(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2017-0010992
(43) 공개일자 2017년02월02일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H03K 3/57 (2006.01) *H02M 3/07* (2006.01)
(52) CPC특허분류
H03K 3/57 (2013.01)
H02M 3/07 (2013.01)
(21) 출원번호 10-2015-0102809
(22) 출원일자 2015년07월21일
심사청구일자 2016년05월13일

(71) 출원인
한국전기연구원
경상남도 창원시 성산구 불모산로10번길 12 (성주동)
(72) 발명자
류홍제
경상남도 창원시 성산구 원이대로 774, 성원3단지 아파트 305동 1602호
장성록
대구광역시 동구 신암로16길 25, 신천자이아파트 103동 2303호
유찬훈
경상남도 창원시 성산구 불모산로10번길 12, 한국전기연구원 기숙사 A514
(74) 대리인
특허법인주원

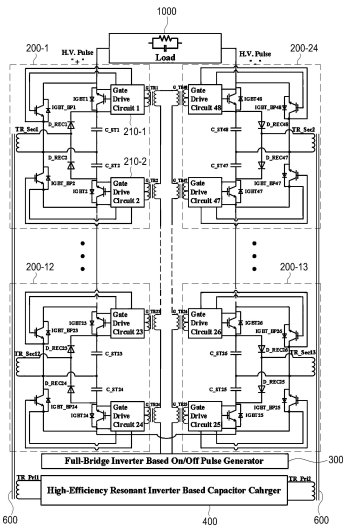
전체 청구항 수 : 총 9 항

(54) 발명의 명칭 **펄스 전원 장치**

(57) 요 약

본 발명은 펄스 전원 장치를 공개한다. 본 발명의 바람직한 실시예에 따른 펄스 전원 장치는, 직렬로 연결된 반도체 스위치부와 에너지 저장부의 양단에, 역병렬 다이오드가 포함된 반도체 스위칭 소자(예컨대, IGBT)로 구현되는 바이패스 스위칭부를 병렬로 연결한다. 그리고, 펄스 전원 공급시에는 바이패스 스위칭부를 오프상태로 유지하여 역병렬 다이오드를 바이패스 다이오드로서 활용하여 소자들의 오동작이 발생하였을 때, 소자들을 보호하고, 펄스 전원이 공급되지 않는 동안에는 바이패스 스위칭부를 턴 온시켜 부하 장치에 충전된 전압을 바이패스 스위칭부에 포함된 반도체 스위칭 소자를 통해서 방전시킴으로써, 부하 장치의 방전을 위한 별도의 구성(예컨대, 방전 저항)을 추가하지 않고도 부하 장치를 효율적으로 방전시켜 전원 펄스를 falling time을 감소시킬 수 있고, 따라서, 불필요한 전력 소모를 최소화할 수 있다.

대 표 도 - 도2a



명 세 서

청구범위

청구항 1

반도체 스위치부;

상기 반도체 스위치부가 온되면, 내부에 충전된 전압을 부하 장치로 방전하도록 상기 반도체 스위치부와 직렬로 연결된 에너지 저장부;

상기 에너지 저장부에 전기 에너지를 공급하는 에너지 공급부;

내부에 포함된 역병렬 다이오드의 순방향이 상기 에너지 저장부의 방전 방향과 일치하도록 상기 반도체 스위치부 및 상기 에너지 저장부와 병렬로 연결된 바이패스 스위칭부; 및

상기 반도체 스위치부 및 상기 바이패스 스위칭부를 구동하는 구동부;를 포함하는 파워 셀을 하나 이상 포함하는 것을 특징으로 하는 펄스 전원 장치.

청구항 2

제 1 항에 있어서,

상기 펄스 전원 장치는 복수의 파워 셀을 포함하고,

상기 복수의 파워 셀에 각각 포함된 상기 반도체 스위치부 및 상기 에너지 저장부가 서로 직렬로 연결되도록 상기 복수의 파워 셀은 서로 직렬로 연결된 것을 특징으로 하는 펄스 전원 장치.

청구항 3

제 1 항에 있어서,

상기 구동부로 턴 온 펄스 신호와 턴 오프 펄스가 순차적으로 입력되고,

상기 구동부는 턴 온 펄스 신호가 입력되면 상기 반도체 스위치부를 턴 온시켜 상기 에너지 저장부에 충전된 전압을 상기 부하 장치로 방전시키고, 턴 오프 펄스 신호가 입력되면, 상기 반도체 스위치부를 오프시키고 상기 바이패스 스위칭부를 턴 온시켜, 상기 부하 장치 내부에 충전되었던 전압을 상기 바이패스 스위칭부를 통해서 방전시키는 것을 특징으로 하는 펄스 전원 장치.

청구항 4

제 1 항에 있어서,

상기 에너지 저장부는 서로 직렬로 연결된 한 쌍의 충전 커패시터를 포함하고,

상기 에너지 공급부는 서로 직렬로 연결된 한 쌍의 정류 다이오드를 포함하며,

상기 반도체 스위치부는 각각이 상기 충전 커패시터와 연결되는 한 쌍의 반도체 스위치를 포함하고,

상기 바이패스 스위칭부는 한 쌍의 반도체 스위칭 소자를 포함하며, 각 반도체 스위칭 소자는 서로 직렬로 연결된 상기 충전 커패시터와 상기 반도체 스위치의 양단에 연결되는 것을 특징으로 하는 펄스 전원 장치.

청구항 5

제 1 항에 있어서,

상기 에너지 저장부는 충전 커패시터를 포함하고, 상기 에너지 공급부는 교류 전원을 입력받아 직류 전원으로 변환하여 상기 충전 커패시터를 충전시키는 정류회로인 것을 특징으로 하는 펄스 전원 장치.

청구항 6

제 1 항에 있어서, 상기 구동부는

콘트롤 인버터로부터 입력되는 턴 온 펄스 신호에 따라서 상기 반도체 스위치부를 턴 온 시키고, 턴 오프 펄스 신호가 입력될때까지 상기 반도체 스위치부의 턴 온 상태를 유지하는 제 1 구동부; 및

상기 콘트롤 인버터로부터 턴 오프 펄스 신호가 입력되면 상기 바이패스 스위칭부를 턴 온 시키는 제 2 구동부를 포함하는 것을 특징으로 하는 펄스 전원 장치.

청구항 7

제 6 항에 있어서,

상기 콘트롤 인버터로부터 턴 오프 펄스 신호가 입력되면, 상기 제 2 구동부는 상기 제 1 구동부가 상기 반도체 스위치부를 턴 오프시킨 후, 사전에 정의된 지연 시간이 경과된 후에 상기 바이패스 스위칭부를 턴 온 시키는 것을 특징으로 하는 펄스 전원 장치.

청구항 8

제 1 항 내지 제 7 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 반도체 스위치부 및 상기 바이패스 스위칭부는 IGBT(Insulated-Gate Bipolar Transistor)로 구현되는 것을 특징으로 하는 펄스 전원 장치.

청구항 9

제 1 항 내지 제 7 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 에너지 저장부의 충전을 위한 전원을 공급하는 파워 인버터;

상기 파워 인버터로부터 각 파워 셀 내 에너지 공급부에 전원이 공급되도록 하는 파워 루프;

상기 반도체 스위치부 및 상기 반도체 스위칭부에 전원 및 제어신호를 제공하는 컨트롤 인버터; 및

상기 컨트롤 인버터로부터 각 파워 셀 내 구동부에 제어신호가 공급되도록 하는 컨트롤 루프;를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 펄스 전원 장치.

발명의 설명

기 술 분 야

[0001] 본 발명은 펄스 전원 장치 관한 것으로서, 보다 구체적으로는 부하 장치에 충전된 전압 혹은 에너지를 신속하게 방전시킬 수 있는 방전 경로를 제공하는 펄스 전원 장치에 관한 것이다.

배 경 기 술

[0002] 일반적으로 고전압 펄스 발생 회로는 각종 시험장비나 플라즈마 발생장치(PSII 등)와 같이 고전압을 필요로 하는 부하 장치로 펄스 전원을 공급하는데, 종래의 고전압 펄스 발생 회로는 장치의 수명 문제, 펄스 폭 가변, 동작 주파수의 증대, 펄스 전압의 조절, 직류 고전압 전원의 필요성 등의 측면에 있어서 많은 문제점이 발견되고 있다.

[0003] 예컨대, 스파크 갭을 이용한 막스 펄스발생기를 이용하는 방식과 진공관 스위치를 이용하는 방식은 장치의 수명이 짧으며, 펄스 폭의 조절이 불가능하다. 또한 펄스 반복률을 높이는데 한계가 있고, 직류 고전압 전원 회로를 필요로 하는 등의 단점을 가진다.

[0004] 또한, 펄스변압기를 이용하는 방식은 변압기의 인덕턴스로 인해 펄스의 빠른 상승 시간을 얻는 데에 어려움이 있고, 변압기의 자기포화로 인해 리셋 회로 등이 추가되어야 하므로 회로가 복잡해지며, 소음이 발생한다는 것과 펄스 폭을 늘리기 어렵다는 등의 단점이 있다.

[0005] 그리고, 막스 펄스발생기에서 스파크 갭 스위치 대신 반도체 스위치인 절연 게이트 양극성 트랜지스터(Insulated Gate Bipolar Transistor; 이하 IGBT로 약칭함)를 사용하고자 하는 노력이 있어 왔다.

[0006] IGBT는 수명이 영구적이고 이를 사용할 경우 펄스 반복률 및 펄스 폭 제어가 가능해지는 등 종래의 막스 펄스 발생기에서 사용된 기계적인 스위치의 단점이 극복될 수 있으나, 스위치를 구동하는 문제, 균등 전압 분배 등 동작에 대한 제약조건이 까다로워 제품의 신뢰성에 문제를 일으킬 수 있는 소지를 안고 있다.

[0007] IGBT를 이용한 펄스발생기에서 가장 핵심 기술은 스위치의 전압, 전류 정격을 극복하는 것이다. IGBT는 기존의 가스 방전 스위치와 달리 작은 전압, 전류 정격을 갖고 있다.

[0008] 이에 하나의 스파크 갭 스위치 대신 하나의 IGBT를 사용하는 것이 아니라 전압 정격에 견딜 수 있도록 원하는 만큼의 복수개 IGBT들을 직렬로 연결하여 이들을 동시에 턴 온/오프하는 방법이 사용될 수 있다. 이 경우 IGBT들이 온(on)이나 오프(off)될 때 구동 타이밍 차이로 전압 불균형이 발생하기 쉬우며, 이때 전압 불균형으로 인해 전압 정격을 넘으면 IGBT는 즉시 파손된다.

[0009] 또한 IGBT가 직렬로 구동될 때 각 스위치는 독립 구동 전원이 필요한데, 이때 직렬 스위치 구성의 윗부분으로 갈수록 독립 구동 전원의 절연의 강도가 더욱 커져야 한다. 따라서, 고압 구동에 있어서 가장 어려운 기술 중의 하나가 구동 전원의 절연기술로 알려져 있다.

[0010] 당 기술분야에서 IGBT를 이용하는 기술로서 IGBT와 트랜지스터(이하, TR이라약칭함)를 함께 사용하는 방식이 알려져 있으며, 막스 펄스발생기와 IGBT 및 TR을 이용하는 전원발생장치 모두 SCR 제어 방식이 적용되는 고압충전기가 사용되고 있는바, 지금까지 사용되고 있는 고압충전기는 전체 크기가 매우 크다는 문제점을 가지고 있다.

[0011] 그 밖에 두 방식 모두 펄스 폭에 제약이 있으며, 특히 TR을 사용한 방식에서는 누설 인덕턴스로 인한 펄스 상승/하강 시간에 큰 제약이 있다. 그리고, 장치 전체 크기가 크고 효율이 낮으며, IGBT 및 TR을 이용한 방식에서 아크 발생 보호는 가능하나 복잡한 회로가 문제로 지적되고 있다.

[0012] 따라서, 본원 출원인 및 발명자는 상기와 같은 문제점을 해결하기 위하여 반도체 스위치를 이용한 새로운 형태의 펄스 전원 시스템을 특허 출원한바 있다[한국등록특허 제0820171호, 미국특허 7,843,087]. 상기 특허(이하, 선행특허라 함)의 펄스 전원 시스템은 수명이 크게 향상되고 소형화가 가능하며 최종 출력되는 고전압 펄스의 다양한 제어가 가능한 이점을 가진다.

[0013] 상기 선행특허의 펄스 전원 시스템은 반도체 스위치 및 충전 커패시터를 가지는 파워 셀들이 직렬로 연결되어 이루어진 복수개의 파워 스테이지, 상기 각 파워 셀의 커패시터 충전을 위한 전원을 공급하는 파워 인버터, 고압 절연 케이블로서 파워 인버터로부터 각 파워 셀 사이에 전원이 공급되도록 연결되는 파워 루프, 반도체 스위치의 게이트 신호 및 게이트 전원을 발생시키기 위한 제어신호를 제공하는 컨트롤 인버터, 고압 절연 케이블로서 컨트롤 인버터로부터 각 파워 셀 사이에 제어신호가 공급되도록 연결되는 컨트롤 루프를 포함하여 구성된다.

[0014] 여기서, 복수개의 파워 스테이지는 전체가 직렬로 연결되는데, 각 파워 스테이지 내에서도 파워 셀들이 모두 직렬로 연결되므로 펄스 전원 시스템 내 전체 파워 셀들이 모두 직렬로 연결된 구조를 가진다.

[0015] 이때, 파워 스테이지를 구성하는 각 파워 셀은 반도체 스위치, 예컨대 IGBT와, 이에 직렬로 연결된 충전 커패시터를 가진다. 또한 각 파워 스테이지에서 전체 파워 셀의 반도체 스위치 및 충전 커패시터들이 모두 직렬로 연결되며, 이에 펄스 전원 시스템을 구성하는 전체 파워 스테이지의 반도체 스위치 및 충전 커패시터들이 모두 직렬로 연결된다.

[0016] 또한, 각 파워 셀은 반도체 스위치 및 커패시터의 양단에 연결된 바이패스 다이오드, 충전 커패시터의 양단에 연결된 정류 다이오드, 단일 턴의 컨트롤 루프에서 절연된 게이트 전원을 인가받아 반도체 스위치의 구동을 위한 게이트 신호 및 구동 전원을 인가하는 파워 스위치 드라이버(게이트 구동 회로)를 포함하여 구성된다.

[0017] 이러한 파워 셀들은 파워 인버터로부터 연결된 파워 루프를 통해 커패시터의 충전을 위한 전원을 공급받고, 이와 더불어 컨트롤 인버터로부터 연결된 컨트롤 루프를 통해 제어신호를 공급받는다.

[0018] 즉, 각 파워 스테이지는 파워 루프와 컨트롤 루프가 구성하는 변압기를 가지며, 파워 인버터가 파워 루프를 통해 고전압 전원을 공급하면 파워 변압기를 통해 전압이 각 파워 셀로 제공되어 커패시터에 충전되고, 컨트롤 인버터가 컨트롤 루프를 통해 인가하는 제어신호가 컨트롤 변압기를 통해 파워 스위치 드라이버로 인가되어 반도체 스위치의 구동을 위한 게이트 신호와 구동 전원이 출력되도록 한다.

[0019] 그 밖에 선행특허의 펄스 전원 시스템에서는 충전 커패시터 간 충전 전압의 차이를 보상하기 위해 상, 하단 파워 스테이지의 파워 변압기 간에 연결되는 보상권선을 감극성이 되도록 삽입하여 설치하고, 이를 통해 각 변압기의 누설 인덕턴스 차이로 인한 충전 커패시터 간 충전 전압의 불균형 문제를 해결하고 있다.

[0020] 한편, 상기한 구성의 펄스 전원 시스템에서는 전체 충전 커패시터를 병렬로 충전한 다음 스위치를 통해 충전 커패시터들을 직렬로 접속시켜 충전 커패시터를 동시에 직렬로 방전시키는 방식으로 고전압 펄스를 발생시킨다.

[0021] 그런데, 상술한 바와 같은 일반적인 종래기술에 따른 펄스 전원 장치 및 선행 특허에 따른 펄스 전원 장치에는 방전용 저항이 추가되어 불필요한 전력 소모가 발생하는 문제점이 존재하였다.

[0022] 구체적으로, 일반적인 펄스 전원 장치의 등가회로를 도시한 도 1을 참조하여 설명하면, 도 1의 (a)에 도시된 바와 같이, 펄스 전원 장치(10)는 반복적으로 스위치를 온/오프시킴으로써 부하 장치(30)로 펄스 전원을 인가하는데, 부하장치(30) 내부에는 저항 성분뿐만 아니라 커패시턴스 성분이 존재하여, 도 1의 (b)에 도시된 바와 같이, 인가되는 전원 펄스의 falling time 이 길어지는 현상이 발생한다.

[0023] 이러한 문제점은 높은 펄스 반복률이 요구되는 수처리 및 가스처리 장치가 부하장치로서 적용되는 경우에는 심각한 문제점이 야기되는 바, 종래기술은 도 1의 (a)에 도시된 바와 같이 부하장치(30)의 양단에 방전 저항(20)을 연결하여, 전원 펄스가 인가되지 않는 기간에 부하 장치(30)에 충전된 전압을 방전 저항(20)을 통해서 방전시킴으로써 falling time을 단축시켰다. 그러나, 방전 저항(20)이 작아지면 작아질수록 전원 펄스의 falling time은 감소하지만, 그 만큼 전력 손실이 커지는 문제점이 발생하였다.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0024] 본 발명이 해결하고자 하는 과제는, 전력 손실을 최소화하면서도 전원 펄스의 falling time을 최소화할 수 있는 펄스 전원 장치를 제공하는 것이다.

과제의 해결 수단

[0025] 상술한 과제를 해결하기 위한, 본 발명의 바람직한 실시예에 따른 펄스 전원 장치는, 반도체 스위치부; 상기 반도체 스위치부가 온되면, 내부에 충전된 전압을 부하 장치로 방전하도록 상기 반도체 스위치부와 직렬로 연결된 에너지 저장부; 상기 에너지 저장부에 전기 에너지를 공급하는 에너지 공급부; 내부에 포함된 역병렬 다이오드의 순방향이 상기 에너지 저장부의 방전 방향과 일치하도록 상기 반도체 스위치부 및 상기 에너지 저장부와 병렬로 연결된 바이패스 스위칭부; 및 상기 반도체 스위치부 및 상기 바이패스 스위칭부를 구동하는 구동부;를 포함하는 파워 셀을 하나 이상 포함한다.

[0026] 또한, 본 발명의 다른 바람직한 실시예에 따른 펄스 전원 장치는 복수의 파워 셀을 포함하고, 상기 복수의 파워 셀에 각각 포함된 상기 반도체 스위치부 및 상기 에너지 저장부가 서로 직렬로 연결되도록 상기 복수의 파워 셀은 서로 직렬로 연결될 수 있다.

[0027] 또한, 본 발명의 다른 바람직한 실시예에 따른 펄스 전원 장치에서는, 구동부로 턴 온 펄스 신호와 턴 오프 펄스가 순차적으로 입력되고, 상기 구동부는 턴 온 펄스 신호가 입력되면 상기 반도체 스위치부를 턴 온시켜 상기 에너지 저장부에 충전된 전압을 상기 부하 장치로 방전시키고, 턴 오프 펄스 신호가 입력되면, 상기 반도체 스위치부를 오프시키고 상기 바이패스 스위칭부를 턴 온시켜, 상기 부하 장치 내부에 충전되었던 전압을 상기 바이패스 스위칭부를 통해서 방전시킬 수 있다.

[0028] 또한, 본 발명의 다른 바람직한 실시예에 따른 펄스 전원 장치의 에너지 저장부는 서로 직렬로 연결된 한 쌍의 충전 커패시터를 포함하고, 상기 에너지 공급부는 서로 직렬로 연결된 한 쌍의 정류 다이오드를 포함하며, 상기 반도체 스위치부는 각각이 상기 충전 커패시터와 연결되는 한 쌍의 반도체 스위치를 포함하고, 상기 바이패스 스위칭부는 한 쌍의 반도체 스위칭 소자를 포함하며, 각 반도체 스위칭 소자는 서로 직렬로 연결된 상기 충전 커패시터와 상기 반도체 스위치의 양단에 연결될 수 있다.

[0029] 또한, 본 발명의 다른 바람직한 실시예에 따른 펄스 전원 장치의 에너지 저장부는 충전 커패시터를 포함하고, 상기 에너지 공급부는 교류 전원을 입력받아 직류 전원으로 변환하여 상기 충전 커패시터를 충전시키는 정류회로로 구현될 수 있다.

[0030] 또한, 본 발명의 다른 바람직한 실시예에 따른 펄스 전원 장치의 구동부는 콘트롤 인버터로부터 입력되는 턴 온 펄스 신호에 따라서 상기 반도체 스위치부를 턴 온 시키고, 턴 오프 펄스 신호가 입력될때까지 상기 반도체 스위치부의 턴 온 상태를 유지하는 제 1 구동부; 및 상기 콘트롤 인버터로부터 턴 오프 펄스 신호가 입력되면 상기 바이패스 스위칭부를 턴 온 시키는 제 2 구동부를 포함할 수 있다.

[0031] 또한, 본 발명의 다른 바람직한 실시예에 따른 펄스 전원 장치에서, 콘트롤 인버터로부터 턴 오프 펄스 신호가 입력되면, 상기 제 2 구동부는 상기 제 1 구동부가 상기 반도체 스위치부를 턴 오프시킨 후, 사전에 정의된 지연 시간이 경과된 후에 상기 바이패스 스위칭부를 턴 온 시킬 수 있다.

[0032] 또한, 본 발명의 다른 바람직한 실시예에 따른 펄스 전원 장치에서, 상기 반도체 스위치부 및 상기 바이패스 스위칭부는 IGBT(Insulated-Gate Bipolar Transistor)로 구현될 수 있다.

[0033] 또한, 본 발명의 다른 바람직한 실시예에 따른 펄스 전원 장치는, 상기 에너지 저장부의 충전을 위한 전원을 공급하는 파워 인버터; 상기 파워 인버터로부터 각 파워 셀 내 에너지 공급부에 전원이 공급되도록 하는 파워 루프; 상기 반도체 스위치부 및 상기 반도체 스위칭부에 전원 및 제어신호를 제공하는 컨트롤 인버터; 및 상기 컨트롤 인버터로부터 각 파워 셀 내 구동부에 제어신호가 공급되도록 하는 컨트롤 루프;를 더 포함할 수 있다.

발명의 효과

[0034] 본 발명은 직렬로 연결된 반도체 스위치부와 에너지 저장부의 양단에, 역병렬 다이오드가 포함된 반도체 스위칭 소자(예컨대, IGBT)로 구현되는 바이패스 스위칭부를 병렬로 연결한다. 그리고, 펄스 전원 공급시에는 바이패스 스위칭부를 오프상태로 유지하여 역병렬 다이오드를 바이패스 다이오드로서 활용하여 소자들의 오동작이 발생하였을 때, 소자들을 보호하고, 펄스 전원이 공급되지 않는 동안에는 바이패스 스위칭부를 턴 온시켜 부하 장치에 충전된 전압을 바이패스 스위칭부에 포함된 반도체 스위칭 소자를 통해서 방전시킴으로써, 부하 장치의 방전을 위한 별도의 구성(예컨대, 방전 저항)을 추가하지 않고도 부하 장치를 효율적으로 방전시켜 전원 펄스의 falling time을 감소시킬 수 있고, 따라서, 불필요한 전력 소모를 최소화할 수 있다.

도면의 간단한 설명

[0035] 도 1은 종래 기술에 따른 펄스 전원 장치의 등가 회로 및 전원 펄스의 파형을 도시하는 도면이다.

도 2a 및 도 2b는 본 발명의 바람직한 실시예에 따른 펄스 전원 장치의 구성을 도시하는 도면이다.

도 3은 본 발명의 바람직한 실시예에 따른 구동부의 세부 구성을 도시하는 회로도이다.

도 4는 본 발명의 바람직한 실시예에 따른 구동부의 턴온 모드 동작을 설명하는 회로도이다.

도 5는 본 발명의 바람직한 실시예에 따른 구동부의 턴온 후 유지 모드 동작을 설명하는 회로도이다.

도 6은 본 발명의 바람직한 실시예에 따른 구동부의 턴 오프 모드 동작을 설명하는 회로도이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0036] 이하, 첨부된 도면을 참조하여 본 발명의 바람직한 실시예들을 설명한다.

[0037] 도 2a는 본 발명의 바람직한 실시예에 따른 펄스 전원 장치의 구성을 도시하는 도면이고, 도 2b는 펄스 전원 장치에서 부하 장치로 전원 펄스를 출력하는 경로 및 부하 장치에 충전된 전압이 방전되는 경로를 도시한 도면이다.

[0038] 도 2a 및 도 2b 를 참조하면, 본 발명의 바람직한 실시예에 따른 펄스 전원 장치의 구성은 선행특허(한국등록특허 제0820171호, 미국특허 7,843,087)의 구성과 비교하였을 때, 파워셀의 내부 구성에만 차이가 있고, 그 밖의 고전압 펄스를 만들어내기 위한 펄스 전원 장치의 기본적인 구성, 예컨대 복수개의 파워셀(200-1~200-24)이 직렬로 연결되어 파워 스테이지가 구성되고, 이때 각 파워셀들 간의 충전 커패시터(C_ST1,C_ST2,...)와 반도체 스위치(IGBT1,IGBT2,...)들이 직렬로 연결되는 구성은 상기의 선행특허(한국등록특허 제0820171호, 미국특허 7,843,087)에 제시된 펄스 전원 시스템의 기본 구성과 동일하다.

[0039] 또한, 펄스 전원 장치는 파워셀들이 직렬로 연결되어 이루어진 복수개의 파워 스테이지, 각 파워셀의 커패시터

(C_ST1,C_ST2,...) 충전을 위한 전원을 공급하는 파워 인버터(400), 고압 절연 케이블로서 파워 인버터(400)로부터 각 파워셀 내 에너지 공급부로 전기 에너지가 공급되도록 연결되는 파워 루프(600), 반도체 스위치(IGBT1,IGBT2,...)의 게이트 신호 및 게이트 전원을 발생시키기 위한 제어신호를 제공하는 콘트롤 인버터(300), 고압 절연 케이블로서 콘트롤 인버터(300)로부터 각 파워셀 내 구동부(210-1, 210-2...)에 제어신호가 공급되도록 연결되는 콘트롤 루프(500)를 포함하여 구성되는 점에서도 선행 특허와 동일하다.

[0040] 마찬가지로, 상기한 구성에서 파워셀들(200-1~200-24)은 파워 인버터(400)로부터 연결된 파워 루프(600)를 통해 커패시터(C_ST1,C_ST2,...)의 충전을 위한 전원을 공급받고, 이와 더불어 콘트롤 인버터(300)로부터 연결된 콘트롤 루프(500)를 통해 제어신호를 공급받는다.

[0041] 구체적으로, 파워 인버터(400)가 파워 루프(600)를 통해 고전압 전원을 공급하면 각 파워셀(200-1~200-24)의 2차측 권선을 통해 유도된 전압이 각 파워셀(200-1~200-24)로 제공되어 커패시터(C_ST1,C_ST2,...)에 충전되고, 콘트롤 인버터(300)가 콘트롤 루프(500)를 통해 인가하는 제어신호는 구동부(210-1,210-2...)에 연결된 2차측 권선을 통해 구동부(210-1,210-2...)로 인가되어 반도체 스위치(IGBT1,IGBT2,...) 및 바이패스 스위칭부를 구현하는 반도체 스위칭 소자(IGBT_BP1,IGBT_BP2...)의 구동을 위한 게이트 신호와 구동 전원이 출력되도록 한다.

[0042] 이와 더불어 도면상 나타내지는 않았으나, 충전 커패시터 간 충전 전압의 차이를 보상하기 위해 상, 하단 파워 스테이지의 파워 변압기 간에 연결되는 보상권선을 감극성이 되도록 삽입하여 설치될 수도 있다.

[0043] 그 외에 상기의 선행특허에 제시되어 있는 펄스 전원 장치의 구성과 동일한 구성에 대해서는 본 명세서에서 상세한 설명을 생략하기로 한다.

[0044] 이하에서는, 상기 선행 특허와 구성상 차이점을 보이는 본 발명의 바람직한 실시예에 따른 파워셀의 세부 구성 및 동작에 대해서 설명한다.

[0045] 선행특허는 하나의 파워셀에 정류 다이오드, 정류 다이오드와 병렬로 연결된 단일 커패시터, 커패시터와 직렬로 연결된 단일 반도체 스위치, 단일 바이패스 다이오드, 및 단일한 파워 스위치 드라이버를 포함하는데 비하여, 본 발명은 바람직한 실시예에 따른 하나의 파워셀은 그 내부에, 한 쌍의 충전 커패시터를 포함하여 구현되는 에너지 저장부, 한 쌍의 정류 다이오드를 포함하여 구현되는 에너지 공급부, 한 쌍의 반도체 스위치를 포함하여 구현되는 반도체 스위치부, 한 쌍의 반도체 스위칭 소자를 포함하여 구현되는 바이패스 스위칭부, 및 한 쌍의 구동부를 포함한다. 여기서, 한 쌍의 구동부 각각은 반도체 스위치를 구동시키기 위한 제 1 구동부 및 반도체 스위칭 소자를 구동시키기 위한 제 2 구동부로 구성됨을 주의해야 한다.

[0046] 도 2a 및 도 2b 에 도시된 실시예의 펄스 전원 장치는 24개의 파워셀(200-1~200-24)이 직렬로 연결되어 구성된다. 이하, 제 1 파워셀(200-1)을 참조하여 설명하면, 본 발명의 파워셀에 포함되는 한 쌍의 충전 커패시터(C_ST1,C_ST2)는 직렬로 연결되고, 마찬가지로, 한 쌍의 정류 다이오드(D_REC1,D_REC2)가 직렬로 연결된다. 직렬로 연결된 한 쌍의 충전 커패시터(C_ST1,C_ST2)의 상단과 하단은 각각 직렬로 연결된 한 쌍의 정류 다이오드(D_REC1,D_REC2)의 상단 및 하단과 연결됨으로써 충전 커패시터(C_ST1,C_ST2)와 정류 다이오드(D_REC1,D_REC2)는 병렬로 연결된다.

[0047] 또한, 한 쌍의 충전 커패시터(C_ST1,C_ST2)간 연결 노드에는 2차 권선(TR_Sec1)의 일단이 연결되고, 한 쌍의 정류 다이오드(D_REC1,D_REC2)간 연결 노드에는 2차 권선(TR_Sec1)의 타단이 연결되어 배전압 정류회로가 구성된다.

[0048] 아울러, 한 쌍의 충전 커패시터(C_ST1,C_ST2)에는 각각 반도체 스위치(IGBT1,IGBT2)가 직렬로 연결되고, 반도체 스위치(IGBT1,IGBT2)에는 각각 구동부(210-1,210-2)가 연결된다. 구동부(210-1,210-2)의 구성 및 동작에 대해서는 도 3 내지 도 6을 참조하여 설명한다.

[0049] 한편, 바이패스 스위칭부에 포함되는 한 쌍의 반도체 스위칭 소자(IGBT_BP1,IGBT_BP2)는 내부에 역병렬 다이오드가 포함되어 있으며, 역병렬 다이오드의 순방향이 충전 커패시터(C_ST1,C_ST2)가 부하 장치(1000)로 전원 펄스를 공급하는 방향과 일치하도록 충전 커패시터(C_ST1,C_ST2) 및 반도체 스위치(IGBT1,IGBT2)와 병렬로 연결된다. 상술한 바와 같이, 각 파워셀의 충전 커패시터(C_ST1,C_ST2...) 및 반도체 스위치(IGBT1,IGBT2...)는 인접한 파워셀의 충전 커패시터(C_ST1,C_ST2...) 및 반도체 스위치(IGBT1,IGBT2...)와 서로 직렬로 연결되므로, 이들과 병렬로 연결된 반도체 스위칭 소자(IGBT_BP1,IGBT_BP2...) 역시 각 파워셀의 반도체 스위칭 소자

(IGBT_BP1,IGBT_BP2...)와 서로 직렬로 연결됨을 주의해야 한다.

[0050] 도 2a 및 도 2b에 도시된 예에서, 반도체 스위칭 소자(IGBT_BP1)의 경우, 게이트는 구동부(210-1)로부터 제어신호를 입력받으며, 콜렉터는 반도체 스위치(IGBT1)의 에미터와, 에미터는 충전 커패시터(C_ST1)의 일단과 각각 연결되어 있다.

[0051] 반도체 스위칭 소자(IGBT_BP1,IGBT_BP2...)에 포함된 역병렬 다이오드는 선행특허의 바이패스 다이오드로서 기능을 수행하여, 복수의 반도체 스위치 중 일부가 동기화되지 않아 오동작하거나, 반도체 스위치에 이상이 발생하는 경우에, 바이패스 경로를 형성함으로써 전원 펄스가 원활히 부하 장치(1000)로 공급될 수 있도록 한다.

[0052] 한편, 도 2a 및 도 2b에 도시된 바와 같이, 각 파워셀을 배전압 정류 회로로 구성하는 경우, 반도체 스위치들(IGBT1,IGBT2)과 충전 커패시터들(C_ST1,C_ST2)은 모두 직렬 회로로 연결되며, 2차측 권선 하나로부터 제공되는 전압에 의해 두 충전 커패시터(C_ST1,C_ST2)가 동시에 충전된 다음, 두 반도체 스위치(IGBT1,IGBT2)가 동시에 턴 온되면서 두 충전 커패시터(C_ST1,C_ST2)의 전압이 동시에 방전되므로, 2차측 권선을 통해 인가되는 전압의 2배의 전압을 충전 및 방전시킬 수 있다.

[0053] 도 2a 및 도 2b를 참조하여, 본 발명의 펄스 전원 장치의 동작을 설명하면, 먼저, 콘트롤 인버터(300)에서 복수의 반도체 스위치들(IGBT1,IGBT2...)을 동시에 턴 온 시키기 위한 양(+) 극성을 갖는 턴 온 신호를 콘트롤 루프(500)를 통해서 전송한다.

[0054] 턴 온 펄스 신호는 구동부(210-1,210-2...)의 2차측 권선(C_TR1,C_TR2...)을 통해서 구동부(210-1,210-2...)에 입력되고, 구동부(210-1,210-2...)에 포함된 제 1 구동부(210a-도 3 참조)는 턴 온 펄스 신호에 의해서 구동되어 자신에게 연결된 반도체 스위치(IGBT1,IGBT2...)를 턴 온시키고, 제 2 구동부(210b-도 3 참조)는 턴 온 신호에 의해서 구동되지 않아 제 2 구동부(210b-도 3 참조)에 연결된 반도체 스위칭 소자(IGBT_BP1,IGBT_BP2...)는 오프 상태를 유지한다.

[0055] 각 파워셀에 포함된 구동부(210-1,210-2...)가 동시에 반도체 스위치(IGBT1,IGBT2...)를 턴 온시키면, 반도체 스위치(IGBT1,IGBT2...)에 직렬로 연결된 복수의 충전 커패시터(C_ST1,C_ST2...)가 동시에 방전을 수행하고, 각 충전 커패시터(C_ST1,C_ST2...)에 충전된 전압이 합쳐진 크기의 전압 펄스가 부하 장치(1000)로 출력된다. 여기서, 턴 온된 반도체 스위치(IGBT1,IGBT2...)는 콘트롤 인버터(300)가 턴 오프 신호를 전송할 때까지 턴 온 상태가 유지된다.

[0056] 만약, 직렬로 연결된 반도체 스위치(IGBT1,IGBT2...) 중 어느 하나가 동기화되지 않거나, 이상이 발생한 경우에, 다른 파워셀들에서 방전된 전압은 반도체 스위칭 소자(IGBT_BP1,IGBT_BP2...)에 포함된 역병렬 다이오드를 통해서 인접한 반도체 스위치로 전달된다.

[0057] 도 2a 및 도 2b에 도시된 예에서, 반도체 스위치(IGBT1)가 오동작하는 경우, 반도체 스위치(IGBT2) 및 충전 커패시터(C_ST2)를 통과한 전류는 바이패스 스위칭부에 포함되는 반도체 스위칭 소자(IGBT_BP1)에 포함된 역병렬 다이오드를 통해서 부하 장치(1000)로 흐르게 된다.

[0058] 그 후, 콘트롤 인버터(300)가 콘트롤 루프(500)를 통해서 턴 오프 신호를 전송하면, 턴 오프 신호는 구동부(210-1,210-2...)의 2차측 권선(C_TR1,C_TR2...)을 통해서 구동부(210-1,210-2...)로 입력되고, 제 1 구동부(210a)는 자신에게 연결된 반도체 스위치(IGBT1,IGBT2...)를 턴 오프시키고, 제 2 구동부(210b)는 자신에게 연결된 반도체 스위칭 소자(IGBT_BP1,IGBT_BP2...)를 턴 온시킨다.

[0059] 각 파워셀의 반도체 스위칭 소자(IGBT_BP1,IGBT_BP2...)가 턴온되면, 부하 장치(1000) 내부의 커패시턴스 성분들에 충전된 전압은, 서로 직렬로 연결되고 턴 온된 반도체 스위칭 소자들(IGBT_BP1,IGBT_BP2...)을 통해서 빠른 속도로 방전된다.

[0060] 도 3은 본 발명의 바람직한 실시예에 따른 구동부(210-1,210-2...)의 세부 구성을 도시하는 회로도이다. 도 3을 참조하면, 상술한 바와 같이, 구동부(210-1,210-2...)는 제 1 구동부(210a) 및 제 2 구동부(210b)로 구성된다.

[0061] 제 1 구동부(210a)는 콘트롤 인버터(300)로부터 턴 온 펄스 신호가 입력되면 반도체 스위치(IGBT1,IGBT2...)를 턴 온 시키고 턴 온 상태를 유지하다가, 콘트롤 인버터(300)로부터 턴 오프 펄스 신호가 입력되면 반도체 스위치(IGBT1,IGBT2...)를 턴 오프 시킨다. 한편, 제 2 구동부(210b)는 콘트롤 인버터(300)로부터 턴 오프 펄스 신호가 입력되면 반도체 스위칭 소자(IGBT_BP1,IGBT_BP2...)를 턴 온시킨다.

[0062] 도 4는 본 발명의 바람직한 실시예에 따른 구동부의 턴 온 모드 동작을 설명하는 회로도이다.

[0063] 도 4를 참조하여 반도체 스위치의 턴 온 과정을 설명하면, 구동부(210-1,210-2...)에 턴 온 펄스 신호가 입력되면, 제 1 구동부(210a)에서는, 다이오드 D1을 통해서 전류가 흐르면서 커패시터 C2 및 C1이 충전된다. 커패시터 C2를 통과한 전류가 저항 R7을 통과하면서 전압차를 발생시켜 트랜지스터 Q2를 턴 온 시키고, 저항 R3 및 트랜지스터 Q2를 흐르는 전류에 의해서 MOSFET U1 의 게이트에 인가된 전압값을 떨어뜨려 U1이 턴 온되며, MOSFET U1을 통해서 흐르는 전류로 인해서 저항 R8에 걸리는 전압값이 반도체 스위치(Main IGBT)의 게이트에 인가되어 반도체 스위치(IGBT1,IGBT2...)를 턴 온 시킨다.

[0064] 도 5는 본 발명의 바람직한 실시예에 따른 구동부의 턴 온 후 유지 모드 동작을 설명하는 회로도이다.

[0065] 도 5를 참조하면, 도 4에 도시된 과정에 의해서 일단 MOSFET U1 이 턴 온되면, 커패시터 C2에 충전된 전압이 방전되면서 저항 R8에는 지속적으로 전류가 흐르게 되고, 저항 R8에 걸리는 전압값이 반도체 스위치(Main IGBT)의 게이트에 인가되어 반도체 스위치(IGBT1,IGBT2...)를 턴 온 상태를 유지시킨다.

[0066] 도 6은 본 발명의 바람직한 실시예에 따른 구동부의 턴 오프 모드 동작을 설명하는 회로도이다.

[0067] 도 6을 참조하면, 도 5에서 도시된 과정에 의해서 턴 온 상태가 유지되는 중에, 구동부에 음(-)의 턴 오프 펄스 신호가 입력되면, 제 1 구동부(210a)에서는 다이오드 D2 및 D6를 통해서 전류가 흐르면서 커패시터 C2 가 충전되는 한편, 저항 R6에서의 전압 강하에 의해서 트랜지스터 Q1이 턴온 된다.

[0068] 한편, 커패시터 C1이 다이오드 D3를 통해서 방전되면서 Mosfet U1은 턴 오프되고, 반도체 스위치(Main IGBT)의 게이트에 인가되던 전압은 저항 R2, 트랜지스터 Q1 및 저항 R6를 통해서 방전되면서 반도체 스위치(Main IGBT)는 턴 오프 된다.

[0069] 한편, 구동부에 음(-)의 턴 오프 펄스 신호가 입력되면, 제 2 구동부(210b)에서는 저항 R12, 커패시터 C3, 및 저항 R13을 따라서 순간적으로 흐르는 전류에 의해서 트랜지스터 Q3가 순간적으로 턴 온되고, 트랜지스터 Q3가 턴온되는 동안에는 인덕터 L1을 통해서 흐르는 전류는 트랜지스터 Q3를 통해서 흐르게 됨으로써 반도체 스위칭 소자(IGBT_BP)의 게이트에는 전압이 인가되지 않는다.

[0070] 저항 R12, 커패시터 C3, 및 저항 R13에 의해서 결정되는 시상수에 따른 시간 지연이 발생한 후, 트랜지스터 Q3는 턴 오프되고, 인덕터 L1에 흐르는 전류는 반도체 스위칭 소자(IGBT_BP)의 게이트로 유입되면서 반도체 스위칭 소자(IGBT_BP)는 턴 온되고, 이에 따라서 부하 장치(1000)에 충전된 전압은 반도체 스위칭 소자(IGBT_BP)를 통해서 신속하게 방전된다.

[0071] 턴 오프 모드에서, 반도체 스위치(Main IGBT)가 턴 오프되고, 저항 R12, 커패시터 C3, 및 저항 R13에 의해서 결정되는 시상수에 따른 시간 지연을 발생시킨 후 반도체 스위칭 소자(IGBT_BP)를 턴온 시키는 이유는, 반도체 스위치(Main IGBT)의 턴 오프와 반도체 스위칭 소자(IGBT_BP)가 동시에 발생함으로 인해서 발생하는 노이즈 영향 등과 같은 오동작을 방지하기 위함이다.

[0072] 지금까지, 도 2a 내지 도 6을 참조하여, 본 발명의 바람직한 실시예에 따른 펄스 전원 장치를 설명하였다. 그러나, 도 2a 및 도 2b에 도시된 펄스 전원 장치 이외에, 다른 펄스 전원 장치에도 본 발명이 적용될 수 있음을 당업자는 알 수 있을 것이다.

[0073] 예컨대, 상기한 선행특허(한국등록특허 제0820171호, 미국특허 7,843,087)의 경우에도, 각 파워셀에 설치된 바이패스 다이오드를 역병렬 다이오드가 포함된 반도체 스위칭 소자로 대체하고, 게이트 구동 회로를 본 발명의 구동부와 같이 반도체 스위치를 제어하는 제 1 구동부(210a)와 반도체 스위칭 소자를 제어하는 제 2 구동부

(210b)를 포함하도록 변경하는 경우에는 본 발명과 동일한 효과를 나타낼 수 있다.

[0074] 즉, 도 2a 및 도 2b에 도시된 각 파워 셀에 포함된 한 쌍의 충전 커패시터는 에너지 저장부로, 한 쌍의 반도체 스위치는 반도체 스위치부로, 한 쌍의 정류 다이오드는 에너지 저장부와 병렬로 연결되는 에너지 공급부로, 한 쌍의 반도체 스위칭 소자는 바이패스 스위칭부로 각각 등가적으로 표현하면, 도 2a 및 도 2b에 도시된 회로는 선행 특허에 본 발명을 적용한 것과 실질적으로 동일한 구조로 표현될 수 있고, 따라서, 본 발명의 기술적 사상이 그대로 적용될 수 있다.

[0075] 또한, 도 2a 내지 도 6을 참조하여 상술한 본 발명의 바람직한 실시예 및 상기 선행 특허의 경우에는 복수의 파워셀을 포함하지만, 본 발명의 기술적 사상은 하나 이상의 파워셀로 구성되는 펄스 전원 장치에는 모두 적용 가능하다.

[0076] 이제까지 본 발명에 대하여 그 바람직한 실시예들을 중심으로 살펴보았다. 본 발명이 속하는 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자는 본 발명이 본 발명의 본질적인 특성에서 벗어나지 않는 범위에서 변형된 형태로 구현될 수 있음을 이해할 수 있을 것이다. 그러므로 개시된 실시예들은 한정적인 관점이 아니라 설명적인 관점에서 고려되어야 한다. 본 발명의 범위는 전술한 설명이 아니라 특허청구범위에 나타나 있으며, 그와 동등한 범위 내에 있는 모든 차이점은 본 발명에 포함된 것으로 해석되어야 할 것이다.

부호의 설명

[0077] 200-1, 200-12, 200-13, 200-24 : 파워셀

300 : 콘트롤 인버터

400 : 파워 인버터

500 : 콘트롤 루프

600 : 파워 루프

1000 : 부하 장치

C_ST1 ~ C_ST48 : 충전 커패시터

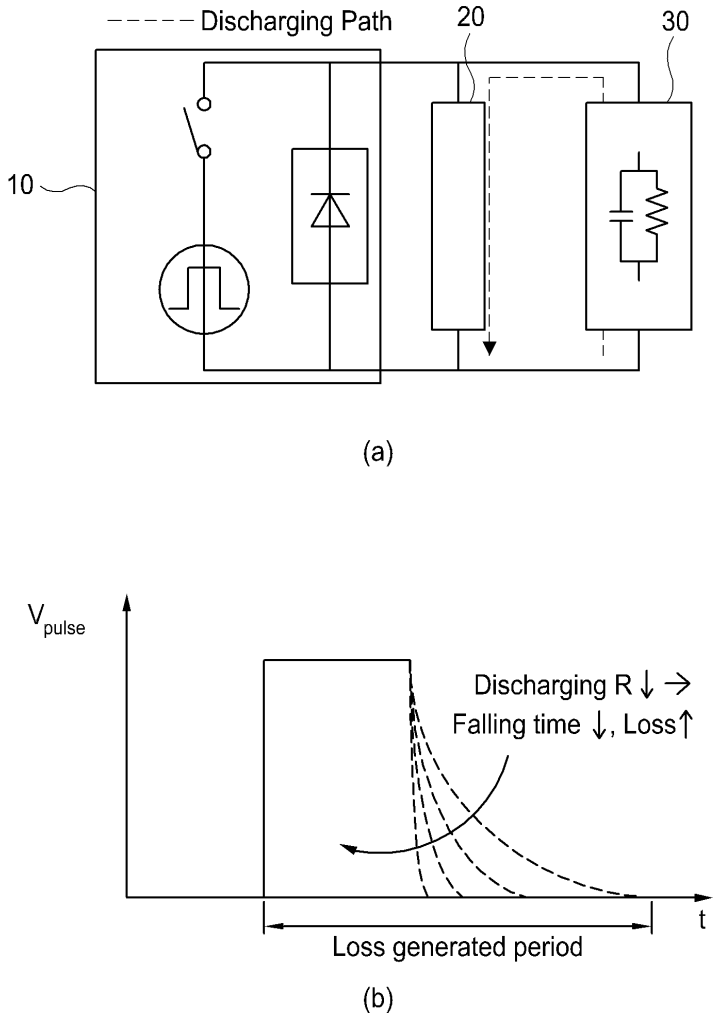
IGBT1 ~ IGBT48 : 반도체 스위치

IGBT_BP1 ~ IGBT_BP48 : 반도체 스위칭 소자

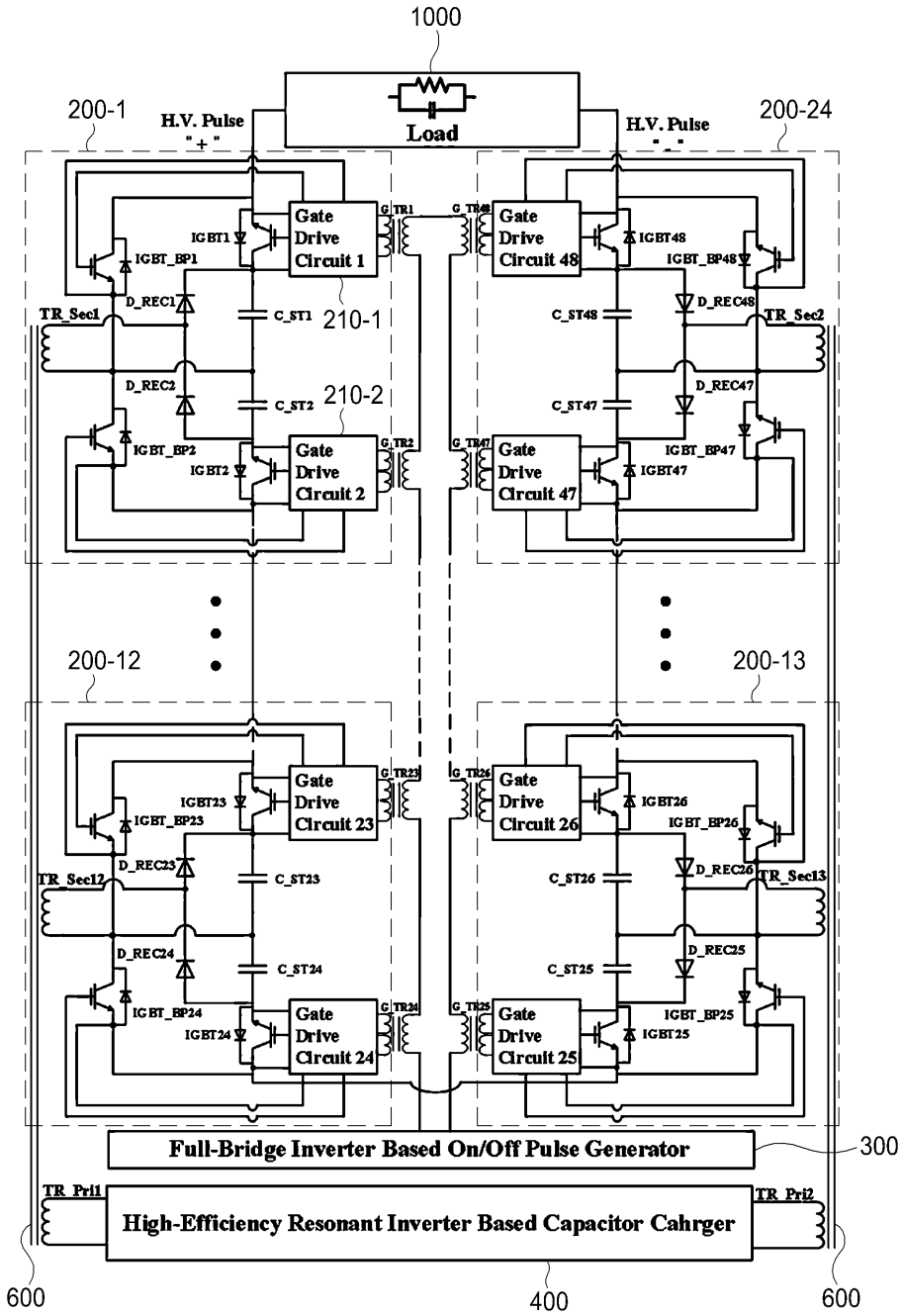
D_REC1 ~ D_REC48 : 정류 다이오드

도면

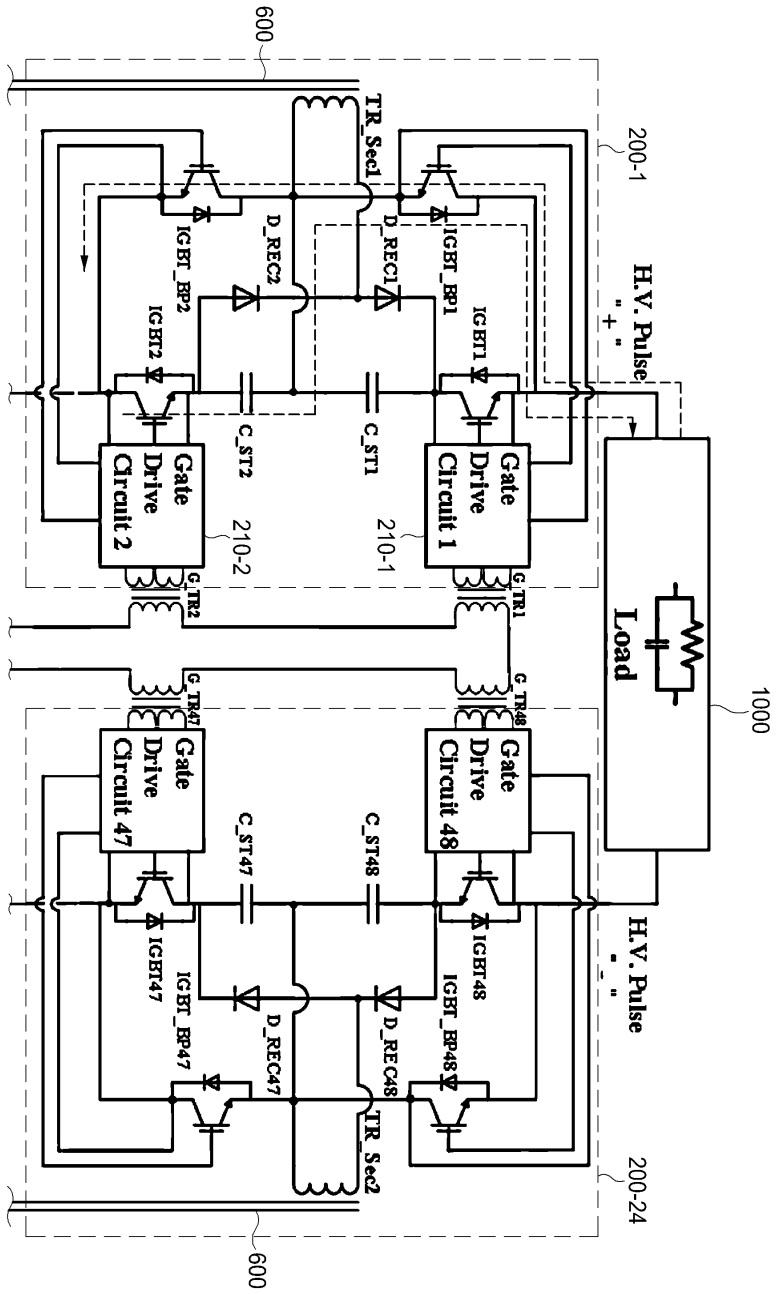
도면1


Discharging Path
20
30
10
(a)
V_{pulse}
Discharging R ↓ →
Falling time ↓, Loss↑
t
Loss generated period
(b)

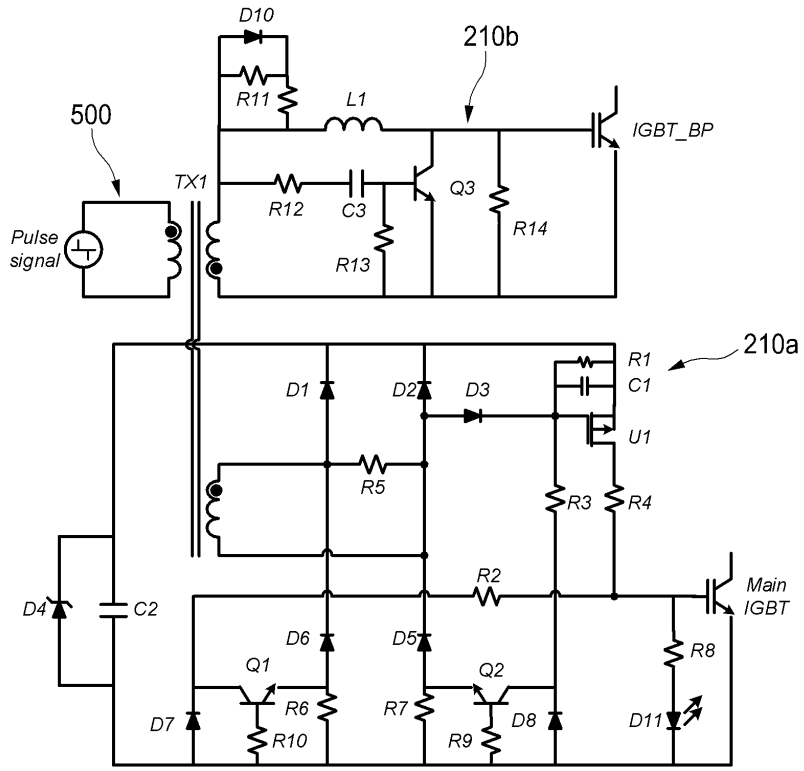
도면2a


1000
Load
200-1
H.V. Pulse
" + "
200-24
H.V. Pulse
" - "
Gate Drive Circuit 1
Gate Drive Circuit 48
Gate Drive Circuit 2
Gate Drive Circuit 47
Gate Drive Circuit 23
Gate Drive Circuit 26
Gate Drive Circuit 24
Gate Drive Circuit 25
IGBT1
IGBT_BP1
IGBT48
IGBT_BP48
IGBT2
IGBT_BP2
IGBT47
IGBT_BP47
IGBT23
IGBT_BP23
IGBT26
IGBT_BP26
IGBT24
IGBT_BP24
IGBT25
IGBT_BP25
D_REC1
C_ST1
210-1
D_REC48
C_ST48
TR_Sec1
TR_Sec2
D_REC2
C_ST2
210-2
D_REC47
C_ST47
200-12
200-13
D_REC23
C_ST23
D_REC26
C_ST26
TR_Sec12
TR_Sec13
D_REC24
C_ST24
D_REC25
C_ST25
Full-Bridge Inverter Based On/Off Pulse Generator
300
TR_Pri1
TR_Pri2
High-Efficiency Resonant Inverter Based Capacitor Cahrger
600
400
600

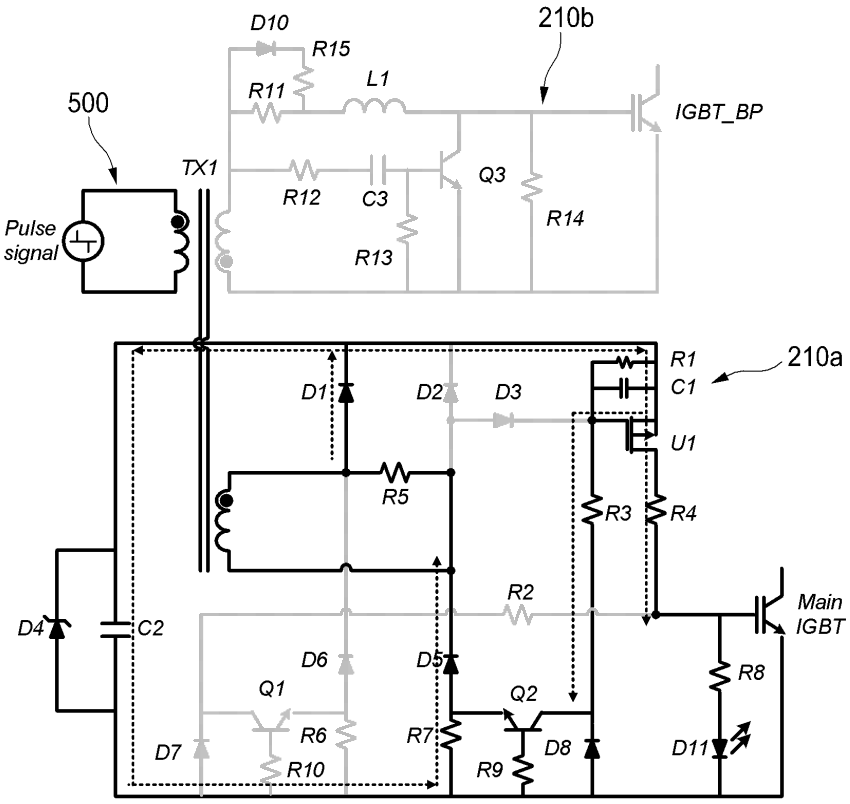
도면2b


600
TR_Sec1
200-1
IGBT_BP2
D_REC2
D_REC1
IGBT_BP1
H.V. Pulse
"+"
IGBT2
IGBT1
C_ST2
C_ST1
Gate Drive Circuit 2
Gate Drive Circuit 1
210-2
210-1
G_TR2
G_TR1
Load
1000
G_TR47
G_TR48
Gate Drive Circuit 47
Gate Drive Circuit 48
C_ST47
C_ST48
IGBT47
IGBT48
H.V. Pulse
"-"
IGBT_BP47
D_REC47
D_REC48
IGBT_BP48
TR_Sec2
200-24
600

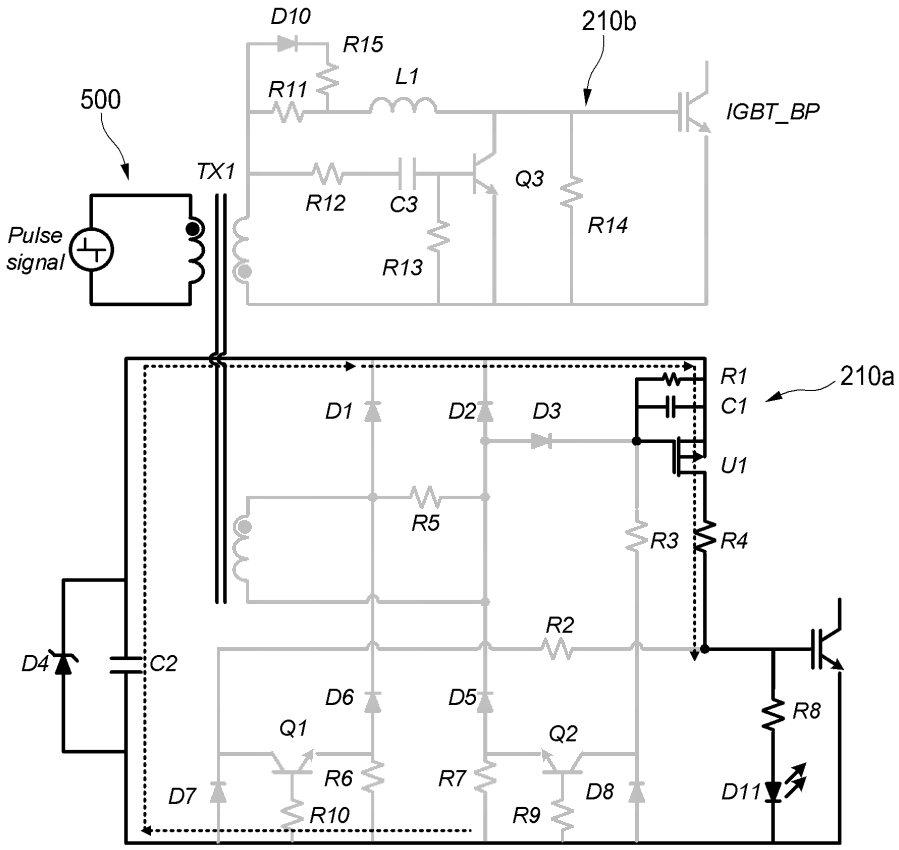
도면3


D10
210b
R11
L1
500
IGBT_BP
TX1
R12
C3
Q3
R14
Pulse
signal
R13
210a
R1
C1
D1
D2
D3
U1
R5
R3
R4
R2
Main
IGBT
D4
C2
D6
D5
R8
Q1
Q2
R6
R7
D8
D11
D7
R10
R9

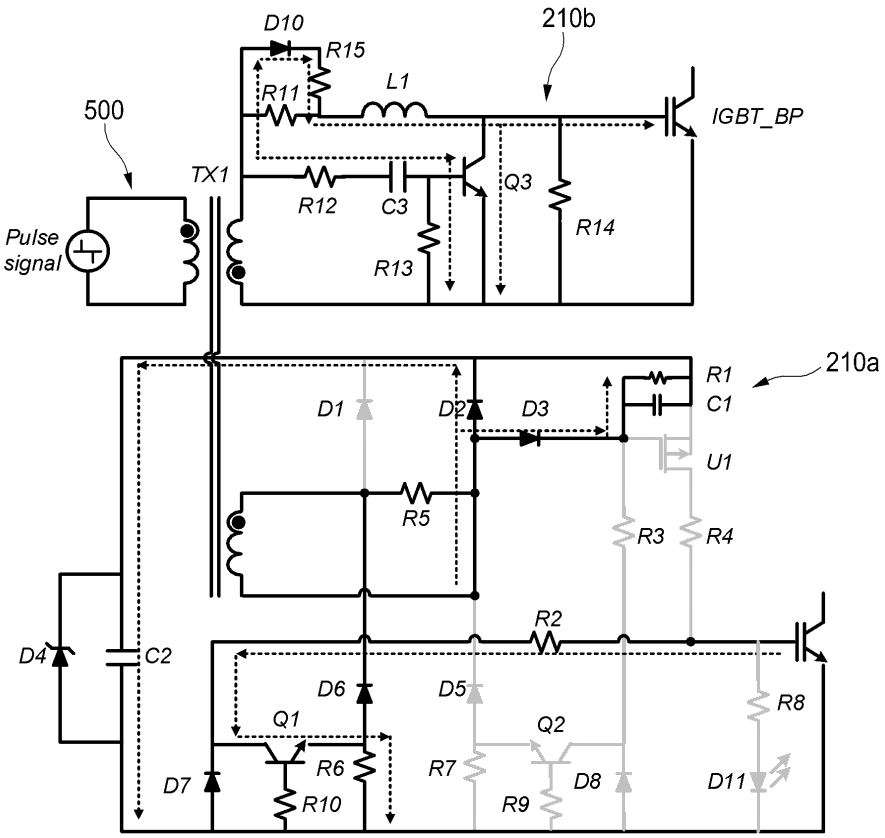
도면4


D10
R15
210b
R11
L1
500
IGBT_BP
TX1
R12
C3
Q3
R14
Pulse
signal
R13
R1
210a
D1
D2
D3
C1
U1
R5
R3
R4
R2
Main
IGBT
D4
C2
D6
D5
R8
Q1
Q2
R6
R7
D8
D11
D7
R10
R9

도면5


D10
R15
210b
R11
L1
500
IGBT_BP
TX1
Q3
R12
C3
R14
Pulse
signal
R13
R1
210a
C1
D1
D2
D3
U1
R5
R3
R4
R2
D4
C2
D6
D5
R8
Q1
Q2
R6
R7
D8
D11
D7
R10
R9

도면6


D10
R15
R11
L1
210b
500
IGBT_BP
TX1
R12
C3
Q3
R14
Pulse
signal
R13
210a
R1
C1
D1
D2
D3
U1
R5
R3
R4
R2
D4
C2
D6
D5
R8
Q1
Q2
R6
R7
D8
D11
D7
R10
R9