

工學碩士學位論文

Modified 멀티레벨 컨버터 기반
고전압 AC/DC PWM 컨버터

이 論文을 工學碩士學位論文으로 提出함



2004年 2月

釜慶大學校 大學院

電氣工學科

安 鍾 洙

安鍾洙의 工學碩士 學位論文을 認准함

2003年 12月

主 審 工學博士 金 千 德 (印)

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	2
2-1. 제안 회로	2
2-2. 부하단락시 동작원리	4
3. 부하단락시 특성해석	10
4. 시뮬레이션 결과	20
4-1. 부하단락시 입력전류와 출력전류	22
4-2. 부하단락 시점에 따른 입력전류와 출력전류	29
5. 시스템 구성	33
6. 실험 결과	36
7. 결론	46
참고문헌	48
감사의 글	51

<표 목차>

표 4-1. 시뮬레이션 파라미터	21
-------------------------	----

〈그림 목차〉

그림 2-1. 제안한 방식에 대한 기본 구성도	2
그림 2-2. HVPS의 구체적인 회로도	3
그림 2-3. 2-레벨 HVPS의 2단 직렬인 경우	5
그림 2-4. 스위칭 상태, 출력전압, 출력전류 파형	6
그림 3-1. 각 상전류의 기본파 파형	11
그림 3-2. i_{c1} 이 '0'이 되는데 요구되는 시간	14
그림 3-3. i_{c1} 이 '0'이 된후 i_{a1} 과 i_{b1} 이 '0'이 되는데 요구되는 시간	15
그림 3-4. i_{c2} 가 '0'이 되는데 요구되는 시간	16
그림 3-5. i_{c2} 가 '0'이 된후 i_{a2} 과 i_{b2} 이 '0'이 되는데 요구되는 시간	17
그림 3-6. i_{a1} , i_{b1} , i_{c1} 이 모두 0으로 감소되는 시간	18
그림 3-7. i_{a2} , i_{b2} , i_{c2} 가 모두 0으로 감소되는 시간	19
그림 3-8. 상단과 하단 컨버터의 교류 입력전류가 0으로 감소하는 시간차이 ..	20
그림 4-1. 시뮬레이션 회로도	22
그림 4-2. 변압기 1차측 입력전압과 전류	24
그림 4-3. 변압기1차측과 2차측의 입력전류	25
그림 4-4. 부하단락 발생시 입출력 전류파형	26
그림 4-5. V_o 와 V_{C1} , V_{C1} 파형	27
그림 4-6. 부하재인가시 V_o 의 확대 파형	28
그림 4-7. 70°에서 각전류 상세파형	30
그림 4-8. 85°에서 각전류 상세파형	31
그림 4-9. 부하재인가시 I_o 의 확대 파형	32
그림 5-1. 실험 회로 구성도	33
그림 5-2. DSP를 중심으로 구성된 제어기	35

그림 6-1. a상 전류[20A/div]와 a상 전압[150V/div] 파형	36
그림 6-2. a상 전류와 b상 전류[20A/div] 파형	37
그림 6-3. 부하단락시 a상 전류와 출력 전류[20A/div] 파형	38
그림 6-4. 부하단락시 a상 전류와 출력전류[20A/div] 확대 파형	39
그림 6-5. 부하 재인가시 a상전류와 출력전류[20A/div] 확대 파형	40
그림 6-6. 빈번한 부하단락시 a상 전류와 출력전류[20A/div] 파형	41
그림 6-7. 부하단락시 V_o , V_C [250V/div] 와 I_o [20A/div] 파형	42
그림 6-8. 부하단락시 V_o , V_C [250V/div] 와 I_o [20A/div] 확대 파형	43
그림 6-9. 부하 재인가시 V_o , V_C [250V/div] 와 I_o [20A/div] 확대 파형	44
그림 6-10. 빈번한 부하단락시 V_o , V_C [250V/div] 와 I_o [20A/div] 파형	45

A High voltage AC/DC PWM Converter based on Modified Multilevel Converter

Jong-Soo Ahn

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

Abstract

This paper describes a high voltage high power DC power supply which has the ability of pulsed mode operation. The power supply is constructed with several series connected power converters based on modified multilevel converters. The modified multilevel converters are suitable for the protection of frequent output short-circuit. The output dc power of the proposed converter can be disconnected from the load within several hundred microseconds at the instant of short-circuit fault. The rising time of the dc load voltage is as small as several hundred microseconds, and there is no overshoot of the dc voltage because the dc output capacitors keep undischarged state. Analysis, simulations, and experiments are carried out to investigate the operation and usefulness of the proposed scheme.

1. 서 론

교류전원으로부터 고전압의 직류전원을 얻는 방식에는 여러 가지가 있으나,[1-3]교류를 직류로 정류한 다음 인버터로 고주파 교류 전원을 출력하여 승압 변압기로 고주파 고압 교류전원으로 변환한 다음 다이오드 정류기로 정류하는 인버터 방식이 일반적으로 채택되고 있다.[4,5] 플라즈마 상태의 이온원에서 입자를 가속하기 위해 고전압 직류 전원을 인가하는 경우에는 이온원 내부의 단락 발생시 신속히 전원을 차단하고, 단락 소멸시 신속히 전원을 재인가 할 필요가 있는데 인버터 방식의 전원장치에서는 인버터가 이러한 스위칭 역할을 담당한다. 그런데 인버터 방식은 고압 고주파 승압용 변압기를 필요로 하며 또한 별도의 인버터와 정류기를 필요로 한다는 단점이 있다.

최근에 고전압 대용량 시스템에 적용을 목적으로 멀티레벨 컨버터에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다.[6-8] 멀티레벨 컨버터 개념을 활용하여 직류전원의 신속한 차단 및 재투입 기능을 갖는 새로운 형태의 전력변환 방식이 제안되었다[9]. 그런데 이 방식은 부하 단락시 정격의 수 배에 달하는 큰 교류입력 전류가 반주기동안 통전하는 문제를 안고 있다. [9]에서의 문제점을 해결하는 방안의 하나로 멀티레벨컨버터에 약간의 보조스위치를 추가한 새로운 방식의 컨버터가 제안되었으나[10-15] 수십 kV급의 고전압 직류전원을 얻는데는 한계가 있다.

본 논문에서는 [15]의 방식을 기본으로 하여 수십 kV급 이상의 고전압 직류전원을 공급할 수 있는 토폴로지를 제안하여[16-18] 제안한 방식에 대한 동작원리 및 특성해석을 하였으며 시뮬레이션을 통하여 그 동작성능을 확인하였다.

2. 제안한 방식의 회로와 동작원리

2-1. 제안 회로

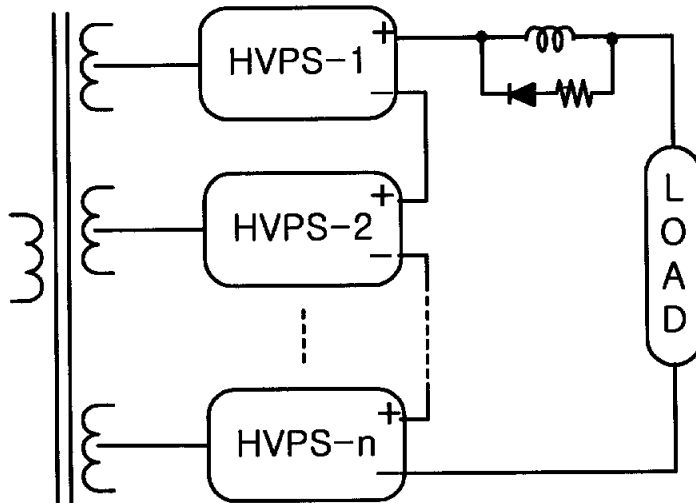


그림 2-1. 제안한 방식에 대한 기본 구성도

그림 2-1은 제안한 방식에 대한 기본 구성도를 나타낸다. 그림 2-1에서 HVPS는 고전압 전원장치(High Voltage Power Supply)를 의미하며 여러개의 HVPS의 직류출력이 직렬연결 되어 있음을 보이고 있다. 그림 2-2는 그림 2-1에서의 HVPS를 구체적으로 나타낸 것으로서 기존의 다이오드 클램프형 멀티레벨컨버터 입출력에 몇 가지 보조스위치를 추가한 형태이다. 그림 2-2의 회로는 기본적으로 기존의 멀티레벨 컨버터 회로와 유사하다.

S_a , S_b , S_c 스위치가 교류 입력부에, 그리고 기존의 멀티레벨 컨버터의 직류단 필터 커패시터 각각에 직렬로 스위치가 하나씩 추가되어 있다.

$S_{o1} \sim S_{on}$ 은 부하단락시 오프하여 출력 필터 커패시터의 방전을 방지하기 위한 역할을 함과 동시에 부하가 정상으로 회복시 전원을 재인가할 때 턴온함으로써 출력전압 상승시간을 최소화 하는 역할도 겸한다.

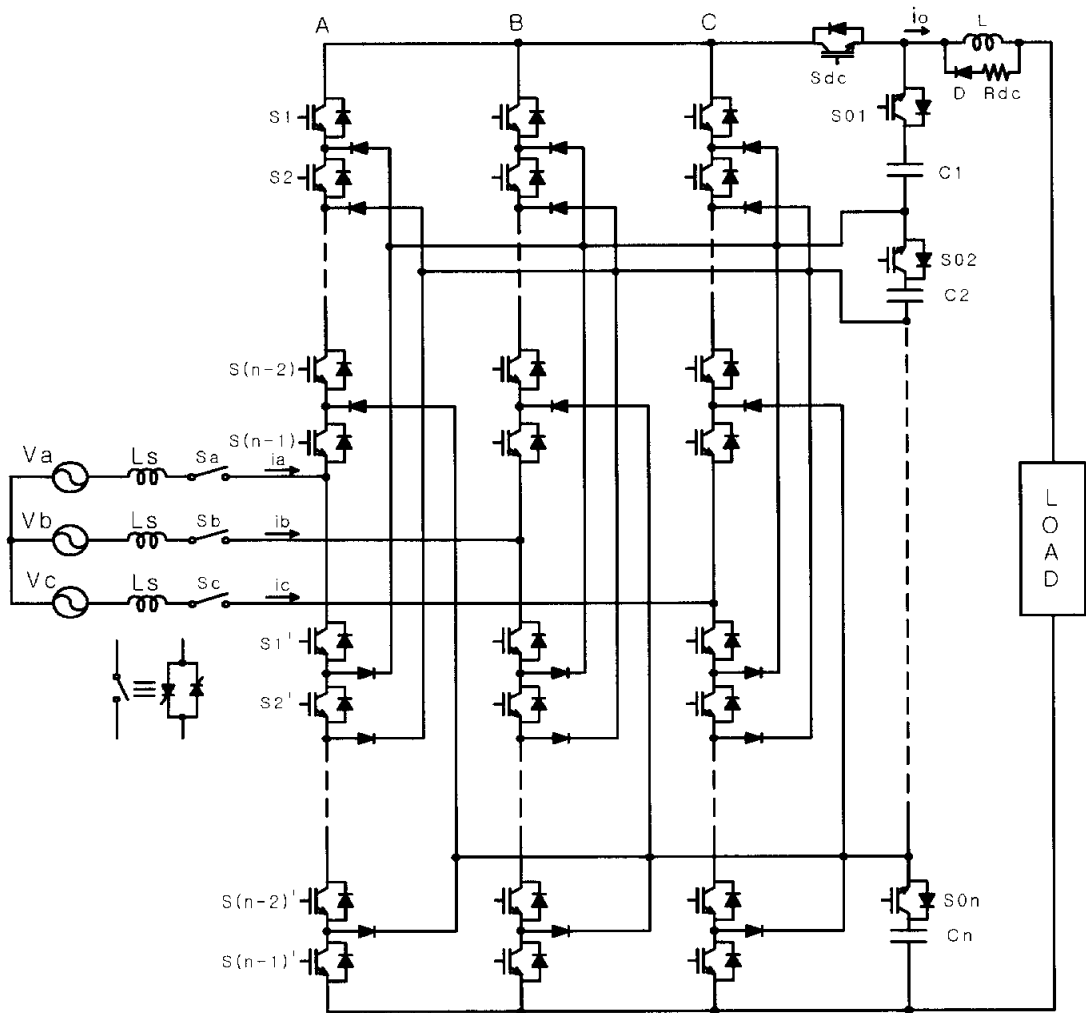


그림 2-2. HVPS의 구체적인 회로도

2-2. 동작원리

제안한 방식의 기본 동작 원리는 직렬 연결된 HVPS의 개수와 레벨 수에 무관하게 동일하다. 따라서 제안한 회로에 대한 동작원리를 설명하는데 있어서 설명의 편의상 HVPS를 2개 직렬연결하고 2-레벨로 구성되는 HVPS를 대상으로 하여 설명한다.

그림 2-3은 2-레벨 HVPS를 2개 직렬 연결한 회로도이다. 정상동작시 모든 보조스위치들 (S_{a1} , S_{b1} , S_{c1} , S_{a2} , S_{b2} , S_{c2} , S_{o1} , S_{o2} , S_{dc})은 온 상태를 유지하며 주스위치 ($S_{11} \sim S_{62}$)들은 PWM신호에 따라 온/오프 스위칭을 한다.

부하 단락사고가 발생하는 순간부터 모든 보조 스위치들과 주 스위치들의 스위칭 상태는 그림 2-4처럼 변한다. 그림 2-4의 $t=t_0$ 에서 부하가 단락되고 $t=t_4$ 에서 단락이 소멸되는 경우 각 구간별 동작은 다음과 같다.

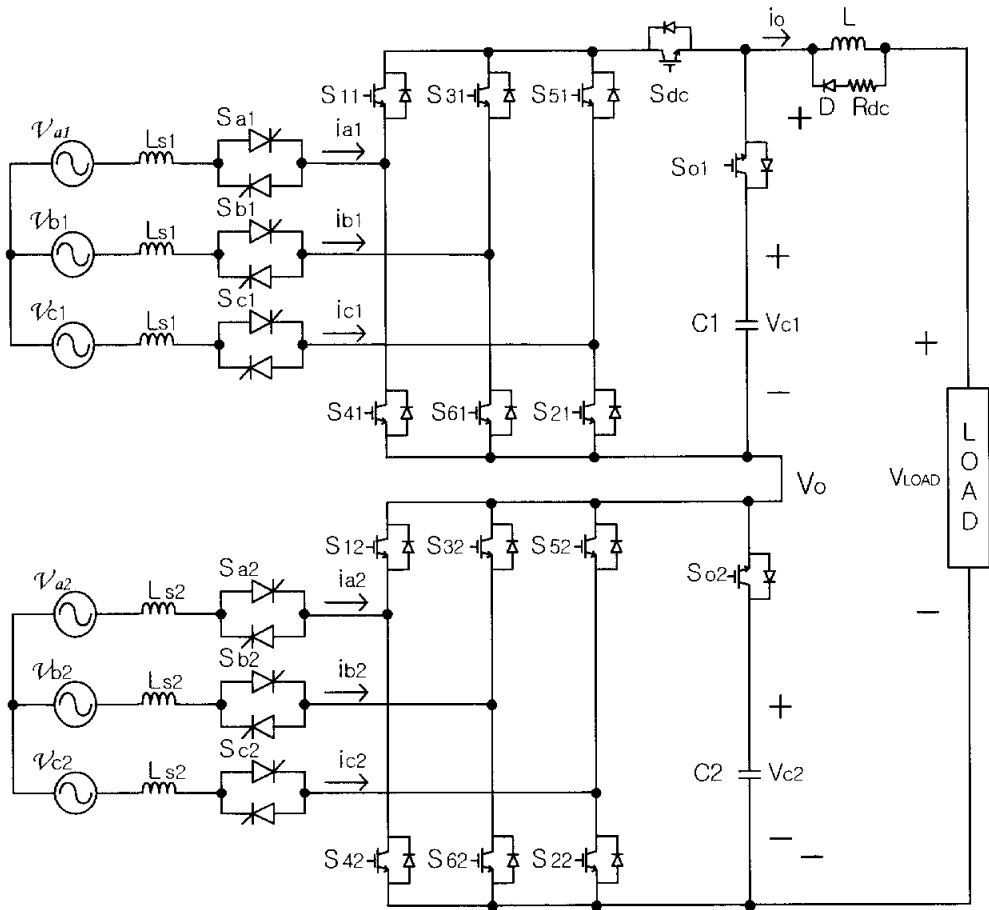


그림 2-3. 2-레벨 HVPS의 2단 직렬인 경우

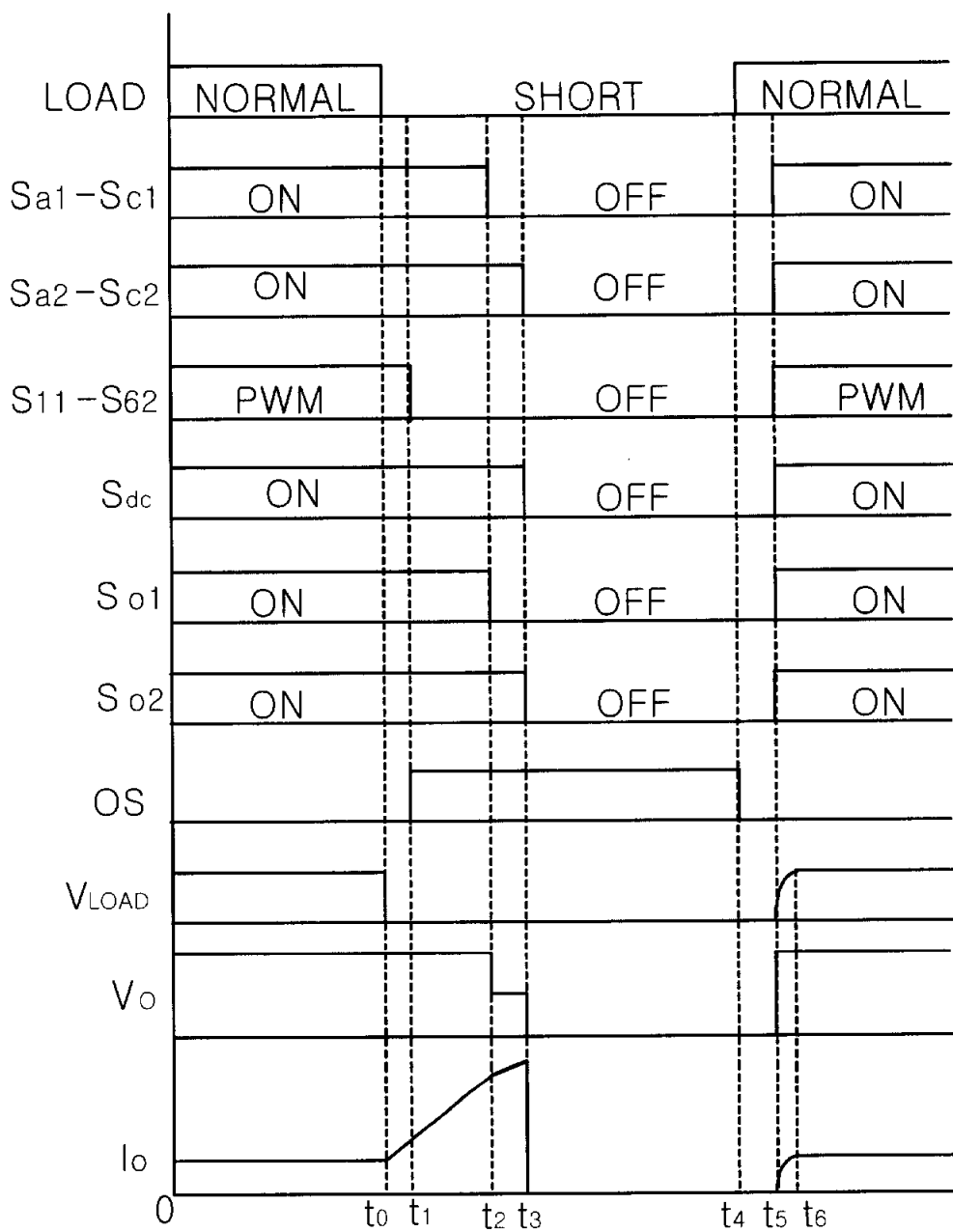


그림 2-4. 스위칭 상태, 출력전압, 출력전류 파형

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

출력전압 V_o 는 인덕터 L 에 인가되므로 출력 전류 i_o 는 식 (2-1)처럼 증가한다.

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

$$V_o = V_{cl} + V_{c2} \quad (2-2)$$

각 스위칭 소자들은 정상상태 동작에서의 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 각 사이리스터 $S_{a1} \sim S_{c2}$ 에 인가되는 게이트 신호는 모두 오프 되고 PWM 컨버터의 전력흐름의 방향은 반전된다. 즉, 컨버터는 회생모드로 동작하게 된다. 그렇게 함으로써 교류 입력전류의 크기를 가능한 한 빠른 시간 내에 0으로 감소시킨다. 이 구간에서의 교류 입력 전류 i_{a1} , i_{b1} , i_{c1} 는 다음 식과 같다.

$$i_{a1}(t) = i_{a1}(t_1) + \frac{1}{3L_s} \int_{t_1}^t (2v_{ac1} - v_{bc1} - 2V_{cl}) dt \quad (2-3)$$

$$i_{b1}(t) = -\{i_{a1}(t) + i_{c1}(t)\} \quad (2-4)$$

$$i_{c1}(t) = i_{c1}(t_1) + \frac{1}{3L_s} \int_{t_1}^t (V_{cl} - v_{ac1} - v_{bc1}) dt \quad (2-5)$$

i_{a2} , i_{b2} , i_{c2} 도 동일한 형태로 변하는데, 단지 i_{a1} , i_{b1} , i_{c1} 보다 위상이 30° 지연된다는 차이만 있다. 위상차를 둔 이유는 교류입력단 고조파 성분을 최소화하기 위함이다.

이 모드에서 S_{01} , S_{02} 가 모두 온 상태로 유지되므로 출력전류 i_o 는 다음 식과 같이 증가한다.

$$i_o(t) = i_o(t_1) + \frac{V_o}{L}(t - t_1), \quad t_1 \leq t < t_2 \quad (2-6)$$

이 모드는 상단 컨버터에서 3개의 교류 입력전류가 모두 0으로 감소될 때까지 지속된다.

3) $t_2 \leq t < t_3$

상단 컨버터의 교류 입력전류가 모두 0으로 감소된 후 출력 커패시터 C_1 의 방전을 방지하기 위해 S_{01} 을 턴오프한다. 그러면 출력 전류는 하단 컨버터 커패시터 C_2 의 방전에 의해 상단 컨버터 IGBT와 역병렬 접속된 다이오드를 통해 흐른다. 따라서 출력전류는 식 (2-7)처럼 되어 $V_{C2} = V_o/2$ 이므로 전류 상승률이 반감된다.

$$i_o(t) = i_o(t_2) + \frac{V_{C2}}{L}(t - t_2), \quad t_2 \leq t < t_3 \quad (2-7)$$

그런데, 반드시 상단 컨버터가 먼저 오프되고 하단 컨버터가 나중에 오프되는 것은 아니고, 단락 발생 시점에 따라 반대가 될 수도 있다.

4) $t_3 \leq t < t_4$

i_a, i_b, i_c 는 일단 0으로 감소되고 나면 더 이상의 변화가 없다. 이미 $S_{a1} \sim S_{c2}$ 를 위한 게이트 신호를 오프해 두었기 때문이다. 따라서 $S_{11} \sim S_{62}$ 의 주 스위치의 PWM신호도 의미가 없어진다. t_3 에서 S_{dc} 와 S_{o2} 도 턴오프함으로써 i_o 는 0이 되고 인덕터에 저장되어 있던 에너지는 R_{dc} 를 통하여 방전한다. 방전전류는 다음과 같이 변한다.

$$i_L(t) = i_L(t_3) e^{-\frac{t-t_3}{\tau_1}}, \quad t_3 \leq t < t_4 \quad (2-8)$$

여기서 $\tau_1 = \frac{L}{R_{dc}}$ 이고, R_{dc} 와 직렬 접속되어 있는 다이오드에 의한 전압강하는 무시한다. 이 구간에서는 부하가 단락되어 있음에도 불구하고 교류 입력측이나 직류출력 측에 전류의 흐름이 전혀 없다. 각각의 출력 커패시터는 방전하지 않고 플로팅 상태를 유지한다.

5) $t_4 \leq t < t_5$

t_4 에서 부하의 단락상태가 소멸되었다고 가정한다. 즉, 부하는 정상상태로 회복된다. 그러면 부하에 직류전원을 다시 인가해야하므로 임의의 시간 t_5 에서 $S_{a1} \sim S_{c2}, S_{o1}, S_{o2}$ 스위치를 온 한다.

6) $t_5 \leq t < t_6$

t_5 에서 $S_{a1} \sim S_{c2}$, S_{o1} , S_{o2} , S_{dc} 를 턴온하고 $S_{11} \sim S_{62}$ 를 PWM하면 교류 입력측에서의 전력 전달이 다시 시작되며 부하전류는 다음과 같이 정상상태로 상승한다.

$$i_o(t) = \frac{V_o}{R_L} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_2}}) \quad (2-9)$$

여기서 $V_o = V_{c1}(t_3) + V_{c2}(t_3)$, $\tau_2 = \frac{L}{R_L}$ 이고 R_L 은 부하저항이다.

3. 부하단락시 특성해석

그림 2-4에서 $t_1 \sim t_2$ 구간과 $t_2 \sim t_3$ 구간은 단락이 발생하는 시점에 따라 변한다. 그림 3-1은 상단과 하단 컨버터의 각상 교류 입력전류의 기본파를 나타낸다. i_{a1} 을 기준으로 i_{a2} 는 30° 지연되어 있다.

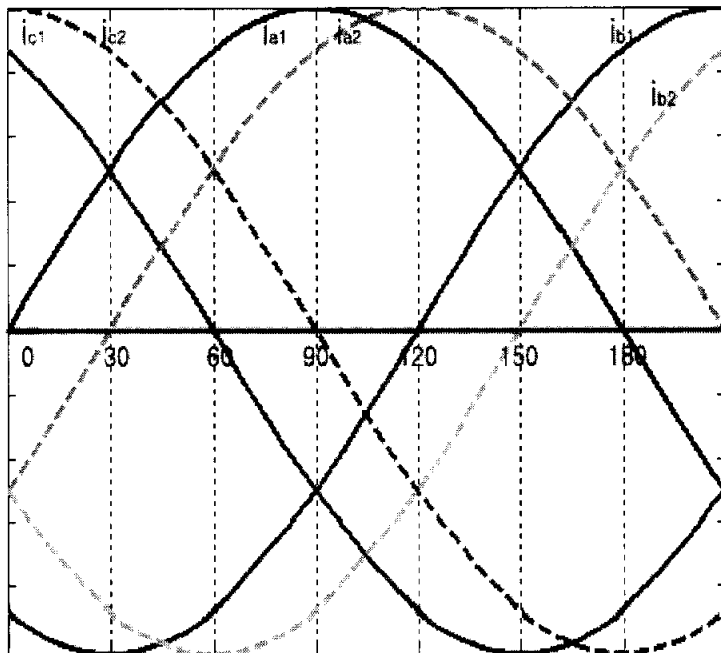


그림 3-1. 각 상전류의 기본파 파형

입력전류 i_{a1} 의 기본파 성분은 다음과 같다.

$$i_{a1}(t) = \sqrt{2} I_{a1} \sin(\omega t) \quad (3-1)$$

여기서 I_{a1} 는 i_{a1} 의 실효값이다.

부하단락사고 발생 후 i_{a1} , i_{b1} , i_{c1} 를 '0'으로 감소시키기 위한 메커니즘은 60° 마다 동일한 패턴으로 발생하고 i_{a2}, i_{b2}, i_{c2} 도 동일하므로 $60^\circ \leq \omega t < 90^\circ$ 의 30° 구간만 해석하면 된다. 이 구간에서는 3상 전류중 i_{c1} 이 가장 먼저 '0'으로 감소한다. i_{c1} 이 '0'으로 감소하는데 소요되는 시간은 식 (2-5)로부터 계산할 수 있으며 식 (2-5)에서

$$v_{ac1}(t) = \sqrt{2} V \sin(\omega t - \frac{\pi}{6}) \quad (3-2)$$

$$v_{bc1}(t) = \sqrt{2} V \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) \quad (3-3)$$

이다. 여기서 i_{c1} 이 0으로 감소하는 시간은 t_{c0} 라하고 그림 3-2에 나타내었다. i_{c1} 이 '0'으로 감소하자마자 i_{a1} 와 i_{b1} 의 크기는 같아지며 다음과 같다.

$$i_{a1}(t) = -i_{b1}(t) = -i_{b1}(t'_{c0}) + \frac{1}{2L_s} \int_{t'_{c0}}^t (V_c - v_{ab1}) dt \quad (3-4)$$

여기서, t'_{co} 는 t_{co} 에 대응되는 값이다. 식 (3-4)로부터 i_{a1} 와 i_{b1} 가 '0'으로 감소하는데 소요되는 시간을 계산할 수 있으며 계산 결과를 그림 3-3에 나타내었다.

그림 3-4는 i_{c2} 가 0으로 감소하는 시간이고, 그림 3-5는 i_{a12} 와 i_{b2} 가 0으로 감소하는 시간이다.

그림 3-6은 i_{a1} , i_{b1} , i_{c1} 이 모두 0으로 감소하는데 소요되는 시간을 나타낸 것이다. 여기서 교류입력전압은 220V, 전류는 10.5A, 출력직류전압(V_{c1} 또는 V_{c2})은 400V이다.

그림 3-7은 i_{a2} , i_{b2} , i_{c2} 가 모두 0으로 감소되는 시간을 나타낸다.

그림 3-6과 그림 3-7의 시간차를 그림 3-8에 나타내었다.

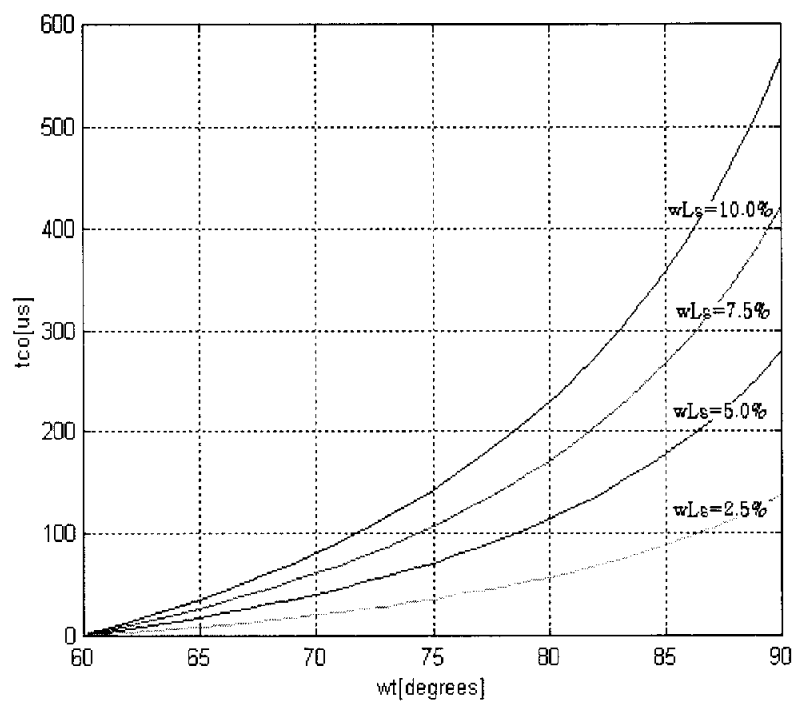


그림 3-2. i_{cl} 이 '0'이 되는데 요구되는 시간

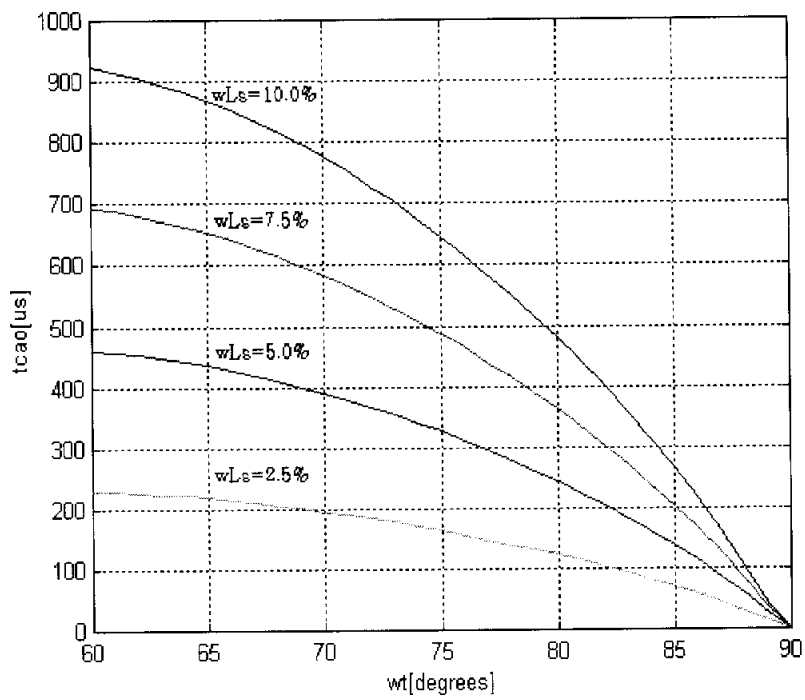


그림 3-3. i_{cl} 이 '0'이 된후 i_{al} 과 i_{bl} 이 '0'이 되는데 요구되는 시간

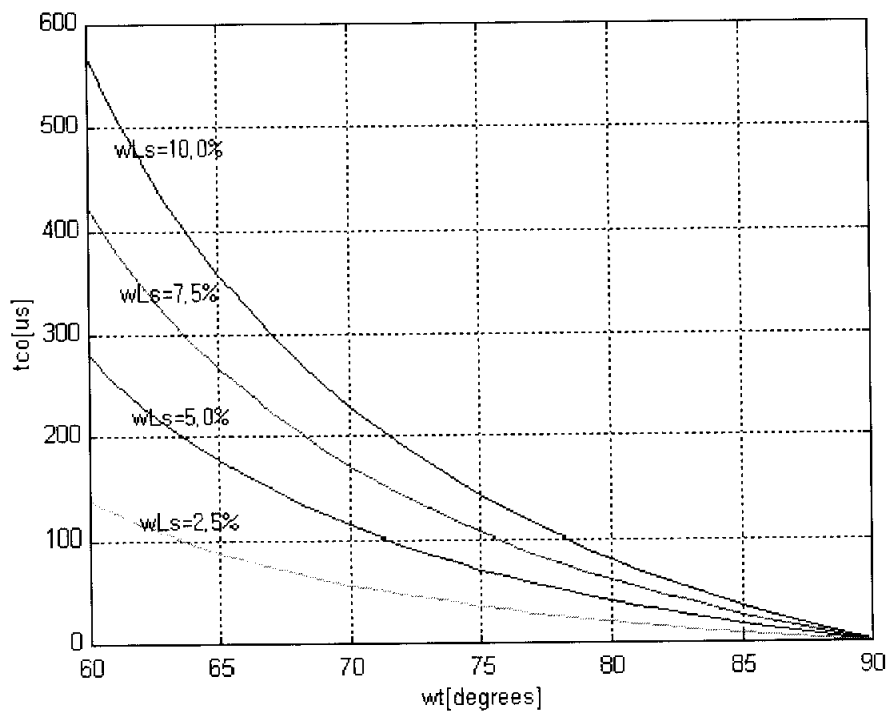


그림 3-4. i_{c2} 가 '0'이 되는데 요구되는 시간

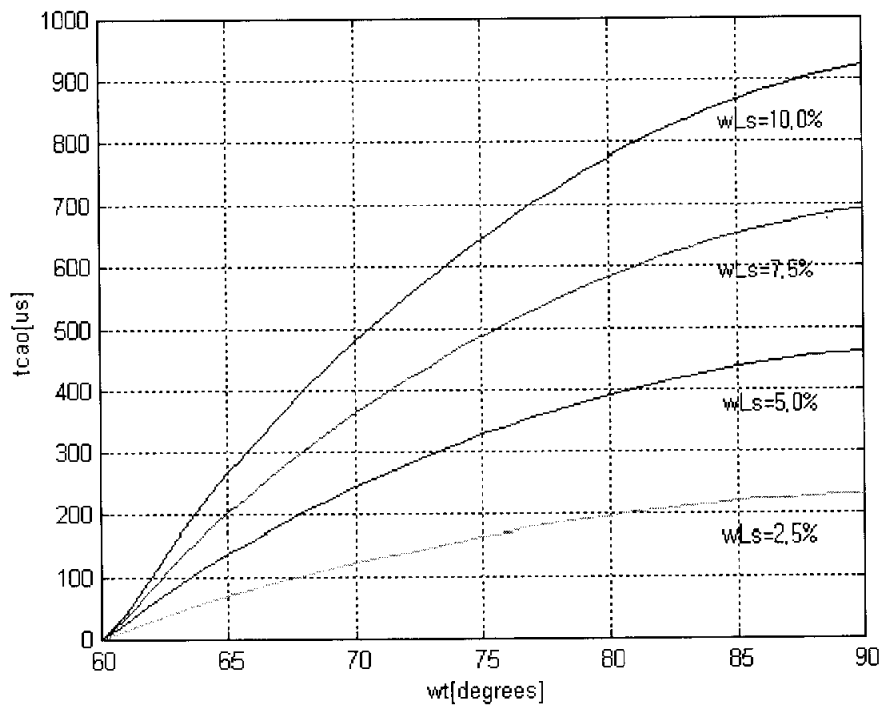


그림 3-5. i_{c2} 가 '0'이 된후 i_{a2} 과 i_{b2} 이 '0'이 되는데
요구되는 시간

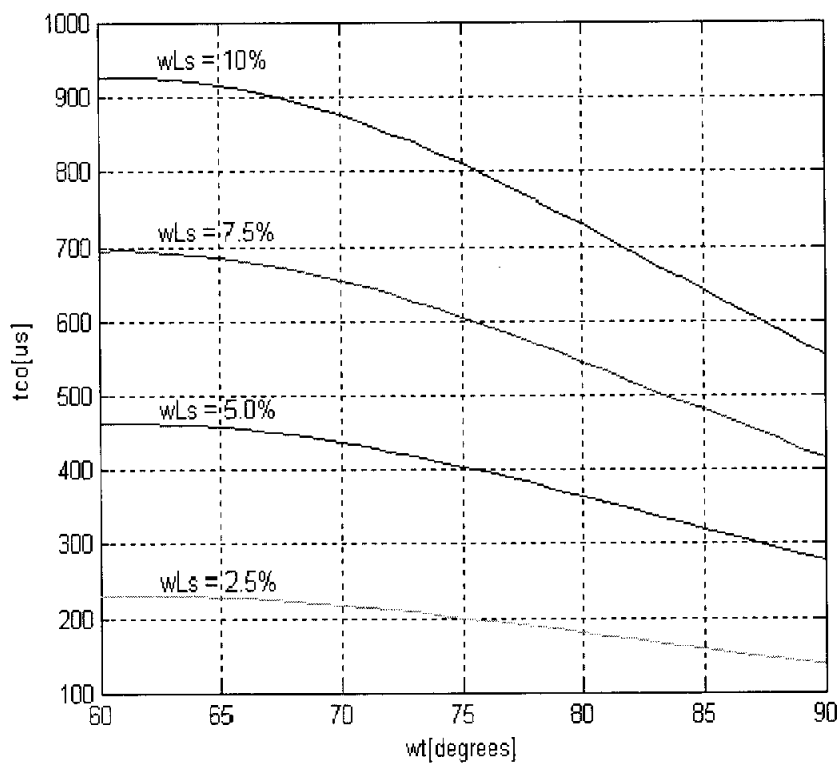


그림 3-6. i_{a1} , i_{b1} , i_{c1} 이 모두 0으로 감소되는 시간

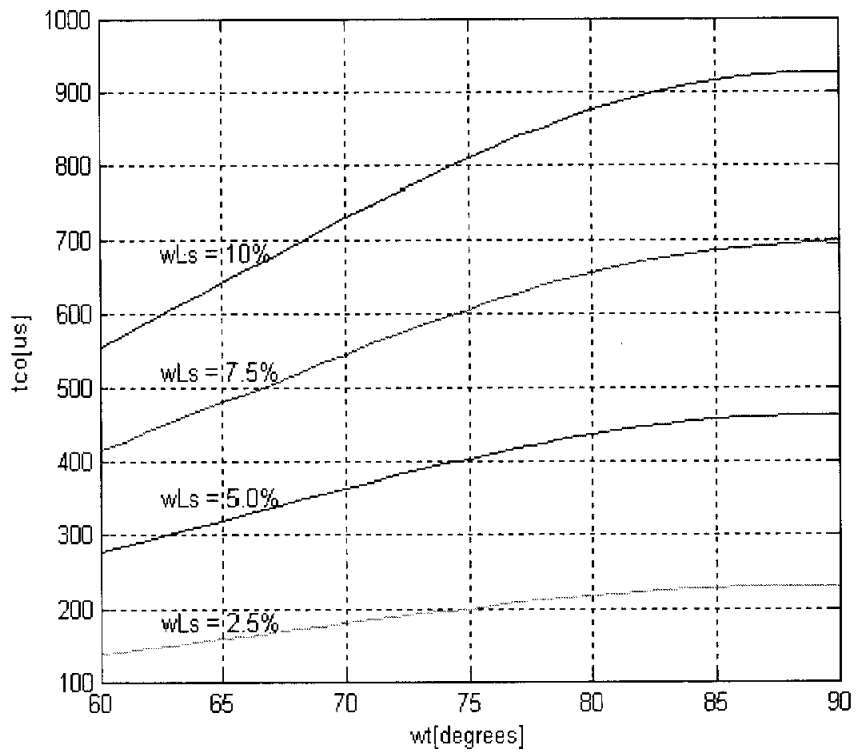


그림 3-7. i_{a2} , i_{b2} , i_{c2} 가 모두 0으로 감소되는 시간

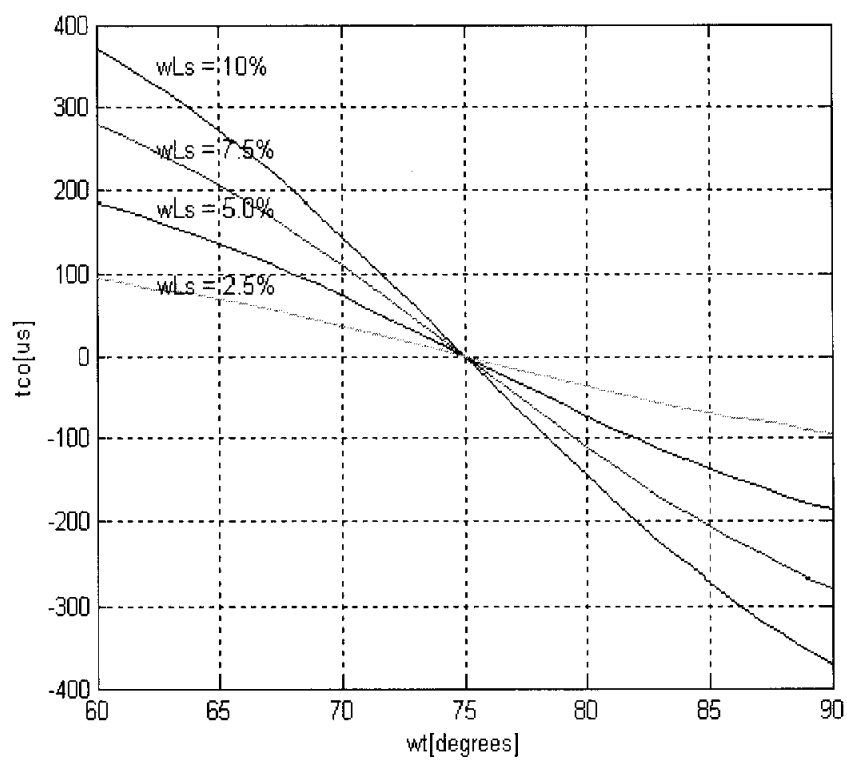


그림 3-8. 상단과 하단 컨버터의 교류 입력전류가 0으로 감소하는
시간차이

4. 시뮬레이션 결과

제안한 방식의 출력 특성을 알아보기 위해 다음의 표 4-1과 같은 파라미터로 시뮬레이션 하였다.

그림 4-1은 시뮬레이션 툴인 'SIMPLORER'를 이용하여 제안한 방식에 대한 시뮬레이션 수행을 위한 회로도를 나타낸다. 회로도상의 각 파라미터는 표 4-1의 값과 동일하다.

표 4-1. 시뮬레이션 파라미터

선간전압	220V
L_s	1.6mH
R_{dc}	100 Ω
C_1	2,200 μ F
C_2	2,200 μ F
L	4mH
V_o	800V
R_L	80 Ω

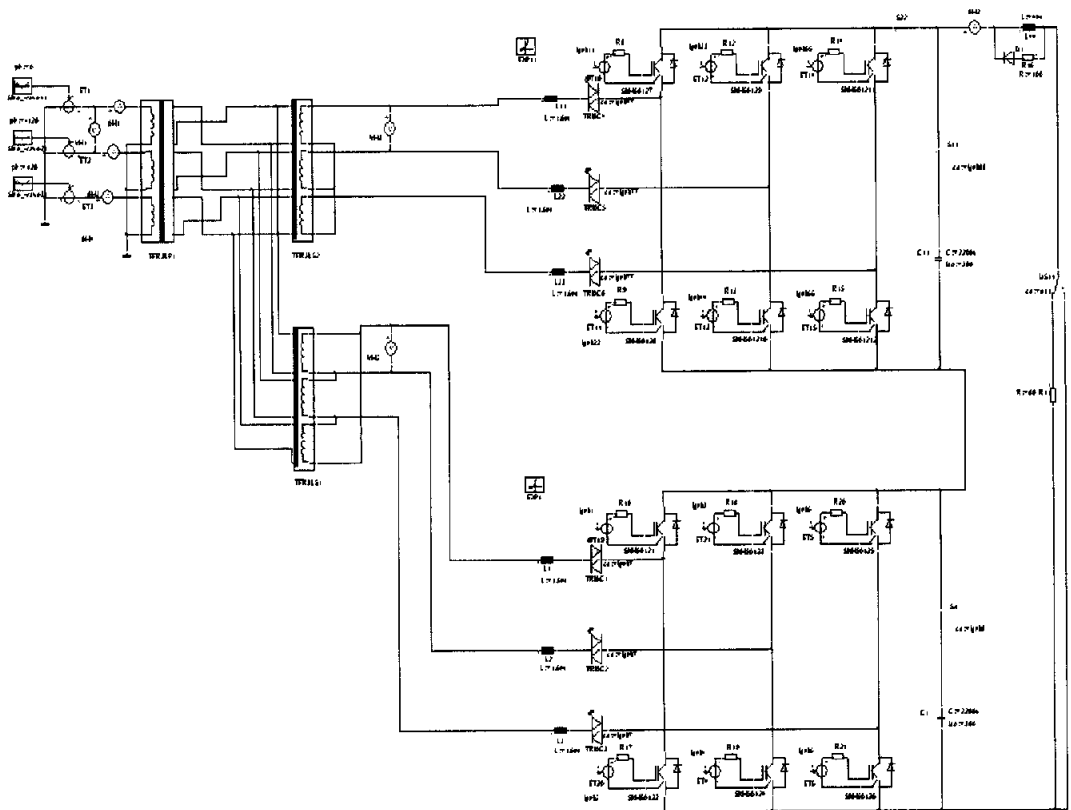


그림 4-1. 시뮬레이션 회로도

4-1. 부하단락시 입력전류와 출력전류

그림 4-2는 정상부하 상태에서 입력 전압과 변압기 1차측의 전류의 파형이다. 입력전류가 입력전압과 위상이 동일하고 정현파가 됨으로써 역률이 1이 됨을 알 수 있다.

그림 4-3의 (a)는 변압기 1차측의 전류이고, (b), (c)는 각각 2차측 상단과 하단의 정상부하 상태의 전류파형이다. 상단은 1차측과 Y-Y 결선으로 1차측과 위상이 같고, 하단은 Y- Δ 결선으로 위상이 30° 지연되어 있다

그림 4-4는 정상부하와 부하단락 상태가 주기적으로 반복하여 나타나는 경우 출력전류와 교류입력 상전류를 나타낸다. (b)와 (c)는 각각 상단과 하단 컨버터의 교류 입력전류를 나타낸다. i_{a1} 의 위상을 기준으로 $\omega t=55^\circ, 65^\circ$ 에서 두 번 부하단락이 발생한 것을 가정하였으며 단락 소멸 시간은 약 7msec로 하였다. 부하단락이 여러번 발생하여도 각 컨버터가 정상적으로 동작하고 있음을 알 수 있다.

이때의 부하저항 R에 인가되는 전압 V_o 와 C_1, C_2 의 전압 V_{C1}, V_{C2} 의 파형이 그림 4-5에 나타나 있다. 부하가 단락되면 부하전압 V_o 는 0V가 되며 단락 소멸 후 재인가시 V_o 는 정격전압인 800V로 된다. 부하단락이 발생하는 순간부터 입력전류가 '0'으로 수렴하기 전까지 출력전류의 급격한 상승으로 인해 그림 4-5의 (b)와(c)의 파형과 같이 V_{C1}, V_{C2} 가 부하단락이 발생하는 위상에 따라 각각 4V~8V의 전압강하가 발생한다. V_o 의 상승시간을 살펴보면 그림 4-6에서 알 수 있듯이 약 $300\mu s$ 이다. 부하의 단락 상태는 그림 4-1의 시뮬레이션 회로도에서 부하저항 R 양단을 단락시킴으로써 구현하였다.

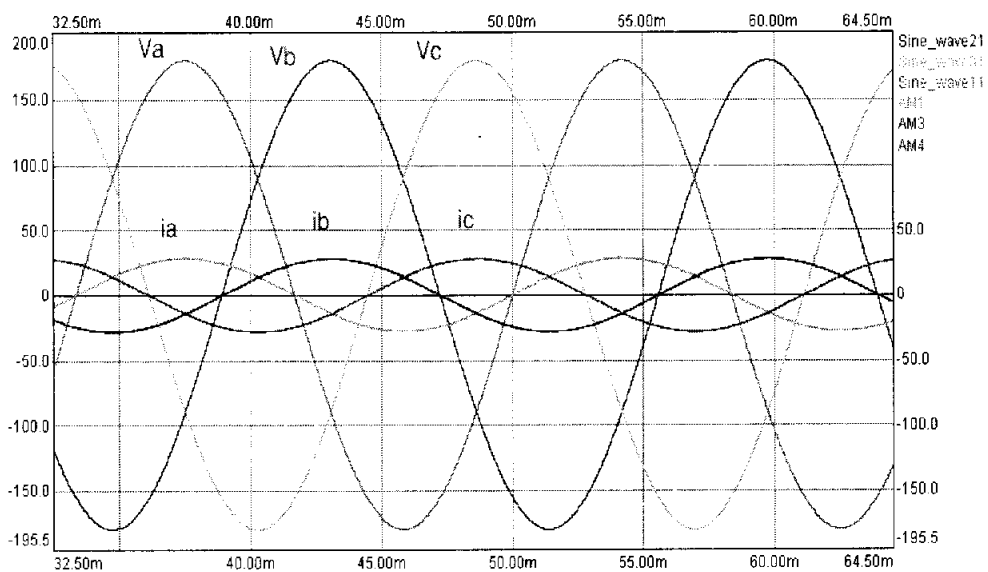
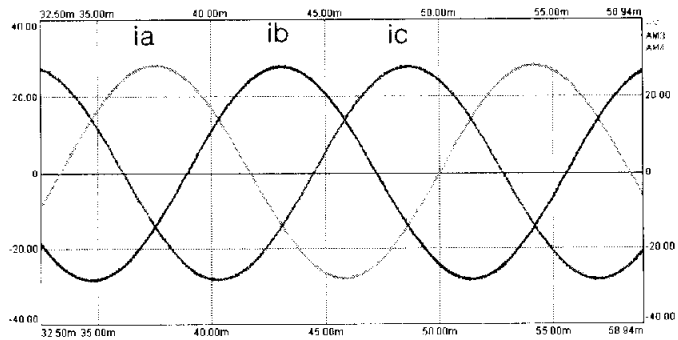
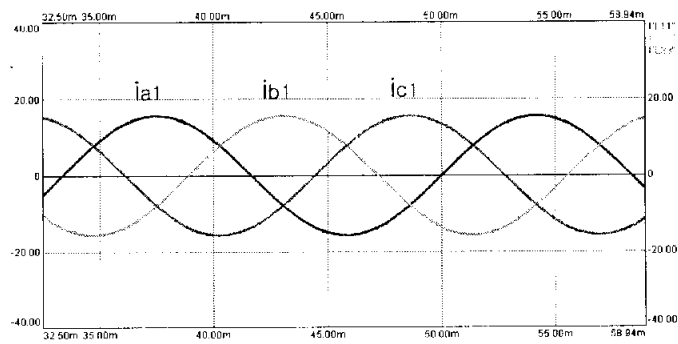


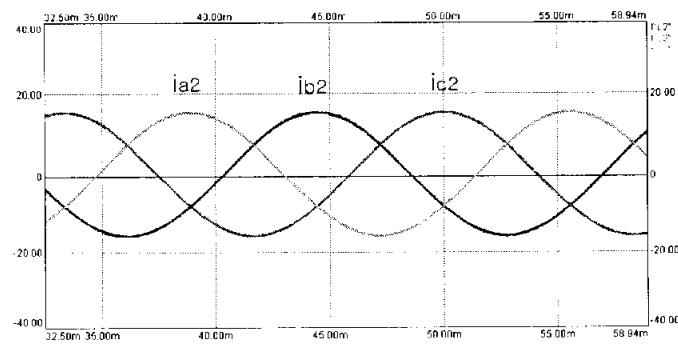
그림 4-2. 변압기 1차측 입력전압과 전류



(a) i_a, i_b, i_c

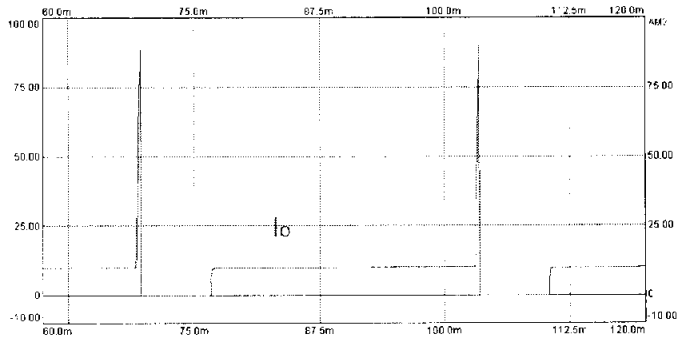


(b) i_{a1}, i_{b1}, i_{c1}

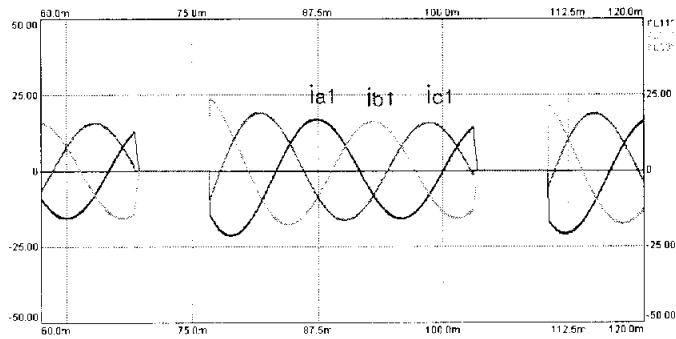


(c) i_{a2}, i_{b2}, i_{c2}

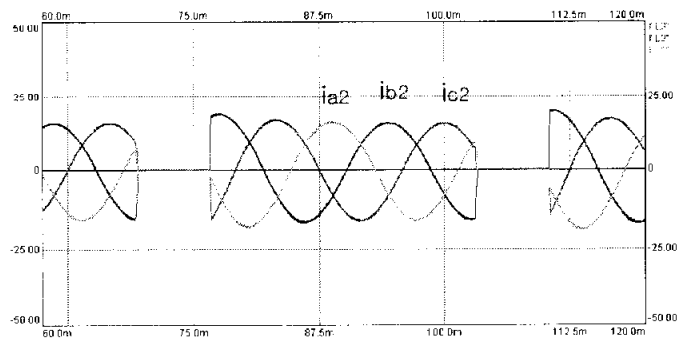
그림 4-3. 변압기 1차측과 2차측의 입력전류



(a) 출력 I_o

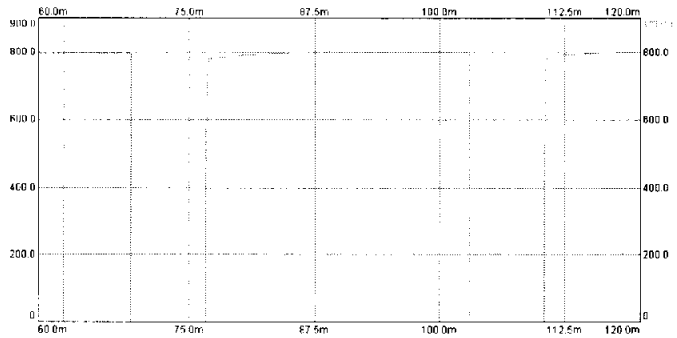


(b) i_{a1}, i_{b1}, i_{c1}

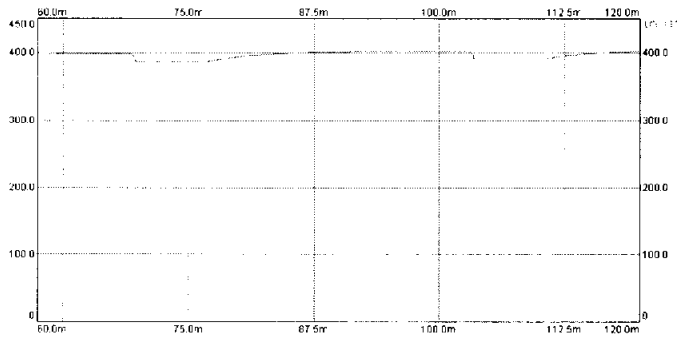


(c) i_{a2}, i_{b2}, i_{c2}

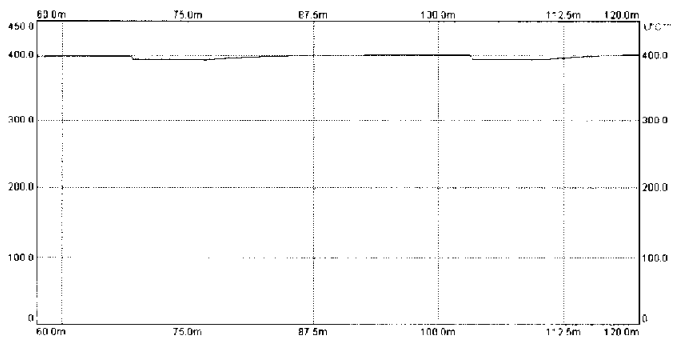
그림 4-4. 부하단락 발생시 입출력 전류파형



(a) V_o



(b) V_{C1}



(c) V_{C2}

그림 4-5. V_o 와 V_{C1}, V_{C2} 파형

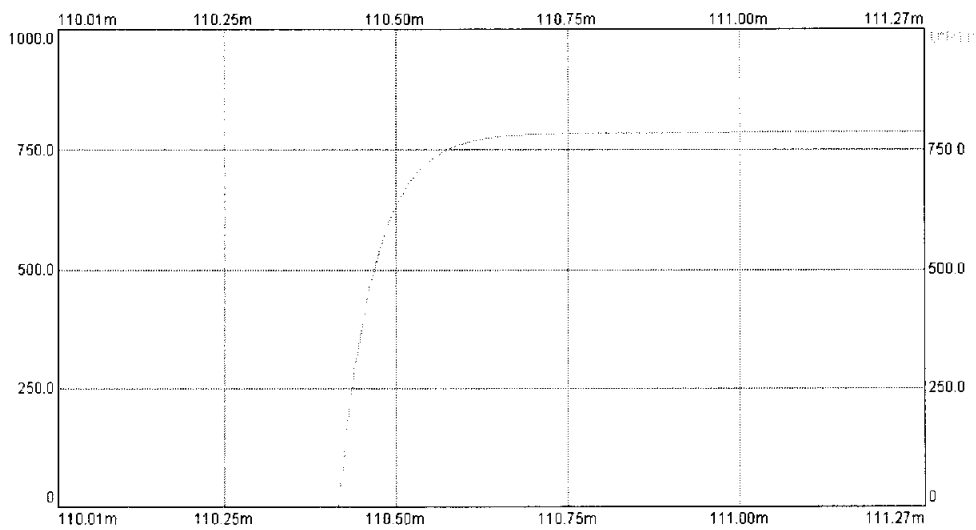


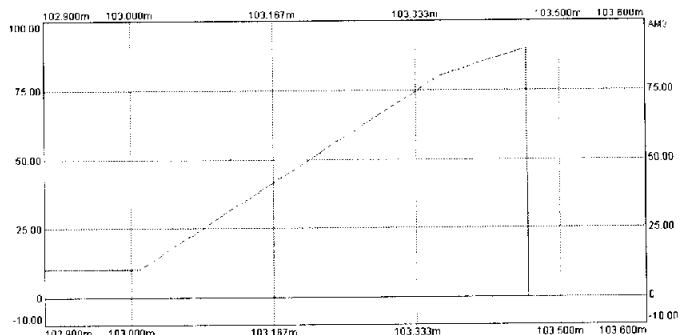
그림 4-6. 부하재인가시 V_o 의 확대 파형

4-2. 부하단락 시점에 따른 입력전류와 출력전류

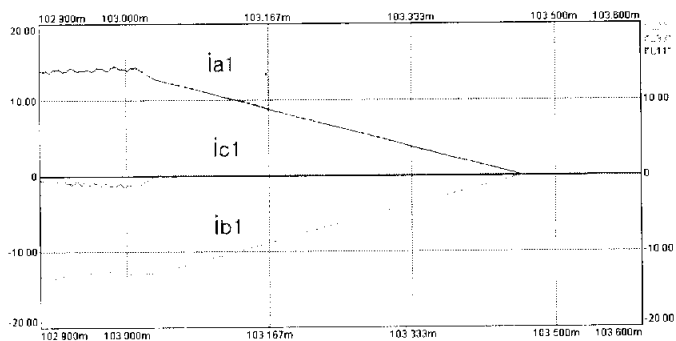
제안한 회로는 부하단락사고가 발생하는 위상의 시점에 따라, 상단과 하단의 컨버터의 입력전류가 '0'으로 감소하는 시간이 달라진다. 따라서 상단 i_{a1} 의 위상을 기준으로 했을 때 70° 와 85° 일 때의 경우에 단락이 발생하여 출력전류 I_o 가 증가하고, 각 교류입력 전류가 '0'으로 감소하는 과정을 상세히 알아본다.

그림 4-7과 4-8은 각각 70° 와 85° 에서 부하단락이 발생하였을 때의 입출력전류의 파형이다. 그림 3-6과 그림 3-7의 계산된 결과에 의하면 70° 에서는 하단 컨버터의 전류가 먼저 '0'으로 감소하고, 85° 에서는 상단 컨버터의 전류가 먼저 0으로 감소한다. 이때, 상단과 하단 컨버터 전류가 모두 '0'으로 감소하는 시간은 70° 일 때 약 $440\mu s$ 이고, 85° 일 때 약 $460\mu s$ 이다. 그림 4-7과 그림 4-8은 이러한 특징과 일치하고 있다. 또, 상단과 하단 컨버터의 입력전류가 각각 '0'으로 감소하는 시간차는 70° 에서 $90\mu s$ 이고, 85° 에서 $140\mu s$ 로, 그림 3-8의 계산된 내용과 일치하고 있다.

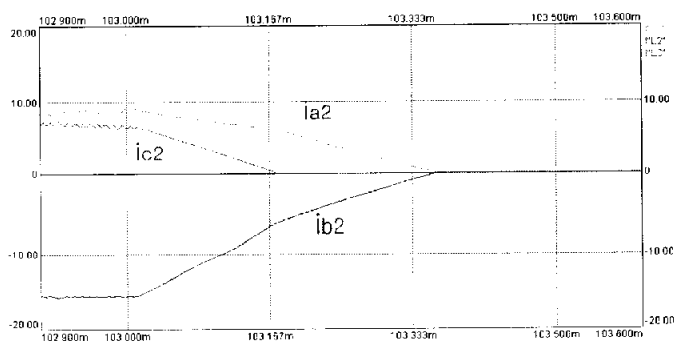
그림 4-9는 부하 재인가시 출력전류 파형 I_o 를 확대한 파형이다. 재인가시 상승시간은 약 $300\mu s$ 이다.



(a) 출력 I_0

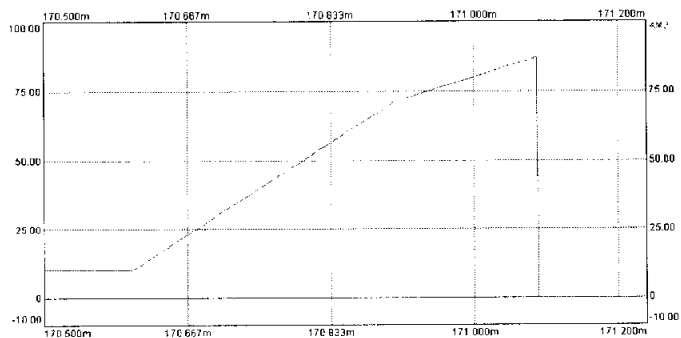


(b) i_{a1} , i_{b1} , i_{c1}

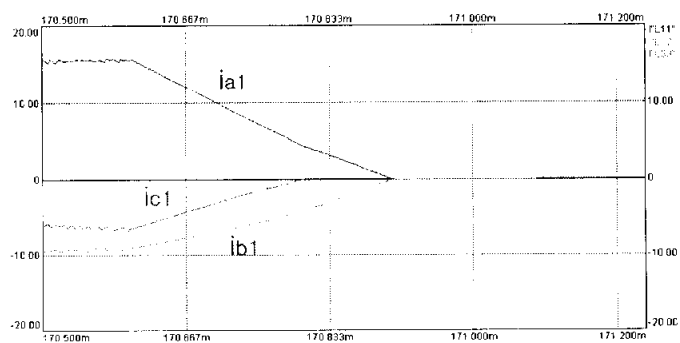


(c) i_{a2} , i_{b2} , i_{c2}

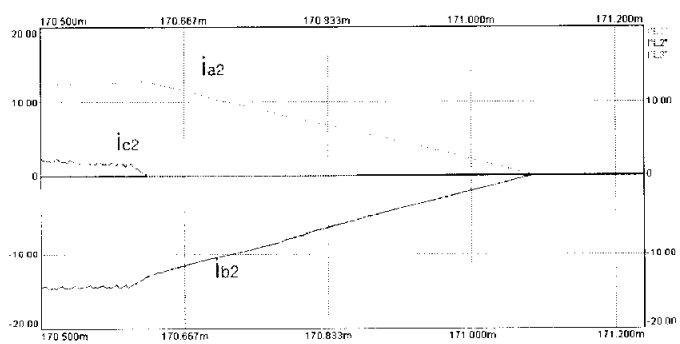
그림 4-7. 70°에서 각전류 상세파형



(a) 출력 I_0



(b) i_{a1} , i_{b1} , i_{c1}



(c) i_{a2} , i_{b2} , i_{c2}

그림 4-8. 85°에서 각전류 상세파형

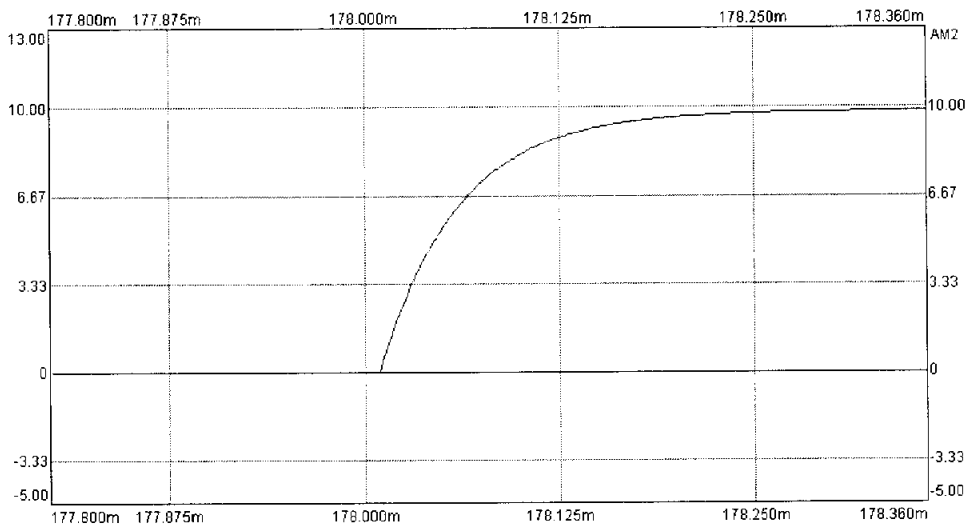


그림 4-9. 부하재인가시 I_o 의 확대 파형

5. 시스템 구성

제안한 방식에 대하여 실험적으로 그 타당성을 검증하기 위하여 4kW급 AC/DC 컨버터를 구성하여 시뮬레이션과 동일한 조건으로 실험하였다. 그림 5-1은 실험에 사용한 회로 구성도를 나타낸다. 그림 5-1에서 S_{os} 는 부하저항과 병렬로 접속된 IGBT를 나타내며 부하단락과 단락소멸 상태를 만들기 위해 추가되었으며 단락상태를 만들기 위해서는 S_{os} 를 턴온하면 된다.

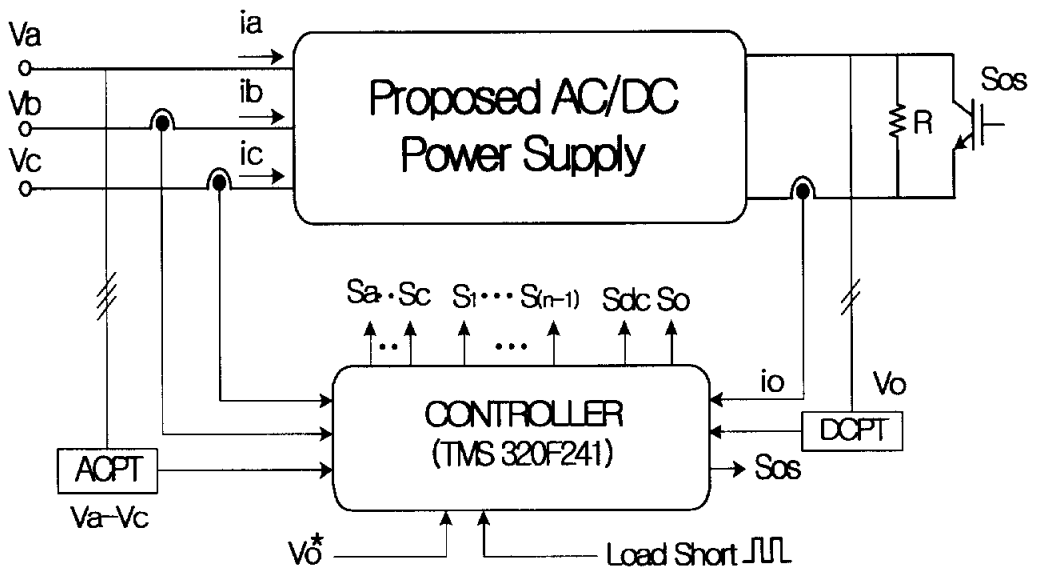


그림 5-1. 실험 회로 구성도

제어부는 그림 5-2와 같이 DSP(TMS320F241)를 사용하여 구성하였다.

TMS320F24X 시리즈는 최대 20MIP의 연산 속도를 가지며, 16-bit fixed-point 방식이다. 칩내에 모듈화된 A/D 컨버터(converter)는 10-bit의 분해능이며 8개의 채널을 가지고 있어, 절연증폭기(Isolation Amplifier HCPL-7800)를 통해 잡음이 제거된 V_a , V_b , V_c , i_a , i_c , V_o , I_o 의 아날로그 입력을 받아서 디지털 방식으로 변환한다.

그리고 4개의 양방향 I/O 포트를 가지고 있어 Sdc, So, Sos와 입력측의 역병렬된 SCR과 대체된 Triac의 게이트 신호로 사용되고 있으며, PWM 발생기를 내장하고 있어서 별도의 PWM 로직(Logic)을 구성하지 않아도 되기 때문에 회로가 간단해지며, 외부에 로직을 구성하였을 경우 생기는 노이즈 장해등의 문제에 대한 강점을 지니고 있다. 이 PWM 신호는 포토커플러(Photocoupler)를 통해 게이트 드라이버(gate driver)를 구동하는 신호로 사용된다. SCI(Serial Communication Interface)는 상위에 있는 컴퓨터를 통해 컨버터의 기동과 정지 그리고 부하 단락 지령등을 통신하는데 쓰이고 있다. 그리고 다수의 컨버터를 기동할 경우 CAN(Controller area network) 모듈을 통해 컨트롤러간의 통신이 가능하다.

제어기에서 사용하고 있는 전원은 그림 5-2에서 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.

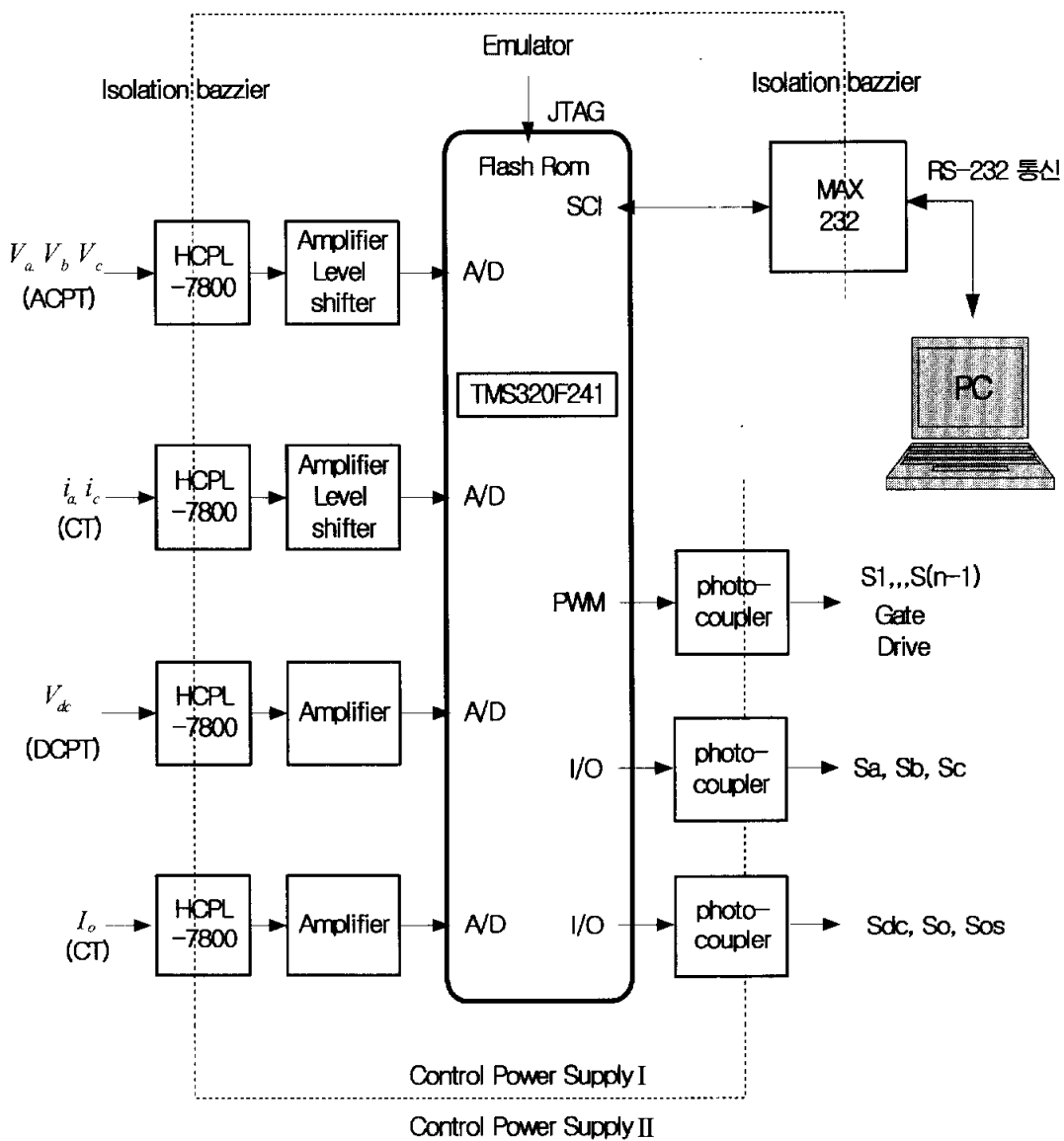


그림 5-2. DSP를 중심으로 구성된 제어기

6. 실험 결과

그림 5-1의 메인회로에서 3 ϕ 입력 선간전압 220V 주파수 60Hz 의 교류 입력에 대해 4kW 용량의 AC/DC 컨버터를 구동하기 위해 출력전압 400V, 출력전류 10A에서 실험을 하였다.

그림 6-1은 컨버터를 기동 하였을 때 유입되는 a상 전류와 a상 상전압을 나타낸 파형이다. 상전류와 상전압의 위상이 일치하고 있으며 입력전류가 정현파 형태를 띄고 있으므로 역률이 거의 1에 가깝게 제어된다.

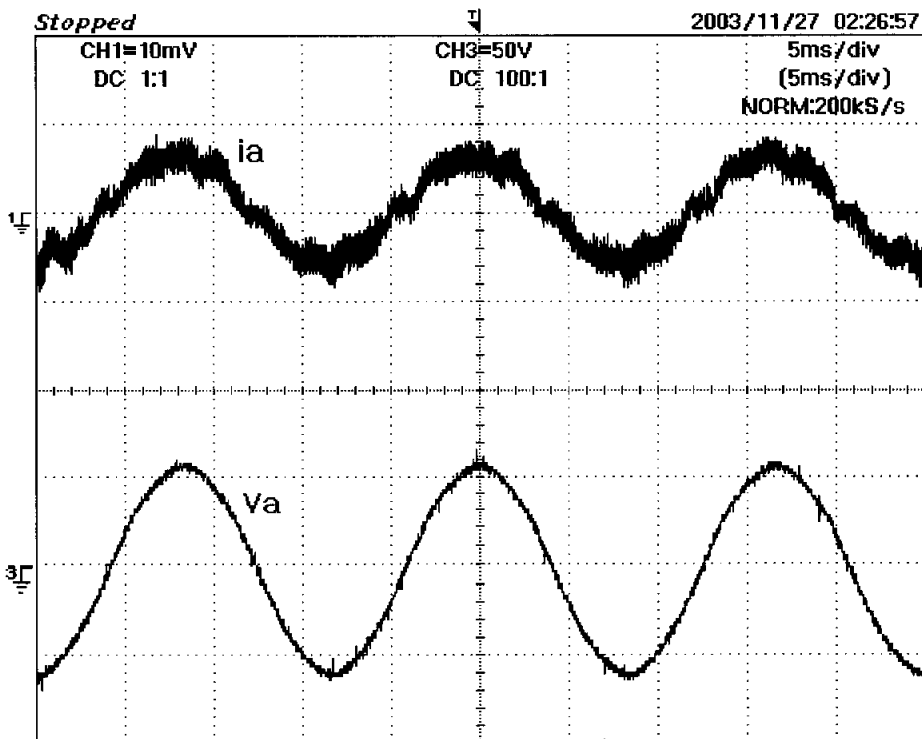


그림 6-1. a상 전류[20A/div]와 a상 전압[150V/div] 파형

그림 6-2는 입력 a상 전류와 b상 전류의 파형을 나타내고 있다. a상과 b상의 전류가 서로 120° 의 위상차를 나타내고 있으며 3상 평형을 이루고 있는 것을 알 수 있다.

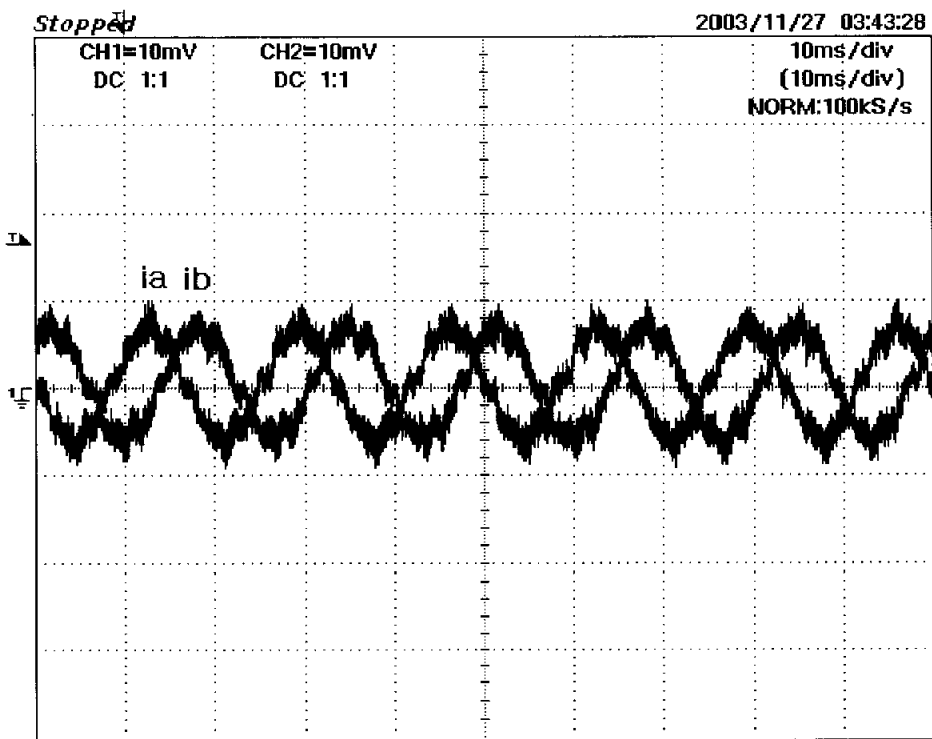


그림 6-2. a상 전류와 b상 전류[20A/div] 파형

그림 6-3은 부하단락이 한 번 발생했을 때 a상 전류와 출력전류의 파형이다. 빠른 시간내에 입력전류가 0으로 수렴을 하고 있고 있다. 그림 6-4는 단락이 발생했을 때의 확대 파형이고, 컨버터와 부하를 보호하기에 충분한 차단속도를 가진다. 그림 6-5는 부하재인가시 a상 전류와 출력전류의 확대파형이며, 재인가시 신속한 출력전압 상승을 볼수 있다.

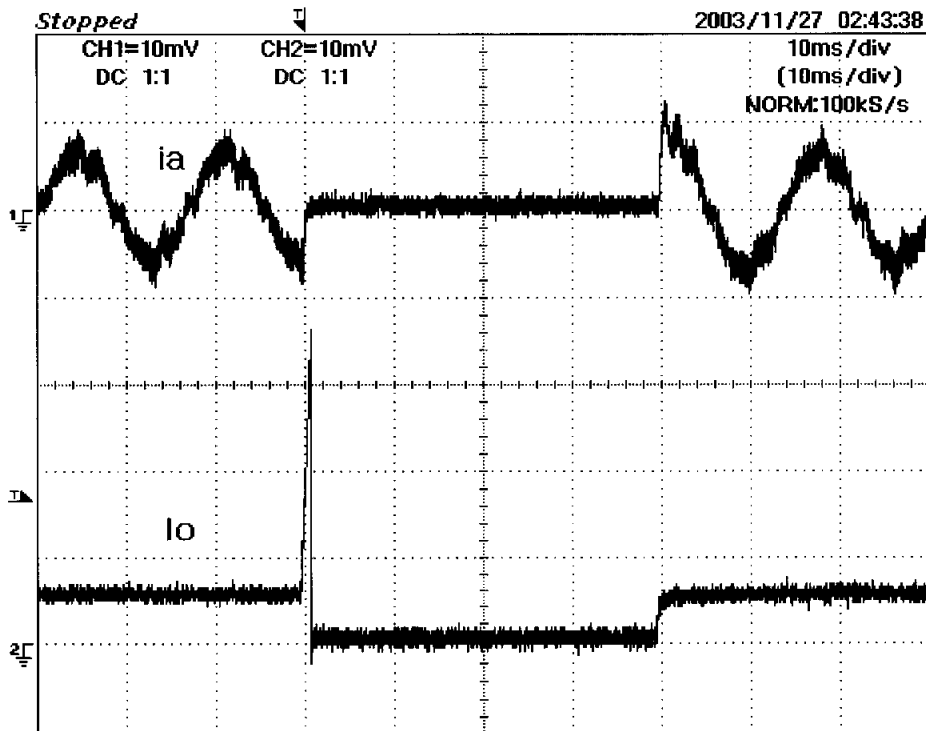


그림 6-3. 부하단락시 a상 전류와 출력 전류[20A/div] 파형

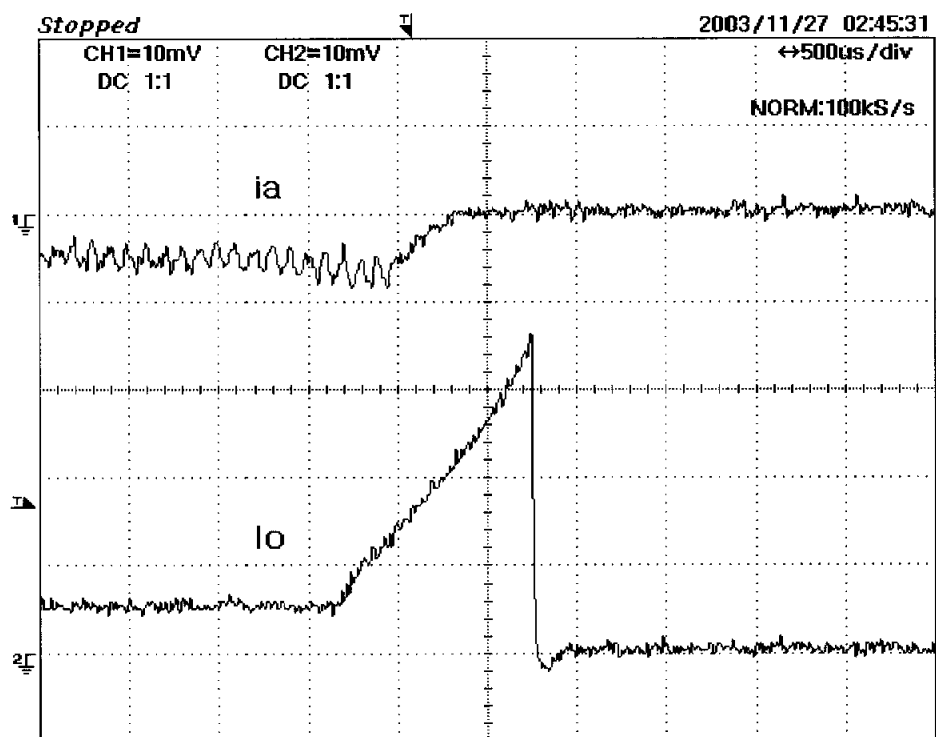


그림 6-4. 부하단락시 a상 전류와 출력전류[20A/div] 확대 파형

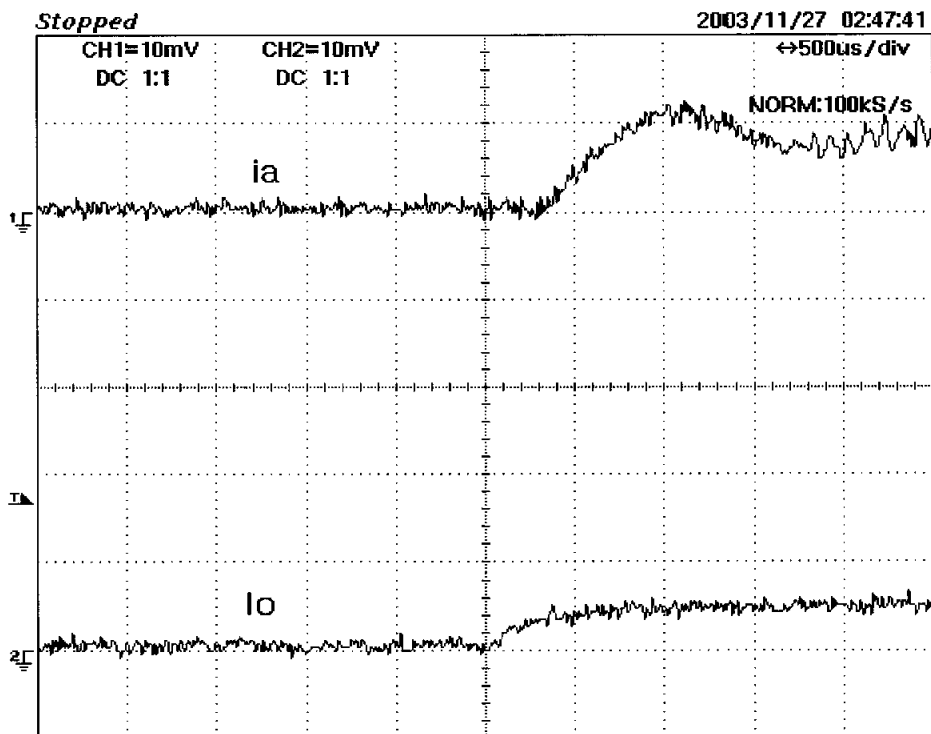


그림 6-5. 부하 재인가시 a상전류와 출력전류[20A/div] 확대 파형

그림 6-6은 임의의 시점에서 부하단락을 빈번하게 발생 시켰을때 a상 전류와 출력전류의 파형이다. 부하를 여러번 단락시켰을 때도 컨버터가 정상적인 작동을 하고 있는 것을 확인할 수 있다.

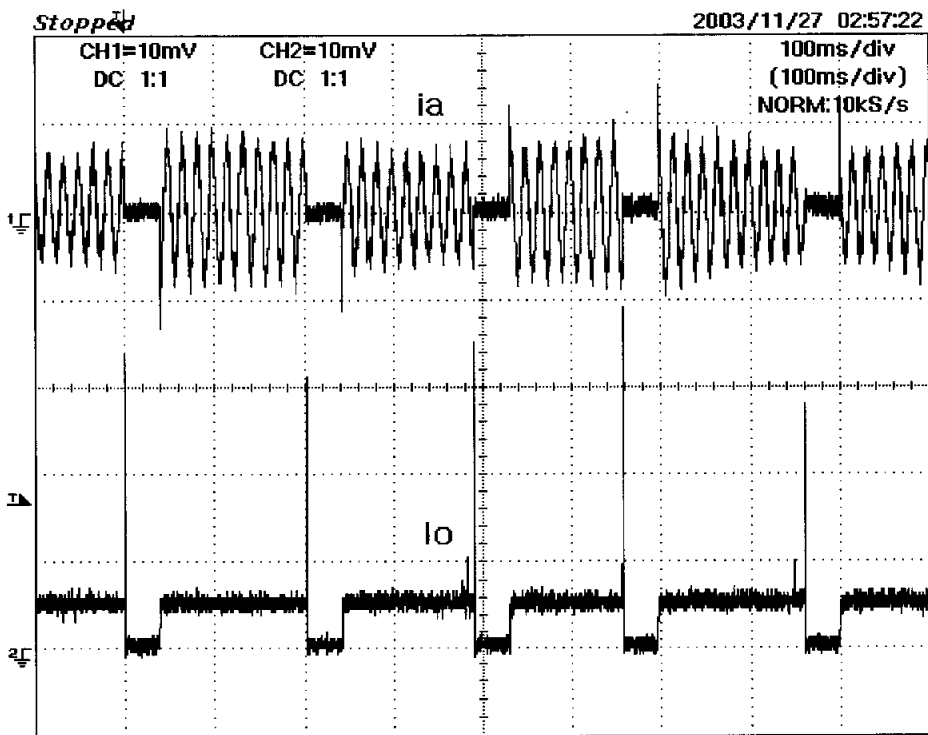


그림 6-6. 빈번한 부하단락시 a상 전류와 출력전류[20A/div] 파형

그림 6-7은 부하단락이 한번 발생했을 경우 출력전압 V_{LOAD} 와 V_C 그리고 I_O 의 파형이다. 그림 6-8은 부하단락이 발생했을 때의 V_{LOAD} , V_C , I_O 의 확대 파형이다. 단락 발생시 출력 필터 캐패시터의 빠른 플로팅동작을 확인할 수 있다. 그림 6-9는 부하재인가시의 확대 파형이다. 단락시 플로팅된 캐패시터가 거의 정격전압을 유지하고 있으므로 재인가시 출력전압이 빠르게 상승하고 있음을 알 수 있다.

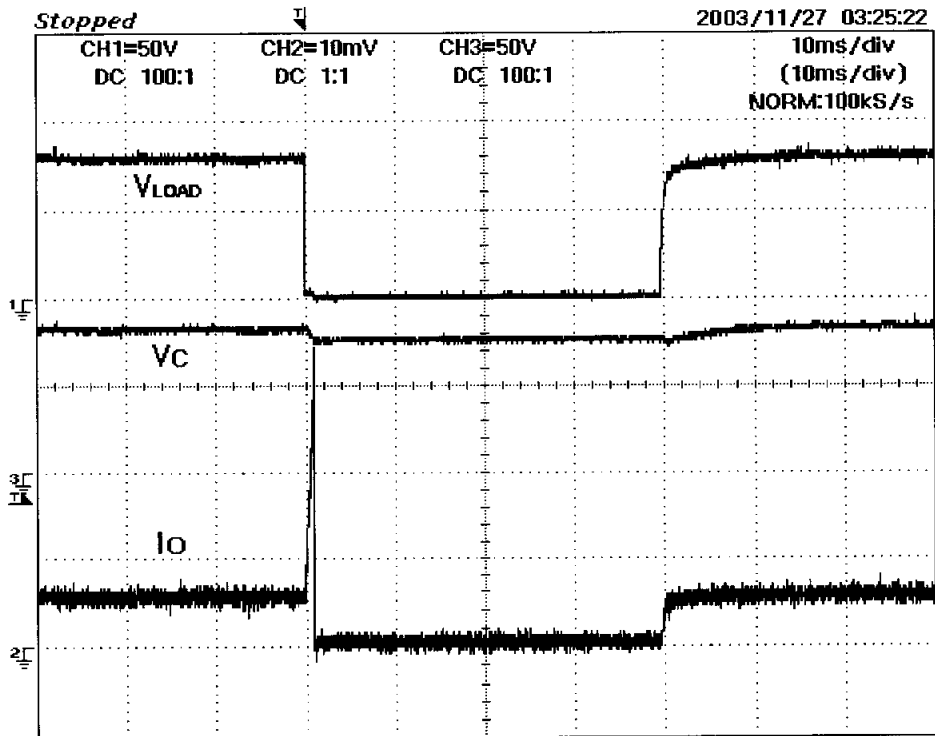


그림 6-7. 부하단락시 V_O , V_C [250V/div] 와 I_O [20A/div] 파형

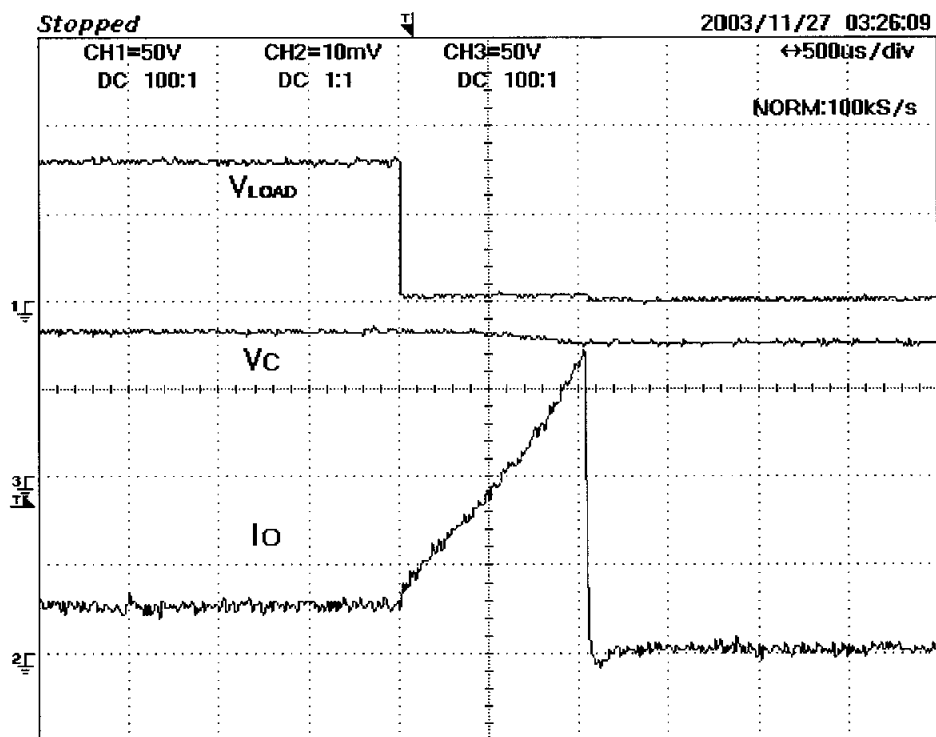


그림 6-8. 부하단락시 V_o , V_c [250V/div] 와 I_o [20A/div] 확대 파형

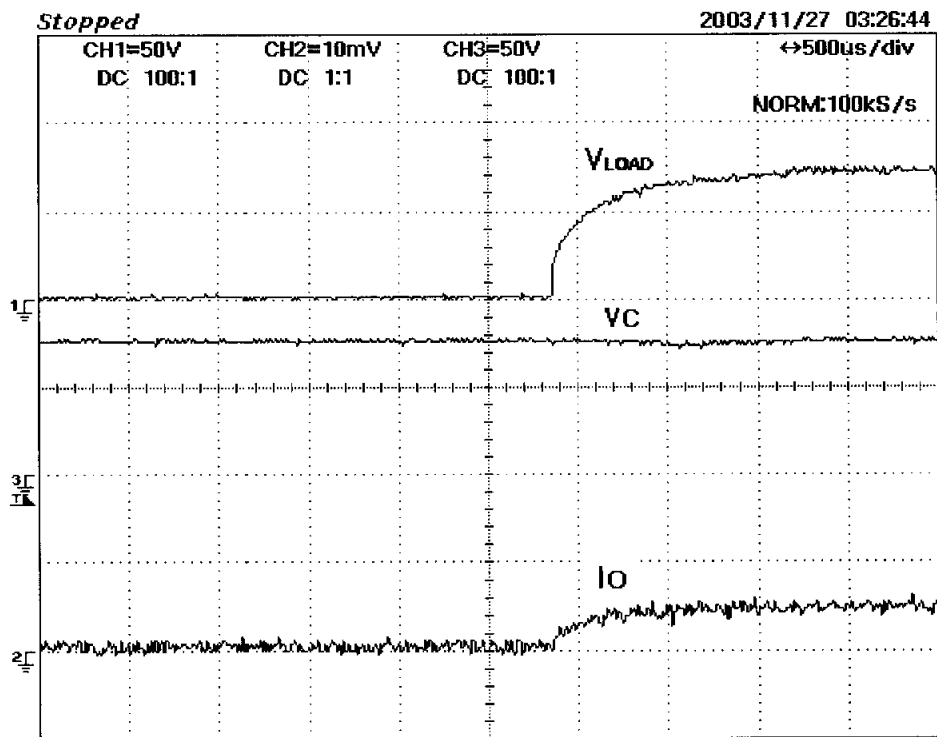


그림 6-9. 부하 재인가시 V_o , $V_c[250\text{V}/\text{div}]$ 와 $I_o[20\text{A}/\text{div}]$ 확대 파형

그림 6-10은 임의의 시점에서 부하단락을 빈번하게 발생 시켰을때 V_{LOAD} , V_c , I_o 의 파형이다. 빈번한 부하단락이 발생해도 부하에 공급되는 출력전압과 출력전류가 정상적으로 신속한 공급과 차단을 하고 있는 것을 알 수 있다.

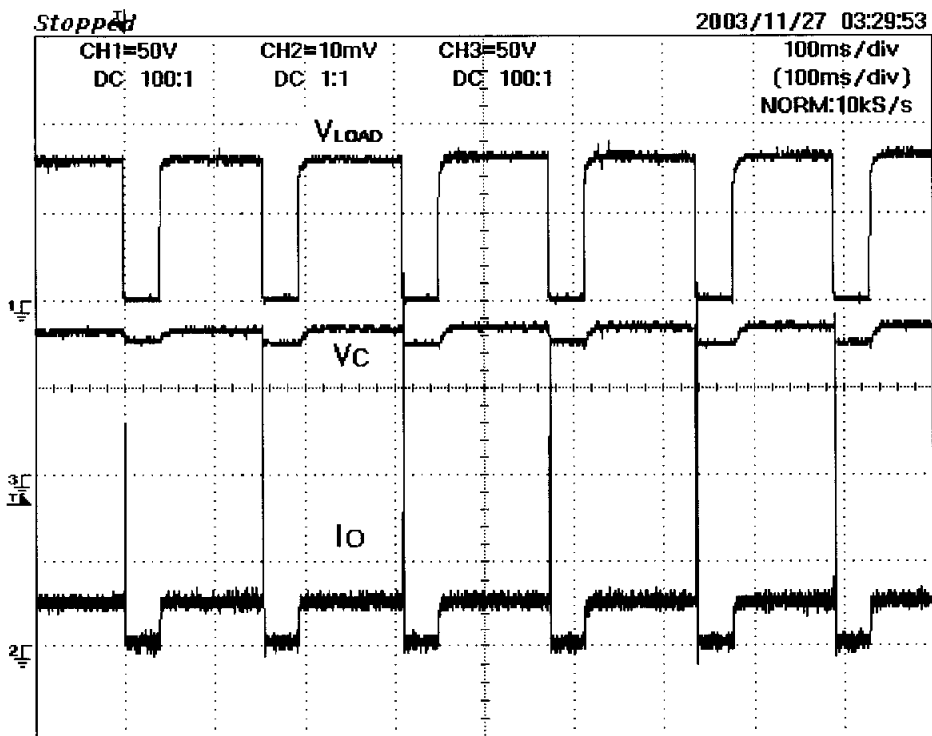


그림 6-10. 빈번한 부하단락시 V_o , V_c [250V/div] 와 I_o [20A/div] 파형

7. 결 론

본 논문에서는 부하단락이 자주 발생하고 단락상태가 수~수십 msec 이내에 소멸되어 정상상태로 회복되는 특성을 갖는 이온원과 같은 부하에 적합한 새로운 방식의 직류전원장치를 제안하였다. 제안한 방식의 컨버터의 구성은 기존의 멀티레벨 컨버터의 입출력에 보조 스위치를 추가한 변형된 멀티레벨 컨버터를 기반으로 하여 수십 kV급 이상의 직류전원을 얻기 위해 이들 변형된 멀티레벨 컨버터를 다수 직렬 연결한 구조이다. 따라서 기존의 GTO 스위칭 방식이나 인버터 스위칭 방식에 비하여 역률이 높고, 구조가 간단하고, 소형 경량화 가능하다. 특히 승압용 변압기가 필요없어서 대용량 시스템 구현에 유리한 장점이 있다. 부하단락시 전원차단 속도는 부하와 전력변환장치 모두를 보호하기에 충분할 만큼 빠르며, 출력필터 커패시터에 직렬 접속되어 있는 보조스위치가 부하단락시 커패시터를 플로우팅 상태로 유지하는 역할을 하므로 출력단 필터커패시터는 기존의 AC/DC 컨버터와는 달리 방전하지 않고 정격 출력전압을 유지한다.

따라서 부하의 단락상태가 소멸된 후 정상부하에는 정격전압이 바로 재인가 되므로 전원장치의 출력은 마치 펄스모드와 유사하게 나타나며 부하운전 시간을 최대한으로 확보 가능하게 한다. 제안한 방식의 주요특징을 정리하면 다음과 같다.

- 1) 기존 인버터 방식의 전원장치에 비해 구조가 간단하다.
- 2) 부하단락시 부하와 전력변환장치를 보호하기에 충분한 차단속도를 갖는다.
- 3) 부하단락시 정상상태와 동일하게 출력 필터 캐패시터 전압을 유지한다.
- 4) 부하전압 재인가시 신속한 상승시간을 갖는다.

- 5) 교류측 보조 스위치들이 자연소호 된다.
- 6) 보조 스위치에 전압·전류 스트레스가 낮다.
- 7) 모든 보조스위치들의 스위칭 손실은 무시할 수 있을 정도로 적다.
- 8) 입력 1차측의 고조파 성분이 감소된다.
- 9) 다수 모듈의 직렬접속으로 확장이 용이하다.

제안한 방식의 회로 동작원리를 상세히 설명하였으며 회로의 동작 특성에 대해 분석하였다. 동작원리와 동작특성 분석결과를 바탕으로 시뮬레이션을 수행하였으며 부하 단락이 빈번히 발생하는 경우에 매우 효과적으로 적용될 수 있음을 확인하였고 양호한 특성을 얻을 수 있었다. 실제 시스템 구성에서 부하 단락을 목적으로 부하와 병렬로 Sos 스위치가 추가되었으며, 시스템의 제어기는 DSP(TMS320F241)를 중심으로 구성하였다. 실험을 통하여 단락이 빈번히 발생하는 경우에 매우 효과적으로 적용될 수 있다는 타당성을 입증하였다. 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] E. C. Nho, "High-speed output short-circuit protection method for multilevel PWM AC/DC converter," Electronics Letters Vol.37 No.4, pp. 205-206 2001.
- [11] E. C. Nho, I. D. Kim, H. G. Kim, T. W. Chun, C. J. Joe, "Rising time minimization of DC voltage after output short-circuit of a boost type rectifier," IEEE-ISIE Proceedings, Vol .2, pp. 1038-1043, 2001.
- [12] E. C. Nho, I. D. Kim, H. G. Kim, T. W. Chun, C. J. Joe, "An improved output short-circuit protection for multilevel PWM rectifier," IEEE-IECON Proceedings, pp. 909-914, 2001.
- [13] 강성관, 노의철, 김인동, 조철제, 전태원, 김홍근, "멀티레벨 PWM ac/dc 컨버터의 향상된 단락보호기법 해석," 전력전자 학술대회 논문집, pp. 193-196, 2001.
- [14] E. C. Nho, I. D. Kim, H. G. Kim, T. W. Chun, J. W. Choi , "A Novel Power Supply of Neutral Beam Injector for Plasma Heating," Transactions of Fusion Science and Technology, Vol. 43, No. 1T, pp. 89-91, 2003.
- [15] 문상호, 강성관, 노의철, 김인동, 김홍근, 전태원, "펄스모드 스위칭 직류 전원 장치에 적합한 AC/DC 컨버터," 전력전자학회 논문지 8권 5호

pp.389-296, 2003.

- [16] 안종수, 노의철, 김인동, “멀티레벨 컨버터를 기반으로 하는 펄스모드 동작 고전압 직류전원장치,” 대한전기학회 부산지부 춘계학술대회 논문집, pp. 16-21, 2003.
- [17] 안종수, 노의철, 김인동, 김홍근, 전태원, “Modified 멀티레벨 컨버터 기반 펄스모드 동작 직류전원장치,” 전력전자 학술대회 논문집, pp. 16-21, 2003.
- [18] J. S. Ahn, E. C. Nho, I. D. Kim, "A novel high voltage pulsed mode operating DC power supply using modified multilevel converter," THE 2003 INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ADVANCED ENGINEERING, pp.392-398, 2003.

감사의 글

대학원을 마무리하는 지금 시점에서 2년이란 시간을 되돌아보면 짧은 세월이었지만, 저에게 있어서는 스스로를 돌아보고 발전시킬 수 있었던 가장 소중한 시간이었다고 생각합니다. 대학원 생활 중에 여러 가지로 부족한 점이 많았던 저에게 깊이 있는 학문적 지도 뿐만 아니라 인생의 너그러움을 함께 보여주셨던 노의철 교수님께 고개숙여 감사드립니다. 그리고 항상 연구하는 모습으로 모범을 보여주시고, 저에게 어려움이 있을 때 조언과 격려를 아낌없이 베풀어 주신 김인동 교수님께도 깊은 감사드립니다. 두분 교수님께 가르침을 받은 것이 저에게는 무한한 기쁨이었고, 기대에 어긋나지 않도록 항상 노력하는 사람이 되고자 합니다. 바쁘신 와중에도 저의 논문을 심사해 주시면서 유익한 조언과 격려를 해주신 김천덕 교수님과 그리고 많은 열정을 가지고 학문적 지도와 지원을 아끼지 않으셨던 전기공학과 교수님들께도 깊이 감사드립니다.

원만한 석사과정을 시작할 수 있도록 먼저 길을 열어 놓았고, 가까이에서 항상 도움을 주시는 권영원 학형과 이민수 학형, 성현제 학형, 1년차 시절에 많은 관심으로 대해준 정용후 학형, 그리고 지금은 사업을 하고 계신 강성관 학형께 감사드리며, 대학원이란 길을 선택할 수 있도록 모범을 보여주었고, 오랜 시간동안 친형같이 동거동락 했던 문상호 학형께도 깊이 감사드립니다.

특히, 학부시절부터 같이 수학해 왔고 서로 부족하거나 잘못된 점을 지적해 주면서 지금까지 함께 했던 동기 김성훈 학형과 미흡한 저를 도와서 실험실을 잘 이끌어준 이기수 학형과 김중원 학형에게 감사하고, 앞으로 대학원과정을 시작할 이병철, 최성훈, 팽성환 후배들도 선배보다 더 나은 엔지니어

어가 될 수 있도록 열심히 하기를 바랍니다. 그리고 언제나 힘들 때면 휴식
처가 되어준 둘도 없는 벗이었던 김영천 친우에게도 고마움을 전합니다.

끝으로 욕심 많은 동생에게 많은 부분들을 양보하며 자랐던 누나, 철없는
형을 잘 이해해 준 동생 종복이, 항상 자식들이 잘되기를 누구보다 간절히
바라시는 아버지와 어머니께 이 논문을 바칩니다.