

펄스모드 스위칭 직류전원 장치에 적합한 AC/DC 컨버터

文相皓^{*}, 姜聖權^{**}, 魯義哲^{***}, 金仁東^{***}, 金興根^{****}, 全泰園[§]AC/DC Converter Suitable for a Pulsed Mode Switching
DC Power Supply

S.H. Moon, S.K. Kang, E.C. Nho, I.D. Kim, H.G. Kim, and T.W. Chun

요 약

직류전원 장치의 부하에 단락이 발생하는 경우 직류전원을 부하로부터 신속히 차단하고 재인가 가능한 새로운 방식의 ac/dc 컨버터를 제안하였다. 제안한 방식의 컨버터 출력전원은 부하단락시 차단 및 정상상태로 회복시 직류전원을 재인가하여 정격출력전압으로 확립되는데 소요되는 시간이 각각 수백 μs 이내에 이루어지는 특징이 있다. 또한 컨버터 출력필터 커패시터는 부하가 단락된 상태에서도 방전하지 않고 거의 정격출력전압을 유지할 수 있으므로 직류전원을 단락상태가 소멸된 정상부하에 재인가시 전압의 오버슈트 없이 신속한 부하전압 확립이 가능하다. 제안한 방식의 컨버터는 기존 방식에 비해 구조가 간단하고 소형경량화 가능한 장점이 있다. 제안한 회로방식에 대한 동작원리 설명 및 특성해석을 하였으며 실험을 통하여 그 유용성을 입증하였다.

ABSTRACT

This paper describes a novel ac/dc power converter suitable for frequent output short-circuit faults. 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 filter capacitors stay at a undischarged state. The proposed converter has the characteristics of a simplified structure, reduced cost, weight, and volume compared to the conventional power supplies for frequent output short-circuit. Analysis, simulations, and experiments are carried out to investigate the operation and usefulness of the proposed scheme.

Key words : ac/dc converter, load short-circuit, fast switching

1. 서 론

*정회원, 포스콘 기술연구소 신기술연구팀 연구원

E-mail : nhoec@pknu.ac.kr

**정회원, 웰텍시스템 대표

***정회원, 부경대 전기제어계측공학부 부교수

****정회원, 경북대 전자전기공학부 교수

§정회원, 울산대 전기전자정보시스템공학부 교수

접수일자 : 2003. 7. 3

1차심사 : 2003. 7.29

심사완료일 : 2003. 8.11

이온원(ion source)과 같은 특수한 부하에 전원을 공급하는 ac/dc 컨버터는 정밀한 출력전압 안정화 제어 성능 뿐 아니라 부하단락 사고시의 뛰어난 보호기능이 요구된다. 부하단락시 신속한 전원 차단과 더불어 중요한 점은 이온원 내부에서 단락요인이 소멸되고 난 후 가능한 빠른 시간 내에 전원을 다시 인가해야 한다는 것이다. 이것은 시스템의 전체 운전시간을 가능한

한 충분히 확보하기 위해서이다. 이온원 내부에서 스파크 다운이 빈번히 발생하는 경우에는 특히 이러한 고속 스위칭 특성이 요구된다.

이러한 특성을 만족시키기 위하여 다양한 방식의 전원장치가 연구되어 왔는데, 초창기에는 신속한 전원의 차단을 위하여 진공관이 사용되었다. 진공관은 뛰어난 스위칭 특성을 갖고는 있으나, 낮은 효율, X-선 방출, 짧은 수명, 구입 및 유지보수의 어려움 등의 단점이 있다. 이러한 진공관 방식의 문제를 극복하기 위한 방안의 하나로 1980년대 접어들면서 상품화되기 시작한 대용량 GTO 사이리스터를 이용한 방식이 개발되었다. 이것은 기존의 진공관을 GTO 사이리스터로 교체한 방식이다. GTO 사이리스터는 고속의 온/오프 특성 뿐만 아니라 진공관과는 비교가 안될 정도로 낮은 소자의 손실특성 및 반영구적 수명으로 인하여 진공관 방식보다 향상된 성능확보를 가능하게 하였다^[1]. 그러나 수십 kV 이상의 고전압에 적용을 하기 위해서는 GTO 사이리스터의 전압 정격의 한계로 인하여 여러 개의 GTO 사이리스터를 직렬 연결하여 사용할 수 밖에 없다. 그러면 GTO 사이리스터들로 구성되는 스택의 크기와 중량이 증가할 뿐 아니라 여러 개의 GTO 사이리스터를 동시에 온/오프 해야 하는 까다로운 조건이 발생한다. 따라서 이러한 불편함을 개선하고자 인버터 방식이 연구되었다^{[2][3]}. 인버터 방식은 기본적으로 정류기, 인버터, 승압 변압기, 다이오드 전파정류기로 구성된다. 이 방식에서의 출력 직류전원 차단 기능은 인버터가 담당한다.

최근에 고전압 대용량 시스템에 적용을 목적으로 멀티레벨 컨버터에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다^{[4][5]}. 멀티레벨 컨버터는 고역률, 교류 입력전류의 낮은 THD 등 양호한 특성을 갖는다. 멀티레벨 컨버터 개념을 활용하여 직류전원의 신속한 차단 및 재투입 기능을 갖는 새로운 형태의 전력변환 방식이 제안되었다^[6]. 그런데 이 방식은 부하 단락시 정격의 수 배에 달하는 큰 교류 입력전류가 반주기 동안 통전하는 문제를 안고 있다.

본 논문에서는 기존 방식의 문제점들을 해결하는 새로운 방식의 회로를 제안하여 제안한 방식에 대한 동작원리 설명과 특성해석을 하였으며 실험을 통하여 제안한 방식의 타당성을 검증하였다.

2. 제안한 방식의 회로와 동작원리

2.1 제안 회로

그림 1은 제안한 방식의 개념을 다이오드 클램핑 타

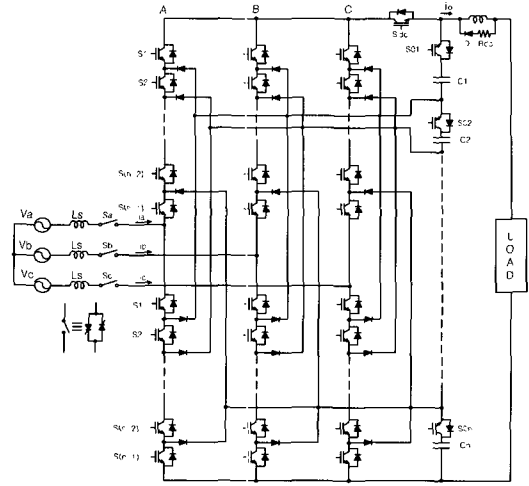


그림 1 제안하는 방식의 멀티레벨 ac/dc 컨버터

Fig. 1 Multilevel ac/dc converter of the proposed scheme

입의 멀티레벨 컨버터에 적용한 경우를 일반화하여 나타낸 회로도이다. 회로는 기본적으로 기존의 멀티레벨 컨버터 회로와 유사하며 보조스위치 ($S_a, S_b, S_c, S_{dc}, S_{o1} \sim S_{on}$)가 추가된 형태이다. S_a, S_b, S_c 는 레벨 수에 무관하게 항상 3개로 일정하며 각 스위치는 2개의 SCR 사이리스트가 역병렬 접속된 구조로서 사이리스터 교류제어기로 동작하는 것이 아니라 단순한 스위치로 동작한다. 기존의 멀티레벨 컨버터의 직류출력단 필터 커패시터 각각에 직렬로 하나씩 연결된 $S_{o1} \sim S_{on}$ 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.

2.2 동작 원리

제안한 방식의 기본 동작 원리는 멀티레벨 컨버터의 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. 정상 동작시 모든 보조스위치들 ($S_a, S_b, S_c, S_{dc}, S_o$)은 온 상태를 유지하며 주 스위치 ($S_1 \sim S_6$) 들은 PWM 신호에 따라 온/오프 스위칭을 반복한다. 이 경우의 동작은 기존의 멀티레벨 컨버터의 동작과 동일하다.

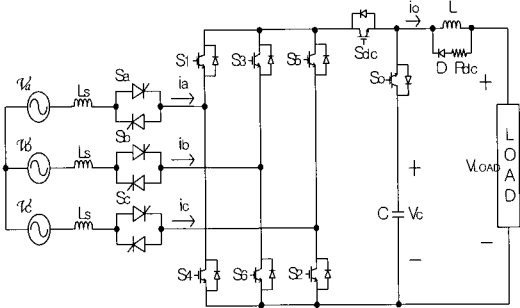


그림 2 제안하는 방식의 2-레벨 ac/dc 컨버터
Fig. 2 2-level ac/dc converter of the proposed scheme

부하 단락사고가 발생하는 순간부터 모든 보조 스위치들과 주 스위치들의 스위칭 상태, 부하전압, 출력전류는 그림 3처럼 변한다. 이들의 변화를 각 구간별로 상세히 나타내면 다음과 같다.

1) $t_0 \leq t < t_1$

출력 커패시터 전압이 인덕터 L에 인가되므로 출력전류 i_o 는 식 (1)처럼 증가한다.

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

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 하이(High)로 된다. OS신호가 하이로 됨과 동시에 S_a, S_b, S_c 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_a, i_b, i_c 는 다음 식과 같다.

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

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

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

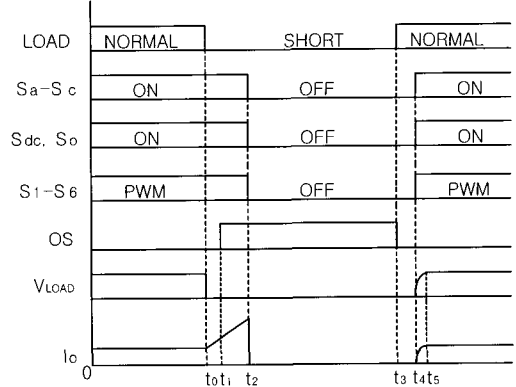


그림 3 스위칭 상태, 출력전압, 출력전류 파형
Fig. 3 Switching state, output voltage and current waveform

이 모드는 3개의 교류 입력전류가 모두 0으로 감소될 때까지 지속된다. 이 모드에서 S_{dc} 와 S_o 는 모두 온 상태를 유지하므로 출력전류 i_o 는 다음 식과 같이 증가한다.

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

3) $t_2 \leq t < t_3$

교류 상전류 i_a, i_b, i_c 는 일단 0으로 감소되고 나면 더 이상의 변화가 없다. 이미 S_a, S_b, S_c 를 위한 게이트 신호를 오프해 두었기 때문이다. 따라서 $S_1 \sim S_6$ 의 주 스위치의 PWM 신호도 의미가 없어진다. t_2 에서 S_{dc} 와 S_o 를 턴오프 함으로써 i_o 는 0이 되고 인덕터에 저장되어 있던 에너지는 R_{dc} 를 통하여 방전한다. 방전전류는 다음과 같이 변한다.

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

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 직류 출력측에 전류의 흐름이 전혀 없다. 각각의 출력 커패시터는 방전하지 않고 플로팅상태를 유지한다.

4) $t_3 \leq t < t_4$

t_3 에서 부하의 단락상태가 소멸되었다고 가정한다. 즉, 부하는 정상상태로 회복된다. 그러면 부하에 직류 전원을 다시 인가해야하므로 $S_a, S_b, S_c, S_{dc}, S_o$ 스위치를 임의의 시각 t_4 에서 턴온한다.

5) $t_4 \leq t < t_5$

t_4 에서 $S_a, S_b, S_c, S_{dc}, S_o$ 를 턴온하면 교류 입력측에서의 전력전달이 다시 시작되며 부하전류는 다음과 같이 증가한다.

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

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

3. 부하단락시 특성해석

3.1 교류 입력전류

부하단락사고 발생 후 i_a, i_b, i_c 를 0으로 감소시키기 위한 메커니즘은 60° 마다 동일한 패턴으로 발생하므로 60° 구간만 해석하면 된다. 따라서 $60^\circ \leq \omega t < 120^\circ$ 구간에서 해석하기로 한다. 그런데 이 구간은 전류의 크기에 따라 다시 $60^\circ \leq \omega t < 90^\circ$ 구간과 $90^\circ \leq \omega t < 120^\circ$ 구간으로 나누어지므로 두 구간에 대하여 해석한다.

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

식 (3)과 (4)에서

$$V_1 = V_c - V_{ab} \quad (8)$$

$$V_2 = V_c - V_{ac} \quad (9)$$

라 두자. 그러면 V_1 과 i_c 는 각각 V_2 와 i_b 보다 작다. 따라서 3상 전류 중 i_c 가 가장 먼저 0으로 감소한다. i_c 가 0으로 감소하는데 소요되는 시간은 식 (4)로부터 계산할 수 있으며 식 (4)에서

$$V_{ac}(t) = \sqrt{2}V \sin(\omega t + \frac{\pi}{6}) \quad (10)$$

이다. 그림 4는 전부하 조건에서 L_s 의 변화에 대한

i_c 의 감소시간 t_{co} 를 나타낸다. 여기서 교류 입력전압은 220V, 전류는 10.5A, 출력 직류전압은 400V이다. i_c 가 0으로 감소하자마자 i_a 와 i_b 의 크기는 같아지며 다음과 같다.

$$i_a(t) = -i_b(t) \quad (11)$$

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

여기서, t'_{co} 는 t_{co} 에 대응되는 값이다. 식 (11)로부터 i_a 와 i_b 가 0으로 감소하는데 소요되는 시간을 계산할 수 있으며 계산 결과를 그림 5에 나타내었다.

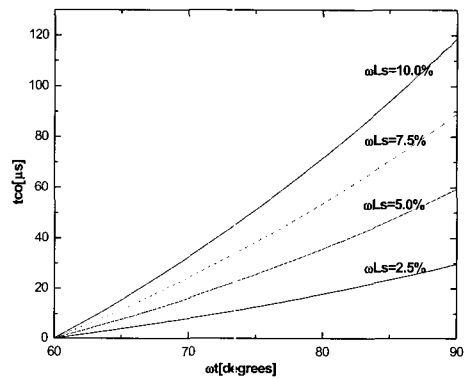


그림 4 i_c 가 영으로 감소하는데 소요되는 시간($60^\circ \leq \omega t < 90^\circ$)
Fig. 4 Required time for i_c to be vanished ($60^\circ \leq \omega t < 90^\circ$)

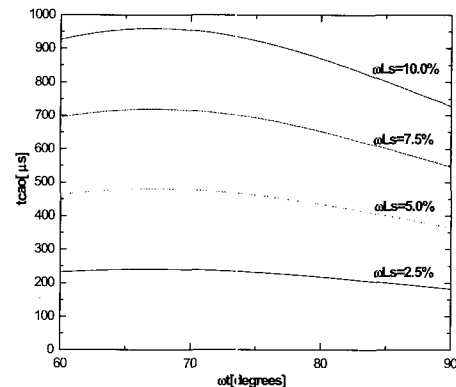


그림 5 i_c 가 영으로 감소한 후 i_a 와 i_b 가 영으로 감소하는데 소요되는 시간 ($60^\circ \leq \omega t < 90^\circ$)
Fig. 5 Required time for i_a and i_b to be vanished after i_c becomes zero ($60^\circ \leq \omega t < 90^\circ$)

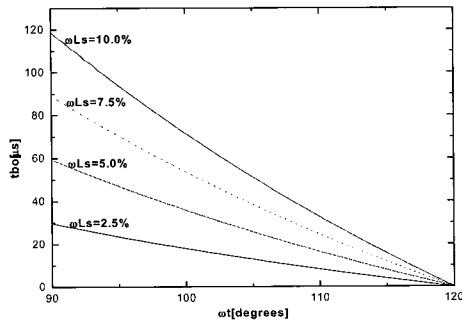


그림 6 i_b 가 영으로 감소하는데 소요되는 시간 ($90^\circ \leq \omega t < 120^\circ$)
 Fig. 6 Required vanishing time of i_b ($90^\circ \leq \omega t < 120^\circ$)

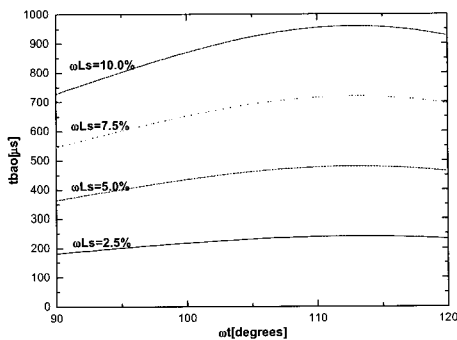


그림 7 i_b 가 영으로 감소한 후 i_a 와 i_c 가 영으로 감소하는데 소요되는 시간 ($90^\circ \leq \omega t < 120^\circ$)
 Fig. 7 Required time for i_a and i_c to be vanished after i_b becomes zero ($90^\circ \leq \omega t < 120^\circ$)

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

이 구간에서는 V_2 와 i_b 가 각각 V_1 과 i_c 보다 작다. 따라서 i_b 가 가장 먼저 0으로 감소한다. 앞의 $60^\circ \leq \omega t < 90^\circ$ 구간에서와 동일한 방법으로 i_b 가 0으로 감소하는 시간을 계산한 결과는 그림 6과 같으며 그림 7은 i_b 가 0이 된 이후 i_a 와 i_c 가 0으로 감소하는 시간을 나타낸다.

3.2 직류 출력전류

부하단락사고 발생 후 출력전류는 식 (1)과 같이 증가하기 시작한다. 그림 8은 S_o 를 턴오프하는 순간의 출력전류 피크값을 정규화하여 나타낸 그림이다.

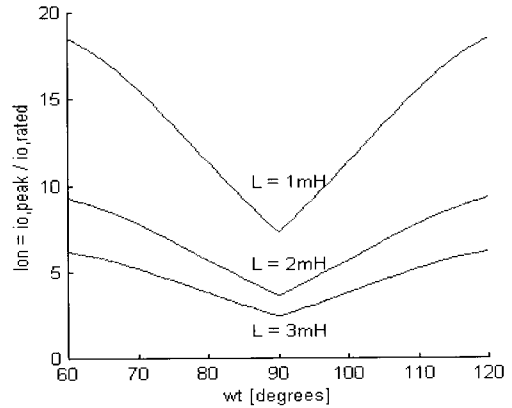


그림 8 단락구간에서의 직류 출력전류 피크값의 정규화
 Fig. 8 Normalized peak output dc current during short-circuit period

4. 시뮬레이션 결과

제안한 방식의 동작특성을 확인하기 위하여 Simplerer를 사용하여 시뮬레이션 하였으며 시뮬레이션에 사용한 파라미터는 다음과 같다. 입력전압 = 220VAC, $L_s = 1.6mH$, $R_{dc} = 100\Omega$, $C = 2,200\mu F$, $L = 2mH$, $V_o = 400V$, $R_L = 40\Omega$.

그림 9는 빈번한 부하단락이 발생하는 경우의 각 상 전류와 출력전류 파형을 나타낸다. 부하단락 발생후 각각의 입력전류 i_a , i_b , i_c 는 그 방향이 반대로 된다. 왜냐하면 PWM 컨버터의 동작이 전력전달 모드에서 전력회생 모드로 전환되기 때문이다. 각 전류가 0으로 감소되면 S_a , S_b , S_c 는 모두 오프 된다.

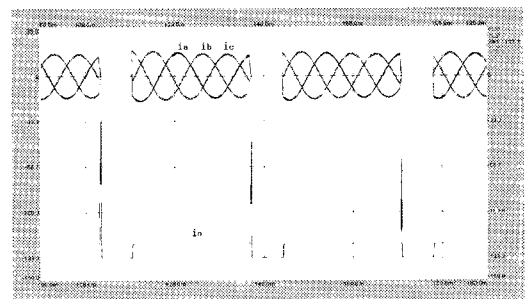


그림 9 부하단락이 여러 번 발생했을 경우의 i_a , i_b , i_c , i_o
 Fig. 9 i_a , i_b , i_c , i_o wave forms in case of several short-circuit occurrences

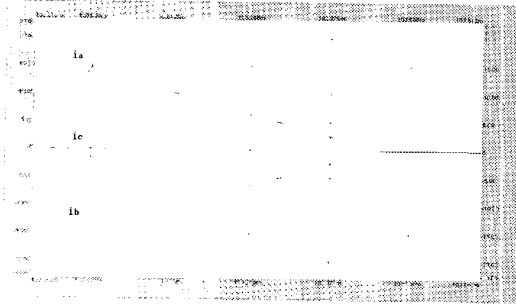


그림 10 i_a 의 위상이 65° 에서 단락이 발생했을 경우 i_a, i_b, i_c 파형

Fig. 10 i_a, i_b, i_c wave forms when a short-circuit occurs at 65° of i_a -phase

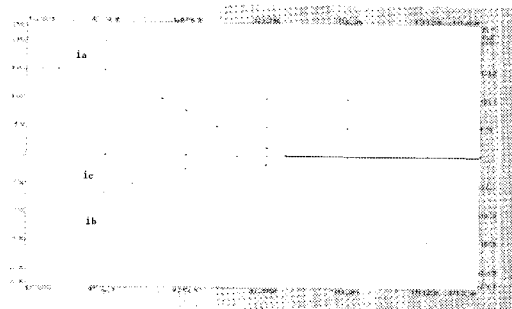


그림 11 i_a 의 위상이 85° 에서 단락이 발생했을 경우 i_a, i_b, i_c 파형

Fig. 11 i_a, i_b, i_c wave forms when a short-circuit occurs at 85° of i_a -phase

그림 10과 11은 i_a 의 위상이 각각 $65^\circ, 85^\circ$ 인 시점에서 부하단락 사고 발생시 i_a, i_b, i_c 가 0으로 감소하는 과정을 보이고 있다.

5. 실험 결과

시뮬레이션 결과와 동일한 조건에서 실험을 하였으며 그림 12는 부하단락이 2회 연속하여 발생하는 경우의 i_a, i_c, i_o 파형을 나타낸다. 첫 번째 단락이 발생한 후 약 40ms 이후에 단락요인이 소멸된 것으로 가정하고 전원을 재인가 하였으며, 정상상태로 회복되어 73ms 정도 동작이 이루어지다가 다시 단락이 발생한 것으로 가정하였다. 부하 저항과 병렬로 IGBT를

접속하여 IGBT를 턴오프함으로써 단락상태를 만들었으며 정상상태로의 복귀는 IGBT의 턴오프로 이루어진다. 시뮬레이션 결과와 마찬가지로 각 상의 교류전류와 부하전류는 부하단락시 신속히 0으로 감소하는 것을 확인할 수 있다. 그림 13은 2회 연속 단락시 상전류 i_a, i_c 와 부하전압 V_{LOAD} 및 커패시터전압 V_c 를 나타낸다. 부하단락 상태에서도 커패시터 전압은 방전하지 않고 플로우팅 상태로 유지되고 있음을 알 수 있다.

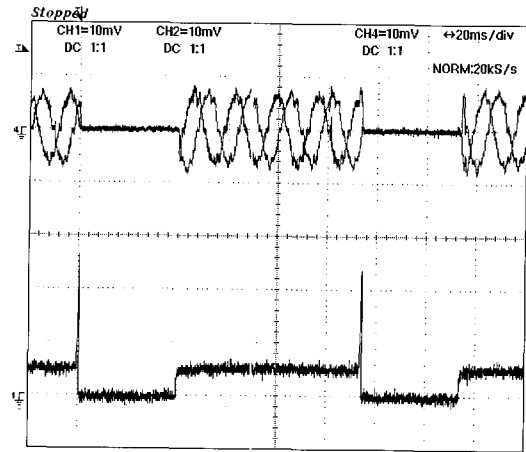


그림 12 2회 연속 단락시 (상) i_a, i_c , (하) i_o 파형 (20A/div.)

Fig. 12 (Upper) i_a, i_c , (lower) i_o wave forms (20A/div.)

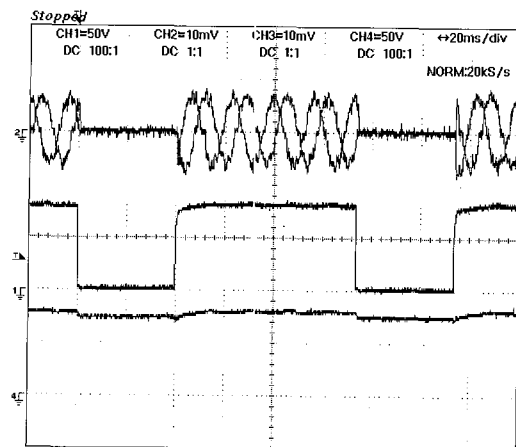


그림 13 2회 연속 단락시 (상) i_a, i_c , (중) V_{LOAD} , (하) V_c 파형 (20A/div., 250V/div.)

Fig. 13 (Upper) i_a, i_c , (middle) V_{LOAD} , (lower) V_c wave forms (20A/div., 250V/div.)

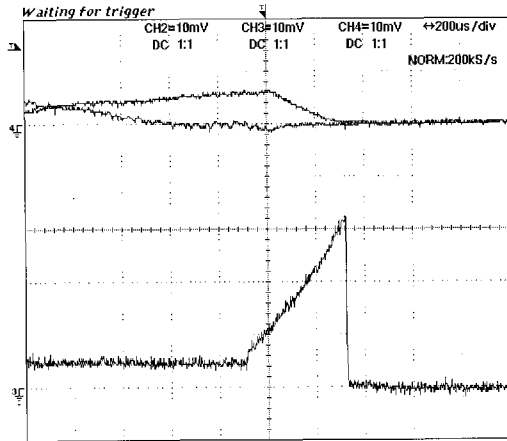


그림 14 i_a 의 85°에서 단락시 (상) i_a , i_c , (하) i_o 파형 (20A/div.)

Fig. 14 (Upper) i_a , i_c , (lower) i_o wave forms with a short-circuit at 85° of i_a (20A/div.)

그림 14는 부하단락시 교류 상전류 i_a , i_c 와 부하전류 i_o 를 시간축으로 확대하여 나타낸 것이다. 부하전류의 차단특성이 양호함을 알 수 있다.

6. 결 론

부하단락 보호에 적합한 새로운 방식의 PWM AC/DC 컨버터를 제안하였다. 제안된 회로방식의 구성은 기존의 인버터 방식의 전원장치에 비해 별도의 승압변압기와 다이오드 전파정류기 등이 없으므로 구조가 간단하다. 부하단락시 전원차단 속도는 부하와 전력변환장치 모두를 보호하기에 충분할 만큼 빠르다. 전력변환장치의 출력 직류전압은 부하가 단락된 상태에서도 정상상태와 거의 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 방식에 대한 동작원리 설명과 특성해석을 하였으며 실험을 통하여 그 타당성을 입증하였다. 제안한 방식은 빈번한 부하단락이 발생하는 직류전원에 유용하게 사용될 수 있을 것으로 기대된다.

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

참 고 문 헌

- [1] Yukio Watanabe and Nagataka Seki, et al., "Acceleration Power Supply System for Neutral Beam Injector using GTO", IPEC, pp. 808~819, 1983.
- [2] M. Mizuno and 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.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] 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.

저 자 소 개



문상호(文相皓)

1975년 5월 5일생. 2001년 부경대 전기공학 학과 졸업. 2003년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2003년~현재 (주)포스콘 기술연구소 신기술연구팀 연구원.



강성관(姜聖權)

1973년 2월 19일생. 1999년 부경대 생산기공학과 졸업. 2002년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1999년~2001년 청송산업 개발부 근무. 2001년~2002년 (주)엠텍 연구소 연구원. 2002년~현재 웰텍시스템 대표.



노의철(魯義哲)

1960년 8월 2일생. 1984년 서울대 전기공학과 졸업. 1986년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1991년 동 대학원 졸업(공학). 1997년~1998년 미국 Univ. of Wisconsin-Madison 방문교수. 1995년~현재 부경대학교 전기제어계측공학부 부교수. 당 학회 편집위원.



김인동(金仁東)

1960년 8월 27일생. 1984년 서울대 전기공학과 졸업. 1987년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1991년 동 대학원 졸업(공학). 1991년~1996년 대우중공업 철도차량연구소 책임연구원. 1997년~1998년 미국 Univ. of Tennessee 방문교수. 1996년~현재 부경대학교 전기제어계측공학부 부교수. 당 학회 편집위원.



김흥근(金興根)

1956년 4월 24일생. 1980년 서울대 전기공학과 졸업. 1982년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사), 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1990년~1991년 미국 Univ. of Wisconsin-Madison 방문교수. 현재 경북대 전자전기공학부 교수. 대한전기학회 B부문회 총무이사. 당 학회 편집이사.



전태원(全泰園)

1959년 1월 30일생. 1981년 부산대 전기공학과 졸업. 1983년 서울대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1997~1997년 미국 Tennessee 대학 방문교수. 현재 울산대 전기전자정보시스템공학부 교수. 당 학회 편집이사.