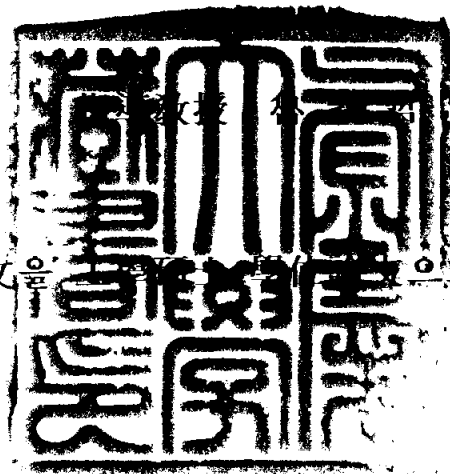


717
85/1
62

工學碩士學位論文

펄스 모드로 동작하는 직류 전원장치에
적합한 새로운 방식의 AC/DC PWM
파워 컨버터

이 論文을 釜慶大學校 大學院 電氣工學科 文相 皓 先生 에게 提出함



2003年 2月

釜慶大學校 大學院

電氣工學科

文 相 皓

文相皓의 工學碩士 學位論文을 認准함

2002年 12月

主 審 工學博士 金 千 德



委 員 工學博士 金 仁 東



委 員 工學博士 魯 義 哲



<목 차>

그림목차	i
표목차	iii
ABSTRACT	iv
1. 서 론	1
2. 제안한 방식의 회로와 동작원리	3
2-1. 제안 회로	3
2-2. 부하단락시 동작원리	5
3. 부하단락시 특성해석	10
3-1. 교류 입력전류	10
3-2. 직류 출력전류	15
4. 시뮬레이션 결과	17
4-1. 부하단락시 출력전류와	17
4-2. 단락시점 변화에 따른	23
5. 시스템 하드웨어 구현	26
5-1. 주회로의 전체 구성	26
5-2. 제어기의 하드웨어 구성	28
5-2-1. 제어보드의 전체 구성	28
5-2-2. 인터페이스부	32
5-2-3. 제어부	36

6. DSP software	39
6-1. 소프트웨어 구조와 타이밍	39
6-2. AC/DC 컨버터에서의 각 신호의 변환비	44
7. 실험결과	45
8. 결론	56
참고문헌	58
감사의 글	60

〈그림 목차〉

그림 1. 제안하는 방식의 멀티레벨 AC/DC 컨버터	3
그림 2. 제안하는 방식의 2-레벨 AC/DC 컨버터	8
그림 3. 스위칭 상태, 출력전압, 출력전류 파형	9
그림 4. i_c 가 '0'이 되는데 요구되는 시간	11
그림 5. i_c 가 '0'이 된후 i_a 와 i_b 가 '0'이 되는데 요구되는 시간	12
그림 6. i_b 가 '0'이 되는데 요구되는 시간	13
그림 7. i_b 가 '0'이 된후 i_a 와 i_c 가 '0'이 되는데 요구되는 시간	14
그림 8. 단락구간에서의 직류 출력전류 피크값의 정규화	15
그림 9. 단락구간에서의 직류 출력전류 피크값의 정규화	16
그림 10. 부하단락이 여러번 발생했을 경우의 출력전류 파형	18
그림 11. 부하단락이 여러번 발생했을 경우의 i_a , i_b , i_c 파형	19
그림 12. 부하단락시 I_o 의 확대 파형	20
그림 13. 부하 재 인가시 i_o 의 확대 파형	21
그림 14. 부하단락이 여러번 발생했을 경우의 i_a , i_b , i_c , i_o 파형	22
그림 15. i_a 의 위상이 65° 에서 단락이 발생했을 경우 i_a , i_b , i_c 파형	23
그림 16. i_a 의 위상이 75° 에서 단락이 발생했을 경우 i_a , i_b , i_c 파형	24
그림 17. i_a 의 위상이 85° 에서 단락이 발생했을 경우 i_a , i_b , i_c 파형	25
그림 18. AC/DC PWM 컨버터	26
그림 19. DSP를 중심으로 구성된 디지털 제어기	28
그림 20. DSP의 내부구성	29
그림 21. 제어전원의 구성	31
그림 22. 상전류 인터페이스 회로	32
그림 23. 상전압 인터페이스 회로	33
그림 24. 출력전류 인터페이스 회로	34

그림 25. 출력 커패시터 전압 인터페이스 회로	35
그림 26. IGBT 구동 Drive 회로	36
그림 27. Triac Switching 회로	37
그림 28. 보조스위치 구동 회로	38
그림 29. AC/DC 컨버터 제어 소프트웨어의 타이밍 다이어그램	39
그림 30. 전류제어루프 연산부	40
그림 31. 전압제어루프 연산부	41
그림 32. AC/DC 컨버터 제어부의 Main function	42
그림 33. Task Control function의 flow chart	43
그림 34. a상 상전압[150V/div]과 상전류[20A/div]	45
그림 35. a상 상전류[20A/div]와 컨버터 a상 폴전압[250V/div]	46
그림 36. a상 상전류[20A/div]와 컨버터 폴간전압[250V/div]	47
그림 37. ia, ic, io 파형[20A/div]	48
그림 38. ia, ic [20A/div]와 vo, vc 파형[250V/div]	49
그림 39. ia, ic, io 파형[20A/div] (2회 연속 단락)	50
그림 40. ia, ic [20A/div]와 vo, vc 파형[250V/div] (2회 연속단락)	51
그림 41. (a) 부하단락시 ia, ic, io 상세 파형[20A/div] (65°)	52
그림 42. (b) 부하단락시 ia, ic, io 상세 파형[20A/div] (75°)	53
그림 43. (c) 부하단락시 ia, ic, io 상세 파형[20A/div] (85°)	54
그림 44. 전압 재인가시 ia, ic [20A/div]와 vo 파형[250V/div]	55

<표 목차>

표 1. AC/DC 컨버터에서의 각 신호의 변환	44
----------------------------------	----

A New AC/DC PWM Power Converter Suitable for Pulsed-Mode Operating DC Power Supply

Sang-Ho, Moon

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

Abstract

This paper describes a new protection method against a short-circuit load with high voltage DC power supply using a multilevel AC/DC PWM converter. The output dc voltage of the proposed scheme can be quickly disconnected from the short-circuit load. In addition, the dc voltage is reapplied to the load immediately after the fault has been cleared. Since the output filter capacitors of the proposed scheme have ability to keep a floating state, the dc capacitors do not discharge even in case of a short-circuit load. After the dc power is reapplied to the load, the rising time of the dc load voltage is as small as several hundred μs , and there is no overshoot.

The operating principle is described and the characteristics are analysed. The proposed system is simulated with simulation package

SIMPLOER. An experimental hardware has been assembled for the implementation of the prototype and the usefulness of the proposed scheme is verified through experiments. The proposed scheme has the characteristics of a simplified structure, reduced cost and volume compared with those of the conventional power supplies for ion source.

1. 서 론

이온원과 같은 특수한 부하를 가진 교류/직류 컨버터는 정밀한 출력전압 안정화 제어 기능 이외에도 부하 단락시 뛰어난 보호기능을 요구한다. 이온원 내부에서는 부하단락이 빈번히 발생하는 경우가 있기 때문에 이러한 부하를 위한 전원장치는 일반적인 직류전원장치와는 다른 성능을 필요로 한다. 단락전류로부터 이온원과 컨버터를 보호하기 위해서는 전원장치로부터 전원을 신속히 차단할 필요가 있다. 그런데 전원 차단과 더불어 중요한 것은, 단락요인이 사라지고 난 후 부하가 정상상태로 회복되면 직류전원을 부하에 다시 인가하기 위하여 빠른 시간 내에 컨버터를 온 시켜 주어야 하는데, 이는 가능한 한 시스템 전체 운전 시간을 길게 유지하기 위해서이다[1, 2].

이러한 요구조건을 충족시키기 위해 직류 전원장치에 관한 많은 연구결과가 발표되었다. 초창기에는, 부하단락시 고속 스위칭기능과 보호기능을 얻기 위해 스위치 소자로 진공관이 사용되었다. 진공관은 3상 전파정류기의 (+) 출력단에 직렬로 연결되었다. 1980년대 들어서면서, GTO 사이리스터가 전력 반도체 스위치 소자기술의 괄목할만한 성능 향상과 더불어 대전력 응용분야에 뛰어난 스위치 소자로 채택되었다. GTO 사이리스터는 고속 온/오프 스위칭 특성을 가지며 소자의 손실도 진공관에 비해 상당히 낮다. 따라서, GTO 사이리스터는 진공관이 가지는 몇 가지 문제점들 예를 들어, 짧은 수명, 낮은 효율, 유지보수의 어려움 등과 같은 단점들을 극복하기 위해 진공관을 대체하여 DC측 스위치 소자로 사용되었다[3]. 그러나, 수 십 kV 이상의 고전압 응용분야에서는 GTO 사이리스터의 전압 정격의 한계로 인하여 여러 개의 GTO 사이리스터를 직렬 연결하여 사용할 수 밖에 없으며 많은 수의 GTO

사이리스터를 DC측에 직렬로 연결해야 하기 때문에 스택의 크기가 커지며 각각의 GTO 사이리스터의 온/오프 동기를 맞추기 힘들다는 단점이 있다. 이러한 단점을 극복하기 위하여 DC측에 스위치 소자가 없는 고전압 전원장치가 전원장치 시스템 성능의 개선을 목적으로 제안되었다[4, 5]. 이 시스템은 정류기, 인버터, 승압 변압기, 그리고 3상 전파정류기로 구성되어 있다. 이런 인버터 형태의 DC전원장치는 인버터 동작을 작동/정지시킴으로서 요구되는 출력 스위칭 성능을 만족시키며 인버터의 출력 주파수를 증가시킴으로서 승압 변압기의 크기와 무게를 줄일 수 있다.

최근에, 멀티레벨 PWM 컨버터는 고전압과 대전력 응용분야에서 실질적인 해결책 중에 하나로 제안되고있다[6, 8]. 멀티레벨 PWM 컨버터는 고역률과 교류 입력전류의 낮은 THD 등 양호한 특성을 갖는다. 더욱이, 멀티레벨 컨버터로 구성되는 직류전원장치는 승압 변압기가 필요 없으므로 그 구조가 간단하며 대용량에서 고성능의 특성을 제공한다. 기존의 멀티레벨 PWM 정류기를 이용하여 부하단락시 고속스위칭 성능을 얻기 위해, 수정된 부스트 형태의 멀티레벨 컨버터가 제안되었다[9]. 그러나, 이 방식에서는 부하 단락시 정격의 수 배에 달하는 큰 교류입력 전류가 반주기동안 통전하는 문제를 안고 있다.

본 논문은 앞에서 언급한 문제를 해결하는 새로운 방식의 PWM 정류기를 제안하여 제안한 회로의 동작원리, 특성해석 및 시뮬레이션을 하였으며[10] 실험을 통하여 제안한 방식의 타당성을 검증하였다.

2. 제안한 방식의 회로와 동작원리

2-1. 제안 회로

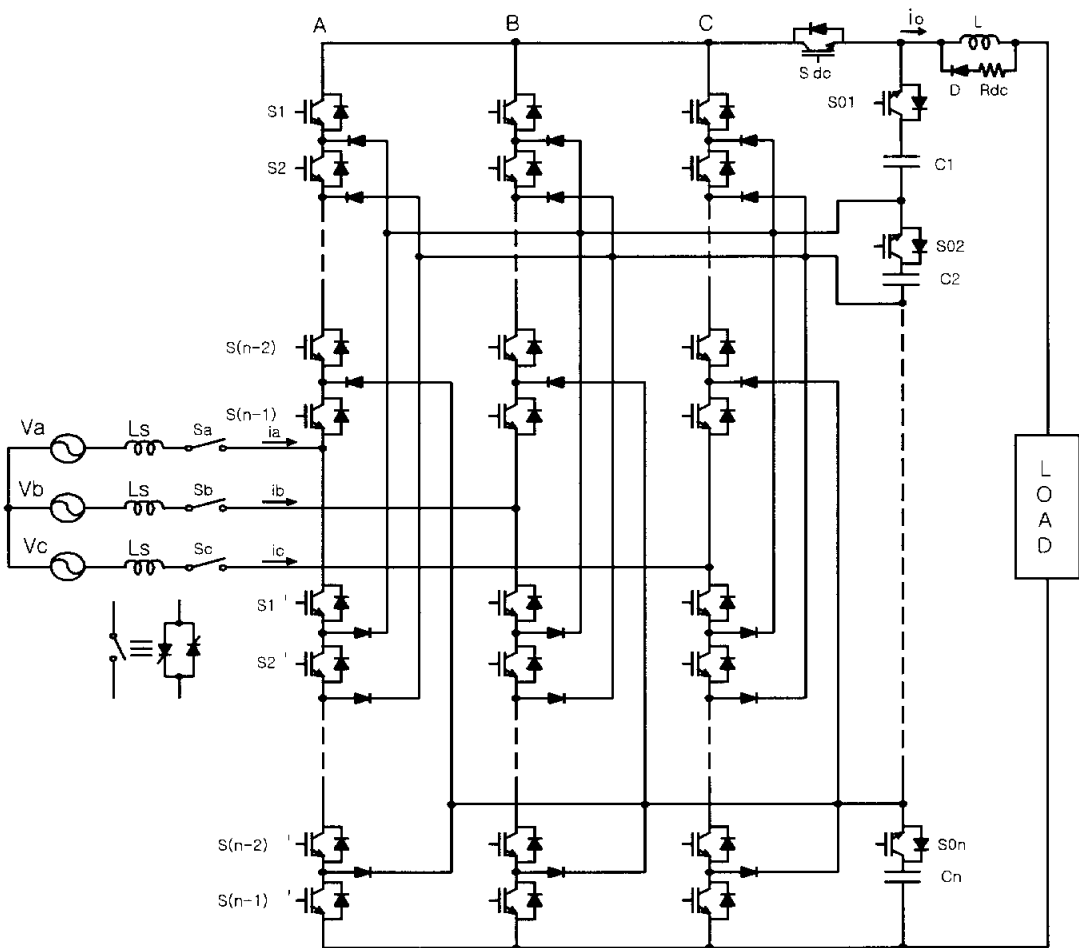


그림 1. 제안하는 방식의 멀티레벨 AC/DC 컨버터

그림 1은 제안한 방식의 멀티레벨 교류/직류 컨버터를 일반화하여 나타낸 회로도이다. 회로는 기본적으로 기존의 멀티레벨 컨버터 회로와 유사하다. 몇 가지 다른 점은, S_a , S_b , S_c 스위치가 교류 입력부에 추가되어 있으며, 기존의 멀티레벨 컨버터의 직류단 필터 커패시터 ($C_1 \sim C_n$) 각각에 직렬로 스위치 ($S_{o1} \sim S_{on}$)가 하나씩 추가되어 있다. 그리고 (+)측 직류단에는 S_{dc} 가 접속되어 있다. 이상과 같이 기존의 멀티레벨 컨버터에 추가로 삽입된 스위치들은 정상동작시에는 모두 항상 온 상태로 유지하며 부하단락사고 발생시에만 오프 상태로 변한다. 따라서 이들 보조 스위치들의 스위칭 손실은 주 스위치 ($S_1 \sim S_{(n-1)}$)에 비해 비교가 안될 정도로 적다. 또한 S_a , S_b , S_c 는 레벨 수에 무관하게 항상 3개로 일정하며 각 스위치는 2개의 SCR 사이리스터가 역병렬 접속된 구조로서 사이리스터 교류제어기로 동작하는 것이 아니라 단순한 스위치로 동작한다. 스위치 ($S_{o1} \sim S_{on}$)은 부하단락시 오프 하여 출력 필터 커패시터 ($C_1 \sim C_n$)의 방전을 방지하기 위한 역할을 함과 동시에 부하가 정상으로 회복시 전원을 재 인가할 때 온 함으로써 출력전압 상승시간을 최소로 하는 역할도 겸한다.

2-2. 부하단락시 동작원리

제안한 방식의 기본 동작원리는 레벨 수에 무관하게 동일하다. 따라서 제안한 회로에 대한 동작원리를 설명하는데 있어서 설명의 편의상 2-레벨 컨버터를 대상으로 하여 설명한다.

그림 2는 2-레벨 컨버터에 제안한 방식을 적용한 경우에 해당하는 회로도이다. 정상동작시 모든 보조스위치들 ($S_a, S_b, S_c, S_{dc}, S_o$) 은 온 상태를 유지하며 주스위치 ($S_1 \sim S_6$)들은 PWM신호에 따라 온/오프 스위칭을 반복한다. 이 경우의 동작은 기존의 멀티레벨 컨버터의 동작과 동일하다. 부하 단락사고가 발생하는 순간부터 모든 보조 스위치들과 주 스위치들의 스위칭 상태는 그림 3처럼 변한다. 각 모드에 있어서 각 스위칭 소자의 스위칭 상태, 부하 전압, 출력 직류전류 파형은 다음과 같다.

$$1) t_0 \leq t < t_1$$

출력 커패시터 전압 V_c 는 인덕터 L 에 인가되므로 출력 전류 i_o 는 식 (2-1)처럼 증가한다.

$$i_o(t) = i_o(t_0) + \frac{V_c}{L}(t - t_0), \quad t_0 \leq t < t_1 \quad (2-1)$$

각 스위칭 소자들은 정상 상태동작에서의 상태를 유지한다.

2) $t_1 \leq t < t_2$

t_1 에서 i_o 가 부하단락 검출 전류레벨 I_{os} 에 도달하면 단락검출 신호 OS가 High로 된다. OS신호가 High로 됨과 동시에 S_a , S_b , S_c 에 인가되는 게이트 신호가 모두 오프 되고 PWM 컨버터의 전력흐름의 방향은 반전된다. 즉, 컨버터는 회생모드로 동작하게 된다. 그렇게 함으로써 교류 입력전류의 크기를 가능한 한 빠른 시간내에 '0'으로 감소시킬 수 있다. 회생모드에서 교류 입력전류 i_a , i_b , i_c 의 크기는 다음 식과 같이 감소한다.

$$i_a(t) = i_a(t_1) + \frac{1}{3L_s} \int_{t_1}^t (2v_{ac} - v_{bc} - 2V_c) dt \quad (2-2)$$

$$i_b(t) = -\{i_a(t) + i_c(t)\} \quad (2-3)$$

$$i_c(t) = i_c(t_1) + \frac{1}{3L_s} \int_{t_1}^t (V_c - v_{ac} - v_{bc}) dt \quad (2-4)$$

이 모드에서 S_{dc} 와 S_o 가 모두 on상태로 유지되므로 출력전류 i_o 는 다음 식과 같이 증가한다.

$$i_o(t) = i_o(t_1) + \frac{V_c}{L} (t - t_1), \quad t_1 \leq t < t_2 \quad (2-5)$$

3) $t_2 \leq t < t_3$

i_a , i_b , i_c 는 일단 '0'으로 감소되고 나면 이미 S_a , S_b , S_c 를 위한 게이트 신호를 오프해 두었기 때문에 더 이상의 변화가 없다. 이 구간에서는

S_{dc} 와 S_o 를 off하여 출력단 커패시터를 전원측과 부하측으로부터 차단시킨다. 출력전류 i_o 는 S_o 가 off됨과 동시에 '0'로 감소하게 된다. 이 때 인덕터에 저장된 에너지는 R_{dc} 를 통해 방전하기 시작한다. 출력단 인덕터 전류는 R_{dc} 를 통해 다음식과 같이 방전한다.

$$i_o(t) = i_o(t_2)e^{-\frac{t-t_2}{\tau_1}}, \quad t_2 \leq t < t_3 \quad (2-6)$$

여기서 $\tau_1 = \frac{L}{R_{dc}}$ 이고, 주스위치의 다이오드에 의한 전압강하는 무시한다.

이 구간에서는 부하가 단락 되어 있음에도 불구하고 교류입력측이나 직류출력측에 전류의 흐름이 전혀 없다. 각각의 출력 커패시터는 방전하지 않고 플로팅 상태를 유지한다.

4) $t_3 \leq t < t_4$

t_4 에서 부하의 단락상태가 소멸되었다고 가정한다. 즉, 부하는 정상상태로 회복된다. 그러면 부하에 직류전원을 다시 인가해야하므로 임의의 시간 t_5 에서 $S_a \sim S_c$, S_{dc} , S_o 스위치를 온 한다.

5) $t_4 \leq t < t_5$

t_5 에서 $S_a \sim S_c$, S_{dc} , S_o 를 턴온하면 교류 입력측에서의 전력 전달이 다시 시작되며 부하전류는 다음과 같이 정상상태로 상승한다.

$$i_o(t) = \frac{V_c}{R_L} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_2}}) \quad (2-7)$$

여기서 $\tau_2 = \frac{L}{R_L}$ 이고 R_L 은 부하저항이다.

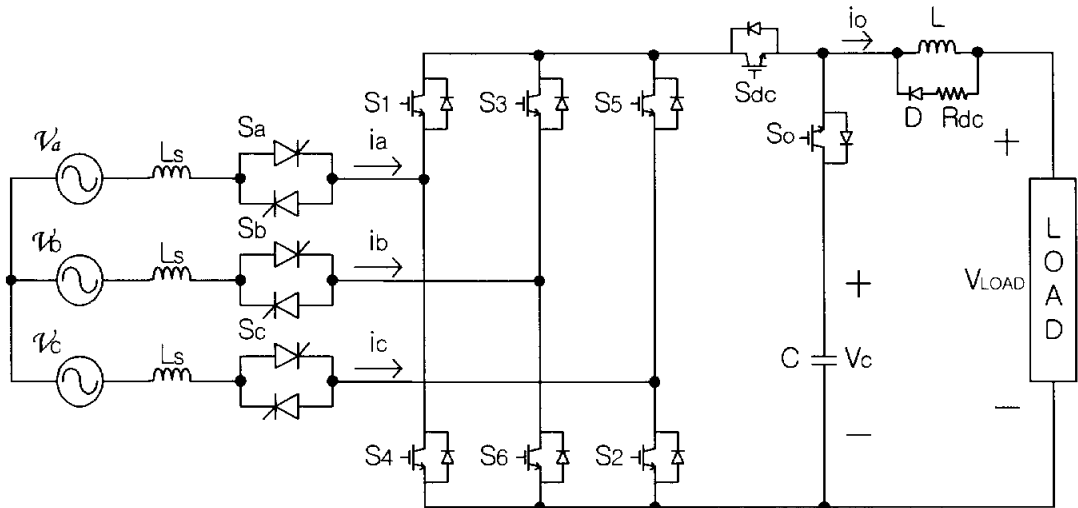


그림 2. 제안하는 방식의 2-레벨 AC/DC 컨버터

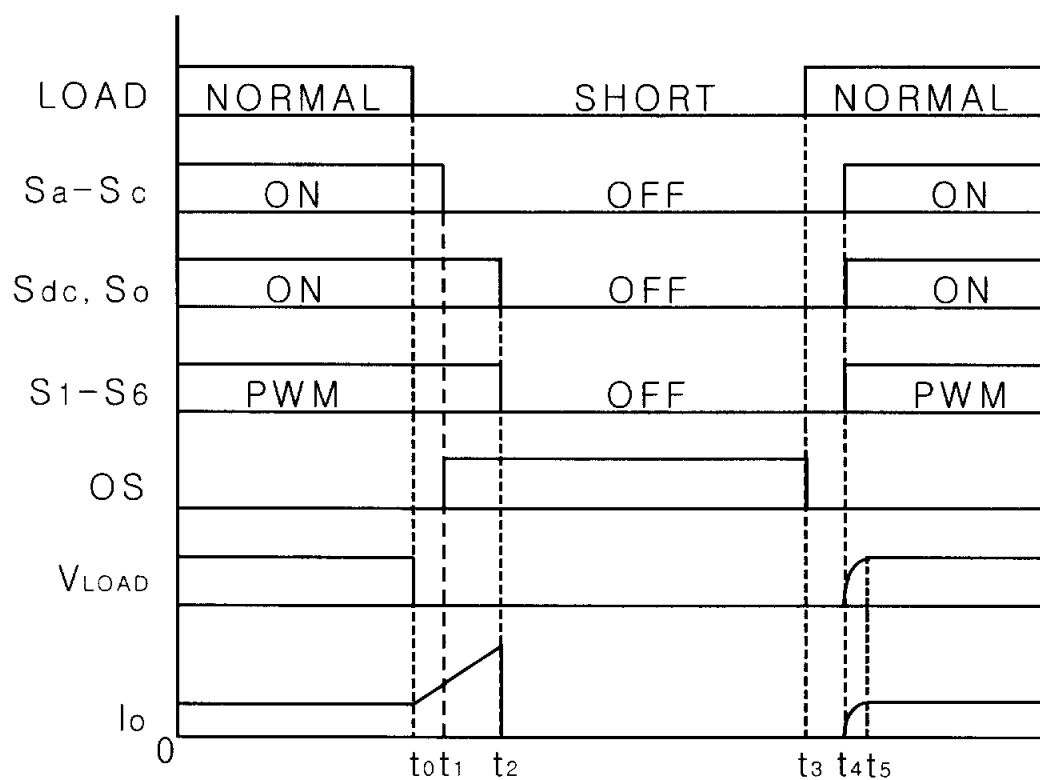


그림 3. 스위칭 상태, 출력전압, 출력전류 파형

3. 부하단락시 특성해석

3-1. 교류 입력전류

입력전류 i_a 의 기본파 성분은 다음과 같다.

$$i_a(t) = \sqrt{2} I_a \sin(\omega t) \quad (3-1)$$

여기서 I_a 는 i_a 의 실효값이다.

부하단락사고 발생 후 i_a , i_b , i_c 를 '0'으로 감소시키기 위한 메커니즘은 60° 마다 동일한 패턴으로 발생함으로 60° 구간만 해석하면 된다.

$$1) 60^\circ \leq \omega t < 90^\circ$$

이 구간에서는 3상 전류중 i_c 가 가장 먼저 '0'으로 감소한다. i_c 가 '0'으로 감소하는데 소요되는 시간은 식 (2-4)로부터 계산할 수 있으며 식(2-4)에서

$$v_{ac}(t) = \sqrt{2} V \sin(\omega t - \frac{\pi}{6}) \quad (3-2)$$

$$v_{bc}(t) = \sqrt{2} V \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) \quad (3-3)$$

이다. 그림 4는 전 부하 조건에서 L_s 의 변화에 대한 i_c 의 감소시간 t_{co} 를 나타낸다. 여기서 교류입력전압은 220V, 전류는 10.5A, 출력직류전압은 400V

이다. i_c 가 '0'으로 감소하자마자 i_a 와 i_b 의 크기는 같아지며 다음과 같다.

$$i_a(t) = -i_b(t) = -i_b(t'_{co}) + \frac{1}{2L_s} \int_{t'_{co}}^t (V_c - v_{ab}) dt \quad (3-4)$$

여기서, t'_{co} 는 t_{co} 에 대응되는 값이다. 식(3-4)로부터 i_a 와 i_b 가 '0'으로 감소하는데 소요되는 시간을 계산할 수 있으며 계산 결과를 그림 5에 나타내었다.

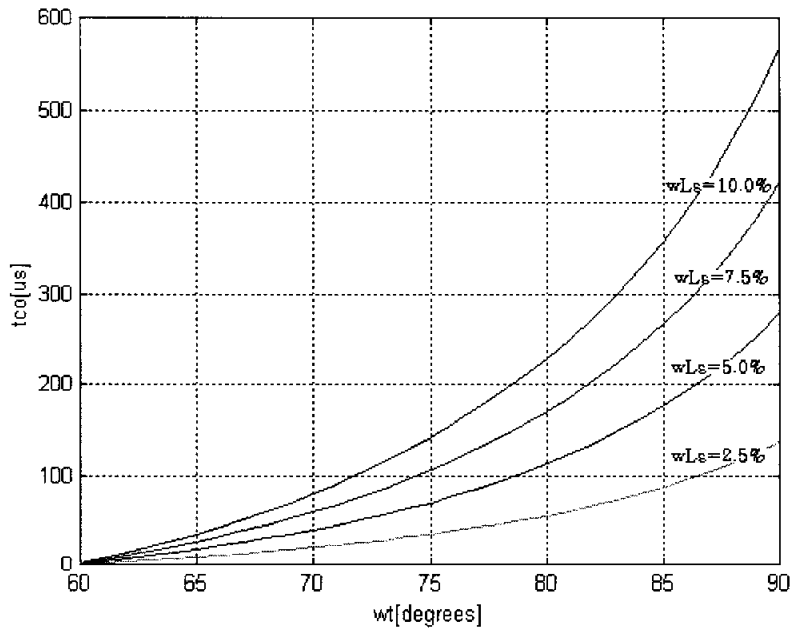


그림 4. i_c 가 '0'이 되는데 요구되는 시간
($60^\circ \leq \omega t < 90^\circ$)

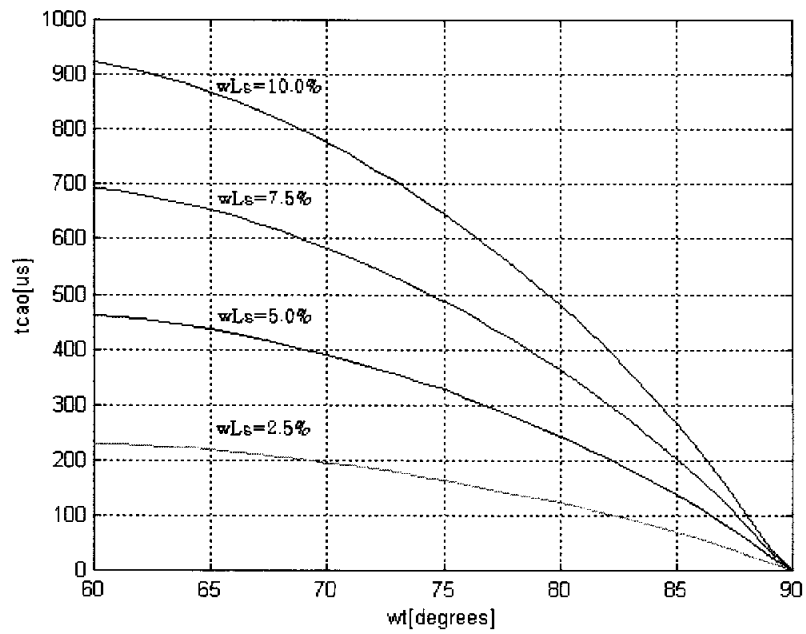


그림 5. i_c 가 '0'이 된후 i_a 와 i_b 가 '0'이 되는데 요구되는 시간
 ($60^\circ \leq \omega t < 90^\circ$)

2) $90^\circ \leq \omega t < 120^\circ$

이 구간에서는 i_b 가 가장 먼저 '0'으로 감소한다. 앞의 $60^\circ \leq \omega t < 90^\circ$ 구간
에서와 동일한 방법으로 i_b 가 '0'으로 감소하는 시간을 계산한 결과는 그림
6과 같으며 그림 7은 i_b 가 '0'이 된 이후 i_a 와 i_c 가 '0'으로 감소하는 시간을
나타낸다.

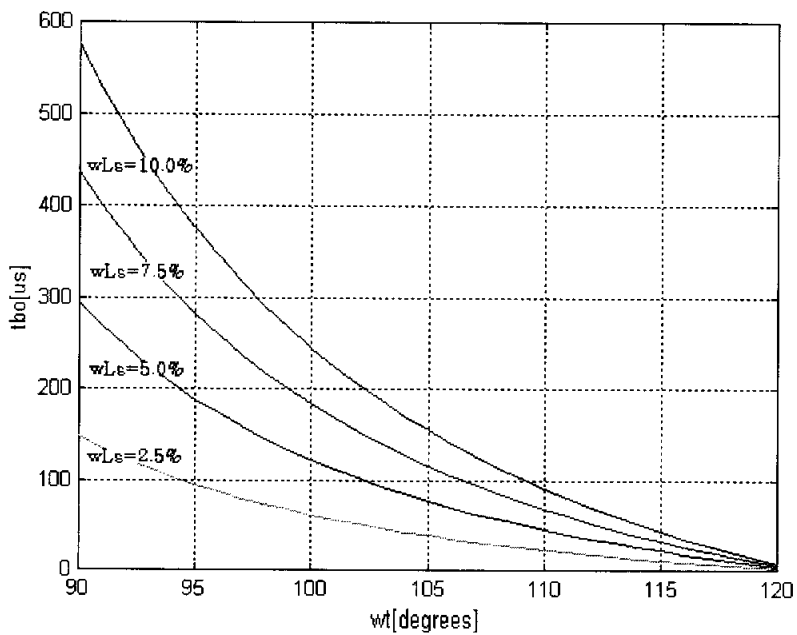


그림 6. i_b 가 '0'이 되는데 요구되는 시간
($90^\circ \leq \omega t < 120^\circ$)

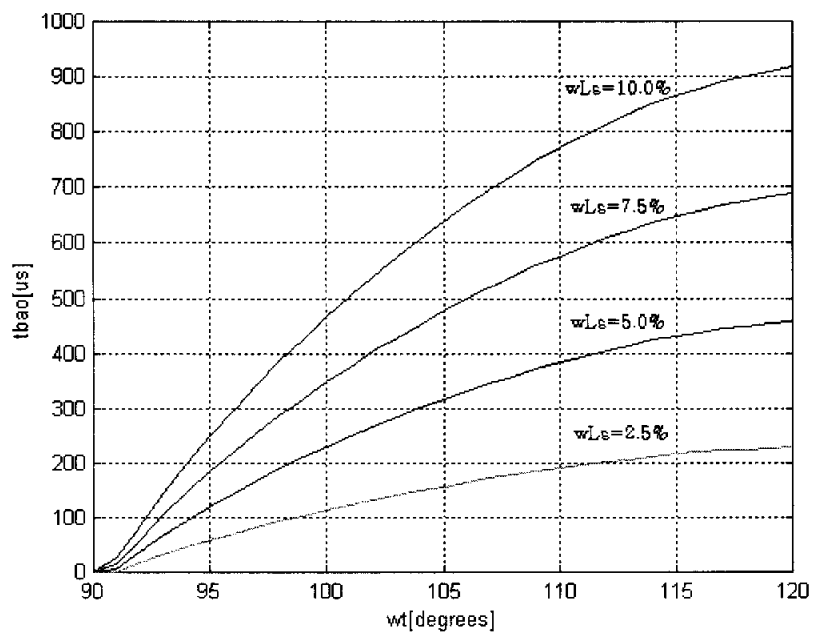


그림 7. i_b 가 '0'이 된후 i_a 와 i_c 가 '0'이 되는데 요구되는 시간
 $(90^\circ \leq \omega t < 120^\circ)$

3-2. 직류 출력전류

부하단락사고 발생후 직류출력전류는 식(2-1)과 같이 증가하기 시작한다. 출력전류는 i_a, i_b, i_c 가 '0'가 되어 S_o, S_{dc} 가 off되는 시점인 t_2 까지 증가한다. S_o 가 오프 되자마자 출력전류는 '0'로 수렴하게 되고 L에 저장된 에너지는 인덕터 L- R_{dc} -다이오드로 구성되는 폐회로를 통하여 방전하게 된다. 그림 8과 9는 단락구간에서의 직류 출력전류 피크값을 정규화하여 나타낸 그림이다.

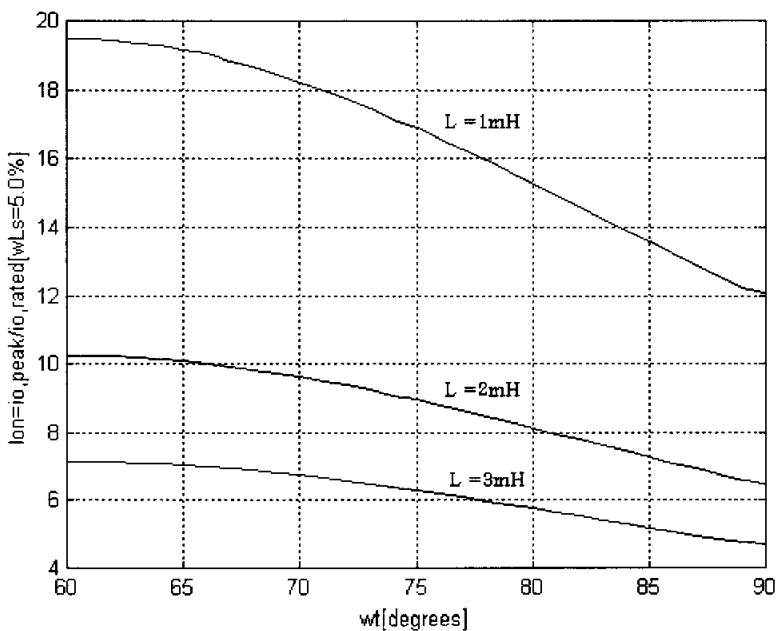


그림 8. 단락구간에서의 직류 출력전류 피크값의 정규화
($60^\circ \leq \omega t < 90^\circ$)

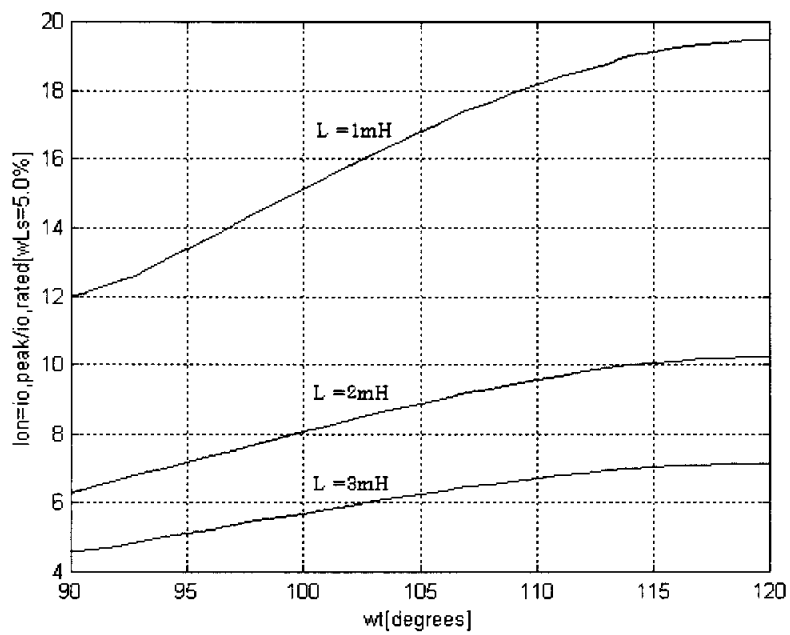


그림 9. 단락구간에서의 직류 출력전류 피크값의 정규화
 ($90^\circ \leq \omega t < 120^\circ$)

4. 시뮬레이션 결과

4-1. 부하단락시 출력전류와 i_a , i_b , i_c

제안한 방식의 출력 특성을 알아보기 위해 다음의 파라미터로 시뮬레이션 하였다. 교류 선간전압 = 220V, $L_s = 1.6\text{mH}$, $R_{dc} = 100\Omega$, $C = 2,200\mu\text{F}$, $L = 2\text{mH}$, $V_o = 400\text{V}$, $R_L = 40\Omega$. 그림 10와 그림 11은 정상부하와 부하단락을 주기적으로 반복했을 경우 각각 출력전류와 상전류를 나타내고 있다. 부하단락이 여러번 발생하여도 출력전류가 잘 제어되고 있는 것을 볼 수 있다. 그림 10에서 부하는 65° , 75° , 85° 에서 단락 되고, 출력전압은 각각 160° 가 지난 이후에 재 인가된다고 가정한다. 단락상태는 이 구간에서 유지되며 부하전압은 65° , 75° , 85° 에서 '0'으로 감소한 후 부하가 재인가될 때까지 '0'의 상태로 유지된다. 그림 12는 부하 단락시(i_a 의 위상이 75° 일 경우)의 출력전류 파형을 확대하여 나타내었다. 부하가 단락될 때 출력전압 V_o 는 인덕터 L에 인가된다. 따라서, 부하전류는 그림 10와 같이 75° 에서 부하가 단락되었을 경우 정격 출력전류의 9배까지 선형적으로 증가하며 증가시간은 $400\mu\text{s}$ 이다. 출력전류가 부하단락 검출 전류레벨에 도달함과 동시에 컨버터를 회생모드로 작동시킴으로 상전류를 빠르게 '0'로 감소시킨다. 이 후 모든 상전류가 '0'로 수렴하면 단락된 부하로부터 출력 커패시터를 차단하기 위해 스위치 S_o 는 오프 된다. S_{dc} 와 S_o 를 오프 함으로써 출력전류는 인덕터 L- R_{dc} -다이오드를 통해 지수 함수적으로 감소한다. 부하의 단락 요인이 사라지고 난 후 부하가 재 인가될 경우 S_o 를 온 함으로써 출력 커패시터가

부하에 연결되면 부하전류는 지수 함수적으로 증가하며 증가시간은 약 200 μs 이다(그림 13).

그림 14는 3상 교류 입력전류와 직류 출력전류를 나타낸 것이다.

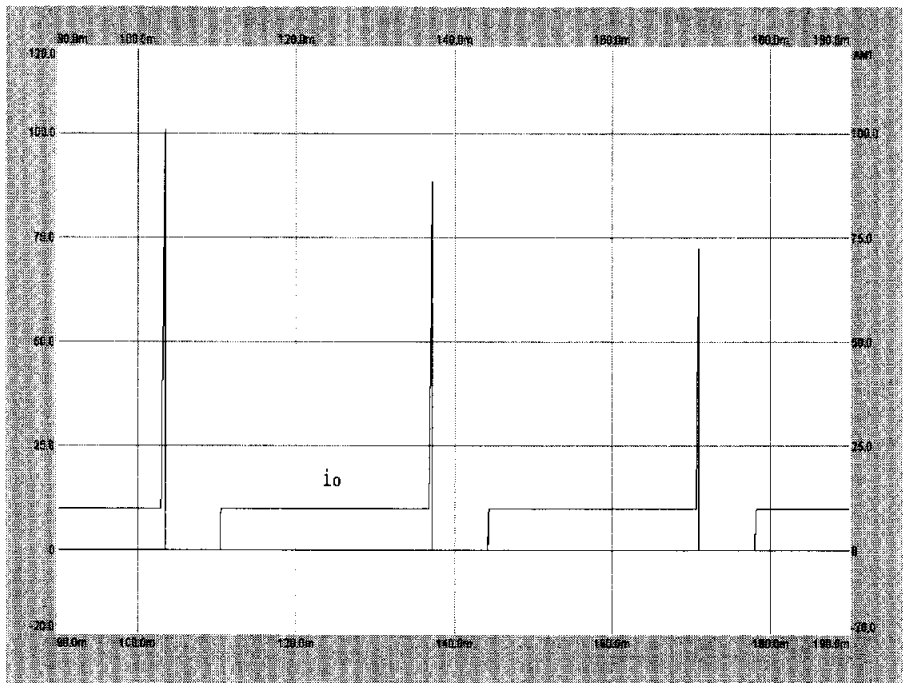


그림 10. 부하단락이 여러번 발생했을 경우의 출력전류 파형

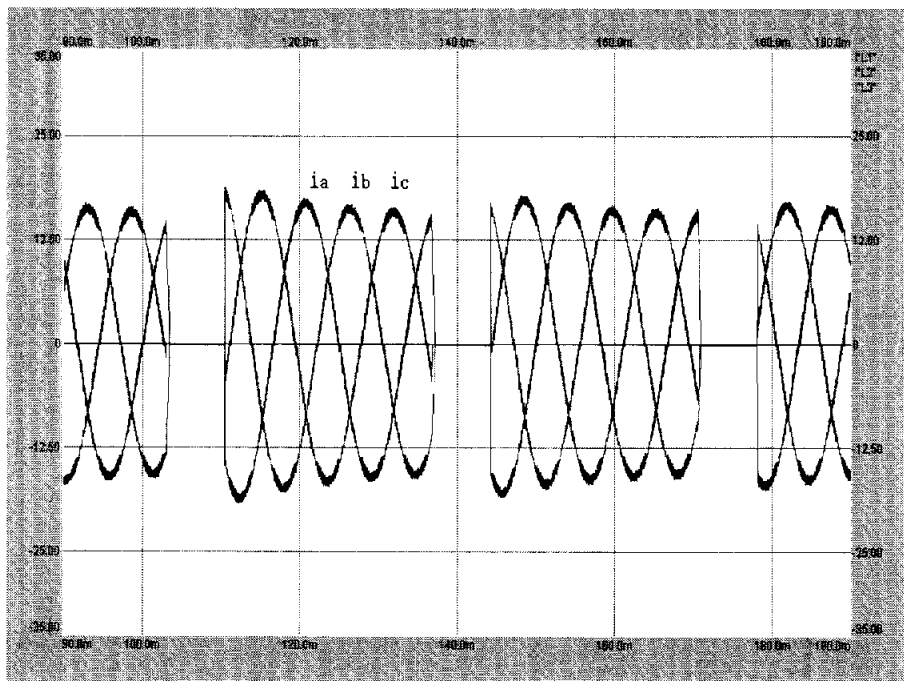


그림 11. 부하단락이 여러번 발생했을 경우의 i_a , i_b , i_c 파형

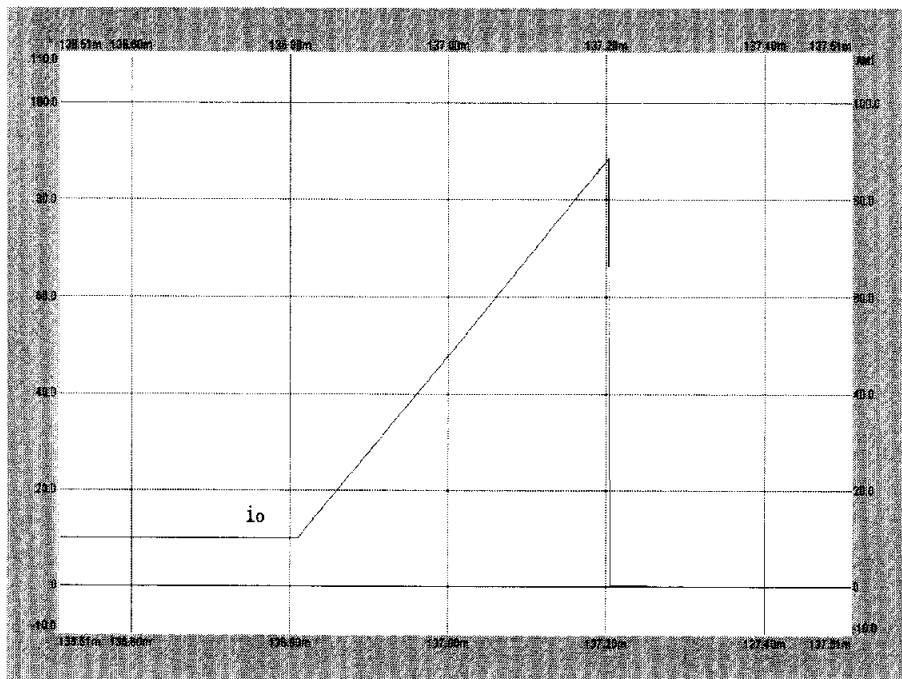


그림 12. 부하단락시 I_o 의 확대 파형

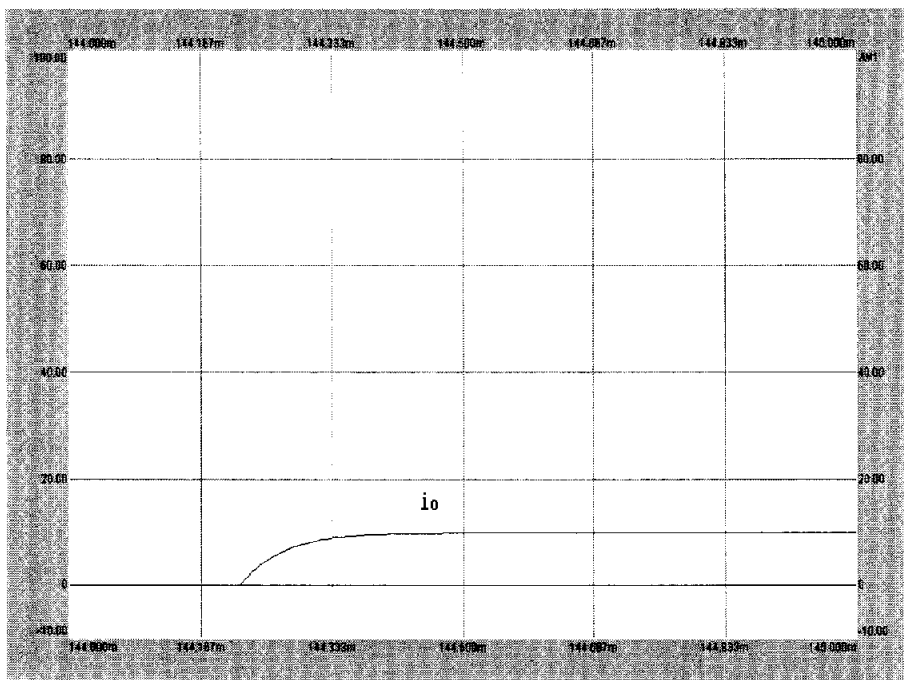


그림 13. 부하 재 인가시 i_o 의 확대 파형

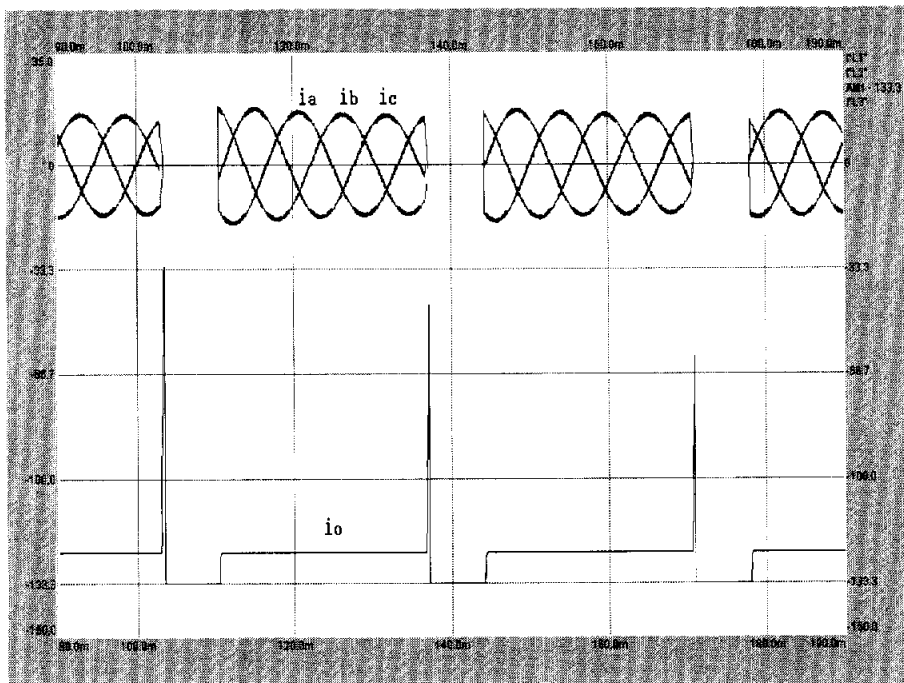


그림 14. 부하단락이 여러번 발생했을 경우의 i_a , i_b , i_c , i_o 파형

4-2. 단락시점 변화에 따른 i_a , i_b , i_c

부하단락사고 발생 후 i_a , i_b , i_c 가 '0'으로 감소하는 파형을 단락시점이 i_a 의 위상이 65° , 75° , 85° 일 때로 나누어 시뮬레이션 하였다. 그림 15, 16, 17은 각각 i_a 의 위상이 65° , 75° , 85° 일 때 단락이 발생한 경우를 나타낸다.

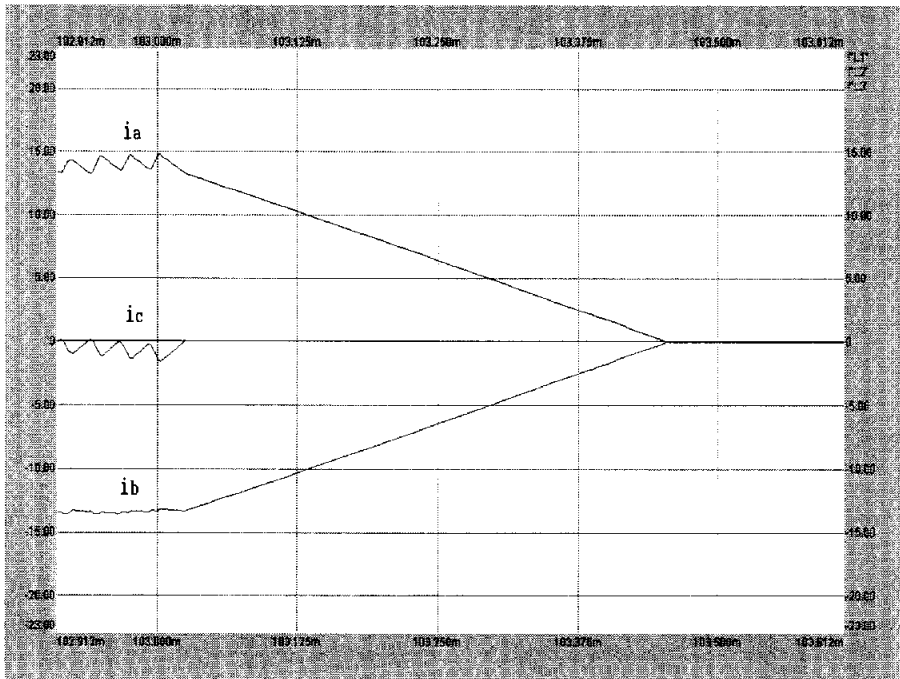


그림 15. i_a 의 위상이 65° 에서 단락이 발생했을 경우 i_a , i_b , i_c 파형

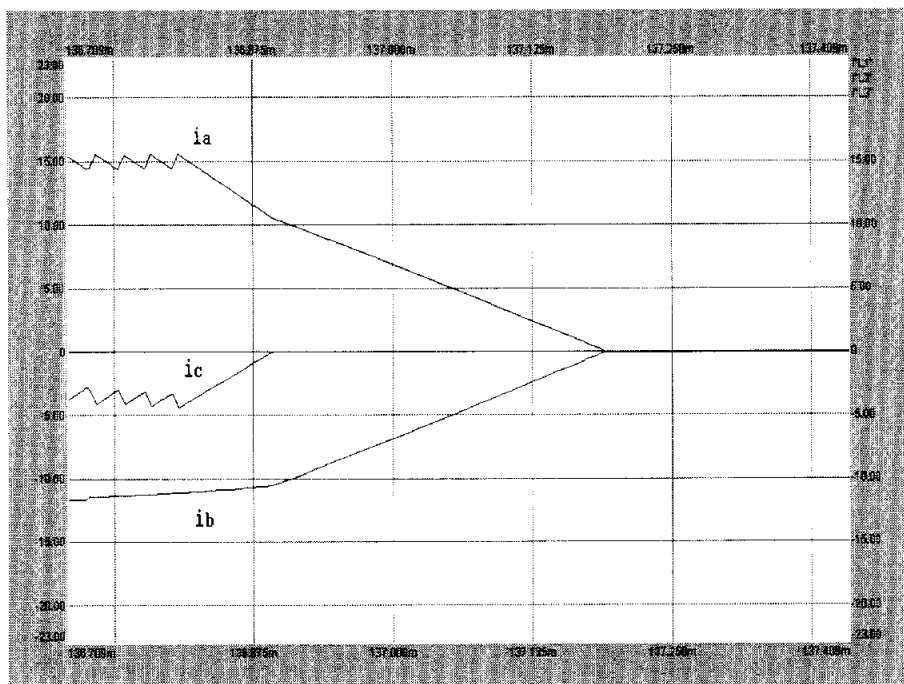


그림 16. ia의 위상이 75° 에서 단락이 발생했을 경우 ia, ib, ic 파형

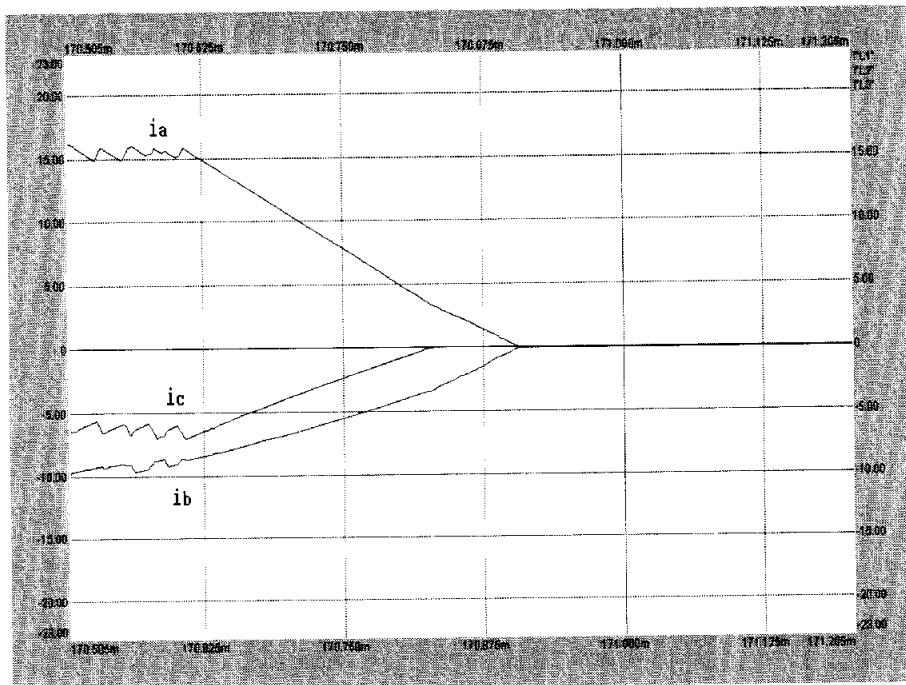


그림 17. ia의 위상이 85° 에서 단락이 발생했을 경우 ia, ib, ic 파형

5. 시스템 하드웨어 구현

5-1. 주회로의 전체 구성

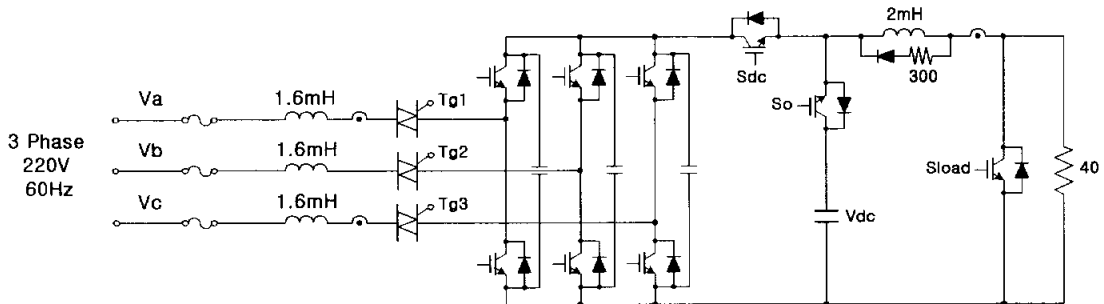


그림 18. AC/DC PWM 컨버터

AC/DC 컨버터의 상세회로는 그림 18과 같다. 그림에서의 AC/DC 컨버터의 주전력 반도체 소자는 1 pole로 된 Module로서 세미크론사의 SKM75GB063D 이며, IGBT의 정격전류와 정격전압은 각각 75A, 600V 이다. 또한 보조스위치도 같은 IGBT로 구성하였다. 출력단 커패시터의 정격은 $2200\mu\text{F}$, 450WV이다. 교류 선간전압 = 220V, $L_s = 1.6\text{mH}$, $R_{dc} = 300\Omega$, $C = 2,200\mu\text{F}$, $L = 2\text{mH}$, $V_o = 400\text{V}$, $R_L = 40\Omega$ 이다.

정상동작시 모든 보조스위치들 (S_a , S_b , S_c , S_{dc} , S_o) 은 온 상태를 유지하며 주스위치 ($S_1 \sim S_6$)들은 PWM신호에 따라 온/오프 스위칭을 반복한다. 부하 단락사고가 발생하는 순간부터 모든 보조 스위치들과 주 스위치들의 스위칭 상태는 OS신호가 High로 됨과 동시에 S_a , S_b , S_c 에 인가되는 게이트 신호가 모두 오프 되고 PWM 컨버터의 전력흐름의 방향은 반전된다. 즉,

컨버터는 회생모드로 동작하게 된다. 그렇게 함으로써 교류 입력전류의 크기를 가능한 한 빠른 시간내에 '0'으로 감소시킬 수 있다. i_a , i_b , i_c 가 일단 '0'으로 감소되고 나면 S_{dc} 와 S_o 를 off하여 출력단 커패시터를 전원측과 부하측으로부터 차단시킨다. 출력전류 i_o 는 S_o 가 off됨과 동시에 '0'로 감소하게 된다. 이 때 인덕터에 저장된 에너지는 R_{dc} 를 통해 방전하게 된다.

5-2. 제어기의 하드웨어 구성

5-2-1. 제어보드의 전체 구성

제어부는 DSP (TMS320F241)을 중심으로 그림 18과 같이 구성되었다.

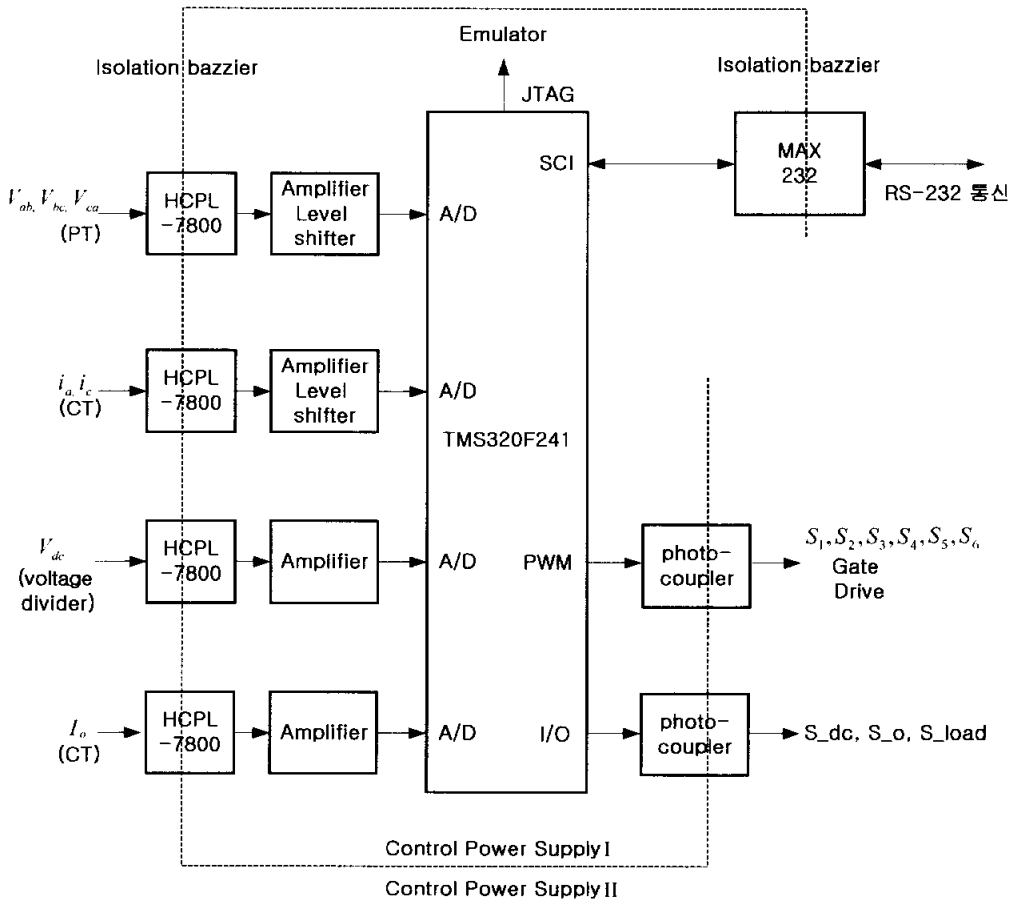


그림 19. DSP를 중심으로 구성된 디지털 제어기

TMS320F241은 microcontroller 형식의 DSP 칩으로 그림 19에서 보이는 것처럼 제어부에 필요한 대부분의 기능을 칩 내부에 포함하고 있어 매우 간단하게 제어기를 구성할 수 있다.

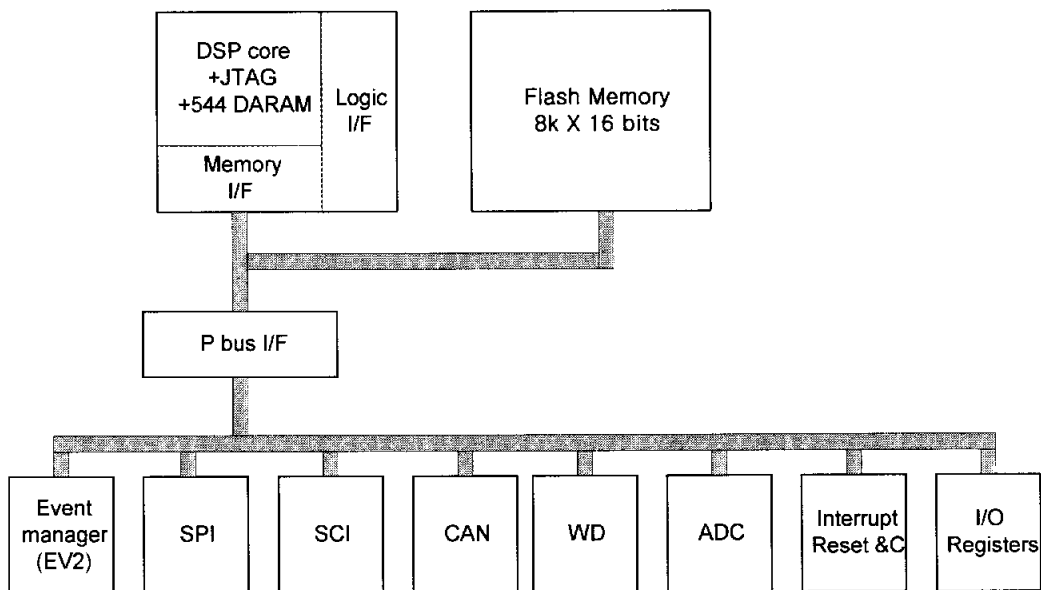


그림 20. DSP의 내부구성

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 논문에서는 AC/DC PWM 컨버터의 교류입력전압 (V_a , V_b , V_c), 교류입력전류 (I_a , I_c), DC 링크전압 (V_{dc})와 직류출력전류(I_o)의 A/D 변환에 사용하고 있으며 디지털로 변환된 값은 DSP 내에서 제어알고리즘 연산에 사용된다. 위에서 언급한 아날로그 신호는 잡음대책으로 입력단에 삽입되어 있는 절연증폭기(Isolation Amplifier HCPL-7800)를 통과하여 A/D 컨버터에 입력 되고 있다.

디지털 I/O로는 4개의 포트를 갖고 있으며, 본 논문에서는 S_{dc} , S_o , S_{load} 에 출력을 위해 사용하고 있으며, 이들 신호는 포토커플러(photocoupler)를 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 포토커플러(Photocoupler)를 통해 게이트 드라이버(gate driver)를 구동하는 신호로 사용된다.

DSP 코어에는 IEEE1149.1 규격의 JTAG(Joint Test Action Group) 신호 핀들이 있어 JTAG로 스캔 베이스 에뮬레이터(scan-based emulator)와 통신을 하여 프로그램 개발이 용이하도록 되어 있다. SCI(Serial Communication Interface)는 상위에 있는 컴퓨터와의 통신채널로 쓰이고 있다. SCI 입/출력 신호는 RS232 통신을 위해 RS-232 칩을 통과하도록 설계되어 있다.

제어기에서 사용하고 있는 전원은 그림 20에서 보는 것처럼 제어 보드 중에서 DSP을 중심으로 한 부분은 제어전원 I (CPS I)를 사용하였으며, 제어 보드에서 주변회로부분과 CT, 게이트 드라이버(Gate driver)부분은 제어전원 II (CPS II)를 사용하였다.

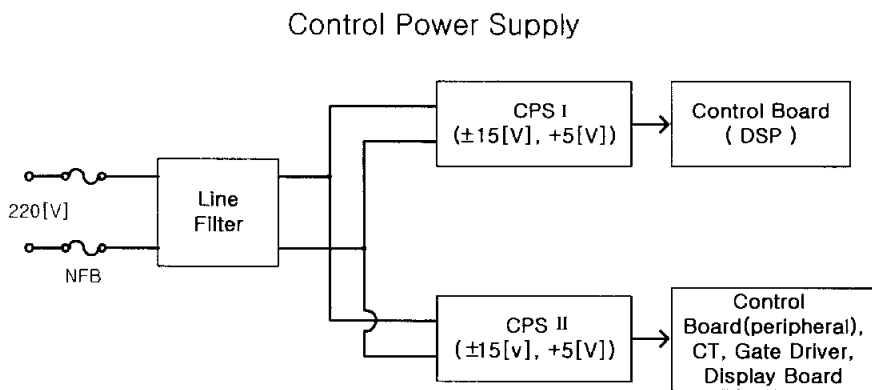


그림 21. 제어전원의 구성

5-2-2. 인터페이스부

그림 22~25는 상전류, 상전압, 출력전류, 출력전압을 센싱하기 위한 인터페이스 회로이다. 전류 센서로는 LEM사의 전류 변환기 LA 125-P를 사용하였다. 또한 상전압 신호를 위한 변압기는 310V : 4V의 변환비를 갖는 20VA 용량의 변압기를 사용하였고, 출력 커패시터 전압은 출력전압을 100 : 1로 전압분배하여 사용하였다.

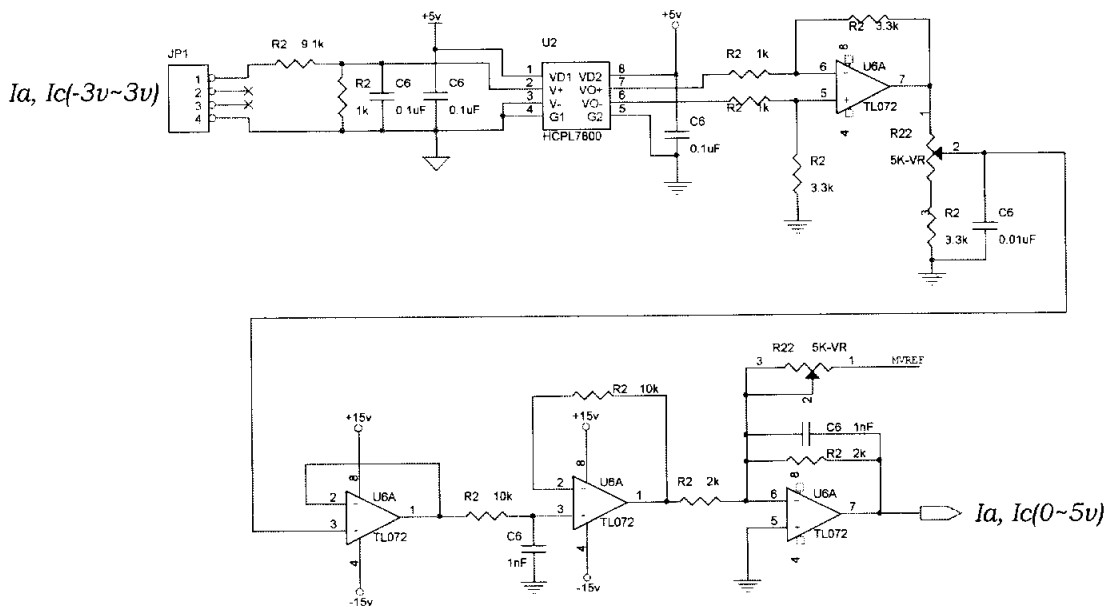


그림 22. 상전류 인터페이스 회로

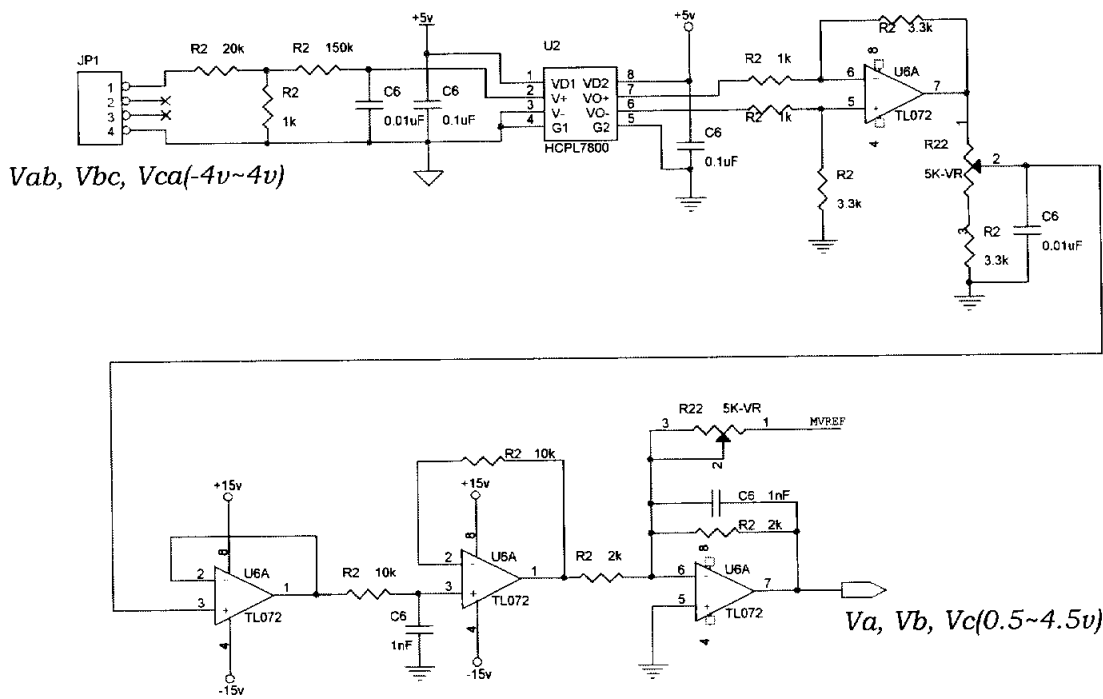


그림 23. 상전압 인터페이스 회로

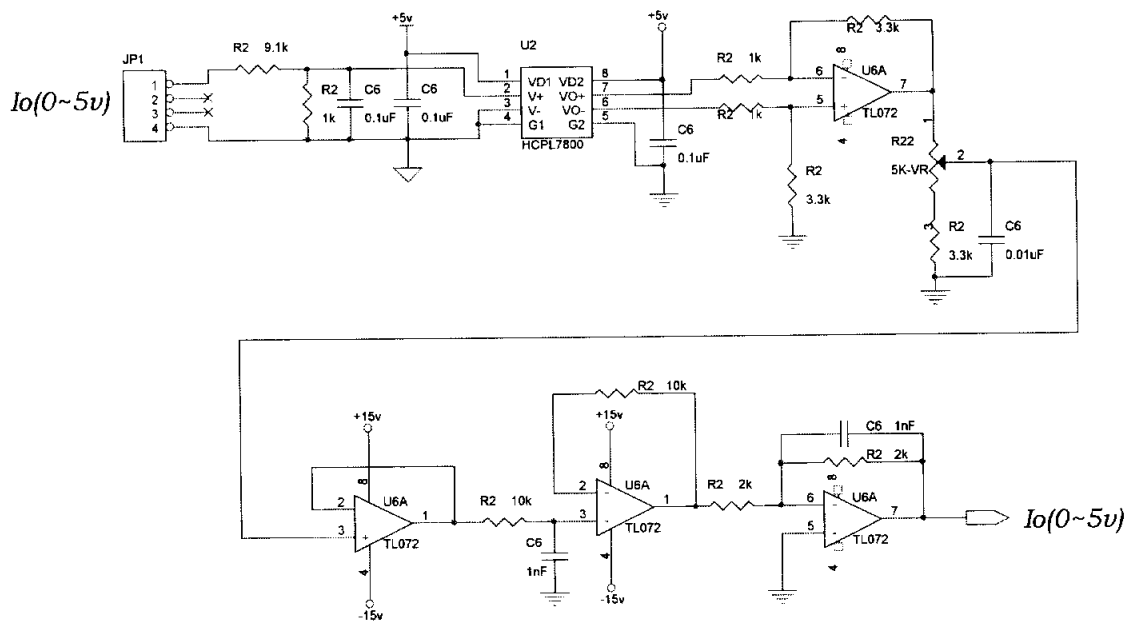


그림 24. 출력전류 인터페이스 회로

5-2-3. 제어부

IGBT 구동 드라이브 회로에 사용된 IC는 IR2213을 사용하여 그림 26과 같이 구성하였다. 각 폴에 그림과 같은 구동드라이브가 하나씩 연결된 상태이다.

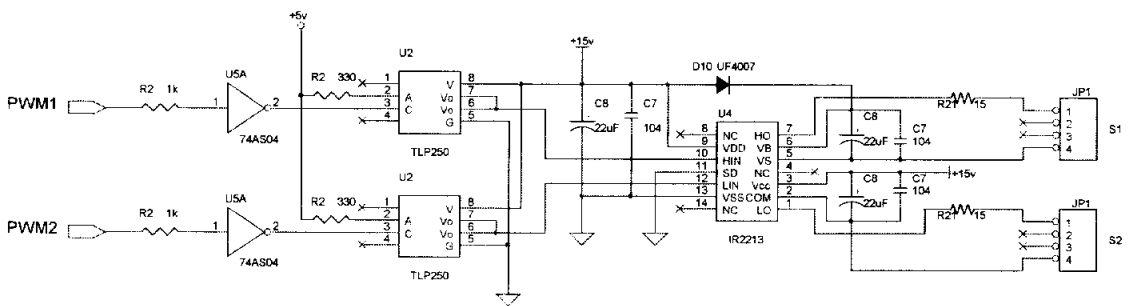


그림 26. IGBT 구동 Drive 회로

Triac 스위칭 회로는 NE555에서 나오는 펄스신호를 사용하여 Triac에 신호를 주게되고 on/off신호는 DSP에서 I/O Port에서 나오게 된다. 이 때 Triac은 SANREX사의 TG35C60을 사용하였다.

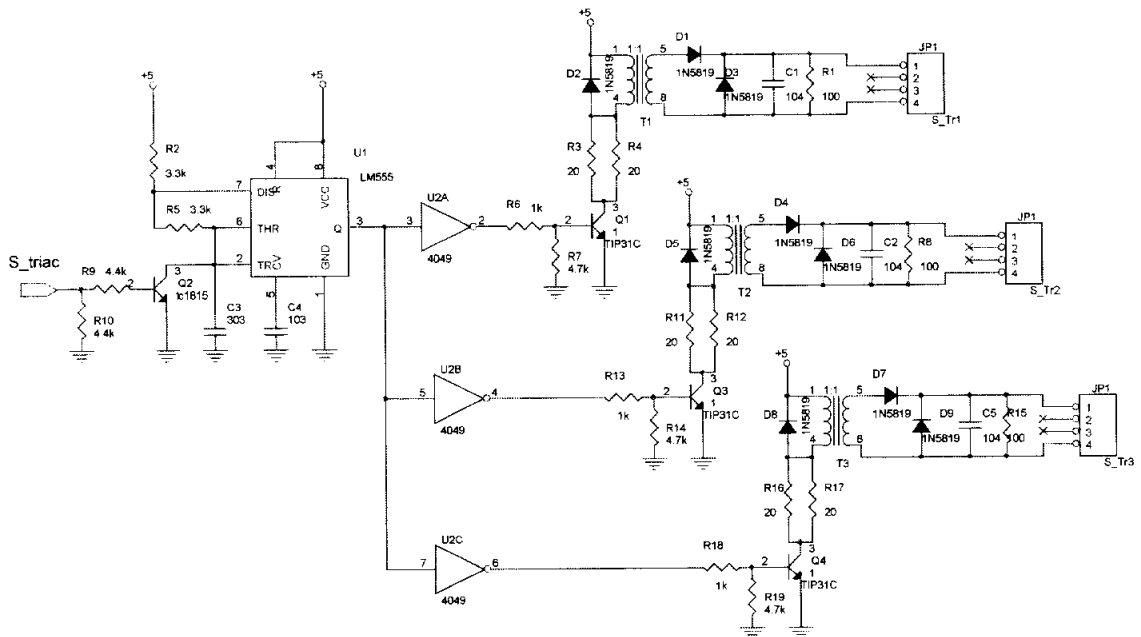


그림 27. Triac Switching 회로

부하단락시 입력측의 전원장치와 출력측의 부하를 보호하고 출력 커패시터를 플로팅 상태로 유지하기 위한 보조회로에 사용된 보조스위치 구동회로는 그림 28과 같다. 이때 입력 전압은 각각 절연된 변압기를 따로 사용함으로써 모든 보조스위치를 절연된 상태에서 구동할 수 있게 하였다.

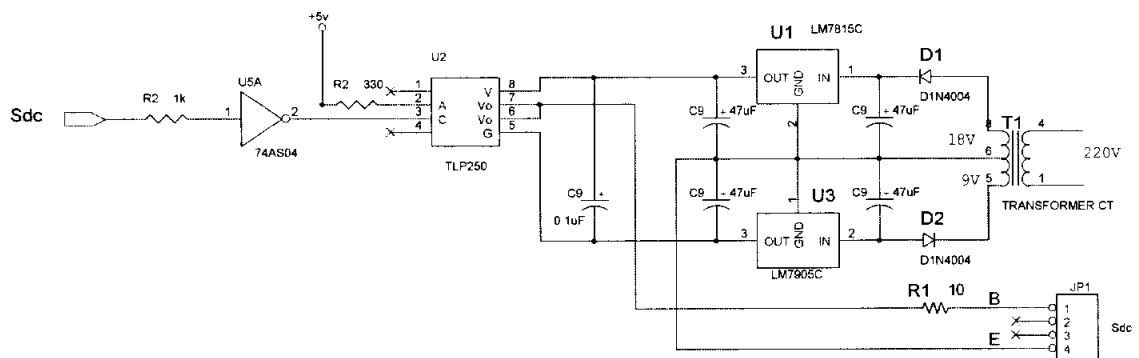


그림 28. 보조스위치 구동 회로

6. DSP software

6-1. 소프트웨어 구조와 타이밍

소프트웨어 구성은 크게 보아 샘플링 시간(Sample Time)에 따라 3개의 레벨, 즉 전류 제어 루프 연산부(그림 30), 전압제어 루프 연산부(그림 31), 모니터부(그림 32)로 되어있다. 가장 작은 샘플링 시간($200\mu\text{sec}$)을 갖는 전류 제어 연산부는 그림 29에서의 레벨 1인 전원 전류 제어기를 계산하는 레벨로서 이 레벨에서는 전류 제어 루프 구성에서 핵심인 입력전압 및 전류 측정, 전류 명령치 계산, PI 전류 제어기, PWM 듀티 연산 등을 포함하고 있다. 이 레벨의 프로그램 플로우 차트(flow chart)는 그림 30과 같다.

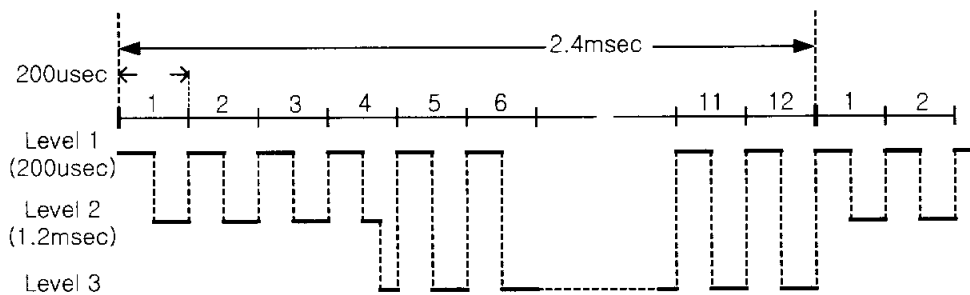


그림 29. AC/DC 컨버터 제어 소프트웨어의 타이밍 다이어그램

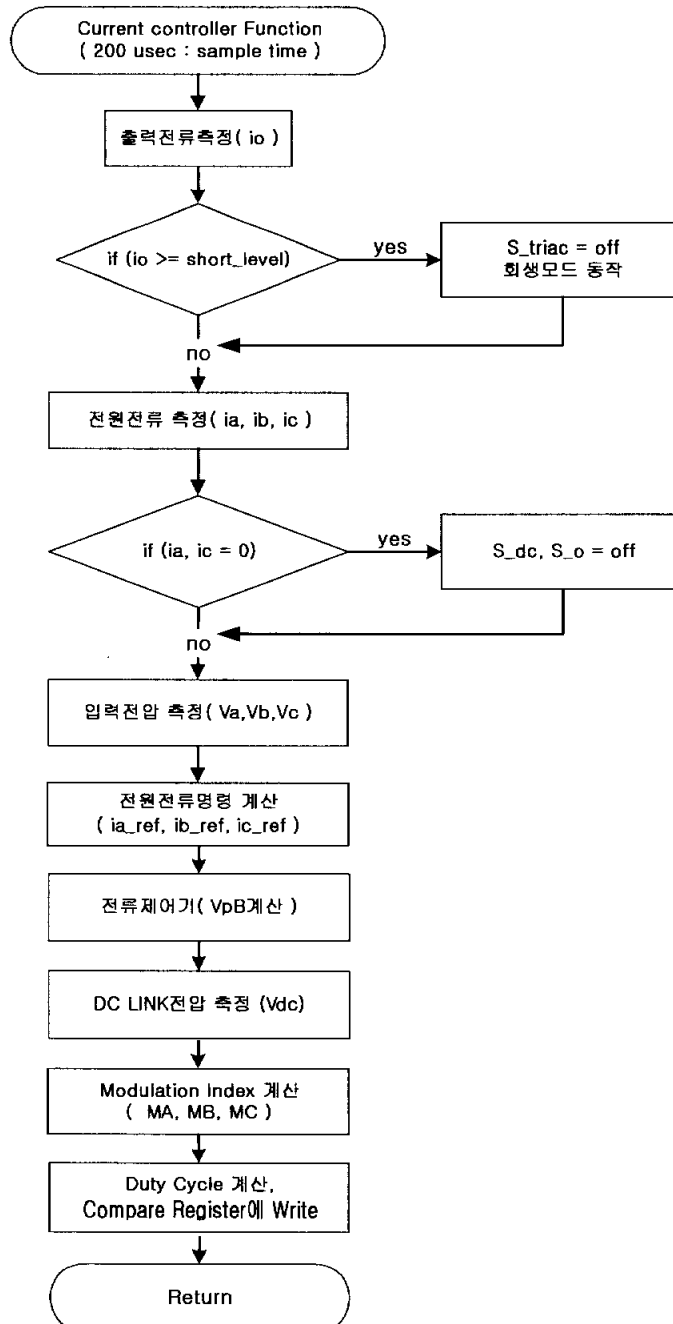


그림 30. 전류제어루프 연산부

전압 제어루프 연산부는 1.2msec의 샘플링 시간(sample time)을 갖는 레벨로서, PI제어기로 된 DC 링크전압 제어 연산, 전류 크기 명령치 계산 등을 연산하고 있다. 이 부분의 플로우 차트(flow chart)는 그림 31과 같다.

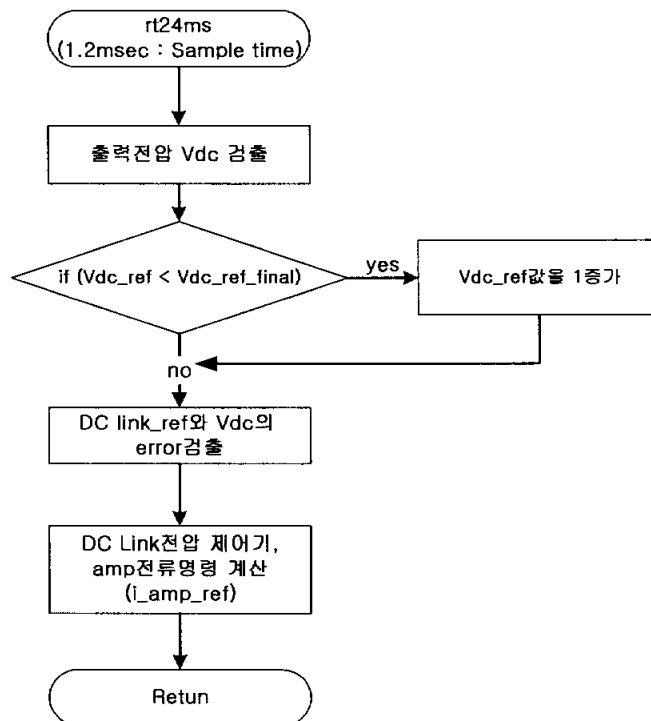


그림 31. 전압제어루프 연산부

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 플로우 차트(flow chart)는 그림 32와 같다.

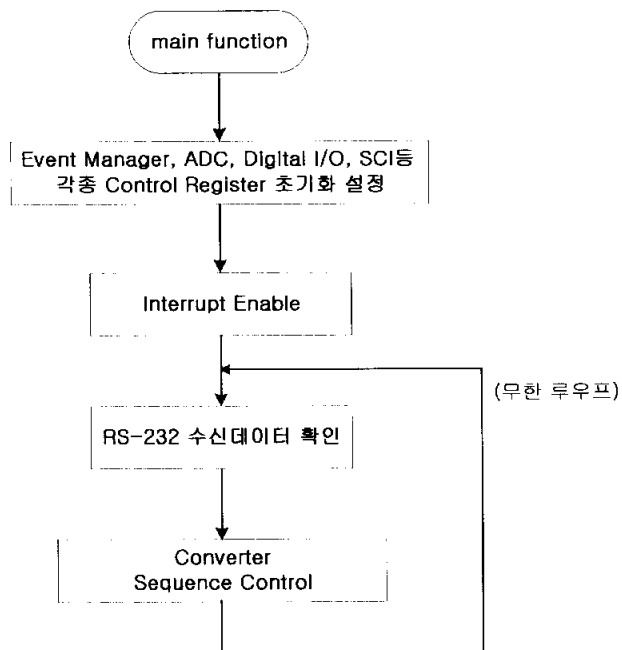


그림 32. AC/DC 컨버터 제어부의 Main function

위에서 설명한 레벨의 타이밍 다이어그램을 확보하게 하는 제어 프로그램의 플로우 차트(flow chart)는 그림 33과 같다. 이 함수는 200 μ sec마다 발생하는 타이머 언더플로우 인터럽트(Timer underflow interrupt)에 의해 기동된다.

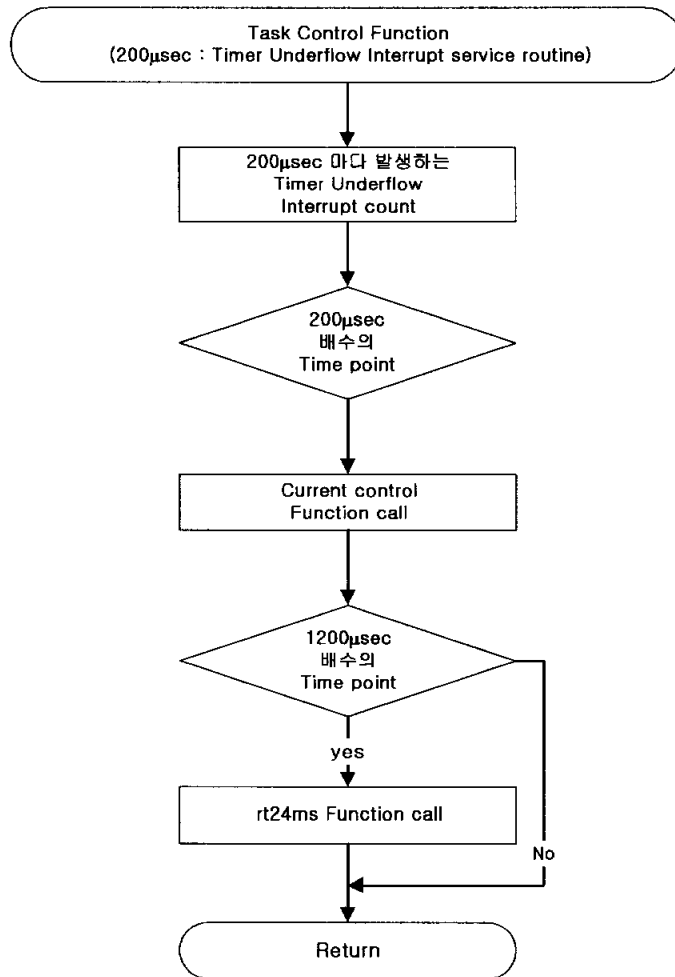


그림 33. Task Control function의 flow chart

6-2. AC/DC 컨버터에서의 각 신호의 변환비

각 입력신호의 디지털 변환비를 표 1에 정리하였다.

표 1. AC/DC 컨버터에서의 각 신호의 변환

상전류(Ia, Ic) 변환	최대측정 전류값	30[A]	0[A]	-30[A]
	ADC 입력값	5[V]	2.5[V]	0[V]
	디지털 값	512	0	-512
	전류변환비 = $1024/60[A] = 17.067$			
상전압(Va, Vb, Vc) 변환	최대측정 전압값	400[V]	0[V]	-400[V]
	ADC 입력값	5[V]	2.5[V]	0[V]
	디지털 값	512	0	-512
	전압변환비 = $1024/800[V] = 1.28$			
출력전류(Io) 변환	최대측정 전류값	100[A]	0[A]	
	ADC 입력값	5[V]	0[V]	
	디지털 값	1024	0	
	전류변환비 = $1024/100[A] = 10.24$			
DC 링크 전압(Vdc) 변환	최대측정 전압값	1000[V]	0[V]	
	ADC 입력값	5[V]	0[V]	
	디지털 값	1024	0	
	전압변환비 = $1024/1000[V] = 1.024$			

7. 실험결과

그림 18의 주회로에서 3상 220V 60Hz 교류 입력에 대하여 400V, 10A의 직류출력조건에서 제안한 방식의 타당성을 증명하기 위해 다양한 실험을 수행하였다.

그림 34는 a상 상전압과 상전류를 나타내며 서로 위상이 동일하여 역률이 거의 1에 가깝게 제어됨을 알 수 있다. 그림 35는 a상 상전류와 컨버터 a상 폴전압을 나타낸다.

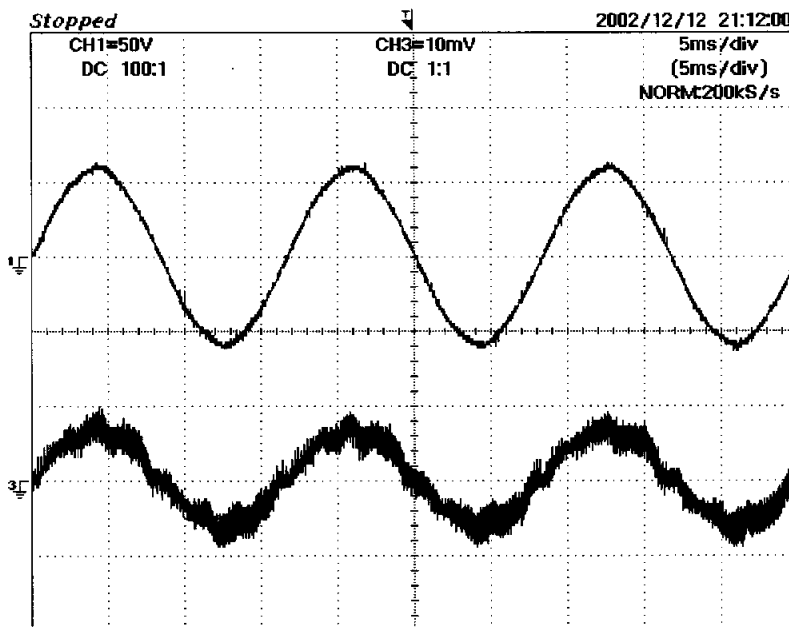


그림 34. a상 상전압[150V/div]과 상전류[20A/div]

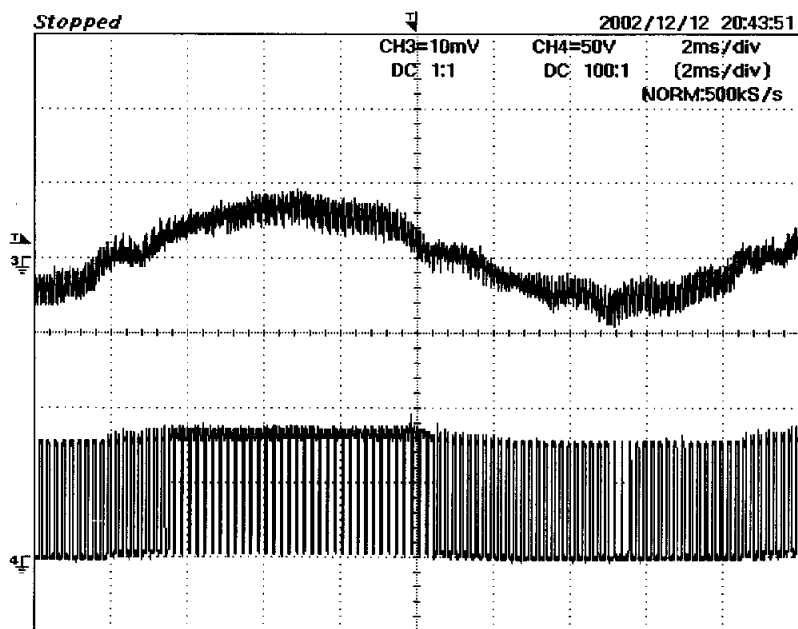


그림 35. a상 상전류[20A/div]와 컨버터 a상 폴 전압[250V/div]

그림 36은 a상 상전류와 컨버터 a상 폴과 b상 폴간의 전압을 나타낸다.

그림 37은 부하단락이 1회 발생하고 정상부하로 회복된 후 출력전압을 재인가하는 과정에서 i_a , i_c , i_o 파형을 나타낸다.

부하단락시 i_a , i_c , i_o 는 신속히 0으로 감소하는 것을 볼 수 있다.

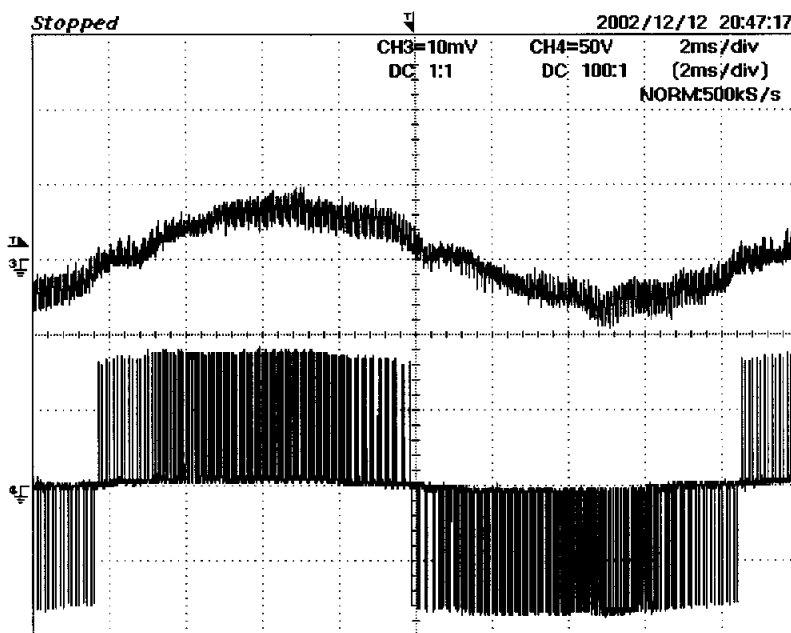


그림 36. a상 상전류[20A/div]와 컨버터 폴간전압[250V/div]

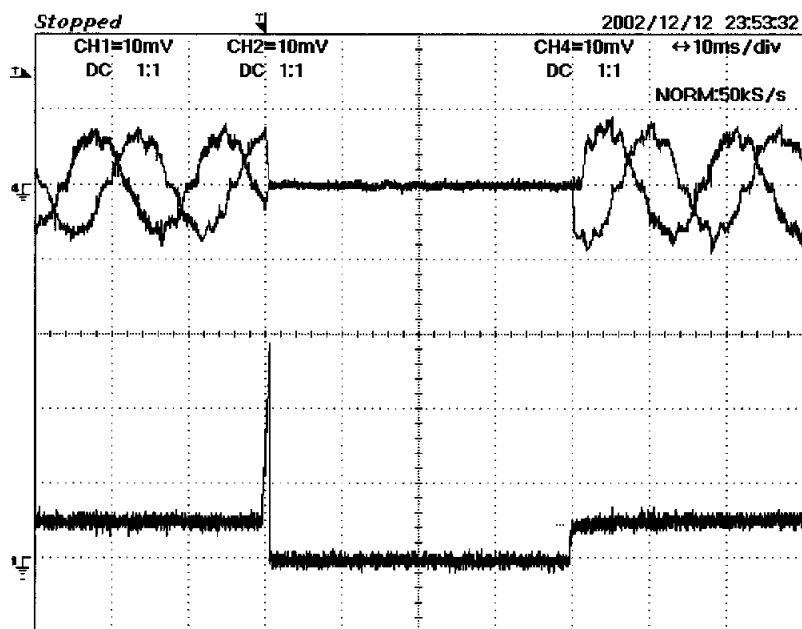


그림 37. i_a , i_c , i_o 파형[20A/div]

그림 38은 그림 37의 경우에서 i_a , i_c , v_o , v_c 파형을 나타낸다.

그림 39는 부하단락이 2회 연속하여 발생하는 경우의 i_a , i_c , i_o 파형을 나타낸다.

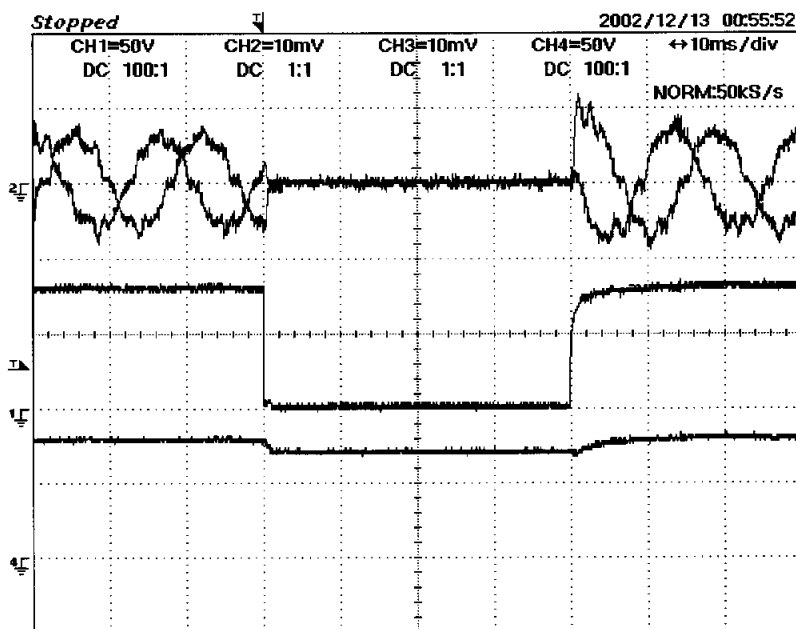


그림 38. i_a , i_c [20A/div]와 v_o , v_c 파형[250V/div]

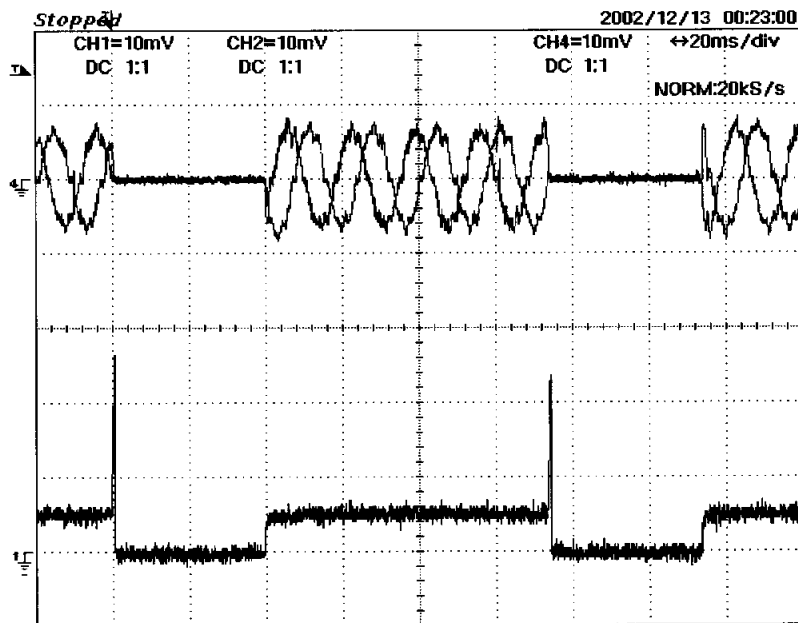


그림 39. i_a , i_c , i_o 파형[20A/div] (2회 연속 단락)

그림 40은 그림 39의 경우에서 i_a , i_c , v_o , v_c 파형을 나타낸다.

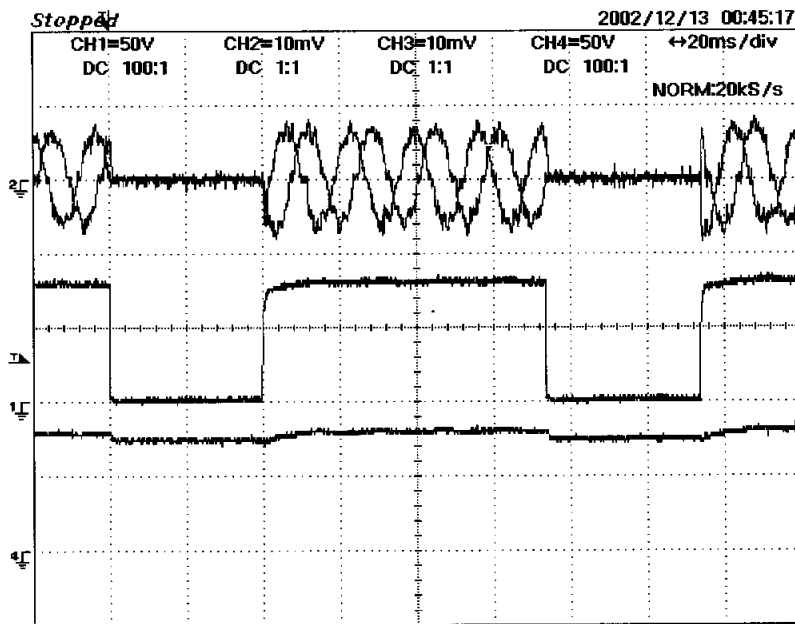


그림 40. i_a , i_c [20A/div]와 v_o , v_c 파형[250V/div] (2회 연속단락)

그림 41~43은 부하단락시 i_a , i_c , i_o 의 상세 파형을 나타낸다.

(a), (b), (c)는 각각 i_a 의 위상이 65° , 75° , 85° 에서 부하가 단락되는 경우를 의미한다.

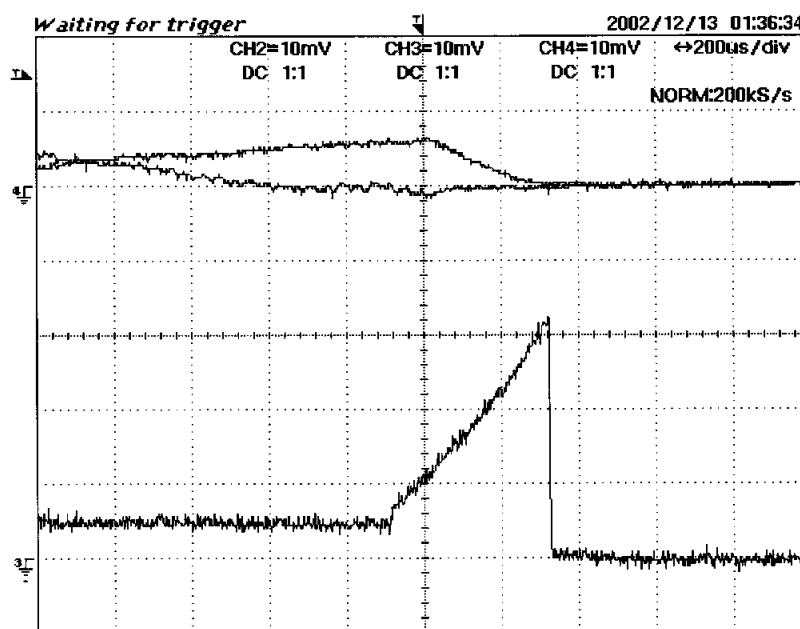


그림 41. (a) 부하단락시 i_a , i_c , i_o 상세 파형[20A/div] (65°)

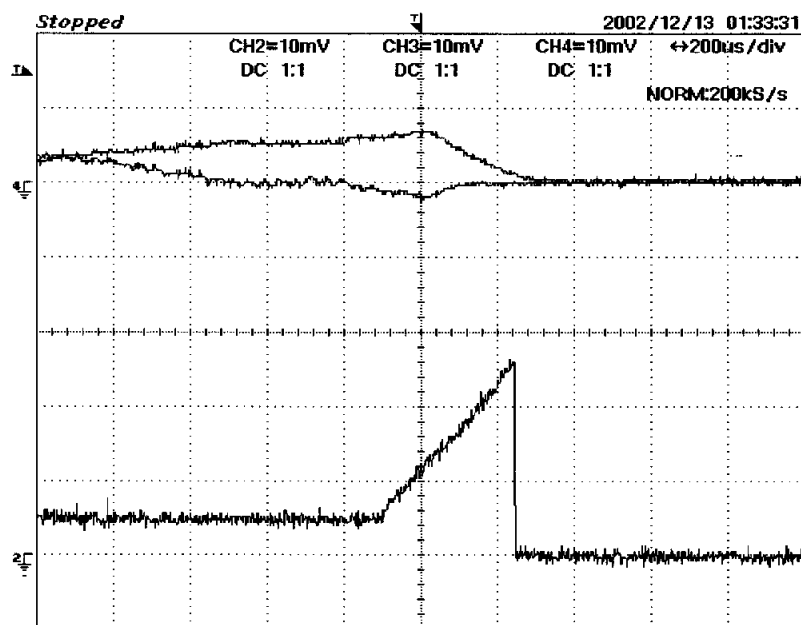


그림 42. (b) 부하단락시 i_a , i_c , i_o 상세 파형[20A/div] (75°)

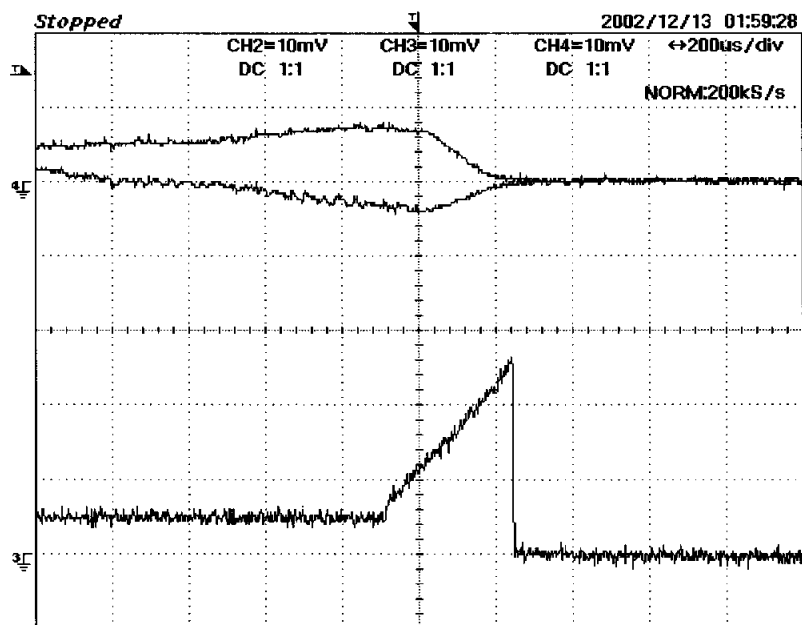


그림 43. (c) 부하단락시 i_a , i_c , i_o 상세 파형[20A/div] (85°)

그림 44는 전압 재인가시 i_a , i_c , v_o 의 상세 파형을 나타낸다.

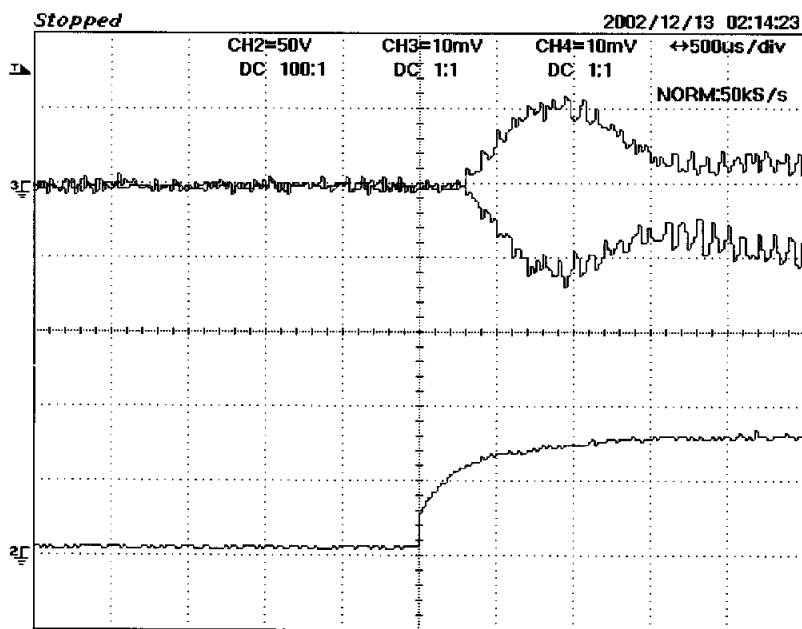


그림 44. 전압 재인가시 i_a , i_c [20A/div]와 v_o 파형[250V/div]

8. 결론

부하단락 보호에 적합한 새로운 방식의 PWM 정류기를 제안하였다. 제안된 회로방식의 구성은 기존의 인버터 방식의 전원장치에 비해 구조가 간단하다. 부하단락시 전원차단 속도는 부하와 전력변환장치 모두를 보호하기에 충분할 만큼 빠르다. 전력변환장치의 출력직류전압은 부하가 단락된 상태에서도 정상상태와 동일하게 일정한 값을 유지한다. 출력필터 커패시터에 직렬 접속되어 있는 보조스위치를 오프 함으로써 부하단락시 커패시터는 플로우팅 상태로 유지된다. 따라서 부하전압 재인가시 상승시간이 매우 빠르다. 제안한 방식의 주요특징을 정리하면 다음과 같다.

- 1) 기존의 인버터 방식 전원장치에 비해 구조가 간단하다.
- 2) 아무런 손상없이 단락된 부하로부터 전원을 신속히 차단한다.
- 3) 부하가 정상으로 회복된 후 전압 재인가시 전압 상승속도가 빠르다.
- 4) 모든 보조스위치들의 전압, 전류 스트레스는 없다.
- 5) 교류측 보조스위치들은 자연소호 된다.
- 6) 모든 보조스위치들의 스위칭 손실은 무시할 수 있을 정도로 적다.

제안한 방식의 회로 동작원리를 상세히 설명하였으며 회로의 동작 특성에 대해 분석하였다. 동작원리와 동작특성 분석결과를 바탕으로 시뮬레이션을 수행하였으며 시뮬레이션 결과를 참고하여 제안한 방식의 타당성을 증명하기 위하여 실험을 수행하였다. 실험 세트를 구성하기 위하여 3상 220V 60Hz 입력에 400V 10A 급의 출력 용량을 갖는 PWM 컨버터 주회로, 입출력 전압

과 전류를 검출하기 위한 센서 및 인터페이스부, 제어부(DSP : TMS320 F241)를 제작하였으며 아울러 원하는 특성을 확인하기 위해 필요한 프로그래밍을 하여 시스템 동작 확인을 하였다.

실험결과 제안한 방식이 부하 단락이 빈번히 발생하는 경우에 매우 효과적으로 적용될 수 있음을 확인하였고 양호한 특성을 얻을 수 있었다. 따라서 본 논문에서 제안하는 새로운 방식의 PWM 컨버터는 부하단락이 자주 발생하는 부하에 대하여 우수한 단락보호 및 출력전압 재인가 성능을 필요로 하는 전원장치에 유용하게 적용될 것으로 기대된다.

참고문헌

- [1] D. T. Wang, X. W. Xu, et al., "The power supply and control system for the MM-2U neutral beam injector", IEEE Proc. 15th Symp. on Fusion Eng. vol. 2, pp. 901-904, 1993.
- [2] Detai Wang, "The development of long pulse high voltage power supply for MNI-1U neutral beam injector", IEEE Proc. 13th Symp. on Fusion Eng. vol. 2, pp. 1210-1213, 1989.
- [3] Yukio Watanabe, Nagataka Seki, et al., "Acceleration power supply for neutral beam injector using GTO", IPEC, pp. 808-819. 1983.
- [4] M. Mizuno, M. Dairaku, et al., "Inverter type high voltage dc power supply for negative-ion-based neutral beam injectors", IEEE Proc. 13th Symp. on Fusion Eng. pp. 575-577, 1989.
- [5] M. Tsuneoka et al., "Development of dc power supply for gyrotron with energy recovery system," Fusion Engineering and Design, vol. 36, no. 4, pp. 461-469, 1997.
- [6] A. Nabae, I. Takahashi, H. Akagi, "A new neutral point clamped PWM inverter", IEEE Trans. on Ind. Appl. vol. IA-17, no. 5, pp. 518-523, 1981.
- [7] Y. Zhao, Y. Li, and T. A. Lipo, "Force commutated three level boost type rectifier", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. 31, no. 1, pp. 155-161, 1995.
- [8] L. Xu and M. Fu, "New current and neutral point voltage control

schemes for a boost type three-level rectifier." IEEE-PESC Vol. 1 pp. 491-496, 1997.

[9] E. C. Nho, I. D. Kim, and T. A. Lipo, "A new boost type rectifier for a dc power supply with frequent output short circuit," IEEE-IAS, Vol. 2, pp. 1164-1172, 1999.

[10] 문상호, 노의철, 김인동, 김홍근, 전태원, "펄스모드 스위칭 직류전원장치에 적합한 AC/DC 컨버터", "전력전자학술대회논문집, 2002. 7. 4, pp.378~381"

감사의 글

어느덧 2년이란 시간이 흘러 대학원과정을 마감하는 시점에 이르렀습니다. 되돌아보면 저의 인생을 180° 바꿔버린 짧고도 긴 시간이었습니다. 글로는 다 표현하지 못하지만 저에게 새로운 학문의 기회와 가능성을 일깨워 주신 노의철 교수님과 김인동 교수님께 진심으로 고개숙여 감사드립니다. 두 분 교수님께서 베풀어주신 가르침 잊지 않고 항상 노력하는 모습 보여드리겠습니다. 또한 연구에 몰두하시면서도 조언과 격려를 아끼지 않으시고 논문의 심사를 맡아주신 김천덕 교수님, 그리고 강대하 학부장님을 비롯한 전기공학과 교수님께 감사드립니다.

석사과정을 시작할 무렵 부족한 저에게 언제나 열린 맘으로 충고와 조언, 그리고 학문적으로 많은 도움을 주신 신태성 님께 감사의 맘을 전합니다. 대학원 생활을 하면서 저에게 충고와 조언을 아끼지 않았던 강성관 선배님과 주위에 계시면서 교수님과 연구실에 항상 신경 써 주신 권영원 선배님, 현장에서 열심히 활동하고 계시는 이민수 선배님, 성현제 선배님 그리고 당당한 모습으로 이제는 공직에 계시는 정용후 선배님께 고마움을 전합니다.

특히, 동기생으로 실험실에서 동고동락을 나누었던 김보경 학형, 한 해 후배로 부족한 저를 도와 실험실을 이끌어준 안종수 학형, 논문의 마지막 완성까지 도움을 준 후배 김성훈, 이기수, 김중원, 류병철, 이병철 그리고 언제나 힘들 때면 도와주고 기쁨의 순간들을 같이 했던 최재용, 허진석 등 석사 동기들에게 고마움을 전합니다.

제가 흔들릴 때 마다 마음의 벗이 되어 준 오규태 군과 항상 관심가져준 진영대, 김태민, 김도완 등 전기공학과 동기들과도 기쁨을 함께 나누고 싶습니다.

니다.

끝으로 항상 힘이 되어주신 매형과 사랑하는 누나, 동생 지영이, 용 그리고 오늘이 있기까지 사랑으로 키워주시고 믿음으로 지켜봐 주신 아버지, 어머니께 이 논문을 바칩니다.