

Modified 멀티레벨 컨버터 기반 펄스모드 동작 직류전원장치

안중수, 노의철, 김인동, 김홍근*, 전태원**
부경대학교, *경북대학교, **울산대학교

A Pulsed Mode Operating DC Power Supply Based on Modified Multilevel Converter

J.S. Ahn, E.C. Nho, I.D. Kim, H.G. Kim*, and T.W. Chun**
Pukyong National University, *Kyungpook National University, **University of Ulsan

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, 교류를 직류로 정류한 다음 인버터로 고주파 교류 전원을 출력하여 승압 변압기로 고주파 고압 교류전원으로 변환한 다음 다이오드 정류기로 정류하는 인버터 방식이 일반적으로 채택되고 있다. 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.^[1,2] 그런데 인버터 방식은 고압 고조파 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. 멀티레벨 컨버터 개념을 활용하여 직류전원의 신속한 차단 및 재투입 기능을 갖는 새로운 형태의 전력변환 방식이 제안되었다^[3]. 그런데 이 방식은 부하 단락시 정격의 수배에 달하는 큰 교류입력 전류가 반주기동안 통전하는 문제를 안고 있다. [3]에서의 문제점을 해결하는 방안의 하나로 멀티레벨컨버터에 약간의 보조스위치를 추가한 새로운 방식의 컨버터가 제안되었으나^[4] 수십 kV급의 고전압 직류전원을 얻는데는 한계가 있다.

본 논문에서는 [4]의 방식을 기본으로 하여 수십 kV급 이상의 고전압 직류전원을 공급할 수 있는 토폴로지를 제안하여 제안한 방식에 대한 동작원리, 특성해석을 하였으며 시뮬레이션을 통하여 그 동작성능을 확인하였다.

2. 제안한 방식의 회로와 동작원리

2.1 제안 회로

그림 1은 제안한 방식에 대한 기본 구성도를 나타낸다. 그림 1에서 HVPS는 고전압 전원장치(High Voltage Power Supply)를 의미하며 여러개의 HVPS의 직류출력이 직렬연결되어 있음을 보이고 있다. 그림 2는 그림 1에서의 HVPS를 구체적으로 나타낸 것으로서 기존의 다이오드 클램프형 멀티레벨컨버터 입출력에 몇가지 보조스위치를 추가한 형태이다. 그림 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. $S_{o1} \sim S_{om}$ 은 부하단락시 오프하여 출력 필터 커패시터의 방전을 방지하기 위한 역할을 함과 동시에 부하가 정상으로 회복시 전원을 재인가할 때 턴온함으로써 출력전압 상승시간을 최소화하는 역할도 겸한다.

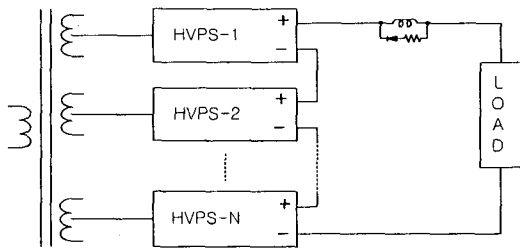


그림 1. 제안한 방식에 대한 기본구성도

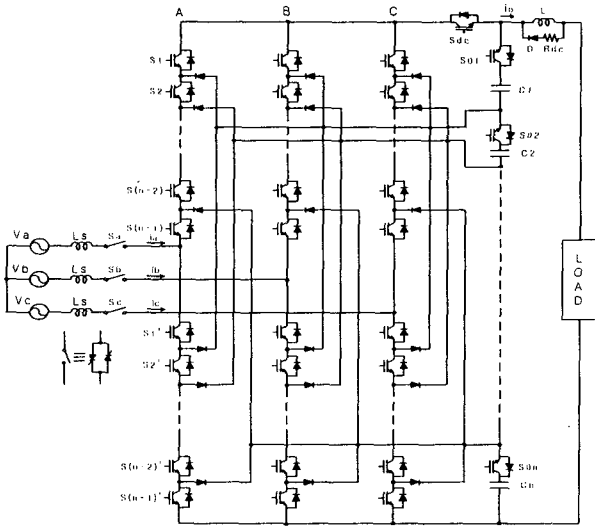


그림 2. HVPS의 구체적인 회로도

2.2 동작 원리

제안한 방식의 기본 동작 원리는 직렬연결된 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.

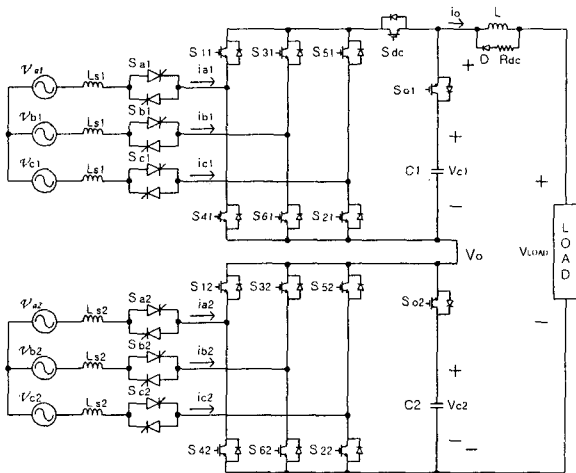


그림 3. 2-레벨 HVPS의 2단 직렬인 경우

그림 3은 2-레벨 HVPS를 2개 직렬연결한 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.

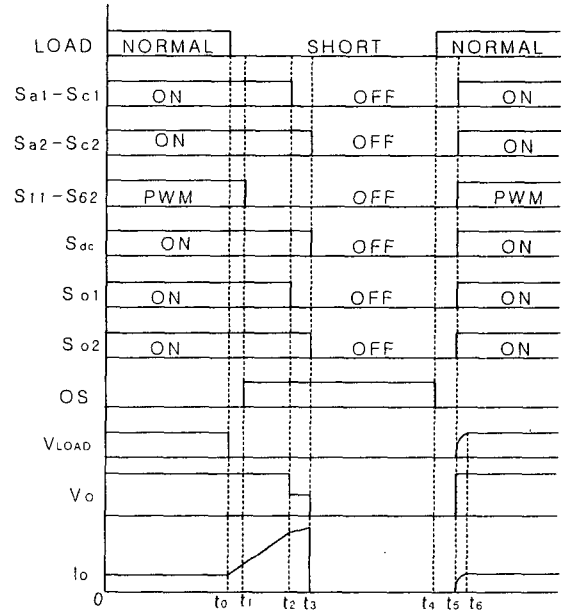


그림 4. 스위칭 상태, 출력전압, 출력전류 파형

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

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

출력전압 V_o 는 인덕터 L에 인가되므로 출력 전류 i_o 는 식 (1)처럼 증가한다.

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

$$V_o = V_{c1} + V_{c2} \quad (2)$$

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 된과 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 빠

른 시간 내에 0으로 감소시킨다. 이 구간에서의 교류 입력 전류 i_{a1} , i_{b1} , i_{c1} 는 다음 식과 같다.

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

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

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

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_{o1} , S_{o2} 가 모두 온 상태로 유지되므로 출력전류 i_o 는 다음 식과 같이 증가한다.

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

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_{o1} 을 턴오프한다. 그러면 출력 전류는 하단 컨버터 커패시터 C_2 의 방전에 의해 상단 컨버터 IGBT와 역병렬 접속된 다이오드를 통해 흐른다. 따라서 출력전류는 식 (7)처럼 되어 $V_{c2} = V_o/2$ 이므로 전류 상승률이 반감된다.

$$i_o(t) = i_o(t_2) + \frac{V_{c2}}{L}(t - t_2), \quad t_2 \leq t < t_3 \quad (7)$$

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.

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

여기서 $\tau_1 = \frac{L}{R_{dc}}$ 이고, R_{dc} 와 직렬 접속되어 있는 다이오드에 의한 전압강하는 무시한다. 이 구간에서는 부하가 단락되어 있음에도 불구하고 교류입력측이나 직류출력측에 전류의 흐름이 전혀 없다. 각각의 출력 커패시터는 방전하지 않고 플로팅상태를 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.

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

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 4에서 $t_1 \sim t_2$ 구간과 $t_2 \sim t_3$ 구간은 단락이 발생하는 시점에 따라 변한다. 그림 5는 상단과 하단 컨버터의 각상 교류 입력전류의 기본파를 나타낸다. i_{a1} 을 기준으로 i_{a2} 는 30° 지연되어 있다.

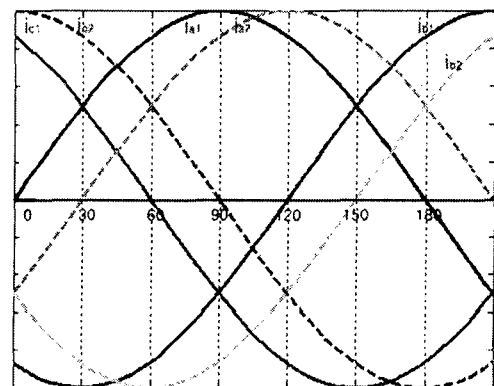


그림 5. 각 상전류의 기본파 파형

입력전류 i_{a1} 의 기본과 성분은 다음과 같다.

$$i_{a1}(t) = \sqrt{2} I_{a1} \sin(\omega t) \quad (10)$$

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 전류 중 i_{c1} 이 가장 먼저 '0'으로 감소한다. i_{c1} 이 '0'으로 감소하는데 소요되는 시간은 식 (5)로부터 계산할 수 있으며 식 (5)에서

$$v_{ac1}(t) = \sqrt{2} V \sin(\omega t - \frac{\pi}{6}) \quad (11)$$

$$v_{bc1}(t) = \sqrt{2} V \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) \quad (12)$$

이다. 여기서 i_{c1} 이 0으로 감소하는 시간은 t_{c0} 라고 하고 i_{c1} 이 '0'으로 감소하자마자 i_{a1} 와 i_{b1} 의 크기는 같아지며 다음과 같다.

$$i_{a1}(t) = -i_{b1}(t) = -i_{b1}(t'_{co}) + \frac{1}{2L_s} \int_{t'_{co}}^t (V_c - v_{abl}) dt \quad (13)$$

여기서, t'_{co} 는 t_{co} 에 대응되는 값이다. 식 (13)으로부터 i_{a1} 와 i_{b1} 가 '0'으로 감소하는데 소요되는 시간을 계산할 수 있다. 그림 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 7은 i_{a2} , i_{b2} , i_{c2} 가 모두 0으로 감소되는 시간을 나타낸다.

그림 6과 7의 시간차를 그림 8에 나타내었다.

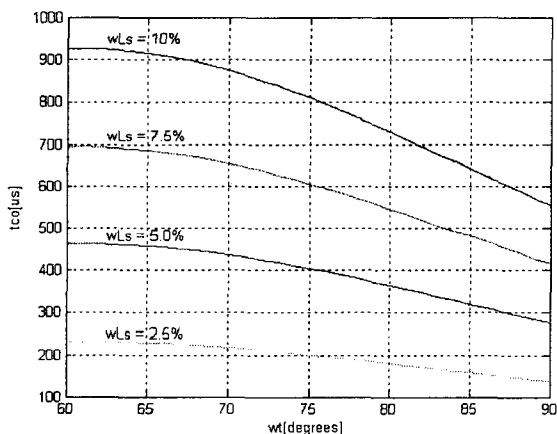


그림 6. i_{a1} , i_{b1} , i_{c1} 이 모두 0으로 감소되는 시간

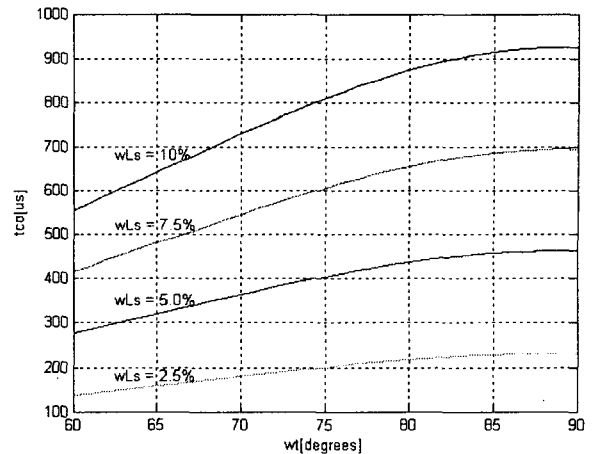


그림 7. i_{a2} , i_{b2} , i_{c2} 가 모두 0으로 감소되는 시간

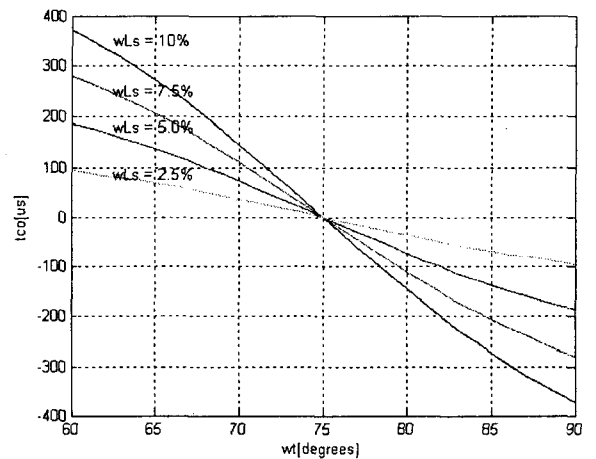


그림 8. 상단 컨버터와 하단 컨버터 각각의 교류 입력전류가 0으로 감소하는 시간차이

4. 시뮬레이션 결과

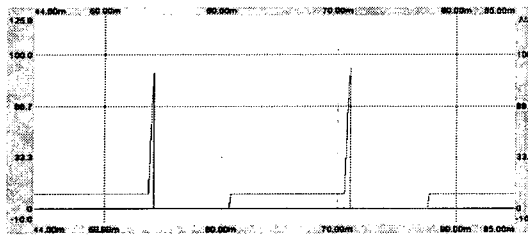
제안한 방식의 출력 특성을 알아보기 위해 다음의 파라미터로 시뮬레이션 하였다. 교류 선간전압=220V, $L_s = 1.6\text{mH}$, $R_{dc} = 100\Omega$, $C_1, C_2 = 2,200\mu\text{F}$, $L = 4\text{mH}$, $V_o = 800\text{V}$, $R_L = 80\Omega$.

그림 9는 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 $\omega t = 80^\circ$, 85° 에서 두 번 부하단락이 발생한 것을 가정하였으며 단락 소멸 시간은 약 7msec로 하였다. 부하단락이 여러번 발생하여도 각 컨버터가 정상적으로 동작하고 있음을 알 수 있다.

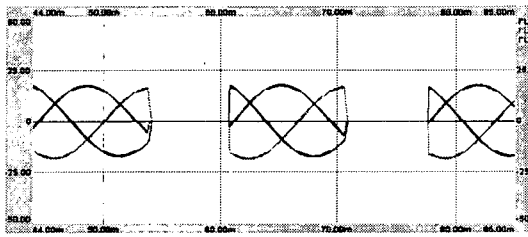
그림 10은 그림 9에서 단락이 발생하여 출력전류 I_o 가 증가하고, 각 교류입력 전류가 0으로 감소하는 과정을 상세히 나타낸 것이다.

5. 결 론

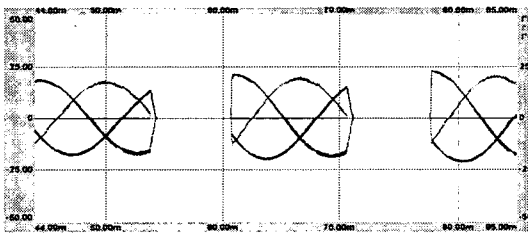
직류출력이 펄스모드로 동작 가능한 고전압 직류전원 장치를 제안하였다. 제안한 방식은 기존의 멀티레벨컨버터의 입출력에 보조스위치를 추가한 변형된 멀티레벨컨버터를 기반으로 하여 수십 kV급 이상의 직류전원을 얻기 위해 이들 멀티레벨컨버터를 다수 직렬연결한 구조이다. 따라서 이러한 방식은 부하단락이 빈번히 발생하는 경우에 효과적으로 적용 가능하다. 제안된 회로방식은 각 멀티레벨컨버터를 하나의 모듈로하여 다수 모듈의 직렬접속으로 확장이 용이하므로 기존의 인버터 방식의 전원장치에 비해 구조가 간단하다. 부하단락시 전원차단 속도는 부하와 전력변환장치 모듈을 보호하기에 충분할 만큼 빠르다. 전력변환장치의 출력직류전압은 부하가 단락된 상태에서도 정상상태와 동일하게 일정한 값을 유지한다. 출력필터 커패시터에 직렬 접속되어 있는 보조스위치는 부하단락시 커패시터를 플로우팅 상태로 유지하게 하는 역할을 한다. 따라서 부하전압 재인가시 상승시간이 매우 빠르다. 제안한 방식은 빈번한 부하단락이 발생하는 직류전원에 유용하게 사용될 수 있을 것으로 기대된다.



(a) 출력 I_o

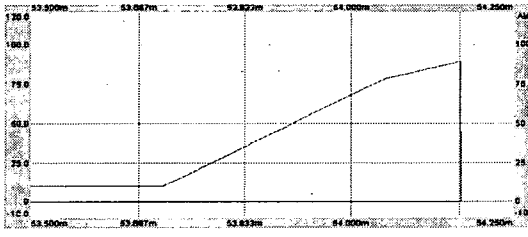


(b) i_{a1}, i_{b1}, i_{c1}

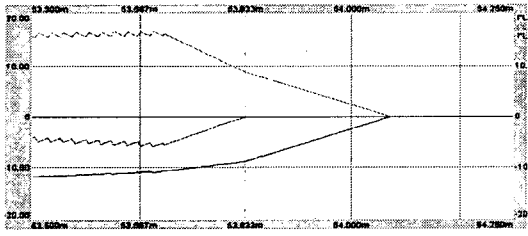


(c) i_{a2}, i_{b2}, i_{c2}

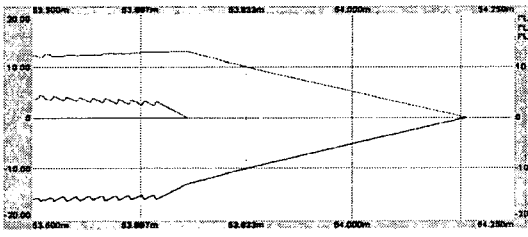
그림 9. 부하단락 발생시 입출력 전류파형



(a) I_o



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



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

그림 10. 각전류 상세 파형

본 연구는 산업자원부의 지원에 의하여 기초전력공학공동 연구소 주관으로 수행된 과제(00-역-01)임.

참 고 문 헌

- [1] 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.
- [2] 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.
- [3] 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. 1165-1172, 1999.
- [4] 문상호, 노의철, 김인봉, 김홍근, 전태원, "펄스모드 스위칭 직류전원 장치에 적합한 AC/DC 컨버터," 전력전자학회 학계학술대회 논문집, pp. 378-381, 2002.