



(19) 대한민국특허청(KR)
 (12) 등록특허공보(B1)

(51) Int. Cl.

H02M 3/28 (2006.01)

(45) 공고일자

2007년01월22일

(11) 등록번호

10-0671379

(24) 등록일자

2007년01월12일

(21) 출원번호 10-2005-0117865
 (22) 출원일자 2005년12월06일
 심사청구일자 2005년12월06일

(65) 공개번호 10-2006-0106614
 (43) 공개일자 2006년10월12일

(30) 우선권주장 11/102,429 2005년04월08일 미국(US)

(73) 특허권자 링컨 글로벌, 임크.
 미국 캘리포니아주 산타 페 스프링즈 마퀴트 애비뉴 14824(우:90670)

(72) 발명자 쿠켄 토드 이
 미국 오하이오 44118 유니버시티 에이치티에스. 그랜빌 로드 3842

스피어 테레사 치-레이 미아오
 미국 오하이오 44143 하이랜드 에이치티에스. 콜드스트림 로드6253

(74) 대리인 김태홍
 신정건

심사관 : 임창수

전체 청구항 수 : 총 12 항

(54) 아크 용접기 전원용 초퍼 출력 단

(57) 요약

DC 신호를 용접에 적합한 조정 신호로 변환하기 위한 복수개 컨버터 전력 회로들을 갖춘 인터리브된 다상의 스위칭 컨버터가 제공되는, 전기 아크 용접 또는 커팅 프로세스들을 위한 전원들이 개시되어 있다.

대표도

도 1

특허청구의 범위

청구항 1.

전기 아크 용접 또는 커팅 프로세스를 위한 3 단 전원으로서, 상기 전원은,

AC 입력 신호를 수신하고 제 1 DC 출력 신호를 제공하는 제 1 단;

상기 제 1 DC 출력 신호를 수신하기 위해 상기 제 1 단과 결합되며, 상기 제 1 DC 출력 신호를 제 2 DC 출력 신호로 변환하는 미조정 제 2 단;

상기 제 2 DC 출력 신호를 수신하기 위해 상기 제 2 단과 결합되며, 각각이 제어 입력을 갖춘 스위칭 장치를 가지고, 상기 제 2 DC 출력 신호를 용접에 적합한 조정 신호로 변환하기 위한 복수의 병렬 컨버터 전력 회로들을 구비하는 인터리브된 다상의 스위칭 컨버터를 구비하는 제 3 단; 및

상기 병렬 컨버터 전력 회로 각각에 대하여 상이한 위상 각도에서 제어 입력 신호를 발생시키기 위한 컨트롤러를 구비하는 3 단 전원.

청구항 2.

제 1 항에 있어서, 상기 인터리브된 다상의 스위칭 컨버터는 복수의 벽 컨버터(buck converter) 전력 회로들을 구비하는 다상의 벽 컨버터인 것인, 3 단 전원.

청구항 3.

청구항 3은(는) 설정등록료 납부시 포기되었습니다.

제 2 항에 있어서, 각 전력 회로의 상기 스위칭 장치는 상기 제 2 DC 출력 신호와 대응되는 벽 컨버터 전력 회로의 내부 노드 사이에 결합되고, 상기 벽 컨버터 전력 회로들은 개별적으로 상기 제 2 DC 출력 신호와 상기 벽 컨버터 전력 회로의 내부 노드 사이에 결합되어 있는 정류기, 및 상기 벽 컨버터 전력 회로의 내부 노드와 상기 조정 신호 사이에 결합되어 있는 인덕터를 구비하는 것인, 3 단 전원.

청구항 4.

제 1 항에 있어서, 상기 다상의 스위칭 컨버터는 N개(N은 1보다 큰 정수)의 컨버터 전력 회로들을 구비하고, 상기 위상 각도는 $360^\circ/N$ 인 것인, 3 단 전원.

청구항 5.

제 1 항에 있어서, 상기 컨버터 전력 회로들은 개별적으로 컨버터 전력 회로 리플 전류 정격(I_{pr})을 가지고, 상기 인터리브된 다상의 스위칭 컨버터는 상기 I_{pr}보다 작은 컨버터 리플 전류 정격(I_{cr})을 가지는 것인, 3 단 전원.

청구항 6.

제 1 항에 있어서, 상기 제 2 단은, 상기 제 1 DC 출력 신호를 수신하기 위해 상기 제 1 단과 결합되어 있는 입력을 가진 미조정의 DC-DC 컨버터, 상기 제 1 DC 출력 신호를 제 1의 내부 AC 신호로 변환하기 위한 스위치들의 네트워크, 상기 제 1 내부 AC 신호에 의해 구동되는 1차 권선 및 제 2 내부 AC 신호를 발생시키기 위한 2차 권선을 갖춘 절연 트랜스포머, 및 상기 제 2 내부 AC 신호를 제 2 DC 출력 신호로 변환하기 위해 상기 2차 권선에 결합되어 있는 정류기를 구비하는 것인, 3 단 전원.

청구항 7.

제 1 항에 있어서, 상기 개별 컨버터 전력 회로들은 인덕터를 더 구비하고, 상기 컨버터 전력 회로들 중 적어도 2개의 컨버터 전력 회로들의 상기 인덕터들은 공통 코어상에 통합적으로 권선되어 있는 것인, 3 단 전원.

청구항 8.

제 1 항, 제 2 항, 제 4 항, 제 5 항, 제 6 항, 및 제 7 항 중 어느 한 항에 있어서, 상기 인터리브된 다상의 스위칭 컨버터는 상기 제 2 DC 출력 신호를 수신하기 위해 병렬로 결합되어 있는 N개(N은 1보다 큰 정수)의 컨버터 전력 회로들을 구비하고, 상기 컨버터 전력 회로들은 개별적으로 컨버터 전력 회로의 최대 전류 정격(I_p)을 가지며, 상기 인터리브된 다상의 스위칭 컨버터는 약 $N \times I_p$ 의 컨버터 최대 전류 정격을 가지는 것인, 3 단 전원.

청구항 9.

청구항 9은(는) 설정등록료 납부시 포기되었습니다.

제 8 항에 있어서, 상기 제 3 단은 상기 인터리브된 다상의 스위칭 컨버터의 컨버터 전력 회로들의 수에 실질적으로 독립적인 전압을 가진 상기 조정 신호를 제공하는 것인, 3 단 전원.

청구항 10.

제 1 항, 제 2 항, 제 4 항, 제 5 항, 제 6 항, 및 제 7 항 중 어느 한 항에 있어서, 상기 제 3 단은 상기 인터리브된 다상의 스위칭 컨버터의 컨버터 전력 회로들의 수에 실질적으로 독립적인 전압을 가진 상기 조정 신호를 제공하는 것인, 3 단 전원.

청구항 11.

청구항 11은(는) 설정등록료 납부시 포기되었습니다.

제 1 항에 있어서, 상기 다상의 스위칭 컨버터는 N개(N은 1보다 큰 정수)의 컨버터 전력 회로들을 구비하고, 상기 위상 각도는 $360^\circ/N$ 이며, 상기 컨트롤러는 상기 제어 입력 신호들을 제공하여, 상기 인터리브된 다상의 스위칭 컨버터를, 대응되는 컨버터 스위칭 주기(T)를 가진 스위칭 주파수에서 동작시키며, 상기 컨버터 전력 회로들은 개별적으로 펄스폭 변조되어, 길이 시간(T)의 대응되는 전력 회로 부분 동안 상기 DC 신호로부터의 전력을 상기 조정 신호에 선택적으로 제공하며, 상기 전력 회로 부분들은, 상기 전력 회로 부분들 중 적어도 2개의 전력 회로 부분들이 시간적으로 중첩하여 상기 위상 각도만큼 위상 시프트되는 것인, 3 단 전원.

청구항 12.

전기 아크 용접 또는 커팅 프로세스를 위한 전원으로서, 상기 전원은,

DC 신호를 용접에 적합한 조정 신호로 변환하고, 각각이 제어 입력을 갖춘 스위칭 장치를 가지는 복수의 병렬 컨버터 전력 회로들을 구비하는 인터리브된 다상의 스위칭 컨버터; 및 각각의 상기 병렬 컨버터 전력 회로에 대하여 상이한 위상 각도에서 제어 입력 신호를 발생시키기 위한 컨트롤러를 구비하고,

상기 전력 회로들은, 상기 전력 회로들 중 적어도 2개의 전력 회로가 시간적으로 동작 중첩하여 서로에 대해 위상 시프트된 방식으로 동작되는 것인, 전원.

청구항 13.

청구항 13은(는) 설정등록료 납부시 포기되었습니다.

제 12 항에 있어서, 상기 다상의 스위칭 컨버터는 N개(N은 1보다 큰 정수)의 컨버터 전력 회로들을 구비하고, 상기 위상 각도는 $360^\circ/N$ 이며, 상기 컨트롤러는 상기 제어 입력 신호들을 제공하여, 상기 인터리브된 다상의 스위칭 컨버터를, 대응되는 컨버터 스위칭 주기(T)를 가진 스위칭 주파수에서 동작시키며, 상기 컨버터 전력 회로들은 개별적으로 펄스폭 변조되어, 길이 시간(T)의 대응되는 전력 회로 부분 동안 상기 DC 신호로부터의 전력을 상기 조정 신호에 선택적으로 제공하며, 상기 전력 회로 부분들은, 상기 전력 회로 부분들 중 적어도 2개의 전력 회로 부분들이 시간적으로 중첩하여 상기 위상 각도만큼 위상 시프트되는 것인, 전원.

청구항 14.

청구항 14은(는) 설정등록료 납부시 포기되었습니다.

제 12 항에 있어서, 상기 인터리브된 다상의 스위칭 컨버터는 복수개의 벡 컨버터 전력 회로들을 구비하는 다상의 벡 컨버터인 것인, 전원.

청구항 15.

청구항 15은(는) 설정등록료 납부시 포기되었습니다.

제 12 항에 있어서, 상기 다상의 스위칭 컨버터는 N개(N은 1보다 큰 정수)의 컨버터 전력 회로들을 구비하고, 상기 위상 각도는 $360^\circ/N$ 인 것인, 전원.

청구항 16.

청구항 16은(는) 설정등록료 납부시 포기되었습니다.

제 12 항에 있어서, 상기 컨버터 전력 회로들은 개별적으로 컨버터 전력 회로 리플 전류 정격(Ipr)을 가지고, 상기 인터리브된 다상의 스위칭 컨버터는 상기 Ipr보다 작은 컨버터 리플 전류 정격(Icr)을 가진 것인, 전원.

청구항 17.

청구항 17은(는) 설정등록료 납부시 포기되었습니다.

제 12 항에 있어서, 상기 개개의 컨버터 전력 회로들은 인덕터를 더 구비하고, 상기 컨버터 전력 회로들 중 적어도 2개의 컨버터 전력 회로들의 상기 인덕터들은 공통 코어상에 통합적으로 권선되어 있는 것인, 전원.

청구항 18.

청구항 18은(는) 설정등록료 납부시 포기되었습니다.

제 12 항에 있어서, 상기 인터리브된 다상의 스위칭 컨버터는 상기 DC 신호를 수신하기 위해 병렬로 결합되어 있는 N개(N은 1보다 큰 정수)의 컨버터 전력 회로들을 구비하고, 상기 컨버터 전력 회로들은 개별적으로 컨버터 전력 회로의 최대 전류 정격(Ip)을 가지며, 상기 인터리브된 다상의 스위칭 컨버터는 약 $N \times I_p$ 의 컨버터 최대 전류 정격을 가진 것인, 전원.

청구항 19.

청구항 19은(는) 설정등록료 납부시 포기되었습니다.

제 12 항에 있어서, 상기 인터리브된 다상의 스위칭 컨버터는 컨버터 전력 회로들 수에 실질적으로 독립하는 전압을 가지는 상기 조정 신호를 제공하는 것인, 전원.

청구항 20.

전기 아크 용접 또는 커팅 프로세스를 위한 3 단 전원으로서, 상기 전원은,

AC 입력 신호를 수신하고 제 1 DC 출력 신호를 제공하는 제 1 단;

상기 제 1 DC 출력 신호를 제 2 DC 출력 신호로 변환하기 위해 상기 제 1 단과 결합되어 있는 제 2 단;

상기 제 2 DC 출력 신호를 용접에 적합한 조정 신호로 변환하기 위해 상기 제 2 단과 결합되어 있으며, 제어 입력을 갖춘 스위칭 장치 및 인덕터를 개별적으로 구비하는 복수개의 컨버터 전력 회로들을 구비하는 인터리브된 다상의 스위칭 컨버터를 구비하는 제 3 단으로서, 상기 인덕터들 중 적어도 2개의 인덕터들은 공통 코어상에 권선되어 있는 것인, 상기 제 3 단; 및

각각의 상기 컨버터 전력 회로에 대하여 상이한 위상 각도에서 제어 입력 신호를 발생시키기 위한 컨트롤러를 구비하는 3 단 전원.

청구항 21.

청구항 21은(는) 설정등록료 납부시 포기되었습니다.

제 20 항에 있어서, 상기 인터리브된 다상의 스위칭 컨버터는 다상의 벡 컨버터이고, 상기 컨버터 전력 회로들은 벡 컨버터 전력 회로들인 것인, 3 단 전원.

청구항 22.

청구항 22은(는) 설정등록료 납부시 포기되었습니다.

제 21 항에 있어서, 각 전력 회로의 상기 스위칭 장치는 상기 제 2 DC 출력 신호와 대응되는 컨버터 전력 회로의 내부 노드 사이에 결합되고, 상기 컨버터 전력 회로들은 개별적으로, 상기 제 2 DC 출력 신호와 상기 컨버터 전력 회로의 내부 노드 사이에 결합되어 있는 정류기, 및 상기 컨버터 전력 회로의 내부 노드와 상기 조정 신호 사이에 결합되어 있는 인덕터를 구비하는 것인, 3 단 전원.

청구항 23.

청구항 23은(는) 설정등록료 납부시 포기되었습니다.

제 20 항에 있어서, 상기 인터리브된 다상의 스위칭 컨버터는 N개(N은 1보다 큰 정수)의 컨버터 전력 회로들을 구비하고, 상기 위상 각도는 $360^\circ/N$ 인 것인, 3 단 전원.

청구항 24.

청구항 24은(는) 설정등록료 납부시 포기되었습니다.

제 20 항에 있어서, 상기 컨버터 전력 회로들은 개별적으로 컨버터 전력 회로 리플 전류 정격(Ipr)을 가지고, 상기 인터리브된 다상의 스위칭 컨버터는 상기 Ipr보다 작은 컨버터 리플 전류 정격(Icr)을 가진 것인, 3 단 전원.

청구항 25.

청구항 25은(는) 설정등록료 납부시 포기되었습니다.

제 20 항에 있어서, 상기 전력 회로들은, 상기 전력 회로들 중 적어도 2개의 전력 회로들이 시간적으로 동작 중첩하여 서로에 대해 위상 시프트된 방식으로 동작되는 것인, 3 단 전원.

청구항 26.

청구항 26은(는) 설정등록료 납부시 포기되었습니다.

제 20 항, 제 21 항, 제 23 항, 제 24 항, 및 제 25 항 중 어느 한 항에 있어서, 상기 인터리브된 다상의 스위칭 컨버터는 상기 제 2 DC 출력 신호를 수신하기 위해 병렬로 결합되어 있는 N개(N은 1보다 큰 정수)의 컨버터 전력 회로들을 구비하고, 상기 컨버터 전력 회로들은 개별적으로 컨버터 전력 회로의 최대 전류 정격(I_p)을 가지며, 상기 인터리브된 다상의 스위칭 컨버터는 약 $N \times I_p$ 의 컨버터 최대 전류 정격을 가진 것인, 3 단 전원.

청구항 27.

전기 아크 용접 또는 커팅 프로세스를 위한 전원으로서, 상기 전원은,

DC 신호를 용접에 적합한 조정 신호로 변환하기 위한, 각각이 제어 입력을 갖춘 스위칭 장치를 가진 복수개의 병렬 컨버터 전력 회로들을 구비하는 인터리브된 다상의 스위칭 컨버터; 및 각각의 상기 병렬 컨버터 전력 회로에 대한 제어 입력 신호를 발생시키기 위한 컨트롤러를 구비하고, 상기 전력 회로들은, 상기 전력 회로들 중 적어도 2개의 전력 회로들이 시간적으로 중첩하여 동작되는 것인, 전원.

청구항 28.

청구항 28은(는) 설정등록료 납부시 포기되었습니다.

제 27 항에 있어서, 상기 인터리브된 다상의 스위칭 컨버터는 복수개의 벽 컨버터 전력 회로들을 구비하는 다상의 벽 컨버터인 것인, 전원.

청구항 29.

청구항 29은(는) 설정등록료 납부시 포기되었습니다.

제 27 항에 있어서, 상기 다상의 스위칭 컨버터는 N개(N은 1보다 큰 정수)의 컨버터 전력 회로들을 구비하고, 상기 위상 각도는 $360^\circ/N$ 인 것인, 전원.

청구항 30.

청구항 30은(는) 설정등록료 납부시 포기되었습니다.

제 27 항에 있어서, 상기 인터리브된 다상의 스위칭 컨버터는 상기 DC 신호를 수신하기 위해 병렬로 결합되어 있는 N개(N은 1보다 큰 정수)의 컨버터 전력 회로들을 구비하고, 상기 컨버터 전력 회로들은 개별적으로 컨버터 전력 회로의 최대 전류 정격(I_p)을 가지며, 상기 인터리브된 다상의 스위칭 컨버터는 약 $N \times I_p$ 의 컨버터 최대 전류 정격을 가진 것인, 전원.

청구항 31.

청구항 31은(는) 설정등록료 납부시 포기되었습니다.

제 27 항에 있어서, 상기 인터리브된 다상의 스위칭 컨버터는 컨버터 전력 회로들의 수에 실질적으로 독립적인 전압을 가진 상기 조정 신호를 제공하는 것인, 전원.

청구항 32.

전기 아크 용접 또는 커팅 프로세스를 위한 전원으로서, 상기 전원은,

DC 신호를 용접에 적합한 조정 신호로 변환하도록 적응되어 있으며, 복수의 N개(N은 1보다 큰 정수)의 병렬 컨버터 전력 회로들을 구비하는 인터리브된 다상의 스위칭 컨버터로서, 상기 조정 신호는, 각각이 제어 입력을 가지는 스위칭 소자를 가지는 컨버터 전력 회로들 수(N)에 실질적으로 독립적인 전압을 가지는 것인, 상기 인터리브된 다상의 스위칭 컨버터; 및 각각의 상기 병렬 컨버터 전력 회로에 대하여 상이한 위상 각도에서 제어 입력 신호를 발생시키기 위한 컨트롤러를 구비하는 전원.

청구항 33.

청구항 33은(는) 설정등록료 납부시 포기되었습니다.

제 32 항에 있어서, 상기 위상 각도는 $360^\circ/N$ 이고, 상기 컨트롤러는 상기 제어 입력 신호들을 제공하여, 상기 인터리브된 다상의 스위칭 컨버터를, 대응되는 컨버터 스위칭 주기(T)를 가진 스위칭 주파수에서 동작시키며,

상기 컨버터 전력 회로들은 개별적으로 펄스폭 변조되어, 길이 시간(T)의 대응되는 전력 회로 부분 동안 상기 DC 신호로부터의 전력을 상기 조정 신호에 선택적으로 제공하며,

상기 전력 회로 부분들은, 상기 전력 회로 부분들 중 적어도 2개의 전력 회로 부분이 시간적으로 중첩하여 상기 위상 각도 만큼 위상 시프트되는 것인, 전원.

청구항 34.

청구항 34은(는) 설정등록료 납부시 포기되었습니다.

제 32 항에 있어서, 상기 인터리브된 다상의 스위칭 컨버터는 복수개의 벽 컨버터 전력 회로들을 구비하는 다상의 벽 컨버터인 것인, 전원.

청구항 35.

청구항 35은(는) 설정등록료 납부시 포기되었습니다.

제 27 항 또는 제 32 항에 있어서, 상기 컨버터 전력 회로들은 개별적으로 컨버터 전력 회로 리플 전류 정격(Ipr)을 가지고, 상기 인터리브된 다상의 스위칭 컨버터는 상기 Ipr보다 작은 컨버터 리플 전류 정격(Icr)을 가진 것인, 전원.

청구항 36.

청구항 36은(는) 설정등록료 납부시 포기되었습니다.

제 27 항 또는 제 32 항에 있어서, 상기 개개의 컨버터 전력 회로들은 인덕터를 더 구비하고, 상기 컨버터 전력 회로들 중 적어도 2개의 컨버터 전력 회로들의 상기 인덕터들은 공통 코어 상에 통합적으로 권선되어 있는 것인, 전원.

청구항 37.

청구항 37은(는) 설정등록료 납부시 포기되었습니다.

제 32 항에 있어서, 상기 컨버터 전력 회로들은 개별적으로 컨버터 전력 회로의 최대 전류 정격(Ip)을 가지고, 상기 인터리브된 다상의 스위칭 컨버터는 약 $N \times I_p$ 의 컨버터 최대 전류 정격을 가진 것인, 전원.

명세서

발명의 상세한 설명

발명의 목적

발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술

본 발명은 일반적으로 용접 및 플라즈마 커팅 장비용 전원에 관한 것으로서, 좀더 구체적으로는, 용접 또는 커팅 시스템들을 위한 3 단 전원에서의 인터리브된 다상의 초퍼 출력 단에 관한 것이다.

(참조에 의한 통합)

다음의 특허들 및 특허출원들과 다른 문서들: Calkin 3,737,755; Fletcher 3,984,799; Karadsheh 4,433,370; Ogawa 4,748,397; Parsley 5,008,795; Smolenski 5,019,952; Blankenship 5,278,390; Thommes 5,601,741; Baker 5,864,116; Moriguchi 5,926,381; Kooken 5,991,169; Vogel 5,991,180; Reynolds 6,051,804; Moriguchi 6,069,811; Church 6,177,645; Moriguchi 6,278,080; Reynolds 6,300,589; Church 6,504,132; Boylan 6,618,274; Hoverson 6,723,957; 2004년 7월 13일에 "POWER SOURCE FOR ELECTRIC ARC WELDING"이라는 명칭으로 출원된 Daniel의 미국 특허출원 제 10/889,866호; Cho의 "Novel Zero-Voltage-Transition PWM Multiphase Converters", IEEE transactions on power electronics, Vol. 13, No. 1, January 1998; Schuellein의 "Multiphase Converter Bucks Power", EE Times, September 11, 2000; Huang의 "A Scalable Multiphase Buck Converter with Average Current Share Bus", International Rectifier publication as presented at APEC 03; Czogalla의 "Automotive Application of Multi-Phase Coupled-Inductor DC-DC Converter", IAS 2003; Wong의 "Performance Improvements of Interleaving VRMs with Coupling Inductors", IEEE transactions on power electronics, Vol. 16, No. 4, July 2001; Zumel의 "Magnetic Integration for Interleaved Converters", IEEE 2003; Dixon의 "Coupled Filter Inductors in Multi-Output Buck Regulators", Unitrode, Texas Instruments, 2003; Shortt의 "A 600 Watt Four Stage Phase-Shifted-Parallel DC-TO-DC Converter", Naval Research Laboratory Space Systems Technology Division, 1985; 및 Ridley의 "The incredible Shrinking (Unregulated) Power Supply"가 배경 정보로서의 참조로써 여기에 통합되어 있다.

(발명의 배경)

용접 전원들은 대개, AC 입력 신호를 DC 신호로 변환하는 제 1 단 및 DC 신호를 용접용 신호로 변환하는 최종적인 조정 출력 단을 포함한다. "용접"이라는 용어는 "플라즈마 커팅"을 포함하는데, 이 경우, 용접 또는 커팅 프로세스를 입력 전력으로부터 절연시키는 것이 바람직할 수 있다. Vogel의 5,991,180은 용접 조정(welding regulation) 이후에 배치되어 용접 동작을 직접적으로 구동하는 출력 절연 트랜스포머를 가진 초퍼를 논의하는데, 이 경우, 초퍼 네트워크는 소정의 조정된 출력 용접 전류를 발생시키고 출력 단에 절연이 제공된다. Thommes의 5,601,741은 조정된 용접 출력 신호를 발생시키는 PWM(pulse width modulated) 인버터를 구동하는 부스트 컨버터(boost converter)를 개시하는데, 이 경우, Vogel 및 Thommes 모두의 제 2 단들은 선행-레귤레이터(pre-regulator)로부터의 전력 팩터 제어형 전류를 용접 동작에 직접적으로 공급하도록 조정된다. 조정된 출력 인버터가 입력 부스트 컨버터 또는 정류기의 DC 출력에 의해 구동되어 절연(isolation)을 위해 사용되는 출력 트랜스포머에 용접에 적합한 전류를 발생시키는 용접 전원들이 Moriguchi의 5,926,381, Moriguchi의 6,278,080, 및 Moriguchi의 6,069,811에 개시되어 있는데, 이 경우, 트랜스포머의 2차 출력이 용접 동작에 사용된다. 상기 특허들에는, 본 발명을 실시하기 위한 신규 전원에서 사용되는 3 단 토클로지가 존재하지 않는다. 본 발명의 양수인에게 양도된 Daniel의 미국 특허출원 제 10/889,866호는, 제 1 단이 AC 전력을 제 1 DC 출력 신호로 변환하고, 제 2 단이 제 1 DC 출력 신호를 제 2 DC 출력 신호로 변환하며, 제 3 단이 제 2 DC 출력 신호를 용접을 위한 프로세스 출력으로 변환하는, 용접을 위한 3 단 전원 아키텍처를 설명하는데, 여기에서, 제 2 단은 조정되지 않는다. Daniel의 특허출원은 배경 정보로서의 참조로써 여기에 통합되어 있으며 종래 기술이 아니다. Daniel의 3 단 용접기는, 흔히 그렇듯이, 조정된 제 1 단 및, 용접 신호가 실제 용접 프로세스로부터의 피드백에 의해 판정되는 용접의 조정된 출력 단을 가진다. 이 또한 일반적이지만, Daniel의 신규한 사양은 조정된 제 1 단과 출력 단간의 절연의 미조정 중간 단인데, 여기에서, 출력 단은 피드백에 의해 조정되어 용접에 적합한 신호를 발생시킨다.

배경 기술과 관련하여, Boylan의 6,618,274는 동기 정류기를 개시하고, Calkin의 3,737,755는, 고정된 조정 전류가 미조정 인버터로 다이렉션되어 비가변의 출력 DC 신호를 제공하는, 저전력 사용을 위한 DC/DC 컨버터를 개시한다. Boylan의 6,618,274 및 Calkin의 3,737,755에서의 일반적인 배경 기술은, 입력 DC 신호의 레벨을 제어하는 것에 의해 임의의 출력 조정이 인버터 이전에 수행되는 동기 정류기를 나타내기 위해 여기에 참조로써 통합되어 있는데, 이들 특허들 중 어떤 것도 용접용 전원과는 무관하며, 동기 정류 장치들 및 미조정 인버터들과 같은, 일반적인 기술 개념들로서의 참조로써 여기

에 통합되어 있을 뿐이다. Smolenski의 5,019,952는 컨버터로의 전류 흐름에 최소한의 고조파 왜곡을 부여하기 위한 비-용접의 2 단 AC-DC 컨버터를 나타낸다. 용접 상황들과 달리, Smolenski 5,019,952에서의 부하는 불변이며 조정을 요하지 않는데, 이 특허는 일반적인 기술을 본 발명에 관한 배경 정보로서 보여주기 위한 참조로써 포함되어 있다.

스위칭 컨버터들은 대개 소정 용접 과정에 따른 출력 용접 전류를 발생시키기 위한 최종적인 출력 단으로서 이용되는데, 용접 프로세스는 진행 전극과 용접되고 있는 시료간에 용접 아크를 발생시키기 위해 DC 또는 AC 전류 과정들을 요할 수 있다. 이러한 컨버터들은 통상적으로, 예를 들어, Blankenship의 5,278,390에서 논의된 바와 같이, 스위치들이 고주파수에서 동작하여 용접 프로세스를 위한 소정 과정 또는 전류 레벨을 발생시키는 PWM 설계들이다. 현대의 아크 용접기들에서, 최종적인 컨버터 단은 대개, Ohio주, Cleveland의 The Lincoln Electric Company에 의해 개척된 "파형 제어 기술 (waveform control technology)"을 이용하는데, 이 경우, 용접기 출력은 일반적으로 가정 레벨들 이상의 주파수를 가진 일련의 짧은 펄스들을 사용해 발생되고 짧은 펄스들의 그룹은 파형 발생기에 의해 제어되는 파형 또는 프로파일을 가진다. Kooken의 5,991,169 및 Church의 6,504,132에 개시된 바와 같이, 용접 출력 전류는 출력 초퍼 또는 벽 컨버터(buck converter)에 의해 조정될 수 있는데, 절연은 인버터 단의 출력이나 입력 부스트 컨버터의 출력에 트랜스포머를 사용해 실현된다.

발명이 이루고자 하는 기술적 과제

벽, 부스트, 또는 다른 유형의 DC-DC 컨버터들과 같은, 스위칭 컨버터들은 비-용접 맥락에서 개발되었고, 이들은 DC 전력을 입력하고 DC 출력을 제공하기 위한 2 이상의 컨버터 위상들(converter phases) 또는 셀들을 포함한다. 이러한 컨버터들을 때로는, 예를 들어, Fletcher의 3,984,799 및 Ogawa의 4,748,397에 개시되어 있는, 다상 컨버터들(multiphase converters)이라고 한다. Huang의 "A Scalable Multiphase Buck Converter with Average Current Share Bus" 및 Schuellein의 "Multiphase Converter Bucks Power"는 향상된 마이크로프로세서 애플리케이션들을 목표로 하는 스케일러블 다상 컨버터들을 설명한다. Cho의 "Novel Zero-Voltage-Transition PWM Multiphase Converters"는 스위칭 손실들을 감소시키기 위해 단일 보조 ZVS(zero-voltage switching) 회로를 갖춘 2-상 및 3-상 DC-DC 컨버터들을 예시한다. 다상 컨버터들은, Karadsheh의 4,433,370 및 Czogalla의 "Automotive Application of Multi-Phase-Coupled-Inductor DC-DC Converter"에서 논의된 바와 같이, 자동차용 애플리케이션들에도 이용되어 왔는데, Czogalla는 개개 위상들의 인덕터들을 공통 코어에서 다같이 결합시키는 것을 논의한다. Wong의 "Performance Improvements of Interleaving VRMs with Coupling Inductors"; Zumel의 "Magnetic Integration for Interleaved Converters"; 및 Dixon의 "Coupled Filter Inductors in Multi-Output Buck Regulators"에도, 다상의 인터리브된 레귤레이터 모듈들 및 컨버터들에서의 결합된 인덕터들이 설명되어 있다. 이들 참조들은 여기에 배경 정보로서의 참조로써 포함되어 있으며, 3 단 전원에서의 다상 컨버터들의 사용을 가르치지는 않는다. 본 발명의 양수인에게 양도된 Baker의 5,864,116은 용접용 인덕터들이 결합되어 있는 2-상의 다운 초퍼(two-phase down chopper)를 나타낸다. Reynolds의 6,051,804 및 Reynolds의 6,300,589는 전압 소스로부터의 전력을 부하에 제공하는 듀얼 초퍼들을 가진 플라즈마 커팅 전원을 예시하는데, 이 경우, 개방 회로 출력 전압은 대략적으로 부하 출력 전압의 2배이다. 그러나, Baker의 특허도 Reynolds의 특허도 3 단 용접 전원에서의 다상 출력 단들을 가르치지는 않는다.

용접 시스템들에서, 용접 전원의 전력 효율성은 중요한 설계 파라미터인데, 이 경우, 효율성이 낮은 전원들은 과도한 열을 발생시키며, 대체적으로, 효율적인 소스들에 비해 좀더 큰 부피를 차지한다. 일반적으로, 효율성을 증가시키기 위해서는 용접기 전원의 컴포넌트들에서의 전기적 스위칭 및 전도 손실들을 감소시키거나 최소화하는 것이 바람직하다. 또한, 커패시터들 및 다른 컴포넌트들에 대한 전기 스트레스를 최소화하기 위해서 뿐만 아니라 용접 동작의 품질을 향상시키기 위해서는 전원에서의 리플 전류들을 최소화하는 것이 바람직하다. 또 다른 설계 목표는 빠른 과도 응답 또는 임펄스 응답(예를 들어, 높은 슬루 레이트(high slew rate))인데, 이 경우에는, 파형 제어를 위한 상이한 출력 신호 레벨들 사이에서 빠르게 전이할 수 있으며, 특히 용접 아크 조건들이 빠르게 변할 수 있는 단락-회로 용접 및 다른 애플리케이션들을 위해, 변하는 부하 조건들에 빠르게 적응할 수 있는 용접기 전원을 제공하는 것이 바람직하다. 이러한 관점에서, 용접 전원들은 통상적으로, 부하 변동들이 작은 대부분의 전원 설계들과는 아주 상이한 동작 요구 사항들을 가진다. 또한, 용접 전원들은 대부분, 빠른 부하 전이들 동안에 출력 신호 레벨들 및 내부 DC 전압들을 소정 범위들 또는 제한들내로 유지하기 위해 대형 필터 커패시터들 및/또는 직렬 인덕터들 또는 초크들을 포함하는데, 스위칭 컨버터 제어들이 대역폭 제한되면, 이러한 필터링 또는 평활화 컴포넌트들에 대한 필요성은 더 커진다.

따라서, 용접 전원들의 향상에서는, 대형 필터링 컴포넌트들에 대한 필요를 약화시키거나 방지함으로써 소스의 과도 응답을 향상시키기 위해, 최종 출력 단의 동작 대역폭을 증가시키는 것이 바람직하다. 필터링이 적을수록 슬루 레이트들의 향상이 용이해지기는 하지만, 감소된 출력 필터링은 더 높은 리플 전류들 및 전압들을 초래할 수 있다. 또한, 스위칭 손실들은 일반적으로, 스위칭 컨버터 동작 주파수가 증가됨에 따라 증가한다. 단순하게 출력 초퍼 단의 스위칭 속도를 증가시키는 것은 발생되는 추가 열 및/또는, 팬들, 히트 싱크들(heat sinks) 등과 같은, 추가적이거나 더 커진 열 제거 장치들을 수

용하기 위해 더 큰 스위칭 장치들을 요할 것이므로, 그에 의해, 용접 시스템의 컴포넌트 총 수, 사이즈, 및 비용이 증가하고 시스템 전력 효율성이 악화된다. 가능한 일 접근 방법은, 출력 초퍼 단의 전력 트랜지스터들 및 다른 컴포넌트들에 소위 소프트-스위칭 기술들을 이용해 스위칭 손실들의 양을 감소시키고 전자파나 라디오 주파수 간섭(EMI, RFI)의 양도 감소시키면서, 컨버터 대역폭 또는 스위칭 주파수를 증가시키는 것이다. 그러나, 소프트 스위칭을 사용하는 것은 추가적인 보조 컴포넌트들을 요하고, 초퍼 효율성을 감소시키며, 보조 인덕터들 및 정류기들에는 고전류들이 가해진다. 따라서, 시스템 비용 및 효율성에 심각한 영향을 미치지 않으면서, 그에 의해 양호한 과도 응답이 실현될 수 있는 높은 대역폭의 스위칭 컨버터 출력 단들을 가진 향상된 용접기 전원들에 대한 필요성이 존재한다.

이제는, 본 발명에 대한 기본적인 이해를 돋기 위해, 본 발명의 하나 이상의 태양들에 대한 요약이 제시되는데, 이 요약은 본 발명에 대한 포괄적인 개요가 아니며, 본 발명의 소정 요소들을 식별하거나 본 발명의 범위를 기술하기 위한 것도 아니다. 오히려, 이 요약의 주된 목적은, 다음에 제시되는 좀더 상세한 설명 이전에, 본 발명의 일부 개념들을 간략한 형태로 제시하는 것이다. 본 발명은, 인터리브된 다상의 스위칭 컨버터가, 중간의 미조정 DC-DC 컨버터를 갖춘 신규한 개념의 전원에서 조정된 최종 단으로서 이용되는 향상된 용접기 전원들에 관한 것이다. 인터리브된 다상의 컨버터는 용접, 즉, 플라즈마 커팅에도 적합한 조정 신호들을 제공하고, 등가의 단상 컨버터들에서는 실행 불가능한 스위칭 주파수들에서 동작할 수 있으므로, 시스템 효율성을 심각하게 열화시키지 않으면서 그리고 시스템 비용을 부당하게 증가시키지 않으면서, 더 높은 출력 단 대역폭의 이점들을 실현할 수 있다. 이런 관점에서, 고속 출력 초퍼에서의 다상들 또는 전력 회로들의 사용은 감소된 리플 전류 레벨들을 초래함으로써, 출력 초크들 또는 인덕터들의 사이즈 및 값들이 감소될 수 있다. 이러한 인덕터 사이즈 감소는 단상 컨버터들에서 발견되는 더 큰 초크들 대신에 보드 탐재형 초크들의 사용을 용이하게 하고, 감소된 인덕턴스 값들은 출력 단의 동적인 과도 응답을 향상시킨다. 또한, 개개의 병렬 전력 회로들이, 소정 전원 설계에서의 전력 회로들의 수가 소정 컨버터 전류 출력에 의해 판정되는 소정의 최대 전류 정격을 위해 설계될 수 있으므로, 상이한 수의 모듈식 초퍼 전력 회로들을 사용해 상이한 용접 또는 플라즈마 커팅 시스템들이 설계될 수 있다. 또한, 개개 전력 회로들에 의해 제공되는 전류들이 비교적 낮으므로, 향상된 용접 기술들에 대해 잠재적으로 무제한의 대역폭을 제공하면서, 고효율 및 낮은 컴포넌트 전류 스트레스들이 실현될 수 있다.

발명의 구성

본 발명의 하나 이상의 태양들에 따르면, 인터리브된 다상의 스위칭 컨버터를 포함하는 제 3 단을 갖춘 신규한 3 단 아크 용접 또는 커팅 전원이 제공된다. 이런 식으로, 제 1 단은 AC 입력 신호를 수신해 제 1 DC 출력 신호를 제공하고, 제 2 단은 제 1 DC 출력 신호를 수신해 제 1 DC 출력 신호를 제 2 DC 출력 신호로 변환하기 위해 결합되어 있는 미조정 컨버터이다. 전원의 제 3 단은 제 2 DC 출력 신호를 수신하고, 용접 또는 커팅 프로세스에 적합한 신호를 제공하기 위해 제 2 DC 출력 신호를 변환하는 복수개의 컨버터 전력 회로들을 포함한다. 제 3 단 컨버터 전력 회로들은 용접물과 신규한 미조정의 제 2 단 사이에 병렬로 접속되어, 리플 전류 레벨들을 최소화하기 위해 서로에 대해 위상차를 갖도록 동작됨으로써, 제 3 단 컨버터의 전반적인 리플 전류 정격은 개개 컨버터 전력 회로들의 정격보다 작다. 개개 컨버터 전력 회로들은 벽 또는 다른 유형의 컨버터들일 수 있는데, 이 경우, 컨버터 전력 회로들의 인덕터들은 시스템 사이즈 및 비용 감소를 위해 결합 또는 비결합 방식으로 단일 코어상에 통합될 수 있고, 전력 회로들 중 2 이상은 시간적으로 중첩되어 동작될 수 있다. 또한, 컨버터 전력 회로들은 소정 전압 범위를 위해 설계될 수 있는데, 이 경우, N개 전력 회로들의 병렬 접속은 제 3 단에, 개개 컨버터 전력 회로들의 최대 전류 정격의 약 N배인 컨버터 최대 전류 정격을 제공한다. 이것은 사실상, 개개 컨버터 전력 회로 모듈들이 통상적인 용접 전압 레벨들에서의 동작을 위해 설계되어 있는, 임의의 전류 암페어에서 동작할 수 있는 용접 전원의 구성을 가능하게 하는데, 이 경우, 용접기 출력 전압은 본질적으로 출력 단 컨버터 전력 회로들의 수와 무관하다.

다음의 설명 및 도면들은, 본 발명의 원리들이 수행될 수 있는 몇가지 예시적 방법들을 지시하는, 본 발명의 예시적인 소정 구현들을 상세하게 기술한다. 도면들과 함께 고려되는, 본 발명에 대한 다음의 상세한 설명으로부터 본 발명의 다른 목적들, 이점들 및 신규한 사양들이 명백해질 것이다.

다음에서는, 본 발명에 대한 하나 이상의 실시예들 또는 구현들을, 유사한 참조 번호들이 전체에 걸쳐 유사한 요소들을 언급하는데 사용되며 도시된 구조들이 반드시 축척대로 그려질 필요는 없는, 도면들을 참조하여 설명한다. 본 발명의 소정 태양들은, 이하에서 집합적으로 용접 전원들이라고 하는, 용접 또는 플라즈마 커팅 동작들에 적합한 출력 신호들을 발생시킨다. 사용하기 위한 3 단 전원들에 관한 것인데, 이 경우, 전기 아크 용접의 개념은 플라즈마 아크 커팅의 관련 기술도 포함한다. 입력 단은 AC 신호를, 고정 전압 레벨을 갖는 것이 바람직한 제 1 DC 출력 신호로 변환하기 위해 제공되고, 절연 컴포넌트들을 포함할 수 있으며 제 2 DC 출력 신호를 제공하는 미조정의 제 2 단도 제공된다. 중요한 것은, 제 3 전원 단은, 더 높은 대역폭의 동작, 낮은 리플 전류들, 더 작은 컴포넌트 사이즈들, 및 향상된 과도 응답의 상기 이점들을 용이하게 하기 위해, 제 2 DC 신호를 용접 또는 커팅 동작들에 사용할 수 있는 조정 신호로 변환하는 인터리브된 다상의 컨버터로서 구성된다는 것이다. 따라서, 본 발명은, 열악한 효율성 또는 증가된 비용이나 사이즈의 문제를 겪지 않으면서, 용접 시스템들에서의 향상된 과정 제어 기술들을 구현하는데 바람직스럽게 이용될 수 있다.

출력 단의 다상 구조에 의해 부여되는 높은 대역폭 능력들과 함께, 미조정의 제 2 단 인버터는 고속 스위칭 속도에서 동작 할 수도 있는데, 이 경우, 그것의 스위치들은 18 kHz 이상의 그리고 일례에서는 약 100 kHz인 것이 바람직한 높은 스위칭 주파수에서 동작된다. 미조정의 제 2 단 인버터에서의 고속 스위칭 속도들로 인해, 작은 자기 컴포넌트들(small magnetic components)이 미조정의 제 2 단 인버터에서 사용될 수 있으며, 제 2 단으로부터 제 3 단으로 제공되는 DC 출력은 절연 되는 것이 바람직하다. 인터리브된 다상의 제 3 단 초퍼는, 그것에 관한 2 이상의 병렬 컨버터 전력 회로들에 대한 동작에서 일시적으로 중첩하도록, 용접 동작의 전류, 전압, 또는 전력과 같은, 용접 파라미터에 의해 조정되는 것이 바람직하다. 따라서, 본 발명의 일 구현에 대한 전체적인 양상은 제 1 DC 신호를 발생시키기 위한 입력 단, 전원의 제 3 단에 의해 용접 동작에 사용되는 전류를 조정하는데 사용되는 절연된 고정 DC 전압을 발생시키기 위한 제 2의 미조정 DC-DC 단을 가지는데, 이 경우, 최종 출력 단은 인터리브된 다상의 컨버터이다. 본 발명의 다른 태양들은 대체적으로 용접 또는 플라즈마 커팅 동작에 적합한 조정 신호를 발생시키기 위한 다상의 인터리브된 전력 단들의 사용에 관한 것이다. 도 1 내지 도 3은 3-단 전원들의 맥락에서 본 발명의 소정 태양들에 대한 3개의 예시적 구현들을 도시하는데, 이 경우, 임의의 적합한 제 1 단은 본 발명의 범위내에서 AC 입력 신호를 제 1 DC 출력 신호로 변환하는데 이용될 수 있다. 또한, 임의 유형의 미조정 제 2 단이 제 1 DC 출력 신호를 제 2 DC 출력 신호로 변환하는데 사용될 수도 있는데, 이 경우, 제 2 단은 절연될 수도 있다. 또한, 본 발명의 범위내에서, 제 2 DC 출력 신호를 수신하여 용접, 커팅, 또는 다른 아크 프로세싱 동작에 적합한 조정 신호를 제공하는 임의 유형의 다상의 제 3 단 컨버터가 이용될 수도 있다.

제 1 단(I), 미조정의 절연된 제 2 단(II), 및 인터리브된 다상의 제 3 단 컨버터(III)를 포함하는, 제 1의 3 단 전원(PS1)이 도 1에 도시되어 있다. 이 실시예의 제 1 단(I)은 AC 입력 신호(12)를 제 1 DC 출력 신호(14)로 변환하기 위한 AC-DC 컨버터(10)를 포함한다. 본 발명이 임의의 소정 갯수의 입력 상태들 또는 임의의 특정 입력 전압 값들로 한정되는 것은 아니지만, 입력(12)은, 통상적으로 115-575 볼트 사이에서 변할 수 있는 전압을 가진 단상 또는 3상의 AC 라인 공급 장치(AC line supply)이다. 컨버터(10)는, 제 1 DC 출력 신호(14;DC#1)를 발생시키기 위한 정류기 및 필터 네트워크의 형태일 수 있다. AC 입력 신호가 라인 전압이므로, DC#1은 일반적으로 크기가 일정하다. 제 2 단(II)에서, 미조정 인버터(A)는 제 1 DC 출력 신호(14;DC#1)를 제 2 DC 출력 신호(20;DC#2)로 변환하기 위한 절연 트랜스포머를 갖춘 DC-DC 컨버터의 형태로 제공된다.

제 2 DC 출력 신호(20)는, 라인상의 제 2 DC 출력 신호 전압(20)을 라인(B)에서의 용접에 적합한 조정 신호(예를 들어, 전류 또는 전압)로 변환하기 위한 다상의 인터리브된 DC-DC 컨버터(30)를 포함하는 단(III)으로의 전력 입력을 형성한다. 피드백 제어 또는 조정 루프(C)는 제 3 단의 다상 컨버터(30)에 의한 조정에 의해 출력 신호 라인(B)상의 전류, 전압, 및/또는 전력을 조정하기 위해 용접 동작에서의 파라미터를 감지한다. 다상 부스트 컨버터, 벽-부스트 컨버터, 쿡 컨버터 등의 사용 또는 다상 인버터가 대안들로서 가능할 수도 있지만, 실제로, 컨버터(30)는, 다상의 인터리브된 벽 컨버터(예를 들어, 다음의 도 10a-도 12b)와 같은, 초퍼 또는 스위칭 컨버터인데, 이 경우, 다상 컨버터의 이러한 변형 구현들 모두는 본 발명 및 첨부된 청구항들의 범위내인 것으로 간주된다. 또한, 본 발명의 엄격한 요구 사항은 아니지만, 제 2 단(A)의 스위칭 네트워크는, 도 1에 도시된 바와 같은 3 단 전원(PS1)에서의 제 3 단 컨버터(30)에 대한 스위칭 주파수보다 높은 주파수에서 동작할 수 있다. 또한, 반드시 그래야 하는 것은 아니지만, 라인(20)에서의 제 2 DC 출력 신호 전압(DC#2)은 실질적으로 라인(14)상의 단(I)으로부터의 제 1 DC 출력 신호 전압보다 작을 수 있다. 또한, 바람직한 구현에서는, 제 2 단 인버터(A)에, 라인(20)상에서 제 2 DC 출력 신호 전압(DC#2)을 발생시키는데 사용되는 제 2 셱선이나 제 2 측보다 실질적으로 더 많은 권선들을 가진 입력 또는 제 1 셱선이나 제 1 측을 가진 절연 트랜스포머가 제공될 수 있다. 임의의 적합한 권선비가 사용될 수 있지만, 소정 일례에서는, 라인(20)상의 제 2 DC 출력 신호 전압이 라인(14)상의 제 1 DC 출력 신호 전압의 약 1/4이 되도록, 4:1의 변환 권선비가 사용되는데, 이 경우, 제 1 DC 출력 신호 전압(DC#1)이 제 2 DC 출력 신호 전압(DC#2)보다 클 필요는 없으며, 제 2 단(II)은 미조정일 수 있다.

도 2는, 3 단 전원(PS2)이 상술된 전원(PS1)과 실질적으로 동일한 단(II) 및 단(III)을 가진, 본 발명의 다른 구현을 도시한다. 그러나, 도 2의 실시예에서는, 입력 단(I)이, 제 1 DC 출력 신호(DC#1)를 제공하기 위해, 조정된 DC-DC 컨버터가 수반되는 정류를 포함하는 AC-DC 컨버터(40)이다. 변환된 신호는 제 1 DC 신호(DC#1)로서 도시되어 있는 라인(14)에서의 DC 출력 신호이다. 라인(14)상의 제 1 DC 출력 신호 전압은 피드백 라인(42)에 의해 지시되는 바와 같이 표준 기술에 따라 조정된다. 따라서, 전원(PS2)의 일 구현에서, 제 1 DC 출력 신호(DC#1) 및 제 2 DC 출력 신호(DC#2)는 조정(42)에 따라 제어되고, 출력 용접 컨버터(30)는 출력 피드백 루프(C)에 의해 조정된다. 제 1 단(I)과 관련하여, 라인(14)상의 제 1 DC 출력 신호 전압(DC#1)은 피드백 루프(42)에 의해 조정되는데, 이 경우, 예시적인 컨버터(40)는, 라인(44)으로써 표현되는 AC 입력 전압 파형(12)을 감지하는 것에 의해, 전력 팩터 정정도 제공한다. 도 2의 전원(PS2)을 사용하는 것에 의해, 제 1 DC 출력 신호(14)는 입력(12)에서의 상이한 단상 또는 3상 전압들에 대한 고정의 DC 출력 신호 전압(DC#1)이다. 따라서, 20에서의 제 2 DC 출력 신호 전압(DC#2)은 단지 라인(14)상의 제 1 DC 출력 신호 전압(DC#1)의 변환일 뿐이다. 따라서, 이러한 구현에서의 제 2 DC 출력 신호(DC#2)는 절연 트랜스포머 및 미조정 제 2 단 인버터(A)의 스위칭 네트워크에 대한 고정 듀티 사이클에 의해 결정되는 레벨을 가진 고정 전압이다. 이것은, 고정의 제 1 DC 출력 신호를, 초퍼 또는

인버터와 같은, 조정된 인터리브의 다상 스위칭 컨버터(30)를 구동하는데 사용되는 제 2의 고정된 DC 출력 신호로 변환하기 위한 미조정 인버터인 단(II)을 갖춘 3개의 별도 단들을 이용하는 신규한 전원의 바람직한 구현이다. 또 하나의 가능한 대안으로서, 단(I)은, 도 2에 점선의 피드백 루프 또는 라인(46)으로써 표현되어 있는 바와 같이, 라인(20)에서의 DC#2로부터의 피드백에 의해 조정될 수 있다.

제 1 단 입력 컨버터(50)가 용접 전류 프로세스 출력 신호(B)로부터의 피드백 루프(52)에 의해 조정되고, 부가적으로 제 1 단 피드백(42)에 따라 그리고 라인(44)을 통한 전력 팩터 정정에 따라 제 1 DC 출력 신호(DC#1)를 제어할 수도 있는, 본 발명에 따른 또 하나의 가능한 3 단 전원(PS3)의 구현이 도 3에 도시되어 있다. 도 3에 도시되어 있는 예에서, 컨버터(50)는, 도 2의 전원(PS2)에서의 같이, 라인(14)상의 제 1 DC 출력 신호 전압(DC#1)이 아니라 용접 출력 피드백(52)에 의해 조정되는 것이 바람직하지만, 이러한 피드백 제어 아키텍처가 본 발명의 요구 사항인 것은 아니다. 도 3의 용접 출력(B)으로부터의 조정에 의해, 컨버터(50)는 전력 팩터 정정 단인 동시에 용접 레귤레이터이다. 그러나, 본 발명의 이 구현은 본 발명에 의해 예상되는 3 단 전원의 완전한 기술 개시를 위해 개시된 것이며, 전력 팩터 정정은 본 발명의 엄격한 한정이 아니라는 것에 주목해야 한다.

상술된 바와 같이, 입력 단(I)은 단상이나 3상의 AC 신호(12)를 제 2 단(II)을 구성하는 미조정 인버터(A)에 사용하기 위한 고정 DC(14;DC#1)로 변환한다. 본 발명의 구현은 일반적으로 단(I)의 DC-DC 컨버터(10, 40, 50)를 이용해 도 1 내지 도 3의 라인(14)에서 제 1 DC 출력 신호 전압(DC #1)을 발생시킨다. 단(I)의 DC-DC 컨버터(10, 40, 50)는 라인(14)에서 소정 신호 전압(DC#1)을 발생시키도록 선택될 수 있는데, 입력 정류기는, 부스트 컨버터, 벡 컨버터, 벡+부스트 컨버터, 또는 여타의 적합한 DC-DC 컨버터 아키텍처일 수 있는 (나타내지 않은) 제 1 단의 DC-DC 컨버터에 DC 전압을 제공한다. 이러한 제 1 단(I)의 DC-DC 컨버터는, 3 단 전원(PS2, PS3) 입력(12)에서의 고조파 왜곡을 감소시키기 위해 그리고/또는 입력 AC 전류 및 전압이 가능한 한도에서 동위상(in phase)이라는 것을 보장하기 위해, 라인(44)를 통해 입력 AC 파형을 감지하고, 그에 따라 제 1 DC 출력 신호(DC#1)를 제어하는 것에 의해, 전력 팩터 정정을 수행하는 것이 바람직할 수 있다 (예를 들어, 도 2 및 도 3). DC-DC 컨버터(40, 50)로의 전력 팩터 정정 입력의 사용이 용접 업계에 널리 공지되어 있으며 다수의 종래 기술의 2 단 양상들에 사용되고 있지만, 전력 팩터 정정이 본 발명을 실시하기 위한 엄격한 요구 사항인 것은 아니다. 이러한 관점에서, 단(I)의 일차적인 목적은 (후속 도면들에서 라인들(14a, 14b)로서 지시되는) 라인(14)에 제 1 DC(DC#1)를 제공하는 것인데, 이것은 제 2 단(II)에 의해 (후속 도면들에서 라인들(20a, 20b)로서 지시되는) 라인(20)에서 고정 DC(DC#2)를 발생시키는데 사용된다. 예를 들어, 도 1에 나타낸 바와 같이 전력 팩터 비정정 입력 또는 제 1 단(10)을 사용하는 다른 구현들이 가능할 수도 있다는 것에 주의해야 하는데, 이 경우, 입력 정류기의 출력 라인들은 (나타내지 않은) 대형 저장 커패시터에 의해 결합되어 라인(14)에서 필터링된, 일반적으로 고정인, 제 1 DC 출력 신호 전압(DC#1)을 발생시킨다. 또 다른 구현에서, 제 1 단(I)은 14에서 제 2 단 인버터(A) 입력으로서의 일반적으로 고정인 DC 전압(DC#1)을 발생시키기 위해 단상 또는 다상의 AC 입력(12)에 접속되어 있는 수동적인 전력 팩터 정정 회로(40, 50)를 포함할 수 있다. 상술된 단(I) 아키텍처는 단지 일례일 뿐이고 다른 입력 단들이 단상 또는 3상의 입력 신호들을 갖춘, 전력 팩터 정정을 갖추거나 갖추지 않은, 그리고 조정을 갖추거나 갖추지 않은 본 발명을 실시하는데 사용될 수도 있다.

또한, 도 4를 참조하면, 바람직한 소정 구현들에서는, 비교적 낮은 고정의 제 2 DC 출력 신호(DC#2)가 (예를 들어, 도 4 내지 도 10 및 도 12에서 라인들(20a, 20b)로서 도시되어 있는) 출력(20)에 제공되는데, 이 경우, 신규한 3 단 용접 전원의 다상의 제 3 단(III)은 18kHz 이상의 주파수에서 동작하여 증가된 대역폭의 이점들을 제공하는 초퍼 또는 다른 컨버터일 수 있다. 미조정 제 2 단 인버터(A) 및 조정 출력 다상 컨버터(30)의 스위칭 주파수들은, 반드시 그래야 하는 것은 아니지만, 상이할 수 있다. 이러한 관점에서, 다상의 인터리브된 초퍼 출력 단(30)의 스위칭 주파수는 일례에서 실질적으로 미조정 인버터(A)의 주파수 미만일 수 있지만, 제 2 및 제 3 단들의 특정 주파수 관계가 본 발명의 엄격한 요구 사항인 것은 아니다.

도 4에 나타낸 전원(PS4)은 본 발명의 사용을 도시하는데, 이 경우, 단(III)은 인터리브된 다상의 DC-DC 스위칭 컨버터(30)를 포함하고, 출력 터미널들 또는 라인들(110a 및 110b)에서의 AC 용접(120)을 용이하게 하기 위한 극성 스위치(110)를 더 구비하는데, 이 경우, 전원(PS4)은 컨버터(30) 및 극성 스위치(110)에 제어 신호들(132 및 134)을 각각 제공하는 제 3 단 컨트롤러(130)를 포함한다. 다상 컨버터(30)는 일반적으로 고정인 입력 DC(20;제 1 DC 출력 신호 DC#1)에 의해 구동되고 AC 또는 DC 용접 동작(120)으로부터의 피드백에 의해 출력 리드들(102, 104)을 통해 용접에 적합한 전류를 제공하도록 조정될 수 있다. 또한, AC 용접을 제공하기 위해, 도 4에 나타낸 바와 같이, 조정된 신호가 리드들(110a 및 110b)을 경유하여 극성 스위치(110)를 통해 제공될 수 있는데, 이 경우, 리드(102)는 양극 리드이고 리드(104)는 음극 리드이다. 이러한 관점에서, 극성 스위치(110)는, 리드(102)가 용접 동작(120)의 전극으로 향하게 되는 제 1 위치를 가지므로, 극성 스위치(110)의 출력은 출력 라인(110a)에서 양의 극성을 가지고 출력 라인(110b)에서 음의 극성을 가진다. 이것은 용접 동작(120)에서 EP(electrode positive) DC 용접 프로세스를 발생시킨다. 극성 스위치 네트워크(110)의 반전은 용접 동작(120)에서 EN(electrode negative) DC 용접 프로세스를 발생시킬 수 있다.

따라서, 음의 전극이나 양의 전극을 가진 DC 용접 프로세스가 표준 극성 스위치(110)의 설정에 따라 수행될 수 있다. 유사한 방식으로, 극성 스위치(110)는 음의 전극과 양의 전극 사이에서 교대되어 용접 동작(120)에서 AC 용접 프로세스를 발생시킬 수 있다. 따라서, 극성 스위치(110)는 조정된 다상 컨버터(30)로부터 DC 출력을 구동하여, 각각, 제어 신호 라인들(132, 134)에 의해 지시되는 바와 같이 다상 컨버터(30)를 조정하기 위해 그리고 스위치(110)의 극성을 설정하기 위해 컨트롤러(130)로 향하는 라인 또는 루프(122)로서 도 4에서 지시되는 피드백 시스템을 경유하여 조정되고 제어되는 것이 바람직할 수 있는, AC 용접 프로세스 또는 DC 용접 프로세스(120)를 발생시킨다. 단(III)에서의 용접 동작(120)을 이와 같이 조정하는 것에 의해, 단(II)에서의 미조정 인버터(A)는 컴포넌트 사이즈들을 감소시키고 전원(PS4)의 제 2 단(II)내에서의 효율성을 향상시킬 수 있는 비교적 높은 스위칭 주파수 및 높은 듀티 사이클을 가질 수 있다.

또한, 도 5를 참조하면, 본 발명의 소정 실시예들은, 본 발명의 엄격한 요구 사항은 아니지만, Ohio주, Cleveland의 The Lincoln Electric Company에 의해 개척된 파형 제어 기술을 이용하는 것이 바람직하다. 이러한 유형의 제어 시스템이 도 5에 개략적으로 도시되어 있는데, 이 경우, 도 4의 컨트롤러(130)에서의 제어 회로(150)는 파형 프로파일을 파형 발생기(152)에 의해 제공되는 라인(152a)상의 전압으로서 프로세싱한다. 파형 프로파일은 출력(156)을 가진 오류 증폭기(154)에 의해 개략적으로 도시되어 있는 바와 같이 피드백 루프(122)에 의해 제어된다. 따라서, 발생기(152)로부터의 파형 프로파일은 피드백 루프(122)에 의해 제어되어 출력 라인(156)에서의 신호를 발생시킨다. 이 라인(156)은, 발진기(162)의 출력에 의해 결정되는 고주파수에서 동작하는 적절한 PWM 회로(160)로 향하게 된다. 일례에서의 이 주파수는 18kHz 이상이고 간혹은 40kHz 이상이다. 더 나아가, 도 10a 내지 도 12b를 참조하여 다음에서 도시되고 설명되는 바와 같이, 제 3 단(III)은, 출력 단(III)의 컨버터 전력 회로들에 별개의 PWM 제어 신호들을 제공하기 위해 다수의 위상 조정된 PWM 출력 신호들을 사용하거나 그리고/또는 (나타내지 않은) 위상 시프팅 또는 오프셋 회로를 사용하는 컨트롤러(130)를 경유하여 다수의 제 3 단 컨버터 전력 회로들에 대해 다른 위상의 인터리브된 제어를 제공하는 것이 바람직하다(예를 들어, 다음의 도 11).

예를 들어, 소프트웨어로 그리고/또는 컨트롤러(130)내의 디지털 회로로서 구현될 수 있는 펄스폭 변조기(160)의 출력은 도 5에 다상 스위칭의 제 3 단 컨버터(30)에 의해 발생되는 파형을 제어하기 위한 라인(132)으로서 도시되어 있다. 제 3 단 컨버터 출력 파형(용접 프로세스(120)로 제공되는 조정 신호)은, AC, DC, 또는 그것의 조합들과 같은, 임의의 프로파일 및 유형을 가질 수 있는데, 그것의 예들이 도 5의 오른쪽 부분에 파형들(152b, 152c, 및 152d)로서 개략적으로 도시되어 있다. AC 용접의 일례에서, 파형(152b)은 컨버터(30)에 의해, 음극의 전류량이 양극의 전류량보다 큰 AC MIG 용접에서 사용되는 유형의 AC 파형 형태로 제공된다. 다른 방법으로는, 양의 전류량이 음의 전류량보다 높을 수 있다. 파형(152c)에서는, 음극 부분의 길이가 더 긴 상태에서, 음극 및 양극 모두에 대한 전류량이 실질적으로 동일하다. 물론, AC 용접을 위한 프로세스는, 음극이나 양극을 위하여, 균형잡힌 AC 파형들 또는 불균형의 AC 파형들을 제공하도록 조정되거나, 그 균형이 동적으로 변할 수도 있는데, 이 경우, 시간 부분 및/또는 진폭 부분이 음극 또는 양극 쪽을 향해 바이어스될 수도 있다. 극성 스위치(110)가 DC 음이나 DC 양의 용접 동작을 위해 설정될 경우(또는 극성 스위치(110)가, 다음의 도 6에서와 같이, 다같이 누락될 경우), 파형(152d)으로서 표시되어 있는 펄스 용접 파형은, 컨버터(30)로부터 용접 프로세스(120)로의 조정 신호 출력을 위해 파형 발생기(152)에 의해 제어된다. AC 및 DC 모두의 다양한 여타 파형들은 컨트롤러(130)에 의해 제어될 수 있으므로, 용접 동작(120)은 AC 또는 DC로 조정될 수 있다. 또한, 용접 동작은 TIG, MIG, 서브머지된 아크(submerged arc)일 수 있거나, 그렇지 않으면, 본 발명을 사용하는 전원(PS4) 또는 다른 전원들은 임의 유형의 아크 프로세싱 동작을 수행하는데 이용될 수 있다. 이러한 관점에서, 프로세스 전극(다음의 도 7, 도 8, 도 10a, 도 10b, 및 도 12에서의 전극 E)은, 메탈 코어형, 플러스 코어형(flux cored), 또는 솔리드 와이어(solid wire)와 같이, 비-소모적이거나 소모적일 수 있는데, 이 경우, 차폐 가스는 이용되는 전극에 따라 사용될 수도, 그럴 필요가 없을 수도 있다. 용접 동작에서의 이러한 변형들 모두가 본 발명의 다양한 태양들을 이용하는 시스템들에서 수행될 수 있다.

이제 도 6을 참조하면, 전원(PS4)의 변형이 DC 용접을 수행하기 위한 전원(PS5)으로서 도시되어 있다. 이 예에서, 전원(PS5)은, 피드백 루프(122)가 출력(132)을 가진 컨트롤러(130)로 향해 있는 DC 용접 동작(120)만을 수행한다. 전원(PS5)의 조정 컨버터(30)는 라인들(102a, 104a)에 걸쳐 DC 전압을 발생시키기 위한 다상 초퍼 유형의 스위칭 DC-DC 컨버터인 것이 바람직한데, 이 경우, 컨트롤러(130)는 파형 발생기(152)에 의해 제어되는 것이 바람직하다(도 5). 또한, 라인들(102a, 104a)의 극성은 용접 동작(120)에서 수행되는 DC 용접 프로세스의 요구에 따라 음극 또는 양극일 수 있다. 또한, 조정 컨버터(30)에 의해 출력되는 조정 신호는 도 4에 도시되어 있는 전력 공급 장치(PS4)의 용접 출력보다 더 간단할 수 있다. 도 4 및 도 6은, 도 5에 도시되어 있는 제어 네트워크 또는 회로(150)와 함께, 본 발명을 구성하는 신규한 3 단 전원 및 인터리브된 다상 출력 컨버터(30)의 호환성을 도시하는데, 이 경우, 도시된 실시예들은 단지 예들일 뿐이고 본 발명에 대해 가능한 구현들의 총망라하는 아니다.

이제 도 7 및 도 8을 참조하면, 종래 기술에서 사용되는 2 단 전원 또는 본 발명의 신규한 3 단 전원을 구현함에 있어서, 이러한 2가지 유형의 전원들에서 사용되는 조정 및 미조정 스위칭 네트워크들 모두에 대해 컨트롤러들을 동작시키기 위한

전압을 제공할 필요가 있다. 도 7은 용접 동작을 위한 조정 신호들을 발생시키고, 전원(PS6)과 같은, 3 단 전원의 다양한 컨트롤러들을 동작시키기 위해 제어 전압들을 제공하기 위한, 본 발명에 따른 하나의 바람직한 3 단 아키텍처를 도시한다. 2 단 전원의 선행-레귤레이터에 대한 스위칭 컨트롤러 및 제 2 단에 대한 스위칭 컨트롤러에 제어 전압을 제공하기 위해 선행-레귤레이터의 출력을 사용하는 것이 널리 공지되어 있으며, 여기에 참조로써 포함되어 있는, Moriguchi의 5,926,381호에 개시되어 있다. 최종 단과 관련하여, 용접 동작을 수행하기 위한 출력 초퍼는 관례적으로 입력 DC 전압으로부터 초퍼로의 컨트롤러 제어 전압을 획득한다. 이러한 2가지의 주지 기술들이 전원(PS6)에 통합되어 있다.

도 7의 3 단 전원(PS6)은 전원의 다양한 위치들로부터 유도되는 전력 공급 장치들을 가진 컨트롤러들로써 동작될 수 있다. 특히, 전원(PS6)은 출력(182) 및 리드들(14a, 14b)상의 제 1 DC(DC#1)로부터의 입력들(184, 186)을 갖춘 제 1 컨트롤러 전력 공급 장치(180;PS#1)를 가진다. 전력 공급 장치(180)는 도 2의 선행-레귤레이터(40) 출력에서의 높은 전압(DC#1)을 제 1 단 컨트롤러(190)에 전원을 인가하기에 적합한 라인(182)상의 낮은 전압으로 감소시키기 위한, 나타내지 않은, 벽 컨버터 또는 플라이백 컨버터(flyback converter)를 포함한다. 라인(182)상의 이러한 제어 전압은 일례에서 5 볼트와 20 볼트 사이일 수 있지만, 본 발명의 범위내에서 다른 전압들이 가능할 수도 있다. 라인(182)상의 전압은 표준 기술에 따라 선행-레귤레이터(40)의 동작을 수행하기 위한 출력 리드(192)를 가진 제 1 컨트롤러(190)로 향한다. 선행-레귤레이터(40)는 도 2 및 도 3에 나타낸 라인들(42, 44)로부터의 피드백을 이용할 수 있고 그리고/또는, 도 3에서 지시되는 바와 같이, 라인(52)을 따라 용접기 출력 피드백을 수신할 수 있다. 예시적 구현들의 미조정 제 2 단 인버터(A)는 컨트롤러에, 듀티 사이클 또는 입력과 출력 전압들간의 고정 관계를 변조할 것을 요구하지는 않지만, 제 1 전력 공급 장치(180)로부터의 라인(196)에서 컨트롤러 동작 전압을 수신하는 제 2 컨트롤러(194)로부터의 출력 리드(198)를 통해 제어 신호를 수신할 수 있다.

다른 방법으로서, 제 3 전원 공급 장치(PS#3)는 입력(12)의 일 위상에 의해, 제 1 컨트롤러(190)에 선택적인 전력 공급 전력(176)을 제공하도록 구동된다. 이러한 구현에서 단(III)의 조정된 다상 스위칭 컨버터(30)는, 각각, 리드들(20a, 20b)을 포함하는 것으로 도시되어 있는 DC 20상의 전압(DC#2)에 의해 결정되는 라인(202)상의 컨트롤러 전압을 갖춘 입력들(206 및 204)을 경유하여 제 2 DC 리드들(20a 및 20b)에 결합되어 있는 제 2 전력 공급 장치(200;PS#2)를 가진다. 전력 공급 장치(200)는 미조정 컨버터(A) 출력에서의 DC를 출력(132)을 가진 제 3 단 컨트롤러(130)에 의한 사용을 위해 더 낮은 전압으로 변환하기 위한 벽 컨버터 또는 플라이백 컨버터를 포함한다. 라인(132)상의 신호는, 각각, 도 1 및 도 2의 전원들(PS1, PS2)을 참조하여 논의되는 바와 같이, 라인(C)상의 피드백 신호에 따라 용접 컨버터(30)의 출력을 조정하는데, 이 경우, 개별적인 제 3 단 컨버터 전력 회로들이 서로에 대해 다른 위상에서 동작하도록, 다상 컨버터(30)의 개개 전력 회로들은 컨트롤러(30)로부터의 전용 출력들(132)에 의해 독립적으로 제어되거나, 단일 PWM 또는 다른 유형의 제어 출력(132)은 컨버터(30)의 개개 전력 회로들을 위해 일시적으로 오프셋될 수 있다. DC 14(DC#1) 및 DC 20(DC#2)은, 각각, 컨트롤러들(190, 194 및/또는 130)에 대해 낮은 레벨의 DC 제어 전압을 발생시키기 위한 일례에서의 DC-DC 컨버터들인 전력 공급 장치들(180 및 200)에 입력을 제공한다. 도 7의 점선(220)으로써 나타낸 다른 방법으로서, 제 1 전력 공급 장치(180)는 제 3 컨트롤러(130)에 대한 제어 전압을 제공할 수도 있다. 도 7은, PS#1 및 PS#2인 것으로 지시되는 다양한 고정 DC 전압 레벨들로부터 감소된 공급 전압들을 수신할 수 있는 컨트롤러들을 갖춘 3 단 전원을 사용하는 것의 호환성을 도시하기 위해 개시되었다. PS#3로서 도시된 방식의 트랜스포머에 의해 라인들(272 및 274)을 경유하는 AC 입력 전압(12)의 일 위상으로의 정류된 접속과 같은, 컨트롤러 전압을 제공하기 위한 다른 구성들이 이용될 수도 있다.

이제 도 8 및 도 9를 참조하면, 도 8은 본 발명의 바람직한 3 단 실시예에 대해 좀더 구체적인 세부 사항들을 갖춘 본 발명의 다른 구현을 나타내는데, 이 경우, 전원(PS6)과 유사한, 3 단 전원(PS7)은, 유사한 컴포넌트들이 동일한 식별 번호들을 갖도록 도시되어 있다. 본 발명의 일 태양에 따르면, 출력 단(II)은 조정된 신호 출력(예를 들어, 전극(E)과 시료(W)간의 용접 전류)을 제공하기 위한 다상의 인터리브된 스위칭 컨버터 또는 초퍼(30)를 포함한다. 도 7 및 도 8에 도시된 바와 같이, 전류 분로(S;current shunt)는 컨트롤러(130)에 용접 프로세스 전류 피드백 신호(C)를 제공하는데 사용될 수 있다. 이 구현에서의 도시된 단(II)의 고속 스위칭 인버터(A)는 상술된 사양들 및 특징들을 포함하고, 부가적으로, 1차 권선(252) 및 2차 권선(254)을 가진 절연 트랜스포머(250)에 의해 제 1 DC 출력 신호(DC#1)와 제 2 DC 출력 신호(DC#2)간에 전기적 절연을 제공한다. 도 9에 추가적으로 도시되어 있는 바와 같이, DC-DC 컨버터(A)의 1차측은 AC를 1차 권선(252)으로 향하게 하기 위한 스위칭 네트워크(300)를 포함한다. 2차 권선(254)으로부터의 정류된 출력은 컨버터(A)의 2차 쎈션 또는 2차측이다.

도 8 및 도 9의 예시적인 컨버터(A)는, 미-조정 컨트롤러(194)에 의해 설정되는 듀티 사이클 또는 위상 시프트를 가진 고속 스위칭 인버터를 이용하는데, 이 경우, 도시된 구현들의 컨트롤러(194)에는 피드백 프로세스 또는 시스템이 제공되지 않는다. 또한, 제 2 단 스위칭 주파수는, 이 전원(PS7)의 실제 버전에서, 약 100kHz와 같이, 비교적 높을 수 있다(예를 들어, 제 3 단 컨버터(30)의 스위칭 속도보다 높을 수 있다). 예시적인 미조정의 제 2 단 컨버터(A)에서, 듀티 사이클 및 동작 주파수는 용접 동작 동안 실질적으로 고정 상태를 유지하지만, 컨트롤러(194)를 조정하기 위한 출력(262)을 가진 "ADJ" 회로(260)에 의해 지시되는 바와 같이, 제 2 단(II)의 듀티 사이클 및/또는 주파수에 대해 논-피드백 유형의 조정들이 이루

어질 수 있다. 또한, 제 2 단(II)의 바람직한 실시예에서, 그것의 듀티 사이클은 100%에 근접함으로써, 스위치 쌍들은 다같이 인버터(A)의 1차측에서 그들의 최대 배수를 전도하지만, 본 발명의 범위내에서 임의의 적합한 스위칭 주파수 및 듀티 사이클이 이용될 수도 있으며, 이 경우, 회로(260) 또는 다른 수단은, 그렇지 않다면 일반적으로 고정인(예를 들어, 미조정인) 제 1 DC(14)와 제 2 DC(20)간의 관계를 조정하기 위해, 제 2 단(II)에 대한 듀티 사이클, 위상 시프트, 주파수 등을 조정하는데 사용될 수 있다. 따라서, 미조정, 절연 인버터(A)는 상이한 고정 듀티 사이클을 갖도록 변경될 수 있다. 이러한 관점에서, 듀티 사이클은, 스위치 쌍들이 실질적으로 일치하여 동작되도록 100%에 근접한 것이 바람직한데, 이 경우, 본 발명의 통상적인 애플리케이션들에서 듀티 사이클은 약 80-100% 사이에서 변경될 수 있다.

입력 단(I)은 일반적으로, 전력 팩터 정정의 DC-DC 컨버터(62)가 수반되는 정류기(60)를 포함하는데, 적합한 정류기(60)는, 입력(12)으로서 표현되는, 다양한 크기들의 단상 또는 3상의 AC 신호들에 대해 제공될 수 있다. 또한, 바람직한 구현에서, 부스트 컨버터(62)는, 도 8에 도시된 바와 같이, 전력 팩터 정정 입력 단(I)이 제 1 DC 출력 신호(DC#1)를 발생시키는데 사용된다. 이러한 부스트 컨버터(62)는 상술된 바와 같이 제어 전압(182)을 가진 컨트롤러(190)에 따라 동작된다. 바람직한 실시예에 대한 약간의 변경에 따라, 도 8의 공급 장치(270)는 단상 또는 3상 AC 입력(12)의 일 위상에 걸쳐 라인들(272 및 274)에 의해 접속되는 트랜스포머를 가진다. 전력 공급 장치(270)의 정류기 및 필터는, 원한다면, 라인(182)에서의 제어 전압 대신 사용하기 위해 선택적인 점선(276)에서 낮은 제어 전압을 발생시킨다. 이러한 2가지 대안들이 전원(PS7)의 동작 특징들에 영향을 미치지는 않는다. 전기 아크 용접을 위한 3 단 전원의 이와 같은 다른 변경들은 상기 설명 및 용접 분야의 주지 기술로부터 획득될 수 있다.

단(II)의 미조정 인버터(A)는 다양한 인버터 회로들을 사용할 수 있는데, 그 중 하나가 도 9에 좀더 상세하게 도시되어 있다. 바람직한 제 2 단 회로(A)는 절연 트랜스포머(250)의 1차 권선(252)으로의 입력에 의해 정의되는 1차 섹션 또는 1차 측과 2차 권선(254)의 출력에 의해 정의되는 2차 섹션 또는 2차측 사이에서 분리된다. 먼저 인버터(A)의 1차 섹션 또는 1차측을 참조하면, 쌍을 이룬 스위치들(SW1-SW3 및 SW2-SW4)이 리드들(302, 304, 306, 및 308)에 의해 접속되어 있는 커패시터(348)를 가로지르는 풀 브리지 회로(full bridge circuit)가 이용되지만, 다른 방법으로, 하프-브리지 회로들(half-bridge circuits) 또는 다른 스위칭 회로들이 이용될 수도 있다. 도시된 회로(300)의 스위치들(SW1-SW4)은, 각각, 라인들(310, 312, 314, 및 316)상에 펄스들을 게이팅하는 것에 의해 교대하는 시퀀스로 가압된다. 컨트롤러(194)는 라인들(310-316)에 게이팅 펄스들을 출력하고, 조정된 듀티 사이클, 주파수(주기), 및/또는 위상 관계는, 상술된 바와 같이, 회로(260)로부터 라인(262)상의 로직에 의해 결정될 수 있다. 일 구현에서, 듀티 사이클은 라인들(310 및 312) 및 라인들(314 및 316)의 위상 시프트를 변경하는 것에 의해 제어될 수 있는데, 회로(260)는 쌍을 이룬 스위치들의 듀티 사이클 또는 위상 시프트를 조정한다. 이 조정은 인버터(A)의 동작 동안 고정이다. 바람직한 구현에서, 회로(300)는 약 100%의 듀티 사이클 또는 위상 시프트를 갖는데, 이 경우, 스위치들의 각 쌍은 중첩하는 전도의 최대 주기들을 가진다. 컨트롤러(194)는, 이 또한 상술된 바와 같이, 도 9에서 라인(196)으로써 지시되는 적절한 공급 장치로부터의 제어 전압을 가진다.

도 9의 예시적 회로(300) 동작에서, AC는 스위치들(SW1-SW4)의 제어되는 동작에 의해 1차 권선(252)을 통해 유도된다. 이 전류는, 통상적으로 약 100kHz 이상의 초고 주파수(ultra high frequency)를 가짐으로써, 컴포넌트들의 사이즈, 무게 및 비용을 감소시킬 수 있는 것이 바람직스러운데, 이 경우, 이처럼 높은 스위칭 주파수가 용접 동작에 의해 지시되지는 않지만, 3 단 전원의 미조정 단(A)에 대한 효율성을 위해서 선택되는데, 제 2 단(II)을 위한 소정의 동작 주파수가 본 발명의 요구사항인 것은 아니다. 인버터(A)의 2차 섹션 또는 2차측은, 전력 입력들(330 및 332), 출력들(342 및 340) 및, 각각, 2차 권선의 반대 단들에서 생성되는 라인들(326, 328)상의 신호들에 의해 게이팅되는 제어 입력들(326 및 328)을 갖춘 정류기들(322, 324)을 가진 정류기 회로(320)를 포함한다. 리드들(326, 328, 330, 332, 340, 및 342)은 리드들(20a, 20b)을 가로질러 DC 전압(DC#2)을 생성하기 위한 정류기(320)의 출력 리드들을 형성하는데, 출력 전류는 초크(344)에 의해 완화되고, 얻어지는 출력 전압은 출력 필터 커패시터(346)를 통해 인가된다.

도 8 및 도 9에 도시되어 있는 예시적인 3 단 전원에서, 제 2 단 인버터(A)는 미조정인데, 이는, 제 2 단 인버터(A)가 용접 동작 또는 제 2 DC 출력 신호(DC#2)로부터의 실시간 피드백 신호에 의해 조정되지 않는다는 것을 의미한다. 오히려, 제 2 단(II)은, 피드백 조정이 없는 비교적 고정된 방식으로 DC 14(DC#1)을 DC 20(DC#2)으로 변환한다. 도시된 제 2 단(II)에서, DC-DC 변환은, 트랜스포머 권선비의 적절한 선택을 통해, 인버터(A)를 사용하는 전원의 조정된 제 3 단(30)을 향한 전압의 실질적인 감소를 제공한다. 일례에서, 트랜스포머(250)의 권선비는 약 4:1인데, 이 경우, 출력(20)에서의 고정 전압은 제 1 단 출력(14)에서의 고정 전압의 약 1/4이지만, 본 발명의 범위내에서 임의의 권선비가 사용될 수도 있다. 미조정 단의 몇가지 이점들이, 배경 정보로서의 참조로써 여기에 포함되어 있는, Dr. Ray Ridley에 의한 "The incredible Shrinking (Unregulated) Power Supply"라는 명칭의 논문에 포함되어 있다. 기본적인 이점은, 주파수를 100kHz 이상으로 증가시켜 제 2 단(II)의 사이즈 및 비용을 감소시킬 수 있는 능력이다.

이제 도 10a 내지 도 12b를 참조하면, 본 발명의 일 태양은 인터리브된 다상의 스위칭 컨버터(30)를 3 단 용접 전원의 최종(제 3) 단으로서 사용하는 것을 수반한다. 본 발명의 이러한 태양에서, 제 3의 전원 단(III)은 제 2 DC 출력 신호(DC#2)

를 용접, 커팅, 또는 다른 아크 프로세스에 적합한 조정 신호로 변환하기 위한 복수개의 컨버터 전력 회로들을 구비하는데, 이 경우, 다음에서는 제 3 단(III)의 다양한 태양들이 프로세스 출력 신호를 제공하기 위해 제 2 DC 출력 신호(DC#2)와 용접 동작 사이에 별별로 결합되어 있는 개개의 컨버터 전력 회로들(30a, 30b, 30c, 및 30d)을 가진 4-상 벽 유형의 스위칭 DC-DC 컨버터(30)의 몇 가지 예시적 실시예들로 예시된다. 그러나, 본 발명의 범위내에서 임의 갯수 N의 컨버터 전력 회로들이 다상의 제 3 단 컨버터에 이용될 수 있다는 것을 알 수 있는데, 이 경우, N은 1보다 큰 임의의 양의 정수일 수 있다. 또한, 임의의 컨버터 전력 회로 유형이 사용될 수도 있는데, 이 경우, 본 발명은 벽 컨버터 전력 회로 아키텍처들로 한정되지 않는다. 또한, 예시적인 제 3 단 컨버터 전력 회로들(30a-30d)은 다음의 도 11에 나타낸 바와 같이 서로 다른 위상에서 동작하지만, 여기에 도시되어 있는 컨버터 전력 회로 제어의 이러한 소정 형태가 본 발명의 엄격한 요구 사항인 것은 아니다.

도 10a는, 컨버터 전력 회로들(30a-30d)의 개개 스위칭 요소들 및 출력 초크들이 양의 제 2 DC 출력 신호 라인(20a)과 음의 (시료) 리턴 경로에 전류 분로 피드백 센서(S)를 가진 용접 전극(E;프로세스 출력 B) 사이에 결합되어 있는 높은 층의 벽 유형 아키텍처(high side buck type architecture)로 구성된, 인터리브된 다상의 제 3 단 컨버터(30) 구현을 도시한다. 컨버터 위상 스위치들 및 인덕터 초크들이 시료(W)와 음의 제 2 DC 출력 신호 라인(20b) 사이의 음의 리턴 경로에 존재하는, 다른 4-상의 벽 컨버터 구현이 도 10b에 도시되어 있다. 이러한 예들 각각에서, 컨버터 전력 회로들(30a-30d)은 개별적으로, 정류기(D) 및 인덕터 또는 초크(L)와 함께, 바이폴라 트랜지스터(예를 들어, IGBT 등), MOSFET, 또는 다른 스위칭 요소와 같은, 스위칭 장치(Q)를 구비하는데, 이 경우, 이를 컴포넌트들은 벽 유형의 컨버터 전력 회로 구성으로 정렬된다. 다른 방법으로, 컨버터 전력 회로 컴포넌트들은, 예를 들어, 부스트, 벽-부스트, 또는 다른 컨버터 유형 아키텍처들을 실현하도록 상이하게 구성될 수 있고, 컨버터 전력 회로들은, 다른 방법으로, 도시된 실시예들의 예시적인 벽 컨버터 전력 회로들보다 많거나 적은 컴포넌트들을 구비할 수 있는데, 이 경우, 용접 전원의 제 3 단에서의 아크 프로세스에 적합한 조정 신호를 제공하기 위해 다상의 DC-DC 변환을 제공하는 이처럼 다양한 모든 구현들은 본 발명 및 첨부된 청구항들의 범위내에 해당하는 것으로 간주된다.

도 10a에 도시된 바와 같이, 가능한 하나의 다상 컨버터(30)는 이와 같은 4개의 벽 컨버터 전력 회로들(30a-30d)을 구비한다. 제 1 컨버터 전력 회로(30a)는 제 2 DC 출력 신호(DC#2)의 양의 라인(20a)과 내장형 벽 컨버터 전력 회로 노드 사이에 결합되어 있는 스위칭 장치(Q1)를 포함하는데, 이 경우, Q1은 라인(20a)에 결합되어 있는 컬렉터, 컨버터 전력 회로의 내부 노드와 결합되어 있는 이미터, 및 컨트롤러(130)로부터 제 1 컨버터 전력 회로 제어 신호(132a;ΦA)를 수신하도록 결합되어 있는 제어 터미널(베이스 또는 게이트)을 가진 바이폴라 트랜지스터이다. 제 1 벽 컨버터 전력 회로(30a)는 제 2 DC 출력 신호(DC#2)의 음의 라인(20b)에 결합되어 있는 양극 및 Q1의 이미터(내부 노드)에 결합되어 있는 음극을 가진 정류기(자유 송신 다이오드;D1) 뿐만 아니라 내부 노드와 조정된 신호 사이에 결합되어 있는 컨버터 전력 회로 인덕터(L1)를 더 구비한다. 각각, 대응되는 스위칭 장치들(Q2-Q4), 다이오드들(D2-D4), 및 인덕터들(L2-L4)로써, 나머지 3개의 벽 컨버터 전력 회로들(30b-30d)이 유사하게 구성된다. 도 10a에 나타낸 바와 같이, 컨버터 전력 회로 스위칭 장치들(Q1-Q4)은 모두 입력 터미널(20a)과 내부의 대응되는 전력 회로 노드들 사이에 결합되고, 인덕터들(L1-L4)은 모두 조정 신호 라인(B)을 경유하여 용접 전극에 결합되는데, 이 경우, 컨트롤러(30)는 컨버터 전력 회로들(30a-30d)의 스위치들(Q1-Q4)에 대응되는 전력 회로 제어 신호들(ΦA-ΦD)을 제공한다.

또한, 도 11을 참조하면, 제 3 단 컨트롤러(130)는, 개개 컨버터 전력 회로들(30a-30d)이 전류 분로(S)로부터의 피드백 신호(C)에 따라 펠스폭 변조되어, 각각의 컨버터 전력 회로(30a-30d)가 다상 컨버터(30)에 대한 스위칭 주기(T)의 구간을 가진 대응되는 활성 부분 동안 활성이도록, 제어 신호들(132a-132d)을 제공한다. 또한, 컨버터 전력 회로들(30a-30d)은 인터리브 방식으로 제어되는데, 이 경우, 컨트롤러(130)는, 벽 컨버터 전력 회로들(30a-30d)이 서로 다른 위상에서 동작하도록, 스위칭 제어 신호들(132a-132d)을 제공한다. 0°(예를 들어, 동-위상)를 포함하여, 본 발명의 범위내에서 임의의 위상 관계가 예상되는데, 이 경우, 여기에서 도시되고 설명되는 예시적 구현들은 N개(예를 들어, 도시된 예들에서는 4개)의 컨버터 전력 회로들(30a-30d)에 관한 상대적 위상 각도를 제공한다. 또한, 본 발명의 일 태양에서의 컨버터 전력 회로들은, 2개 이상이 각 스위칭 사이클의 적어도 일부 동안에 동시에 동작하도록, 동작됨으로써, 회로들 중 일부 또는 전부가 펠스폭의 소정 값들에 대해 시간적인 중첩을 갖도록 동작된다. 이러한 관점에서, 도 11의 도시된 예는, 서로 중첩하는 스위칭 주기들을 가진, 연속적인 컨버터 전력 회로들간의 90°위상각을 나타낸다.

도 11의 타이밍도 또는 과정도(31)는 인터리브된 4-상 컨버터(30)의 2개의 예시적 스위칭 주기들에 대한 (트랜지스터 제어 전압들(ΦA-ΦD)로서 지시되는) 예시적인 전력 회로 스위칭 제어 신호들(132a-132d)을 도시하는데, 이 경우, 각각의 컨버터 스위칭 주기는 시구간(T)을 가지며 개개 전력 회로들은 이 또한 구간 T의 대응되는 부분들에서 활성인데(예를 들어, 펠스폭 변조되는데), 이 경우, 활성 부분들은 360°/N의 각도만큼 위상 시프트된다. 또한, 도 11은 대응되는 컨버터 전력 회로 스위칭 장치 전류들($I_{Q1}-I_{Q4}$)을 도시한다. 여기에서 도시되고 설명된 예시적인 4-상 컨버터들(30)에서, 컨버터(30)의 각 스위칭 사이클 또는 주기(T)는 360°를 포함하는데, 이 경우, 각각의 컨버터 전력 회로(30a-30d)에 대한 활성 부

분(T)은 90° 위상각의 정수배에서 시작한다. 동-위상 동작을 포함하여, 본 발명의 범위내에서 여타의 상대적 위상 관계들도 가능하다. 일반적으로, 본 발명의 인터리브된 다상의 컨버터들은 임의의 수 N개의 컨버터 전력 회로들을 포함할 수 있는데, 이 경우, N은 1보다 큰 정수이고, 위상 각들은 0° 에서 360° 까지 변할 수 있다.

도 11의 타이밍도(31)에 나타낸 바와 같이, 개개의 벽 컨버터 전력 회로들은, 라인(B)상의 용접 전극(E)에 조정된 프로세스 출력 신호를 발생시키기 위해 컨트롤러(130)가 인터리브된 위상-시프트 방식으로 제어 신호들(132a-132d)을 제공하는, 통상적인 벽 컨버터 방식으로 동작한다. 제 1 컨버터 전력 회로(30a)와 관련하여, 예를 들어, 제 1 컨버터 전력 회로 스위치(Q1)가 전도 중일 때(양의 스위치 전류(I_{Q1})가 스위치(Q1)를 통해 흐르는 상태에서, Q1이 제어 신호(132a;ΦA)에 의해 턴온되었을 때), 내부 노드는 라인(20a)에서의 전압으로 상승하고, 인덕터(L1)를 통과하는 전류는 라인(B)을 경유하여 전극(E)에 용접 전류를 제공하기 위해 일반적인 선형 방식으로 급상승한다. Q1이 턴오프될 때, 스위치 전류(I_{Q1})는 중단되고, 인덕터 전류는 계속해서 흐르는데, 이 경우, 내부 노드 전압은 떨어지고 자유 송신 다이오드(D1;freewheeling diode)는 순방향 바이어스되어 전도하기 시작한다. 4-상의 예에서, 제 1 컨버터 전력 회로(30a)의 펄스폭 변조는 지시된 각 스위칭 주기(T)의 0° 에서 시작하는데, 이 경우, 컨트롤러(130)는 소정의 온 타임(T_{ONA})을 가진 제 1 제어 신호(132a;ΦA)를 제공하고, 스위칭 주기(T)에 대한 온 타임(T_{ONA})의 비는(예를 들어, 상기 도 5에 나타낸 바와 같은 파형 제어에 따라) 감지된 용접 프로세스 전류와 소정 용접 전류의 비교에 기초해, 또는 피드백, 피드 포워드, 또는 다른 알고리즘이나 제어 방식을 이용하는 임의의 여타 적합한 제어 전략에 따라, 컨트롤러(130)에 의해 판정되는 PWM 뉴터 사이클에 대응된다. 이 예에서의 나머지 컨버터 전력 회로들(30b-30d)도 컨트롤러(130)로부터의 신호들(132b-132d)에 의해 마찬가지로 제어되는데, 개개의 온-타임들(T_{ONB} - T_{OND}) 또한 피드백 및 파형 제어 전략에 따라 판정되고, 활성 부분들은 연속적으로 위상-시프트되는 방식으로 시작하며, 제 2 회로(30b)를 위한 주기(T)는 90° 에서 시작하고, 회로들(30c 및 30d)의 주기는, 각각, 180° 및 270° 에서 시작한다. 이런 방식으로, 각각의 컨버터 전력 회로는 각 용접 주기(T)의 대응되는 부분 동안의 용접 동작에 대한 전류를 제공하는데, 이 경우, 그것의 전류들은 출력에서 가산된다. 이러한 관점에서, 출력 전압은 실질적으로 컨버터 전력 회로들의 수(N)와 무관하다는 것에 주의한다. 가능한 다른 구현들에서, 각 전력 회로의 활성 시간 부분들은 동일할 필요가 없으며, 전력 회로들이 동일한 전략에 따라 제어될 필요도 없다. 또한, 예시적인 컨트롤러(130)가 펄스폭 변조 기술들을 이용하기는 하지만, 펄스 주파수 변조 등과 같은, 다른 변조가 이용될 수도 있는데, 이 경우, 이러한 다른 구현들 모두는 본 발명 및 첨부된 청구항들의 범위내에 해당되는 것으로 간주된다.

또한, 도 10b를 참조하면, 컨버터 전력 회로들(30a-30d)이 개별적으로 제 2 DC 출력 신호와 내부 전력 회로 노드 사이에 결합되어 있는 스위칭 장치(Q1-Q4)를 구비하는, 다른 4-상 벽-유형의 인터리브된 컨버터(30)가 도시되어 있다. 스위칭 장치들(Q1-Q4)은 도 10b 구성에서 제 2 DC 출력 신호(DC#2)의 음의 라인(20b)에 결합되고, 전력 회로 인덕터들(L1-L4)은 대응되는 벽 컨버터 전력 회로 내부 노드들과 시료(W)에서의 조정 신호 사이에 결합되는데, 이 경우, 전류 분로(S)가 라인(B)에서의 양의 경로에 제공되어 라인(C)에서의 피드백을 발생시킨다. 이 실시예에서, 컨버터 전력 회로들(30a-30d)의 자유 송신 다이오드들(D1-D4)은 전력 회로 내부 노드들에서의 양극 및 양의 DC 라인(20a)에 결합되어 있는 음극에 결합된다. 이 경우, 제어 신호들(132a-132d)은, 컨버터 전력 회로들(30a-30d)의 인터리브된 펄스폭 변조를 위해 상술된 예에서와 같이, 도 11의 타이밍도(31)에 나타낸 바와 같이 제공된다. Q1이 온일 때(예를 들어, T_{ONA}), 제 1 전력 회로 내부 노드는 라인(20b)의 전압에 있고 전류(I_{Q1})는 제 1 인덕터(L1)로부터 음의 DC 라인(20b)으로 흐른다. 스위치(Q1)가 턴오프일 때, 인덕터 전류는 자유 송신 다이오드(D1)를 통해 라인(20a)으로 그리고 그에 따라 용접 프로세서 전극(E)까지 계속 흐른다. 상술된 바와 같이, 본 발명의 범위내에서, 다른 특정 전력 회로 유형들 및 설계들이 도 10a 및 도 10b의 예시적인 벽 컨버터 전력 회로들(30)을 대체할 수도 있다.

제 3 단(III)의 스위칭 컨버터(30)에 다수 전력 회로들(30a-30d)을 사용하는 것은 비-다상 접근 방법들에 비해 몇가지 이점들을 제공한다는 것에 주목해야 한다. 특정한 일 장점은 감소된 리플 전류이다. 이러한 관점에서, 각각이 컨버터 전력 회로 리플 전류 정격(I_{pr})을 가진, 컨버터 전력 회로들(30a-30d)이 유사하게 구성되는데, 이 경우, 인터리브된 다상의 스위칭 컨버터(30)는 개개 전력 회로들의 정격(I_{pr})보다 작은 컨버터 리플 전류 정격(I_{cr})을 가진다. 리플 전류의 이러한 감소는 다상 아키텍처로부터 유래하며, 컨버터 전력 회로 인덕터들(L1-L4)의 사이즈 및 값들을 감소시킴으로써, 공간 및 비용을 절감한다. 이러한 감소는, 예를 들어, 다상 설계에 의해 수반되는 증가된 컴포넌트 카운트를 상쇄할 수 있다. 또한, 감소된 인덕터 사이즈는 단상 컨버터들에서 발견되는 대형 초크들 대신에 보드 탑재형 초크들의 사용을 용이하게 할 수 있다. 또한, 인덕터들의 감소된 값들은 출력 단(III)의 과도 응답을 향상시킴으로써, 향상된 용접 프로세스 제어 전략들(예를 들어, 파형 제어 등)을 용이하게 할 수 있다.

또한, 개개 전력 회로들(30a-30d)은 소정의 컨버터 전류 출력에 의해 판정되는 소정 전원 설계에서의 전력 회로 수로써 소정의 최대 전류 정격을 위해 설계될 수 있으므로, 상이한 용접 또는 플라즈마 커팅 시스템들이 상이한 수의 모듈식 초퍼 전력 회로들을 사용해 설계될 수 있다. 또한, 개개 전력 회로들에 의해 제공되는 전류들이 비교적 낮으므로, 향상된 용접 기

술들을 위해 잠재적으로 제한없는 대역폭을 제공하면서, 고효율성 및 낮은 전류 스트레스들이 실현될 수 있다. Reynolds의 6,051,804 및 6,300,589와 같은, 다상 용접 전원들에서의 종래 시도들과 달리, 본 발명의 3 단 용접 전원들은 사실상 임의의 전류량에서 동작할 수 있는데, 이 경우, 개개 컨버터 전력 회로 모듈들은 통상적인 용접 전압 레벨들에서의 동작을 위해 설계될 수 있고, 용접기 출력 전압은 본질적으로 출력 단 컨버터 전력 회로들의 수(N)와 무관한다. 이러한 관점에서, 본 발명의 인터리브된 다상의 스위칭 컨버터들(예를 들어, 컨버터(30))은 제 2 DC 출력 신호(DC#2)를 수신하기 위해 병렬로 결합되어 있는 N 개의 컨버터 전력 회로들(예를 들어, 전력 회로들(30a-30d))을 구비하는데, 이 경우, 전력 회로들은 개별적으로 컨버터 전력 회로 최대 전류 정격(I_p)을 가지며, 인터리브된 다상의 스위칭 컨버터는 약 $N \times I_p$ 의 컨버터 최대 전류 정격을 가진다. 예를 들어, 벽 컨버터 전력 회로(30a)가 50A의 최대 전력 회로 전류(I_p)에서의 동작을 위해 설계된다면, 300A의 다상 컨버터는, 제 2 DC 출력 신호(DC#2)를 조정된 용접 신호로 변환하기 위해 병렬로 결합되어 있는 이와 같은 6개의 컨버터 전력 회로들을 사용해 구성될 수 있는데, 이 경우, 각각의 컨버터 전력 회로는 스위칭 주기 구간(T) 동안 60° 의 상대적 위상 관계에서 동작될 수 있다.

이제 도 12-도 12b를 참조하면, 본 발명의 다른 태양은 제 1 DC 출력을 제공하기 위해 입력 AC 신호를 변환하는 제 1 단, 제 1 DC 출력 신호를 제 2 DC 출력 신호로 변환하는 제 2 단, 및 제 2 DC 출력 신호를 조정 신호로 변환하기 위한 인터리브된 다상의 제 3 단을 갖춘 3 단 전원을 제공하는데, 이 경우, 다상 컨버터는 개별적으로 인덕터 및 스위칭 장치를 가진 복수개의 컨버터 전력 회로들을 구비하고, 인덕터들 중 2 이상은 공통 코어상에 권선된다. 도 12는 4개의 컨버터 전력 회로들(30a-30d)을 가진 예시적인 다상의 벽 컨버터(30)를 도시하는데, 이 경우, 전력 회로 컴포넌트들은 상기 도 10a에서 도시된 것과 유사하며 전기적으로 등가인 벽 유형 컨버터 구성으로 상호 접속된다. 그러나, 도 12의 구현에서, 전력 회로 인덕터들(L1-L4)은 공통 코어를 사용해 서로 통합되어, 통합된 자기 컴포넌트 또는 컨버터 인덕터 단일 구조(30L)를 형성한다. 모든 인덕터들이 단일 코어상에서 조합되는 것은 아닌, 본 발명의 이러한 태양에 대한 다른 실시예들이 가능할 수도 있다. 인덕터들(L1-L4) 각각은 대응되는 권선을 포함하는데, 이 경우, 인덕터들(L1-L4)의 권선들 중 2 이상은, E-I, E-E, 또는 공지의 다른 코어 구조들과 같은, 임의의 적당한 형태 또는 재료일 수 있는, 공통 코어 주위에 권선될 수 있다. 컨버터 전력 회로 인덕터들(L1-L4) 중 2 이상의 통합은 본 발명의 3 단 전원 아키텍처에서의 추가적인 시스템 사이즈 및 비용 감소를 허용할 수 있다.

본 발명의 다상 출력 단에서의 통합된 컨버터 구조 구성시에, 인덕터 권선들의 상대적인 방향들은 도 12a에 나타낸 바와 같이 정렬되거나, 도 12b의 다른 실시예(30La)에 나타낸 바와 같이 교대되거나 상호 교차될 수 있다. 이러한 관점에서, 소정 설계에서의 특정 코어 설계 및 상대적인 권선 방향의 선택은 변경되어, 교대하거나 반전하는 커플링들을 선택적으로 제공할 수 있는데, 이 경우, 이렇게 통합된 개개 전력 회로 인덕터들은, Zumel의 "Magnetic Integration for Interleaved Converters"에서의 가르침과 같이, 결합되거나 역결합될 수 있다. 역결합된 인덕터들(L1-L4)의 통합 자체는 바람직스럽게도 총 컴포넌트 사이즈의 감소 뿐만 아니라 저하된 손실들 및 비용을 제공한다. 인덕터들(L1-L4)의 일부 또는 전부에 대한 자기 커플링은 일 인덕터로부터의 에너지가 결합된 다른 인덕터로 전달될 수 있게 하는데, 이 경우, 출력 필터링 요구 사항들도 감소될 수 있다. 따라서, 예를 들어, 역결합된 다른 통합이 통합된 자기 컴포넌트(30La)에서의 교차 배치된 권선들(staggered windings)로써 제공될 수 있는데(도 12b), 이 경우, 공통 코어는 평행한 간격의 자기 코어 레그들 주위에 권선되어 있는 통합 권선들로써 구성될 수 있고, 인덕터들을 서로 자기적으로 역결합하기 위해 하나 이상의 추가적인 비간격 레그들이 제공된다. 가능한 다른 구현(도 12a)에서, 통합된 인덕터들(L1-L4)의 권선들은, 추가적인 역결합 레그들 없이, 코어 구조의 간격을 가진 또는 비간격의 레그들 주위에 권선됨으로써, 통합된 인덕터들이 자기적으로 결합된다. 따라서, 본 발명의 다상 출력 단 변환 태양들이 향상된 동적 응답들 및 일반적으로 더 높은 대역폭들의 상술된 이점들을 용이하게 할 수 있는 반면, 2 이상의 컨버터 전력 회로 인덕터들의 선택적인 통합은, 특히 비교적 대다수의 컨버터 전력 회로들(예를 들어, N 의 큰 값들)이 사용될 경우, 추가적인 이점들을 제공할 수도 있다.

하나 이상의 예시적 구현들 또는 실시예들과 관련하여 본 발명을 도시하고 설명하였지만, 이 명세서 및 첨부된 도면들을 읽고 이해할 때, 당업자들에게는 등가의 변경들 및 변형들이 떠오를 것이다. 특히, 상술된 컴포넌트들(어셈블리들, 장치들, 시스템들, 회로들 등)에 의해 수행되는 다양한 평크선들과 관련하여, 이러한 컴포넌트들을 설명하는데 사용되는 ("수단"에 대한 언급을 포함하는) 용어들은, 다르게 지시되지 않는다면, 여기에 도시되어 있는 본 발명의 예시적 구현들에서의 평크선을 수행하는 개시된 구조와 구조적으로 등가는 아니라 하더라도, 설명된 컴포넌트의 특정 평크선을 수행하는 (즉, 기능적으로 등가인) 임의의 컴포넌트에 대응된다. 또한, 본 발명의 특정 사양이 몇가지 구현들 중 단 하나와 관련하여서만 개시되었을 수도 있지만, 이와 같은 사양은, 임의의 소정 또는 특정 애플리케이션을 위해 필요하고 바람직할 수 있다면, 나머지 구현들의 하나 이상의 다른 사양들과 조합될 수 있다. 또한, "포함하는", "갖는", "가진", "갖춘", 또는 그 변형들이 상세한 설명 및/또는 청구항들에서 사용된다면, 이러한 용어들은 "구비하는"이라는 용어와 유사한 방식으로 포괄적인 의미이다.

발명의 효과

본 발명에 따른 용접기 전원들에 따르면, 인터리브된 다상의 컨버터는 용접, 즉, 플라즈마 커팅에도 적합한 조정 신호들을 제공하고, 등가의 단상 컨버터들에서는 실행 불가능한 스위칭 주파수들에서 동작할 수 있으므로, 시스템 효율성을 심각하게 열화시키지 않으면서 그리고 시스템 비용을 부당하게 증가시키지 않으면서, 더 높은 출력 단 대역폭의 이점들을 실현할 수 있다.

도면의 간단한 설명

도 1은 본 발명의 하나 이상의 태양들에 따른 미조정의 절연된 제 2 단으로부터의 전력을 사용해 조정된 프로세스 출력 신호를 제공하는 인터리브된 다상의 출력 단 스위칭 컨버터를 갖춘 3 단 전원을 도시하는 개략도이다.

도 2 및 도 3은 본 발명에 따른 3 단 전원의 추가적인 실시예들을 도시하는 도 1과 유사한 개략도들이다.

도 4는, 다상의 출력 단이 AC 용접 전류를 제공하는, 본 발명에 따라 구성된 전원의 제 2 및 제 3 단들을 도시하는 개략도이다.

도 5는, 예시적인 3개의 조정된 용접 신호 파형들과 함께, 도 4의 실시예에서 다상의 제 3 단에 의해 제공되는 조정 신호를 제어하기 위한 파형 기술 제어 회로의 개략도이다.

도 6은, 출력 단이 DC 용접 전류를 제공하는, 본 발명에 따라 구성된 전원의 제 2 및 제 3 단을 도시하는 개략도이다.

도 7은, 2개의 별도 컨트롤러 전압 공급 장치들을 갖춘, 전기 아크 용접에 적합한 출력 전류를 발생시키기 위한, 본 발명에 따른 3 단 전원의 전체적인 양상을 도시하는 개략도이다.

도 8은 본 발명에 따른 예시적인 3 단 전원을 도시하는 개략도이다.

도 9는 본 발명에 따른 전원의 예시적인 미조정의 절연된 제 2 단 인버터에 대한 추가적인 세부 사항들을 도시하는 개략도이다.

도 10a는 본 발명에 따른 3 단 전원에서 용접 프로세스 출력 신호를 발생시키기 위한 4개의 병렬 접속된 벽 컨버터 전력 회로들을 가진 인터리브된 다상의 예시적인 DC-DC 제 3 단 컨버터를 도시하는 개략도이다.

도 10b는 본 발명에 따른 조정 신호를 공급하기 위한 또 하나의 예시적인 4-상의 인터리브된 벽 컨버터를 도시하는 개략도이다.

도 11은 도 10a 및 도 10b의 인터리브된 컨버터들에서의 예시적인 다상의 제어 신호들을 도시하는 파형도이다.

도 12는 컨버터 전력 회로 인덕터들이 본 발명에 따라 공통 코어 주위에 통합적으로 위치하는 인터리브된 다상의 벽 컨버터 출력 단의 다른 구현을 도시하는 개략도이다.

도 12a 및 도 12b는 본 발명에 따라 공통 코어 주위에 위치하는 통합된 컨버터 전력 회로 인덕터들에 대한 2개의 교대하는 권선 방향들을 도시하는 개략도들이다.

도면의 주요 부분에 대한 부호의 설명

10 : AC-DC 컨버터 12 : AC 입력 신호

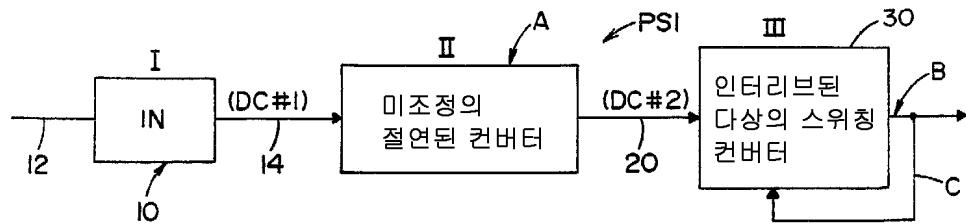
14 : 제 1 DC 출력 신호 20 : 제 2 DC 출력 신호

30 : DC-DC 컨버터 A : 미조정 인버터

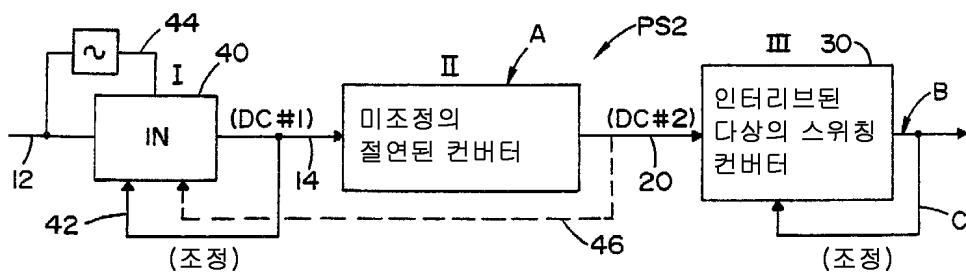
B : 출력 신호 라인 C : 피드백 제어 또는 조정 루프

도면

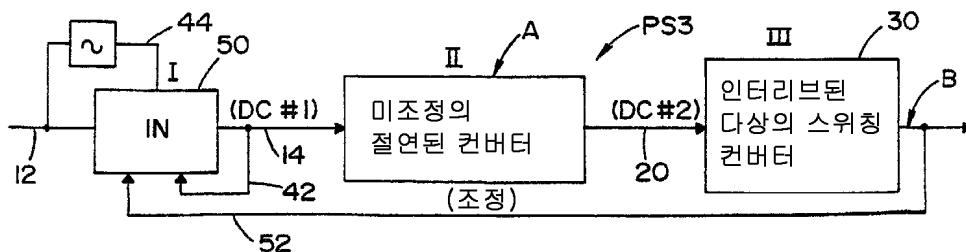
도면1



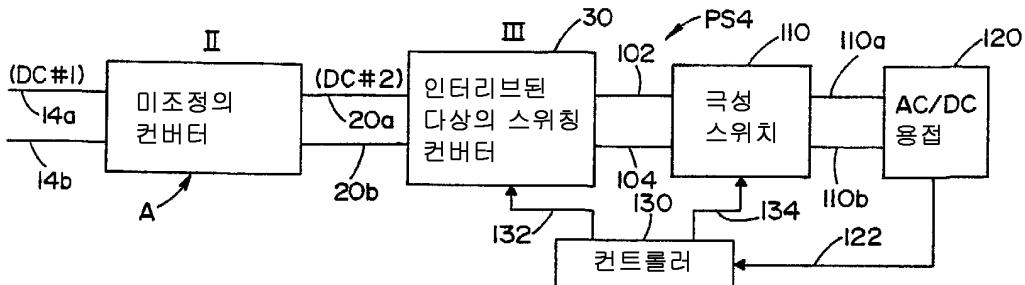
도면2



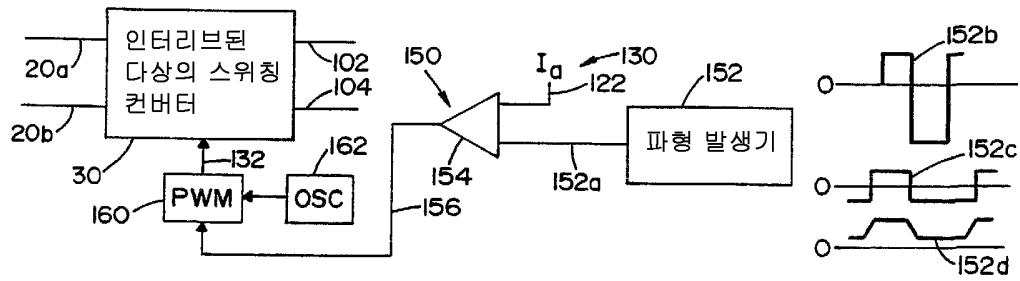
도면3



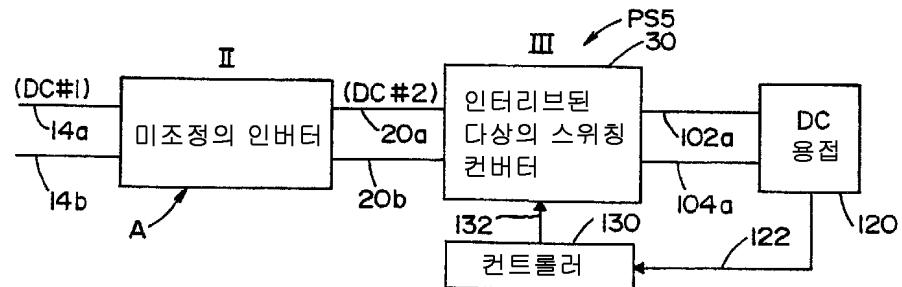
도면4



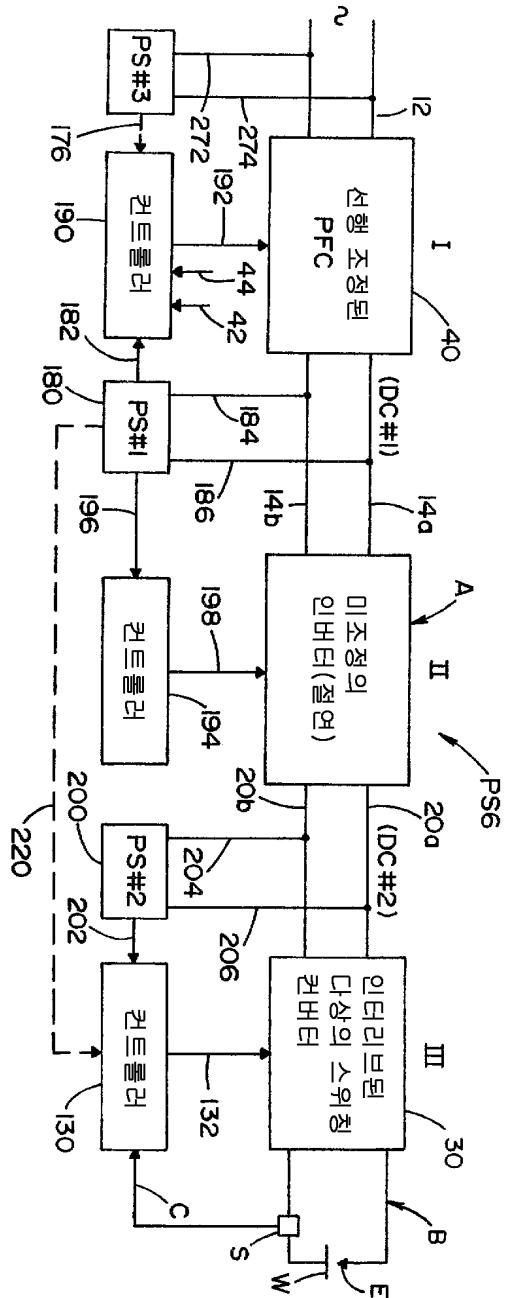
도면5



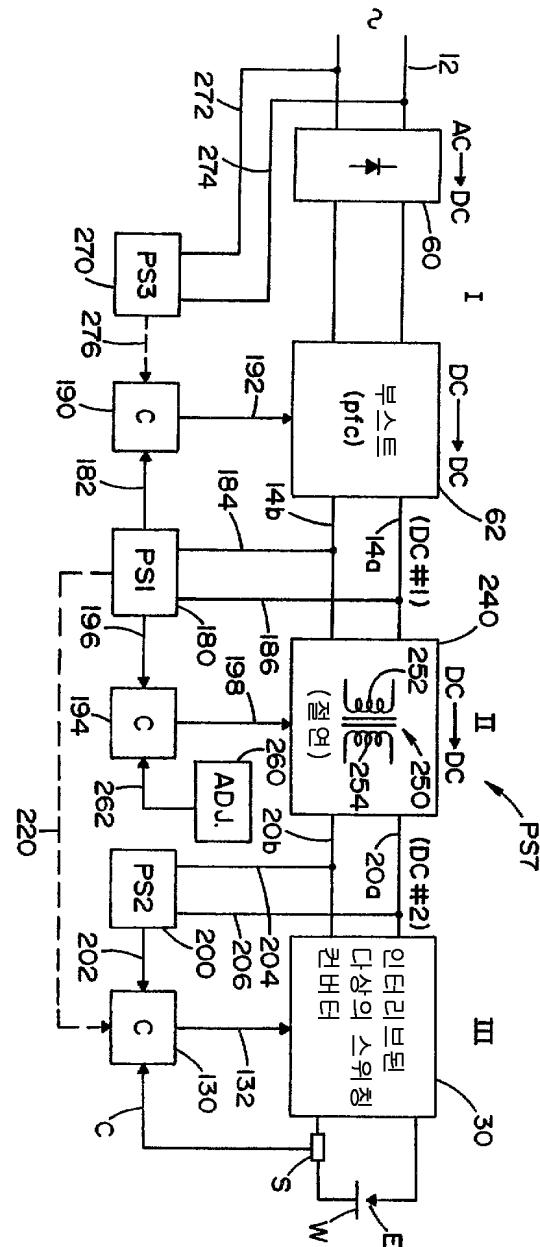
도면6



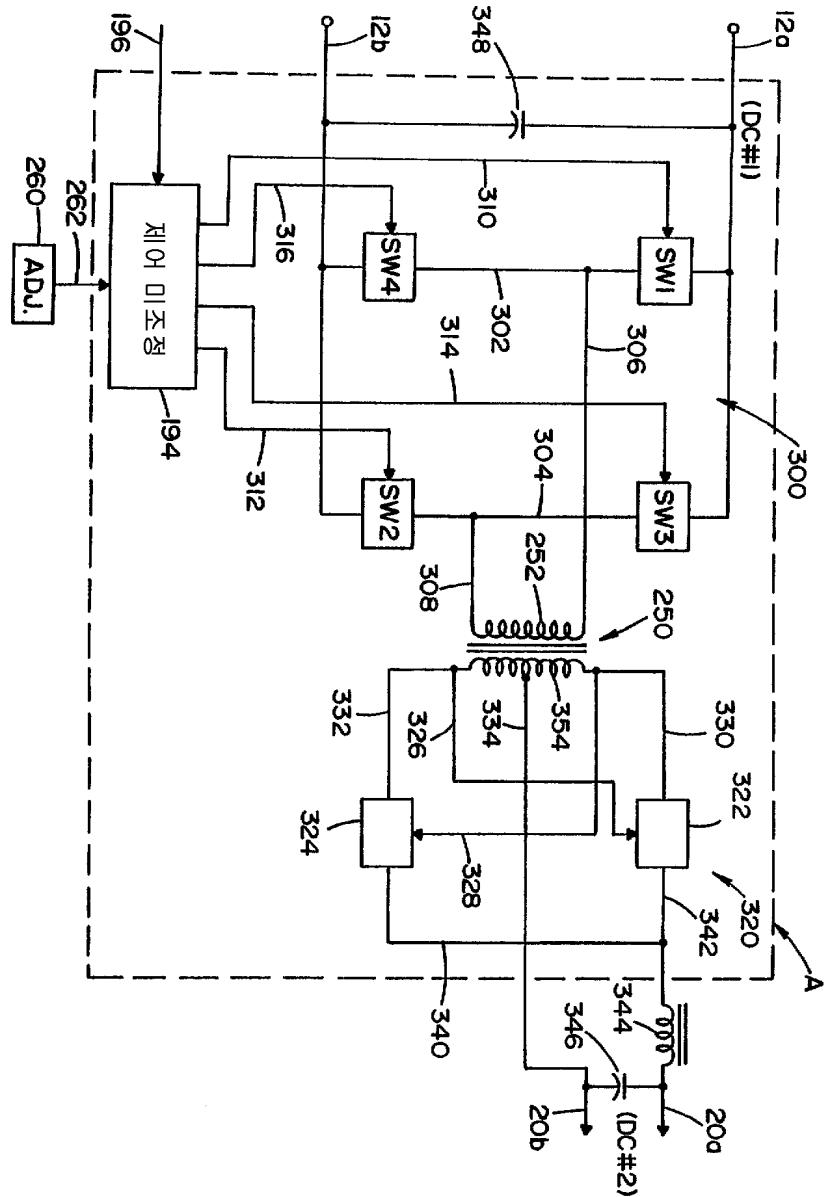
도면7



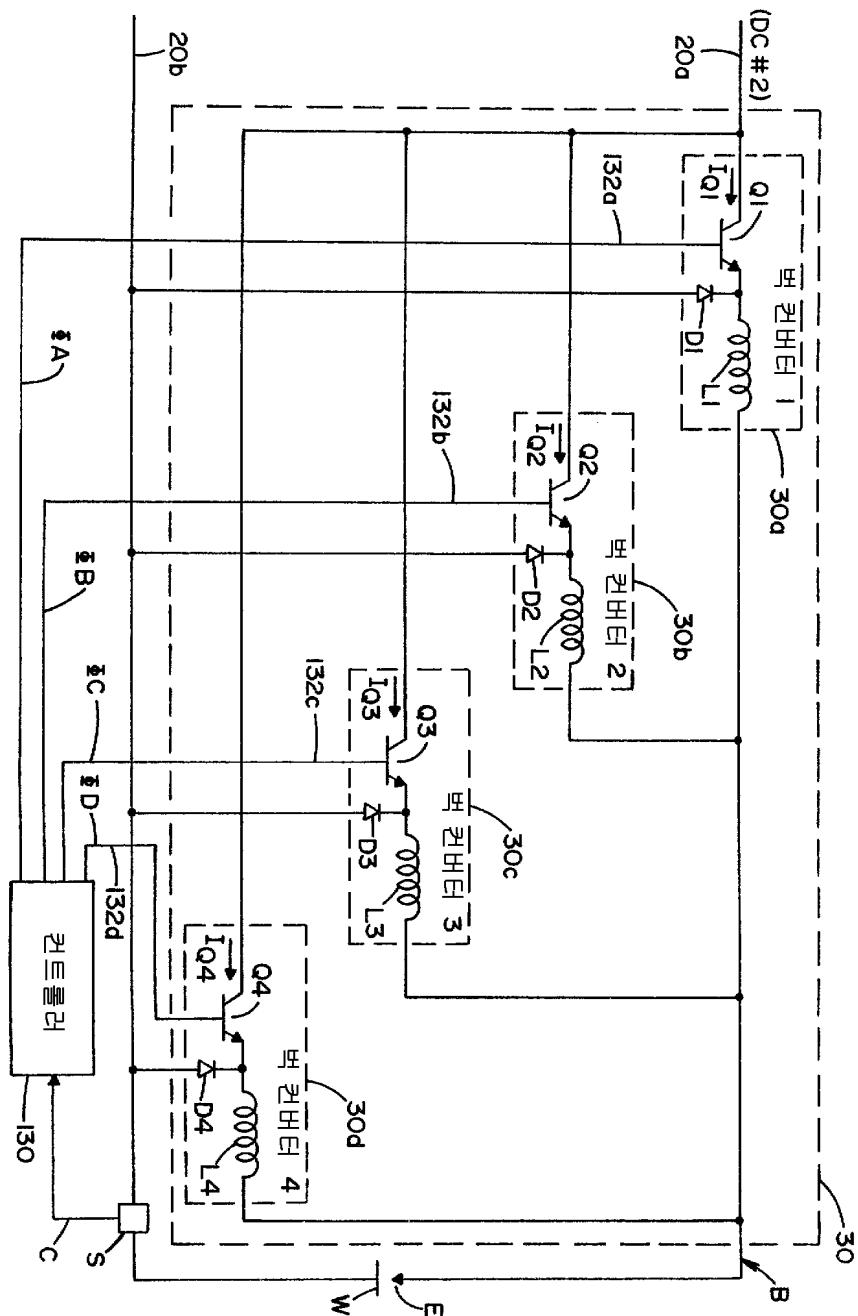
도면8



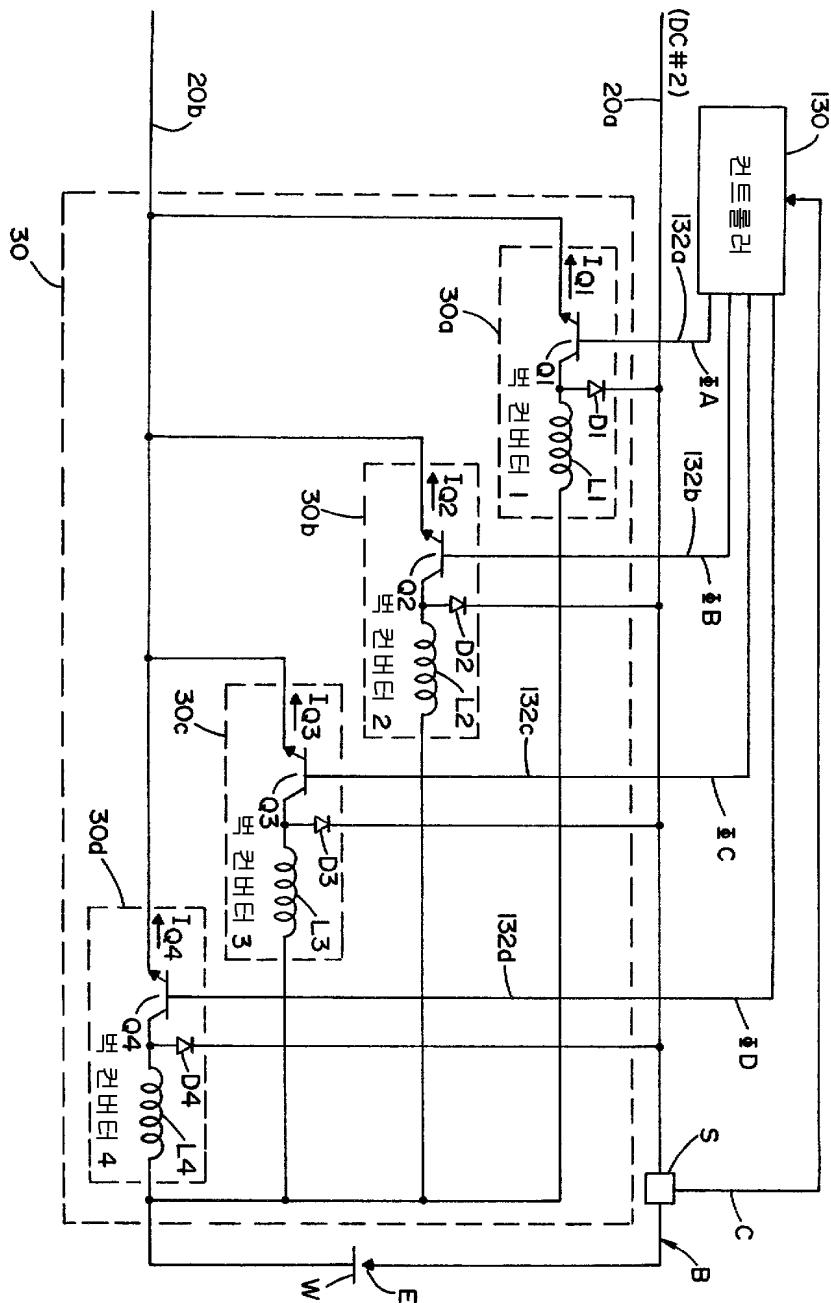
도면9



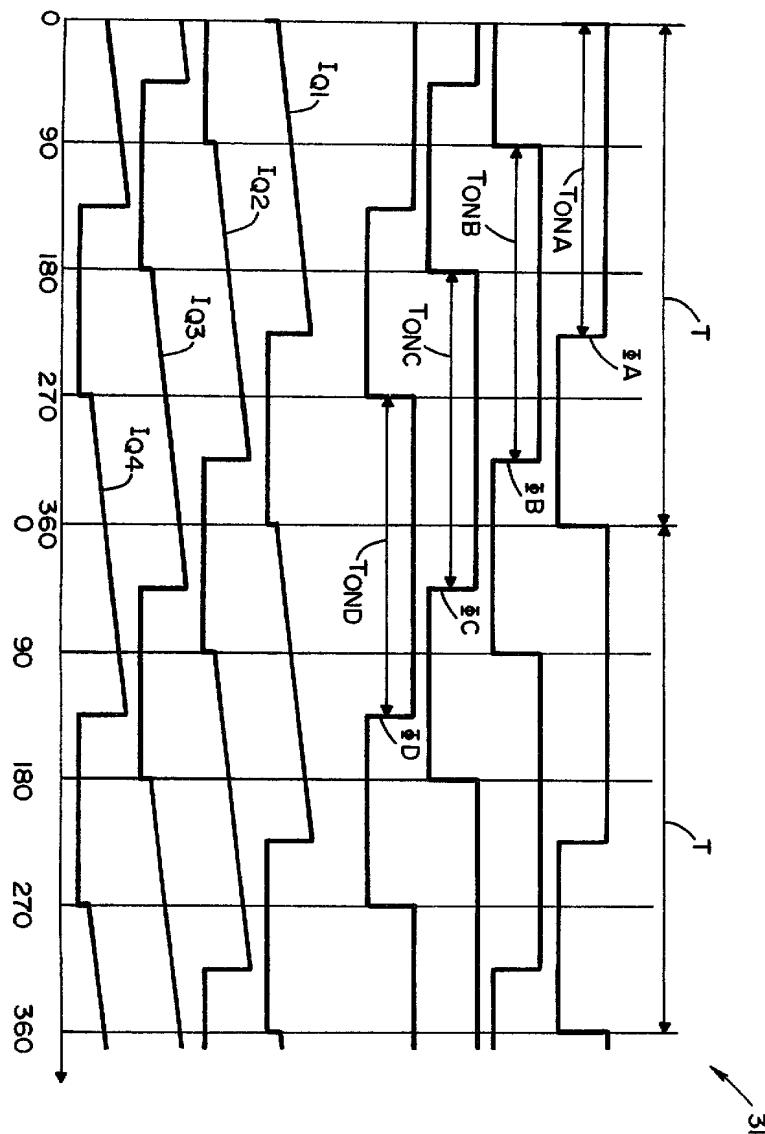
도면10a



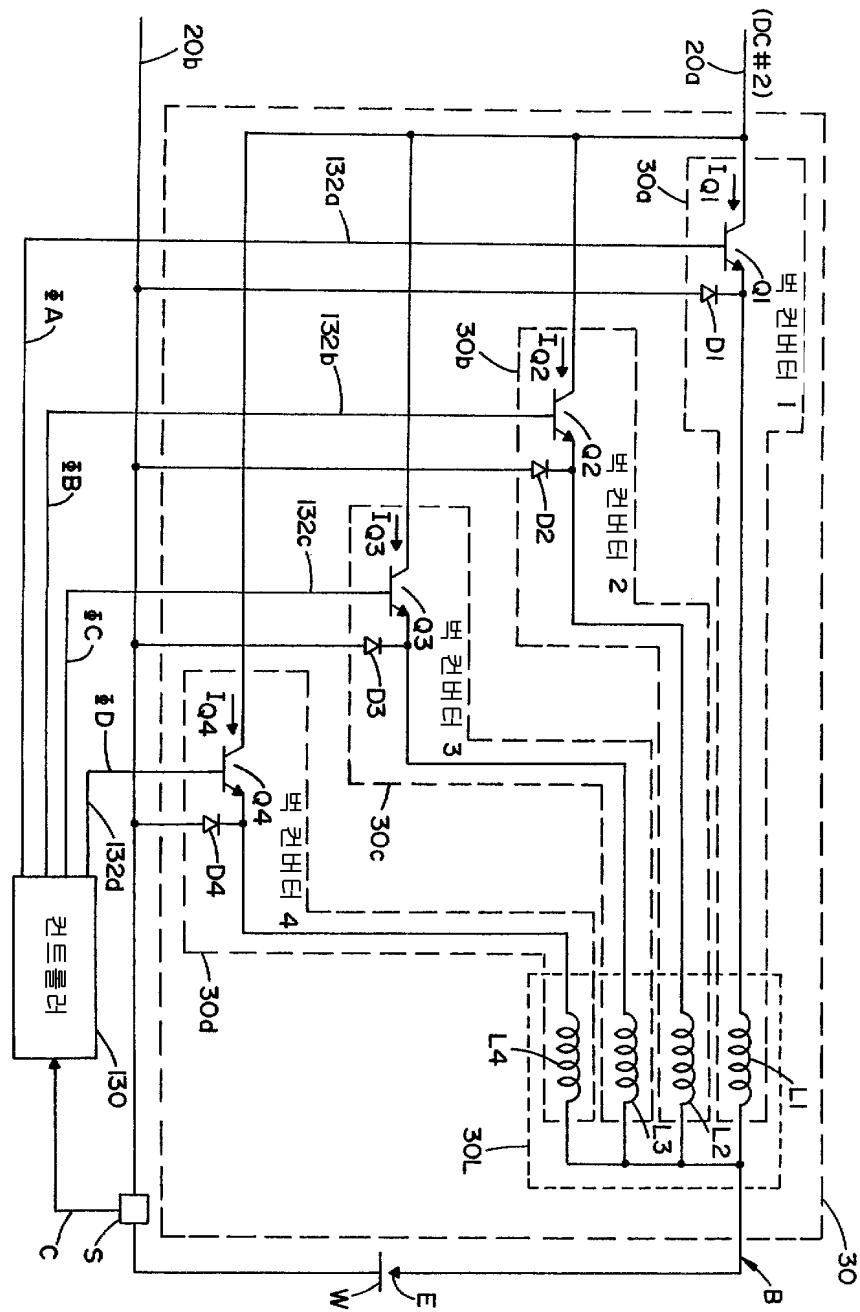
도면10b



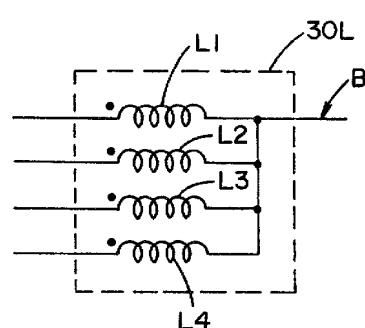
도면11



도면12



도면12a



도면12b

