

## 펄스모드 스위칭 직류전원 장치에 적합한 AC/DC 컨버터

문상호, 노의철, 김인동, 김홍근\*, 전태원\*\*  
부경대학교, \*경북대학교, \*\*울산대학교

### AC/DC Converter Suitable for a Pulsed Mode Switching DC Power Supply

S. H. Moon, 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 novel multilevel ac/dc power converter 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 and simulations are carried out to investigate the operation and usefulness of the proposed scheme.

#### 1. 서 론

이온원과 같은 특수한 부하에 전원을 공급하는 교류/직류 전력변환기는 정밀한 출력전압 안정화 제어 성능 뿐 아니라 부하단락 사고시의 뛰어난 보호기능이 요구된다.

이러한 특성을 만족시키기 위하여 초창기에는 진공관이 사용되었다. 그런데 1980년대 GTO 사이리스터의 대용량화가 가능해짐에 따라 기존의 진공관을 GTO 사이리스터로 교체한 방식이 연구되었다. GTO 사이리스터는 고속의 온/오프 특성 뿐 아니라 진공관과는 비교가 안될 정도로 낮은 소자의 손실특성 및 반영구적 수명으로 인하여 기존 방식보다 향상된 성능확보를 가능하게 하였다<sup>[1]</sup>. 그러나 수십 kV 이상의 고전압에 적용을 하기 위해서는 GTO 사이리스터의 전압 정격의 한계로 인하여 여러 개의 GTO 사이리스터를 직렬 연결하여 사용할 수밖에 없다. 그러면 GTO 사이리스터들로 구성되는 스택의 크기와 중량이 증가할 뿐 아니라 여러 개의 GTO 사이리스터를 동시에 온/오프 해야 하

는 까다로운 조건이 발생한다. 따라서 이러한 문제점을 개선하고자 인버터 방식이 연구, 개발되었다<sup>[2][3]</sup>. 인버터 방식은 기본적으로 정류기, 인버터, 승압 변압기, 다이오드 전파 정류기로 구성된다. 이 방식에서의 출력 직류 전원의 차단 기능은 인버터가 담당한다.

최근에 고전압 대용량 시스템에 적용을 목적으로 멀티레벨 컨버터에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다<sup>[4][5]</sup>. 멀티레벨 컨버터 개념을 활용하여 직류전원의 신속한 차단 및 재투입 기능을 갖는 새로운 형태의 전력변환 방식이 제안되었다<sup>[6]</sup>. 그런데 이 방식은 부하 단락시 정격의 수배에 달하는 큰 교류 입력 전류가 반주기동안 통전하는 문제를 안고 있다.

본 논문에서는 앞에서 언급한 문제를 해결할 새로운 방식의 회로를 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 개념을 멀티레벨 컨버터에 적용하는 경우 일반화하여 나타낸 회로도이다. 회로는 기본적으로 기존의 멀티레벨 컨버터 회로와 유사하다.  $S_a, S_b, S_c$  스위치가 교류 입력 부에,  $S_{dc}$ 가 직류측에, 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 재 인가할 때 턴온함으로써 출력전압 상승시간을 최소화 하는 역할도 겸한다.

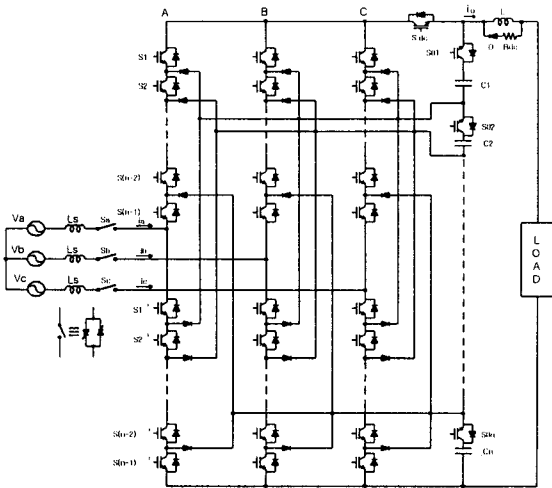


그림 1. 제안하는 방식의 멀티레벨 ac/dc 컨버터

## 2.2 동작 원리

### 2.2.1 부하단락시 모드별 동작

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

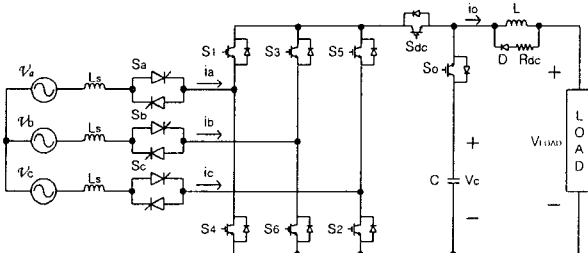


그림 2. 제안하는 방식의 2-레벨 ac/dc 컨버터

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.

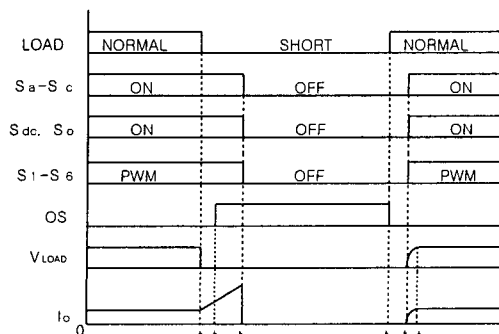


그림 3. 스위칭 상태, 출력전압, 출력전류 파형

부하 단락사고가 발생하는 순간부터 모든 보조 스위치들과 주 스위치들의 스위칭 상태는 그림 3 처럼 변한다. 각 모드에 있어서 각 스위칭 소자의 스위칭 상태, 부하 전압, 출력전류 모양은 그림3과 같다.

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

출력 커패시터 전압  $V_c$ 는 인덕터 L에 인가되므로 출력 전류  $i_o$ 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 High로 된다. OS신호가 High로 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 시간내에 0으로 감소시킨다. 이 구간에서의 교류 입력 전류  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ 는 다음 식과 같다.

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

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

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

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

$$3) t_2 \leq t < t_3$$

$i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ 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 PWM신호도 의미가 없어진다.  $t_2$ 에서  $S_{dc}$ 와  $S_o$ 를 턴오프함으로써  $i_o$ 는 0이 되고 인덕터에 저장되어 있던 에너지는  $R_{dc}$ 를 통하여 방전한다. 방전전류는 다음과 같이 변한다.

$$i_L(t) = i_L(t_2) e^{-\frac{t-t_2}{\tau_1}}, \quad t_2 \leq t < t_3 \quad (5)$$

여기서  $\tau_1 = \frac{L}{R_{dc}}$  이고,  $R_{dc}$ 와 직렬 접속되어 있는 다이오드에 의한 전압강하는 무시한다. 이 구간에

서는 부하가 단락되어 있음에도 불구하고 교류입력측이나 직류출력측에 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 직류전원을 다시 인가해야하므로  $S_{dc}$ 와  $S_o$  스위치를 임의의 시각  $t_4$ 에서 턴온한다. 이때 부하전류는 다음과 같이 증가한다.

$$i_o(t) = \frac{V_c}{R_L} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_2}}) \quad (6)$$

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  $60^\circ$ 마다 동일한 패턴으로 발생하므로  $60^\circ$  구간만 해석하면 된다. 따라서  $60^\circ \leq \omega t < 90^\circ$  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

$$V_1 = V_c - V_{ab} \quad (7)$$

$$V_2 = V_c - V_{ac} \quad (8)$$

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

$$V_{ac}(t) = \sqrt{2} V \sin(\omega t + \frac{\pi}{6}) \quad (9)$$

이다. 그림 4는 전부하 조건에서  $L_s$ 의 변화에 대한  $i_c$ 의 감소시간  $t_{co}$ 를 나타낸다.

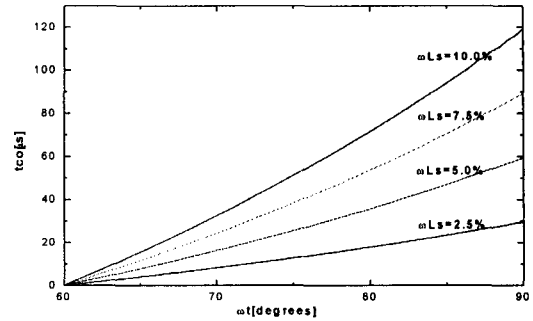


그림 4.  $i_c$ 가 영으로 감소하는데 소요되는 시간 ( $60^\circ \leq \omega t < 90^\circ$ )

여기서 교류입력전압은 220V, 전류는 10.5A, 출력 직류전압은 400V이다.  $i_c$ 가 0으로 감소하자마자  $i_a$ 와  $i_b$ 의 크기는 같아지며 다음과 같다.

$$i_a(t) = -i_b(t) = -i_b(t'_{co}) + \frac{1}{2L_s} \int_{t'_{co}}^t (V_c - v_{ab}) dt \quad (10)$$

여기서,  $t'_{co}$ 는  $t_{co}$ 에 대응되는 값이다. 식 (10)으로부터  $i_a$ 와  $i_b$ 가 0으로 감소하는데 소요되는 시간을 계산할 수 있으며 계산 결과를 그림 5에 나타내었다.

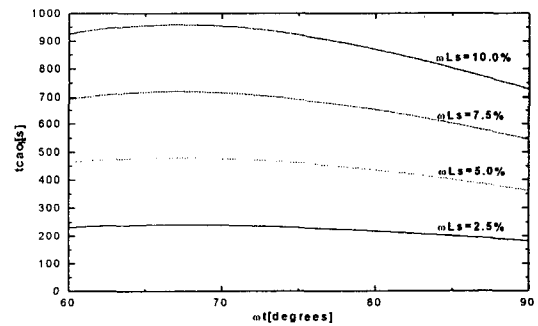


그림 5.  $i_c$ 가 영으로 감소한 후  $i_a$  and  $i_b$ 가 영으로 감소하는데 소요되는 시간 ( $60^\circ \leq \omega t < 90^\circ$ )

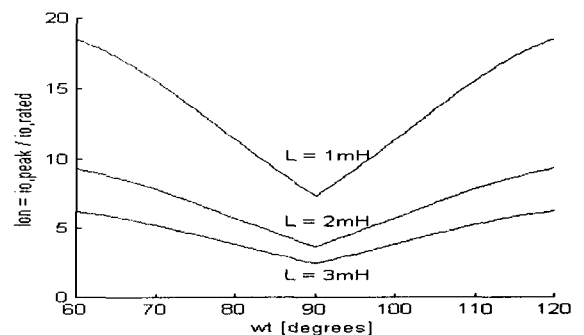


그림 6. 단락구간에서의 직류 출력전류 피크값의 정규화

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 계산한다.

### 3.2 직류 출력전류

부하단락사고 발생 후 출력전류는 식 (1)과 같이 증가하기 시작한다. 그림 6은  $S_o$ 를 턴오프하는 순간의 출력전류 피크 값을 정규화하여 나타낸 그림이다.

## 4. 시뮬레이션 결과

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

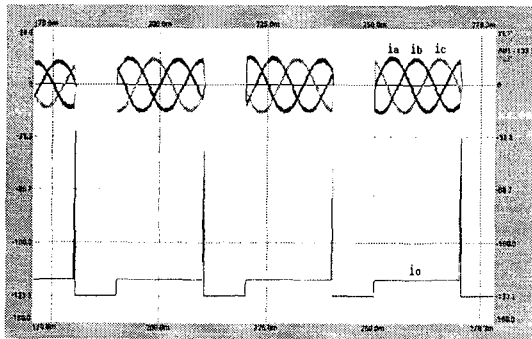


그림 7. 부하단락이 여러번 발생했을 경우의  $i_a, i_b, i_c, i_o$

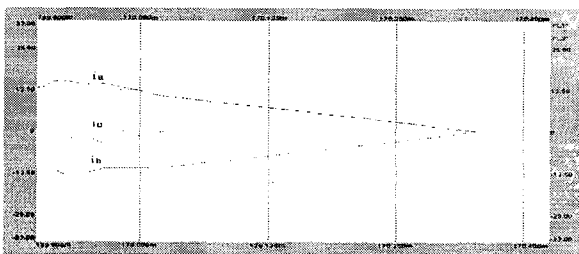


그림 8.  $i_a$ 의 위상이  $70^\circ$ 에서 단락이 발생했을 경우  $i_a, i_b, i_c$  파형

그림 7은 빈번한 부하단락이 발생하는 경우의 각 상전류와 출력전류 파형을 나타낸다. 부하단락 발생 후 각각의 입력전류  $i_a, i_b, i_c$ 는 가능한 빠른 시간내에 0으로 수렴한다. 왜냐하면 PWM 컨버터

의 동작이 전력전달 모드에서 전력회생 모드로 전환되기 때문이다. 각 전류가 0으로 감소되면  $S_a, S_b, S_c$ 는 모두 오프 된다.

그림 8은  $i_a$ 의 위상이  $70^\circ$  인 시점에서 부하단락 사고 발생시  $i_a, i_b, i_c$ 가 0으로 감소하는 과정을 나타낸다.

## 5. 결 론

부하단락 보호에 적합한 새로운 방식의 PWM AC/DC 컨버터를 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 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.

이 논문은 한국전력공사의 지원에 의하여 기초 전력공학공동연구소의 주관으로 수행된 과제임.

## 참 고 문 헌

- [1] Yukio Watanabe, Nagataka Seki, et al., "Acceleration power supply system for neutral beam injector using GTO", IPEC, pp. 808-819, 1983.
- [2] 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.
- [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.