

工學碩士 學位論文

전자가속기용 고정밀 직류전원
공급기에 관한연구

**A Study on the High Precision DC Power Supply for Electron
Accelerators**

指導教授 金 潤 植

2006 年 2 月

韓國海洋大學校 大學院

電氣電子工學科

河 起 萬

本論文을 河起萬의 工學碩士學位論文으로 認准함

委員長：工學博士 金 潤 植 ㉠

委 員：工學博士 李 成 根 ㉠

委 員：工學博士 吉 暻 碩 ㉠

2006 年 2 月

韓 國 海 洋 大 學 校 大 學 院

電 氣 電 子 工 學 科

河 起 萬

목 차

1. 서론	1
1.1 연구의 목적 및 배경	1
1.2 연구의 구성 및 내용	4
2. 방사광가속기를 위한 전원공급기에 관한 동향 분석	7
2.1 조사 배경	7
2.2 타연구소 전원장치 현황	7
2.3 비교분석	13
3. 하드웨어 설계 및 해석	15
3.1 Buck 컨버터의 구조 및 설계	15
3.2 Full-bridge 컨버터의 구조 및 설계	21
3.3 디지털 제어기	38
4. 실험 및 평가	60
5. 결론 및 향후 연구방향	72
참고 문헌	74

그림 목 차

Figure 1.1: Typical Storage Ring Cell Arrangement of No. 1 -----	6
Figure 2.1: Basic configuration of a 24bit DAC -----	11
Figure 2.2: Configuration of a Digital controlled PS -----	12
Figure 3.1: Single-phase buck converter -----	16
Figure 3.2: Bi-phase buck converter -----	18
Figure 3.3: Proposed multi-phase buck converter -----	20
Figure 3.4: Block Diagram for the PLS Correction Power Supply -----	23
Figure 3.5: 3-phase rectifier's voltage -----	25
Figure 3.6: Simulation results of input filters -----	27
Figure 3.7: Output filter -----	29
Figure 3.8: Digital PWM patten generation -----	31
Figure 3.9: IGBT driver circuit -----	33
Figure 3.10: IGBT on/off switching loss -----	34
Figure 3.11: Danfysik DCCT layout -----	35
Figure 3.12: DCCT and burden register interface for load current measurement ----	36
Figure 3.13: Voltage divides circuit -----	37
Figure 3.14: Digital control boards -----	38
Figure 3.15: Configuration of the Digital Controlled Power Supply -----	39

Figure 3.16: Block diagrams of DSP and FPGA Control Card -----	40
Figure 3.17: Block of the Digital Controller Functions -----	41
Figure 3.18: Block diagram of AD and DA card -----	42
Figure 3.19: 16bit ADC (CS5101A) block diagram -----	43
Figure 3.20: DSP&FPGA Card internal firmware organization -----	44
Figure 3.21: System startup sequence -----	45
Figure 3.22: Diagram of the device state -----	46
Figure 3.23: Simulink block diagram of the digital controller -----	49
Figure 3.24: PI control block diagram for the PS -----	50
Figure 3.25: Block diagram of the PI controller -----	51
Figure 3.26: Anti-windup control example using Simulink -----	54
Figure 3.27: Block diagram of the voltage feed forward -----	55
Figure 3.28: Low pass filter for load current measurement -----	55
Figure 3.29: Four point averaging filter -----	56
Figure 3.30: Error calculator -----	57
Figure 3.31: Step response -----	58
Figure 3.32: Load resistance calculation -----	59

Figure 4.1: Completed production of the PS	61
Figure 4.2: IGBT gate and output waveform	64
Figure 4.3: Current output step response test	65
Figure 4.4: Short-term stability @ 90 A, 100 uA/Div	66
Figure 4.5: Current output long-term stability	67
Figure 4.6: ADC cards temperature variation	68
Figure 4.7: Filter output frequency response	69
Figure 4.8: Output current step response	70
Figure 4.9: Data reading of set and output values	71

표 목 차

Table: 1.1 Specifications of Magnet Power Supplies for PLS storage ring -----	5
Table 2.1: Storage ring magnet power suppliers for ALS -----	8
Table 2.2: Summary of correction magnet power supplies for the APS machine ----	9
Table 2.3: SPEAR-3 DC Magnet Intermediate Power Supply -----	10
Table 2.4: PS families for the synchrotron light source -----	12
Table 2.5: Diamond power converter parameters -----	13
Table 2.6: Composition of performance for correction power supplies -----	14
Table 3.1: New corrector PS specifications -----	21
Table 3.2: Control loop vs. PWM frequency -----	32
Table 3.3: ULTRASTAB 867-200I Specification -----	35
Table 3.4: Firmware device statuses -----	47
Table 4.1: Instruments list for measurement -----	62
Table 4.2: Measurement of set and output current -----	62

A Study on the High Precision DC Power Supply for Electron Accelerators

Ha Ki Man

Department of Electrical and Electronics Engineering

The Graduate School of Korea Maritime University

Busan, Republic of Korea

Abstract

As the beam-line users require more stringent beam stability for the advanced synchrotron experiments, fully digital controlled 20-bit magnet power supplies have been developed and successfully tested for closed orbit correction of Pohang Light Source (PLS). The new digital power supply has used fiber optics for 25 kHz switching of IGBT drivers, and implemented

DSP, ADC, Interlock, DCCT cards in a compact 3U-sized 19" chassis.

Input-output low-pass filters suppress harmonics of 60 Hz line frequency and switching frequency noise effectively. Overall performance of the power supplies has demonstrated ± 2 ppm short-term stability (< 1 min) and ± 15 ppm long-term stability (< 12 hours). All the existing 12-bit 70 power supplies for vertical correction magnets replaced with new digital power supplies during 2005 summer shutdown period.

In this paper, describe the hardware structure and control method of the digital power supply test results were shown.

1. 서 론

1.1 연구의 배경 및 목적

최근 3세대 방사광가속기 (Synchrotron Radiation Facility)를 비롯하여 4세대 가속장치 FEL (Free Electron Laser) 그리고 양성자가속기 (Proton Radiation Source) 등의 성능향상과 새로운 장치 개발에 대한 연구가 나날이 활발해 지고 있다. 포항방사광가속기 (PLS)에서도 2005년 3세대 가속장치가 이미 안정화 단계에 들었으며 24기의 빔라인이 완공되었고 4기의 빔라인이 건설중에 있다. 특히 3세대 가속기의 대표적인 장치인 삽입장치가 4기나 설치 운전되고 있다. 그리고 새로운 연구를 위해 4세대 가속장치의 설계 및 연구가 활발히 진행되고 있다. 가속장치 운전을 위해 저장링과 선형가속기에는 수십 ~ 수백 대의 전자석 전원공급기가 설치되어 가동되고 있다. 각 전자석 전원공급기는 고정도 (수 ppm ~ 수십 ppm)의 직류전류 안정도를 필요로 하며 수 와트에서 1 메가와트 용량을 필요로 한다. 포항방사광가속기 저장링에 사용되는 전자석전원공급기를 종류별로 살펴보면 표 1.1과 같이 구분할 수 있다. 그리고 저장링에 설치되어 있는 전자석의 위치와 종류는 대략 그림 1.1에서와 같다 (저장링의 둘레는 280 m인데 12개의 구역로 나누어져 있으며 그림 1.1에서는 12구역중 1나의 구역만 표현함). 이처럼 다양한 종류의 전자석전원공급기는 저장링을 회전하는 전자빔의 에너지, 튠 그리고 궤도에 큰 영향을 미치게 된다. 그러므로 전자석전원공급기의 고정도 안정성을 확보하는 것은 가속기의 성능을 좌우하는데 매우

중요하다고 할 수 있다. 이미 유럽과 선진국에서는 전원공급기에 대한 기술 개발과 연구를 활발히 이루어져 기존의 아날로그 전류제어 방식에서는 전류분해능을 19-bit 이상으로 구현하였고^[1~2], 디지털 제어기를 기반으로하여 20-bit 이상의 전류제어가 가능한 전원공급기를 개발하여 가속장치에 적용하여 매우 성공적인 빔 운전 결과를 내고 있다^[3]. 산업계에서도 디지털 하드웨어와 소프트웨어가 급속하게 발전됨에 따라 전세계적으로 디지털기술을 채택한 전원공급기의 시장은 계속 증가 추세이며 2007년에는 277%로 성장한다고 보고되고 있다^[16].

이러한 디지털 기술의 발전 추세와 더불어 포항방사광가속기 연구소에서도 빔 사용자들의 요구를 만족시키기 위해 저장링 빔궤도교정전자석을 모델로 하여 새로운 디지털 직류전원공급기를 개발 및 연구하였다.

저장링의 빔궤도교정용 전원공급기는 1994년 준공 이후 현재까지 빔운전에 적용되고 있다. 삼입장치 빔라인 증설과 함께 빔 이용자들의 안정된 빔 공급에 대한 요구가 높아지고 있으며 이를 위하여 운전중 빔궤도궤환제어가 필수적이다. 초기 (1994) 빔궤도교정용 전자석전원공급기의 출력전류 제어는 고전적인 히스테리시스 전류제어 기법과 삼각파비교 방식을 제어기로 채택하여 개발 되었다. 당시 이들 빔궤도교정용 전원공급기는 저장링의 전자빔을 빔라인으로 공급하기 전 빔궤도의 교정용으로만 사용하였으며 빔궤도궤환용으로 사용하지 않았다. 빔궤도궤환을 구현하기 위해 기존 전원공급기의 문제점으로는 첫 번째로 전류제어 분해능이 12-bit 혹은 16-bit로 되어 비트당 전류의 변화량이 커서 빔궤도 변화를 많이 주기 때문이다. 두 번째로 전류검출기의 특성이 0.1 %

이기 때문에 고정도의 출력전류를 검출하기에 성능이 부족하였다. 세 번째로 출력측에 필터를 사용하지 않았기 때문에 스위칭에 의한 고조파가 마그네트 필드에 그대로 유입되어 전자빔이 왜곡되는 현상을 유발하였다. 그리고 저장링 삼입장치 빔라인이 증설됨에 따라 삼입장치의 갭 변화에 따른 빔궤도의 변화, 시간이 지남에 따라 생기는 궤도 드리프트로 인하여 빔라인 이용자들로부터 외부 요건에 관계 없이 저장링 빔궤도 안정화에 대한 요구가 지속되고 있다. 3세대 저장링에서 빔궤도를 원하는 위치에 고정시키기 위해서 빔궤도 조정용 전자석전원공급기는 고신뢰성, 높은 안정성이 확보 되어야 한다. 특히 빔궤도궤환제어를 위하여 고정도 전류 분해능, 재현성 그리고 짧은 시간과 긴 기간의 전류안정도가 중요하다. 이에 따라 새로운 형태의 저장링 빔궤도 조정을 위한 전원공급기의 도입이 요구되었다.

저장링에 운전되고 있는 기존의 하드웨어 문제점을 해결하고 또 빔 안정화와 빔궤도궤환제어를 위하여 저장링의 수직 빔궤도 조정용 전원공급기를 스위치모드 전력변환 기술과 디지털제어 기술을 이용하여 고성능의 전원공급기 개발을 완료하였다. 개발된 양방향전자석 전원공급기는 완전한 디지털제어 기술을 사용하여 성능은 출력전압 ± 11 V, 출력전류 ± 110 A 이고 전류 분해능이 1 ppm 이고, 단시간 안정도가 ± 2 ppm 이하 그리고 장기간 안정도는 ± 15 ppm 정도로 안정된 전원공급기를 개발 하였다.

1.2 연구의 구성 및 내용

2 장에서는 포항가속기연구소 저장링에 사용되는 전자석전원공급기의 개발 및 연구를 위해 세계 여러 연구소에서 사용하고 있는 전원공급기의 하드웨어 구조와 성능에 관하여 자료조사와 비교분석을 하였다.

3 장에서는 제안된 디지털전원공급기를 개발하기 위해 3가지 형태의 강압 컨버터와 (Single, Bi-phase, Multi-phase), full-bridge 컨버터 구조의 하드웨어 구성을 제안하여 특성에 대하여 논 하였다. 그리고 전원공급기를 구성하는 주변 하드웨어의 특성과 디지털제어기의 제어루프에 대해 논 하였다.

4 장에서는 제안된 디지털 전원공급기를 제작한 후 실험을 통해 중요한 성능을 측정 하였다.

5 장에서는 전원공급기에 대한 결론을 유도하였으며 마지막으로 향후 더 필요한 연구방향에 대해 논하였다.

Table: 1.1 Specifications of the Magnet Power Supplies for the PLS storage ring

P S	N o	DC Output		Ripple	Stability	Linearity
		I[A]	V[V]	$\Delta I/I_{max}$ (%)		
BD	1	850	643	± 0.05	± 0.005	± 0.02
Q1	12	137.32	83.9	± 0.05	± 0.005	± 0.02
Q2	12	137.32	133.5	± 0.05	± 0.005	± 0.02
Q3	12	137.32	101.4	± 0.05	± 0.005	± 0.02
Q4	1	600	326.2	± 0.05	± 0.005	± 0.02
Q5	1	600	421.7	± 0.05	± 0.005	± 0.02
Q6	1	600	268	± 0.05	± 0.005	± 0.02
SF	1	198	179.8	± 0.5	± 0.05	± 0.2
SD	1	198	179.8	± 0.5	± 0.05	± 0.2
SQ	4	± 17	± 55.5	± 0.5	± 0.05	± 0.2
CH	70	± 45	± 21.0	± 0.5	± 0.05	± 0.2
CV	70	± 110	± 21.0	± 0.01	± 0.001	± 0.002
SCH	12	± 16	± 55.5	± 0.5	± 0.05	± 0.2
SCV	12	± 12	± 55.5	± 0.5	± 0.05	± 0.2
BT	4	± 10	± 31.1	± 0.5	± 0.05	± 0.2
ST	1	200	49	± 0.5	± 0.05	± 0.1
SV	6	± 5	10	± 0.2	± 0.02	± 0.1

BD: Bending, Unipolar

Q#: Quadruples, Unipolar

SF, SD: Sextupole, Unipolar

SQ: Skew quadruple, Bipolar

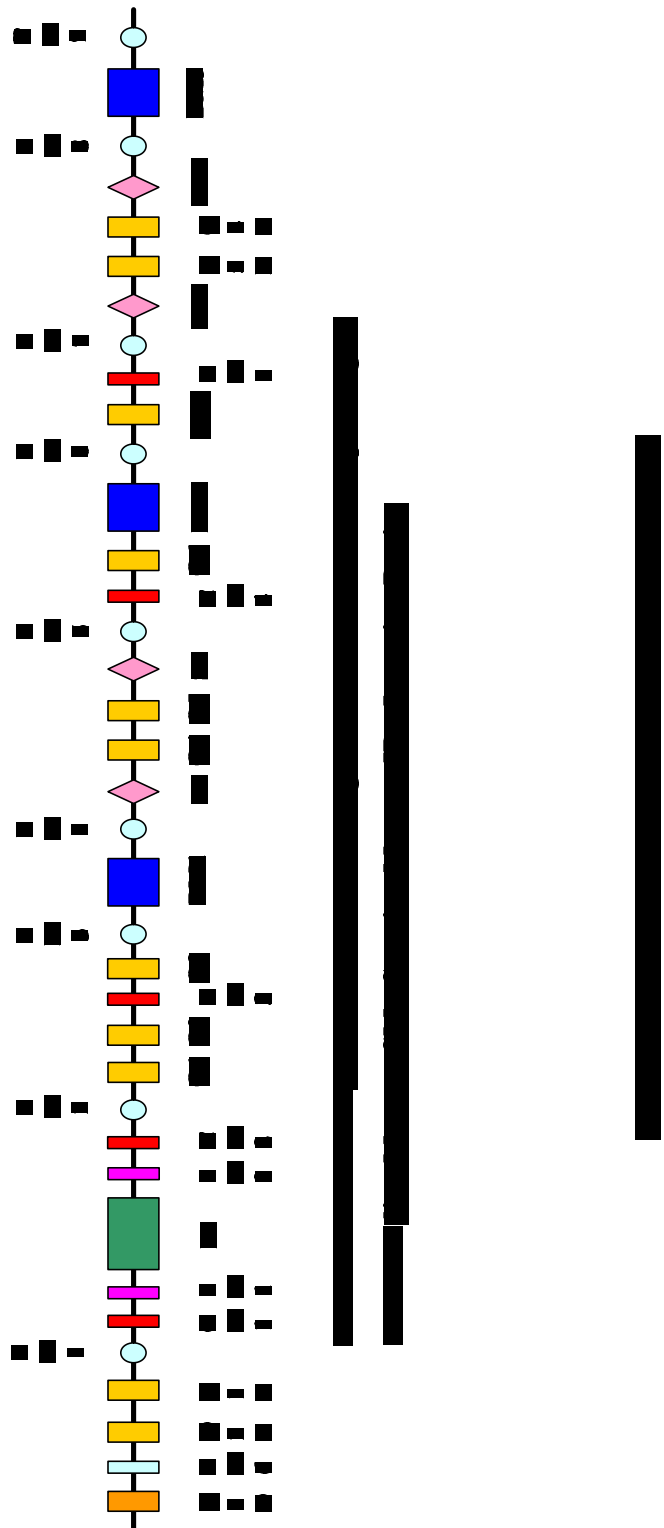
CH, CV: Horizontal and vertical corrector, Bipolar

SCH, SCV: Sextupole horizontal and vertical corrector, Bipolar

BT: Bending trim, Bipolar

ST: Septum, Unipolar

SV: Steering



2. 방사광가속기를 위한 전원공급기에 관한 동향 분석

2.1 조사 배경

3세대 방사광가속기의 건설은 1993년 미국 로렌스 버클리 국립연구소의 ALS (Advanced Light Source)를 시작으로 미국, 유럽, 일본, 대만 그리고 포항공과대학교에서도 포항제철과 정부의 지원을 받아 1994년 3세대 방사광가속기가 가동 되기 시작하였다. 3세대 방사광가속기는 에미턴스(Emittance)가 적은 전자빔을 만들어야 하기 때문에 전자석과 전원공급기의 성능이 매우 우수 하여야 한다.

포항방사광가속기에서도 저장링의 성능을 향상시켜 빔라인 사용자들의 안정된 시험을 지원하기 위해 새로운 사양의 전원공급기를 개발하였다. 하드웨어와 소프트웨어를 개발하기 전 세계 여러 연구소의 전원공급기 적용 사례를 조사하였다^[4~11].

2.2 타연구소 전원공급기 현황

최근 전원공급기의 분해능을 높이기 위해 연구하고 있는 세계 가속기연구소의 하드웨어에 관한 기술적인 자료를 조사하여 비교 하도록 한다. 3세대 가속기들은 저장링의 빔의 질을 향상시키기 위해 교정용 전원공급기와 조향용 전원공급기를 이용하여 고속케환과 특정 직진구간에 대한 케환을 구현하고 있다. 그러기 위해서는 전원공급기의 출력전류의 제어 분해능을

높이는 것이 필요하다. 이는 기준지령값 (reference value)이 먼저 고분해능이 이루어져야 출력전류의 분해능이 높아질 수 있기 때문이다. 이미 여러 연구소에서 19-bit 이상의 분해능을 갖는 전원공급기를 개발하여 실제 운전에 적용하여 좋은 연구결과를 보여주고 있다^[1~2].

본 장에서는 현재 가동되고 있는 세계 여러 연구소의 전원공급기를 조사하여 하드웨어의 특성과 구성 그리고 개발 방향에 대해 논 하도록 한다.

1) 미국 Advanced Light Source (ALS)

미국 버클리대학의 ALS 저장링은 1993년에 시운전을 시작하였으며 저장링 에너지는 1~1.9 GeV, 빔전류는 400 mA를 갖는 3세대 방사광가속기이다. 저장링에는 224대의 전원공급기가 설치되어 있다. 2004년 저장링의 고속 빔궤도궤환시스템을 구현하기 위해 2개의 16-bit DAC를 조합하여 19 1/2-bit의 분해능을 갖는 Industrial Pack I/O 모듈을 개발하여 2005년 설치를 하였다. 표 2.1은 ALS 저장링에 사용되고 있는 전원공급기의 사양을 보여주고 있다.

Table 2.1: Storage ring magnet power suppliers for ALS

Magnet	Amps	Volts	Stability	No
Bending	970	536	+/-5.0E-5	1
Quadrupole Family QFA	507	350	+/-1.0E-4	1
QF	113	45	+/-1.0E-4	24
QD	113	33	+/-1.0E-4	24
Sextupole Family SF	395	200	+/-1.0E-3	1
Family SD	395	200	+/-1.0E-3	1
Skew Quad	15	200	+/-1.0E-3	4
Vert. Corr.	+/-19	40	+/-5.0E-4	24

Horiz Corr.	+/-21	45	+/-5.0E-4	48
Correction				
Horizontal	+/-33	25	+/-5.0E-4	48
Vertical	+/-116	15	+/-5.0E-4	48

2) 미국 Advanced Proton Source (APS)

미국 시카고 아르곤연구소에 위치해 있는 APS 가속기는 1994년 가동을 시작하였다. APS의 교정용 전원공급기는 16-bit의 분해능과 ± 150 A의 전류용량을 가지고 있다. 2004년 히스테리시스 제어기 부분을 PWM 제어기로 바꾸어 기존의 제어기 보다 전류안정도와 선형성 그리고 스위칭주파수를 높이는 방법으로 전류리플을 줄여 성능이 보장된 제어기를 개발하여 교체하였다.

Table 2.2: Summary of correction power supplies for the APS machine

Correction Magnets	No. of Units	L [H]	Rating		$\Delta I/I_{max}$		
			I [A]	V [V]	Ripple Current	Stability	Reproducibility
V. Corr. Sextupole	280	0.086	113	21.13	1×10^{-3}	3×10^{-4}	6×10^{-4}
H. Corr. Dipole	240	0.0122	90	11.48	“	“	“
Skew Quadrupole	20	0.0122	90	22.48	“	“	“
H. & V. Corr.: H.	78	0.003	134	12.73	“	“	“
H. & V. Corr.: V.	78	0.004	116	15.43	“	“	“
Trim Dipole Coil	80	0.016	54	12.64	“	“	“

3) 미국 SLAC/SPEAR-3

미국 샌프란시스코 스텐포드대학에 위치해 있는 SLAC/SPEAR-3 연구소는 2003년 12월 시운전을 시작 하였고 2세대 가속장치를 3세대로 완전히 바꾼 곳이다. 전원공급기를 위한 제어기는 24-bit의 분해능과 $200 \mu V / 50$

hour 성능을 갖는 DAC 보드를 개발하여 사용하고 있다. SPEAR-3는 설계 당시부터 고속빔케도케환을 운전에 적용하는 것을 전제로 하드웨어가 개발되었다. 설정전류는 매 4 kHz 주기로 VME 보드로부터 값을 받는다. 전력 변환부는 ± 30 A 를 사용하고 있다. 표 2.3는 SPEAR-3의 BTS line과 저장 링에 사용되는 전원공급기의 사양을 보여주고 있다.

Table 2.3: SPEAR-3 DC Magnet Intermediate Power Supply

Magnet	Volts	Amps	P(kW)	PS Qty
BTS Line				
Septum	50	300	15.0	1
Dipole Bends	45	500	22.5	4
Quadrupoles	80	60	4.8	2
Storage Ring				
Titanium pumps	40	60	2.4	4
Quadrupole singles	100	100	10.0	44
Sextupole strings	100	150	15.0	2
Quadrupole strings	125	80	10.0	4
Quadrupole strings	150	100	15.0	6
Quadrupole strings	200	75	15.0	2

4) 독일 BESSY-II

BESSY-II는 독일 베를린 근교에 위치해 있으며 처음 DAC를 16-bit를 사용하다가 16-bit DAC를 2개 조합하여 24-bit의 고분해능을 갖는 DAC 보드를 개발하여 빔케도케환제어에 적용하여 높은 수준의 빔 안정도 ($1 \mu m \sim 2 \mu m$)를 갖는 시스템을 구현 하였다. 전력변환부 부분은 트랜지스터를 사용한 선형으로 하드웨어가 구성되어 있다. 빔케도교정을 위해서는 비교적 적은 전류인 ± 5 A 정도의 전류 용량을 가진 전원공급기를 사용하고 있다.

그림 2.1은 2개의 16-bit DAC를 사용하여 24-bit의 아나로그를 구현하는 개략도를 보여주고 있다. Coarse ADC의 low byte 와 fine ADC high byte가 서로 공통 데이터 (D8 ~ D16)로 잡혀 있다.

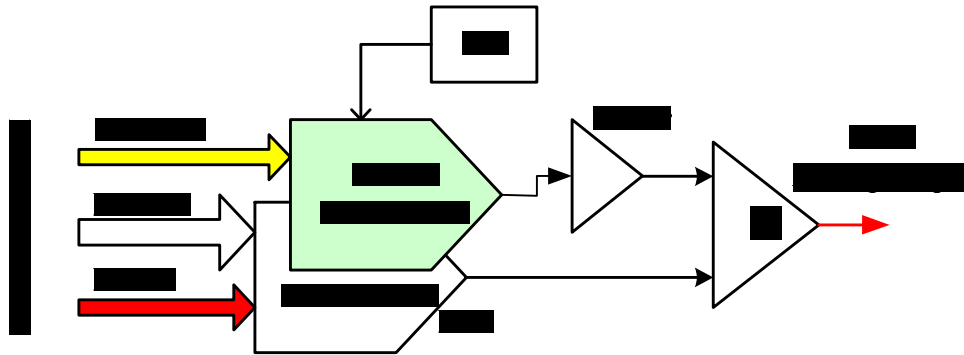


Figure 2.1: Basic configuration of a 24-bit DAC

5) 스위스 Swiss Light Source (SLS)

스위스의 SLS 연구소에서는 저장링과 LINAC 그리고 BOOSTER 링에 사용하는 모든 전원공급기를 표 2.4에서와 같이 600대 이상을 디지털제어 방식을 채택한 스위치모드전원공급기를 운전에 적용하여 성공적인 운전을 하고 있다. 전력컨버터 부분은 모두 스위칭 구조이며, 특징은 DSP를 사용하여 전류안정화를 디지털 제어기법으로 구현하였으며 입출력 필터가 특정 주파수를 감쇄시키도록 아주 잘 구현되어 있다. 제어기의 성능으로는 ADC 전단의 전류 파형과 전류 제어 스텝이 $20 \mu V$ 로 정교하게 제어가 된다. 그림 2.2는 SLS에서 디지털 제어기를 위해 사용한 제어기 내부구성도를 보여 주고 있다. 광포터 채널을 통해 5 Mbps로 VME와 고속통신을 한다. 그리고 ADC/DAC/PWM 모듈들과는 DSPbus를 통해 데이터 통신이 이루어 진다.

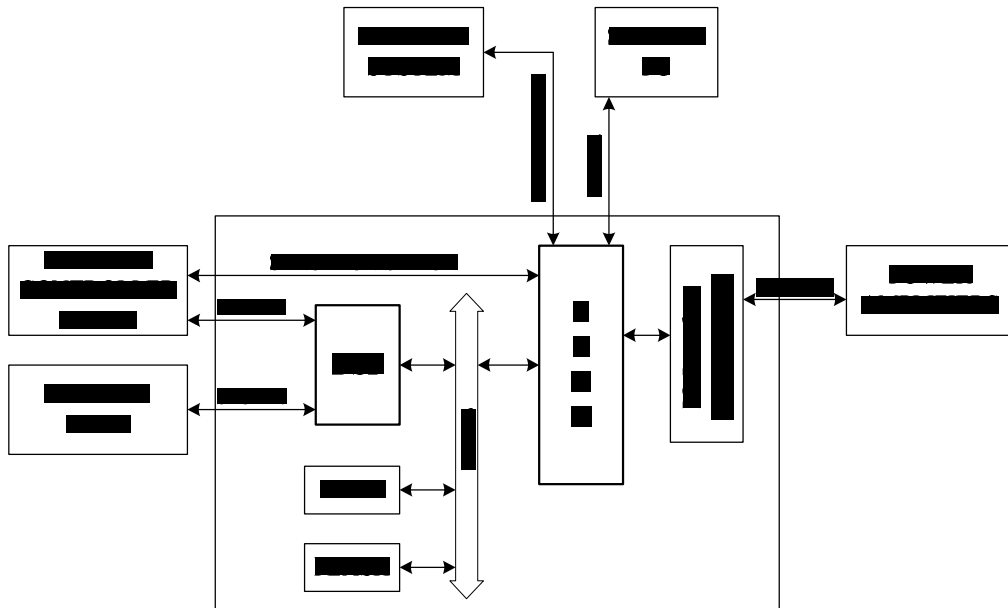


Figure 2.2: Configuration of the Digital controlled PS

Table 2.4: PS families for the synchrotron light source

Max. Curr. [A]	Max. Volt. [V]	Power [kW]	Switch Frequ. [kHz]	Required stability	
				Short-term [ppm]	Long-term [ppm]
950	+/-1000	174	10	10	100
500	880	430	16	15	100
120	75	9	100	100	100
140	+/-120	4.05	100	100	100
140	35	4.9	100	100	100
70	145	10.2	50	100	100
120	130	15.6	50	100	100
120	30	3.6	100	100	100
120	60	7.2	100	40	100
120	15	1.8	100	500	100
+/-40	+/-40	1.6	100	100	100
+/-6	+/-110	0.66	100	500	500
+/-7	+/-20	0.14	100	15	100

6) 영국 DIAMOND

영국 런던근교에 위치해 있는 DIAMOND가속기는 2007년 완공을 목표로 현재 건설되고 있는 3세대 가속기이다. 1500여대의 전원공급기가 개발되어 사용되고 있으며 모두 스위칭 구조를 채택하였고 SLS와 협력하여 디지털 제어기를 사용하고 있다. Table 2.5는 DIAMOND 가속기의 전원공급기의 종류와 전압 그리고 주파수 대역폭의 특성을 보여주고 있다.

Table 2.5: Diamond power converter parameters

Type	Number	Current(A)	Voltage(V)	Bandwidth (Hz)
SR Dipole	1	1500	530	DC
Booster Dipole	1	1000	2000	5
Booster Quadrupole	2	200	421	5
Booster Sextupole	2	20	60	5
Medium Power Supplies	437	350/200/100	41/28/17	DC
Slow Corrector Type	544	5	20	50
Fast Corrector Type	224	16.5	55	1000

2.3 비교분석

이상으로 6 군데의 3세대 방사광가속기연구소에서 사용되고 있는 전원공급기의 특성을 살펴보았다. 여러 연구소에서 빔 안정화를 위해 전원공급기를 새로 교체 하거나 새로운 디지털제어 기술을 사용한 예를 볼 수 있다. ALS, BESSY-II의 경우 19-bit 이상의 아날로그 제어기로 교체 되었고, SLS, DIAMOND의 경우 디지털제어 기법을 사용하여 빔 안정화를 이루고 있다.

표 2.6는 여러 가속기연구소의 교정용 전원공급기의 전력변환부 구조와

제어 구조 그리고 설정전류의 분해능을 보여주고 있다. 일반적으로 교정용 전원공급기는 저장링 궤도궤환의 용도로 사용을 하고 있기 때문에 짧은 시간에서의 안정성과 긴 시간에서의 안정성으로 특성이 구분된다. BESSY-II와 SLS의 경우를 보면 대략 10 ppm ~ 100 ppm 정도의 안정성을 요구하게 된다. 이는 궤도궤환을 위해 매 초 또는 매분 마다 설정전류가 바뀌기 때문이다. 그러므로 2극이나 사극 전자석 전원공급기에서 필요로하는 긴시간 안정성 보다는 선형성과 반복적인 재현성 그리고 20-bit 이상의 고분해능을 필요로 하게 된다.

Table 2.6: Comparisons of specification for correction power supplies

연구소	Converter Structure	전류 제어방식	Set-point 분해능	안정도	주파수
APS	Switching (IGBT)	APWM	16-bit	20 ppm	400 kHz
BESSY-II	Linear	Analog	24-bit	10-100 ppm	Linear
ALS	Switching (FET)	APWM	20-bit	> 20 ppm	
SLS	Switching (FET)	DPWM	20 ppm	10-100 ppm	100 kHz
SPEAR-3	Switching (FET)	APWM	24-bit	20-50 ppm	40-60 kHz

3. 하드웨어 설계 및 해석

3.1 강압컨버터 구조 및 설계

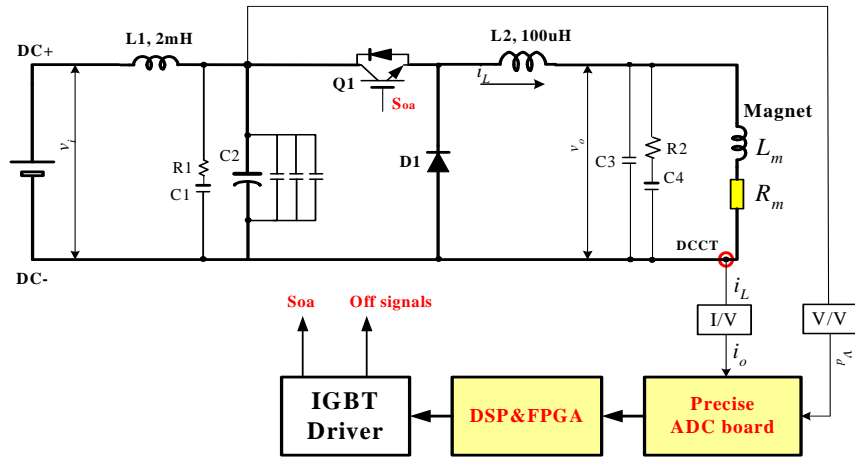
디지털제어 알고리즘을 적용하기 위해 제안된 하드웨어 구성은 강압컨버터의 구조와 full-bridge 컨버터 구조를 제안하였다.

3.1.1 강압컨버터 (buck converter)

1) 단상 강압컨버터

강압컨버터는 단일방향의 전류원을 필요로하는 전자석 (4극, 2극)에 사용되며 그림 4.1 (a)는 스위치 하나를 사용한 일반적인 강압컨버터의 하드웨어 구성을 보여주고 있다. DC-link 전압을 L1, C1, R1, C2 입력필터에 의해 전원 주파수의 하모닉 주파수 (60 Hz의 6배수 360 Hz)가 감쇄 된다. $Q1$ 이 온 상태이면 v_i 전압이 L2를 거쳐 부하에 평균 전류가 공급된다. $Q1$ 이 오프 상태 일 때는 다이오드 D2를 통해 순환전류가 L로 흐르게 된다. L 과 C 는 스위칭주파수의 하모닉을 제거하며 출력전압을 안정화 하기 위한 출력필터이다.

그림 (b)의 실험결과는 (a)에서 제안된 하드웨어를 구성하여 시험을 하였다. 출력전류 45 A 일 때 출력필터 전단의 스위칭전압파형과 필터 후단 출력전압의 리플파형을 보여주고 있다. 출력전압의 리플은 C_3 , C_4 의 콘덴서값에 의해 결정된다.



(a)



(b)

Figure 3.1: Single-phase buck converter: (a) Block diagram, (b) filter input and output voltage

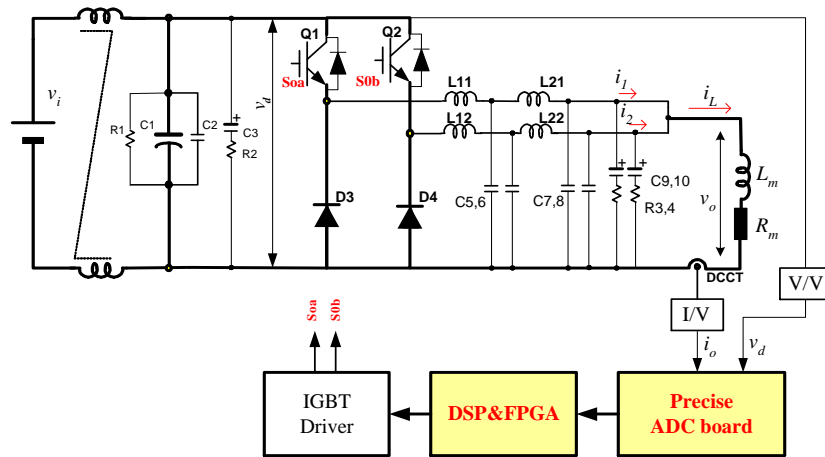
Load = V corrector 45 A, switch=25 kHz, load=25 kHz,

Upper: Filter input switching voltage, Lower: Output voltage ripple, C12=35 uF

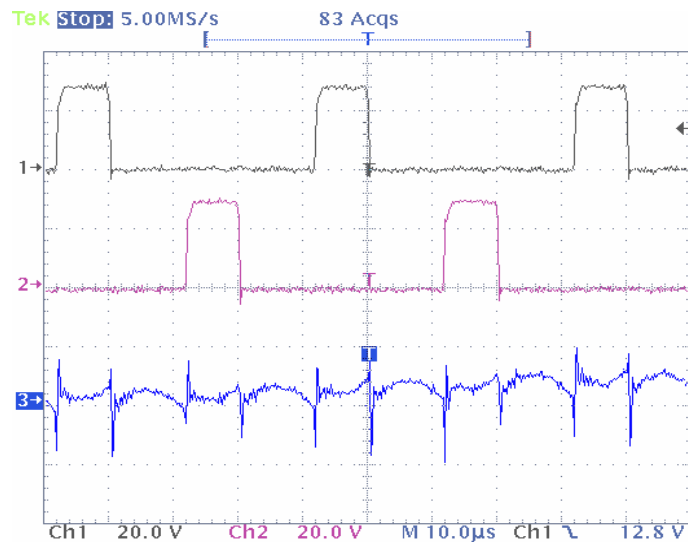
2) 2상 강압컨버터

그림 3.2 (a)는 제안된 2상 강압컨버터의 하드웨어 구조를 보여주고 있다. $Q2$ 의 게이트 신호가 $Q1$ 을 기준으로 $1/2$ 주기 위상지연 되어 동작하게 된다. 즉 $Q1$ 과 $Q2$ 가 $1/2$ 주기 동안 반복되어 동작하여 $L11, L21$ 로 흐르는 전류 i_1 과 $L12, L22$ 로 흐르는 전류 i_2 가 전자석부하 에서 합쳐지게 ($i_L = i_1 + i_2$) 되면 주파수가 2배로 되게 된다. 2상 구조의 장점은 소자의 병렬운전으로 소자의 부담을 줄이며 주파수가 2배로 되기 때문에 부하측에 전류리플이 단상 강압컨버터에 비해 $1/2$ 로 줄어드는 장점이 있다.

그림 3.2 (b)는 (a)에서 제안된 하드웨어를 구성하여 $L11, L12$ 전단의 전압과 필터 후단 출력전압의 리플파형을 보여주고 있다. 단상의 출력전압과 비교시 리플주파수가 50 kHz 로 2배가 되었음을 알 수 있다.



(a)



(b)

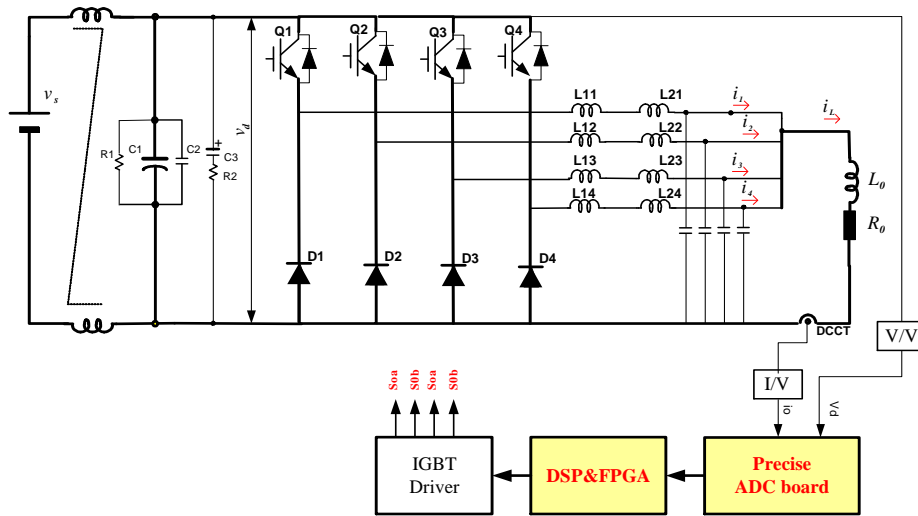
Figure 3.2: Bi-phase buck converter: (a) block diagram, (b) Filter input and output voltage

Load= V corrector 45 A, switch= 25 kHz, load= 50 kHz,

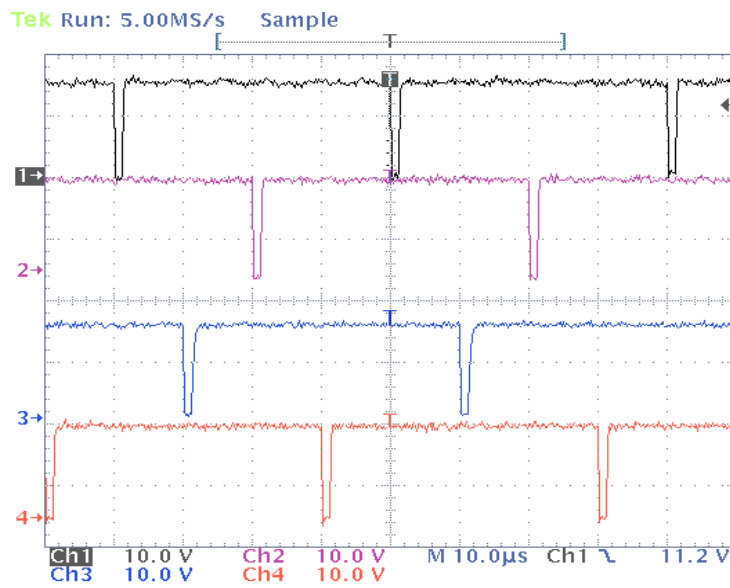
Upper: A-lag filter input voltage, Middle: B-lag, Lower: output voltage ripple

3) 다중위상 강압컨버터

그림 3.3 (a)는 제안된 다중위상 강압컨버터의 하드웨어 구성도를 보여주고 있다. 부하에 흐르는 전류를 4개의 스위치 (Q1, Q2, Q3, Q4)를 사용하여 부하전류를 제어하는 구조이다. 그림 (b)에서와 같이 4개의 스위치에 공급되는 게이트 신호는 각각 90° 씩 위상지연 되어 드라이브 되어야 한다. 4개의 스위치를 사용하였을 때의 장점은 부하의 전류가 높을 경우 (예를들면 500 A 이상) 하나의 스위치소자로 부담하기에는 큰 전류이기 때문에 4개로 나누면 전류 부담율이 1/4로 줄어든다. 또 4개의 스위칭주파수가 90° ($360^\circ/m$, $m=4$) 씩 위상지연 되어 최종적으로 주파수가 4배로 더해지므로 부하 측면에서는 전류 리플이 1/4로 줄어든다.



(a)



(b)

Figure 3.3: Proposed multi-phase buck converter: (a) block diagram, (b) PWM signals for 4-phase shifted

CH1: PWM-0, CH2: PWM1, CH3: PWM2, CH4: PWM3 (time 10us/Div)

3.2 Full-bridge 컨버터의 구조 및 설계

Full-bridge 컨버터구조는 양방향 (bipolar) 전류원을 필요로하는 고정용 전자석이나 빔 조향용 전자석에 사용된다. 장점으로는 하드웨어의 안정성이 뛰어나며 대전력에 용이한 구조이다. 표 3.1은 PLS 저장링에서 빔케도케한제어를 위해 필요로 하는 전자석전원공급기의 하드웨어 사양을 보여주고 있다. 빔케도케한제어 모드로 운전시 전자석 전원공급기의 중요한 요구사항은 1) 출력전류의 단시간 및 장시간 안정도가 뛰어나야 한다. 2) 짧은 구간에서 전류의 흔들림이 작아야 한다. 3) 출력 전류의 분해능이 20-bit 정도로 세밀하여야 한다. 4) 여러 구간에서 설정 값에 대해 출력전류가 항상 일정하게 재현 되어야 한다.

Table 3.1: Specifications of the new corrector PS

Parameters	Vertical Specifications
Current	± 110 A
DC output voltage rating	± 11 V
Load inductance (resistance)	16 mH @ 1 kHz (0.68 Ω at DC)
Operating quadrants	4 Q
Small signal response	1 kHz
Current stability (0s to 100s)	< 5 ppm
Current stability (long term)	± 10 ppm
Resolution of output current	20-bit
Accuracy	± 15 ppm
Reproducibility	± 5 ppm
Resolution referred to reference	> 20-bit
Temperature stability (10 °C to 30 °C)	2 ppm / °C

그림 3.4는 제안된 양방향전류공급기의 하드웨어 구성도를 보여주고 있다. 하드웨어 구성은 입출력 필터와 IGBT full-bridge 형태의 스위치 구조를 가지고 있으며 4상한 (four quadrant) 동작을 할 수 있도록 설계되었다.

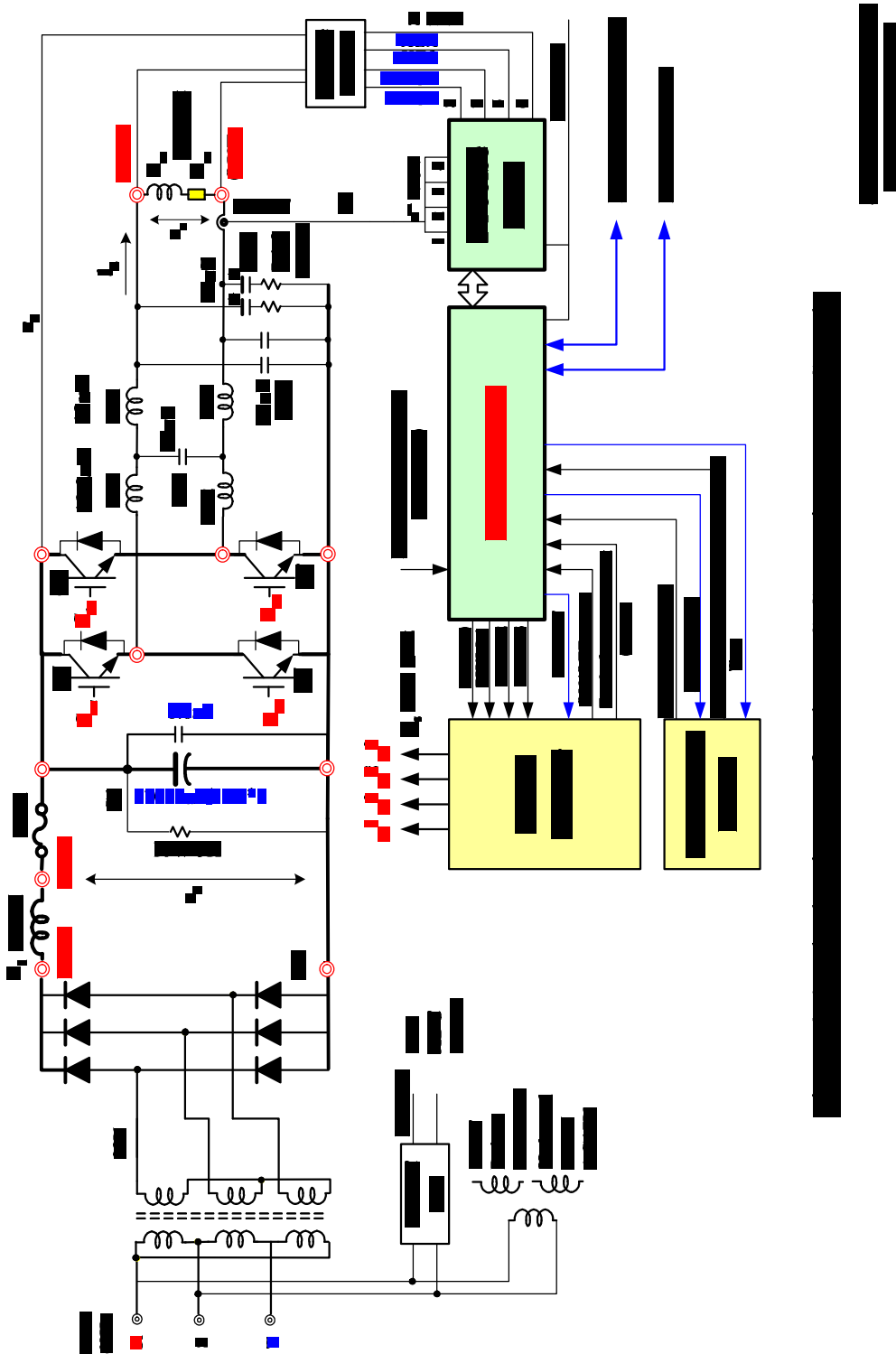


그림 3.4에서 보여준 하드웨어의 주요 성능은 다음과 같다.

스위칭주파수: 25 kHz

데드타임: 1.5 μ S

DC-link 전압: 30 V

최대출력전류: \pm 110 A

시스템 주파수 대역폭: 1 kHz

필터 컷오프 주파수: 4 kHz

각 하드웨어를 중요 부분별로 기능과 특성을 살펴보면 다음과 같다.

1) 강압변압기

입력변압기는 Δ -Y 구조로 3상 208 V 의 입력 전압을 전자석에서 필요로 하는 전압으로 낮추기 위해 사용되고 있다. 1차측 입력전압은 3상 208 V 이고 2차 출력전압은 21 V로 되어 있다.

2) 입력 정류부

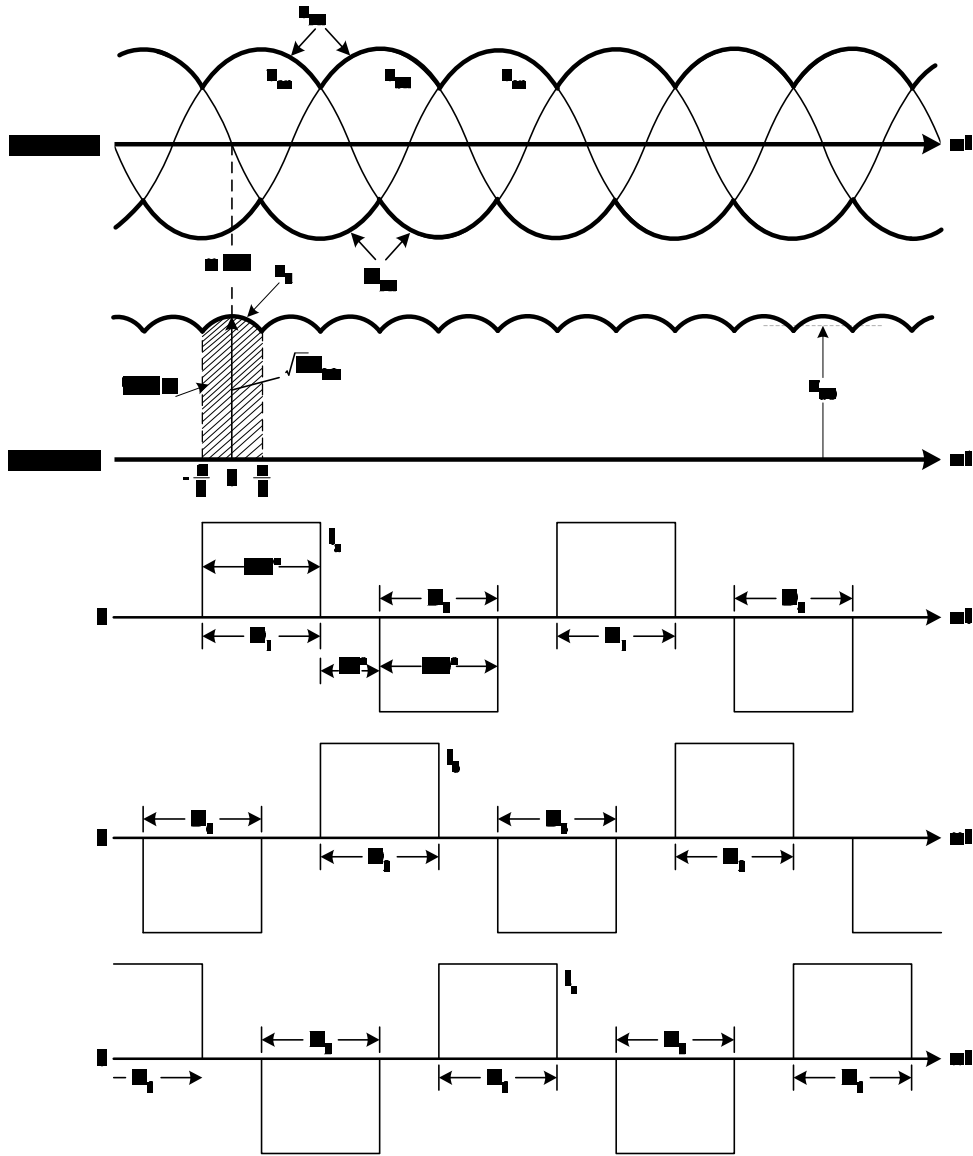


Figure 3.5: 3-phase rectifier's voltage

3상의 정류 다이오드는 IXYS 사의 VUO 160-16 모델을 사용하였다. 정류 다이오드는 3상 변압기의 출력을 직류로 변환시키기 위하여 사용한다.

그림 3.5는 3상 full-bridge 회로의 전압 파형을 보여주고 있다^[18].

V_{ab} 가 최대일 때 DC의 전압은 다음과 같다.

$$v_d = v_{ab} = \sqrt{2}V_{LL} \cos \omega t \quad -\frac{1}{6}\pi < \omega t < \frac{1}{6}\pi$$

V_{LL} 은 라인의 실효값을 나타냄

V_{ab} 를 적분하면 전압의 시간면적 A는 다음과 같이 계산할 수 있다.

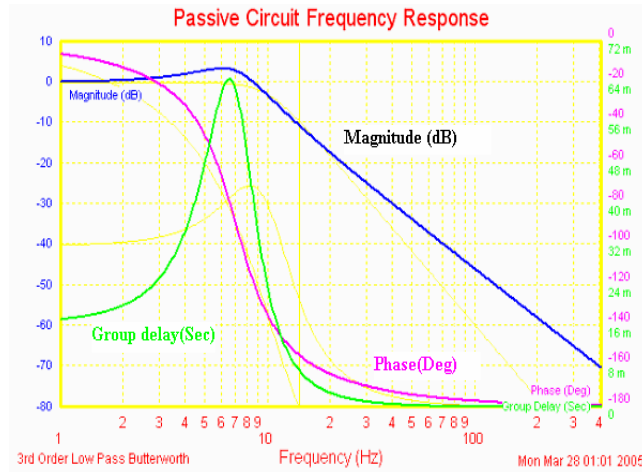
$$A = \int_{-\pi/6}^{\pi/6} \sqrt{2}V_{LL} \cos \omega t d(\omega t) = \sqrt{2}V_{LL}$$

면적 A를 $\frac{\pi}{3}$ 의 간격으로 나누면,

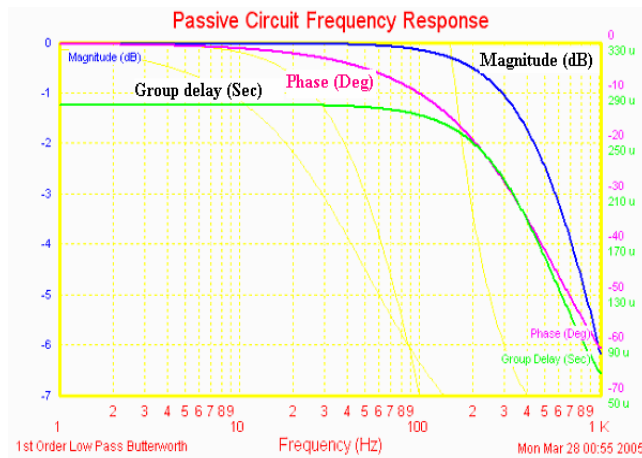
$$V_{do} = \frac{1}{\pi/3} \int_{-\pi/6}^{\pi/6} \sqrt{2}V_{LL} \cos \omega t d(\omega t) = \frac{3}{\pi} \sqrt{2}V_{LL} = 1.35V_{LL}$$

3) DC 라인필터와 콘덴서

3상 변압기에서 21 Vac로 낮추어진 60 Hz의 전압은 정류 다이오드를 거쳐 360 Hz의 리플을 가진 직류로 바뀌어 진다. 직류전압은 직렬로 연결된 인덕턴스를 거쳐 고용량의 콘덴서에 충전된다. 입력은 12 Hz 이상의 주파수 성분을 제거하기 위하여 사용하였다. 그림 3.6의 (a)와 (b)는 입력 DC전압의 필터에 대한 시뮬레이션한 결과를 보여 주고 있다. 그림 2에서는 입력 필터의 인덕턴스 용량을 2 mH로 하였을 때 주파수 차단 영역이 12 Hz정도로 떨어짐을 알 수 있다. 그리고 그림 3에서는 정류 다이오드 출력에 평활용 콘덴서만을 적용 하였을 때 300 Hz정도에서 주파수가 차단되기 때문에 60 Hz, 120 Hz, 240 Hz의 주파수 성분이 DC-link쪽으로 그대로 유입됨을 알 수 있다.



(a)



(b)

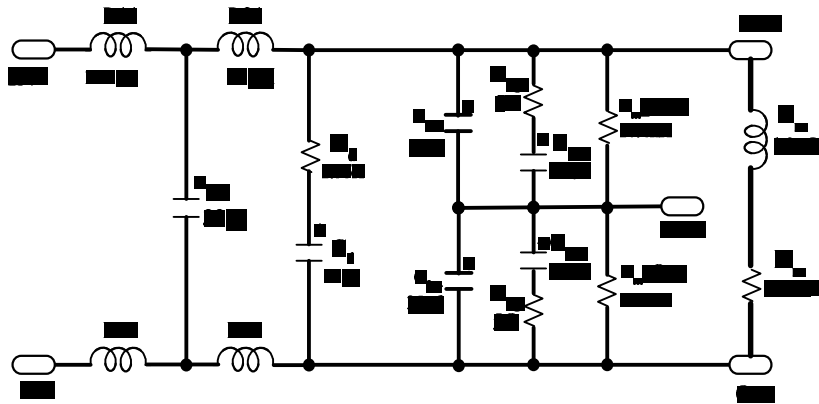
Figure 3.6: Simulation results of input filters: (a) with filter, (b) without filter

4) IGBT 스위칭부

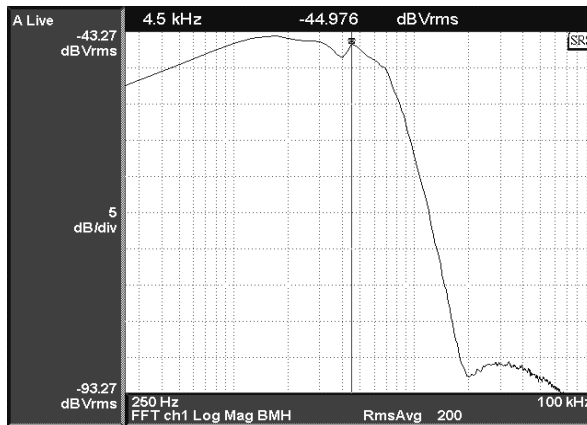
전류 제어를 위해 사용한 스위칭소자는 EUPEC사의 고속 IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)인 BSM300GB60DLC를 사용하였다. IGBT의 장점으로는 내구성이 좋으며, 전압구동 소자이므로 드라이브 회로가 간단하다. 그리고 고내압 특징을 갖고 있다. 주로 인버터를 비롯하여 UPS등에 사용된다. 스위칭소자의 안정적인 특성 유지를 위하여 스위치에서 발생하는 열은 25도의 냉각수를 사용하여 수냉으로 열을 식히고 있다.

5) 출력필터부

그림 3.7 (a)에서와 같이 출력 필터는 L-C-L-C 의 4단 구조와 병렬로 (Rgd, Cgd)를 조합하여 5단 구조를 사용하였다. 인덕터는 페라이트 코어를 사용하였다. 출력 필터는 4.5 kHz의 대역폭을 가지고 있다. 그리고 저주파 감쇄를 위하여 필터와 전자석 사이에 RC 저주파 감쇄용 댐핑필터를 삽입하였다. 저주파 감쇄용 댐핑필터는 급격한 출력 변화에 의해 파손될 수 있으므로 전원공급기 전체 제어루프와의 관계를 고려하여 설계 되어야 한다. 그리고 제어기 부분에서도 $\Delta i / \Delta t$ 제한 기능을 두어 순간적인 과전압으로부터 필터를 보호하여야 한다. 그림 (b)는 제작된 필터의 주파수의 특성을 측정하였다.



(a)



(b)

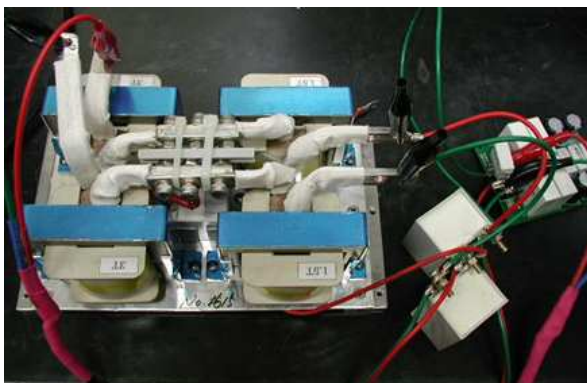


Figure 3.7: Output filter: (a) circuit, (b) measurement result, (c) filter assembly

6) PWM 발생기

PWM 신호는 컨버터의 성능을 결정하는 중요한 부분이다. PWM의 듀티 분해능에 따라 최저 전류가 결정되기 때문이다.

PWM 신호를 만들어 내기 위한 기본적인 수식은 다음과 같다.

클럭 주파수 $f_{clk} = 30MHz$

$$PWM_PERIODE = \left(\frac{10^5}{f_{PWM}} \right) - 1,$$

예를 들면 최대 PWM 주파수는 $(f_{PWM})_{MAX} = 100kHz \Rightarrow PWM_PERIODE = 0$

$$KID = 2^{32} \left(\frac{2f_{PWM}}{f_{PWM}} \right); f_{PWM} = 100kHz \Rightarrow KID = 2^{32} / 150$$

그림 3.8 (a)는 full-bridge 4상한 동작을 위한 스위치회로 구성을 보여주고 있으며, (b)는 PWM 신호 발생에 대한 시간도를 보여주고 있다. 4개의 스위치 중 s_{0a} , s_{0b} 와 s_{1a} , s_{1b} 는 스위치가 교차될 때 온/오프 시간을 적절하게 지연 시켜 스위치를 보호 (dead time 보상) 하여야 한다.

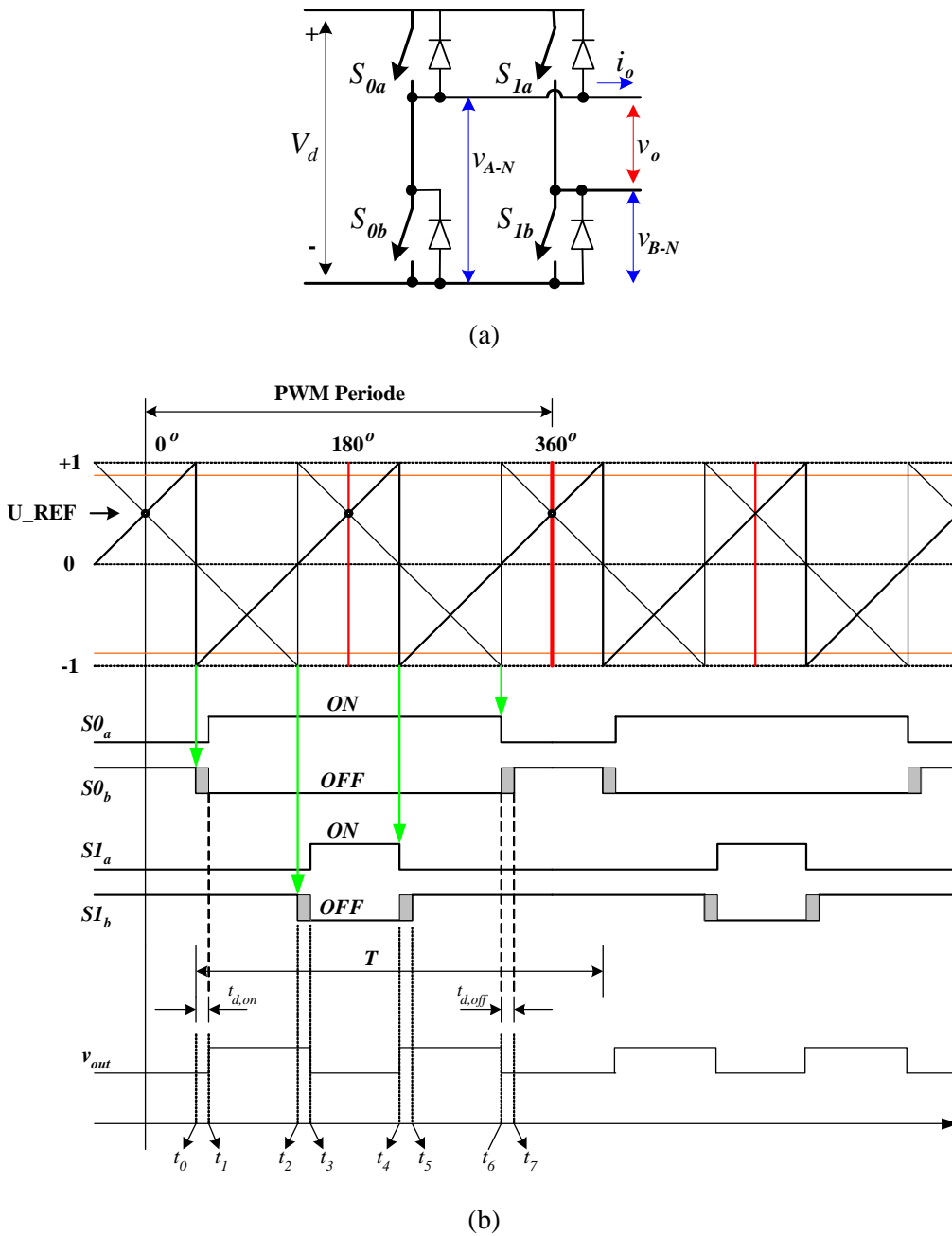


Figure 3.8: Digital PWM pattern generation: (a) Full-bridge circuit, (b) PWM timing

Table 3.2는 PWM 주파수와 DSP 제어루프의 사이클 관계를 보여주고 있다. 제안된 하드웨어의 구조에서는 25 kHz의 주파수를 사용하고 있다.

Table 3.2: Control loop vs. PWM frequency

PWM frequency (kHz)	Control loop cycle time(μ s)	ADC SOC cycle time (μ s)
100	20	20
50	20	20
33.33	30	30
25	20	20
16.67	30	30
10	50	50

7) IGBT 드라이브

IGBT의 게이트 드라이브는 충분히 스위칭주파수를 수용할 수 있어야 하며 고속 턴-온 시간과 턴-오프 시간을 갖고 있어야 한다. 또 소스측 전류에 따라 충분히 게이트 전류를 공급할 수 있어야 한다. 디지털 전원공급기에 사용된 600 V/300 A급의 고속 IGBT를 드라이브하기 위해 사용한 IGBT 드라이브는 Fuji사의 EXB841 모델을 채택하였다. IGBT 게이트와 직렬로 연결되는 저항 R_g 에 의해 스위치가 온/오프 될 때 $\frac{dI_c}{dt}$ 값이 달라지므로 스위치의 온/오프 손실을 줄일 수 있다. 그러므로 R_g 의 값을 정격전류와 스위칭주파수의 관계를 고려하여 적정하게 선정하여야 한다. 본 설계에서는 8.2 Ω 의 저항값을 선정하여 IGBT를 드라이브 하였다.

그림 3.9는 EXB841 IGBT 드라이브의 실제 응용 예를 보여주고 있다.

EXB841 IGBT 드라이브 사양:

최대 스위칭주파수 40 kHz, RG 8.2 Ω, ICC 25 kHz, 42 mA

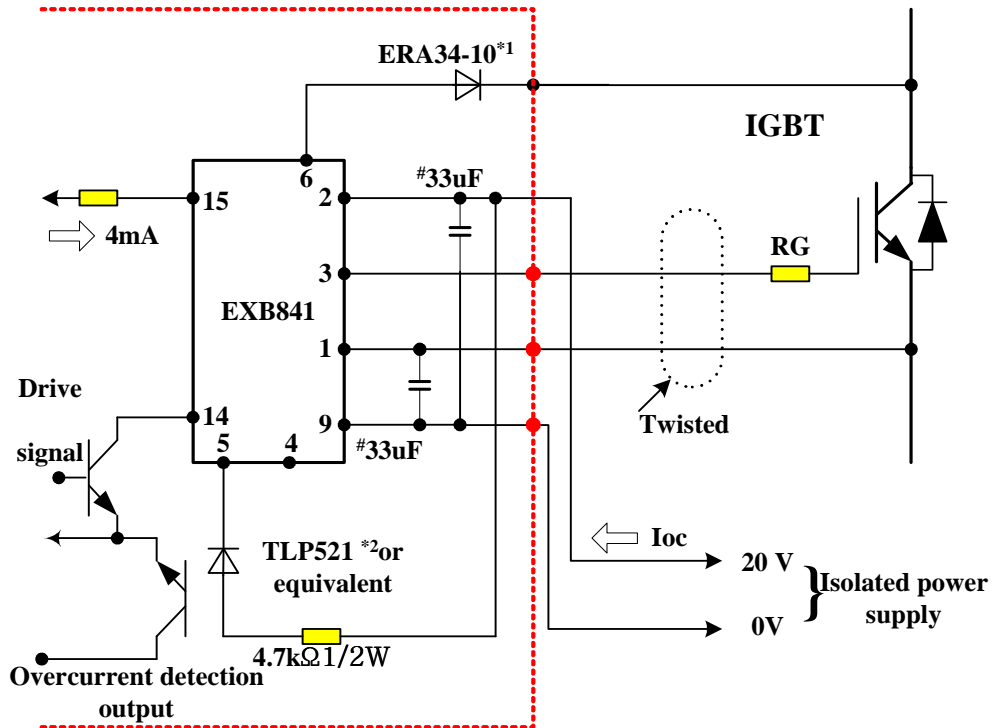


Figure 3.9: IGBT driver circuit

IGBT 스위치가 온/오프시 전압과 전류가 교차되는 부분에서 스위치의 손실이 일어난다. 이 손실은 턴-온 손실, 턴-오프 손실 그리고 전도손실로 구분 할 수 있다. 그림 3.10은 IGBT 가 온/오프시 생기는 손실의 시간도를 보여주고 있다. 전도손실은 소자가 가지는 저항값에 의해 생기는데 소자를 여러개 병렬로 사용할 경우 어느정도 줄일 수 있다. 그리고 온/오프 손실은 게이트 드라이브 저항인 직렬 저항을 조절하여 변화를 줄 수 있다.

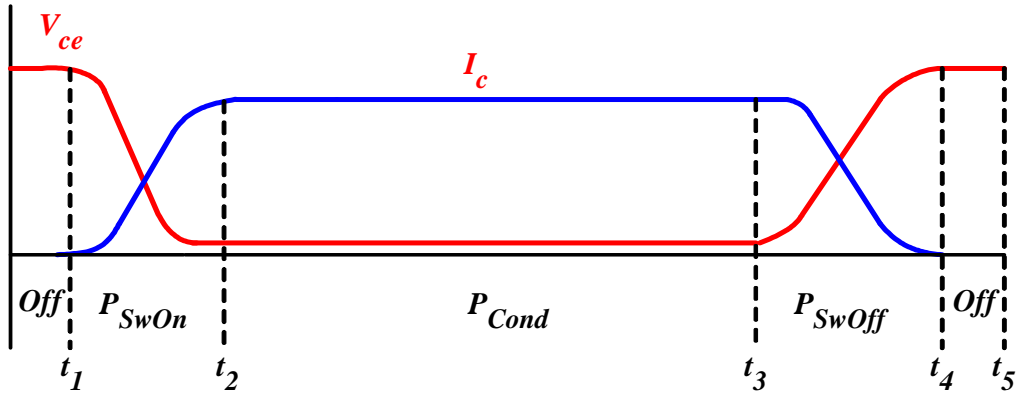


Figure 3.10: IGBT on/off switching loss

8) Digital 전원공급기를 위한 DCCT

그림 3.11은 실제 전원공급기의 전류 측정용으로 사용한 Danfysik사의 고정밀 전류 측정장치인 DCCT의 내부 구성도를 보여주고 있다^[15]. 변환기는 측정 헤드라 불리는 코어부분과 전기적회로 부분으로 나누어져 있으며 측정 헤드부분은 3개의 Iron 코어를 사용하며 공통 코일이 감겨있고 보조 코일과는 분리되어 있고 2차 에는 4개의 코일이 나누어져 감겨져 있다.

1차 전류 (I-primary)는 전원공급기의 +나 -측에서 나오는 전류를 변환기의 중앙 홀을 거쳐서 흐르게 된다. 고감도의 영자속 검출기 회로는 1차 전류의 양에 따라 최종 출력은 ± 10 V의 전압을 출력하게 된다. 그림 3.11은 내부 전기적인 구성을 보여주고 있다.

표 3.3은 DCCT의 전기적 특성을 보여주고 있다. 1차 전류의 범위는 0-200 A이고 아나로그 출력전류는 20 mA로 출력되는데 외부 정밀저항을

거쳐 전압으로 바꾸어 사용하게 된다.

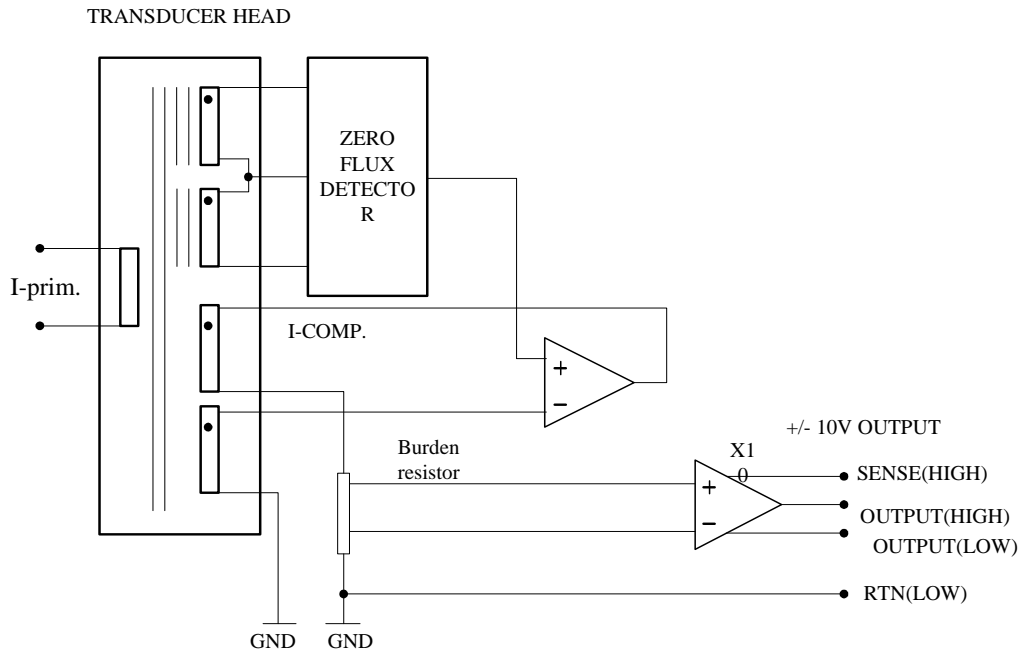


Figure 3.11: Danfysik DCCT layout

Table 3.3: Specification of ULTRASTAB 867-200I

Current range	0 to 200 A
Analogue output	+ - 200 mA
Temp.coefficient	< 0.5 ppm/K
Bandwidth	DC ~ 100 kHz

9) 출력전류 교정

전류를 전압으로 변환하기 위해 사용하는 저항은 VISHAY사의 정밀 저항으로 보통 0.01 %를 사용한다. DCCT의 입·출력 비율에 따라 맞는 값을 선택하여 사용하여야 한다. 200 A를 사용시 50 Ohm의 VISHAY 저항을 사용하면 (20:1) 200 A/10 V의 출력전압이 나온다. ADC의 전압은 ± 5 V 범위이기 때문에 최대 5 V의 전압을 ADC 입력으로 사용하여야 한다. 이때, 50 Ohm을 사용시 5 V의 전압은 100 A의 1차 전류를 흘리면 얻을 수 있는 값이다. 수평교정전자석의 경우 최대전류는 ± 110 A이므로 45.45 Ohm의 VISHAH 저항을 사용하여 ± 110 A 일 때 ± 5 V의 전압으로 바꾸어 사용하였다. 그림 3.12는 출력전류값을 ADC 입력으로 공급하기 위한 DCCT와 부하저항의 구성을 보여주고 있다.

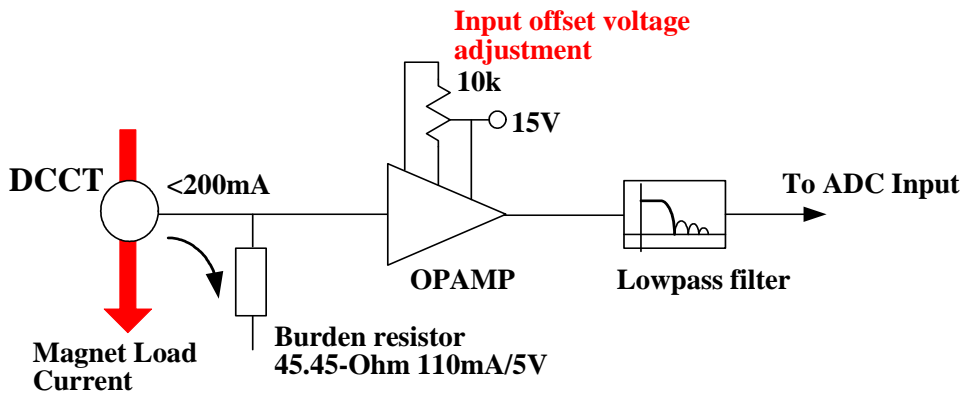


Figure 3.12: DCCT and burden resistor interface for load current measurement

10) 전압분배기

그림 3.13은 DC-link 전압과 출력전압을 ADC 입력으로 공급해 주기 위해 R과 C를 사용한 전압분배 회로를 보여주고 있다.

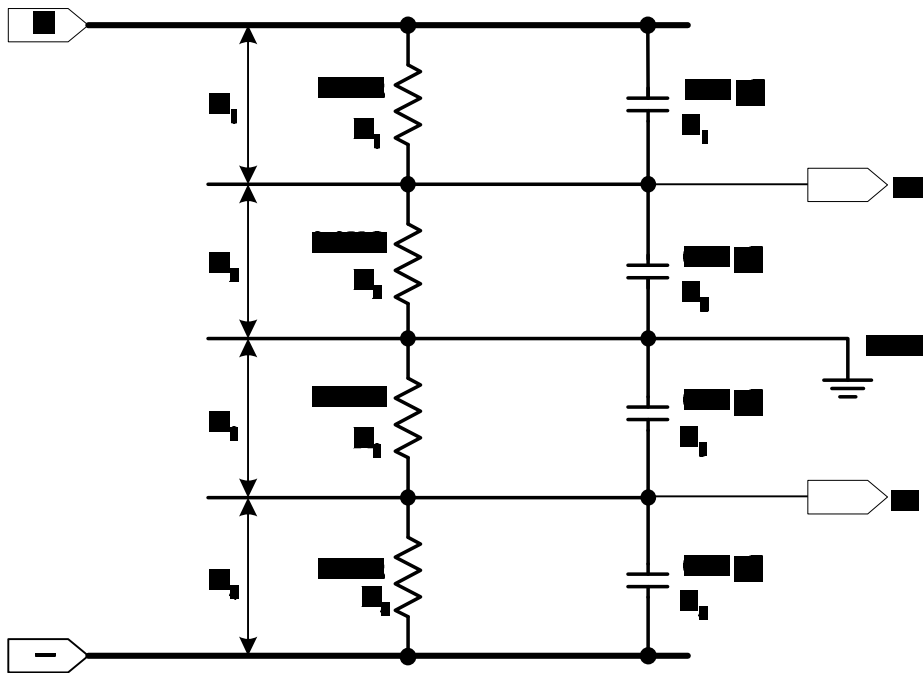


Figure 3.13: Voltage divider circuit

3.3 디지털 제어기

3.3.1 디지털 전원공급기 하드웨어 구성

그림 3.14는 전원공급기를 제어하기 위한 3U 사이즈의 보드들의 실물을 보여주고 있다. 좌측의 그림은 DSP 보드이고 우측의 보드는 ADC 보드이다.

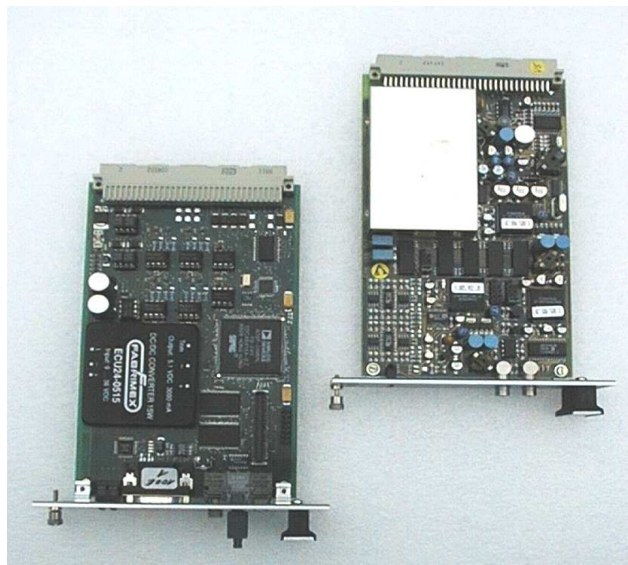


Figure 3.14: Digital control boards (left: DSP card, right: ADC card)

그림 3.15는 제안된 디지털전원공급기의 하드웨어 전체 구성을 보여주고 있다. 강전하드웨어 중 컨버터 부분은 1Q 혹은 4Q 구성으로 한 스위치소자를 사용하였다. 출력측은 5차 LC 필터를 사용하여 스위칭주파수에 대한 노이즈를 감쇄시킨다. 제어기는 DSP와 FPGA, ADC, DAC를 사용하여 전류안정기 부분을 전 디지털로 구현하였다. 제어기는 원격제어의 기능이 중요하기 때문에 시리얼 (RS232), 광케이블을 통해 상위 컴퓨터들과 통신이 이루어진다.

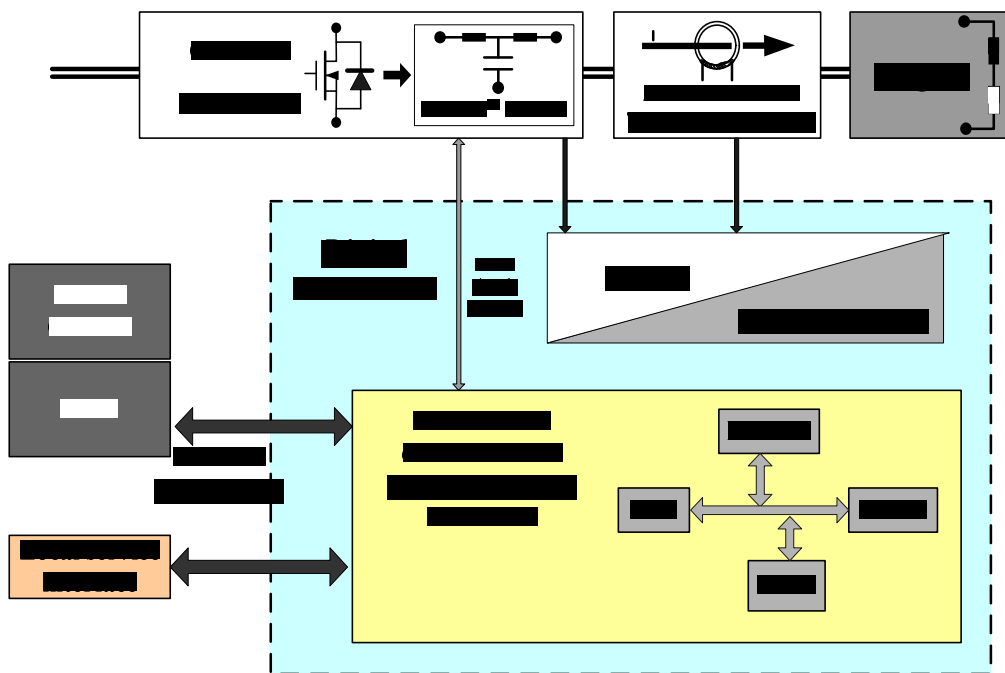


Figure 3.15: Configuration of the Digital Controlled Power Supply

그림 3.16은 디지털제어기와 함께 결합된 주변 ADC 보드와 전력변환부 그리고 외부 제어용 컴퓨터들과의 구성을 보여주고 있다. 전력변환부와는 PWM신호, 전압/전류 아날로그 신호 그리고 디지털 I/O가 연결된다. ADC 보드와는 backplane 보드를 통해 고속 통신이 이루어져 ADC 보드에 측정된 신호의 데이터를 가져온다. 컴퓨터와 연결되는 시리얼통신은 시스템의 진단과 디버깅을 하기 위해 사용된다. 광포터는 운전시 고속통신 (5 Mbps) 을 VME 컴퓨터와 하게 된다.

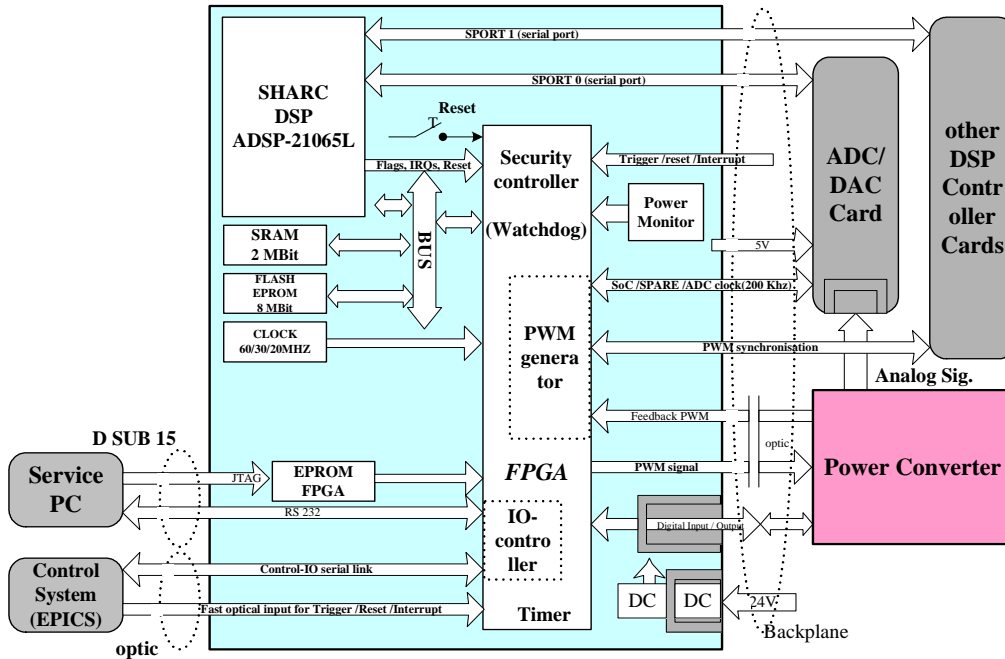


Figure 3.16: Block diagrams of DSP and FPGA Control Card

디지털 제어를 위한 주요 구성품으로는 DSP (Digital Signal Processor) Analog Device사의 ADS-21065L, FPGA (Field Programmable Gate Array) ALTERA사의 FLEX EPF10K100EFC256, ADC (Analog to Digital Converter) CRYSTAL CS5101A-BL8 와 AD974 그리고 DAC (Digital to Analog Converter) 는 AD7244를 사용하였다.

그림 3.16의 제어기의 하드웨어 구성은 다음과 같다.

- 60 MHz DSP with 32/40 bit floating point ALU
- Additional 256 byte SRAM and 1 MByte FLASH
- Separate watchdog
- 5 MBaud Data Optolink; latency < 30 μ s; 10,000 accesses per second
- Electrical service interface (RS232, JTAG)
- Separate trigger interface

- Clock deviation < +/-2.5 ppm (-30°C to 75°C)
- Direct addressing of the power semiconductor (for 1Q, 2Q, 4Q, 2*2Q systems)
- Special digital addressing process for the power semiconductors (PWM, PRM)
- PWM frequencies: 10, 16, 25, 33, 50 and 100 kHz
- PWM synchronisation options between several systems
- 11 free memory units for 16,384 data points
- 8 16 bit AD converters (50 ksps), electrically isolated
- 2 14 bit DA converters (50 ksps), electrically isolated
- Latency between data acquisition and power semiconductor addressing < 35 μ s

1) 디지털 제어기의 내부 구성

그림 3.17은 디지털제어를 위해 사용된 DSP 제어기와 FPGA에 구현된 기능들을 보여주고 있다. 제어기에 사용된 프로세서는 60 MHz 클럭과 부동소수점 연산기능을 가지는 DSP (Digital Signal Processor)를 사용하였다.

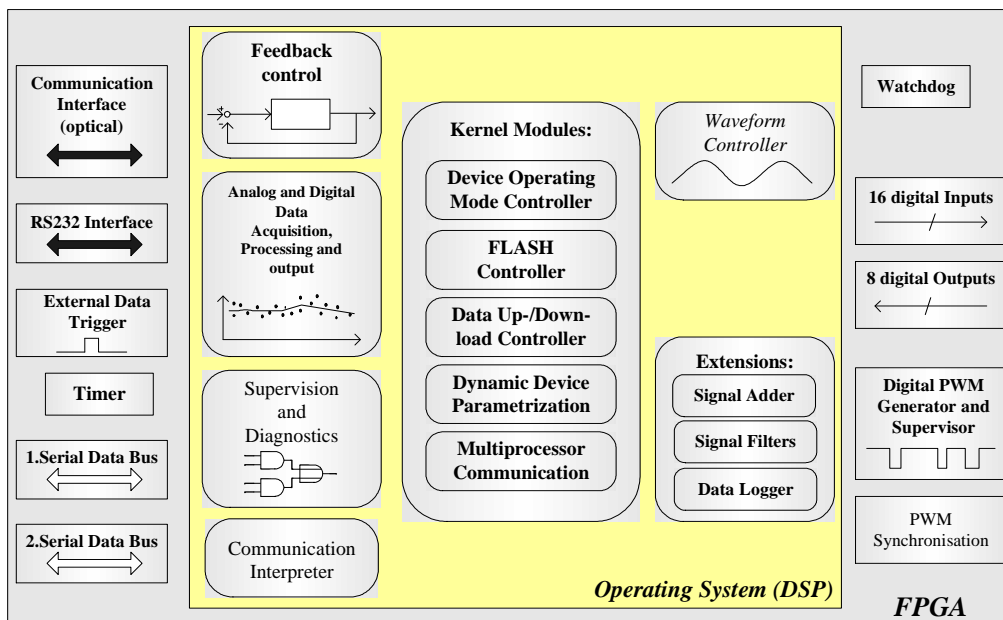


Figure 3.17: Block of the Digital Controller Functions

2) AD/DA 컨버터 보드

그림 3.18은 출력전류와 DC 전압 측정을 위한 ADC 보드의 개략도를 보여주고 있다. P1, P2, P3, P4 는 병렬로 연결되어 출력전류를 측정하는데 사용된다. 4개를 병렬로 묶은 이유는 각 채널간 시간차를 두어 전류를 빠르게 읽어서 (over sampling) 1차 저역필터를 구현하여 분해능을 높이기 위함이다. UP1, UP2는 DC-link 전압을 측정하기 위해 사용되며, UP3, UP4는 출력전압을 측정하기 위해 사용된다 (그림 3.13의 분배회로를 통해 입력). 고속으로 측정된 전류와 전압의 값들은 SPI 고속 통신채널을 통해 DSP 의 계산 루틴으로 들어가게 된다. ADC 의 샘플링 주기는 FPGA의 로직에 의해 모두 제어된다. ADC 보드는 측정하고자 하는 신호를 노이즈 없이 정확하게 샘플링 하는 것이 중요하므로 입력단의 anti-aliasing 필터등을 사용하여 신호와 노이즈의 중첩을 막아야 한다.

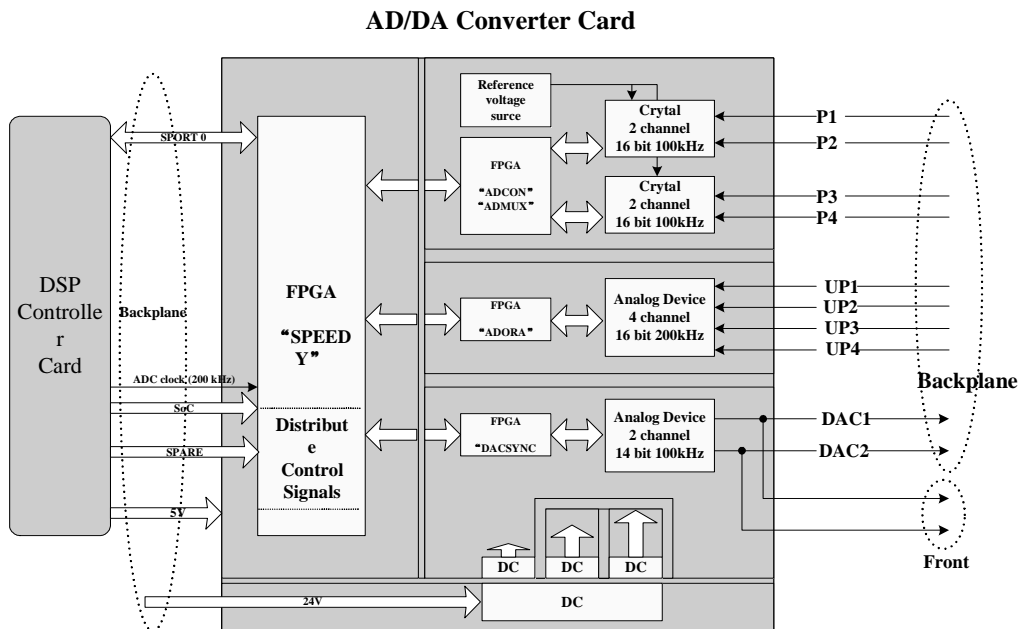


Figure 3.18: Block diagram of AD and DA card

그림 3.19는 정밀하게 부하전류의 값을 측정 하기 위해 사용된 크리스탈사의 모노리식 CMOS 16-bit ADC 부품의 내부구성도를 보여주고 있다. 100 kSps 로 데이터를 측정할 수 있으며 자기교정 (self-calibration)기능이 포함되어 있고 $\pm 0.001\%$ 의 비선형성 에러 특성을 갖고 있다.

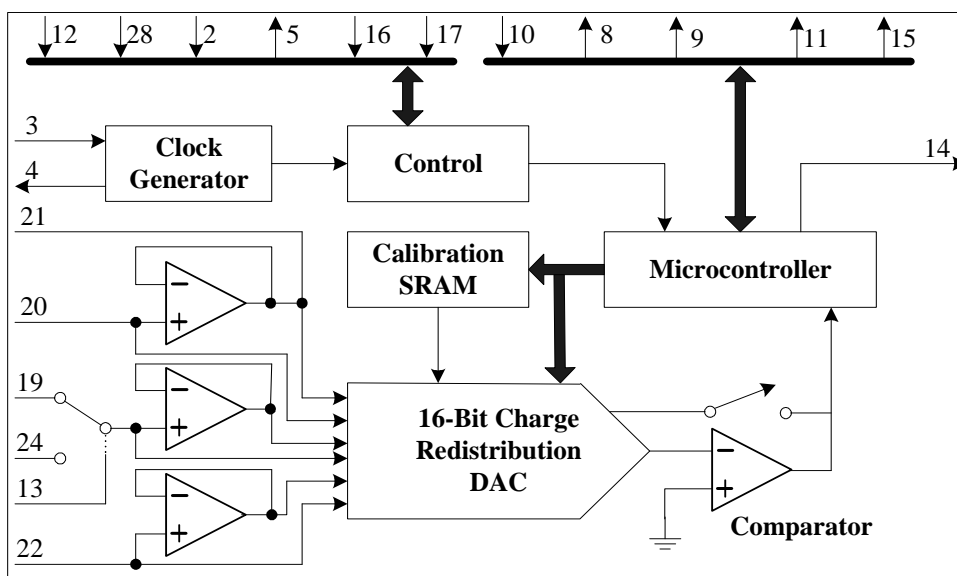


Figure 3.19: 16-bit ADC (CS5101A) block diagram

3.3.2 주 소프트웨어

그림 3.20은 DSP&FPGA 보드에 설치되어 동작하고 있는 펌웨어의 구성도를 보여주고 있다. 모니터 모드, 전원공급기 운전 모드 그리고 FPGA 펌웨어로 구성 되어 있고 전원공급기 운전 모드에는 전원공급기에 설정할 각종 파라메타를 저장할 공간이 4군데 (GP1 ~ GP4) 있다.

그림 3.21은 전원공급에 처음 전원이 인가 되었을 때 DSP와 FPGA 내부 로직이 수행되는 과정을 보여주고 있다. 먼저 전원이 인가되면 전원의 이상여부 (under voltage, over voltage)를 판단한다. FPGA의 구성 즉 내부 파라메터들이 정상이면 FPGA의 펌웨어 (firmware)를 확인한다. FPGA 내의 펌웨어가 정상이면 DSP 부트로더가 플래쉬 메모리에 저장되어 있는 프로그램 파일을 메모리로 옮긴다음 사용자 프로그램, 즉 전원공급기 제어루프로 시작을 하게 된다.

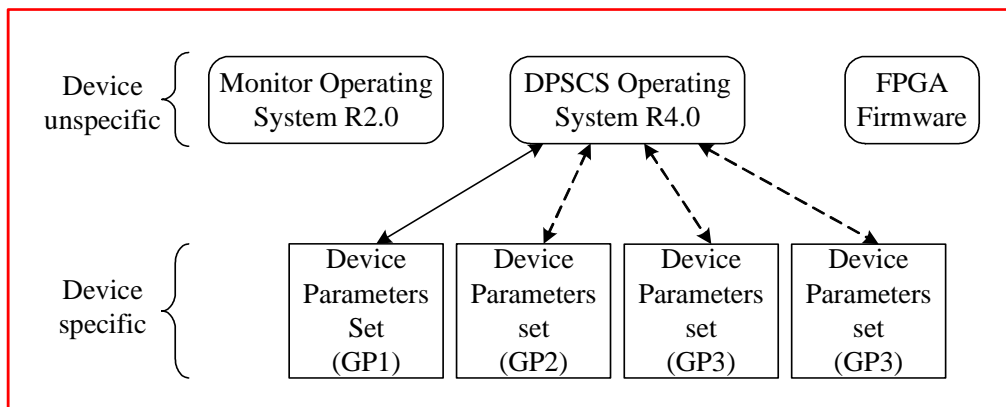


Figure 3.20: DSP&FPGA Card internal firmware organization

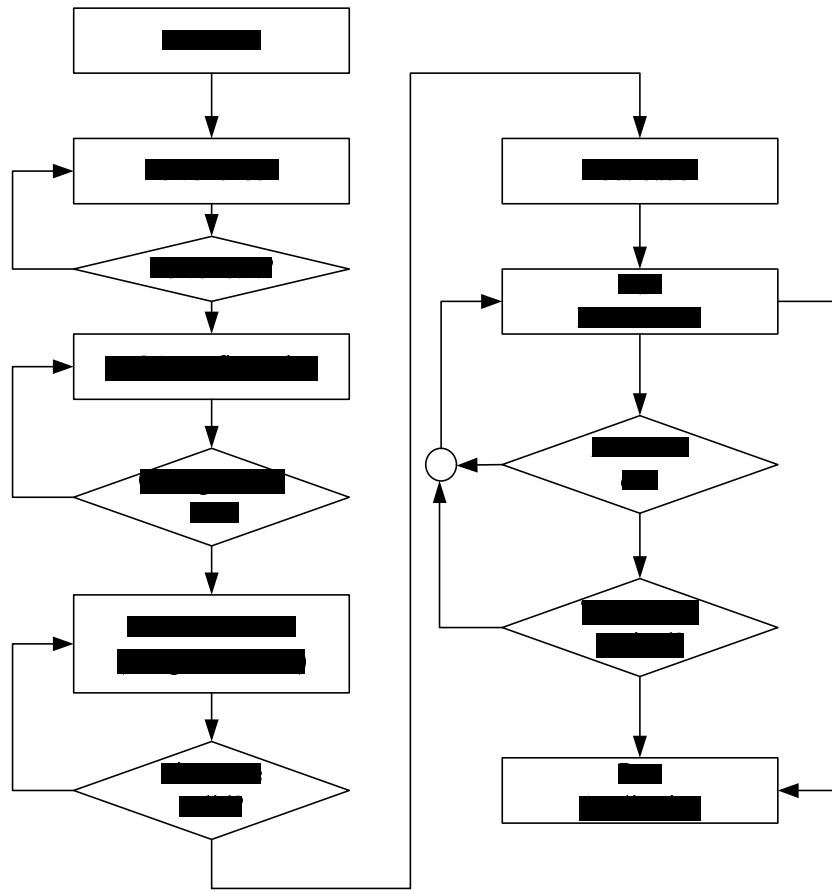


Figure 3.21: System startup sequence

그림 3.22는 제어기 내부에서 동작하는 펌웨어의 디바이스의 상태를 보여주고 있다.

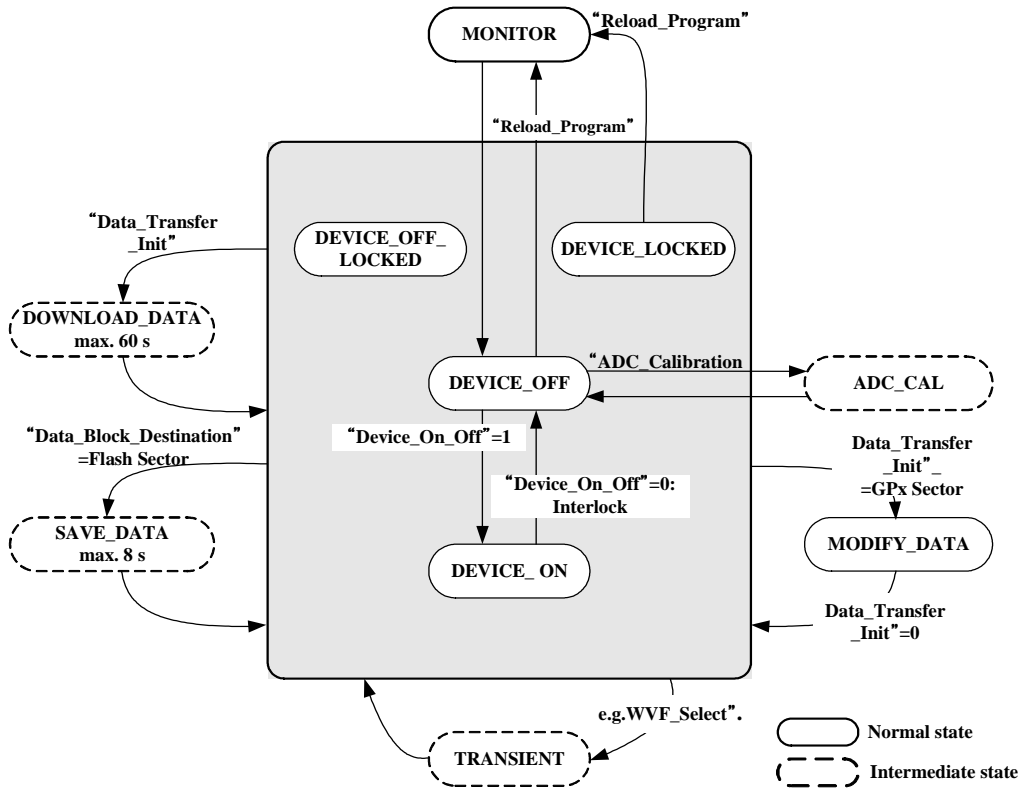


Figure 3.22: Diagram of the device state

Table 3.4는 펌웨어의 상태도에 대한 각 모드별 설명을 하고 있다.

Table 3.4: Firmware device states

Device state or mode	Value	Comment
MONITOR	0x0	Monitor operating system is running.
DEVICE_OFF	0x1	Device is switched off.
DEVICE_ON	0x2	Device is switched on.
ADC_CAL	0x3	Device calibrates the ADCs.
DEVICE_LOCKED	0x4	The device parameterisation failed. The device is in a locked state.
TRANSIENT	0x5	Device is in a transient state.
DEVICE_OFF_LOCKED	0x6	A disorder is diagnosed. Device is switched off.
	0x7	(not used)
DOWNLOAD_DATA	0x8	Device is in the data download state.
SAVE_DATA	0x9	Device is in a data save state (e.g. FLASH).
	0xa	
MODIFY_DATA	0xb	In this mode device data can be modified (e.g. parameters).

3.3.3 피드백 루프 (feedback loop)

전원공급기에서 전류안정화 회로를 구현하기 위해서는 보통 2개 이상의 제어루프를 사용하게 된다. 첫 번째로 출력 전류측정기에서 전류의 값을 검출하여 PI 제어루프에 의해 전류의 안정도를 유지하는 것이고, 두 번째로 DC-link의 전압을 검출하여 피드-포워드 (feed forward) 제어 방식을 사용한다. 피드-포워드 제어 방식은 입력단의 전압원이 주변환경에 의해 변화될 때 이를 감지하여 빠르게 보상하는 방법이다.

전원공급기의 디지털 제어를 설계하기 위해서 제어루프가 필요로 하는 기능은 아래와 같다.

- 1) 전원전압의 변동을 보상하기 위하여 정류된 DC-link 전압이나 LC

- 필터 전의 전압을 검출하여 안정화 시키는 빠른 안정화 루프
- 2) 전력컨버터에서 나오는 출력전압의 값을 안정화를 위한 출력전압 안정화 루프 (fast inner loop)
- 3) 전력컨버터에서 나오는 출력전류의 값을 안정화 시키기 위한 전류안정화 루프 (slow out loop)
- 4) 외부 변화 (input voltage, load)에 의한 빠르고 정확한 과도응답

전자식 부하를 사용시 출력안정화에 교란을 줄 수 있는 요인으로는 다음과 같다.

- 1) 입력라인전압의 변동
- 2) 출력측의 부하변동, 열에 의한 저항변화인데 종류를 보면 코일 온도에 의한 변화, 케이블의 온도에 의한 변화, 외부 간섭에 의한 crosstalk로 분류할 수 있다.
- 3) 각종 소자들의 특성변화로는 열에 의한 특성변화와 드리프트인데 종류별로는 기준 DAC, 검출용 DCCT, OPAMP, ADC 등 소자의 특성 변화이다.

1) 디지털 제어기

그림 3.23은 Mathwork사의 수치해석 및 제어시스템 시뮬레이션 소프트웨어인 Matlab-simulink를 사용하여 디지털 제어루프를 모델링 하였다.

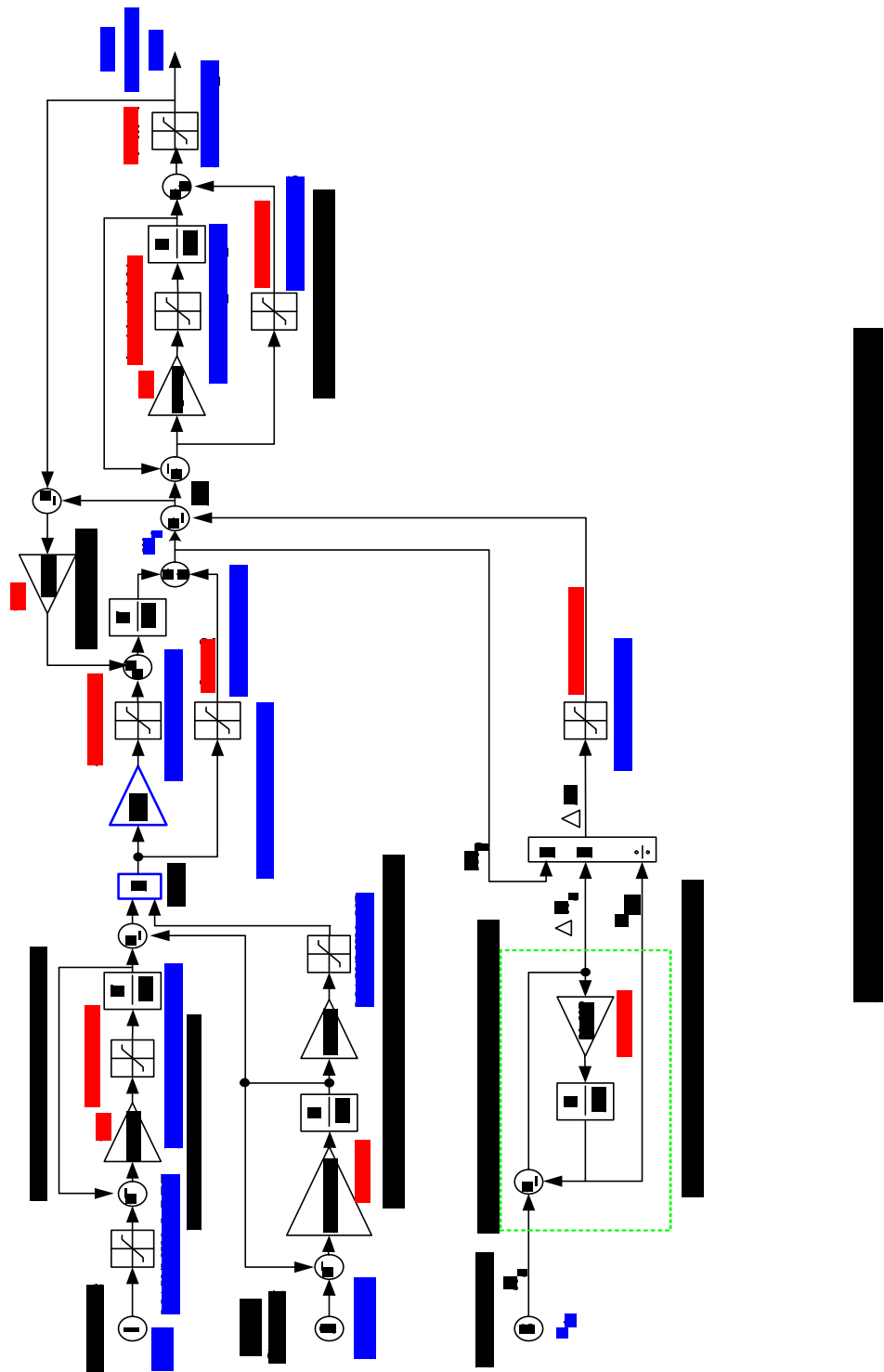


그림 3.24는 전원공급기의 디지털제어를 위한 전원공급기의 기본적인 시스템 구성도를 보여주고 있다.

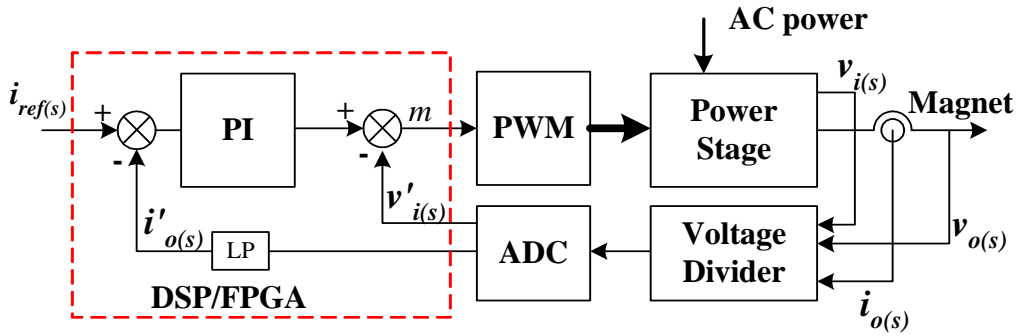


Figure 3.24: PI control block diagram for the PS

2) PI 제어기

비례적분 제어기 (Proportional-Integral controller)는 일반적으로 많이 알려진 제어 방법이며 여러 조건에서의 적응성 (flexibility)이 뛰어나며 튜닝이 쉬우며 성능이 우수하기 때문에 아날로그나 디지털 제어계 구성을 위해 많이 사용되는 알고리즘이다. PI 제어시 P와 I의 값들은 주어진 부하조건과 개루프 주파수 응답특성을 조사하여 최적값을 결정한다.

전원공급기를 위한 디지털제어기의 구성은 그림 3.25와 같이 간단하게 구성할 수 있다. 비선형 PI 제어 방법은 이미 여러 응용분야에서 많이 사용되고 있다. 전자식 전원공급기를 위한 PI 제어기는 고안정도 출력 전류제어를 위해 사용되므로 제어기의 구비 조건은 아래와 같다.

첫째 고이득, 둘째 고정도 분해능, 셋째 고안정도, 넷째 고 대역폭 그리고 입출력 변화에 따른 빠른 응답특성 (rapid response)을 들 수 있다.

그림 3.25는 PI 제어를 위한 간단한 구성을 보여주고 있다. 입력 기준전류와 출력 전류의 차이를 계산하여 에러값에 대해 곱셈을 하고 결과를 적분한 다음 두 결과치를 합하게 된다.

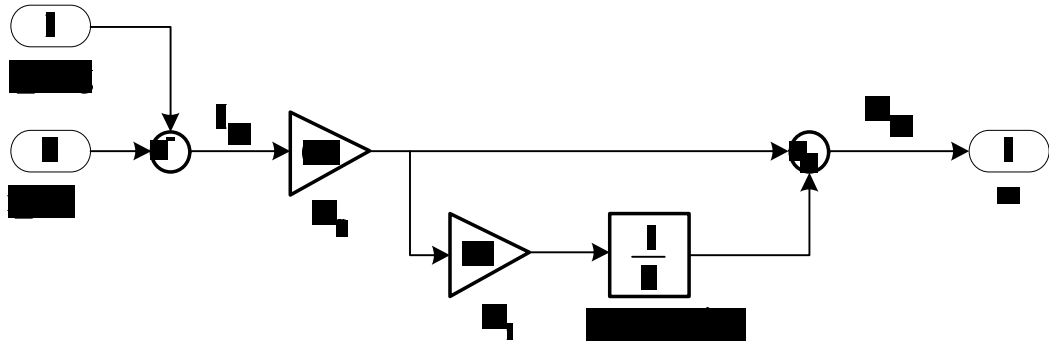


Figure 3.25: Block diagram of the PI controller

대부분 PI제어기의 연속적인 시간축으로 분석 및 계산된다^[17].

전달함수는 다음과 같이 나타낸다.

$$U(s) = \left(K_p + \frac{K_I}{s} \right) \cdot I(s)$$

I(s): Input error signal

U(s): Controller's output

P: Proportional part

I: Integral part

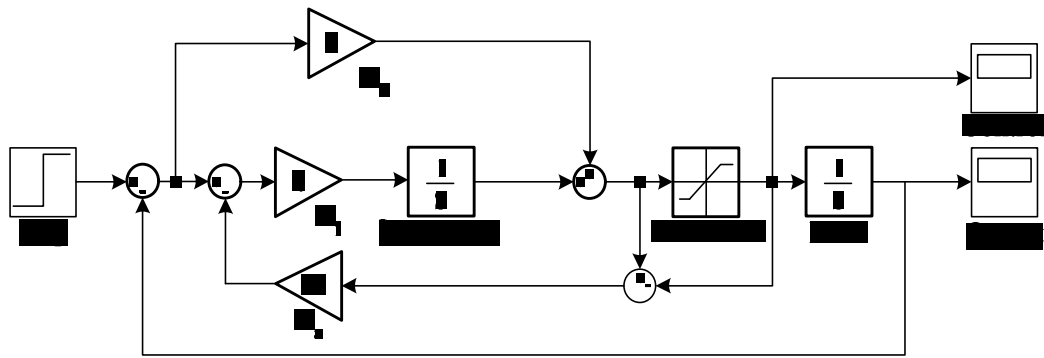
PI 디지털 제어를 위한 수식은 다음과 같이 새로 전개할 수 있다.

$$U(s) = K_p \left(1 + \frac{K_I}{K_p} \cdot \frac{1}{s} \right) \cdot I(s) = K_p \cdot \omega_{PI} \cdot \left(\frac{\frac{s}{\omega_{PI}} + 1}{s} \right) \cdot I(s)$$

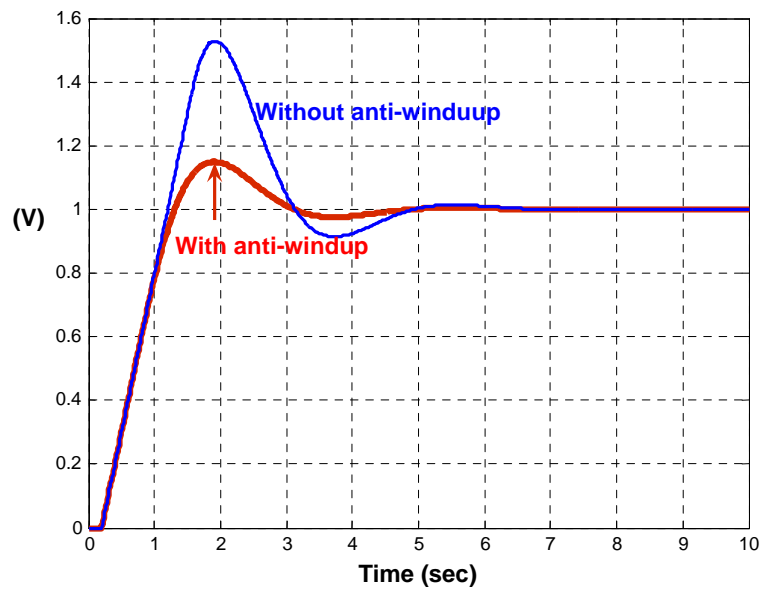
$$\omega_{PI} = \frac{K_I}{K_p} \text{ [rad/s]}$$

3) Anti windup

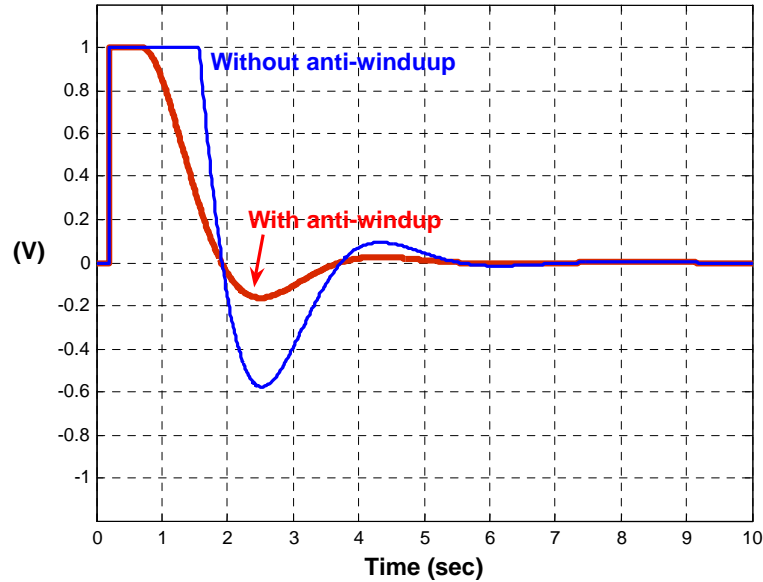
대부분의 제어시스템들의 출력 구동기는 동적 범위가 제한이 있으므로 제어신호가 빠른시간에 크게 변화하면 시스템의 과도 응답이 느리게 발생되어 포화되는 현상이 일어난다. 구동기가 포화상태에 도달하면 제어목표치와 출력값의 에러값이 커지기 때문에 오차값은 시간에 따라 누적되어 더욱 커지게 된다. PI 제어기에서 적분기가 포함될 때 적분기가 포화되었을 경우 적분 오차값이 커져서 계속 포화상태로 머물 수 있는 현상이 발생되는데 이를 적분누적 (integration windup) 이라 한다. 제어시 이현상이 일어나지 않도록 하여야 하는데 이를 누적방지 (integration anti windup)이라 한다. 그림 3.26은 누적방지 기능을 사용했을 때와 그렇지 않았을 때의 스텝입력에 대해 반응하는 제어출력 부분의 응답특성과 출력측의 응답특성을 비교하였다. 이 결과로 누적방지 기능이 제어값과 출력측에 댐핑을 줄일 수 있음을 알 수 있다^[19].



(a)



(b)



(c)

Figure 3.26: Anti-windup control example using Simulink: (a) simulink block, (b) output signal, (c) control signal

디지털 제어기에서 구현하기 위해서는 아래 조건이 만족될 때 K_I 를 0 값으로 한다

$$|u| = u_{\max}, K_I = 0$$

4) 전압 피드-포워드 제어루프

DC-link 전압은 입력전압의 변화에 따라 영향을 받는다. 입력전압이 변할 때 저주파 변동전압이 그대로 부하에 유입될 경우 PI 제어기에서 보상하기에는 시간적인 차이가 있다. 이럴 경우 직류전압의 변화분을 빠르게 감지하여 오차를 보상하는 방법이다. 동작을 위한 구성은 그림 3.27과 같다.

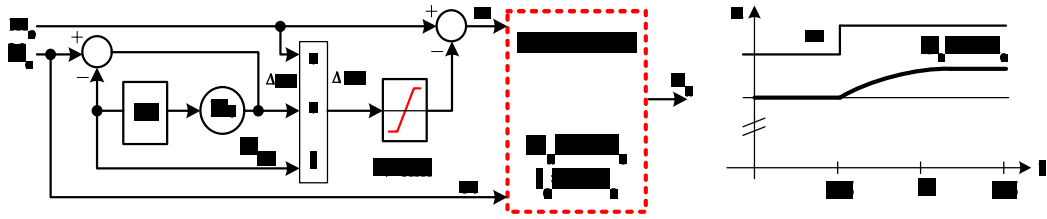


Figure 3.27: Block diagram of the voltage feed forward

5) 1차 저역통과필터

DCCT에서 나오는 전압을 간단한 1차저역통과 필터를 사용하여 노이즈를 감쇄 하였다. 그림 3.28은 Matlab simulink를 사용하여 저역통과 필터를 구현한 예를 보여주고 있다. A, B, C, D로 들어오는 전류신호의 값을 1차 저역통과 필터를 사용하여 필터링하는 예를 보여주고 있다.

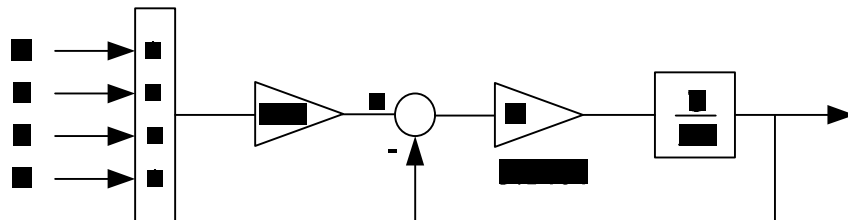


Figure 3.28: Low pass filter for the load current measurement

1차 저역필터의 전달함수는 다음과 같다.

$$H(s) = \frac{K}{\frac{s}{2\pi f} + 1}; \quad K \text{ 는 저주파 필터의 이득, } f: \text{ 주파수 Hz}$$

6) 평균필터

다음 그림 3.29는 4 points의 평균을 취해 신호를 필터링하는 예를 보여주고 있다.

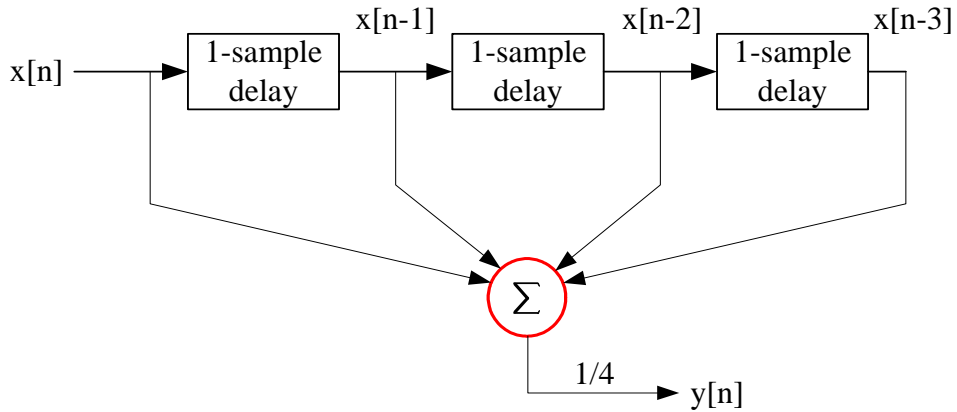


Figure 3.29: Four points averaging filter

평균을 위한 수식으로 표현하면 아래와 같다

$$y[n] = 0.25 \cdot (x[n] + x[n-1] + x[n-2] + x[n-3])$$

이 식을 z-transform으로 표현하면 다음과 같다.

$$H_p(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{1}{4}(1 + z^{-1} + z^{-2} + z^{-3})$$

7) 전류오차 계산

그림 3.30은 기준전류와 출력전류의 오차값을 계산하기 위한 블록도 이다. 입력과 출력 모두 1차 필터를 사용하였다. 기준에 대한 필터는 많은 양의 전류를 스텝으로 변화시 제한을 두기 위한 목적이다. 부하측 전류에 대한 필터는 전류에 포함된 고주파를 제거하기 위한 목적이다.

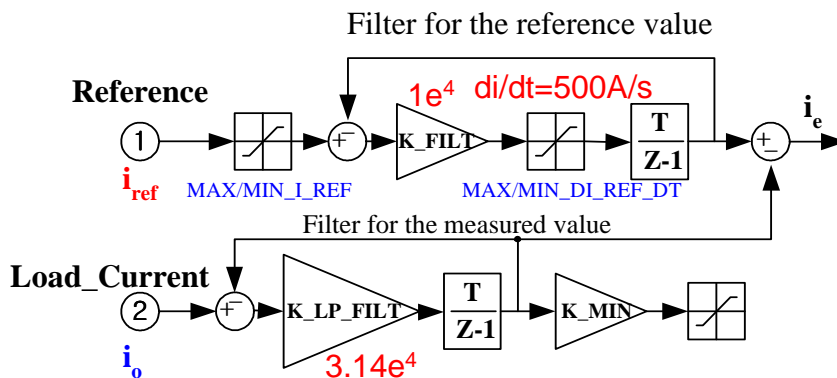
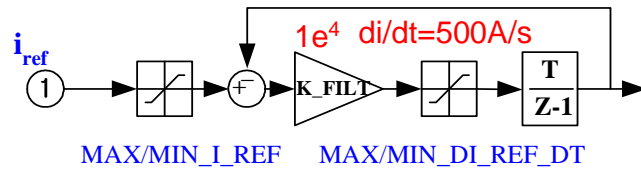


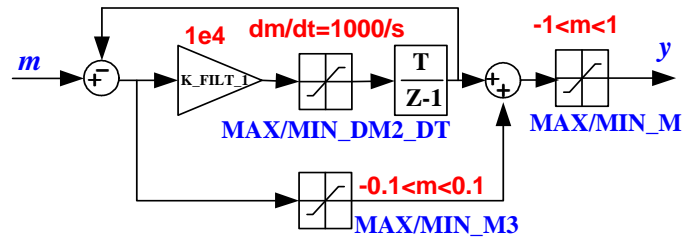
Figure 3.30: Error calculator

8) 명령치와 출력 제한 기능

입출력 제한 기능은 스텝명령에 대한 시스템의 응답을 부드럽게 하기 위해 시간지연을 주는 방법이다. 그림 3.31의 (a)는 기준명령의 시간지연을 주는 것이고 그림 (b)의 경우 최종 제어 출력값에 대한 시간 지연을 주는 것이다. 그림 (c)에서 시간지연을 주지 않은 A와 시간지연을 준 B의 경우 출력의 응답이 다르게 나타나고 있음을 알 수 있다. 이 경우 적절하게 시간지연을 주어 응답특성을 조절 한다면 보다 나은 특성을 얻을 수 있다.

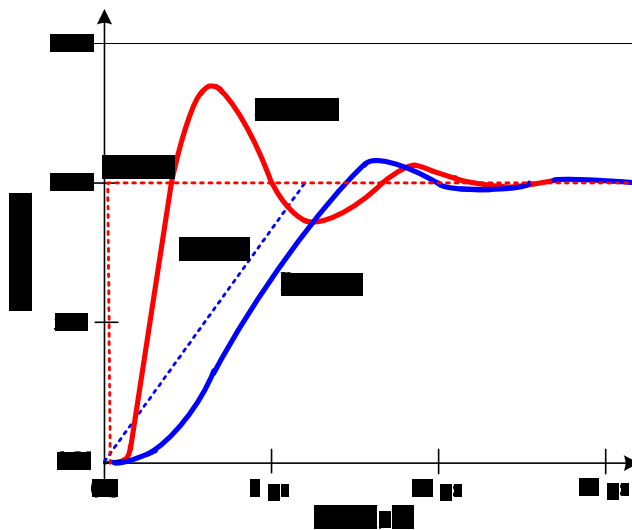


(a)



Limiter for large dm/dt

(b)



(c)

Figure 3.31: Step response: (a) input delay, (b) output limiter, (c) timing of input and output response

9) 부하의 저항값 계산

그림 3.32는 부하의 저항값을 계산하기 위해 사용된 구성도이다.

저항값은 옴의법칙에 따라 전압을 전류로 나눈 값이다. 실제 검출 하고자 하는 전압과 전류는 노이즈가 포함되기 때문에 디지털로 구현 시 후단에 저역통과 필터를 사용하였다.

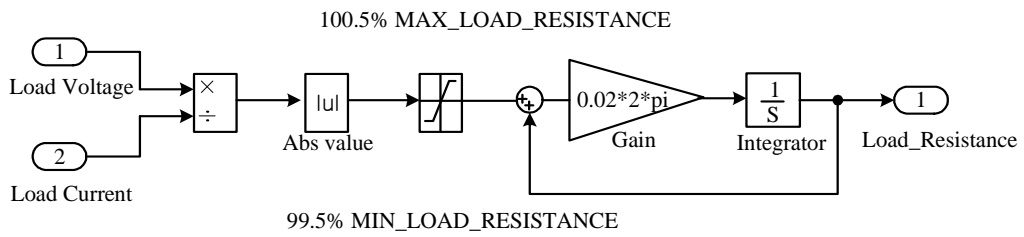


Figure 3.32: Load resistance calculation

4. 시험 및 평가

포항방사광가속기연구소 저장링에 적용할 디지털전원공급기를 개발 완료 후 여러가지 시험을 하였다. 실험을 위해 많은 시간을 전류안정성 측정에 할당 되었다. 그리고 전류분해능, 주파수 특성 등에 대해서도 여러 가지 측정을 하였다. 특히 입력 라인 주파수에 동기된 주파수 성분들을 측정하는 것이 어려웠다. 측정을 위한 DCCT와 계측기에서도 60 Hz에 대한 기본 노이즈가 검출되었기 때문이다. 전류안정도와 주파수특성 측정 및 시험결과에서 모두 만족할 만한 결과가 도출되었다. 그림 4.1은 제작된 디지털전원공급기의 완성된 실제 모양을 보여주고 있다. 전면 판넬에 4개의 3U 사이즈의 제어용 보드가 있다 (왼쪽에서부터 DSP, ADC, IL, DCCT cards).



Figure 4.1: The completed PS assembly

디지털 전원공급기를 완성하여 성능을 평가하기 위해 중요하게 다룬 시험 항목은 다음과 같다.

- 1) 설정전류/출력전류의 정확도
- 2) 단시간 전류안정도: ± 2.5 ppm
- 3) 전류 재현성: ± 5 ppm
- 4) 장단시간 전류안정도: ± 10 ppm
- 5) 스텝분해능: ± 2 ppm

표 4.1은 전원공급기의 성능 측정을 위해 사용한 계측기에 관한 표를 보여주고 있다.

Table 4.1: Instruments list for measurement

사용목적	계측기의 종류
전압측정	HP3458A: Digital volt meter
전압측정	FLUKE8505A: Digital volt meter
전류측정	DANFYSIK DCCT 860R
주파수특성 측정 1	Agilent 35670A dynamic signal analyzer
주파수특성 측정 2	Stanford research SR860 spectrum analyzer

표 4.2는 설정전류와 출력전류를 일곱개의 구간으로 나누어 측정한 값들이다. 이 결과 값들은 전원공급기의 선형특성과 측정용 외부 DCCT의 선형특성이 합쳐져서 나온 결과이다.

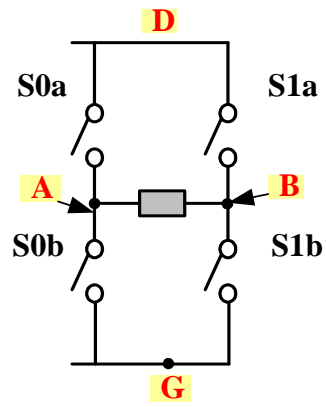
Table 4.2: Measurement of the set and output current

Setting (A)	Measured (A)	Error (mA)
0	0.00356	3.56
25	25.0015	1.5
50	50.0002	0.2
75	74.9978	2.2
-25	-24.9951	4.9
-50	-49.9933	6.7
-75	-74.9935	6.5

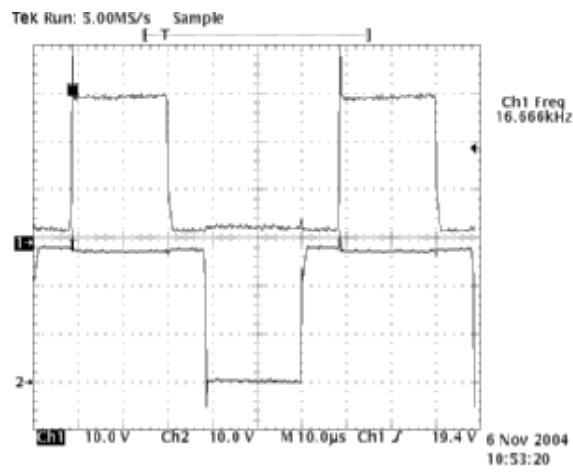
*Hitech 100A DCCT사용, FLUKE 8505A(DPS ID: No2(P08CV1), April 07, 2005)

1) IGBT 출력파형

다음 그림 4.2 (a)는 스위치의 구조와 (b)는 출력전류가 30 A 흐르고 있을 때 게이트파형 그리고 (c)는 0 A시 출력의 최소 펄스폭 (pulse width)을 보여주고 있다. Full-bridge 구조에서 0 A일 때는 (b)에서 듀티가 50 %일 때이다. 그러나 하드웨어에서 0 A와 0 듀티는 구현할 수 없으므로 최소 출력 듀티가 결국 전원공급기의 오프셋 전류가 된다.



(a)



(b)

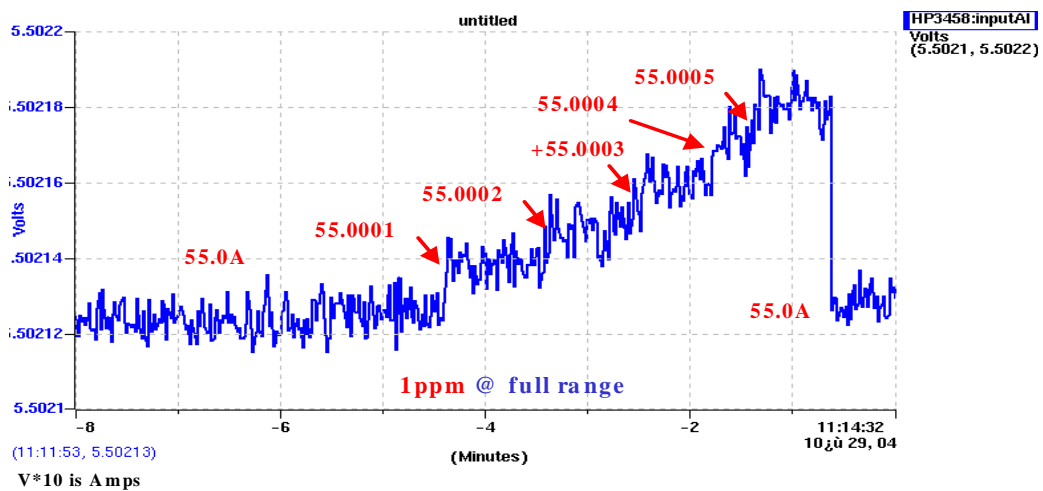
Figure 4.2: IGBT gate and output waveform

(a) Full bridge switch configuration for measurement

(b) A, B output (Up: G to A, Bottom: G to B)

2) 스텝 정밀도

그림 4.3은 55 A에서 1 ppm 스텝으로 설정전류를 변화시켰을 때 출력전류 반응을 보여주고 있다. 이 결과로 디지털 루프는 55 A에서 100 μ A의 전류가 제어되고 있음을 알 수 있다.



Step response @ 55(A), 100uA step

Figure 4.3: Current output step response test

(Maximum current 100 A/10 V, V*10 is current, 1 second per sampling)

3) 단시간 전류 안정성

그림 4.4는 90 A에서 10분 동안의 전류 안정도를 보여주고 있다. 이 결과는 10분 동안에 $\pm 100 \mu A$ 의 전류 흔들림만이 있었음을 알 수 있다.

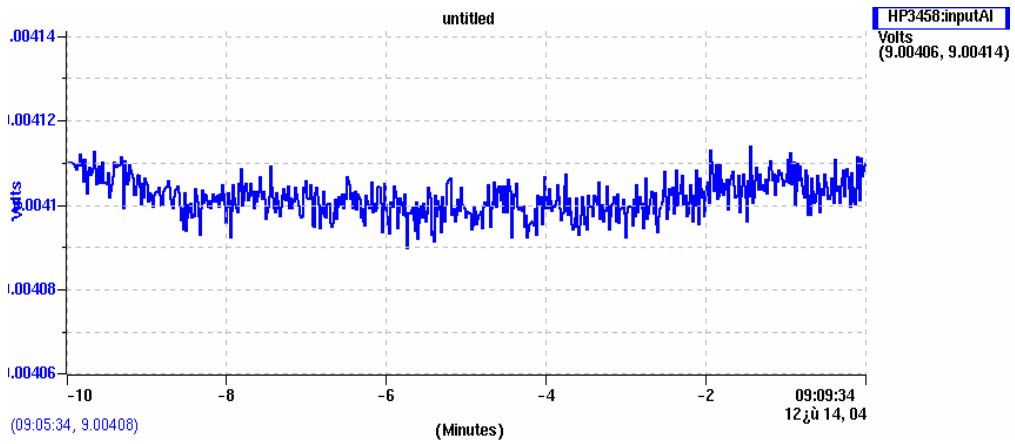


Figure 4.4: Short-term stability @ 90 A, 100 uA/Div

4) 긴시간 전류 안정성

그림 4.5는 55 A 전류에서 13시간 동안의 전류 변화를 보여주고 있다. 이 결과 ± 5 ppm의 긴시간 전류안정도를 보여주고 있다. 6시간 주기의 크게 보이는 드리프트는 외부온도 변화에 의한 특성 때문에 나타나는 현상으로 예측할 수 있다.

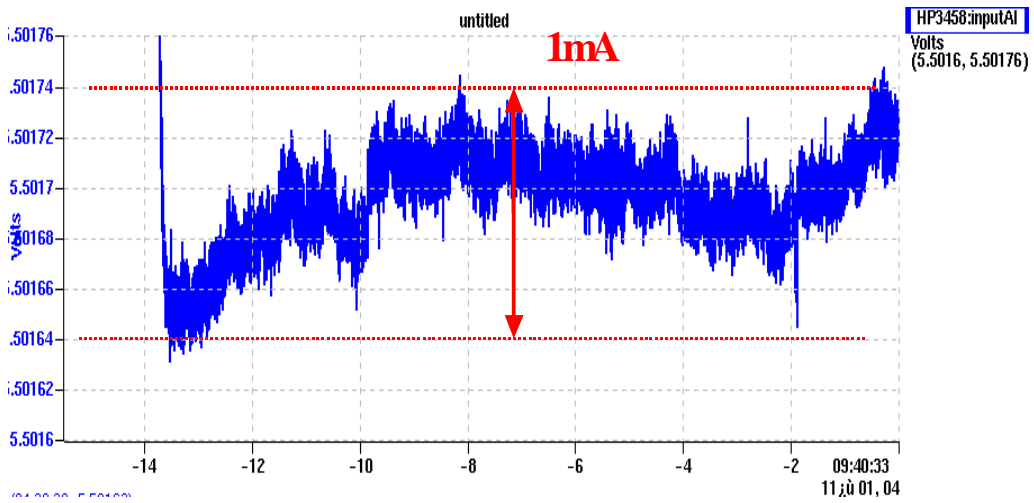


Figure 4.5: Current output long-term stability, 200 uA/Div
13.5 hours stability @ 55 A, ± 5 ppm

5) 온도변화에 따른 결과

그림 4.6은 DSP/ADC 보드에 팬으로 열을 외부로 방출하였다가 팬을 정지 하였을 때 전류가 상승을 하였다가 다시 팬을 동작시켰을 때 전류가 내려가는 특성을 보여주고 있다. 이 시험은 ADC 보드가 외부온도에 의해 영향을 받고 있음을 알 수 있다. 실제 전원공급기를 사용하는 현장의 온도변화가 $\pm 2^{\circ}\text{C}$ 내외이기 때문에 실제 그림 4.6에서와 같이 급격한

변화는 일어나지 않는다.

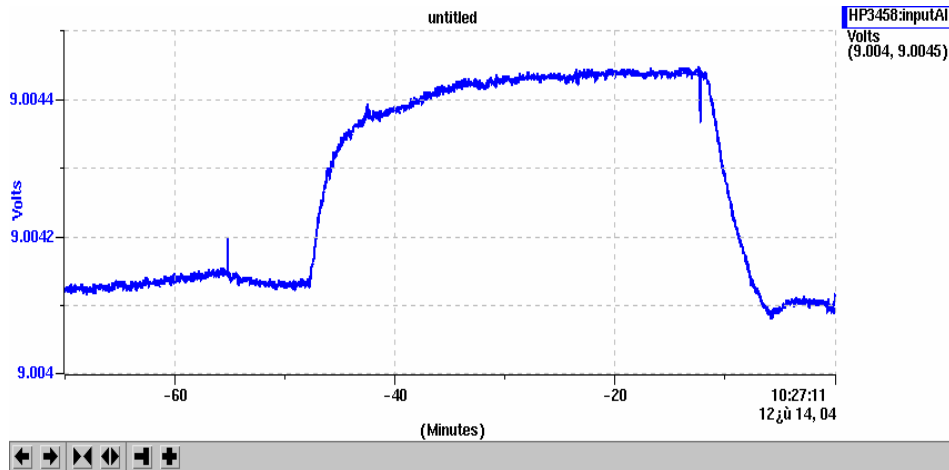
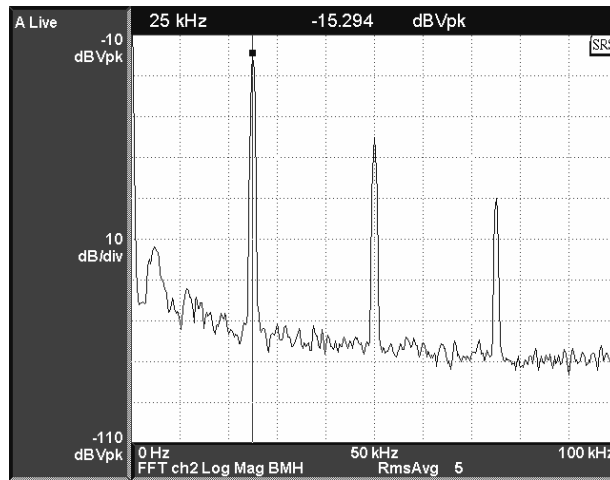


Figure 4.6: ADC cards temperature variation

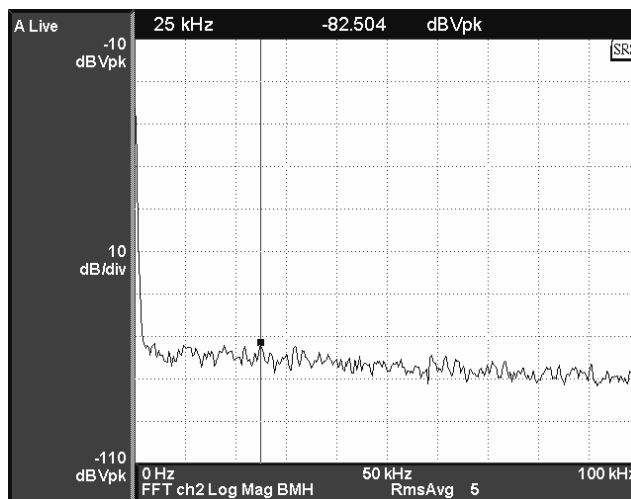
Maximum 35 ppm changed @ 90 A

6) 주파수특성

그림 4.7은 25 A의 출력 전류에서 그림 (a)는 필터링전, 그림 (b)는 후의 주파수 특성을 보여주고 있다. 필터 전단에서는 주 스위칭주파수 25 kHz의 배수인 50 kHz, 75 kHz, 100 kHz에 해당되는 주파수성분이 분포되어 있다. 그리고 필터를 거친 후에는 스위칭주파수를 포함하여 고차수의 주파수가 모두 필터에 의해 감쇄가 되었음을 알 수 있다.



(a)



(b)

Figure 4.7: Filter output frequency response @ 25 A
 (a) Before filtering (25, 50, 75 kHz), (b) After filtering

7) 전류 스텝반응

그림 4.8은 -1 A 에서 $+1\text{ A}$ 의 전류 (total 2 A)를 스텝으로 변화시켰을 때 시간에 대해 반응하는 전류의 변화이다. 이 기울기를 보면 1 A 의 전류가 변화되는데 20 ms 가 걸리고 있다. 이 기울기는 기준치의 전류 포화값을 바꾸어 변경이 가능하다[그림 4.31 (a)]. 현재는 500 A/sec 로 설정되어 있다.

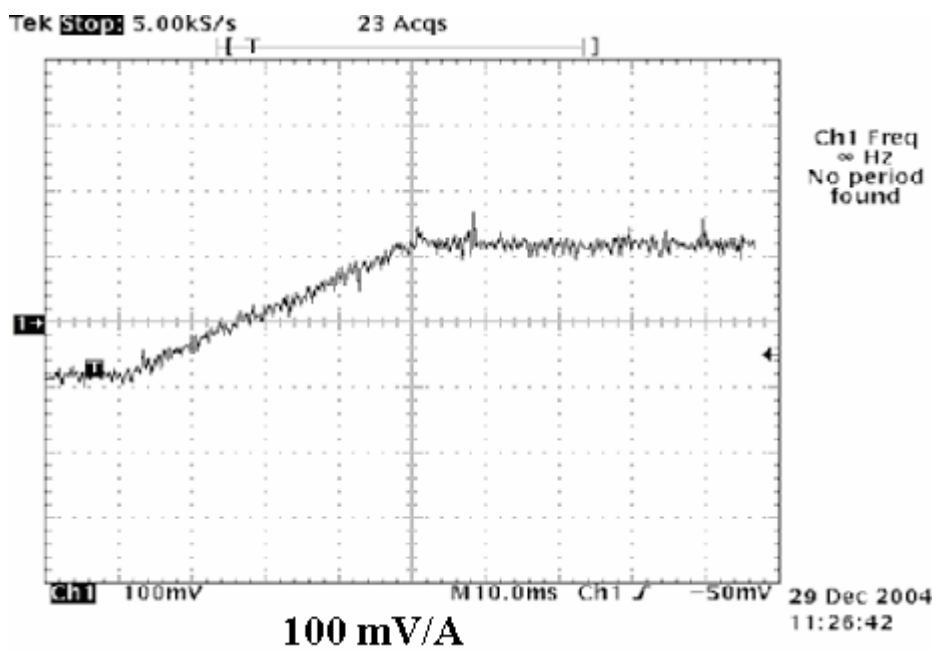


Figure 4.8: Output current step response

그림 4.9는 성능 검사를 위해 25 A를 중심으로 +/-10 mA씩 전류를 변화시켜 디지털전압계로부터 출력전류의 값을 읽어들이는 예이다. 이 결과는 10 mA 스텝의 전류를 변화시켰을 때 제어값과 출력전류의 결과값이 잘 일치됨을 알 수 있다.

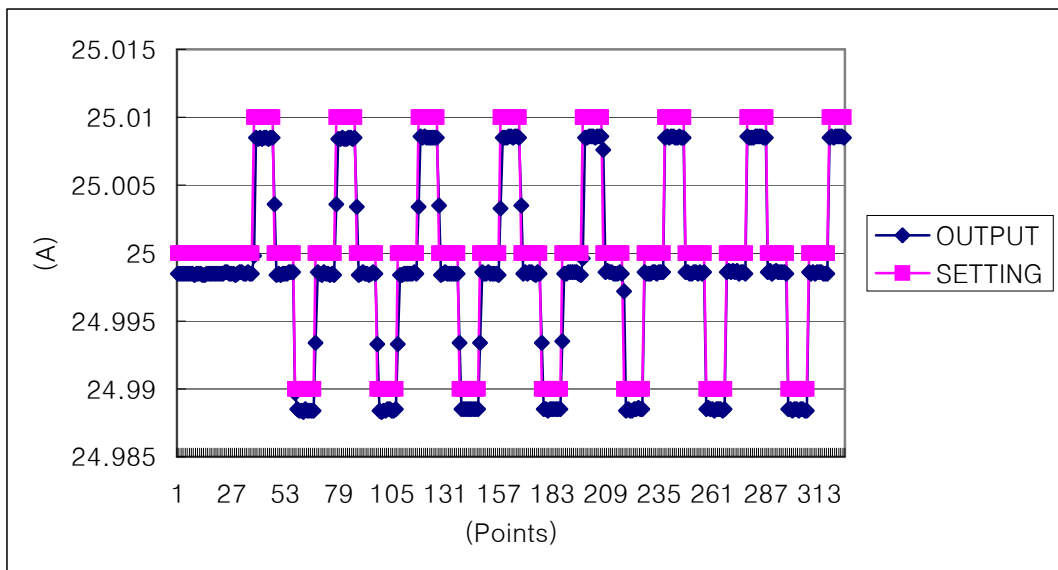


Figure 4.9: Data reading of set and output values

5. 결론 및 향후 연구방향

1) 결 론

본 논문에서는 포항방사광가속기의 저장링 빔케도교정 전자석전원공급기를 모델로 하여 고기능 디지털 전원공급기를 제안하여 제작 시험한 결과 성능이 아주 우수함을 시험으로 입증하였으며 70대의 디지털 전원공급기를 저장링에 설치하여 성공적으로 운전에 적용하였다. 제안된 고기능 전자석전원공급기의 연구를 위해 먼저 여러연구소의 전원공급기에 관해 조사를 하였으며 또 전력 변환장치의 구조와 특성 그리고 제어기의 특성에 대해서도 연구하였다.

제안된 디지털 전원공급기는 스텝분해능이 ± 2 ppm 으로 아주 우수하며 장시간 안정도 ± 15 ppm 정도로 안정적이었다. 특히 아나로그 구조에 비해 전체적으로 제어기의 구조가 아주 간소화 되었다. 스위치소자는 FET를 사용하지 않고 내구성이 우수하고 가격이 저렴한 IGBT를 사용하였으며 출력필터 부분을 보강하여 스위칭으로 인해 발생하는 노이즈를 최소화 하였다. 시험 결과 여러 부분에서 만족한 결과를 얻었으며 특히 디지털 제어기의 우수한 성능을 제작과 시험을 통해 확인을 하였다. 시제품 제작을 거쳐 2005년 7월과 8월 70세트의 수직 교정용 전자석전원공급기가 모두 교체되어 운전에 적용되어 빔 운전 결과 아주 만족한 결과가 나왔다

2) 향후 연구 방향

본 연구에서는 단기간에 고기능의 전원공급기를 개발하여 저장링의 교정용 전자석전원공급기를 교체하기 위해 많은 노력을 경주하였다. 향후 연구에서는 전력컨버터와 부하 그리고 제어계를 모델링 및 전산모사 한 후 새로운 제어 알고리즘을 개발하여 PLS에서 요구하는 최적의 전원공급기를 개발하는 것이다. DSP와 FPGA에 적용된 소프트웨어와 VHDL 코드는 다양한 종류의 제어계에 응용할 수 있으며 앞으로 하드웨어와 소프트웨어 등에 대한 많은 연구가 필요하다. 본 디지털 전력컨버터의 개발과 제작 경험을 바탕으로 새로운 디지털 제어 알고리즘과 하드웨어의 구조에 대한 연구와 개발이 더 필요함을 알 수 있었다. 특히 디지털 제어루프와 디지털 필터 알고리즘은 좀더 나은 모델로 변경이 필요하며 하드웨어 또한 소자의 기능을 향상시키는 방향으로 연구를 계속 진행 하여야 한다. 그리고 시스템의 효율과, 크기, 유지보수 차원을 고려한 전력컨버터의 다양한 하드웨어 구조에 대한 연구가 지속적으로 필요하다.

참고 문헌

- [1] K. Burkmann, etc, "CORRECTOR POWER SUPPLIES WITH A DAC RESOLUTION UP TO 24BITS BASED ON 16 BIT DAC DEVICES", 8th International Conference on Accelerator & Large Experimental Physics Control Systems, 2001, San Jose, California
- [2] Jonah M. Weber Michael Chin, "ALS control system IP I/O module upgrade", Lawrence Berkeley National Laboratory (University of California, University of California) Year 2004 Paper LBNL-54954
- [3] L. Tanner, F. Jenni, "DIGITAL CONTROL FOR HIGHEST PRECISION ACCELERATOR POWER SUPPLIES", 8th International Conference on Accelerator & Large Experimental Physics Control Systems, 2001, San Jose, California
- [4] L. Terry Jackson, etc, "Magnet Power Supply System for the ALS Storage Ring and Booster", © 1993 IEEE. Personal use of this material is permitted.
pp. 1265 - 1267
- [5] D. McGhee, "STATUS OF MAGNET POWER SUPPLY DEVELOPMENT FOR THE APS STORAGE RING*", Argonne National Laboratory
- [6] G. E. Leyh, etc, "A Multi-Channel Corrector Magnet Controller", SLAC, stanford
- [7] Evgeny Medvedko, etc, "HIGH RESOLUTION ANALOG / DIGITAL POWER SUPPLY CONTROLLER", PAC03
- [8] F. Jenni, L. Tanner, M. Horvat, "A Novel Control Concept for Highest Precision Accelerator Power Supplies"
- [9] G. Irminge, etc, "A 3 Hz, 1MWpeak Bending Magnet Power Supply for the Swiss Light Source (SLS)", EP2 in Grenoble 21./22.10.1998
- [10] S. A. Griffiths, "A POWER CONVERTER OVERVIEW FOR THE DIAMOND STORAGE RING MAGNETS.", CLRC, Daresbury Laboratory, Daresbury, Warrington, WA4 4AD, UK

- [11] Masoud Fathizadeh, “Synchrotron Power Supply Light Source”, APS LS Note 164 Note March, 1991
- [12] RAYMOND B. RIDLEY, “Secondary LC Filter Analysis and Design Techniques for Current-Mode-Controlled Converters”, IEEE Transactions on power electronics, VOL. 3. NO. 4, OCTOBER 1988
- [13] J. Lisser and K. Bouwknecht, “High-speed high-precision programmable magnet power supply for a wide range of magnet time constants”, IEEE Transactions on Nuclear Science, Vol. NS-28, No. 3, June 1981
- [14] P. Odier, “DCCT TECHNOLOGY REVIEW”, SERN AB/BDI, Geneva
- [15] DANFYSIK, “ULTRASTAB 860R Current Transducer manual”
- [16] W. D. Collins, “Digital technology invades power supply control market (power management components topical report)”. [Online]. Available: <http://www.isuppli.com>, 2003.
- [17] Analog Devices, “ADSP-21990: Implementation of PI Controllers”, AN21990-13
- [18] 홍순찬 외, “전력전자공학 변환기. 응용 및 설계”, pp 118-122
- [19] GENE F. FRANKLIN, etc, “FEEDBACK CONTROL OF Dynamic System FOURTH EDITION”, 2002 Prentics Hall
- [20] Robert W. Erickson, etc, “Fundamentals of Power Electronics SECOND EDITION”, 2001 Kluwer Academic Publishers
- [21] MUHAMMAD H. RASHID, “POWER ELECTRONICS HANDBOOK”, ACADEMIC PRESS
- [22] <http://www.nuhertz.com/filter/>
- [23] <http://focus.ti.com/lit/an/slva150/slva150.pdf#search=UC3856>
- [24] IGBT-Driving Hybrid ICs (EXB8,-Series) Application Manual