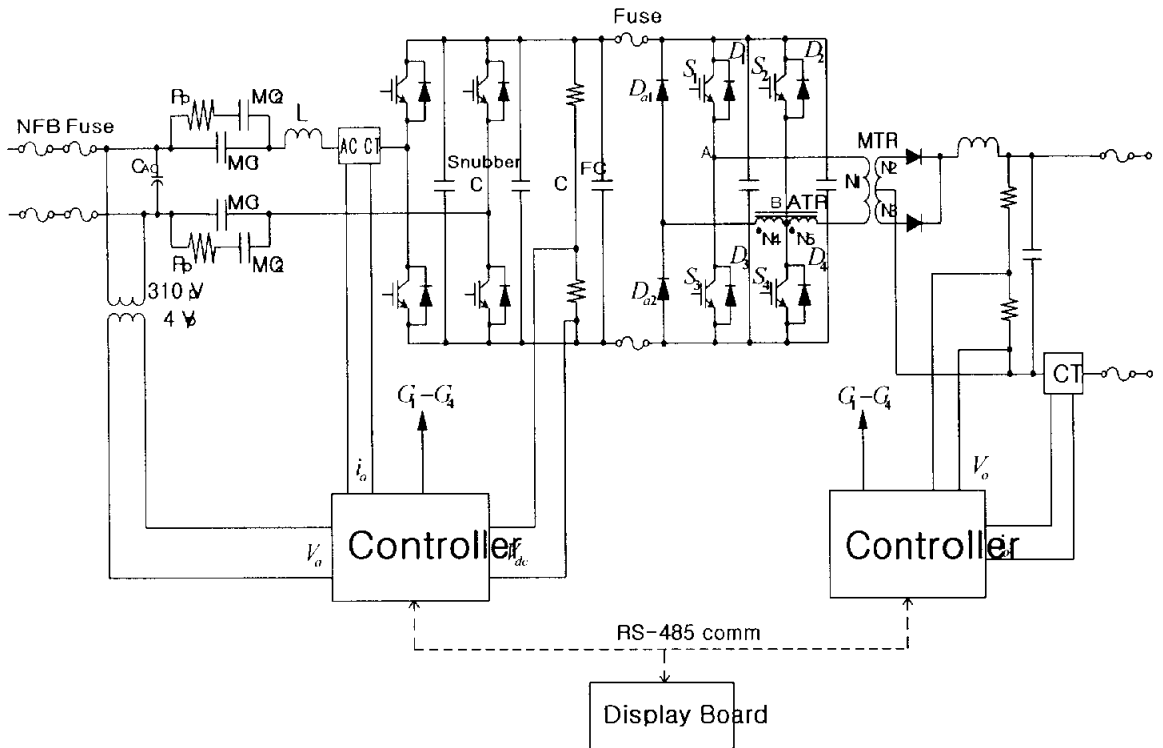


그림 2-1. 전체 전력 회로구성

설계한 정류기는 DC/DC CONVERTER에 의해 부하전압이 제어되는데 DC/DC CONVERTER는 그림 2-1과 같이 FULL BRIDGE 인버터를 중심으로 구성되어 있다. 우측 POLE은 ZVS동작을 하고, 중간 POLE은 ZCS동작을 한다. 좌측 POLE은 보조로 사용되며 변압기 1차측 전류에 따라 수동적으로 동작된다. ZV-ZCS동작은 스위칭 소자의 스위칭 손실을 크게 줄여주어 동작주파수를 높일 수 있게 한다. 또한 이 인버터는 위상변이(PHASE-SHIFT)로 전압이 제어된다. 변압기 2차에는 DIODE 정류회로와 FILTER INDUCTOR가 있어 평활한 직류전류를 만들어 준다.

직류출력 전압을 제어하기 위하여 변압기 1차 전압을 제어하고, 변압기 1차 전압은 위상변이에 의해 평균치가 제어된다. 인버터가 이상적인 hard-switching 동작을 한다고 가정하면 진상레그의 출력인 A점의 전압은 그림 2-2의 (a)와 같고 B점의 전압은 (b)와 같이 되고 A-B 간의 전압은 (c)와 같이 된다. A, B상의 위상차 Ψ 에 의해 A-B 간의 전압의 평균치가 변하게 되고 전압의 평균치는 식(2-1)로 주어진다. 위상변이를 제어전압에 따라 비례하도록 하면 제어신호에 비례하는 평균전압을 얻을 수 있다. 변압기 권선에서의 전압강하와 다이오드 도통전압을 무시하면 2차 회로의 직류전압은 이 평균치에 주변 압기의 권수비를 곱한것과 같다. 실제회로에서는 ZVZCS 동작을 하므로 이상적인 hard-switching의 경우와는 약간의 차이가 있으나 실용적으로는 식 (2-1)로 볼 수 있다.

$$avg(V_{AB}) = \frac{\phi}{\pi} V_{DC} \tag{2-1}$$

2-1. PWM 컨버터부

PWM 컨버터의 용량은 DC/DC 컨버터 4대 병렬운전을 가능하도록 결정한다. DC/DC 컨버터의 정격출력전압과 전류는 각각 DC 30V, 100A이므로 정격 출력용량은 3kW이다.

1) NFB

$$\begin{aligned} I_i &= \frac{3(kW) \times 4}{220(V) \times 0.95(PF) \times 0.9(\eta)} \\ &= 63.8 \text{ A} \end{aligned}$$

따라서 NFB는 2극 220V 75A급 이상으로 한다.

2) MC1

2극 220V 75A급 이상으로 한다.

3) R_p (Precharging Resistor)

FC = 6800 μF , 초기충전 회로의 시정수를 1sec로 하면

$$R_p \times 6800 \mu F = 1 \text{ sec}$$

$$\therefore R_p = 147 \Omega$$

따라서 R_p 는 100 Ω /30W 정도로 한다.

4) MC2

220V 5A급으로 한다.

5) L

$$Z_b = \frac{V_i}{I_i} = \frac{220}{63.8} = 3.5$$

$$\frac{W_{Ls}}{Z_b} = 5 \% \text{로 설정하면,}$$

$$L_s = \frac{0.05 \times 3.5}{2\pi \times 60} = 464 \mu H$$

6) IGBT

DC 링크단 전압이 DC 400V이므로 IGBT의 전압 정격은 DC 800V급 이상으로 한다.

120% 과부하시 IGBT의 피크 전류는

$$\frac{120 \% \times 63.8 \sqrt{2}}{0.9} = 120.3 \text{ A}$$

이므로 IGBT의 정격전류는 200A급 이상으로 한다. 본 프로젝트에서 사용한 Gate Driver는 그림 2-3과 같다

2-2. DC/DC 컨버터부

1) IGBT

DC/DC 컨버터의 용량은 PWM 컨버터 용량의 1/4이므로 IGBT 전류정격은 50A급 이상으로 한다. 정격전압은 PWM 컨버터의 IGBT와 동일하게 DC 800V급 이상으로 한다. 정격전압은 PWM 컨버터의 IGBT와 동일하게 DC 800V급 이상으로 한다. 본 프로젝트에서 사용한 Gate Driver는 그림 2-3과 같다

2) 변압기

정격출력이 3kW(30V, 100A)이므로 변압기 용량은 효율을 고려하여 3.2kVA로 한다. 직류 정격출력 전압이 30V이므로 변압기 2차측 전압은 Duty(0.5)와 정류용 다이오드 전압강하(1V)를 고려하면 62V 정도 된다. 따라서 변압기 권선비는 $400 : 62 = 6.45 : 1$ 이다.

3) 다이오드

Duty 50%인 경우 다이오드를 통해 흐르는 평균 전류는 50A이므로 100A 급으로 한다.

4) 필터 리액터 L_f

DC/C 컨버터의 인버터 부분의 스위칭 주파수는 25kHz이고 약 50%이므로 L_f 의 전류 리플 ΔI 는

$$\Delta I = \frac{61-30}{L_f} \times 10 \mu s$$

따라서, $L_f = \frac{31 \times 10}{\Delta I} \mu H$

여기서 L_f 를 정격전류 100A의 20%로 오면 $L_f = 15 \mu H$.

따라서 L_f 는 $15 \mu H$ 이상으로 한다.

5) 필터 캐패시터 C

출력 리플전압은 3% 이내이어야 하므로 $\Delta V = 30V \times 0.03 = 0.9 V$ 이다.

$$\Delta V = \frac{\Delta I \times 20 \mu s}{4C}$$

$$\therefore C = \frac{\Delta I \times 20}{40V} \mu F = \frac{20 \times 20}{4 \times 0.9} = 56 \mu F$$

따라서 C는 $56 \mu F$ 이상으로 하는데, ESR에 의한 영향을 고려하여 $470 \mu F$ 으로 한다.

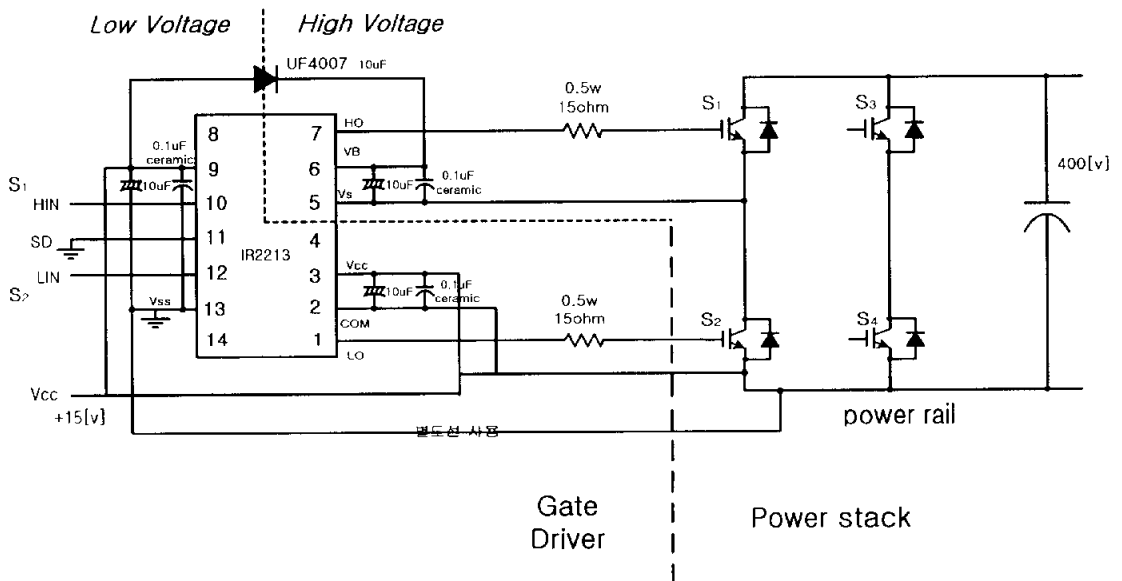


그림 2-3 Gate Driver 회로도

3. AC/DC 및 DC/DC 컨버터의 제어기

3-1. 제어기의 하드웨어 구성

3-1-1 제어보드의 전체 구성

제어부는 DSP (TMS320F241)을 중심으로 그림 3.1과 같이 구성되었다.

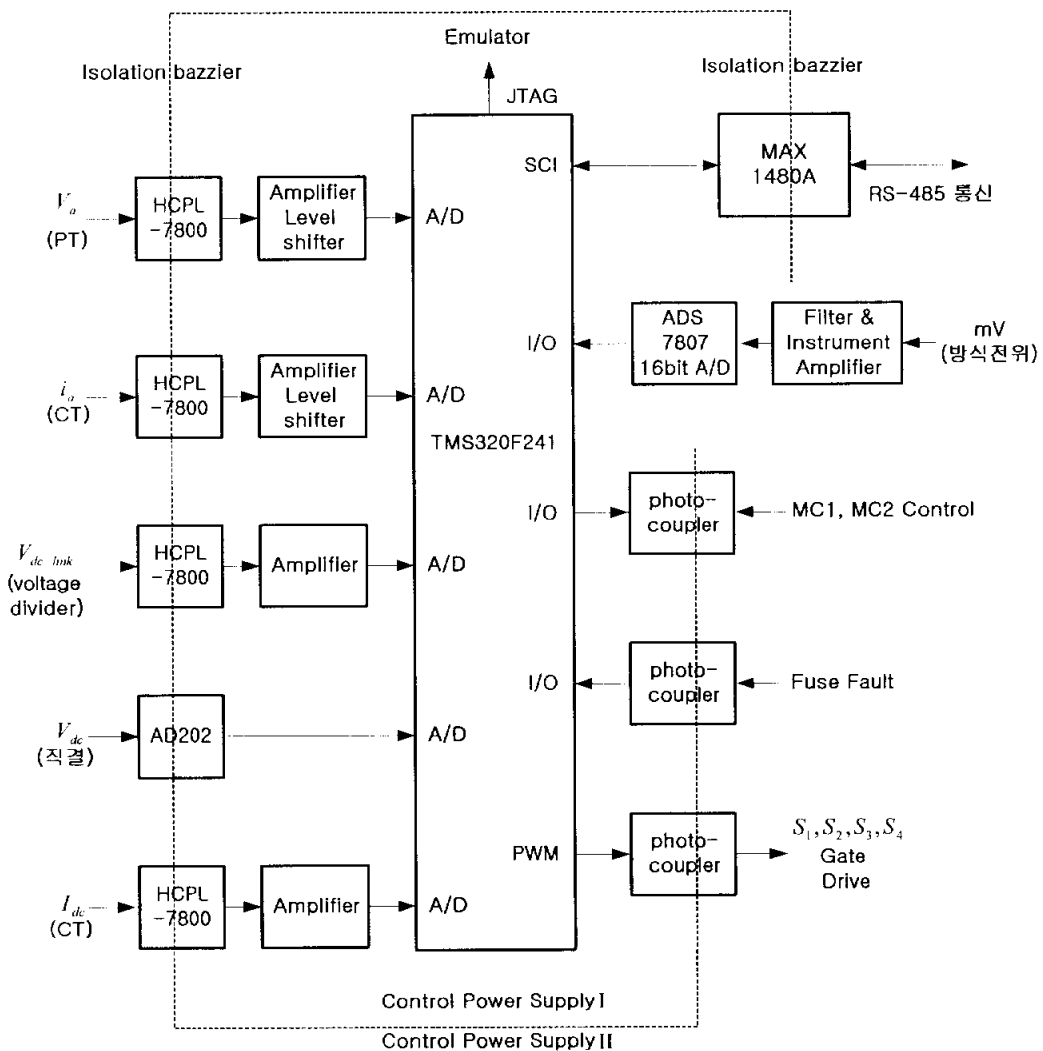


그림 3-1. DSP를 중심으로 구성된 디지털 제어기

TMS320F241은 microcontroller 형식의 DSP 칩으로 그림 3.2에서 보이는 것처럼 제어부에 필요한 대부분의 기능을 칩 내부에 포함하고 있어 매우 간단하게 제어기를 구성할 수 있다. 표 3.1는 본 프로젝트에서 사용하고 있는 TMS320F241의 기능을 보이고 있다.

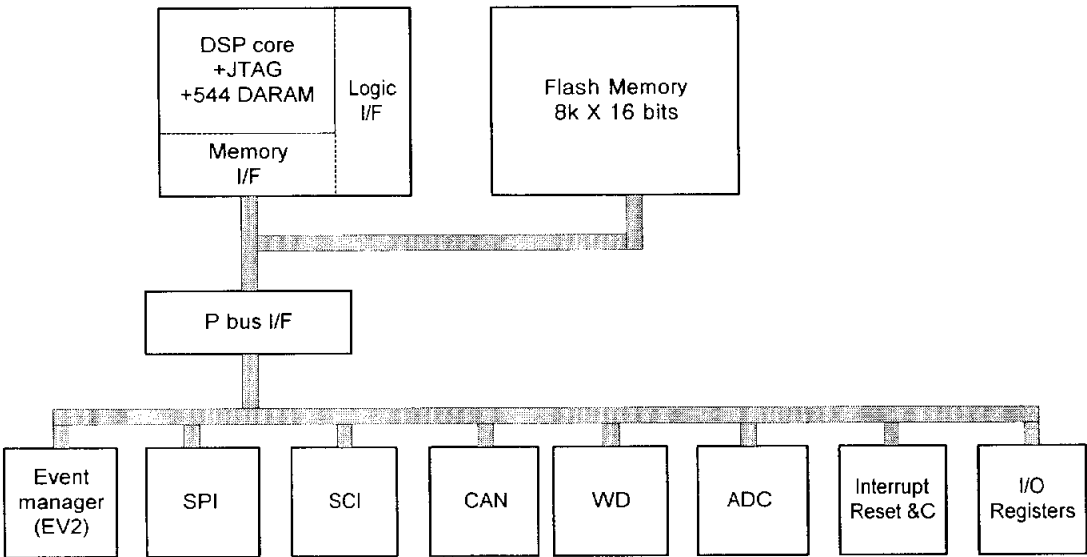


그림 3.2 DSP의 내부구성

TMS320F241은 32-bit 연산의 고정 소수점 방식의 연산을 하며 20 MIPS의 연산속도를 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 (Va), 교류입력전류 (Ia), DC Link 전압 (Vdc)와 DC/DC 컨버터의 직류 출력 전압(Vo), 직류 출력 전류(Io)의 A/D 변환에 사용하고 있으며 디지털로 변환된 값은 DSP내에서 제어 알고리즘 연산에 사용된다. 위에서 언급한 Analog 신호는 잡음 대책으로 입력단에 삽입되어 있는 절연 증폭기(Isolation Amplifier HCPL-7800, AD202)를 통과하여 A/D 컨버터에 입력 되고 있다.

Digital I/O로는 4개의 포트를 갖고 있으며, 본 프로젝트에서는 MC1, MC2 출력, Fuse fault 입력, 방식전위 입력을 위해 사용하고 있으며, 이들 신호는 photocoupler를 통해 외부와 전기적으로 절연되어 있다. AC/DC 컨버터와 DC/DC 컨버터를 제어하기 위한 PWM 신호는 DSP내에 내장되어 있는 PWM 발생기에 의해 만들어지며, 이 PWM 신호는 Photocoupler를 통해 gate driver를 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 되어 있다. SCI(Serial Communication Interface)는 상위에 있는 시스템 제어 프로그램(Display Board)과의 통신채널로 쓰이고 있다. SCI 입/출력 신호는 잡음대책과 RS485 통신을 위해 Isolated RS-485 칩을 통과하도록 설계되어 있다.

표3.1 DSP controller(TMS320F241) spec과 본 과제에서의 사용-용도

	기 능	사 양	용 도	
Memory	DARAM	544×16bits	데이터 메모리	
	Flash	8K×16 bits	주 프로그램	
Analog I/O	A/D channel	10bits, 8 ch.	교류입력전압 (Va)	AC/DC
			교류입력전류 (Ia)	AC/DC
			DC Link 전압 (Vdc)	AC/DC
			직류 출력 전압(Vo)	DC/DC
			직류 출력 전류(Io)	DC/DC
Digital I/O	PWM	6 channels	Gate drive 출력	AC/DC, DC/DC
	SCI	1 ch.(2 lines)	Sequence control, 외부 통신(RS485)	
	CAN	1ch.(2 lines)	내부 연산 결과 출력	
	Parallel digital I/O	4 ports	MC1, MC2 출력, Fuse fault 입력, 방식전위 입력	
Emulator Pot	JTAG	7 pins	Emulator에 연결	

위에서 설명한 것처럼 제어부의 핵심인 DSP로 입출력되는 모든 신호는 그림3.1에서 보는 것처럼 절연증폭기(HCPL-7800, AD202), photocoupler(PC817, TLP250), Isolated Communication chip(MAX 1480B)통해 전기적으로 절연되어 있으며 이를 통해 제어보드가 현장에서 주변 잡음에 대해 충분한 Noise Margin을 갖도록 설계되어 있다. 또한 제어기에서 사용하고 있는 전원은 그림 3.3에서 보는 것처럼 제어 보드 중에서 DSP을 중심으로 한 부분은 제어전원 I (CPS I)를 사용하였으며, 제어보드에서 주변회로부분과 CT, Gate driver, Display 부분은 제어전원 II (CPS II)를 사용하였다.

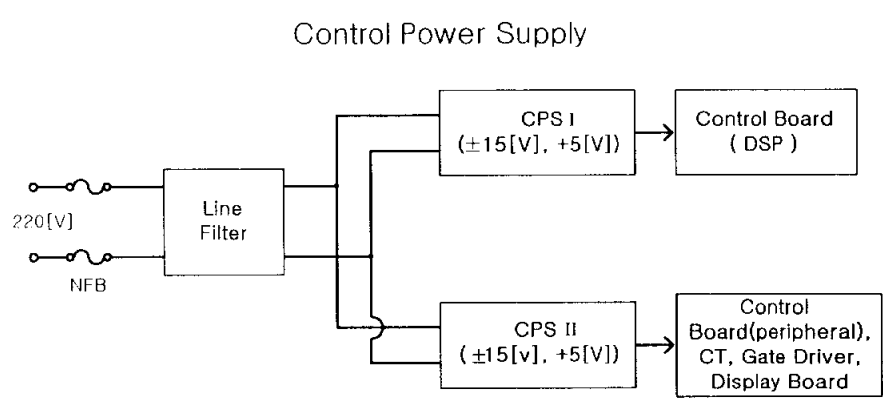


그림 3-3. 제어전원의 구성

전체 제어부의 연결상태는 그림 3.4에서처럼 RS-485 통신을 통해 DISPLAY 보드와 연결되어 있으며 이를 통해 시스템의 시작과 정지 명령뿐만 아니라, 고장메시지와 각종 신호의 실제 값을 전달하고 있다.

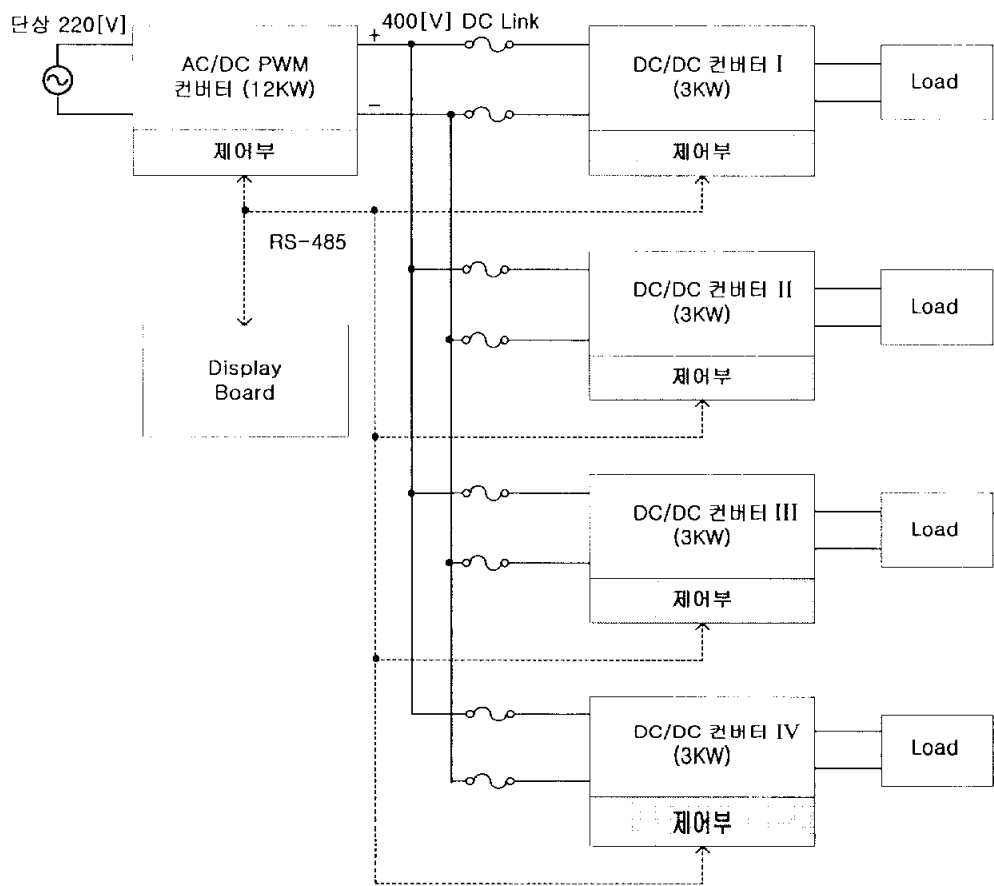


그림 3-4. 음극방식용 Module type 스위칭 정류기

3-1-2. 제어보드의 상세 회로

(a) JTAG 단자

TMS320F241은 보드 상에 준비된 JTAG용 핀을 통해서 scan-based 에뮬레이터로 연결된다. TMS320F41은 이와 같은 간단한 접속만으로 에뮬레이션을 할 수 있다. JTAG가 준비되어 있는 소자에서는 칩을 보드에서 제거하지 않고 실장된 상태로 소프트웨어를 업그레이드할 수 있는 장점이 있다. 그림 3-5은 JTAG용 단자를 나타낸다.

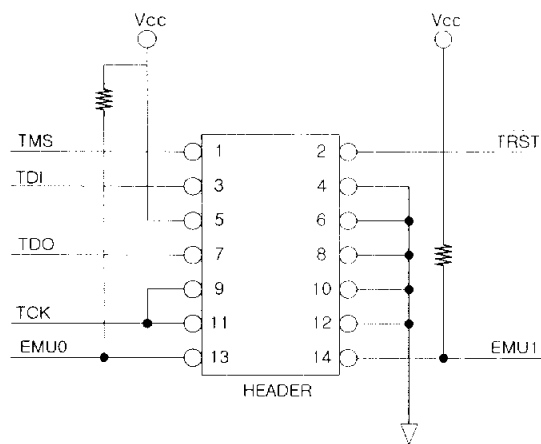


그림 3.5 JTAG Connector

(b) AC 입력전압(v_a) 측정회로

그림 3.6 에서처럼 AC입력전원 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 Band pass filter(BPF)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 감소시켰으므로 BPF를 거치지 않고, 마지막 단의Level shifting 증폭기를 직접 통과하여 직류전압으로 만든 후 DSP의 A/D 컨버터의 입력단에 연결하였다. 물론 절연증폭기의 전단과 후단의 제어전원은 서로 전기적으로 절연되어 있다.

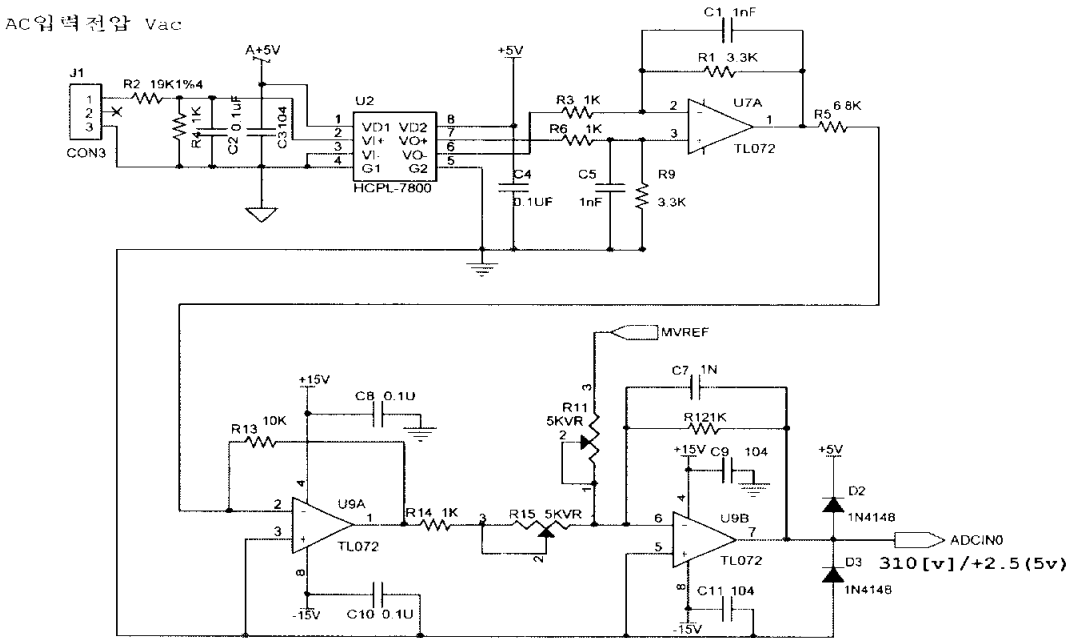


그림 3-6. AC 입력전압(v_a) 측정회로

(c) AC 입력전류(i_a) 측정회로

그림 3.7 처럼 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.

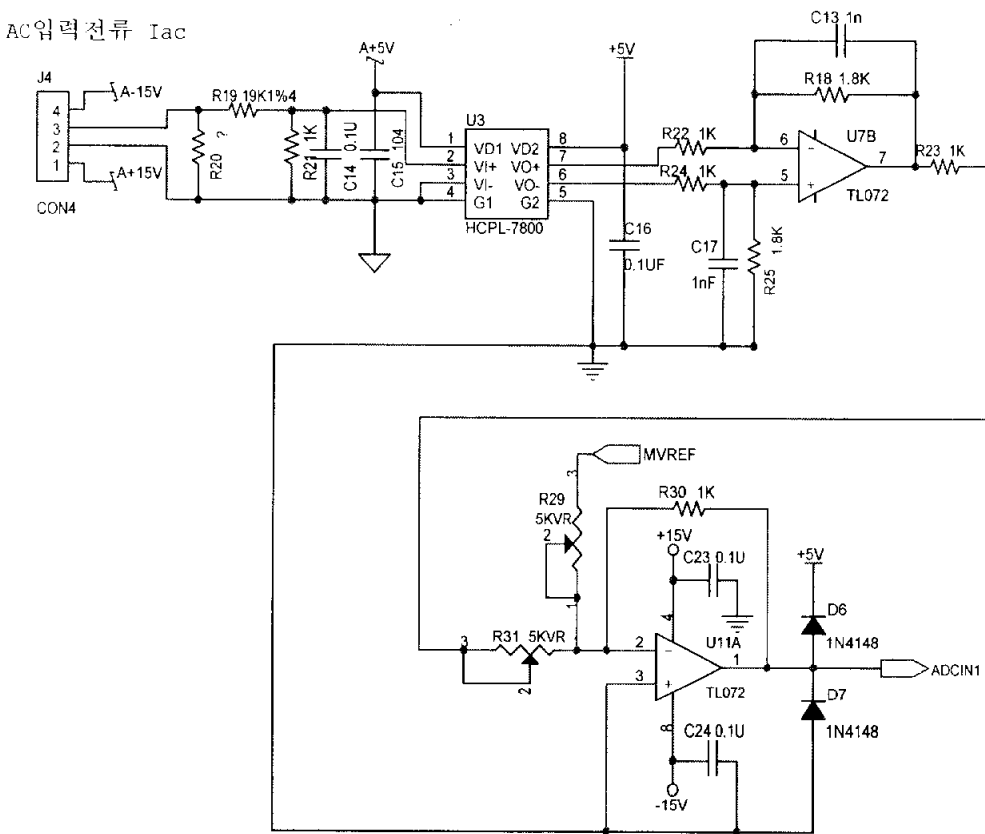


그림 3-7. AC 입력전류(i_a) 측정회로

(d) DC Link 전압측정회로

그림 3.8 에서처럼 DC Link 전압은 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. 차동증폭기의 출력은 전압조정회로(voltage divider)와 Voltage follower 회로를 통하여 DSP의 A/D 컨버터 입력단에 연결된다.

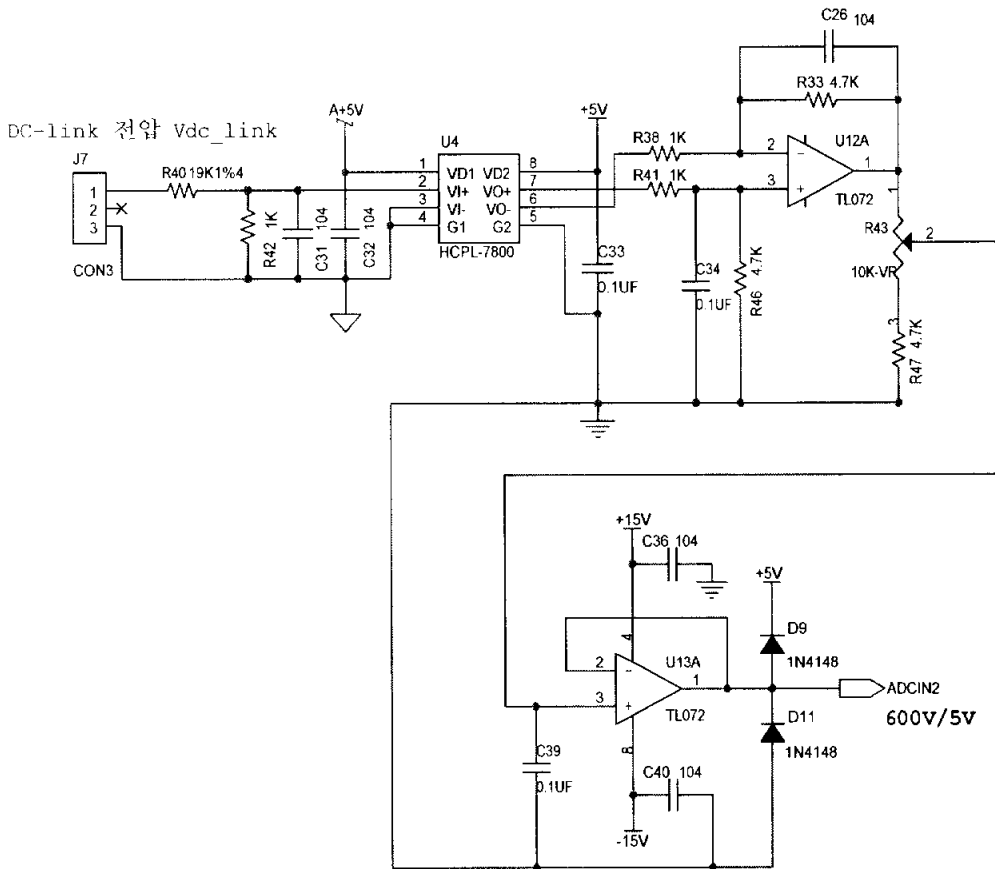


그림 3-8. DC Link 전압측정회로

(c) 직류 출력전압(v_0) 측정회로

그림 3.9 에서 보는 것처럼 DC/DC 컨버터의 출력전압 V_0 은 절연증폭기 AD202를 통해 검지되며, 이 전압은 Voltage follower를 통과한 후 DSP의 A/D 컨버터에 입력된다.

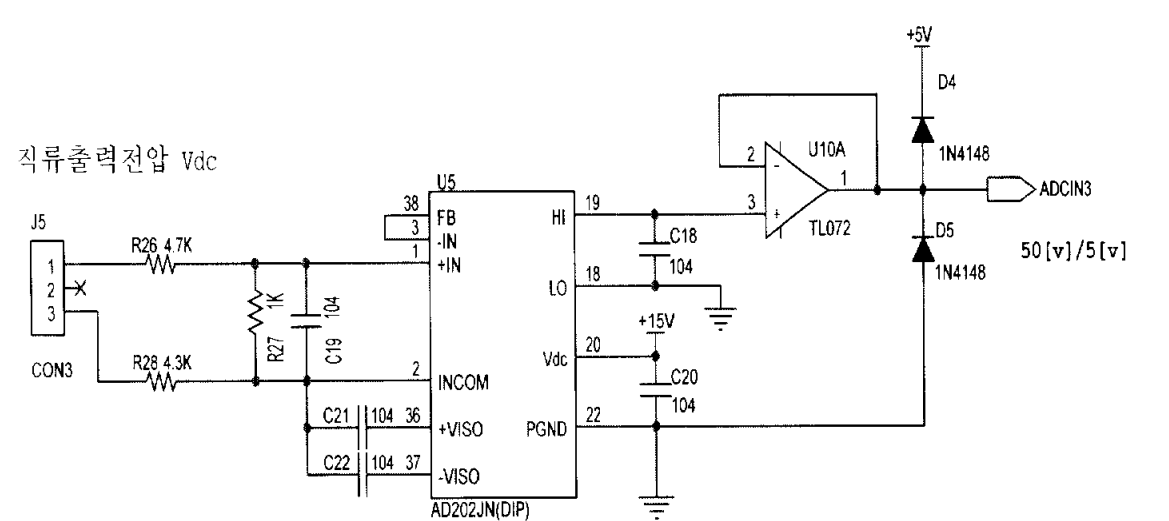


그림 3-9. 직류 출력전압(v_0) 측정회로

(f) 직류출력전류(i_0) 측정회로

그림 3.10 에서 보는 것처럼 직류전류는 CT를 통해 감지되며, 후속단의 회로는 DC Link 전압측정회로에서의 Voltage divider회로의 후단부와 같다.

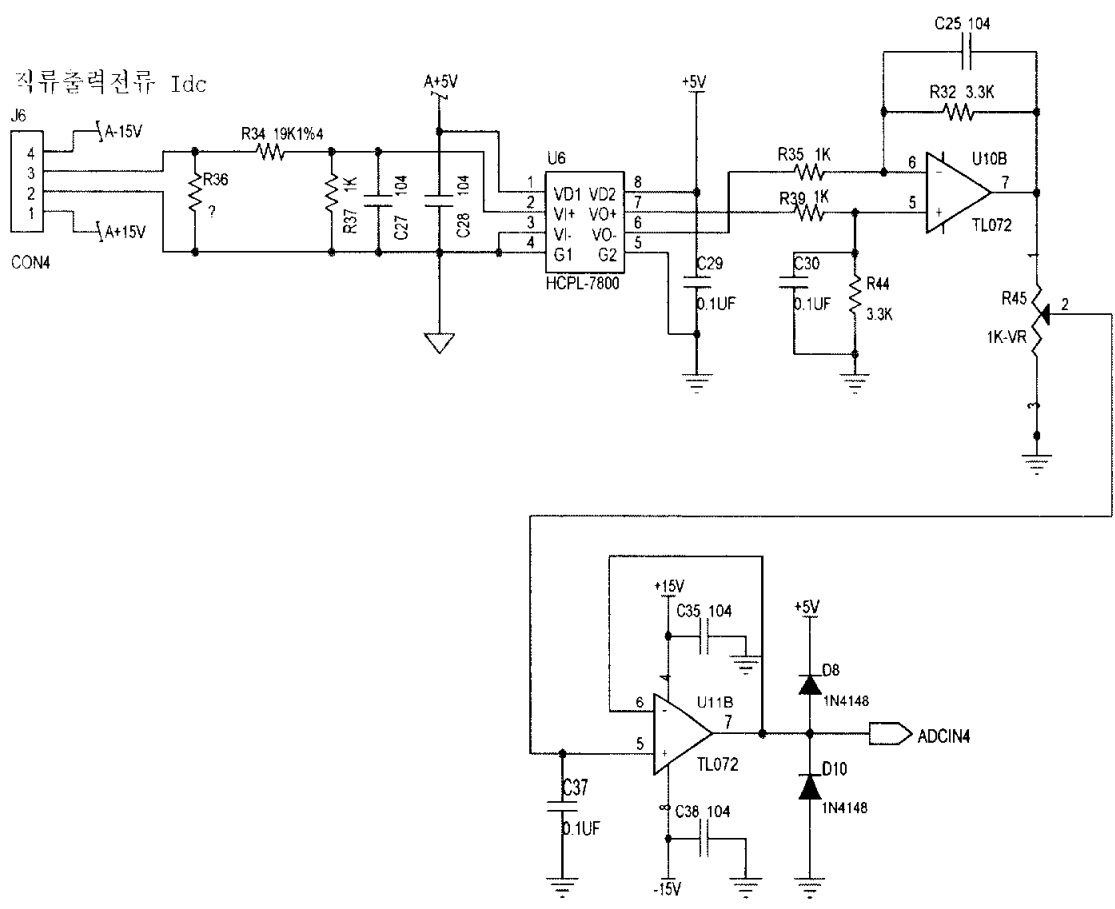


그림 3-10. 직류출력전류(i_0) 측정회로

(g) Relay 구동회로

그림 3.11 에서처럼 DSP의 Digital Output 신호는 Photocoupler를 통해 Relay의 조작회로의 전류를 제어하여, 릴레이의 접점을 ON/OFF 제어하고 있다.

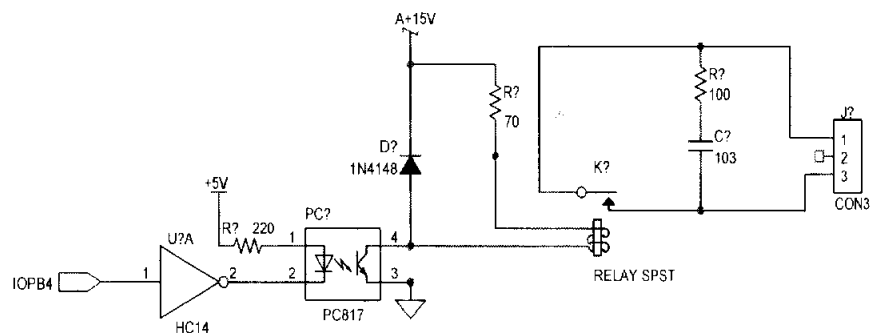


그림 3-11. Relay 구동회로

(h) Digital Input 회로

그림 3.12 에서 보는 것처럼 Photocoupler를 통해 Digital Input Signal을 DSP로 입력하고 있다.

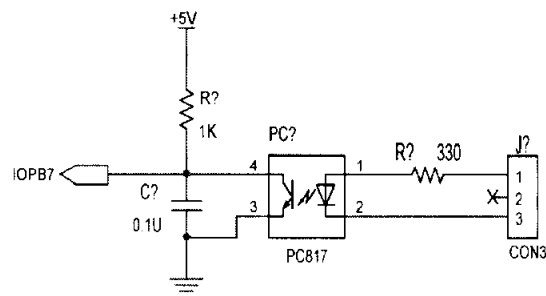


그림 3-12. Digital Input 회로

(i) 보드전원회로

설계된 DSP보드에는 디지털 회로를 위하여 5[V]의 전압을, 아날로그 회로를 위하여 $\pm 15[V]$ 를 외부에서 공급하여야 한다. 그림 3.13은 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 변환기용 아날로그 전원과 기준전압용 5[V]를 비반전 증폭기로 만든다.

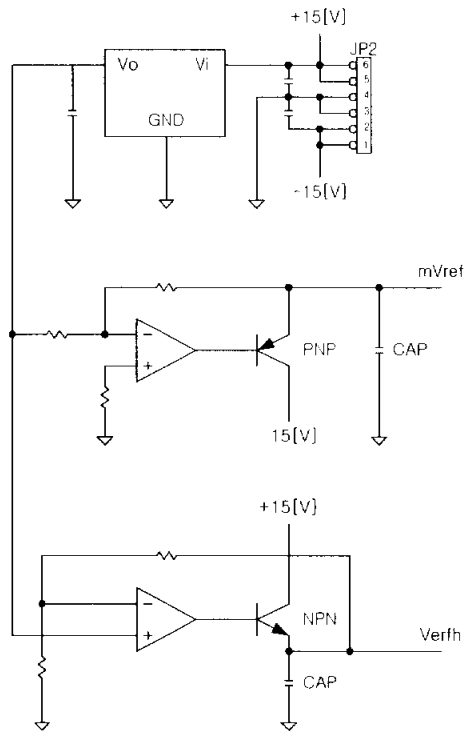


그림 3.13 On-board power circuit

(j) RS-485 구동회로

그림 3.14 은 외부의 모니터 프로그램과의 통신을 위하여 준비된 RS-485 구동회로로 TMS320F241에 준비된 Rx, Tx 단자의 신호를 RS-485 버스에 적합한 신호로 변환하고 있다. 또한 RS-485 버스의 데이터의 전송방향을 제어하기 위해 TMS320F241 I/O 포트의 IOPA2 핀을 사용하여 제어하고 있다. 1차측과 2차측이 전기적으로 절연된 MAX1480A 칩을 구동소자로 사용하고 있으며, 전원은 5[V]를 사용하고 있다.

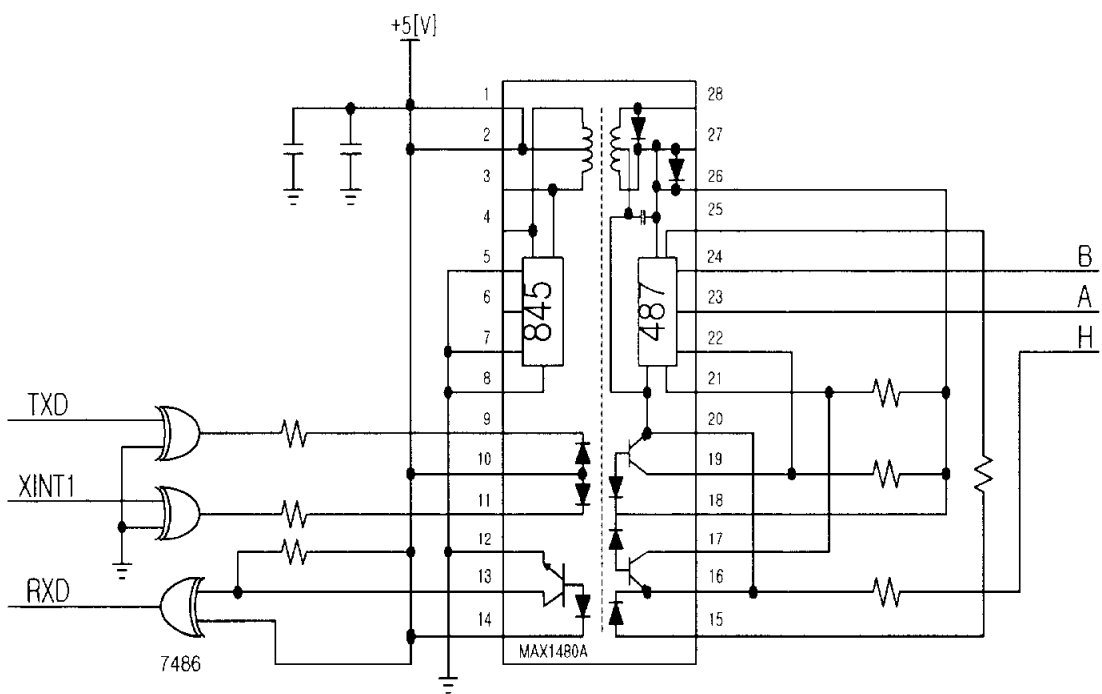


그림 3.14 RS-485 drive circuit

(k) CAN 구동회로

그림 3.15는 제어기 내의 보드간의 데이터 통신을 위하여 준비된 CAN 구동회로로써, TMS320F241에서의 단자 CANTX와 CANRX의 신호를 사용하여, CAN Bus에 적합한 신호로 변환하고 있다.

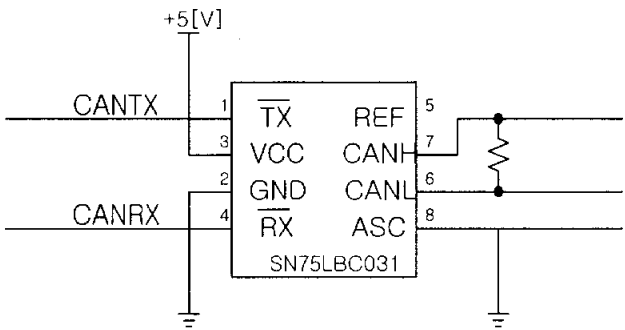


그림 3.15 CAN Bus drive circuit

3-2. AC/DC 컨버터 제어부의 소프트웨어 구성

3-2-1 기동 및 정지 시퀀스 제어

기동 및 정지 시퀀스제어의 타이밍다이아그램은 그림 3.16 와 같다. 그림에서 보는 것처럼 DISPLAY BOARD는 RS-485 통신을 통해 AC/DC 제어보드로 기동신호(Start)를 보낸다. AC/DC 제어보드는 이 기동신호로부터 AC/DC 컨버터를 기동시키기 위해 DC Link 커패시터 충전용 접촉기 MC2를 ON시킨다. MC2가 ON됨에 따라 MC2와 직렬로 연결된 충전저항 R_b 와 AC/DC컨버터의 역 병렬 다이오드를 통해 DC Link Capacitor가 충전된다. 충전전압이 충분히 전원의 전파정류전압의 피크값에 도달하도록 6sec간 지연시간을 가진 후, 주접촉기 MC1이 ON된다. 이로부터 0.6sec의 지연시간 후 MC2는 OFF되고, 동시에 AC/DC 컨버터의 IGBT가 PWM동작을 개시하며, DC Link 전압을 원하는 값(400V)로 제어하기 시작한다. DC Link 전압이 거의 400[V]가 확보되면 DISPLAY BOARD에서의 DC/DC 컨버터 ON지령에 의해 DC/DC 컨버터가 작동하며, 전체 시스템이 음극방식용 정류기로 작동한다.

음극방식용 정류기의 정지동작은 앞에서 설명한 기동동작과 거의 반대 순서이다. 먼저 DISPLAY BOARD에서 DC/DC 컨버터 OFF지령에 의해 DC/DC 컨버터가 OFF되며, 이어서 AC/DC 컨버터 Stop 지령에 의해 AC/DC 컨버터의 IGBT가 OFF됨에 따라 입력단 인덕터의 전류가 영으로 감소되며, IGBT가 OFF된 후 120msec 후에 주접촉기 MC1이 OFF됨에 따라 음극방식용 정류기는 전원으로부터 분리되며 정지하게 된다.

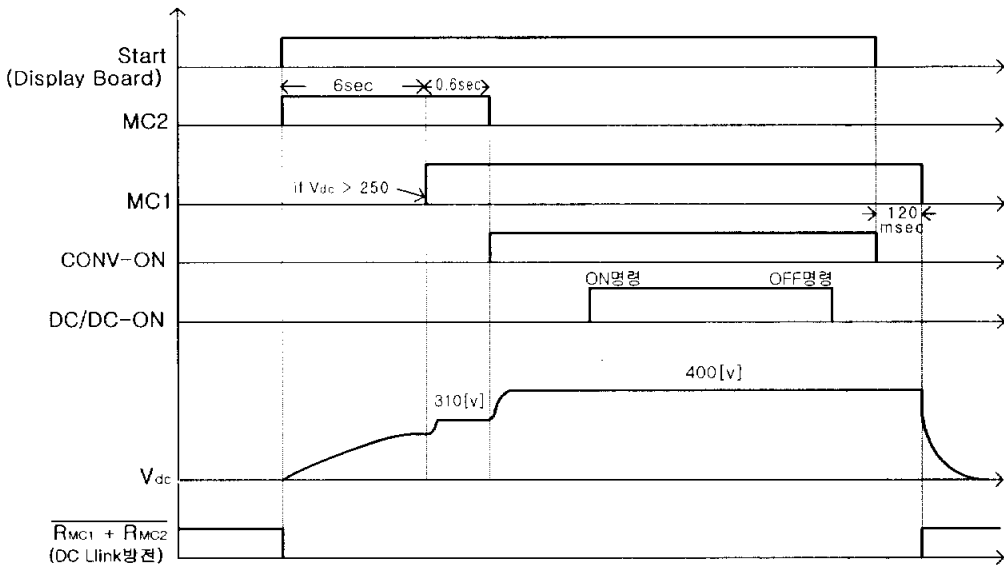


그림 3-16. 음극방식용 정류기의 기동/정지 시퀀스

3-2-2. DC Link 전압제어 및 전원 전류제어 블록다이어그램

본 과제에서 AC/DC 컨버터를 제어하기 위한 제어 블록다이어그램은 그림 3.17과 같다. 그림에서 보는 것처럼 AC/DC 컨버터 제어는 두 개의 Feedback 제어 루우프, 즉 전원전류 제어 루우프와 DC Link 전압 제어 루우프와 한 개의 Feedforward 제어루우프를 중심으로 구성되어 있다. 전원전류 제어 루우프는 Inner loop로서, 전류제어기, Modulation Index 연산기 ($V_{PB}/(V_{dc}/2)$), PWM Generator, AC/DC 컨버터, 전원 인덕턴스로 구성되어 있으며, 입력전원 전류가 입력전원 전압과 동상이 되도록 제어되고 있다. 이를 위해 전류 루우프의 전류 명령치 i_a^* 는, 검지된 입력전원 전압과 Outer loop인 DC Link 전압 루우프에서 계산된 전류크기 명령치와의 곱으로부터 계산된다. Outer loop인 DC Link 전압 제어 루우프는 전압제어기, Inner loop인 전류 제어 루우프, DC Link 커패시터로 구성되며, 이는 DC Link 전압을 일정한 값으로 제어한다.

3-2-3 소프트웨어 구조와 타이밍

소프트웨어 구성은 크게 보아 Sample Time에 따라 3개의 레벨, 즉 전류 제어 루프 연산부(그림 3.18), 전압제어 루프 연산부(그림 3.19), 모니터부(그림 3.20)로 되어있다. 가장 작은 Sample Time(100 μ sec)을 갖는 전류 제어 연산부는 그림 3.17 에서의 전원 전류 제어기를 계산하는 레벨로서 이 레벨에서는 전류 제어 루프 구성에서 핵심인 입력전압 및 전류 측정, 전류 명령치 계산, PI 전류 제어기, PWM Duty 연산 등을 포함하고 있다. 이 레벨의 프로그램의 flow chart는 그림 3.18과 같다.

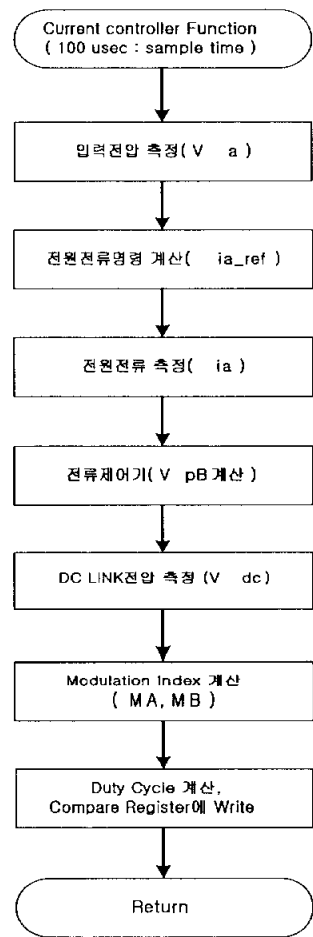


그림 3-18. 전류제어루프 연산부

전압 제어루프 연산부는 1.2msec의 sample time을 갖는 레벨로서, PI제어기로 된 DC Link 전압 제어 연산, Feedforward 제어를 위한 전원 전압 피크의 제공계산, 전류 크기 명령치 계산, delay count 연산, 입력전압 display 등을 연산하고 있다. 이 부분의 flow chart 는 다음과 같다.

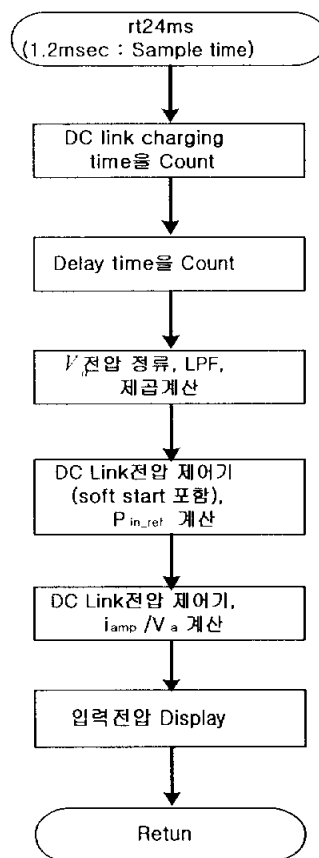


그림 3-19. 전압 제어루프 연산부

모니터부는 실행에 있어서 시간적으로 빠른 연산을 필요로 하지 않는 연산 혹은 출력 등을 다루고 있는 레벨로서 시스템 초기화, 기동 정지 시퀀스 제어, 수신데이터 확인 및 송신 데이터 준비, LED 디스플레이 등을 포함하고 있으며, 이 레벨의 flow chart는 그림 3.20와 같다.

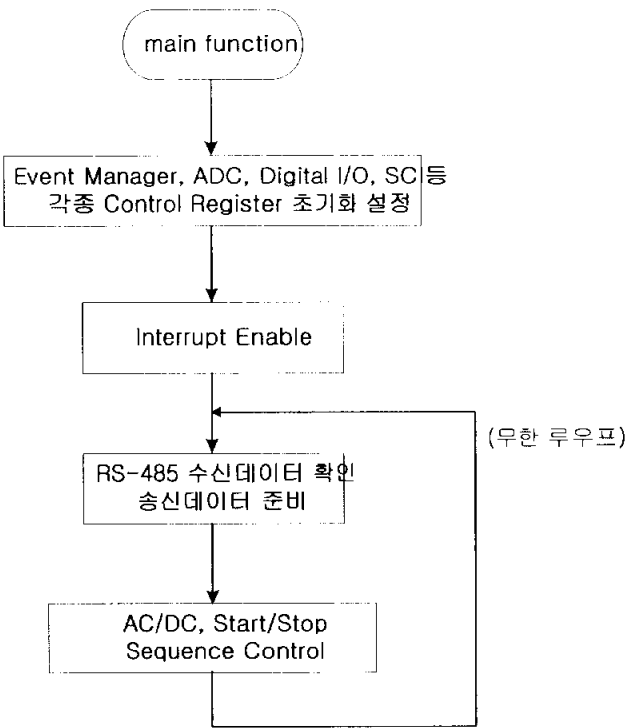


그림 3-20. AC/DC 컨버터 제어부의 Main function

위에서 설명한 레벨의 타이밍 다이어그램을 그리면 그림 3.21과 같으며, 이와 같은 타이밍 다이어그램을 확보하게 하는 제어 프로그램의 flow chart는 그림 3.22과 같다. 이 함수는 100usec마다 발생하는 Timer underflow interrupt에 의해 기동된다.

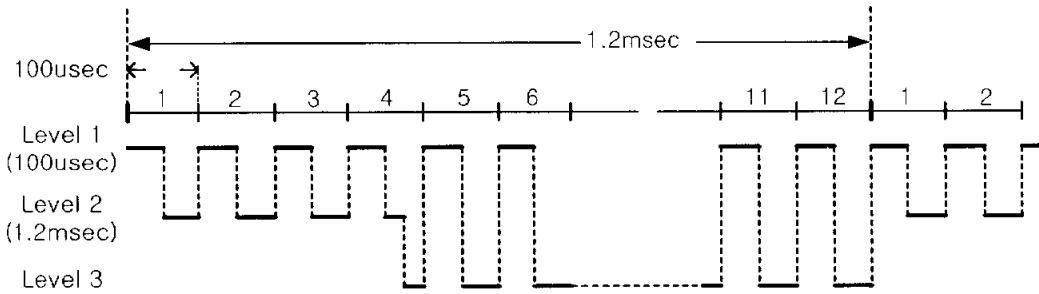


그림 3-21. AC/DC 컨버터 제어 소프트웨어의 타이밍다이아그램

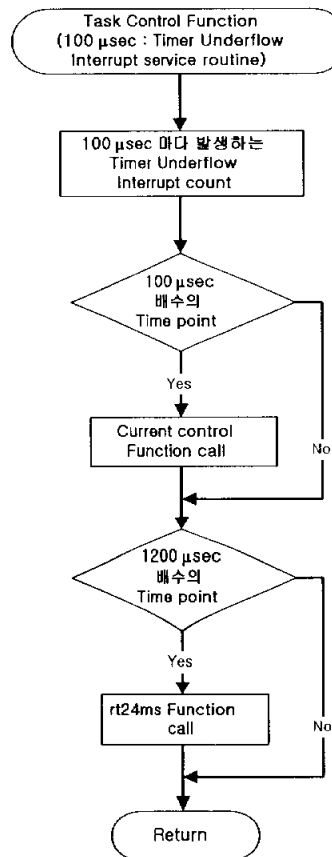


그림 3-22. Task Control function의 flow chart

3-2-4. AC/DC 컨버터에서의 각 신호의 변환비

각 입력신호의 디지털 변환비를 표 3.2에 정리하였다.

표3.2 AC/DC 컨버터에서의 각 신호의 변환

DC LINK전압 (V_{DC}) 변환	최대측정전압값	500[V]	0[V]	
	ADC 입력값	5[V]	0[V]	
	Digital value	512	0	
	전압변환비(KRVLT) = $\frac{512}{500V} = 1.024$			
전원전압 (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) = $\frac{1024}{1000V} = 1.024$			
전류변환 (i_a) 변환	최대측정 전류값	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) = $\frac{2048}{14000W} = 0.146285$			

3-3. DC/DC 컨버터 제어부의 소프트웨어 구성

3-3-1. DC Link 전압제어 및 전원 전류제어 블록다이어그램

본 과제에서 DC/DC 컨버터를 제어하기 위한 제어 블록다이어그램은 그림 3.23와 같다. 그림에서 보는 것처럼 DC/DC 컨버터는 두개의 제어모드 즉 Auto mode와 Manual mode로 구성되어 있다. Auto mode는 금속 구조물에서 일정거리 떨어진 위치에 설치한 방전전위 측정 센서로부터 측정된 방식전위 값을 규정한 값으로 유지하도록 DC/DC 컨버터를 PWM 제어하는 모드이며, Manual mode는 DC/DC 컨버터의 출력전압을 직접 제어하는 모드이다. 그림에서 보는 것처럼 PI 제어기를 사용하여 Auto mode에서의 방식전압과 Manual mode에서의 컨버터 출력전압을 제어하고 있다.

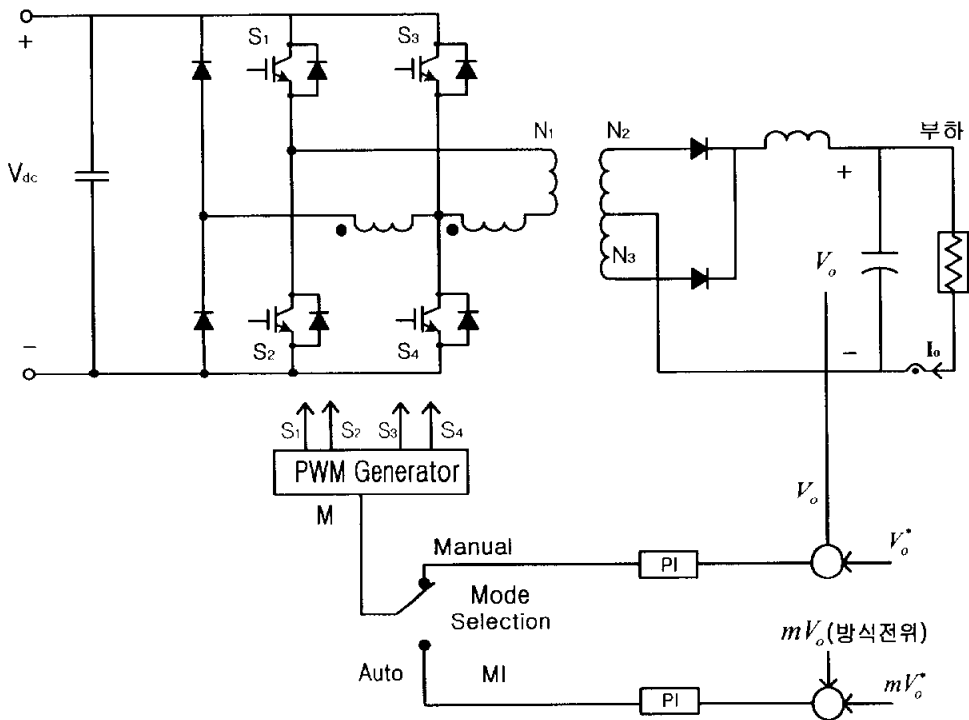


그림 3-23. DC/DC 컨버터 제어블록다이어그램

3-3-2 소프트웨어 구조와 타이밍

소프트웨어 구성은 크게 보아 Sample Time에 따라 2개의 레벨, 즉 방식전압/출력전압 제어 루프 연산부(그림 3.24, Level 1), 모니터부(그림 3.25, Level 2)로 되어있다. Level 1은 Sample Time이 80 μ sec인 제어 연산부이다. 이 레벨에서는 방식전압/출력전압 제어를 위해 Delay Time count 연산, Vo/Io 측정, PI 제어기, Duty cycle 연산 등을 포함하고 있다. 이 레벨의 프로그램의 flow chart는 그림 3.24 과 같다.

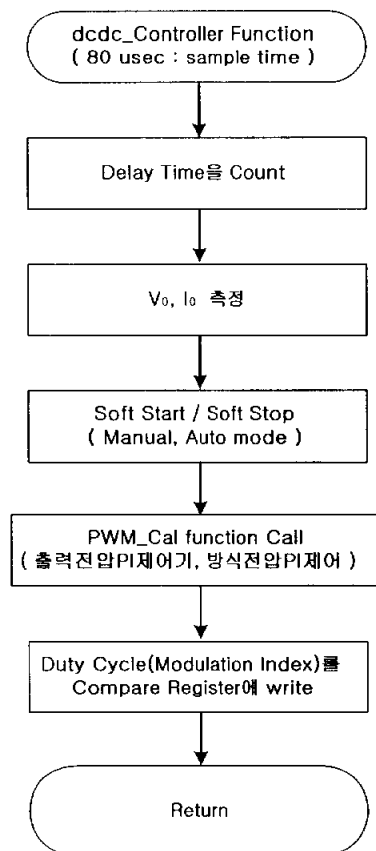


그림 3-24. 방식전압/출력전압 제어루프연산부

모니터부는 실행에 있어서 시간적으로 빠른 연산을 필요로 하지 않는 연산 혹은 출력 등을 다루고 있는 레벨로서 시스템 초기화, 기동 정지 시퀀스 제어, 수신데이터 확인 및 송신 데이터 준비, LED 디스플레이 등을 포함하고 있으며, 이 레벨의 flow chart는 그림 3.25과 같다.

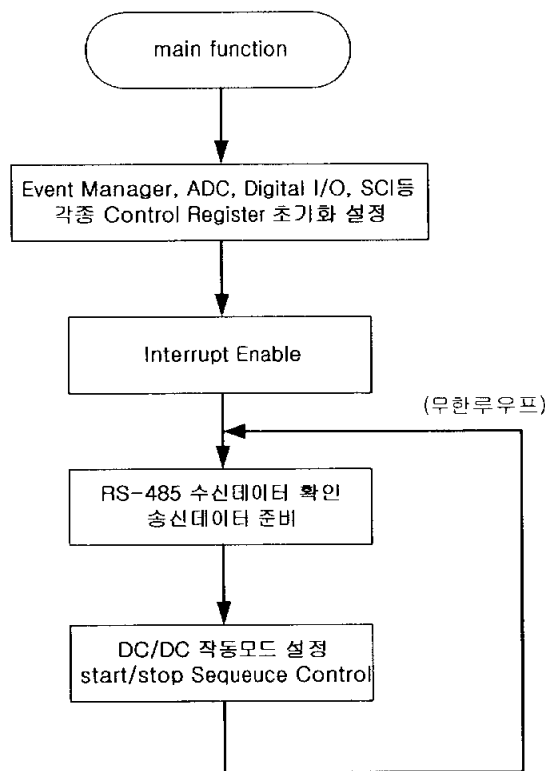


그림 3-25. DC/DC 컨버터 제어부의 Main function

위에서 설명한 레벨의 타이밍 다이어그램을 그리면 그림 3.26과 같으며, 이와 같은 타이밍 다이어그램을 확보하게 하는 제어 프로그램의 flow chart는 그림 3.27과 같다. 이 함수는 40usec마다 발생하는 Timer underflow interrupt의 2배인 80usec에 의해 기동된다.

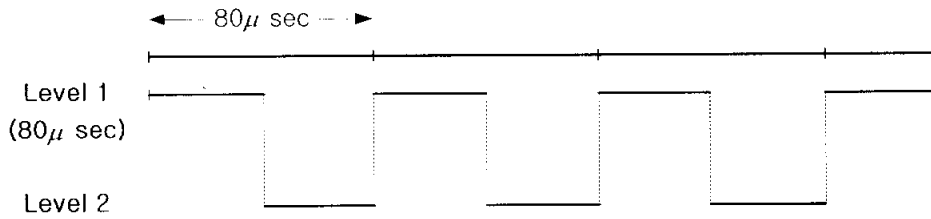


그림 3-26. DC/DC 컨버터 제어소프트웨어의 타이밍 다이어그램

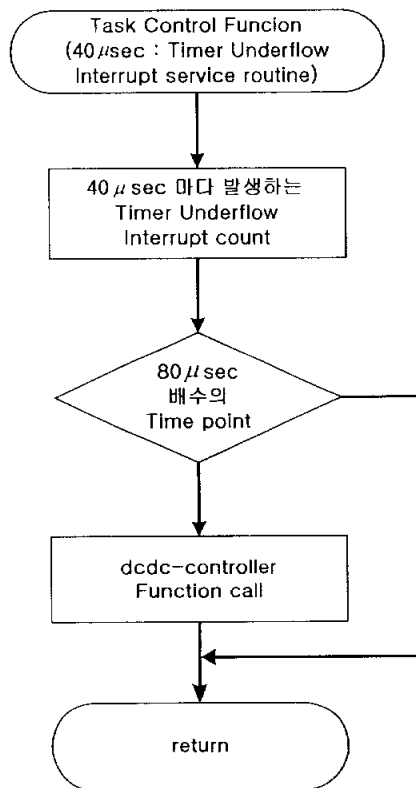


그림 3-27. DC/DC 컨버터 제어부의 Task Control function

3-3-3. DC/DC 컨버터에서의 각 신호의 변환비

표3.3 DC/DC 컨버터에서의 각 신호의 변환

DC 출력전압 (V_o) 변환	최대측정전압값	50[V]	0[V]	
	ADC 입력값	5[V]	0[V]	
	Digital value	1024	0	
	전압변환비(KDCV) = $\frac{1024}{50V} = 20.48$			
DC 출력전류 (I_o)변환	최대측정전류값	200[A]	0[A]	
	ADC 입력값	5[V]	0[V]	
	Digital value	1024	0	
	전압변환비(KDCA) = $\frac{1024}{200A} = 5.12$			
방식전위 (mV_{CP})변환	최대측정전압값	10000[mV]	0[A]	-10000[mV]
	ADC 입력값	10[V]	0[V]	-10[V]
	Digital value	32767	0	-32768
	전류변환비(KMVCP) = $\frac{65536}{20000mV} = 3.2768$			

4. 실험 결과

4-1. AC/DC 컨버터

AC/DC 컨버터의 상세회로는 그림과 같다. 그림에서의 AC/DC 컨버터의 주전력 반도체 소자는 1 pole로 된 Module로서 세미크론사의 SKM300GB1247 이며, IGBT의 정격전류와 정격전압은 각각 300A, 1200V 이다. 입력단 인덕터의 정격은 500 μ H, 90A 이며, 출력단 커패시터의 정격은 6800 μ F, 450WV이다. 상세한 부품리스트는 그림 4-8과 같다.

그림 4-1은 무부하에서의 입력전원전류 (i_a)와 전원전압 파형 (V_a)을 보이고 있다. 그림에서 보는 것처럼 무부하시에는 전원전류의 기본파성분은 영이며, 스위칭에 의한 스위칭 주파수의 리플성분만 존재하는 것을 볼 수 있다.

그림 4-2와 그림 4-3은 각각 6.8kW와 13.5kW의 부하에서의 입력전류 (i_a)와 전원전압 (V_a)를 보이고 있다. 전류파형이 그림에서 보는 것처럼 전원전압과 동상이며, 같은 형태의 파형으로 AC/DC 컨버터가 정확히 제어되고 있음을 볼 수 있다.

그림 4-4는 기동시의 DC Link 전압 V_{dc} 를 보이고 있다. 그림에서 보는 것처럼, Freewheeling diode에 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 4-5는 3kW의 DC/DC Converter 부하의 인가와 차단시 DC Link 전압의 변동을 보이고 있다. 그림에서 보는 것처럼 부하의 변동에 대해 전체 제어 루우프가 잘 동작되고 있음을 볼 수 있다.

그림 4-6은 AC/DC 컨버터의 효율을 보이고 있다. 측정한 결과에서처럼 97~98%의 효율을 나타내고 있으며, 이는 기존의 Thyristor 위상제어정류기 방식에서의 효율 60%보다 많이 개선되었음을 볼 수 있다.

그림 4-7은 AC/DC 컨버터에서의 역율을 보이고 있다. 측정한 결과에서처럼 거의 1에 가까운 역율을 나타내고 있으며 이는 기존의 Thyristor 위상제어정류기 방식에서의 역율 90%이하보다 현저히 개선되었음을 볼 수 있다.

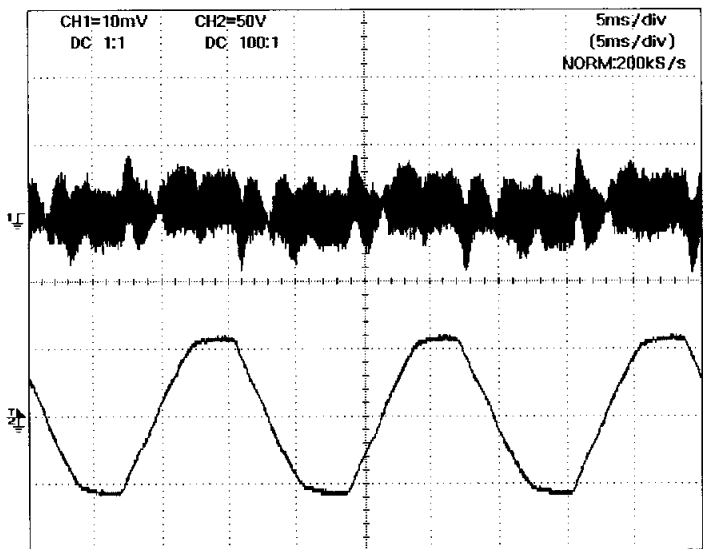


그림 4-1. 무부하에서의 입력전원전류(위파형)[20A/div]과
입력전원전압(아래파형)[250V/div], Vdc=400[V]

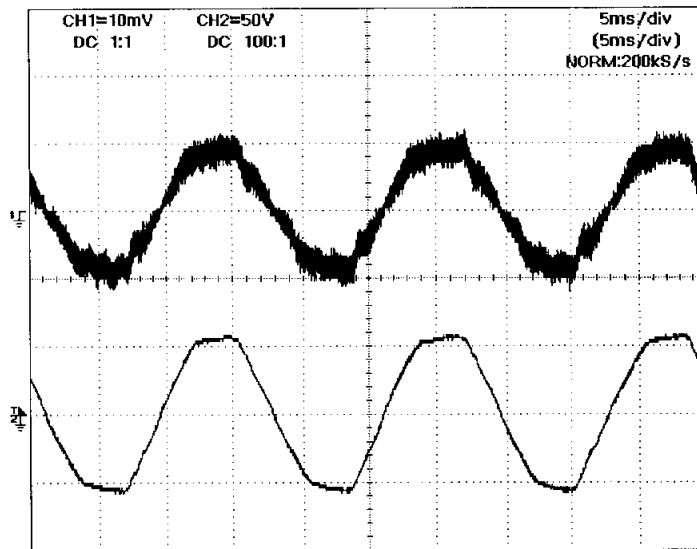


그림 4-2. 6.8kW의 부하에서 입력전원전류(윗파형)[50A/div]과
입력전원전압(아래 파형)[250V/div], $V_{dc}=400[V]$

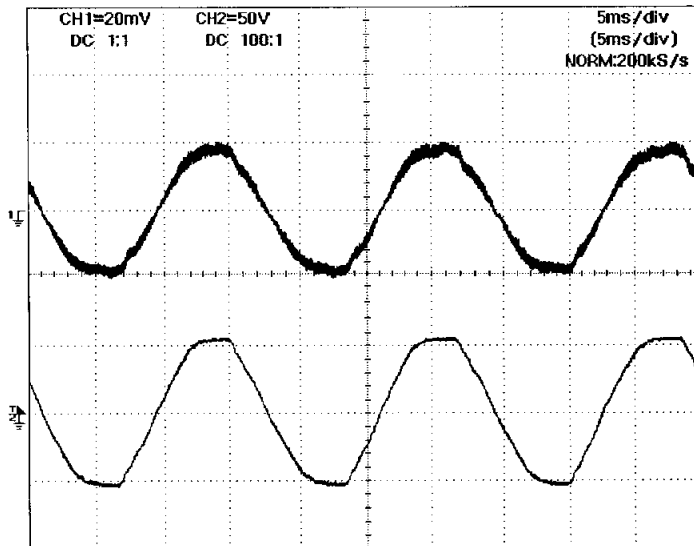


그림 4-3. 13.5kW의 부하에서 입력전원전류(윗파형)[100A/div]과
입력전원전압(아래 파형)[250V/div], $V_{dc}=400[V]$

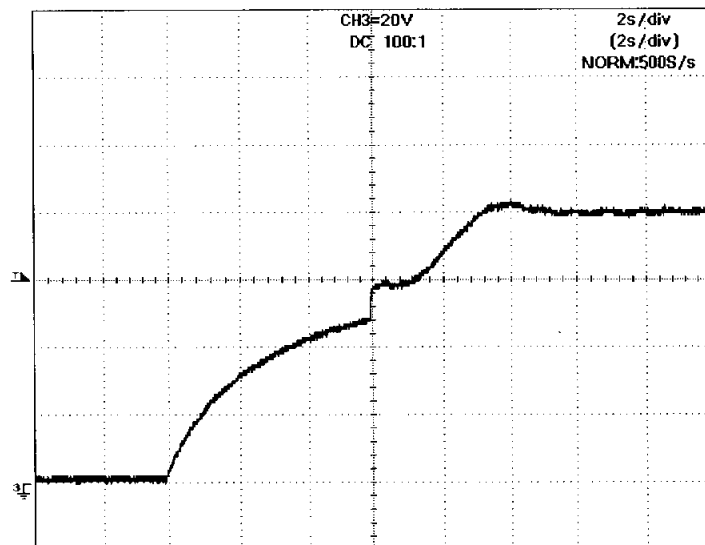


그림 4-4. 기동시 DC Link 전압파형[100V/div]

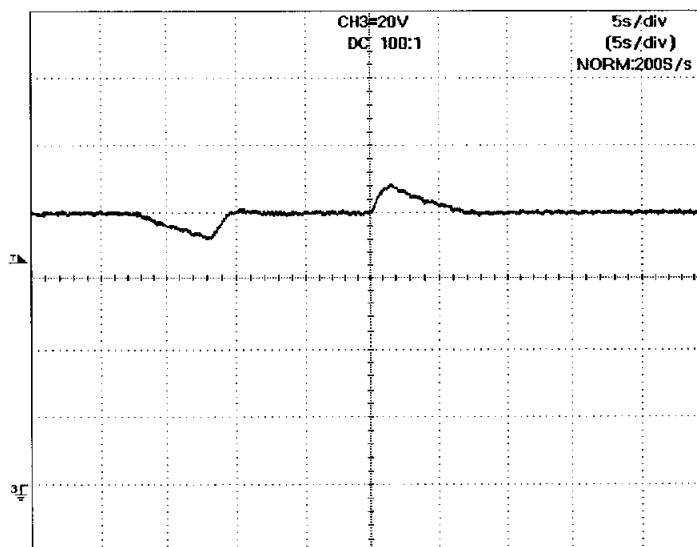


그림 4-5. 3kW의 DC/DC 컨버터의 연결과 차단시
DC Link 전압파형[100V/div]

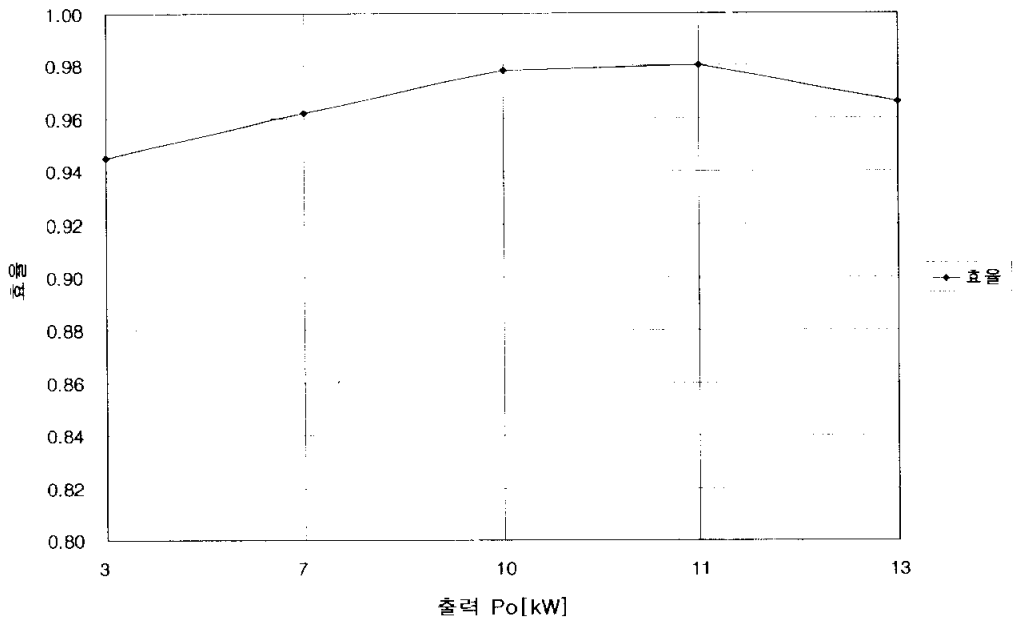


그림 4-6. 부하변동에 대한 AC/DC 컨버터의 측정 효율

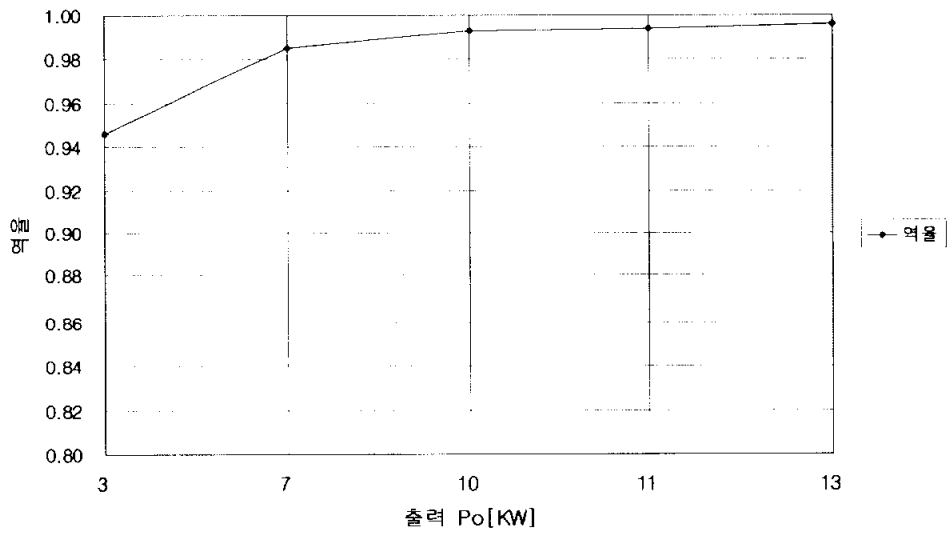


그림 4-7. 부하변동에 대한 AC/DC 컨버터의 측정 효율

4-2. DC/DC 컨버터

그림 1의 전체 시스템 구성도에서 PWM 컨버터 출력전압은 400VDC로 제어된다. ZVZCS로 동작하는 DC/DC 컨버터는 주 스위치(S1-S4)가 25kHz로 스위칭하여 출력직류전류는 50kHz의 리플성분을 갖는다. DC/DC 컨버터를 정격 출력 3kW(30V, 100A) 조건에서 동작시키면서 각 부분의 동작 파형을 살펴보면 다음과 같다.

그림 4-8는 변압기 1차측 전압과 전류 파형을 나타낸다.

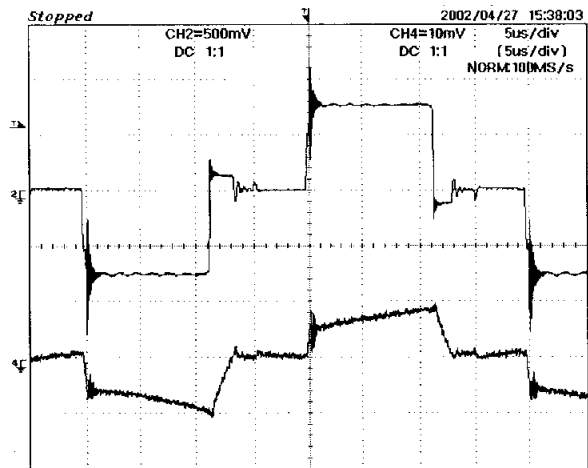


그림 4-8. 변압기 1차측 전압과 전류 파형(200V/div, 20A/div)

전압 파형에서 전압이 300V에서 0V로 하강하는 시점에서 보면 1.5us동안 -70V 정도를 유지한 후 0V로 되는데, 이는 보조 변압기에 의해 전류를 리셋하는 과정에서 나타나는 현상이며 그림 4-9에 보인 보조 변압기 1차측 전압을 보면 명확히 알 수 있다.

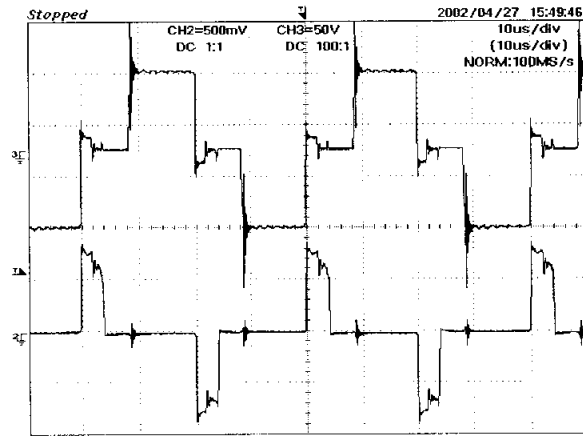


그림 4-9. 변압기 1차측 전압과
보조 변압기 1차측 전압(200V/div, 50V/div)

그림 4-10은 그림 4-9에서 변압기 1차측 전류가 상승하기 시작하는 시점을 시간축으로 확대한 것이다. 그림 4-11에서 DC/DC 컨버터의 스위치들은 영 전류 조건에서 턴온 됨을 알 수 있다.

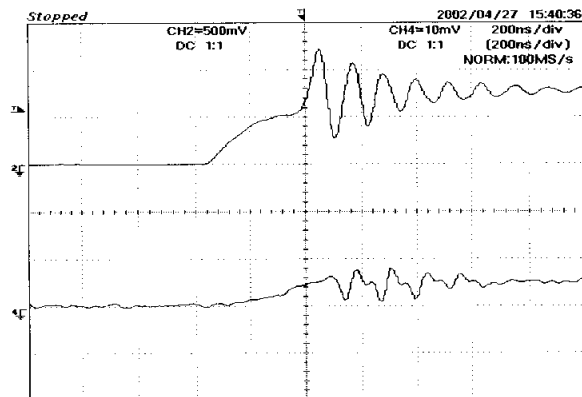


그림 4-10. 변압기 1차측 전압과
전류 파형(200V/div, 20A/div)

그림 4-11은 변압기 2차측 다이오드 정류기 출력전압과 다이오드 전류를 나타낸다. 또한 그림 4-12은 다이오드 정류기 출력전압과 출력전류 파형을 나타낸다.



그림 4-11. 변압기 2차측 다이오드정류기
출력전압과 다이오드전류 파형(50V/div, 50A/div)

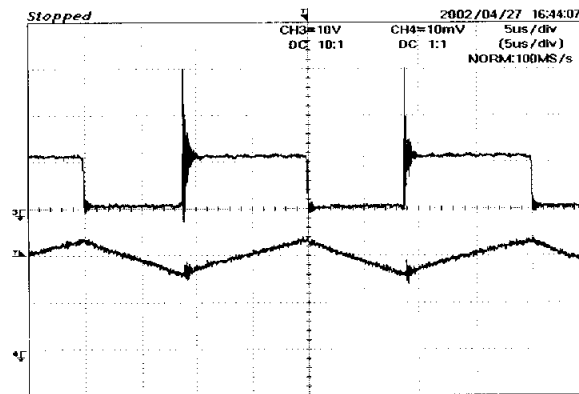


그림 4-12. 변압기 2차측 다이오드정류기
출력전압과 출력전류 파형(50V/div,50A/div)

1kW, 2kW, 3kW로 부하를 변동하면서 DC/DC 컨버터의 효율을 측정한 결과 각각, 90.9%, 91.3%, 92.4%가 되어 저전압 대전류임에도 불구하고 높은 효율을 얻을 수 있었다.

5. 결론

본 과제를 통해 금속 구조물 음극 방식용 고성능 스위칭 정류기를 개발하였다. 개발된 정류기 회로는 크게 두 부분, 즉 1대로 구성된 AC/DC 컨버터부와 4대로 구성된 Module Type DC/DC 컨버터부로 되어 있다. AC/DC 컨버터는 IGBT PWM Rectifier로서 입력전압의 역률을 거의 1로 제어하고 있으며 또한 DC Link 전압을 일정하게 제어하고 있다.

Module Type DC/DC 컨버터는 ZCS/ZVS 스위칭 동작을 통하여 스위칭 손실 감소와 함께 고주파 동작을 가능하게 하여, 입력측과 출력측의 전기적 절연을 위한 변압기로 고주파 변압기를 사용할 수 있게 하였다. 이로 인해 시스템의 부피와 무게를 현저히 감소시켰다.

본 과제에서 개발한 방식용 정류기 기술은 다른 유사 분야에의 적용도 가능한 것으로 사료된다.

6. 참고문헌

- [1] 이의호, 이학렬, 황운석, 김광근, 부식과 방식의 원리, 도서출판 동화기술, 1999년 4월.
- [2] N. Mohan, T. M. Undeland and W. P. Robbins, Power Electronics - Converters, Applications, and Design, 2nd Edition, Wiley, 1995.
- [3] 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 Proc.-Electric Power Applications, vol. 147, no. 2, pp. 146-152, Mar. 2000.
- [4] 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, pp. 746-752, Nov. 1995.
- [5] Prasad N. Enjeti and R. Martinez, "A High Performance Single Phase AC to DC rectifier with Input Power Factor Correction," IEEE APEC, pp. 190-195, 1993.
- [6] S.-J. Jeon and G. -H Cho, "A Zero-Voltage and Zero-Current Switching Full Bridge DC-DC Converter with Transformer Isolation," IEEE Trans. Pow. Elec., vol. 16, no. 5, pp. 573-580, Sep. 2001.
- [7] J. G. Cho, J. A. Sabate, G. Hua and F. C. Lee, "Zero-Voltage and Zero-Current-Switching Full Bridge PWM Converter for High-Power Applications," IEEE Trans. Pow. Elec., vol. 11, no. 4, pp. 622-627, July. 1996.

- [8] I.-D. Kim, E.C. Nho and G.H. Cho, "Novel Constant Frequency PWM DC/DC Converter with Zero Voltage Switching for Both Primary Switches and Secondary Rectifying Diodes," IEEE Trans. on Ind. Elec., Vol. 39, No. 5, Oct. 1992, pp.444-452.
- [9] F. A. Huliehel, F. C. Lee, and B. H. Cho, "Small-Signal Modelling of the Single-Phase Boost High Power Factor Converter with Constant Frequency Control," IEEE PESC, pp.475-482, July 1992.
- [10] L. Dixon, "Average Current mode Control of switching power supplies," Unitrode Integrated Circuits Product and Applications Handbook, pp10.398-10.411, 1995-1996.