工 學 碩 士 學 位 論 文

출력단 부하단락이 빈번히 발생하는 경우 전원차단 및 재인가 성능이 뛰어난 새로운 방식의 PWM 컨버터

2002年 2月

釜 慶 大 學 校 大 學 院

電 氣 工 學 科

姜 聖 瓘

工 學 碩 士 學 位 論 文

출력단 부하단락이 빈번히 발생하는 경우 전원차단 및 재인가 성능이 뛰어난 새로운 방식의 PWM 컨버터

指導敎授 魯 義 哲

이 論文을 工學碩士 學位論文으로 提出함

2002年 2月

釜 慶 大 學 校 大 學 院

電 氣 工 學 科

姜 聖 瓘

姜聖瓘의 工學碩士 學位論文을 認准함

2001年 12月

主　　審　　工學博士　　金 千 德　　(印)

委　　員　　工學博士　　魯 義 哲　　(印)

委　　員　　工學博士　　金 仁 東　　(印)

목 차

그림 목차

A new PWM converter with high performance of circuit breaking and connection in frequent output short-circuit mode

Sung-Kwan Kang

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 PWM converter using a multilevel ac/dc 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 proposed scheme has the characteristics of a simplified structure, reduced cost and volume compared with those of the conventional power supplies for ion source.

Ⅰ. 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 정상 상태로 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 전력반도체 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 등[3]과 같은 단점들을 극복하기 위해 진공관을 대체하여 DC측 스위치 소자로 사용되었다. 그러나, 수십 kV 이상의 고전압 응용분야에서는 GTO 사이리스터의 전압 정격의 한계로 인하여 여러 개의 GTO 사이리스터를 직렬 연결하여 사용할 수밖에 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 전원

장치 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 THD등 양호한 특성을 갖는다. 더욱이, 멜티레벨 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 수배에 달하는 큰 교류입력 전류가 반주기동안 통전하는 문제를 안고 있다.

본 논문은 앞에서 언급한 문제를 해결하는 새로운 방식의 PWM 정류기를 제안하여 제안한 회로의 동작원리, 특성해석을 하였으며 시뮬레이션을 통하여 제안한 방식의 타당성을 검증하였다.

Ⅱ. 제안한 방식의 회로와 동작원리

2-1. 제안 회로

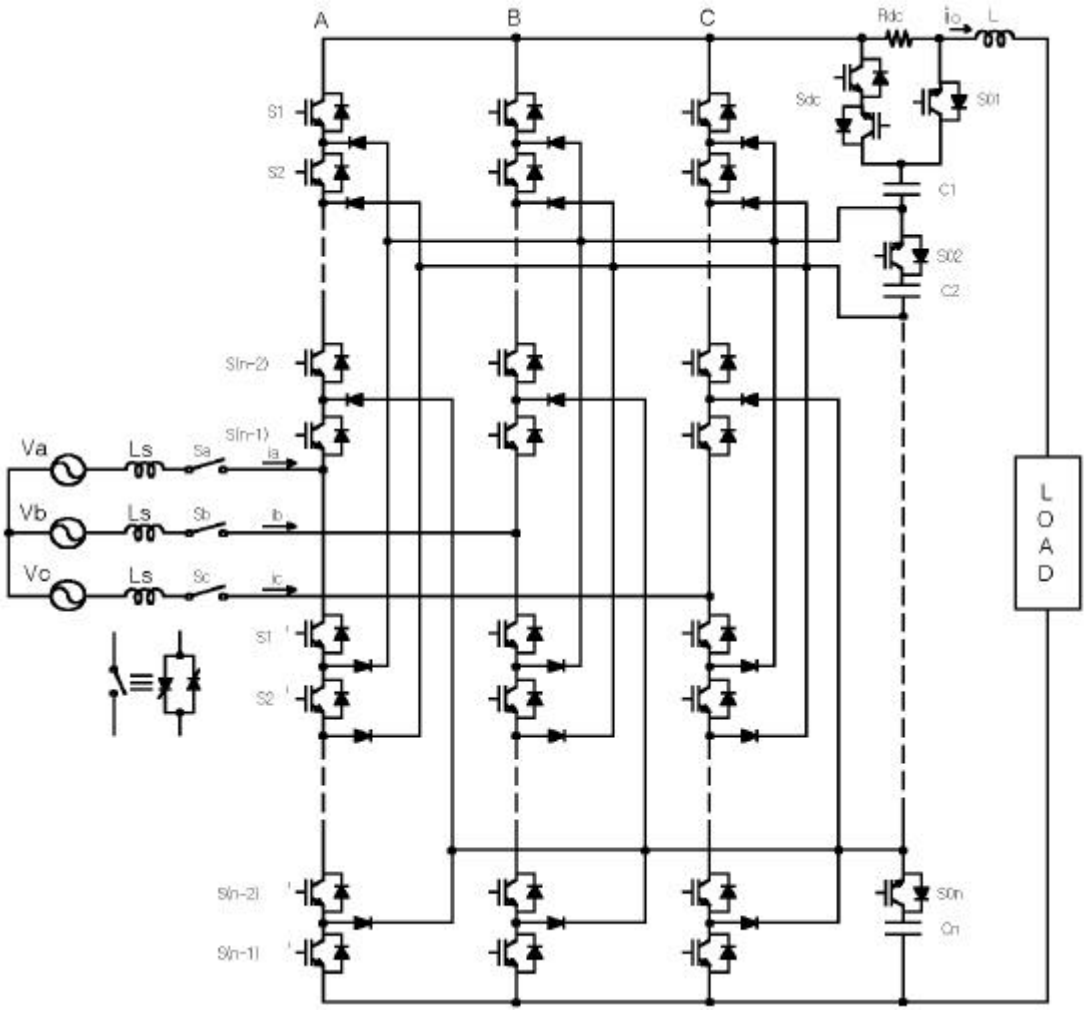

그림 1 제안한 방식의 멀티레벨 교류/직류 컨버터

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_c스위치가 교류 입력부에 추가되어 있으며, 기존의 멀티레벨 컨버터의 직류단 필터 커패시터 (C_1 C_n) 각각에 직렬로 스위치 (S_{o1} S_{on})가 하나씩 추가되어 있다. 그리고 (+)측 직류단에는 S_{dc}가 접속되어 있다. R_{dc}는 S_{dc}와 S_{o1} 각각의 컬렉터단과 이미터단에 접속되어 있다. 이상과 같이 기존의 멀티레벨 컨버터에 추가로 삽입된 스위치들은 정상동작시에는 모두 항상 온 상태로 유지하며 부하단락사고 발생 시에만 오프 상태로 변한다. 따라서 이들 보조 스위치들의 스위칭 손실은 주 스위치 (S_1 $S_{(n-1)}$)에 비해 비교가 안될 정도로 적다. 또한 S_a, S_b, S_c는 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} S_{on})은 부하단락시 오프 하여 출력 필터 커패시터 (C_1 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 주 스위치 (S_1 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_c는 인덕터 L에 인가되므로 출력 전류 i_o는 식(1)처럼 증가한다.

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

각 스위칭 소자들은 정상 상태동작에서의 상태를 유지한다.

2) $t_1 \leq t < t_2$

t_1에서 i_o가 부하단락 검출 전류레벨 I_{os}에 도달하면 단락검출 신호 OS가 Low

로 된다. OS신호가 Low로 됨과 동시에 S_a, S_b, S_c에 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 입력 전류 i_a, i_b, i_c의 크기는 다음 식과 같이 감소한다.

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

$$i_b(t) = i_b(t_1) - \frac{1}{2L_s}\int_{t_1}^{t}(V_c - v_{ab})dt \quad (3)$$

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

이 모드에서 인덕터 L을 통과하는 출력전류는 t_1에서 S_o가 오프 되기 때문에 다음 식과 같이 감소하고, 그때 인덕터에 저장된 에너지는 R_{dc}를 통해 방전하기 시작한다.

$$i_o(t) = i_o(t_1)e^{-\frac{t - t_1}{\tau 1}}, \qquad t_1 \leq t < t_2 \quad (5)$$

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

3) $t_2 \leq t < t_3$

i_a, i_b, i_c는 일단 '0'으로 감소되고 나면 더 이상의 변화가 없다. 이미 S_a, S_b, S_c를 위한 게이트 신호를 오프해 두었기 때문이다. 출력단 인덕터 전류

는 계속해서 R_{dc}를 통해 다음식과 같이 방전한다.

$$i_o(t) = i_o(t_2)\, e^{-\frac{t - t_2}{\tau 1}}, \qquad t_2 \leq t < t_3 \tag{6}$$

4) $t_3 \leq t < t_4$

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

5) $t_4 \leq t < t_5$

t_4에서 부하의 단락상태가 소멸되었다고 가정한다. 즉, 부하는 정상상태로 회복된다. 그러면 부하에 직류전원을 다시 인가해야하므로 임의의 시간 t_5에서 S_a S_c, S_{dc}, S_o스위치를 온 한다.

6) $t_5 \leq t < t_6$

t_5에서 S_a S_c, S_{dc}, S_o를 턴온하면 교류 입력측에서의 전력 전달이 다시 시작되며 부하전류는 다음과 같이 정상상태로 상승한다.

$$i_o(t) = \frac{V_c}{R_l}\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_2}}\right) \tag{7}$$

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

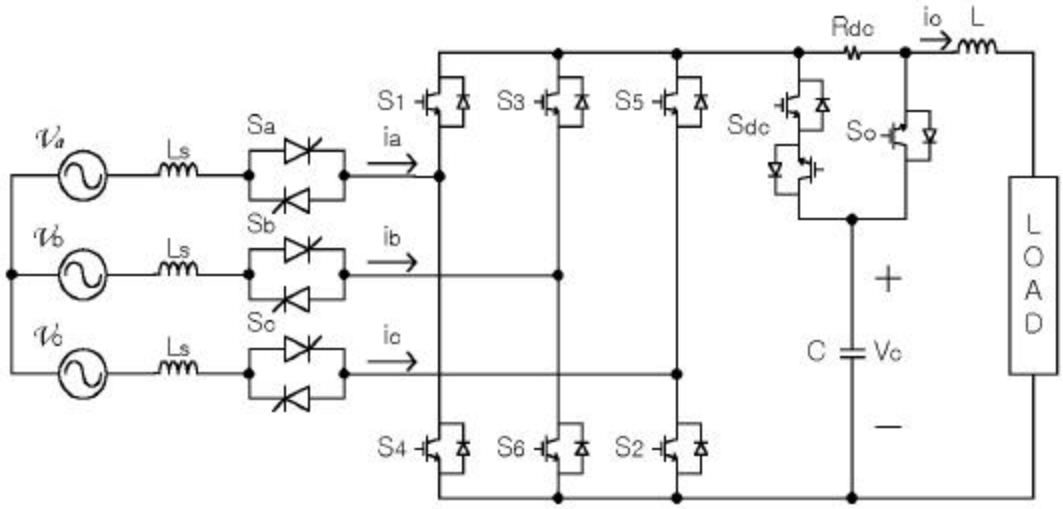

그림 2 제안한 방식의 2-레벨 교류/직류 컨버터

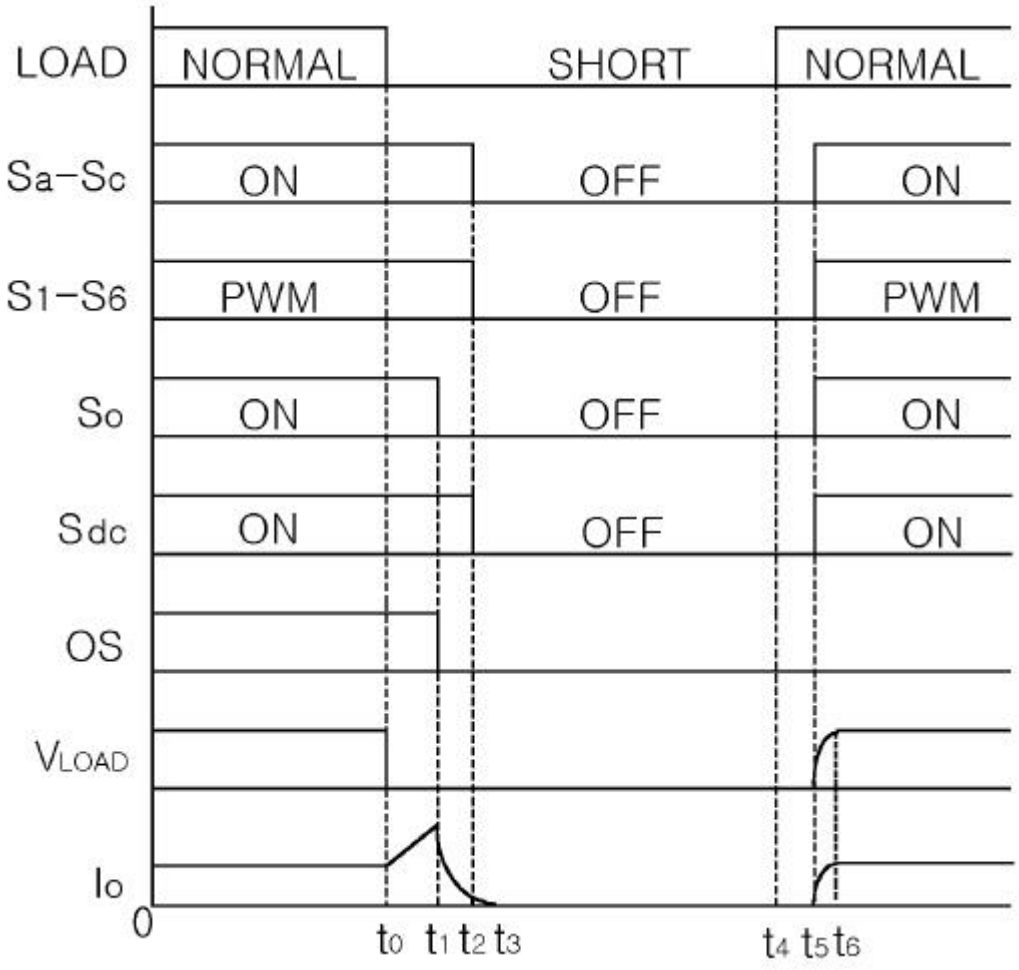

그림 3 스위치 상태, 출력전압과 전류 파형

2-3. 컨버터 전류제어

본 논문에서 적용된 CRPWM(Current Regulated PWM) 전류제어 방식은 hysteresis 제어 방식으로서 기본적으로 실제 전류가 기준 전류를 추종하도록 전류를 제어한다.

그림 4는 단상에서의 CRPWM 동작원리를 나타내며 i_s^*는 기준 전류(reference current)이고, i_s는 센싱된 실제 전류를 말한다. 여기서 hysteresis 제어기는 기준 전류 i_s^*와 실제 전류 i_s의 차이, 즉 오차전류(error current) i_e로부터 컨버터의 각 스위치를 제어하게 된다.

이 hysteresis 제어기의 동작을 살펴보면 그림 5와 같다. hysteresis밴드폭(hysteresis band width)은 ΔI 이고, 만약 실제 전류 i_s가 기준 전류 i_s^*보다 커서 $i_s \geq i_s^* + \frac{\Delta I}{2}$가 되면 i_s를 감소시켜 주기 위해서 스위치 S1은 턴온, S2는 턴오프 시켜준다. 또한 i_s가 계속 감소하여 밴드 하한값, 즉 $i_s \leq i_s^* - \frac{\Delta I}{2}$가 되면 다시 i_s를 상승시켜 주기 위해 S1은 턴오프, S2는 턴온 시켜주게 된다. 이러한 원리로 실제 전류 i_s는 hysteresis 밴드폭의 절반만큼의 오차내에서 기준 전류 i_s^*를 추종하게 된다.

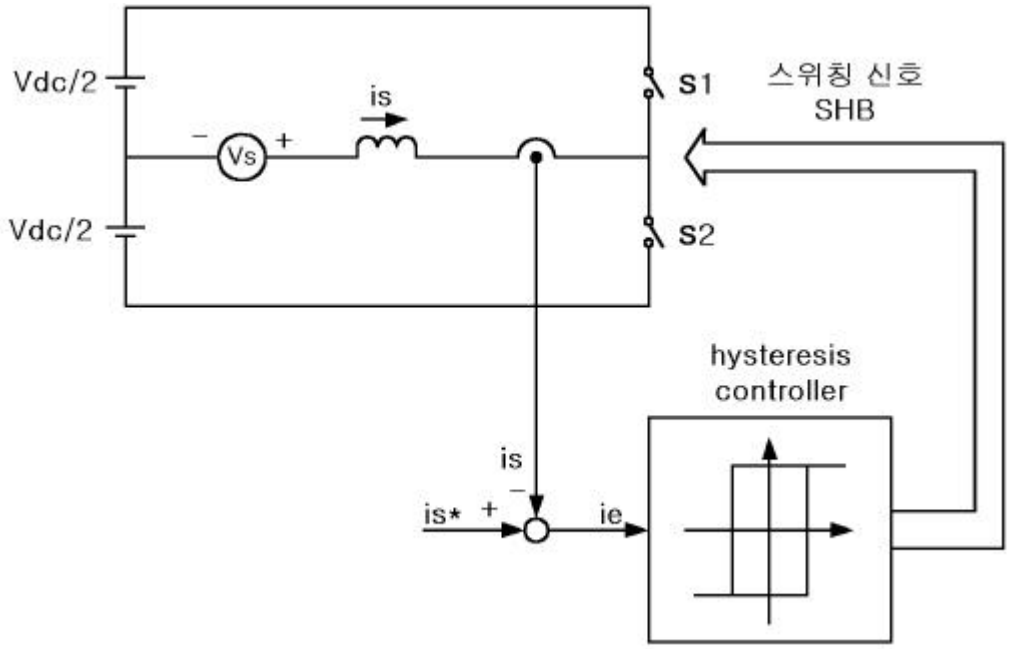

그림 4 CRPWM의 동작원리

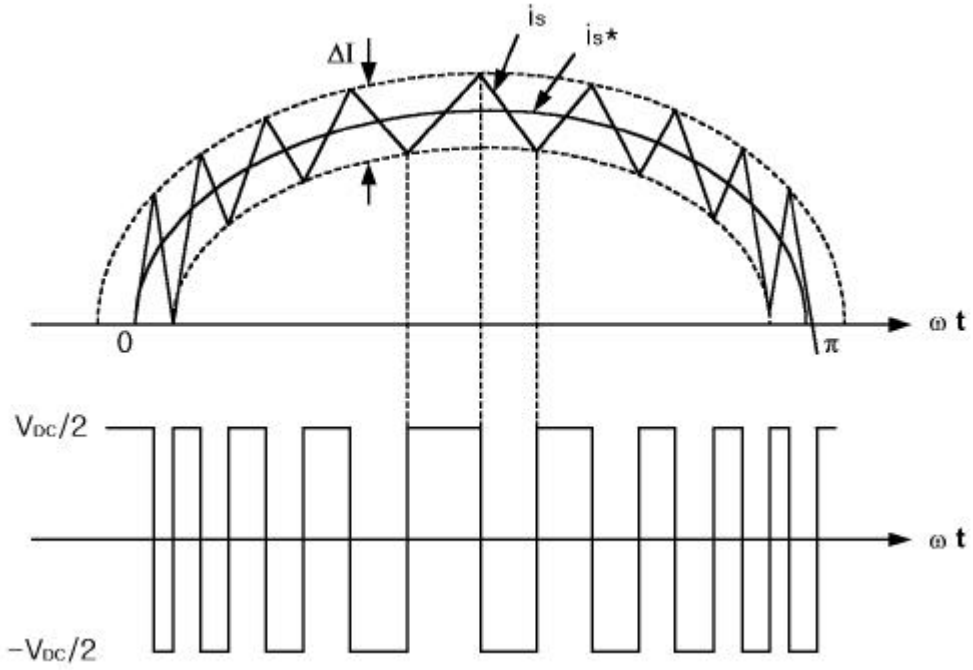

그림 5 CRPWM**의 파형**

Ⅲ. 부하단락시 특성해석

3-1. 교류 입력전류

입력전류 i_a의 기본파 성분은 다음과 같다.

$$i_a(t) = \sqrt{2}\, I_a \sin(\omega t) \quad (8)$$

여기서 I_a는 i_a의 실효값이다.

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

1) $60° \leq \omega t < 90°$

식 (3)과 (4)에서

$$V_1 = V_c - v_{ab} \quad (9)$$

$$V_2 = V_c - v_{ac} \quad (10)$$

라 두자. 그러면 V_1과 i_c는 각각 V_2와 i_b보다 작다. 따라서 3상 전류중 i_c가 가장 먼저 '0'으로 감소한다. i_c가 '0'으로 감소하는데 소요되는 시간은 식 (4)로부터 계산할 수 있으며 식(4)에서

$$v_{ac}(t) = \sqrt{2}V \sin(\omega t - \frac{\pi}{6}) \quad (11)$$

이다. 그림 6은 전 부하 조건에서 L_s의 변화에 대한 i_c의 감소시간 t_{co}를 나타낸다. 여기서 교류입력전압은 220V, 전류는 10.5A, 출력직류전압은 400V이다. i_c가 '0'으로 감소하자마자 i_a와 i_c의 크기는 같아지며 다음과 같다.

$$i_a(t) = -\, i_b(t) = -\, i_b(t'_{co}) + \frac{1}{2L_s}\int_{t'_{co}}^{t}(V_c - v_{ab})dt \quad (12)$$

여기서, t'_{co}는 t_{co}에 대응되는 값이다. 식(12)로부터 i_a와 i_b가 '0'으로 감소하는데 소요되는 시간을 계산할 수 있으며 계산 결과를 그림 7에 나타내었다.

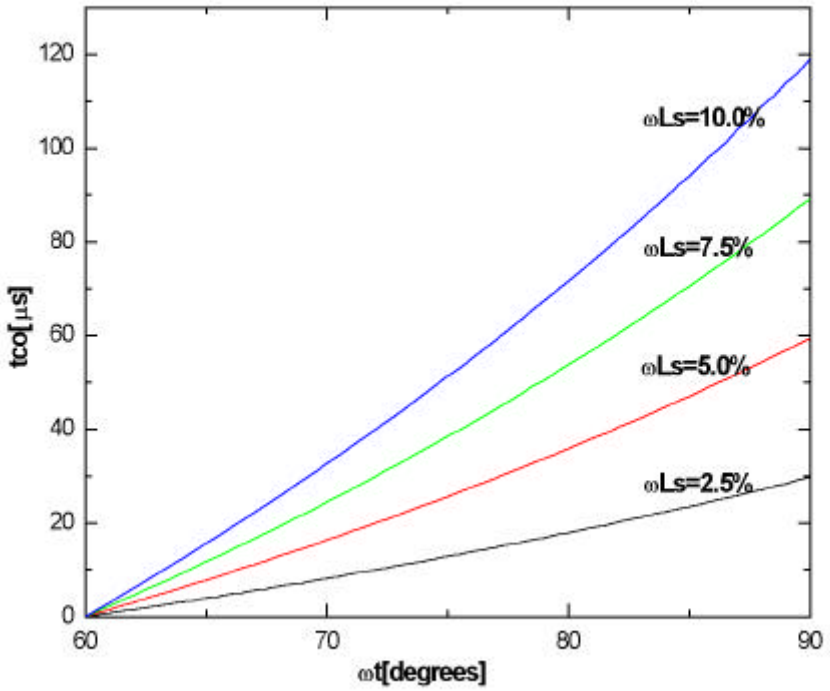

그림 6 i_c가 '0'이 되는데 요구되는 시간

($60° \leq \omega t < 90°$)

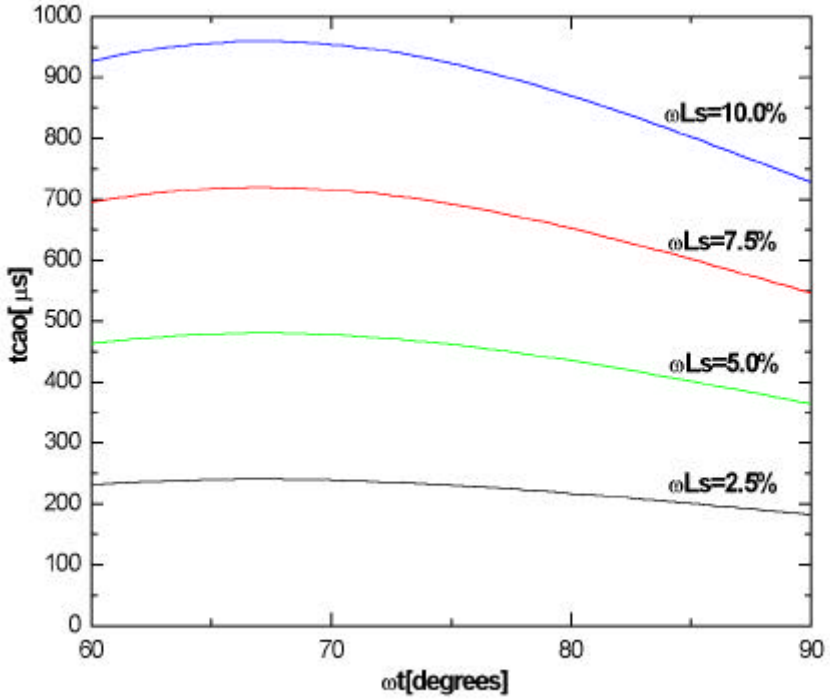

그림 7 i_c가 '0'이 된후 i_a와 i_b가 '0'이 되는데 요구되는 시간

($60° \leq \omega t < 90°$)

2) $90° \leq \omega t < 120°$

이 구간에서는 V_2와 i_b가 각각 V_1와 i_c보다 작다. 따라서 i_b가 가장 먼저 '0'으로 감소한다. 앞의 $60° \leq \omega t < 90°$구간에서와 동일한 방법으로 i_b가 '0'으로 감소하는 시간을 계산한 결과는 그림 8과 같으며 그림 9은 i_b가 '0'이된 이후 i_a와 i_c가 '0'으로 감소하는 시간을 나타낸다.

3-2. 직류 출력전류

부하단락사고 발생후 직류출력전류는 식(1)과 같이 증가하기 시작한다. 출력전류는 이전에 설정해 놓은 부하단락 검출 전류레벨에 도달한 시점인 t_1에서 S_o가 오프 될 때까지 증가한다. S_o가 오프 되자마자 출력전류는 인덕터 L-단락부하-IGBT에 병렬로 연결된 다이오드-R_{dc}로 구성되는 폐회로를 통하여 방전하게 된다.

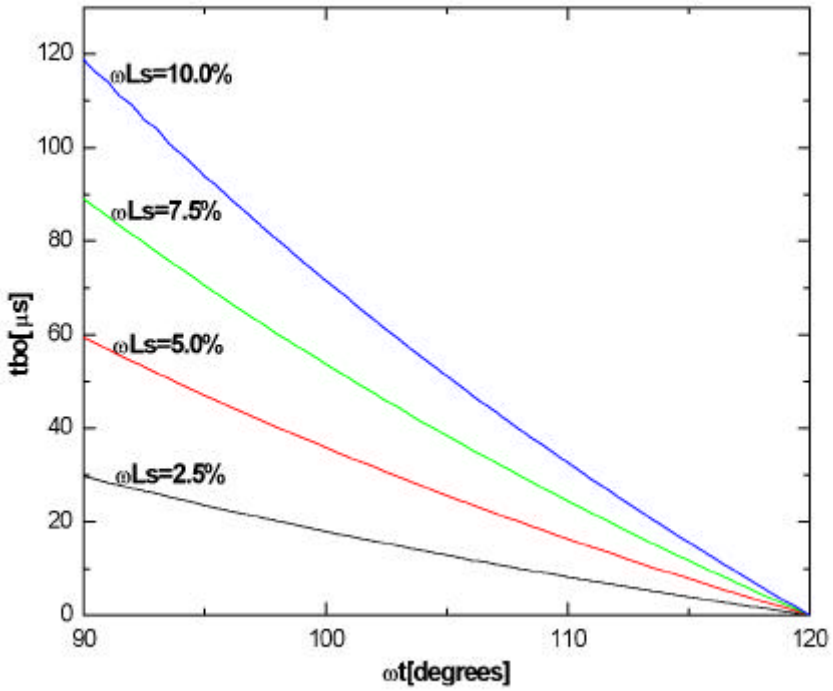

그림 8 i_b가 '0'이 되는데 요구되는 시간

($90° \leq \omega t < 120°$)

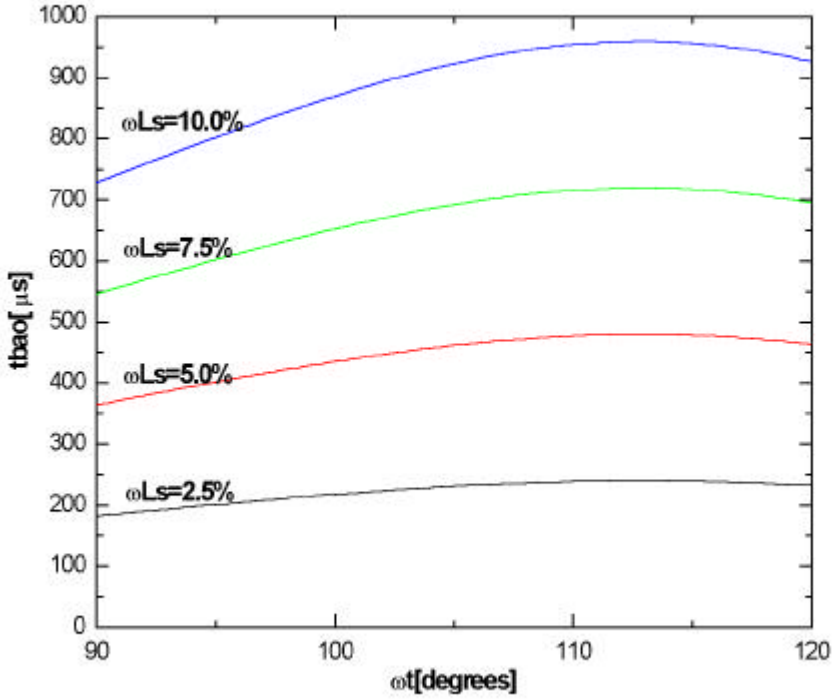

그림 9 i_b가 '0'이 된후 i_a와 i_c가 '0'이 되는데 요구되는 시간

($90° \leq \omega t < 120°$)

Ⅳ. 시뮬레이션 결과

4-1. 부하단락시 출력전류와 i_a, i_b, i_c

제안한 방식의 출력 특성을 알아보기 위해 다음의 파라메터로 시뮬레이션 하였다. 교류 선간전압 = 220V, L_s = 2mH, R_{dc} = 300Ω, C = 2,200μF, L = 2mH, V_o = 400V, R_L = 40Ω. 그림 10은 부하전류 I_o를 나타낸다. 부하는 t=80㎳에서 단락 되고, 출력전압은 90㎳에서 재 인가된다고 가정한다. 단락은 80㎳에서 90㎳까지 유지되며 부하전압은 80㎳에서 '0'으로 감소한 후 90㎳까지 유지된다. 그림 11은 80㎳부근의 출력전류 파형을 확대하여 나타내었다. 부하가 단락될 때 출력전압 V_c는 인덕터 L에 인가된다. 따라서, 부하전류는 그림 11과 같이 정격 출력전류의 150%까지 선형적으로 증가하며 증가시간은 25μs이다. 출력전류가 부하단락 검출 전류레벨에 도달함과 동시에 부하로부터 출력 커패시터를 차단하기 위해 스위치 S_o는 오프 된다. S_{dc}와 S_o를 오프 함으로써 출력전류는 인덕터 L-바디 다이오드-단락 부하-R_{dc}를 통해 지수 함수적으로 감소한다. S_o를 온 함으로써 출력 커패시터가 부하에 연결되면 부하전류는 지수 함수적으로 증가하며 증가시간은 약 200μs이다.

그림 12와 그림 13은 20㎳구간에서는 정상부하로 10㎳구간에서는 부하단락을 주기적으로 반복했을 경우 각각 출력전류와 상전류를 나타내고 있다. 부하단락이 여러번 발생하여도 출력전류가 잘 제어되고 있는 것을 볼 수 있다.

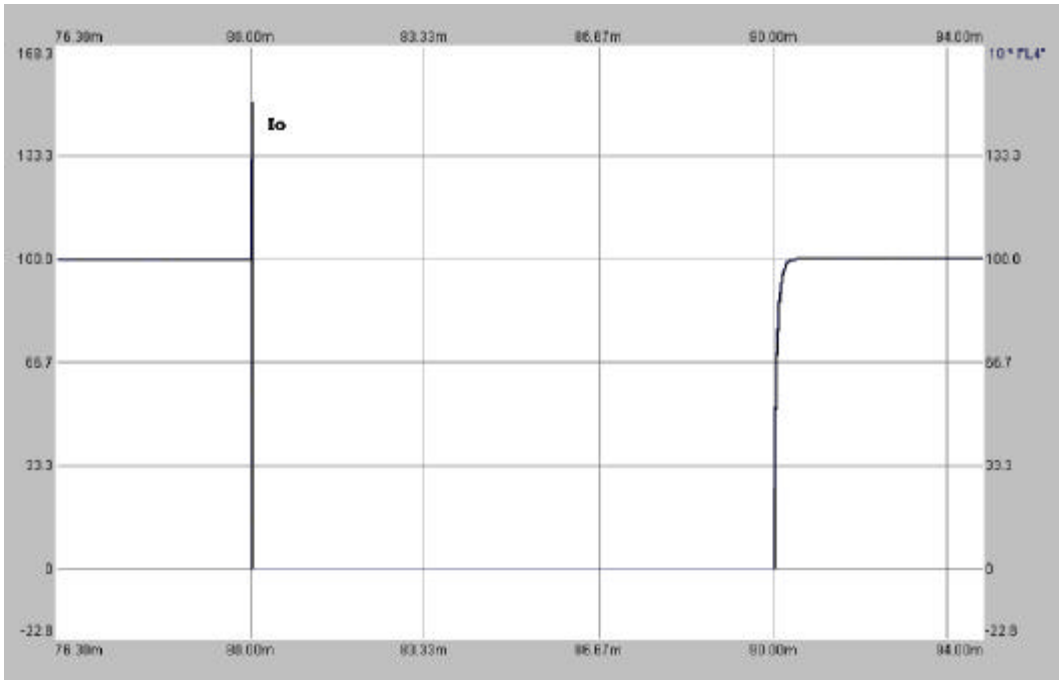

그림 10 부하단락시 Io 파형

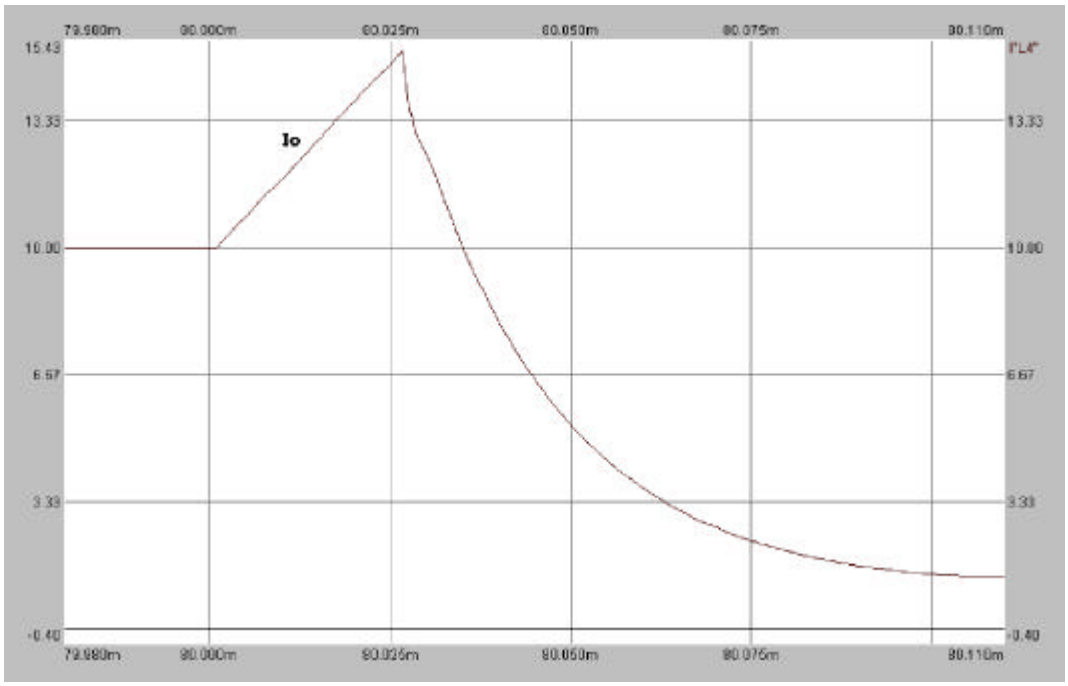

그림 11 부하단락시 Io의 확대 파형

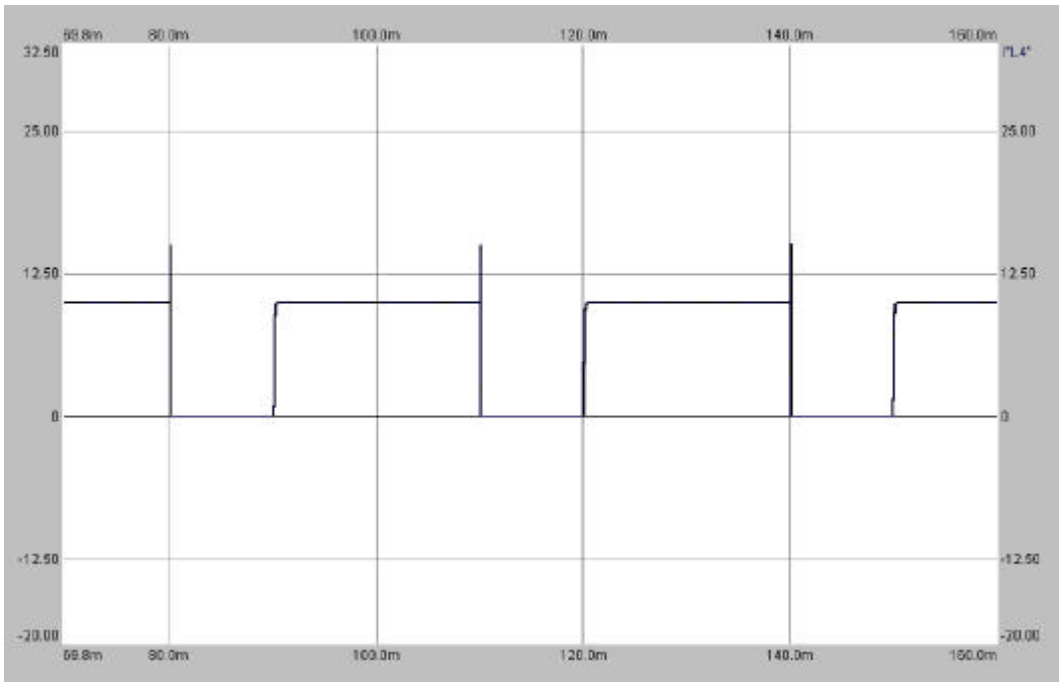

그림 12 부하단락이 여러번 발생했을 경우의 출력전류 파형

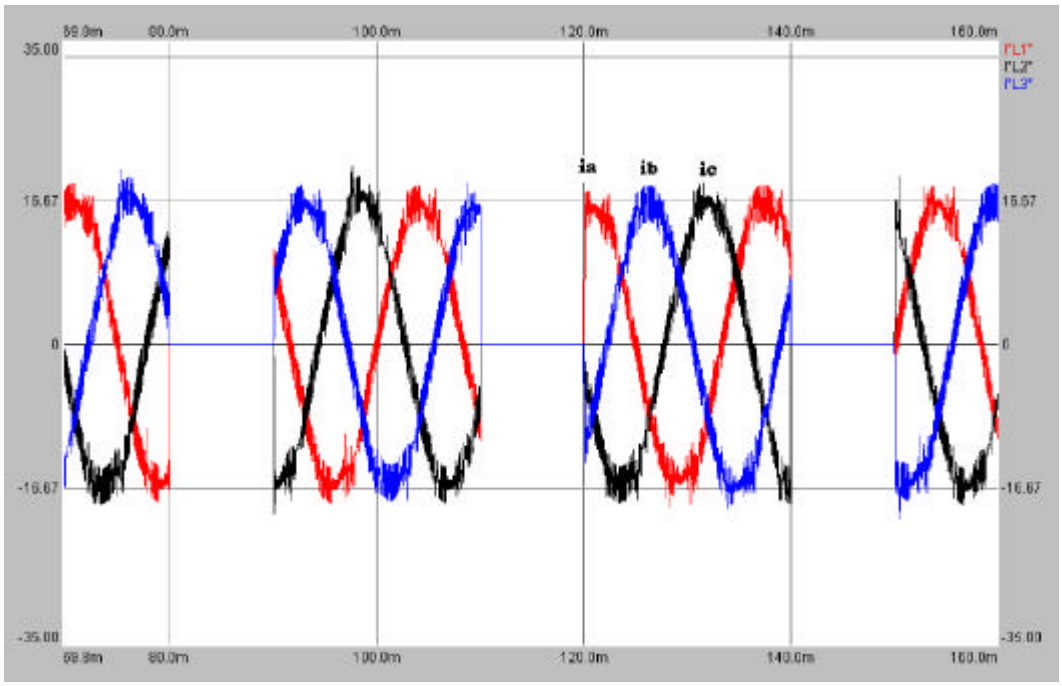

그림 13 부하단락이 여러번 발생했을 경우의 i_a, i_b, i_c파형

4-2. 단락시점 변화에 따른 i_a, i_b, i_c

부하단락사고 발생 후 i_a, i_b, i_c가 '0'으로 감소하는 파형을 단락시점이 i_a의 위상이 70°, 80°, 90°, 100°, 110°일 때로 나누어 시뮬레이션 하였다. 그림 14는 위상이 70°인 경우의 파형이며 식(4)로부터 구한 t_{co}는 20μs이고 시뮬레이션 결과는 30μs이다. 약 10μs정도 차이를 보이는데 이것은 부하단락이 70°에서 발생했지만 실제 상전류감소는 출력전류가 정격출력전류의 150%에 도달한 지점에서부터 급격히 감소하기 때문이다.

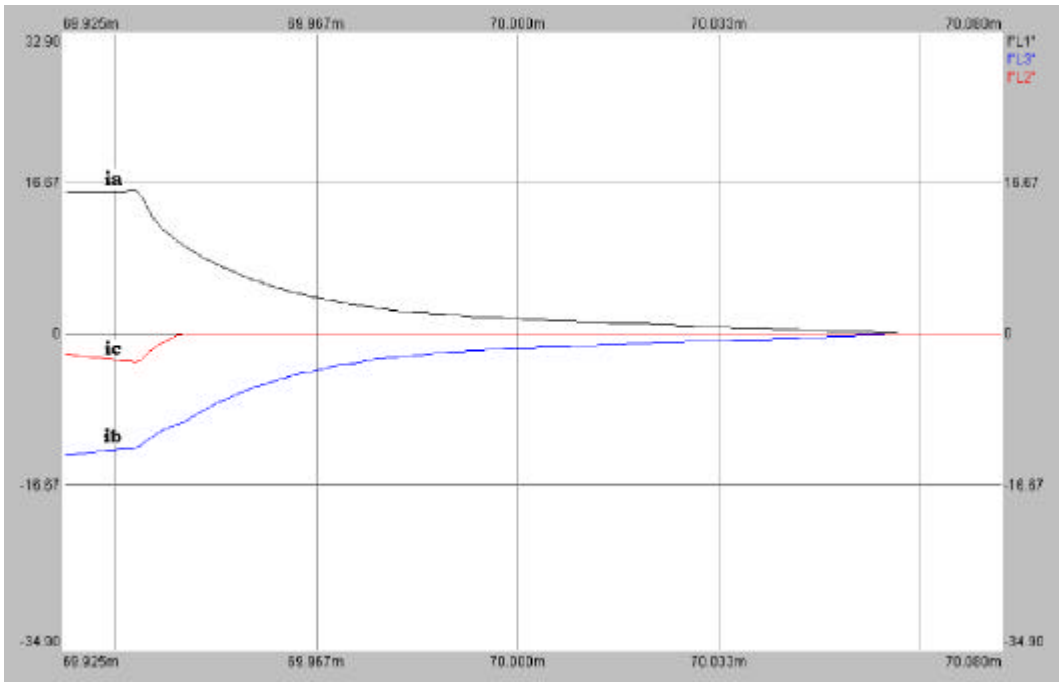

그림 14 i_a의 위상이 70° 에서 단락이 발생했을 경우 i_a, i_b, i_c파형

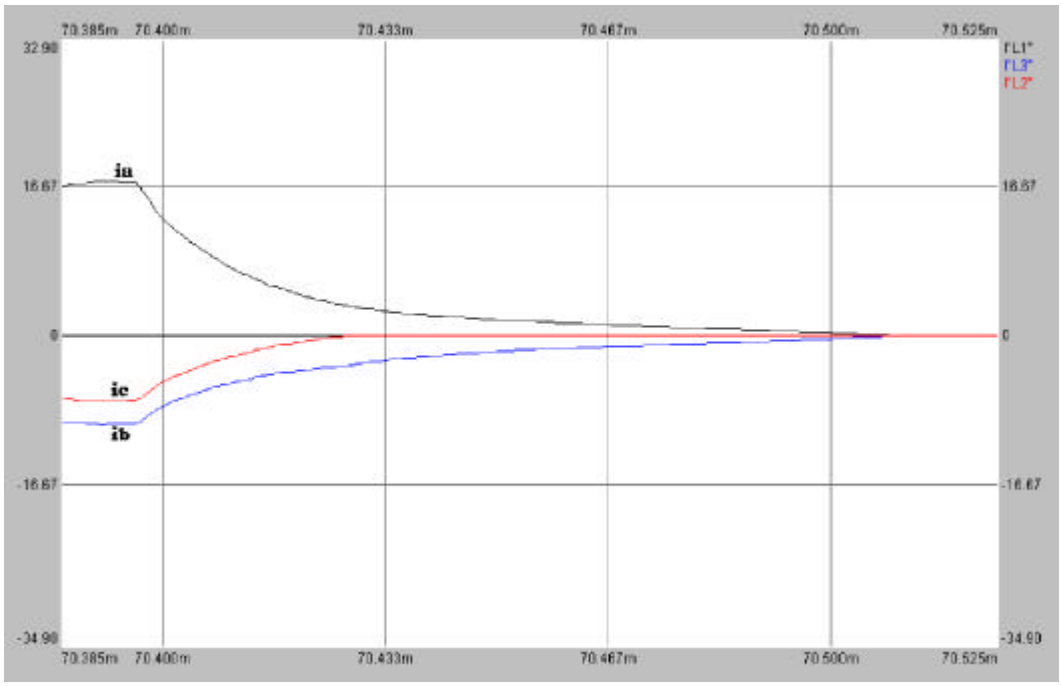

그림 15 i_a의 위상이 80° 에서 단락이 발생했을 경우 i_a, i_b, i_c파형

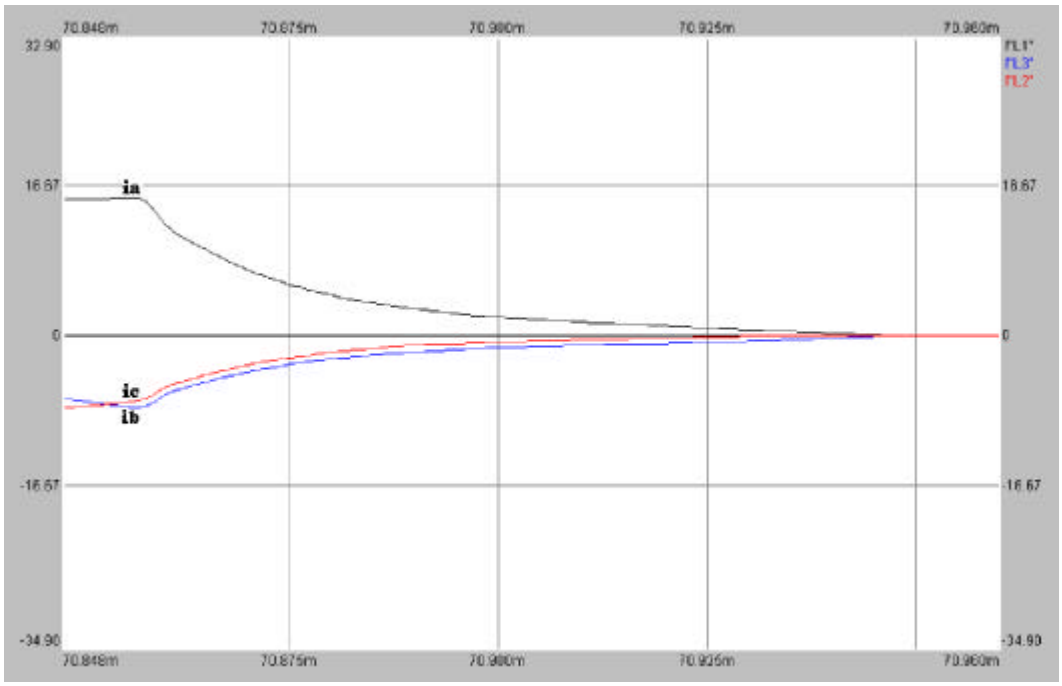

그림 16 i_a의 위상이 90° 에서 단락이 발생했을 경우 i_a, i_b, i_c파형

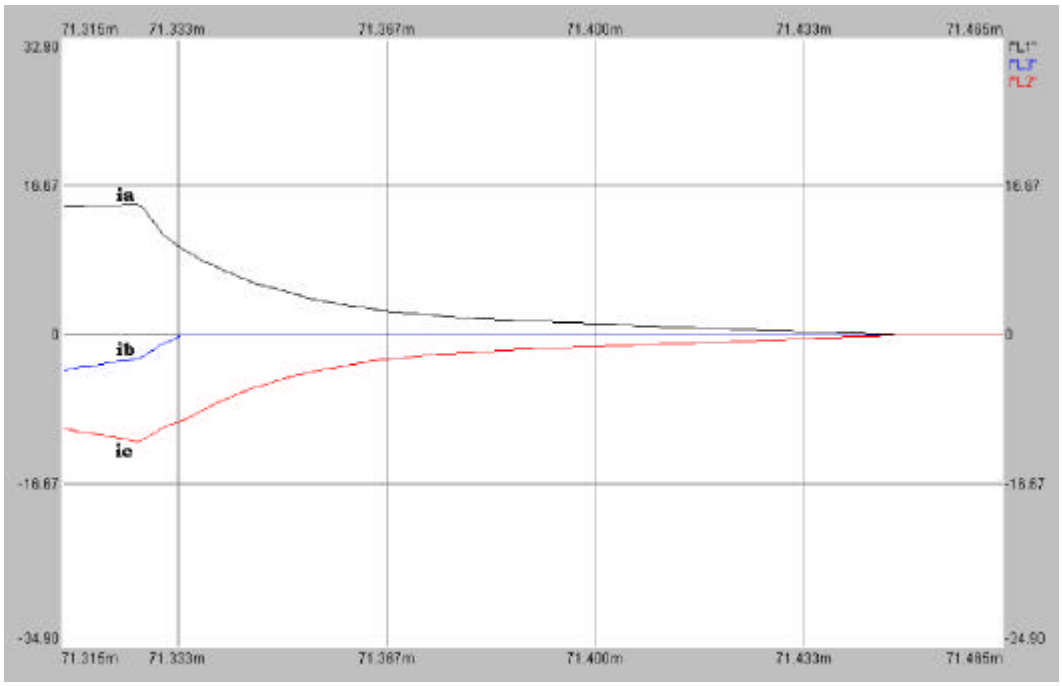

그림 17 i_a의 위상이 100° 에서 단락이 발생했을 경우 i_a, i_b, i_c파형

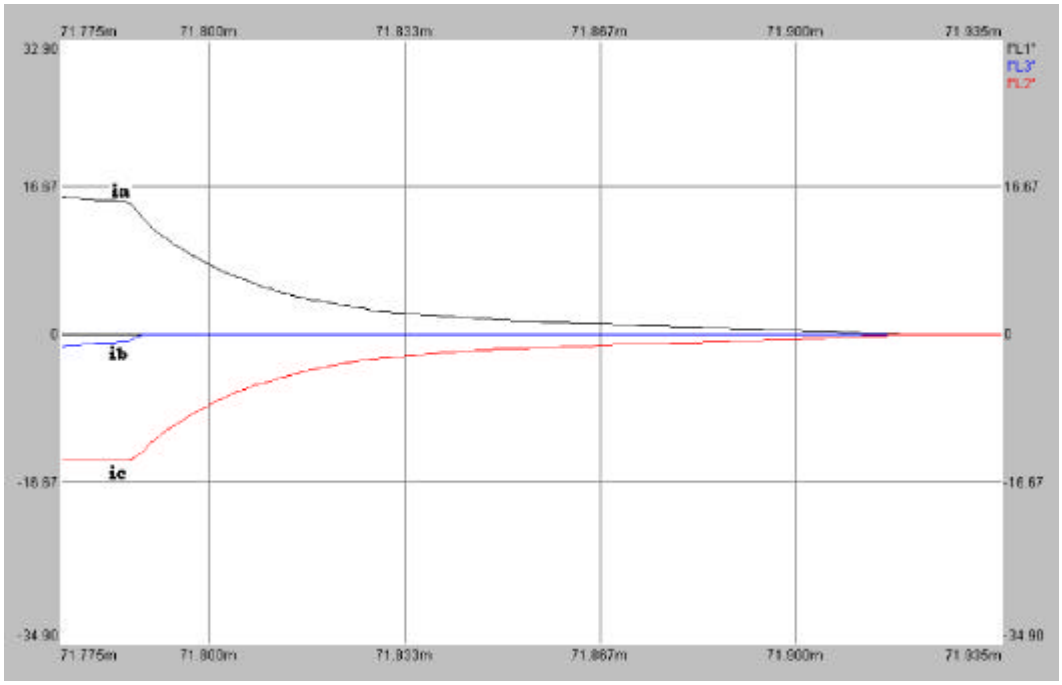

그림 18 i_a의 위상이 110° 에서 단락이 발생했을 경우 i_a, i_b, i_c파형

Ⅴ. 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 보조스위치들을 자연소호 된다.
6) 모든 보조스위치들의 스위칭 손실을 무시할 수 있을 정도로 적다.

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.

감사의 글

참으로 짧으면서도 긴 시간인 지난 2년 동안 부족한 저에게 이 논문이 완성되기까지 따뜻한 격려로 많은 용기를 주신 분들이 너무 많이 있습니다. 논문이 완성될 때 가지 실수에 실수를 거듭한 저에게 끝까지 지켜봐 주시고 지도해 주신 노의철 교수님께 진심으로 고개 숙여 감사 드립니다. 또한 저에게 어려움이 있을 때마다 조언과 격려를 아낌없이 베풀어주신 김인동 교수님께도 깊은 감사드립니다. 그리고 논문의 심사를 맡아주신 김천덕 교수님과 부족한 연구의 완숙을 위해 도움을 주셨던 전기공학과의 모든 교수님께도 감사드립니다.

처음 연구실에 들어왔을 때 쉽게 적응할 수 있도록 많은 배려를 해준 권영원 선배님과 지금은 현대중공업에서 열심히 일하고 있는 이민수 선배님, 멀리 용인에서 근무하고 있는 성현제 선배님께 감사드립니다. 그리고 대학원 기간중 휴학을 한 이유로 저보다 늦게 졸업을 하는 정용후 선배님과 논문의 마지막 완성까지 도움을 준 연구실 후배 문상호, 김보경, 안종수, 임현석, 김회언에게도 고마움을 전합니다.

어려울 때 저의 버팀목이 되어준 류재진과 지금 이태리에서 열심히 요리 공부를 하고 있는 양재현에게도 고마움을 전합니다. 연구실 대학원생들의 컴퓨터를 전담하여 조립해준 Feel System의 마성준, 여용균, 강병기, 유범식 그리고 양성우, 홍승목, 한성삼에게도 고마움을 전합니다.

끝으로 항상 저의 건강을 염려하며 노심초사하시던 저의 부모님과 올 2월에 결혼한 형, 두 아이의 어머니가 되어 있는 누나에게 미흡한 이 논문을 바칩니다.

2001년 12월

강 성 관