

새로운 방식의 고속 펄스모드 스위칭 기능을 갖는 고역률 직류전원장치

論 文
53B-1-7

A New High Speed Pulsed Mode Switching DC Power Supply with High Power Factor

安鍾洙* · 魯義哲** · 金仁東***
(Jong-Soo Ahn · Eui-Cheol Nho · In-Dong Kim)

Abstract - A new high voltage DC power supply is proposed. The proposed power supply is constructed with several power converters connected in series. It is easy to obtain high DC voltage for the same structure of each power converter. The output DC power of the proposed power supply can be disconnected from the load within several hundred microseconds at the instant of a load short-circuit fault. The rising time of the output DC voltage is also as small as several hundred microseconds, and there is no overshoot of the voltage because all of the output filter capacitors keep undischarged state even in load short-circuit condition. Therefore, the proposed scheme is suitable for the protection of frequent output short-circuit and fast on/off switching of output DC voltage. The proposed power supply has improved features such as simple structure, high power factor, and reduced size and volume compared with the conventional schemes. The operating principle is described and the validity of the proposed scheme is proved through simulations and experiments.

Key Words : AC/DC Converter, Series Connection of Converters, Pulsed Mode Operation, Fast Output Switching

1. 서 론

대부분의 직류전원장치는 직류출력전압의 안정화 뿐 아니라 과부하 또는 단락부하에 대한 보호기능을 갖는다. 가령 정상상태로 동작 중에 임의의 시점에서 부하가 단락되면 직류전원장치를 구성하는 주요 전력반도체 스위칭 소자를 신속히 턴오프 함으로써 과다한 단락전류로부터 스위칭 소자가 파손되는 것을 방지하여 장치를 보호하게 된다. 그런데 직류전원의 출력부에는 통상 필터 커패시터를 설치하여 출력전압의 리플성분을 원하는 사양값 이하로 제한한다. 부하가 단락되면 단락보호 동작에 의해 장치의 스위칭 소자는 턴오프 되어 장치의 입력단과 스위칭 소자로는 전류가 신속히 차단되어 소멸되지만, 출력단의 필터 커패시터는 단락부하로 방전하게 된다. 장치의 용량이 중·소형일 경우는 별 문제가 없으나 대용량 AC-DC 전력변환기의 경우는 필터 커패시터의 방전에너지로 인하여 단락된 부하를 영구히 손상시킬 수도 있다. 일반적인 부하에서는 단락사고가 발생하면 장치를 차단하는 것으로 종료되지만 이온원과 같은 플라즈마 상태인 부하의 경우는 순간적으로 단락이 되더라도 잠시 후 단락상태가 소멸되어 버리므로 직류전원을 신속히 재

인가 해야 할 필요가 있다[1]. 이러한 경우에는 직류전원 장치의 출력 필터 커패시터가 완전히 방전한 후 다시 충전되어 정격전압으로 회복되는데 시간이 너무 많이 소요되므로 적절하지가 않다. 이러한 부하에 적합한 전원장치가 여러 가지 방식으로 제안되어 왔다. 초기에는 진공관을 사용하여 상기 문제점들을 해결하였으나 손실이 크고 유지보수가 어려워서 GTO 사이리스터를 스위칭 소자로 사용한 방식이 제안되었다[2]. 그런데 직류 출력전압이 수십 kV 이상 요구되는 이온원 구동의 경우에는 다수의 GTO 사이리스터를 직렬연결 해야 하므로 스위칭 시 동기화가 어려워지는 문제가 있어 인버터를 이용한 방식이 제안되어 널리 사용되고 있다[3,4].

최근에 변압기 없이 최소의 스위칭 주파수로 고역률 성능을 갖는 멀티레벨 컨버터의 특성을 활용하여 고전압 대용량 시스템에 적용하고자 하는 연구가 활발히 진행되고 있다[5,6]. 이러한 멀티레벨 컨버터의 원리를 활용하여 인버터 방식이 갖는 구조의 복잡성과 승압용 변압기를 없앤 새로운 형태의 전력변환 방식이 제안되어 직류전원의 신속한 차단 및 재투입을 가능하게 하였다[7,8]. 그런데 이 방식은 부하 단락시 전원을 차단하는 과정에서 정격전류의 수 배에 달하는 큰 교류 입력전류가 반주기 동안 통전하는 단점이 있다.

본 논문에서는 부하단락시 과다한 입력전류의 흐름 없이 직류 출력전원을 부하로부터 신속히 차단하고 단락소멸시 정격 출력전압을 부하에 재인가 가능한 새로운 방식의 토폴로지를 제안하였다. 제안한 방식에 대한 특성해석을 하였으며 시뮬레이션과 실험을 통하여 타당성을 확인하였다.

* 準 會 員 : 釜慶大 工大 電氣工學科 碩士課程
** 正 會 員 : 釜慶大 工大 電氣工學科 副教授 · 工博
*** 正 會 員 : 釜慶大 工大 電氣工學科 副教授 · 工博
接受日字 : 2003年 8月 5日
最終完了 : 2003年 12月 6日

2. 제안한 회로방식과 동작특성

2.1 회로방식

그림 1은 제안한 방식의 직류전원장치 회로도를 나타낸다. 그림 1의 회로는 기본적으로 n 개의 단위 컨버터의 출력이 직렬 접속된 구조이다. 개별 컨버터는 기존의 다이오드 클램프형 멀티레벨 컨버터를 변형한 형태이다. 기존의 멀티레벨 컨버터 출력은 필터 커패시터의 양단 전원(+,-)이 직접 부하에 접속된다. 이러한 경우에 부하단락 사고가 발생하면 커패시터는 과다한 단락전류로 방전하게 되어 커패시터와 부하에 손상을 주게 된다. 또한 정상부하로 회복시 부하에 정격전압을 재인가 하려면 필터 커패시터가 충전되어야 하므로 시간 소모가 많아서 빈번한 부하단락이 발생하는 경우에는 전체 운전시간이 감소되어 실용적이지 못하다. 이러한 문제를 해결하기 위하여 직렬 연결된 구조를 갖는 기존의 멀티레벨 컨버터 출력 커패시터 각각에 스위치 $S_{o1} - S_{on}$ 를 직렬로 추가하였다. 그러면 스위치에 인가되는 전압은 각각 필터 커패시터 전압으로 제한되므로 고전압 직류 전압을 전압 스트레스 없이 용이하게 차단할 수 있다. 즉, 부하단락시 스위치 $S_{o1} - S_{on}$ 을 턴 오프하면 출력 필터커패시터의 방전을 막고 커패시터를 플로우팅 상태로 두게 된다. 부하가 정상적으로 회복되면 스위치 $S_{o1} - S_{on}$ 을 동시에 턴온함으로써 정격전압을 부하에 바로 재인가 가능하므로 전압 오버슈트 없이 부하전압의 상승이 최단시간 내에 이루어진다. 이렇게 함으로써 멀티레벨 컨버터의 특징을 충분히 활용하여 기존의 GTO 방식 전원장치가 갖는 단점 -여러개의 GTO를 직렬함에 따른 스위치 동기화의 어려움- 을 해결하면서 동일한 효과를 얻을 수 있다. 더군다나 GTO 방식의 전원장치에서는 GTO 사이리스터를 통하여 주전류가 흐르지만 제안한 방식에서는 커패시터 충전전 전류만 흐르므로 스위칭 소자의 전류정격도 최소화되는 장점이 있다.

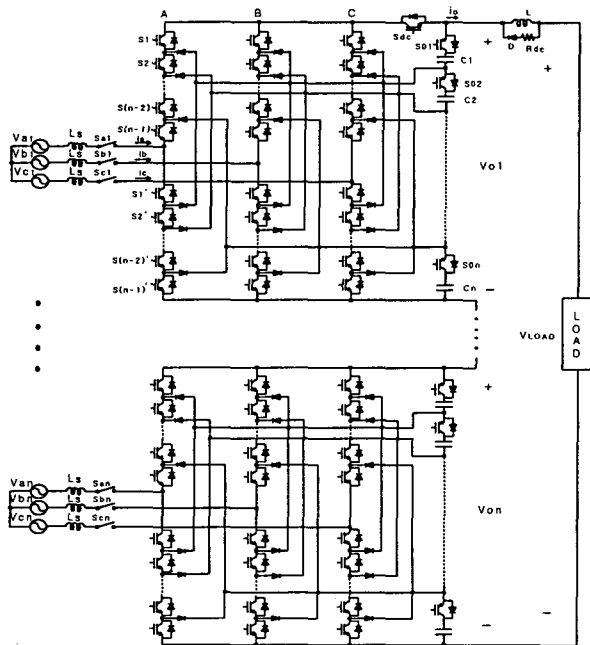


그림 1 제안한 방식의 직류전원장치 회로도
Fig. 1 Circuit diagram of the proposed DC power supply

교류입력단의 스위치 $S_a - S_c$ 는 SCR 사이리스터의 역병렬 접속으로 구성되며 정상동작 시에는 항상 온상태로 동작한다. 부하단락이 발생하면 출력 필터 커패시터의 차단과 더불어 교류 입력단의 차단도 필요하므로 $S_a - S_c$ 는 교류입력단 차단시 턴오프 된다. $S_a - S_c$ 는 자연소호(natural commutation)되므로 과전압이나 스위칭 손실이 전혀 없이 턴오프 되므로 신뢰성이 매우 높은 동작을 한다.

n 개의 단위 컨버터 각각은 독립적으로 동작가능 하므로 출력전압 정격에 따라 직렬연결 대수가 결정되며 각 컨버터를 모듈화하여 접속가능 하므로 확장이 용이하다는 특징이 있다.

2.2 부하단락시 동작모드

그림 2는 제안한 회로의 동작에 있어서 부하단락 사고가 발생하고 단락소멸시 부하에 정격전압이 재인가 되는 과정에서의 각 스위치 상태와 부하전압, 부하전류를 나타낸 것이다. 정상동작시 모든 주 스위치들은 PWM에 따라 스위칭을 하여 각 교류 입력전류는 전압과 동상을 유지하며 동작한다. 또한 모든 보조 스위치 ($S_a - S_c, S_o, S_d$)들은 온 상태를 유지한다.

그림 2의 $t = t_0$ 에서 부하가 단락되었다고 가정하면 부하전류 i_0 는 출력전압과 출력단에 직렬 접속되어 있는 인덕터 L 에 의해 전류상승 기울기가 결정되어 상승하기 시작한다. 부하단락 소멸후 출력전압이 재인가 될 때 까지를 별도로 나누어 설명하면 다음과 같다.

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

출력전압 $V_o (= V_{o1} + \dots + V_{on})$ 가 인덕터 L 에 인가되므로 출력 전류 i_0 는 식 (1)처럼 증가한다.

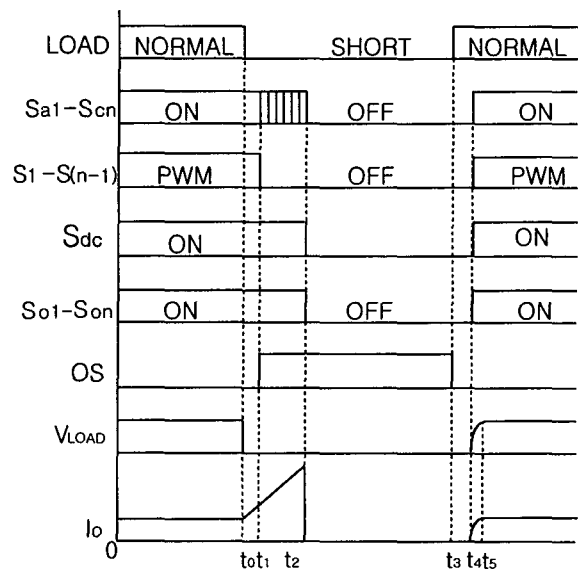


그림 2 부하 단락시 동작 모드
Fig. 2 Operating mode in a load short-circuit

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

$$V_o = V_{o1} + \dots + V_{on} \quad (2)$$

각 스위칭 소자들은 정상상태 동작과 동일한 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 하이(High)로 됨과 동시에 각 사이리스터 $S_a \sim S_c$ 에 인가되는 게이트 신호는 모두 오프되고 PWM 컨버터의 전력흐름의 방향은 반전된다. 즉, 컨버터는 회생모드로 동작하게 된다. 따라서 교류 입력전류의 방향이 반대로 되려고 함에 따라 전류의 크기가 신속히 '0'으로 감소하게 된다. 이 구간에서의 교류 입력 전류 i_a, i_b, i_c 는 다음 식과 같다.

$$i_{a1}(t) = i_{a1}(t_1) + \frac{1}{3L_s} \int_{t_1}^t (2v_{ac} - v_{bc} - 2V_{o1}) dt \quad (3)$$

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

$$i_{c1}(t) = i_{c1}(t_1) + \frac{1}{3L_s} \int_{t_1}^t (V_{o1} - v_{ac} - v_{bc}) dt \quad (5)$$

이 모드에서는 S_o 가 모두 온상태를 유지하므로 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 각 단위 컨버터의 3개의 교류 입력전류가 모두 '0'으로 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 $S_a \sim S_c$ 를 위한 게이트 신호를 오프해 두었기 때문이다. t_2 에서 S_o 를 턴오프 함으로써 i_o 는 0이 되고 인덕터에 저장되어 있던 에너지는 R_{dc} 를 통하여 방전한다. 이때의 방전전류는 다음과 같이 변한다.

$$i_{L1}(t) = i_{L1}(t_2) e^{-\frac{t-t_2}{\tau_1}}, \quad t_2 \leq t < t_3 \quad (7)$$

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 플로팅 상태를 유지한다.

4) $t_3 \leq t < t_4$

t_3 에서 부하의 단락상태가 소멸되었다고 가정한다. 즉, 부하는 정상상태로 회복된다. 그러면 부하에 직류전원을 다시 인가해야 하므로 임의의 시간 t_4 에서 $S_a \sim S_c, S_o, S_{dc}$ 스위치를 턴온 한다.

5) $t_4 \leq t < t_5$

t_4 에서 $S_a \sim S_c, S_o, S_{dc}$ 를 턴온하면 교류 입력측에서의 전력 전달이 다시 시작되며 부하전류는 다음과 같이 정상상태로 상승한다.

$$i_o(t) = \frac{V_o}{R_L}(1 - e^{-\frac{t}{\tau_2}}) \quad (8)$$

여기서 $V_o = V_{o1}(t_2) + V_{o2}(t_2) + \dots + V_{on}(t_2)$, $\tau_2 = \frac{L}{R_L}$ 이고 R_L 은 부하저항이다.

3. 부하단락시 입출력 차단특성

그림 1에서 볼 수 있듯이 제안한 방식은 단위 컨버터들의 직렬접속으로 이루어져 있으며 부하단락시 출력 직류전원을 부하로부터 차단할 때 각각의 단위 컨버터는 동시에 독립적으로 차단동작이 이루어지므로 차단특성은 하나의 단위 컨버터에 대하여 설명한다. 또한 각각의 멀티레벨 컨버터에 있어서 그림 2의 동작모드는 레벨수에 관계없이 일반적으로 성립하므로 2-레벨 컨버터로 축소하여 해석한다.

3.1 입력 차단 특성

그림 3은 교류 입력전류 파형을 나타낸다. 가령 부하단락이 영역 I ($60^\circ \leq \alpha t < 90^\circ$)에서 발생했다고 가정하면 이때 3상의 각 상전류는 회생동작 모드로 전환됨에 따라 전류의 방향을 반대로 하게 된다. 그런데 3상 전류 중에서 i_c 가 가장 작기 때문에 i_c 가 (-)에서 (+)방향으로 반전하면서 가장 먼저 '0'으로 감소된다. i_c 가 '0'이 되면 i_a 와 i_b 는 크기가 같고 방향이 반대인 전류가 되어 '0'으로 감소한다. 영역 II ($90^\circ \leq \alpha t < 120^\circ$)에서 부하단락이 발생하면 i 가 가장 먼저 '0'으로 감소하고 i_a 와 i_c 가 나중에 감소한다.

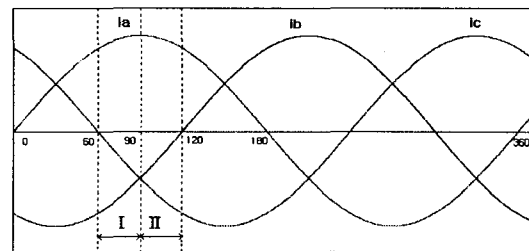


그림 3 교류 입력 전류의 기본파
Fig. 3 Fundamental component of the ac input currents

한 주기 동안 이러한 동작 패턴은 60° 간격으로 동일하게 발생하므로 (60° ≤ ωt < 120°) 구간만 해석하면 전체 특성을 알 수 있다.

a상 입력전류 i_a의 기본과 성분을 다음과 같이 둔다.

$$i_a(t) = \sqrt{2} I_a \sin(\omega t) \quad (9)$$

1) 60° ≤ ωt < 90°

이 구간에서는 3상 전류중 i_c가 가장 먼저 '0'으로 감소한다. i_c가 '0'으로 감소하는데 소요되는 시간은 식 (5)로부터 계산할 수 있으며 식 (5)에서

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

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

이다. i_c가 '0'으로 감소하자마자 i_a와 i_b의 크기는 같아지며 다음과 같이 된다.

$$i_a(t) = -i_b(t) = -i_b(t_{co}) + \frac{1}{2L_s} \int_{t_{co}}^t (V_{o1} - v_{ab}) dt \quad (12)$$

여기서, t_{co}는 i_c가 '0'으로 감소하는 시간을 의미한다. 식 (5)와 (12)로부터 i_a와 i_b 및 i_c가 '0'으로 감소하는데 소요되는 시간을 계산할 수 있으며 계산 결과는 그림 4와 같다. 그림 4는 전부하 조건에서 L_s의 변화에 대하여 부하 단락이 60° 에서 90° 사이에 임의의 시점에서 발생하는 경우를 나타낸 것이며, 이 때 교류 입력전압은 220V, 출력전압은 400V, 부하저항은 40Ω 이다.

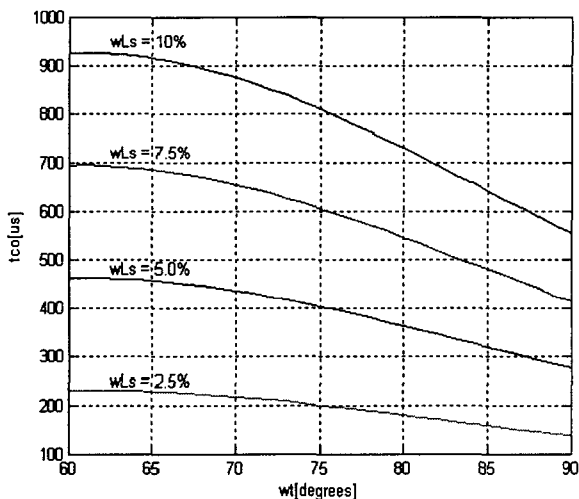


그림 4 i_a, i_b, i_c가 0으로 감소하는 시간 (60° ≤ ωt < 90°)
Fig. 4 Required time for i_a, i_b, i_c to be reduced to zero (60° ≤ ωt < 90°)

2) 90° ≤ ωt < 120°

이 구간에서는 i_b가 가장 먼저 '0'으로 감소한다. 앞의 60° ≤ ωt < 90° 구간에서와 동일한 방법으로 i_b가 먼저 '0'으로 감소하는 시간을 계산하고 다음 i_a와 i_c가 '0'으로 감소하는 시간을 계산하여 i_a, i_b, i_c가 모두 '0'으로 감소하는 시간을 나타내면 그림 5와 같다.

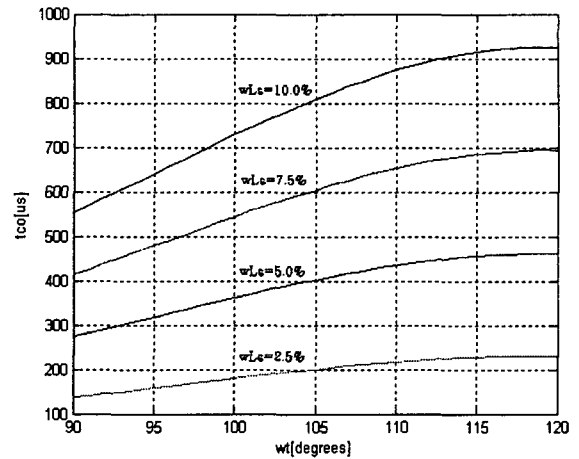
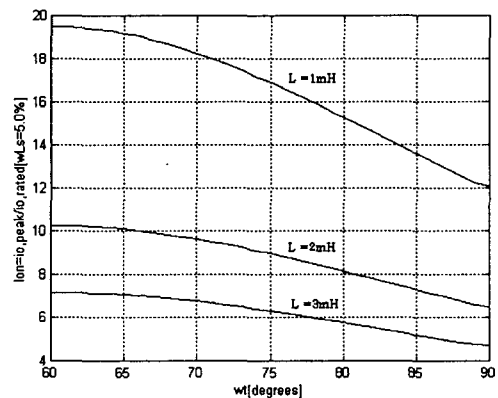


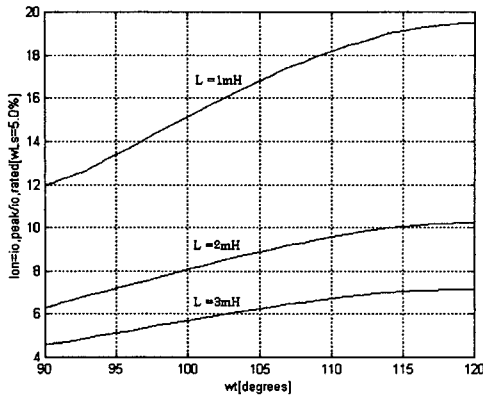
그림 5 i_a, i_b, i_c가 0으로 감소하는 시간 (90° ≤ ωt < 120°)
Fig. 5 Required time for i_a, i_b, i_c to be reduced to zero (90° ≤ ωt < 120°)

3.2 직류 출력전류

부하단락 사고 발생 후 직류 출력전류는 식 (6)과 같이 증가하기 시작한다. 출력전류는 i_a, i_b, i_c가 '0'이 되어 S_o가 오프되는 시점인 t₂까지 증가한다. S_o가 오프 되자마자 출력전류는 '0'으로 수렴하게 되고 L에 저장된 에너지는 인덕터 L- R_{dc}-다이오드로 구성되는 폐회로를 통하여 방전하게 된다. 그림 6은 단락구간에서의 직류 출력전류 피크값을 정규화 하여 나타낸 그림이다.



(a) (60° ≤ ωt < 90°)



(b) ($60^\circ \leq \omega t < 90^\circ$)

그림 6 부하 단락시 출력전류 피크값의 정규화
Fig. 6 Normalized peak output current in a load short circuit

4. 시뮬레이션 결과

부하단락 및 단락소멸시 제안한 방식의 동작특성을 확인하기 위하여 3절의 부하단락시 입력력 차단특성 해석에서와 동일한 조건으로 시뮬레이션 하였으며, 시뮬레이션시 사용한 파라미터는 다음과 같다. 선간전압=220V, $L_s=1.6mH$, $R_{ac}=100\Omega$, 출력 필터 커패시터 $C=2,200\mu F$, $L=2mH$, $V_o=100V$, 부하저항 $R_L=40\Omega$. 그림 7은 정상동작시 a상 상전압과 상전류 파형을 나타낸다. 각 상의 상전압과 상전류는 동상을 유지하며 역률이 1에 가깝게 제어되고 있음을 알 수 있다. 그림 8은 정상동작 중 임의의 시점에서 부하단락이 발생하였다가 약 7msec 후 단락이 소멸되어 정상으로 회복된 부하에 전원이 재인가 되는 경우의 각 상 입력전류와 출력전류를 나타낸다. 부하단락이 발생하면 각 상전류는 회생 모드도로 전환되어 급격히 '0'으로 감소하며, 이 과정에서 출력전류는 정격전류의 6배 정도 까지 상승하다가 모든 교류 입력전류가 '0'으로 될과 동시에 '0'으로 감소한다.

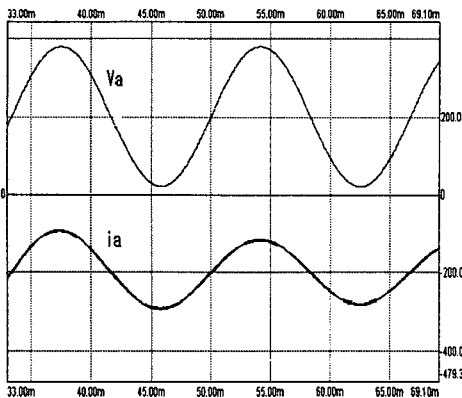


그림 7 정상 동작시 a상 상전압과 상전류
Fig. 7 a-phase voltage and current in normal operation

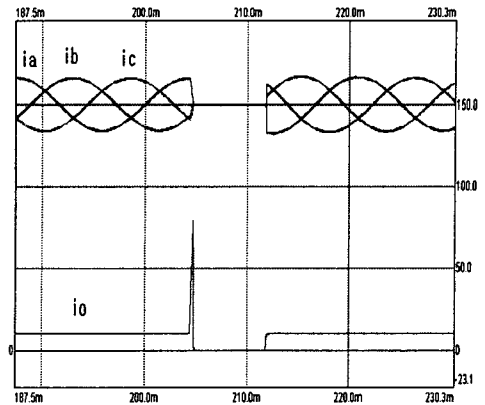


그림 8 부하 단락 및 단락소멸후 재인가시 ia, ib, ic, io 파형
Fig. 8 ia, ib, ic, and io in load short-circuit and reapplication of output power to load

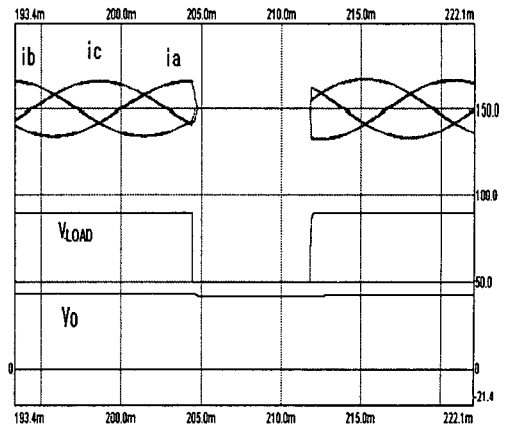


그림 9 부하단락 및 단락소멸후 재인가시 ia, ib,, ic 와 VLOAD, Vo 파형
Fig. 9 ia, ib,, ic, VLOAD, and Vc in load short-circuit and reapplication of output power to load

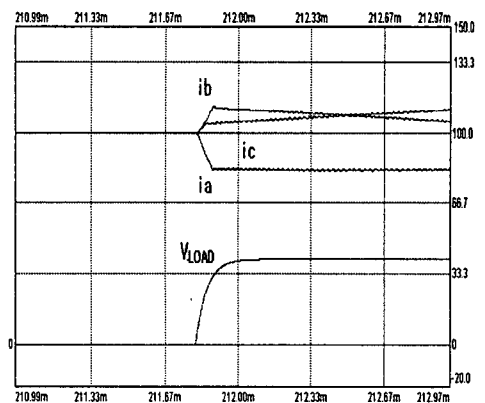


그림 10 부하에 출력전압 재 인가시 ia, ib, ic 와 VLOAD 파형
Fig. 10 ia, ib, ic, and VLOAD at the instant of output voltage reapplication to a load

그림 9는 부하단락시 각 상전압과 출력필터 커패시터 전압 V_c 및 부하전압 V_{LOAD} 를 나타낸다. 교류 입력전류를 '0'으로 감소시키기 위한 회생모드시 커패시터에서 약간의 방전이 이루어지고 난 후 그 상태를 그대로 유지하고 있음을 알 수 있다. 따라서 정상부하로 회복시 거의 정격 출력전압을 유지하고 있는 커패시터의 전압이 부하에 인가되므로 부하전압 확립이 최단시간 내에 이루어진다. 그림 10에 재인가 특성을 나타내었다.

5. 실험결과

제안한 방식에 대하여 실험적으로 그 타당성을 검증하기 위하여 4kW급 AC/DC 컨버터를 구성하여 시뮬레이션과 동일한 조건으로 실험하였다.

그림 11은 실험에 사용한 회로 구성도를 나타낸다. 그림 11에서 Sos 는 부하저항과 병렬로 접속된 IGBT를 나타내며 부하단락 상태를 만들 경우 턴온 한다. 제어부는 DSP (TMS320F241)를 사용하여 구성하였다.

그림 12와 13은 정상동작 상태에서의 a상 상전압과 상전류 및 a상 상전류와 컨버터의 a, b상 선간전압을 나타낸다. 상전압과 상전류는 거의 동상을 유지하며 폴 간 전압의 기본파는 상전압 보다 30° 정도 앞서는 것을 알 수 있다.

그림 14와 15는 부하단락 후 약 40msec 경과하여 단락소멸 후 정상으로 회복된 부하에 컨버터의 직류 출력전압을 재인가 하는 경우의 i_a , i_c , i_o 파형과, 출력 커패시터 전압 V_c 및 부하전압 V_{LOAD} 를 나타낸다. 시뮬레이션 결과와 유사하게 커패시터 전압이 약간 방전된 상태로 유지됨을 알 수 있으며, 이 유지된 전압이 부하전압의 신속한 확립을 가능하게 한다.

그림 16은 부하에 전압을 재인가 하는 과정에서 각 상전류와 부하전압의 변화를 상세하게 나타낸다.

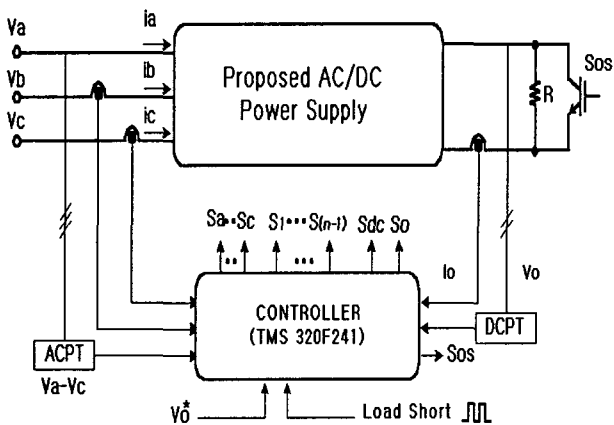


그림 11 실험회로 구성도
Fig. 11 Block diagram of experimental set up

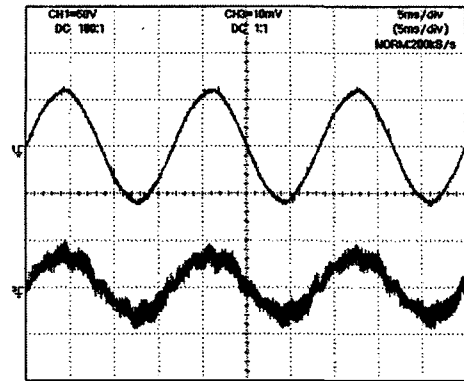


그림 12 정상상태에서의 a상 상전압 [150V/div] (상)과 상전류 [20A/div] (하)
Fig. 12 a-phase voltage [150V/div] (top) and current [20A/div] (bottom) in normal operation

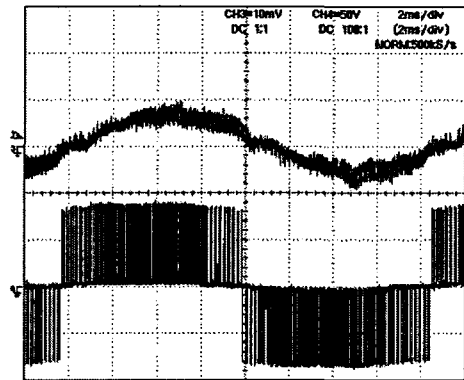


그림 13 a상 상전류 [20A/div] (상)와 컨버터 폴간전압 [250V/div] (하)
Fig. 13 a-phase current [20A/div] (top) and pole-to-pole voltage [250V/div] (bottom) of the converter

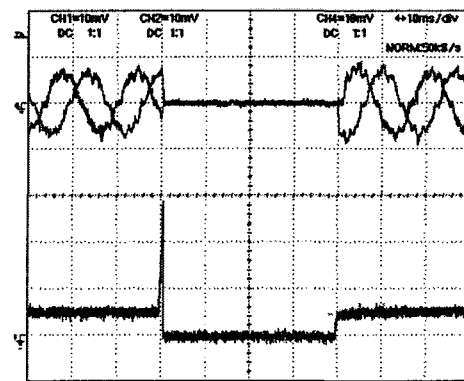


그림 14 부하단락 및 단락소멸후 재인가시 i_a , i_c (상), i_o (하) 파형 [20A/div]
Fig. 14 i_a , i_c (top) and i_o (bottom) [20A/div] in load short-circuit and reapplication of output power to load

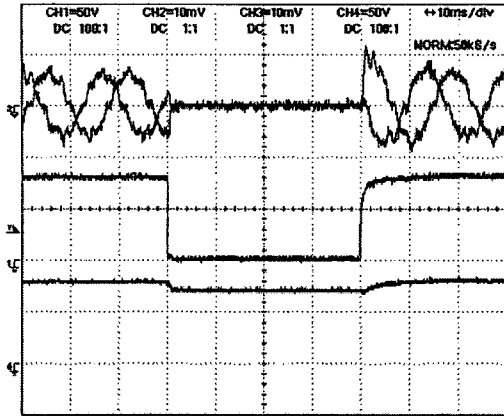


그림 15 부하단락 및 단락소멸후 재인가시 ia, ic [20A/div] (상), V_{LOAD} (중), Vo [250V/div] (하) 파형

Fig. 15 ia, ic [20A/div] (top), V_{LOAD} (middle), Vo [250V/div] (bottom) in load short-circuit and reapplication of output power to load

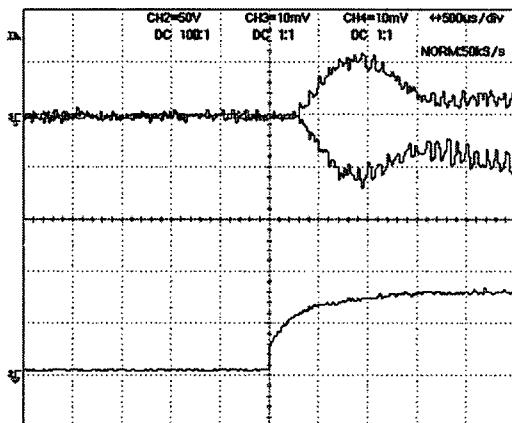


그림 16 부하에 출력전압 재 인가시 ia, ic [20A/div] (상) 와 V_{LOAD} [250V/div] (하) 파형

Fig. 16 ia, ic [20A/div] (top) and V_{LOAD} [250V/div] (bottom) at the instant of output voltage reapplication to a load

6. 결 론

본 논문에서는 부하단락이 자주 발생하고 단락상태가 수~수십 msec 이내에 소멸되어 정상상태로 회복되는 특성을 갖는 이온원과 같은 부하에 적합한 새로운 방식의 직류 전원장치를 제안하였다. 부하단락시 직류전원장치의 출력은 단락된 부하로부터 신속히 차단될 뿐만 아니라 출력단 필터 커패시터도 기존의 AC/DC 컨버터와는 달리 방전하지 않고 정격 출력전압과 유사한 전압을 유지한다. 따라서 부

하의 단락상태가 소멸된 후 정상부하에는 정격전압이 바로 재인가 되므로 전원장치의 출력은 마치 펄스모드와 유사하게 나타나며 부하운전 시간을 최대한으로 확보 가능하게 한다. 제안한 방식은 기존의 GTO 스위칭 방식이나 인버터 스위칭 방식에 비하여 역률이 높고, 구조가 간단하며 특히 승압용 변압기가 필요 없어서 대용량 시스템 구현에 유리한 장점이 있다. 더군다나 제안한 방식은 모듈화된 단위 컨버터들의 간단한 직렬접속에 의해 확장이 용이하므로 수십 kV급의 고전압 직류전원을 얻는데 유용하게 적용될 수 있을 것으로 기대된다.

감사의 글

이 논문은 2001학년도 부경대학교 기성회 학술연구 조성비에 의하여 연구되었음.

참 고 문 헌

- [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] Yukio Watanabe, Nagataka Seki, et al., "Acceleration power supply system for neutral beam injector using GTO", IPEC, pp. 808-819. 1983.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] 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.
- [8] 노의철, 김인동, "부하 단락이 빈번히 발생하는 경우에 적합한 교류-직류 전력 변환기", 대한전기학회 논문지, 48B권 7호 pp. 384-390, 1999.

저 자 소 개



안 종 수 (安鍾洙)

1976년 12월 6일생. 2002년 부경대 전기공학과 졸업. 현재 동 대학원 전기공학과 석사과정

Tel : 051-620-1439, Fax : 051-620-1425

E-mail : power_ajs@yahoo.co.kr



노 의 철 (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.

Tel : 051-620-1439, Fax : 051-620-1425

E-mail : nhoec@pknu.ac.kr



김 인 동 (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.

Tel : 051-620-1429, Fax : 051-620-1425

E-mail : idkim@pknu.ac.kr