(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2020-0090892
(43) 공개일자 2020년07월29일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H03K 17/785 (2006.01) *H02M 1/08* (2006.01)
H02M 1/10 (2006.01) *H02M 5/293* (2006.01)
H03K 17/06 (2006.01) *H03K 17/10* (2006.01)
(52) CPC특허분류
H03K 17/785 (2013.01)
H02M 1/08 (2013.01)
(21) 출원번호 10-2020-7018761
(22) 출원일자(국제) 2018년11월07일
심사청구일자 2020년06월29일
(85) 번역문제출일자 2020년06월29일
(86) 국제출원번호 PCT/US2018/059564
(87) 국제공개번호 WO 2019/133110
국제공개일자 2019년07월04일
(30) 우선권주장
62/611,460 2017년12월28일 미국(US)

(71) 출원인
인테레솔, 엘엘씨
미국 94506 캘리포니아주 댄빌 샌 라몬 밸리 블러바드 #117 696
(72) 발명자
텔레퍼스 마크
미국 94563 캘리포니아주 오린다 우드에이커스 코트 22
로드리게즈 헤리
미국 95020 캘리포니아주 길로이 풋힐즈 애비뉴 10525
(74) 대리인
유미특허법인

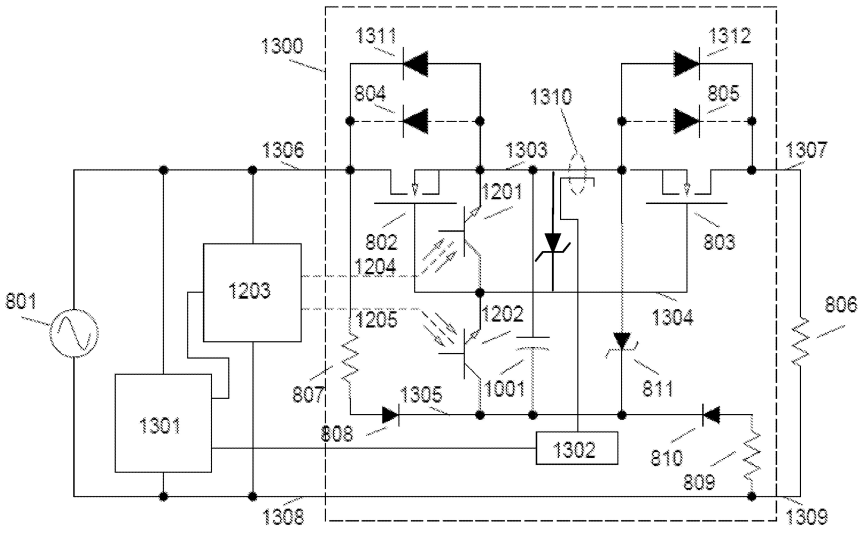
전체 청구항 수 : 총 25 항

(54) 발명의 명칭 **전자 스위치 및 디머**

(57) 요 약

AC 소스로부터 부하로의 파워를 제어하기 위한 양방향성 스위치가 설명된다. 이러한 접근법은, 스위치들을 "온" 상태로 자기-바이어스하고, 광학적으로 커플링된 제어 소자를 사용하여 스위치를 강제로 "오프" 상태로 만드는, 광학적으로 커플링되고 전기적으로 플로팅되는 제어 회로를 가지는 양방향성 스위치 하부회로 구성인 파워 MOSFET을 사용한다. 제어 회로의 시상수는 위상 제어 및 온-오프 제어를 허용하기에 충분히 빠르다. 제어 전압이 MOSFET의 임계 전압을 초과하여 오프 상태를 강제하는 것을 보장하기 위해 부스트 회로가 포함된다. 개선된 성능을 제공하기 위하여, 복수 개의 하부회로들이 쉽게 캐스케이딩될 수 있다.

대 표 도 - 도13



(52) CPC특허분류
H02M 1/10 (2013.01)
H02M 5/293 (2013.01)
H03K 17/102 (2013.01)
H02M 2005/2935 (2013.01)
H03K 2017/066 (2013.01)
H03K 2217/0009 (2013.01)

명 세 서

청구범위

청구항 1

제 1 및 제 2 입력 단자 및 제 1 및 제 2 출력 단자를 가지는 양방향성 스위치로서,

상기 제 2 입력 단자와 상기 제 2 출력 단자는 상호연결되고,

상기 양방향성 스위치는,

a. 직렬 연결된 전자적 제 1 및 제 2 스위치 디바이스 - 각각의 스위치 디바이스는 드레인 단자, 소스 단자 및 게이트 단자를 가지고, 상기 게이트 단자와 상기 소스 단자 사이에서 규정되는 임계 전압에 의해서 특징지어지며, 상기 제 1 스위치 디바이스의 드레인 단자는 고상 양방향성 스위치의 제 1 입력 단자를 포함하고, 상기 제 2 스위치 디바이스의 드레인 단자는 상기 고상 양방향성 스위치의 제 1 출력 단자를 포함하며, 상기 제 1 및 제 2 스위치 디바이스의 소스 단자는 제 1 제어 단자에 상호연결되고, 상기 제 1 및 제 2 스위치 디바이스의 게이트 단자는 제 2 제어 단자에 상호연결됨 -,

b. 상기 제 1 제어 단자와 상기 제 2 제어 단자 사이에 연결되는 제 1 제어 스위치,

c. 제 2 제어 스위치를 거쳐 상기 제 2 제어 단자에 연결되는 바이어스 단자,

d. 상기 바이어스 단자와 상기 제 1 제어 단자 사이에 연결되는 전압 조정기 디바이스,

e. 상기 전압 조정기 디바이스와 병렬 연결되는 커패시터,

f. 상기 스위치 회로의 제 1 입력 단자로부터 제 1 한류(current limiting) 저항을 거쳐 상기 바이어스 단자에 연결되는 제 1 정류기 디바이스,

g. 상기 스위치 회로의 제 2 출력 단자로부터 제 2 한류 저항을 거쳐 상기 바이어스 단자에 연결되는 제 2 정류기 디바이스, 및

h. 상기 제 2 제어 스위치가 개방될 때 상기 제 1 제어 스위치가 닫히고 그 반대의 경우도 성립하도록, 상기 제 1 제어 스위치 및 상기 제 2 제어 스위치를 제어하는 제어 신호를 가지는 스위치 제어 회로를 더 포함하는, 양방향성 스위치.

청구항 2

제 1 항에 있어서,

상기 제 1 제어 스위치 및 상기 제 2 제어 스위치는 광트랜지스터고, 상기 제어 신호는 광학 신호인, 양방향성 스위치.

청구항 3

제 1 항에 있어서,

상기 전자적 제 1 및 제 2 스위치 디바이스는 MOSFET인, 양방향성 스위치.

청구항 4

제 1 항에 있어서,

상기 양방향성 스위치는, DC 파워를 상기 스위치 제어 회로에 공급하는 AC-DC 컨버터를 더 포함하는, 양방향성 스위치.

청구항 5

제 4 항에 있어서,

상기 AC-DC 컨버터는,

a. 상기 AC 전력원에 연결되는 전압 분배기,

b. 입력 및 출력을 포함하는 제 1 반도체 스위치로서, 상기 제 1 반도체 스위치의 입력을 거쳐 상기 전압 분배기에 연결되는, 제 1 반도체 스위치,

c. 입력 및 출력을 포함하는 제 2 반도체 스위치로서, 상기 제 2 반도체 스위치의 입력이 상기 제 1 스위치의 출력에 연결되는, 제 2 반도체 스위치,

d. 다이오드를 거쳐 상기 제 2 스위치의 출력에 연결되는 저장 커패시터,

e. 상기 저장 커패시터와 상기 전압 분배기 사이에 연결됨으로써, 피드백 제어를 제공하는 감지 저항,

f. 상기 제 2 반도체 스위치의 입력과 출력 사이에 연결됨으로써, 상기 제 2 반도체 스위치의 출력 및 입력의 전압을 제너 다이오드의 제너 전압에 클램핑하는, 제너 다이오드, 및

g. 상기 저장 커패시터에 연결되는 DC 부하를 포함하는, 양방향성 스위치.

청구항 6

제 5 항에 있어서,

상기 양방향성 스위치는,

상기 제 1 반도체 스위치를 통해 흐르는 전류를 제한하도록, 상기 제 1 반도체 전자 스위치와 상기 저장 커패시터 사이에 개재되는 전자 회로부를 더 포함하는, 양방향성 스위치.

청구항 7

제 5 항에 있어서,

상기 제 1 반도체 스위치 및 상기 제 2 반도체 스위치는 양자 모두 MOS 전계 효과 트랜지스터인, 양방향성 스위치.

청구항 8

제 1 항에 있어서,

부하로의 AC 파워의 위상 제어를 제공하도록, 상기 제어 신호는 AC 전력원과 동기되어 펄스화되는, 양방향성 스위치.

청구항 9

제 1 항에 있어서,

상기 제어 신호는, AC 메인(AC mains) 파형과 동기화된 펄스열이고, 부하로 전달되는 평균 전류/파워를 제어하기 위해 조절가능한 펄스 폭을 가짐으로써, 광원 부하에 대한 디밍 효과 및 AC 모터 부하에 대한 속도 제어를 제공하는, 양방향성 스위치.

청구항 10

선로(line) 및 복귀선(return)을 가지는 AC 소스로부터 부하에 전력을 공급하기 위한 전기 회로로서,

a. 상기 선로 내에 연결되는 제 1 양방향성 스위치로서,

i. 직렬 연결된 전자적 제 1 및 제 2 스위치 디바이스 - 각각의 스위치 디바이스는 드레인 단자, 소스 단자 및 게이트 단자를 가지고, 상기 게이트 단자와 상기 소스 단자 사이에서 규정되는 임계 전압에 의해서 특징지어지며, 상기 제 1 스위치 디바이스의 드레인 단자는 고상 양방향성 스위치의 입력 단자를 포함하고, 상기 제 2 스위치 디바이스의 드레인 단자는 상기 고상 양방향성 스위치의 출력 단자를 포함하며, 상기 제 1 및 제 2 스위치 디바이스의 소스 단자는 제 1 제어 단자에 상호연결되고, 상기 제 1 및 제 2 스위치 디바이스의 게이트 단자는 제 2 제어 단자에 상호연결됨 -,

ii. 상기 제 1 제어 단자와 상기 제 2 제어 단자 사이에 연결되는 제 1 제어 스위치,

iii. 제 2 제어 스위치를 거쳐 상기 제 2 제어 단자에 연결되는 바이어스 단자,

iv. 상기 바이어스 단자와 상기 제 1 제어 단자 사이에 연결되는 전압 조정기 디바이스,

v. 상기 전압 조정기 디바이스와 병렬 연결되는 커패시터,

vi. 상기 스위치 회로의 입력 단자로부터 제 1 한류 저항을 거쳐 상기 바이어스 단자에 연결되는 제 1 정류기 디바이스,

vii. 상기 복귀선으로부터 제 2 한류 저항을 거쳐 상기 바이어스 단자에 연결되는 제 2 정류기 디바이스, 및

viii. 상기 제 2 제어 스위치가 개방될 때 상기 제 1 제어 스위치가 닫히고 그 반대의 경우도 성립하도록, 상기 제 1 제어 스위치 및 상기 제 2 제어 스위치를 제어하는 제어 신호를 가지는 스위치 제어 회로를 포함하는 제 1 양방향성 스위치, 및

b. DC 파워를 상기 스위치 제어 회로에 공급하는 AC-DC 컨버터로서,

i. 상기 AC 전력원에 연결되는 전압 분배기,

ii. 입력 및 출력을 포함하는 제 1 반도체 스위치로서, 상기 제 1 반도체 스위치의 입력을 거쳐 상기 전압 분배기에 연결되는, 제 1 반도체 스위치,

iii. 입력 및 출력을 포함하는 제 2 반도체 스위치로서, 상기 제 2 반도체 스위치의 입력이 상기 제 1 스위치의 출력에 연결되는, 제 2 반도체 스위치,

iv. 다이오드를 거쳐 상기 제 2 스위치의 출력에 연결되는 저장 커패시터,

v. 상기 저장 커패시터와 상기 전압 분배기 사이에 연결됨으로써, 피드백 제어를 제공하는 감지 저항,

vi. 상기 제 2 반도체 스위치의 입력과 출력 사이에 연결됨으로써, 상기 제 2 반도체 스위치의 출력 및 입력의 전압을 제너 다이오드의 제너 전압에 클램핑하는, 제너 다이오드,

vii. 상기 저장 커패시터에 연결되는 DC 부하, 및

viii. 상기 제 1 반도체 스위치를 통해 흐르는 전류를 제한하도록, 상기 제 1 반도체 전자 스위치와 상기 저장 커패시터 사이에 개재되는 전자 회로부를 포함하는, AC-DC 컨버터를 포함하는, 전기 회로.

청구항 11

제 10 항에 있어서,

상기 전기 회로는,

상기 부하와 상기 제 1 양방향성 스위치의 제 2 정류기 디바이스의 상호연결 사이에서, 상기 AC 소스의 복귀 선로에 위치되는 제 2 양방향성 스위치를 더 포함하고,

상기 제 2 양방향성 스위치는, 상기 제 2 양방향성 스위치의 제 2 정류기 디바이스가 상기 AC 소스와 상기 제 1 양방향성 스위치의 입력 단자 사이에서 상기 선로에 연결되는 것을 제외하고는 상기 제 1 양방향성 스위치와 동일하게 구성되며,

상기 스위치 제어 회로가 상기 제 1 양방향성 스위치 및 상기 제 2 양방향성 스위치를 제어하는, 전기 회로.

청구항 12

제 11 항에 있어서,

상기 제 1 양방향성 스위치 및 상기 제 2 양방향성 스위치는 동기되어 개폐되는, 전기 회로.

청구항 13

제 11 항에 있어서,

상기 전기 회로는,

상기 부하를 바이패스하는 제 3 양방향성 스위치를 더 포함하고,

상기 제 3 양방향성 스위치는, 상기 제 3 양방향성 스위치의 제 2 정류기 디바이스가 상기 제 3 양방향성 스위치 회로의 출력에 연결되는 것을 제외하고는 상기 제 1 양방향성 스위치 및 상기 제 2 양방향성 스위치와 동일하게 구성되며,

상기 스위치 제어 회로가 상기 제 1 양방향성 스위치, 상기 제 2 양방향성 스위치, 및 상기 제 3 양방향성 스위치를 제어하는, 전기 회로.

청구항 14

제 13 항에 있어서,

상기 제 3 양방향성 스위치는 상기 제 1 양방향성 스위치가 닫히면 열리고, 상기 제 3 양방향성 스위치는 상기 제 1 양방향성 스위치가 열리면 닫히는, 전기 회로.

청구항 15

제 10 항에 있어서,

부하로의 AC 파워의 위상 제어를 제공하도록, 상기 스위치 제어 회로는 상기 AC 전력원과 동기되어 펄스화되는, 전기 회로.

청구항 16

제 10 항에 있어서,

상기 스위치 제어 신호는 AC 메인 파형과 동기화된 펄스열이고, 상기 부하로 전달되는 평균 전류/파워를 효과적으로 제어하기 위해 조절가능한 펄스 폭을 가짐으로써, 광원 부하에 대한 디밍 효과 및 AC 모터 부하에 대한 속도 제어를 제공하는, 전기 회로.

청구항 17

전력을 선로 및 복귀선을 가지는 AC 소스로부터 부하에 공급하기 위한 전기 회로로서,

a. 상기 선로 내에 연결되는 제 1 양방향성 스위치로서,

i. 직렬 연결된 전자적 제 1 및 제 2 스위치 디바이스 - 각각의 스위치 디바이스는 드레인 단자, 소스 단자 및 게이트 단자를 가지고, 상기 게이트 단자와 상기 소스 단자 사이에서 규정되는 임계 전압에 의해서 특징지어지며, 상기 제 1 스위치 디바이스의 드레인 단자는 고상 양방향성 스위치의 입력 단자를 포함하고, 상기 제 2 스위치 디바이스의 드레인 단자는 상기 고상 양방향성 스위치의 출력 단자를 포함하며, 상기 제 1 및 제 2 스위치 디바이스의 소스 단자는 제 1 제어 단자에 상호연결되고, 상기 제 1 및 제 2 스위치 디바이스의 게이트 단자는 제 2 제어 단자에 상호연결됨 -,

ii. 상기 제 1 제어 단자와 상기 제 2 제어 단자 사이에 연결되는 제어 디바이스로서, 스위치 제어 신호를 수신하는, 제어 디바이스,

iii. 상기 제어 디바이스에 연결되는 바이어스 단자,

iv. 제 1 제어 단자와 제 2 제어 단자 사이에 연결되는 전압 조정기 디바이스,

v. 상기 제어 디바이스와 병렬 연결되는 커패시터, 및

vi. 상기 스위치 회로의 입력 단자로부터 제 1 한류 저항을 거쳐 상기 제어 디바이스의 바이어스 단자에 연결되는 제 1 정류기 디바이스, 및

vii. 상기 제어 디바이스로의 복귀선으로부터, 제 2 한류 저항을 거쳐 상기 제어 디바이스의 바이어스 단자에 연결되는 제 2 정류기 디바이스를 포함하는 제 1 양방향성 스위치, 및

b. DC 파워를 상기 제어 디바이스에 공급하는 AC-DC 컨버터를 포함하는, 전기 회로.

청구항 18

제 17 항에 있어서,

상기 AC-DC 컨버터는,

i. 상기 AC 전력원에 연결되는 전압 분배기,

ii. 입력 및 출력을 포함하는 제 1 반도체 스위치로서, 상기 제 1 반도체 스위치의 입력을 거쳐 상기 전압 분배기에 연결되는, 제 1 반도체 스위치,

iii. 입력 및 출력을 포함하는 제 2 반도체 스위치로서, 상기 제 2 반도체 스위치의 입력이 상기 제 1 스위치의 출력에 연결되는, 제 2 반도체 스위치,

iv. 다이오드를 거쳐 상기 제 2 스위치의 출력에 연결되는 저장 커패시터,

v. 상기 저장 커패시터와 상기 전압 분배기 사이에 연결됨으로써, 피드백 제어를 제공하는 감지 저항,

vi. 상기 제 2 반도체 스위치의 입력과 출력 사이에 연결됨으로써, 상기 제 2 반도체 스위치의 출력 및 입력의 전압을 제너 다이오드의 제너 전압에 클램핑하는, 제너 다이오드,

vii. 상기 저장 커패시터에 연결되는 DC 부하, 및

viii. 상기 제 1 반도체 스위치를 통해 흐르는 전류를 제한하도록, 상기 제 1 반도체 전자 스위치와 상기 저장 커패시터 사이에 개재되는 전자 회로부를 포함하는, 전기 회로.

청구항 19

제 17 항에 있어서,

상기 전기 회로는,

상기 부하와 상기 제 1 양방향성 스위치의 제 2 정류기 디바이스의 상호연결 사이에서, 상기 AC 소스의 복귀 선로에 위치되는 제 2 양방향성 스위치를 더 포함하고,

상기 제 2 양방향성 스위치는, 상기 제 2 양방향성 스위치의 제 2 정류기 디바이스가 상기 AC 소스와 상기 제 1 양방향성 스위치의 입력 단자 사이에서 상기 선로에 연결되는 것을 제외하고는 상기 제 1 양방향성 스위치와 동일하게 구성되며,

상기 스위치 제어 회로가 상기 제 1 양방향성 스위치 및 상기 제 2 양방향성 스위치를 제어하는, 전기 회로.

청구항 20

제 18 항에 있어서,

상기 제 1 양방향성 스위치 및 상기 제 2 양방향성 스위치는 동기되어 개폐되는, 전기 회로.

청구항 21

제 18 항에 있어서,

상기 전기 회로는,

상기 부하를 바이패스하는 제 3 양방향성 스위치를 더 포함하고,

상기 제 3 양방향성 스위치는, 상기 제 3 양방향성 스위치의 제 2 정류기 디바이스가 상기 제 3 양방향성 스위치 회로의 출력에 연결되는 것을 제외하고는 상기 제 1 양방향성 스위치 및 상기 제 2 양방향성 스위치와 동일하게 구성되며,

상기 스위치 제어 회로가 상기 제 1 양방향성 스위치, 상기 제 2 양방향성 스위치, 및 상기 제 3 양방향성 스위치를 제어하는, 전기 회로.

청구항 22

제 20 항에 있어서,

상기 제 3 양방향성 스위치는 상기 제 1 양방향성 스위치가 닫히면 열리고, 상기 제 3 양방향성 스위치는 상기

제 1 양방향성 스위치가 열리면 닫히는, 전기 회로.

청구항 23

제 17 항에 있어서,

부하로의 AC 파워의 위상 제어를 제공하도록, 상기 스위치 제어 회로는 상기 AC 전력원과 동기되어 펄스화되는, 전기 회로.

청구항 24

제 17 항에 있어서,

상기 스위치 제어 신호는 AC 메인 파형과 동기화된 펄스열이고, 상기 부하로 전달되는 평균 전류/파워를 효과적으로 제어하기 위해 조절가능한 펄스 폭을 가짐으로써, 광원 부하에 대한 디밍 효과 및 AC 모터 부하에 대한 속도 제어를 제공하는, 전기 회로.

청구항 25

제 17 항에 있어서,

상기 제어 디바이스는, 출력을 각각 가지는 온/오프 스위치 디바이스 및 펄스 폭 변조 디바이스를 포함하고,

상기 출력들은 NOR 게이트 및 증폭기를 거쳐 상기 제 2 제어 단자에 연결되는, 전기 회로.

발명의 설명

기 술 분 야

[0001] 관련 출원에 대한 상호 참조

[0002] 본 출원은 2017 년 12 월 28 일에 동일한 발명자들에 의해 출원되고 현재 계류중인, 발명의 명칭이 "Electronic Switch and Dimmer"인 미국 가출원 번호 62611460에 대한 우선권을 주장한다.

[0003] 주정부에 의해 후원된 연구 또는 개발에 관련된 진술

[0004] 해당없음.

[0005] 발명의 배경

[0006] 본 발명은 전자적 스위치 및 디밍 제어를 제공하기 위한 파워 관리 시스템 및 방법에 관한 것이다.

배 경 기 술

[0007] 전통적으로, 가정 및 비즈니스 환경에서 교류(AC) 전력에 액세스하는 것은, 설비 전기 시스템 내로 유선 연결되는 기계적 아웃렛에 의해 제공된다. 이러한 아웃렛은 퓨즈 및 회로 차단기와 같은 전기기계 디바이스를 사용하여, 과도한 전기 부하 또는 발생가능한 위험한 접지 고장으로부터 보호된다. 이와 유사하게, 조명 및 실링팬과 같은 종래의 실내 전기 기기의 제어는 전기기계 스위치를 사용하여 이루어진다. 이러한 근본적으로 기계적인 제어 디바이스는 간단한 온-오프 제어를 제공하고, 필연적으로 마모되며, 시간이 지남에 따라서 단락 회로 또는 잠재적으로 위험한 방전(arcing)을 초래할 수 있다.

[0008] 일반적인 전기 기기의 더 미세한 제어는, 통상적으로 AC 메인 파형이 사이클 별로 인터럽트되게 하는 소위 위상 제어가 이루어지게 하는, 트라이악과 같은 전자 디바이스에 의해 제공된다. 트라이악 이전의 가변저항기(rheostat) 또는 자동변압기보다 훨씬 더 효율적이지만, 트라이악은 큰 전기 부하를 제어하기 위한 작은 엔클로저 내에서 효과적으로 사용되기에는 여전히 비효율적이고, 전기 잡음이 설비 전기 시스템 내에 다시 생기게 할 수 있다.

[0009] 따라서, 설비 전기 시스템 내의 넓은 애플리케이션을 위한, 더 신뢰가능하고 효율적인 광범위한 제어 옵션을 제공하는 개선된 전자 제어 시스템이 요구된다. 더욱이, 낮은 비용으로 제조될 수 있고 진보된 파워 제어 기능을 위해 다른 회로부와 통합될 수 있는 반도체 디바이스를 사용하여 실현될 수 있는 이러한 제어 시스템이 요구된다.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0010] 본 발명은 간단한 아웃렛 온-오프 스위칭으로부터, 예를 들어 전기 조명의 디밍을 위해서 인가된 AC 파워를 연속적으로 변경하는 것에 이르는 설비 전기 시스템 전체에서, AC 파워를 제어하기 위한 새로운 접근법에 관한 것이다. 특히, 본 발명은 일 실시예에서 온-오프 및 AC 메인 파형의 위상-제어 양자 모두를 제공하는 기능들의 조합에 관한 것이다.

과제의 해결 수단

[0011] 일 실시예는 전자적 스위치로서, AC 메인 서플라이와 요구되는 부하 사이에 연결된 매우 낮은 "온" 저항을 가지는 파워 MOS 전계 효과 트랜지스터(MOSFET)를 사용한다. 통상적인 파워 MOSFET은 생래적으로 도전 채널과 병렬인 보디 다이오드를 포함하기 때문에, 진정으로 양방향성인 (AC) 스위치 구성을 제공하기 위해서, 공통인 소스 단자를 가지는 디바이스들의 쌍이 백투백 구조로 연결된다. 파워 MOSFET의 스위칭 동작을 제어하기 위하여, 게이트-소스 바이어스 전압을 미리 충전시켜서 양자 모두의 디바이스 "턴온"시키는, 드레인에 연결된 정류 다이오드 및, 고립된 광학 소스에 의해 조명될 때 게이트 단자를 공통 소스 단자에 단락시켜서 디바이스를 강제로 그들의 "오프" 상태에 진입시키는, 광학적으로 커플링된 광트랜지스터를 사용하는 신규한 플로팅 제어 회로가 채용된다. 따라서, 파워 MOSFET 스위치는 광학적 제어 신호에 의해서 강제로 "오프"되지 않으면, 일반적으로 "온" 상태이다. 광학적 제어 신호는 부하에 전달된 파워의 공칭 온-오프 제어를 위해서 연속적으로 적용될 수 있고, 또는 위상 제어를 제공하기 위해서 AC 메인 파형과 동기화될 수 있다. 광학적 제어 신호를 위한 통합된 제어 회로부는, 리액티브(reactive) 부하를 스위칭 하기 위해서 선호되는 리딩(leading) 에지 위상 제어 또는 LED와 같은 비선형 부하에 대해 바람직한 트레일링(trailing) 에지 위상 제어 중 하나를 제공할 수 있다.

[0012] 특정한 예들은 본 발명의 개념을 예시적인 애플리케이션들로 한정하려는 의도가 아니다. 본 발명의 다른 양태와 장점들은 첨부 도면과 상세한 설명으로부터 명백해질 것이다.

도면의 간단한 설명

[0013] 도 1은 기본적인 파워 MOSFET 양방향성 스위치 유닛의 개략도이다.

도 2는 광전자 바이어스 생성을 사용하는 선행 기술의 양방향성 스위치의 개략도이다.

도 3은 개선된 양방향성 스위치의 기본적인 소자들의 개략도이다.

도 4는 개선된 양방향성 스위치의 일 실시예의 개략도이다.

도 5는 총 스위치 "온" 저항을 감소시키고 총 스위치 "오프" 저항을 증가시키기 위하여 두 개의 스위칭 소자를 사용하는, 도 3의 실시예의 개략도이다.

도 6은 도 3과 유사하지만, AC 파워 서플라이의 양자 모두 암부(arm) 내에 스위칭 소자가 있는 일 실시예의 개략도이다.

도 7은 총 스위치 "온" 저항을 더 감소시키고 총 스위치 "오프" 저항을 더 증가시키기 위하여 네 개의 스위칭 소자를 사용하는, 도 5의 실시예의 개략도이다.

도 8은 기본적인 파워 MOSFET 양방향성 스위치를 보여주는 개략도이다.

도 9a는 ac 메인 파형의 양의 하프-사이클 동안 능동 상태인, 도 8의 회로 소자를 보여주는 개략도이다.

도 9b는 ac 메인 파형의 음의 하프-사이클 동안 능동 상태인, 도 8의 회로 소자를 보여주는 개략도이다.

도 9c는 게이트 전압의 부스트를 허용하는, 도 9b의 하프-회로의 개략도를 도시한다.

도 10은 도 8 회로의 개선된 버전의 개략도이다.

도 11은 듀얼-폴 스위치를 사용하는 도 10의 회로의 일 실시예를 보여주는 개략도이다.

도 12a는 듀얼-폴 스위치를 위해 광트랜지스터를 사용하는, 도 11의 회로의 일 실시예를 보여주는 개략도이다.

도 12b는 온-오프 제어를 위해 비고립형 제어기를 사용하는 일 실시예를 보여주는 개략도이다.

도 12c는 도 12b의 제어기의 일 실시예의 세부사항의 개략도이다.

도 13은 전류 감지를 포함하는 양방향성 스위치의 일 실시예이다.

도 14는 부하 양단에 배치된 추가적 양방향성 스위치의 일 실시예를 예시한다.

도 15는 AC-DC 컨버터가 정류기를 요구하지 않는, 회로의 일 실시예를 예시한다.

도 16은 도 15에 도시되는 실시예에서 회로 소자의 비한정적인 특정한 예를 보여주는 개략도이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0014] 도 1은 AC 소스(101)로부터 부하(108)로 전달되는 파워를 제어하는 기본적인 파워 MOSFET 양방향성 스위치를 보여주는 개략도이다. 파워 MOSFET(102 및 103)은 보디 다이오드들(104 및 105)을 각각 포함한다. 스위치(106)는 파워 MOSFET(102 및 103)에 인가되는 게이트-소스 바이어스 전압을 제어한다. "온" 포지션에서, 바이어스 전압(107)이 파워 MOSFET의 게이트 단자에 인가된다. 전압(107)은 파워 MOSFET의 임계 전압(통상적으로 5 내지 10 볼트임)보다 큰 전압이고, 반전층이 형성되게 하고, 이를 통하여 각각의 디바이스의 드레인으로부터 소스로 연장되는 도전 채널을 생성한다. 이러한 "온" 상태에서, 각각의 파워 MOSFET의 드레인-소스 거동은 낮은 값의 저항인 R_{ds}로 모델링될 수 있다. 드레인과 소스 사이의 전압 강하가 약 0.6 볼트 미만으로 유지되는 한, 보디 다이오드는 비도전성을 유지하고, 무시될 수 있다. "온" 상태에서, 도 1의 회로는 등가적으로, 값 $2R_{ds}$를 가지는 직렬 저항을 통해 AC 소스(101)에 연결된 부하(108)가 된다.

[0015] 스위치(106)의 "오프" 포지션에서, 파워 MOSFET의 게이트 단자는 소스 단자에 단락되고, 드레인-소스 도전 채널은 드레인-소스 전압이 보디 다이오드의 브레이크다운 전압 아래에 유지되는 한 사라진다. "오프" 상태에서, 도 1의 회로는 등가적으로 백투백 보디 다이오드(104 및 105)를 통해 AC 소스(101)에 연결되는 부하(108)가 되고, 이것은 부하(108)를 소스(101)로부터 효과적으로 단절시킨다.

[0016] "오프" 상태에서 파워 MOSFET의 드레인-소스 전압이 보디 다이오드의 브레이크다운 전압인 V_{br} 미만으로 유지되어야 한다는 요구 사항은, 보디 다이오드의 브레이크다운이 AC 소스(101)의 피크 전압을 초과할 것을 요구한다. 따라서, 예를 들어 소스(101)가 공통 120 볼트(rms) AC 메인에 대응한다고 가정하면, 각각의 보디 다이오드의 브레이크다운 전압은 170 볼트의 피크 소스 전압을 초과해야 한다.

[0017] 파워 MOSFET 구조를 더 상세히 분석하면, 보디 다이오드가 실질적으로 MOSFET 채널과 병렬 연결된 바이폴라 트랜지스터의 베이스-콜렉터 정션이 된다는 것이 드러난다. 추가적 기생 요소는 베이스-콜렉터 정션의 커패시턴스 및 베이스 및 이미터 사이의 기생 저항을 포함한다. 이러한 AC-커플링된 회로는 드레인-소스 전압의 변화율인 dV_{ds}/dt에 제약이 생기게 하여, 베이스-이미터 정션을 순방향 바이어싱하는 것을 피해서, MOSFET 채널이 "오프"인 동안에 바이폴라 트랜지스터가 통전하게 한다. 결과적으로 얻어지는 누설 전류가 부하(108)에 급전할만큼 충분하지 않을 수도 있는 반면에, 이것은 추가적인 효율 또는 안전성 문제를 일으키기에는 충분히 클 수 있다.

[0018] 이와 유사하게, "온" 상태에서의 제약을 고려하면, 각각의 파워 MOSFET에 대해 $R_{ds}*Iload$로 주어지는 드레인-소스 전압 강하가 약 0.6 볼트보다 적어지도록 요구한다. 잠재적으로 더 중요한 것은, "온" 상태에서 각각의 파워 MOSFET에서 소산되는, $R_{ds}*Iload^2$으로 주어지는 파워인데, 이것은 과도한 온도 상승을 피하기 위해서 수 와트 미만으로 유지되어야 한다. 따라서, 예를 들어 공통 가정용 회로를 20 암페어의 통상적 한계를 가지는 120 볼트 AC 메인으로부터 스위칭하려면, 각각의 파워 MOSFET에 대한 R_{ds}가 0.005 옴(5 밀리옴)보다 적어야 한다.

[0019] 디바이스 내의 구조 및 도핑 레벨을 변경함으로써, 보디 다이오드의 브레이크다운 전압이 R_{ds}의 값에 대해서 트레이드 오프될 수 있다는 것이 당업계에는 잘 알려져 있다. 특히, R_{ds}의 값은 $V_{br}^{2.5}$에 비례하는 것이 밝혀진 바 있다. 따라서, 예를 들어 V_{br}를 절반으로 줄이면 R_{ds}가 5.7의 인자만큼 감소되는 결과가 된다.

[0020] 도 1의 회로는, 스위치(106) 및 전압원(107)을 포함하는 개념적인 바이어스 스위칭 회로가, 소스(101)의 전체 피크-피크 범위에 걸쳐 변하는 백투백 파워 MOSFET(102 및 103)의 공통 소스 단자와 함께 전기적으로 플로팅된다는 것을 보여준다. 비록 개념 상으로는 간단하지만, 이러한 회로를 실제로 낮은 비용에 구현하는 것은 어려울 수 있다.

[0021] 도 2는 제어 회로에 대한 선행 기술의 접근법의 개략도를 도시한다. 도 1의 전압원(106)은, 별개의 낮은 전압원(203)에 의해 급전되는 발광 다이오드(LED)(206)에 의해 조명되고 한류 저항(205)을 통해 스위치(204)에 의해 제어될 때, 필요한 게이트-소스 바이어스 전압을 제공하는 광발전 다이오드 스택(201)으로 대체된다. 소자(203-206)는 다이오드 스택(201)의 광학적 근접성 내에 속하는 것으로 가정된다. LED(206)가 스위치오프되면, 다이오드 스택(201) 양단의 전압이 저항(202)을 통해 새어나가고, 파워 MOSFET은 "오프" 상태에 들어간다.

[0022] 비록 도 2의 회로가 간단한 온-오프 스위칭 애플리케이션에 대해서 동작하지만, 바이어스 회로부를 통해 파워 MOSFET의 게이트-소스 커패시턴스를 충방전하는 것과 연관된 시상수는 50/60 Hz AC 메인에서 위상 제어를 구현하기에는 통상적으로 너무 크다.

[0023] 도 3은 개선된 스위치 회로의 기본적인 소자를 보여주는 개략도이다. 비록 파워 MOSFET이 후속하는 설명에서 논의되는 바람직한 실시예의 스위칭 디바이스이지만, 다른 타입의 전계 효과 트랜지스터가 바람직하게도 개선된 회로에 채용될 수 있다는 것이 당업자에게는 명백해질 것이다. 도 1에서와 같이, 전압(107)은 파워 MOSFET(102 및 103)을 그들의 "온" 상태로 바이어스하기 위해 사용된다. 도 1의 회로의 동작과 반대로, 파워 MOSFET은 스위치(106)가 열려 있는 동안에만 "온" 상태이다. 스위치(106)가 닫히면, 파워 MOSFET은 강제로 그들의 "오프" 상태에 들어가게 되는데, 그 이유는 그들의 게이트 및 소스가 함께 단락되어 있고, 전압(107)이 저항(300) 양단에서 강하되기 때문이다.

[0024] 도 4는 본 발명의 회로의 일 실시예를 보여주는 개략도이다. 도 1의 전압원(107)은 파워 MOSFET의 임계 전압보다 높은 제너 전압을 가지는 제너 다이오드(402)가 있는 스위칭 유닛(400)으로 대체된다. 제너 다이오드(402)는 파워 MOSFET의 드레인 단자에 연결되는 정류기 다이오드(404 및 406)를 통해 바이어스되고, 한류 저항(403 및 405) 각각에 의해 보호된다. 따라서, 조명 저항-다이오드가 없으면, 드레인 단자들 중 어느 것이 제너 전압을 초과하는 경우 브랜치(403-404 및 405-406)가 제너 다이오드(402)에 대한 바이어스를 제공하고, 파워 MOSFET(102 및 103)를 "온" 상태로 만든다. LED(206)에 의해 조명되면, 광트랜지스터(401)는 브랜치(403-404 및 405-406)로부터의 바이어스 전류를 파워 MOSFET의 소스 단자로 분기하여(shunt), 이들을 "오프" 상태로 만든다. 이러한 회로에서, 턴온 시상수는 한류 저항(403 및 405)의 값 및 파워 MOSFET의 게이트-소스 커패시턴스에 의해 표시되는 반면에, 턴오프 시상수는 LED(206)에 의해 제공되는 조명 레벨에서의 광트랜지스터(401)의 포화 전류에 의해 표시된다. 이러한 시상수들 양자 모두는 AC 메인의 주기보다 훨씬 짧도록 설계될 수 있어서, 이러한 실시예가 온-오프 및 위상-제어 모드 양자모두에서 동작하게 한다.

[0025] 도 5는 회로의 성능을 개선하기 위하여 두 스위치 유닛(400)을 사용하는, 도 4의 실시예의 개략도이다. 이러한 실시예에서, 파워 MOSFET은 도 4에서 사용되는 유닛의 브레이크다운 전압의 절반을 가지도록 선택된다. 따라서, 개별적인 스위치 유닛의 온 저항은 전술된 바와 같이 5.7의 인자만큼 감소될 것으로 기대될 수 있고, 직렬 연결된 두 스위치 유닛의 총 온 저항은 도 4의 회로에 비하여 2.8의 인자만큼 감소된다. 추가적으로, "오프" 상태인 스위치 유닛들 각각 양단의 전압 강하가 절반이 되고, 이를 통하여 각각의 유닛에 의해 경험되는 dV_{ds}/dt를 2의 인자만큼 감소시키고, 결과적으로 "오프" 상태 누설 전류가 감소된다.

[0026] 도 5는 LED(206)의 조명을 제어하기 위한 전자적 스위치 회로를 더 포함한다. 전압원(203)으로부터 LED(206)를 통해 흐르는 전류는 저항(205)에 의해 제한되고 트랜지스터(500)에 의해 제어된다. 트랜지스터(500)는 제어 단자(501)에 인가된 외부 제어 전압에 의해 제어된다. 그러면, 디머 애플리케이션에서 사용되는 것과 같은, 인가된 AC 파형의 위상 제어를 제공하기 위한 외부 제어 회로부(미도시)를 통하여, AC 메인 파형과 동기된 LED의 고속 스위칭이 가능해진다. 다른 실시예에서, 제어 신호는 AC 메인 파형과 동기화된 펄스열이고, 상기 부하로 전달되는 평균 전류/파워를 효과적으로 제어하기 위해 조절가능한 펄스 폭을 가짐으로써, 광원 부하에 대한 디밍 효과 및 AC 모터 부하에 대한 속도 제어를 제공한다. 다른 실시예에서, 제어 신호는 AC 메인 파형과 독립적인 고정되거나 가변인 주파수를 가지는 펄스열이고, 이를 통하여 무선 충전기/발전기로서 사용되기 위해 부하 단자에서 무선-주파수(RF) 파워 파형을 생성한다. 다른 실시예에서, 제어 신호는 LED의 가변 조명을 허용하는 가변 DC 전압이고, 이를 통하여 MOSFET이 선형 모드에서 동작하게 한다.

[0027] 도 6은 도 5와 유사하지만 개별 스위치 유닛(400)이 AC 파워 서플라이의 각각의 암부에 배치되는 일 실시예의 개략도이다. 발명자들은, 이러한 회로 구성이 스위치 디바이스의 턴오프 특성을 더 개선하여, 누설 전류를 더욱 감소시킨다는 것을 발견했다.

[0028] 도 7은 회로의 성능을 더 개선하기 위해서, AC 서플라이의 각각의 암부에 있는 두 스위치 유닛(400)을 사용하는, 도 6의 실시예의 개략도이다. 이러한 실시예에서, 파워 MOSFET은 도 3에서 사용되는 유닛의 브레이

크다운 전압의 사분의 일을 가지도록 선택된다. 따라서, 개별 스위치 유닛의 온 저항은 전술된 바와 같이 32의 인자로 감소될 것으로 기대될 수 있고, 직렬로 연결된 두 스위치 유닛의 총 온 저항은 도 4의 회로에 비하여 8의 인자만큼 감소된다. 추가적으로, "오프" 상태인 스위치 유닛들 각각 양단의 전압 강하가 사분의 일이 되고, 이를 통하여 각각의 유닛에 의해 경험되는 dV_{ds}/dt를 4의 인자만큼 감소시키고, 결과적으로 "오프" 상태 누설 전류를 도 4의 회로에 비하여 더욱 감소시킨다. 위에서 언급된 바와 같이, 발명자들은 이러한 회로 구성이 스위치 디바이스의 턴오프 특성을 더 개선하여, 누설 전류를 더욱 감소시킨다는 것을 발견했다.

[0029] 선행 기술의 MOSFET 스위치의 알려진 문제점은 MOSFET의 기생성분이다. 일부 경우에, 기생성분은 부하로 가는 파워를 완전히 셧오프하지 못하게 되는 결과를 초래한다. 도 8 내지 도 13은 보상 또는 제거에 의해서 기생성분의 효과를 극복하기 위한, 전술된 바와 같은 전자적 스위치에서의 개선 사항을 보여준다. 이러한 개선 사항은 시스템의 아키텍처에 대한 변경과 스위치 자체의 내부 컴포넌트들에 대한 변경을 포함한다.

[0030] 도 8은 AC 소스(801)로부터 부하(806)로 전달되는 파워를 제어하는 기본적인 파워 MOSFET 양방향성 스위치를 보여주는 개략도이다. 파워 MOSFET(802 및 803)은 보디 다이오드들(804 및 805)을 각각 포함한다. 제너 다이오드(811)는 파워 MOSFET(802 및 803)의 임계 전압 VT보다 큰 제너 전압을 보여준다. 제너 다이오드(811)는 파워 MOSFET의 드레인 단자에 연결되는 정류기 다이오드(808 및 810)를 통해 바이어스되고, 한류 저항(807 및 809) 각각에 의해 보호된다. 따라서, 스위치(812)가 개방되면, 드레인 단자들 중 어느 것이 제너 전압을 초과하는 경우 브랜치(807-808 및 809-810)가 제너 다이오드(811)에 대한 바이어스를 제공하도록 의도되고, 따라서 파워 MOSFET(802 및 803)를 "온" 상태로 만든다. 닫히게 되면, 스위치(812)는 브랜치(807-808 및 809-810)로부터의 바이어스 전류를 파워 MOSFET의 소스 단자로 분기하여, 이들을 "오프" 상태로 만든다. 이러한 회로에서, 턴온 시상수는 한류 저항(807 및 809)의 값 및 파워 MOSFET의 게이트-소스 커패시턴스에 의해 표시되는 반면에, 턴오프 시상수는 MOSFET 커패시턴스와 스위치(812)의 온-저항에 의해 표시된다. 이러한 시상수들 양자 모두는 AC 메인의 주기보다 훨씬 짧도록 설계될 수 있어서, 이러한 실시예가 온-오프 및 위상-제어 모드 양자모두에서 동작하게 한다.

[0031] 그러나, 살제로는, 제너 다이오드(811)는 절대 자신의 제너 전압에 도달하지 않고, MOSFET(802 및 803)의 게이트-소스 전압이 임계 전압 VT를 초과하는 일은 드물다. 따라서, MOSFET(802 또는 803) 중 어느 것도 완전히 "온"되지 않고, 결과적으로 유닛 내에서 과도한 파워 소산이 일어나고 감소된 전류가 부하(806)에 공급된다. 도 9a는 전압원(801)이 ac 메인 파형의 양의 하프-사이클에 있을 때의 도 8의 능동 컴포넌트를 보여준다. 스위치(812)가 개방되어 MOSFET(802)이 그 "온" 상태에 진입하게 하면, MOSFET(802)의 게이트 전압은 소스(801)의 양의 움직임을 추종하기 시작하는 반면에 소스 전압은 제로 볼트에 있다. 게이트 전압이 MOSFET(802)의 임계 전압에 도달하면, 전류가 부하(806)로 흘러가기 시작하고, MOSFET(803)으로부터의 보디 다이오드(805)는 순방향 바이어스된다. 그러면 MOSFET(802)의 소스 전압은 게이트 전압의 상승을 "따라가고(follows)", 이것을 임계 전압의 값 더하기 추가적 바이어스만큼 지연시켜(lagging) 부하에 공급된 전류를 설명한다. 이러한 상태가 소스(801)의 파형이 음의 값이 될 때까지 유지된다. 결과적으로, MOSFET(802)의 드레인-소스 전압은 MOSFET(802)의 드레인-소스 저항과 무관하게, ac 메인 파형의 제로-크로싱 근처를 제외하고는 절대로 그 임계 전압 아래로 떨어지지 않고, 스위치에서 소산되는 파워는 ID * VT이다. 게이트 전압이 임계 전압을 훨씬 넘게 부스트되면 소산된 파워는 ID2*rds로 주어지고, 여기에서 rds는 스위치의 "온" 저항이다. 이러한 값은 ID * VT보다 훨씬 적을 수 있다.

[0032] 도 9b는 전압원(801)이 ac 메인 파형의 음의 하프-사이클에 있을 때의 도 8의 능동 컴포넌트를 보여준다. MOSFET(803)의 게이트 전압은 0V에서 출발하고, 소스 전압이 -VT로 강하되면 음의 소스 전압을 따라가기 시작하는데, 여기에서 전류는 부하(806)를 통해 흐르기 시작하고 MOSFET(802)의 보디 다이오드(804)는 순방향 바이어스된다. MOSFET(803)의 드레인 전압은 게이트 전압에 효과적으로 클램핑되고, 따라서 드레인-소스 전압은 소스(801)의 파형이 양의 값이 될 때까지 VT에서 유지된다. 결과적으로, MOSFET(803)의 드레인-소스 전압은 디바이스의 드레인-소스 저항과 무관하게, ac 메인 파형의 제로-크로싱 근처를 제외하고는 절대로 그 임계 전압 아래로 떨어지지 않고, 스위치에서 소산되는 파워 또한 음의 하프-사이클에서 ID * VT이다.

[0033] 도 9c는 게이트 전압의 부스트를 허용하는, 도 9b에 도시되는 하프 스위치의 개략도를 도시한다. 이것은 다이오드(810) 및 바이어스 저항(809)을 포함하는 브랜치가 MOSFET(803)의 드레인으로부터 ac 메인 중립 선로로 이동된다는 점에서 도 9b의 회로와 다르다. 이러한 구성에 의하면 도 9b의 구성의 경우 발생되는 클램핑 동작이 회피되고, MOSFET(803)의 소스가 -VZ로 떨어질 때 제너 다이오드(811)가 그 제너 전압 VZ에 도달하게 된다. 그러면 MOSFET(803)의 게이트-소스 전압이 VZ가 되게 되는데, 이것은 VT보다 훨씬 클 수 있어서, 작은 값의 rds를

나타내고 파워 소산을 감소시킨다. 더욱이, 이러한 부스트된 게이트-소스 바이어스는 MOSFET(802 및 803)의 게이트-소스 커패시턴스에 저장되고, ac 메인 파형의 후속하는 양의 하프-사이클 동안에 유지된다. 따라서, 스위치(812)가 닫힐 때까지 양자 모두의 디바이스들이 최소 rds 구성에 있게 된다.

[0034] 도 10은 도 8의 회로의 개선된 버전을 보여주는데, 여기에서 바이어스 소자(807 및 808)는 양의 하프-사이클 동안 초기 턴온 특성을 개선시키기 위해서 유지되고, MOSFET(802 및 803)의 게이트-소스 커패시턴스와 병렬인 추가적 커패시터(1001)가 포함되어 부스트된 게이트-소스 바이어스 전압이 더 견실하게 저장되게 한다. 이러한 실시예의 하나의 제한사항은, 스위치 회로가, 스위치(812)가 ac 메인 파형의 각각의 사이클 중에 미리 결정된 기간 동안 닫히는 위상-제어 모드에서 사용되는 경우에 생긴다. 스위치(812)가 닫혀있는 동안 커패시터(1001)가 스위치를 통해 방전되기 때문에, MOSFET(802 및 803)을 "턴온"시키기 위해 요구되는 게이트-소스 바이어스는 각각의 사이클 동안 재구축되어야 한다. 그러면, 스위치(812)가 ac 메인 파형의 양의 하프 사이클 동안 개방되면 MOSFET(802)이 언제나 차선의 모드에서 동작하는 결과가 되는데, 그 이유는 음의 하프 사이클 동안 제공된 부스트가 스위치(812)가 닫힐 때에 리셋되기 때문이다.

[0035] 도 11은 도 10의 회로의 일 실시예를 보여주는데, 여기에서 스위치(812)는 MOSFET(802 및 803)의 게이트를, 포지션 1에 있을 때에 그들의 상호연결된 소스로 또는 포지션 2에 있을 때에 제너 다이오드 바이어스 회로로 연결하는 듀얼-폴 스위치(1101)로 대체되고, 이러한 포지션들은 스위치 제어 회로(1102)에 의해 결정된다. 이러한 실시예에서, 스위치(1101)를 포지션 1에 있게 해서 MOSFET(802 및 803)을 "턴오프"하면 제너 다이오드 바이어스 회로가 게이트로부터 단절되게 되고, 이를 통하여 외부 회로부에 의해 방전될 때까지 또는 스위치(1101)가 포지션 2에 있게 될 때까지 커패시터(1001)가 제너 전압을 저장하게 되어, 결과적으로 음의 하프-사이클 동안 제너 전압이 게이트 회로에 다시 인가되고 게이트-소스 바이어스 전압이 후속하여 리프레시된다.

[0036] 도 12a는 도 11의 회로의 일 실시예를 예시하는데, 여기에서 스위치(1101)는, 1201 및 1202를 구동하는 광학 출력(1204 및 1205)을 가지는 스위치 제어 회로(1203)에 의해 각각 제어되는 광트랜지스터(1201 및 1202)의 쌍으로 대체된다. 스위치 제어 회로(1203)는 출력(1204 및 1205)을 ac 메인 파형에 동기화하여 위상-제어 모드 기능을 제공한다. 게이트-소스 전압은 제너(1206)에 의해 조정된다. 이러한 광학적 구동 신호들이 중첩하지 않아서, 커패시터(1001)를 조기에 방전시키는 것을 피하기 위해서 "연결전 단절형(break before make)" 스위치를 제공하는 것이 중요하다.

[0037] 이러한 스위치 제어의 시상수는, 디머 애플리케이션에서 사용되는 것과 같은, 인가된 AC 파형의 위상 제어를 제공하기 위한 외부 제어 회로부(미도시)를 통하여, AC 메인 파형과 동기된 광학적 구동 신호의 고속 스위칭을 가능하게 한다. 다른 실시예에서, 제어 신호는 AC 메인 파형과 동기화된 펄스열이고, 상기 부하로 전달되는 평균 전류/파워를 효과적으로 제어하기 위해 조절가능한 펄스 폭을 가짐으로써, 광원 부하에 대한 디밍 효과 및 AC 모터 부하에 대한 속도 제어를 제공한다. 다른 실시예에서, 제어 신호는 AC 메인 파형과 독립적인 고정되거나 가변인 주파수를 가지는 펄스열이고, 이를 통하여 무선 충전기/발전기로서 사용되기 위해 부하 단자에서 무선-주파수(RF) 파워 파형을 생성한다. 다른 실시예에서, 제어 신호는 LED의 가변 조명을 허용하는 가변 DC 전압이고, 이를 통하여 MOSFET이 선형 모드에서 동작하게 한다.

[0038] 바람직한 실시예에서, 스위치 제어 회로는 제어 신호 소스로부터 제어 신호를 수신하고, 스위치 제어 회로 광학적 구동 신호들은 AC 전력원과 동기 펄스화되어 부하로의 AC 파워의 위상 제어를 제공한다. 다른 실시예에서, 광학적 구동 신호는 AC 메인 파형과 동기화된 펄스열이고, 상기 부하로 전달되는 평균 전류/파워를 효과적으로 제어하기 위해 조절가능한 펄스 폭을 가짐으로써, 광원 부하에 대한 디밍 효과 및 AC 모터 부하에 대한 속도 제어를 제공한다.

[0039] 도 12a는 스위치를 위한 (광학적으로) 고립된 제어기를 사용하는 일 실시예이다. 도 12b 및 도 12c에 도시되는 다른 실시예에서, 제어기는 스위치로부터 전기적으로 고립되지 않는다. 도 12b를 고려하면, 제어기(1207)는 공통 소스 연결(1208)에 상대적으로 제어 전압 Vcc(1209)을 포함한다. 제어기(1210)의 출력은 MOSFET(802, 803)의 공통 게이트 단자에 연결된다. 제너 다이오드(1206)는 게이트-소스인가 전압에 대한 전압 조정기로서의 역할을 하고, 저항(1211)은 공통 게이트 단자에 인가되는 전류를 제한한다. 다른 컴포넌트들은 이전의 도면들과 공통으로 명명되고 전술된 바 있다. 제어기(1207)의 내부가 도 12c에 도시된다.

[0040] 도 12c를 참조하면, 입력(1209), 공통(1208), 및 전압 출력(1210)은 도 12b에서 명명된 바와 같다. 도시된 실시예에서, 제어기는, 신호가 있으면 MOSFET을 강제로 오프 상태로 만들기 위한 출력 전압을 제공하는 온/오프 스위치 제어기(1213)를 포함한다. 이러한 실시예에는 가변 펄스 폭 변조 유닛(1212)을 사용하는 제어기도 포함된다. 온/오프 신호 발생기 및 펄스 폭 변조 발생기의 출력은 NOR 게이트(1214) 및 연산 증폭기(1215)를 통해

출력(1210)으로 라우팅된다. 출력(1210)은 전술된 백투백 MOSFET들의 공통 게이트 단자에 연결된다.

[0041] 도 13에 도시되는 다른 실시예에서, 스위치 제어부(1203)로의 파워는 저전압 AC-DC 컨버터(1301)에 의해 제공된다. AC-DC 컨버터는 전류 센서(1302)에 의해 차례대로 제어되는데, 이것은 부하(806)로 전달된 AC 전류를 감지하기 위하여 전류 센서(1310)를 채택함으로써, MOSFET(802, 803)으로 이루어진 양방향성 스위치에서 전류가 감지되지 않으면 AC-DC 컨버터 및 따라서 스위치 제어가 턴오프되게 한다. 이러한 실시예에서, 도 12의 양방향성 스위치는, MOSFET(802, 803)의 내재적 다이오드(804, 805)를 바이패스할 수 있는 바이패스 다이오드(1311, 1312)를 더 포함한다. 다른 모든 컴포넌트들은 앞선 도 8 내지 도 12c에서와 같이 번호가 부여되고 설명된 바와 같다.

[0042] 요약하자면, 고상 양방향성 스위치는: 직렬 연결된 전자적 제 1 및 제 2 스위치 디바이스 - 각각의 스위치 디바이스는 드레인 단자, 소스 단자 및 게이트 단자를 가지고, 게이트 단자와 소스 단자 사이에서 규정되는 임계 전압에 의해서 특징지어지며, 제 1 스위치 디바이스의 드레인 단자는 고상 양방향성 스위치의 제 1 입력 단자를 포함하고, 제 2 스위치 디바이스의 드레인 단자는 고상 양방향성 스위치의 제 1 출력 단자를 포함한다. 제 1 및 제 2 스위치 디바이스의 소스 단자는 제 1 제어 단자에 상호연결되고, 제 1 및 제 2 스위치 디바이스의 게이트 단자는 제 2 제어 단자에 상호연결된다. 제 1 제어 스위치는 제 1 제어 단자 및 제 2 제어 단자 사이에 연결되고, 바이어스 단자는 제 2 제어 스위치 및 바이어스 단자와 제 1 제어 단자 사이에 연결되는 전압 조정기 디바이스를 거쳐 제 2 제어 단자에 연결된다. 커패시터는 전압 조정기 디바이스와 병렬 연결된다. 제 1 정류기 디바이스는 스위치 회로의 제 1 입력 단자로부터 제 1 한류 저항을 거쳐 바이어스 단자에 연결되고, 제 2 정류기 디바이스는 스위치 회로의 제 2 출력 단자로부터 제 2 한류 저항을 거쳐 바이어스 단자에 연결된다. 제 2 제어 스위치가 개방될 때 제 1 제어 스위치가 닫히고 그 반대의 경우도 성립하도록, 스위치 제어 회로는 제 1 제어 스위치 및 상기 제 2 제어 스위치를 제어한다.

[0043] 도 14에 도시되는 다른 실시예에서, 전술된 바와 같은 양방향성 스위치(1403-1405)는 소스(1401) 및 부하(1402) 사이에 위치되고, 선로(1403) 및 복귀선(1404) 및 부하(1402)를 바이패스하는 양방향성 스위치(1405)에 포함된다. 스위치(1403)가 개방되면 스위치(1405)는 닫힌다.

[0044] AC-DC 컨버터

[0045] 일 실시예에서, 도 13의 AC-DC 컨버터(1301)는 당업계에 공지된 바와 같이, 다이오드 어레이 및 강압 변압기로 이루어지는 정류기로 이루어진다. 바람직한 실시예에서, AC-DC 컨버터는 정류기를 사용하지 않고, 또는 변압기는 도 15 및 도 16에서 설명되는 소자로 이루어진다.

[0046] 정류기를 요구하지 않는 AC-DC 컨버터는 일반적으로, 도 15에 도시되는 소자 및 이러한 소자에 의해 암시되는 방법으로 이루어진다. 회로 소자의 비한정적인 특정 예가 도 16에 도시된다. 도 15를 참조하면 AC 소스(1501)는 돌입(inrush) 보호 소자(1502)에 연결된다. 일 실시예에서, 돌입 소자는 AC 서플라이의 선로 및 중립에 있는 저항 소자로 이루어진다. 더 높은 파워 및 효율이 요구되는 다른 실시예에서, 돌입 보호는 기동 시에 높은 저항을 제공하고 정상 상태 동작에서는 회로로부터 저항 소자를 스위치아웃하는 스위치 소자를 포함한다. 돌입 보호 이후에, AC 소스는 샘플링 소자(1503)를 사용하여 샘플링된다. 일 실시예에서, 샘플링 소자(1503)는 전압 분배기 네트워크로 구성되는 저항들을 포함한다. 다른 실시예에서, 샘플링 소자는 레퍼런스 전압원 및 비교기를 포함한다. 다른 실시예에서, 샘플링 소자는 수동으로 조절될 수 있다. 다른 실시예에서, 샘플링 소자는 자동으로 조절될 수 있다. 샘플링된 전압들이 스위치 드라이버 소자(1504)로의 공급(supply)으로서 사용된다. 바람직한 실시예에서, 스위치 드라이버 소자(1504)는 저장 소자(1506)로부터 피드백 전압 신호(1509)를 수신하고, 전압 신호에 기반하여, 제어 스위치 및 클램프 소자(1505) 내의 스위칭 소자의 게이트에 인가된 전압을 제어하여, 이를 통하여 제어 스위치(1506)를 개폐하여 저장 소자(1506) 및 궁극적으로 부하(1508)에 파워를 공급한다. 피드백(1509)이 제거된 일 실시예에서, AC-DC 컨버터는 저장 소자(1506)의 충전이 포워드 측(1503, 1504 및 1505)으로부터 제어되는 피드 포워드 컨버터이다. 피드백 제어(1509)를 추가하면, 피드 포워드 및 피드백 제어 양자 모두를 위한 수단이 제공된다. 일 실시예에서, 피드 포워드 및 피드백 제어의 평형은 전압 샘플링 소자(1503) 및 피드백 선로(1509) 내의 컴포넌트들을 선택함으로써 결정된다. 일 실시예에서, 피드포워드 및 피드백 제어의 평형은 샘플링 소자(1503) 및 피드백(1509) 내의 저항 소자에 의해 결정된다. 다른 실시예에서는, 피드포워드 및 피드백 제어가 조절될 수 있도록 가변 소자가 사용된다. 바람직한 실시예에서, 스위치 드라이버는 전압 분배기 및 스위치로 이루어진다. 스위치 드라이버(1504)에 의해 제어되는 스위치 및 클램프 소자(1505)는 고정된 최대 전류에서 저장 소자(1506)에 펄스형 파워를 제공한다. 바람직한 실시예에서, 스위치 및 클램프 소자는 N-MOSFET 및 소스에서 게이트에 연결되는 제너 다이오드로 이루어지고, 피크 전압, 및 그러므

로 피크 전류를 미리-선택된 피크 전압 값으로 제한 / 클램핑한다. 일 실시예에서, 미리선택된 제한 전압은 스위치(1505)의 N-MOSFET 컴포넌트의 게이트를 소스에 브릿징하는 제너 다이오드의 제너 전압의 값에 의해 결정된다. 미리-선택된 피크 전류 펄스로 이루어지는, 스위치 및 클램프 소자로부터의 파워가 저장 소자(1506)로 제공된다. 일 실시예에서, 전압 조정기는 에너지 저장 소자로서 사용되는 커패시터 및 다이오드로 이루어진다. 커패시터의 전하는 전압 분배기 회로를 거쳐 스위치 드라이버(1504)로 피드백되고, 따라서 커패시터에 일정한 전하를 유지한다. 저장 소자로부터의 출력이 전압 조정기(1507)를 거쳐 부하(1508)로 공급된다. 다른 실시예에서, AC-DC 컨버터는 갈바닉 격리 소자(1510)를 더 포함한다. 다른 실시예에서, AC-DC 컨버터는 부하(1508)로부터의 피드백을 가능하게 하는 소자(1511)를 더 포함한다. 바람직한 실시예에서, 피드백 회로(1511)는 제어 소자(1504) 및 부하(1508) 사이에 갈바닉 격리를 더 포함한다.

[0047] 도 16은 AC-DC 컨버터의 바람직한 실시예를 도시한다. 소자(1601 내지 1608)는 도 15의 소자(1501 내지 1508)에 각각 대응한다. AC 소스는, 이러한 바람직한 실시예에서는 저항 R1 및 R2로 이루어지는 돌입 보호 회로(1601)에 연결된다. 다른 실시예에서(미도시), 돌입 보호는 스위치를 포함하여, 전류가 시작 시에 저항 R1 및 R2를 통해 흐르고, 정상 상태 동작에 도달되면 저항을 바이패스하게 한다. 다른 실시예에서, 돌입 제어는 인덕터를 사용한다; 즉 소자 R1 및 R2가 인덕터 L1 및 L2로 교체된다. 돌입 보호로부터의 출력은 스위치 및 클램프 회로(1605)의 스위치 Q2로 그리고 전압 샘플링 소자(1603)로 간다. 전압 샘플링 소자(1603)는 AC 입력을 샘플링하는 저항 R3, R4, R5 및 저장 커패시터 C1으로부터의 피드백 전압을 제공하는 저항 R8로 이루어진다. R3, R4, R5 및 R8의 값은, 스위치 드라이버 소자(1604) 내의 스위치 Q1의 게이트로 가는 전압이 스위치 Q1을 턴온 및 턴오프함으로써 스위치 Q2를 동기하여 턴오프 및 턴온시키고, 이를 통하여 스위치 Q2로부터의 미리선택된 타이밍된 출력 펄스를 제공해서 저장 소자 C1을 충전시키도록 선택된다. 저항 R8은 커패시터 C1의 전하에 대한 전하를 제공하고, 따라서 전압 샘플링 회로(1603)로의 그리고 그러므로 제어 회로(1604)로의 출력 전압을 제공한다. 스위치 및 클램프 소자(1605)는 스위치 Q2, 제너 다이오드 D1 및 저항 R7로 이루어진다. 스위치 Q2는 스위치 드라이버 회로부(1604)에 의해 제어된다. 스위치 Q2의 피크 출력 전류는 다이오드 D1의 제너 전압의 선택된 값에 기반하여, 미리선택된 값에 클램핑된다. 스위치 Q2로부터의 펄스형 출력은 전압 조정기(1606)에 연결되고, 이것은 전압 샘플링(1603) 및 스위치 드라이버(1604)로 가는 R8의 피드백을 통해서 커패시터 C1을 일정한 전하에 홀딩한다. 제어 소자 스위치 Q1 및 따라서 서플라이 스위치 Q2는 활성화되고, AC 입력과 동기되어 개폐된다. AC-DC 컨버터는 인입하는 AC 소스의 주파수에서 펄스 변조된 저전압 출력을 제공한다. 스위치들은, 컴포넌트 Q1 및 Q2에 대한 임계 값 내에서, AC 소스의 제로 크로싱에 가까운 전압에서, 개폐되면서 활성화된다. 그러면 출력은 전압 조정기(1607) 및 그러면 부하(1608)로 간다. 전압 조정기(1607)는 스위치 Q3, 제너 다이오드 D3 저항 R9 및 커패시터 C2를 포함한다. 회로 컴포넌트 D3, Q3, R9는 도 1의 전술된 회로 소자(105, 104, 106) 각각과 등가인 전압 조정기로서 기능한다. 커패시터 C2는 버퍼로의 저장 용량을 제공하고, 이를 통하여 AC-DC 컨버터로부터 부하(1608)로가는 출력을 평활한다.

[0048] 도 15 및 도 16의 바람직한 실시예에서, AC-DC 컨버터는 돌입 보호(1502), 전압 샘플링(1503), 스위치 드라이버(1504), 스위치 및 클램프(1505), 저장 소자(1506) 및 전압 조정기(1507)의 소자들로 이루어진다. 전압 샘플링(1503) 내의 컴포넌트를 선택하면, 스위치 드라이버(1504)의 타이밍이 결정된다. 스위치 및 클램프 내의 소자들을 선택하면, 아웃 펄스(out pulse)에 대한 피크 전압 및 전류가 결정된다. 파워 출력은 피크 전류 및 펄스 타이밍 양자 모두를 선택함으로써 제어된다. 저장 소자로부터 전압 샘플링을 거치는 피드백이 펄스 타이밍을 선택하기 위하여 사용된다. AC-DC 컨버터는 AC 소스와 동기되어 동작한다.

[0049] 도 15 및 도 16의 바람직한 실시예는 일반적으로, 전력원(1501)에 연결된 전압 분배기(1503), 및 그 입력을 통해 전압 분배기에 연결되는 제 1 스위치(1504), 및 그 입력이 제 1 스위치의 출력에 연결되는 제 2 스위치(1505), 및 다이오드를 통해 제 2 스위치의 출력에 연결되는 저장 커패시터 C1, 및 저장 커패시터 및 전압 분배기 사이에 연결되고, 이를 통하여 AC-DC 추출 변환 시스템의 피드백 제어를 제공하는 감지 저항(1509), 및 제 2 스위치의 입력 및 출력 사이에 연결되고, 이를 통하여 제 2 스위치의 출력 및 입력의 전압을 제너 다이오드의 제너 전압에 클램핑하는 제너 다이오드 D1, 및 저장 커패시터 C1에 연결된 전자 부하(1508)를 포함한다. 스위치(1504, 1505)는 임의의 전자적으로 작동되는 스위치일 수 있다. 일 실시예에서, 스위치는 N-MOSFET이다. 다른 실시예에서 스위치는 바이폴라 트랜지스터이고, 다른 실시예에서 스위치는 미세전자기계 스위치이다.

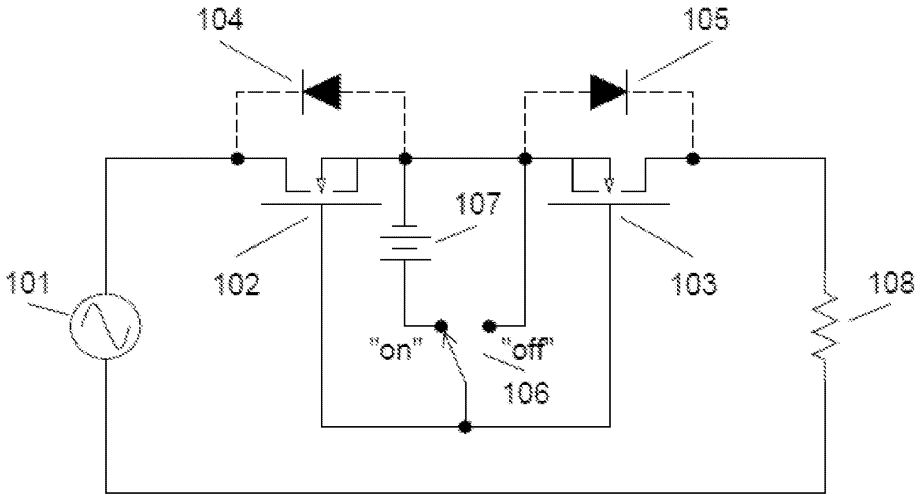
[0050] 요약

[0051] AC 소스로부터 부하로가는 파워를 제어하기 위한 양방향성 스위치가 설명된다. 이러한 접근법은, 스위치들을 "온" 상태로 자기-바이어스하고, 광학적으로 커플링된 제어 소자를 사용하여 스위치를 강제로 "오프" 상태로 만드는, 광학적으로 커플링되고 전기적으로 플로팅되는 제어 회로를 가지는 양방향성 스위치 하부회로 구성인

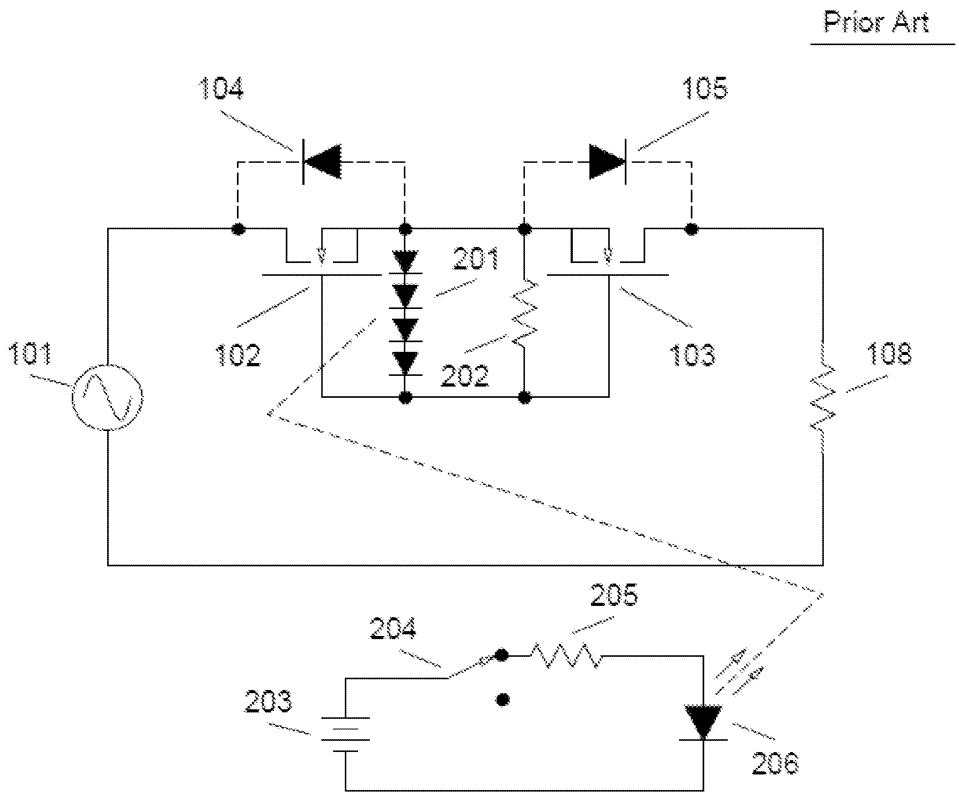
파워 MOSFET을 사용한다. 제어 회로의 시상수는 위상 제어 및 온-오프 제어를 허용하기에 충분히 빠르다. 제어 전압이 MOSFET의 임계 전압을 초과하여 오프 상태를 강제하는 것을 보장하기 위해 부스트 회로가 포함된다. 개선된 성능을 제공하기 위하여, 복수 개의 하부회로들이 쉽게 캐스케이딩될 수 있다.

도면

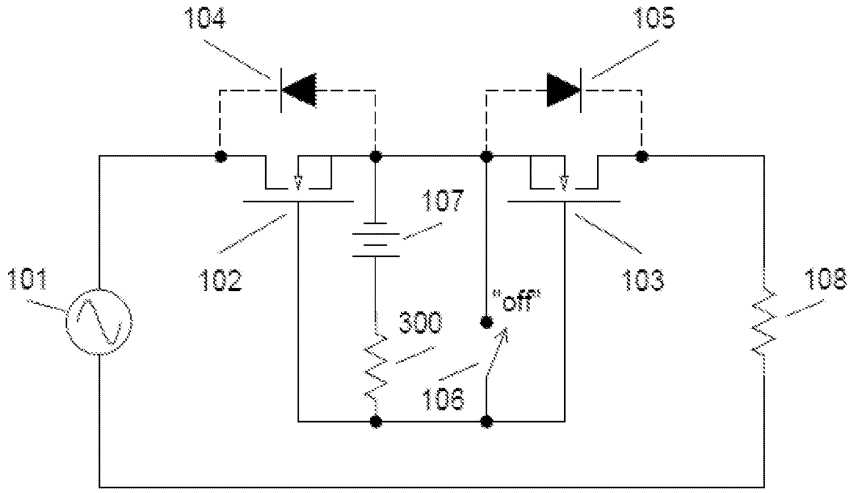
도면1



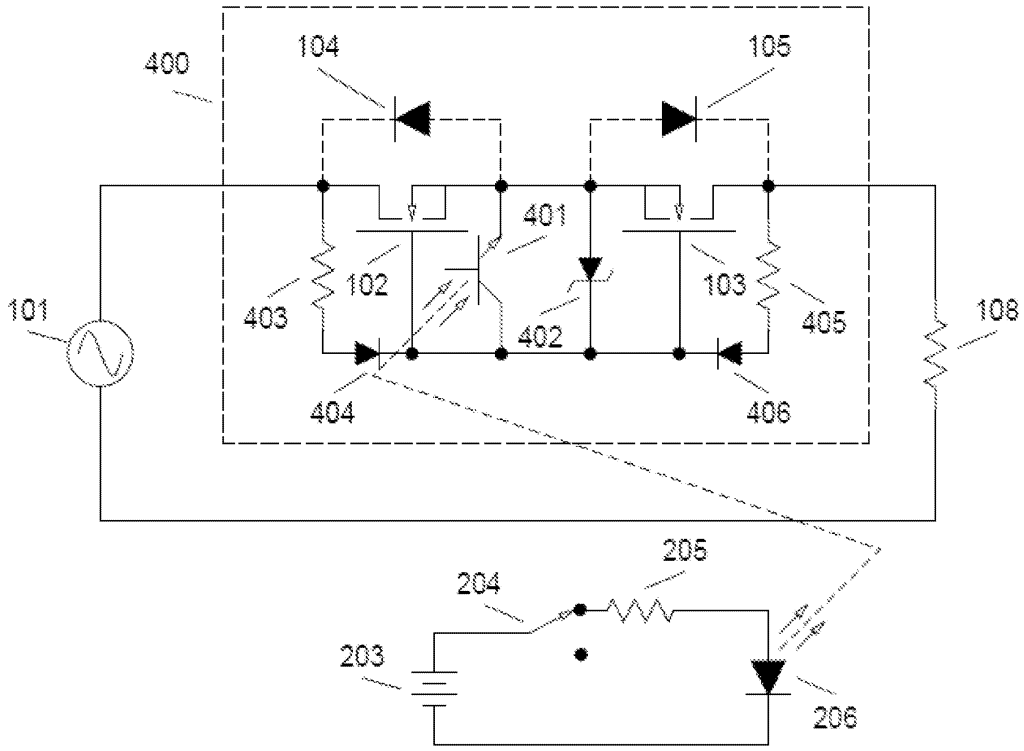
도면2



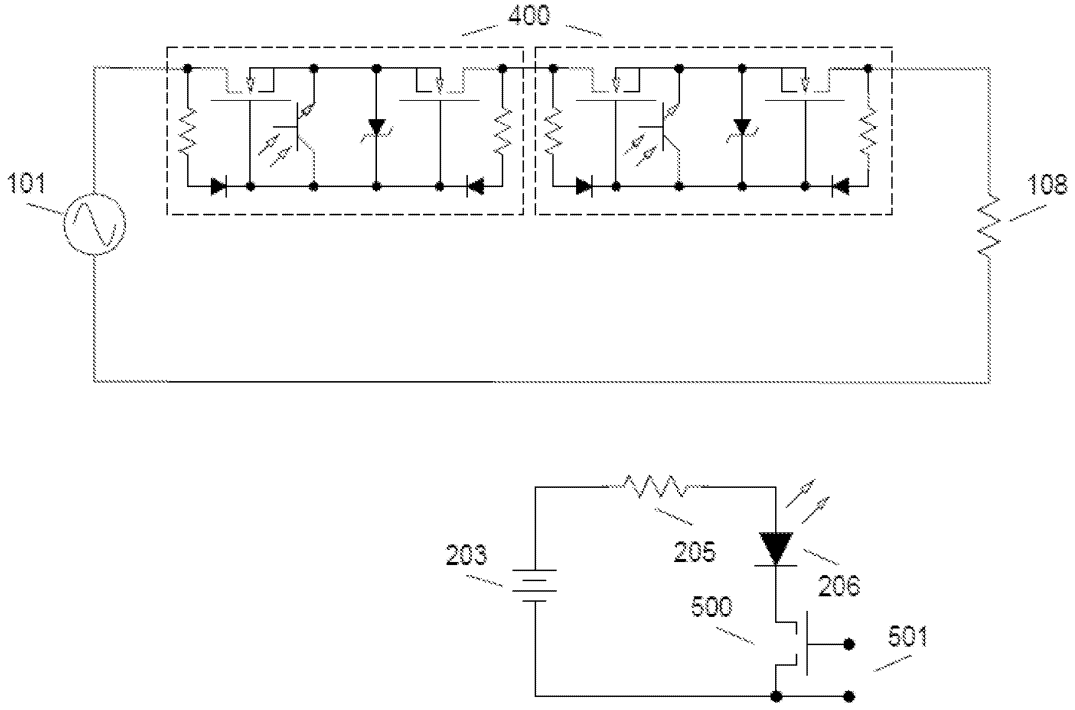
도면3


104
105
107
101
102
103
108
"off"
300
106

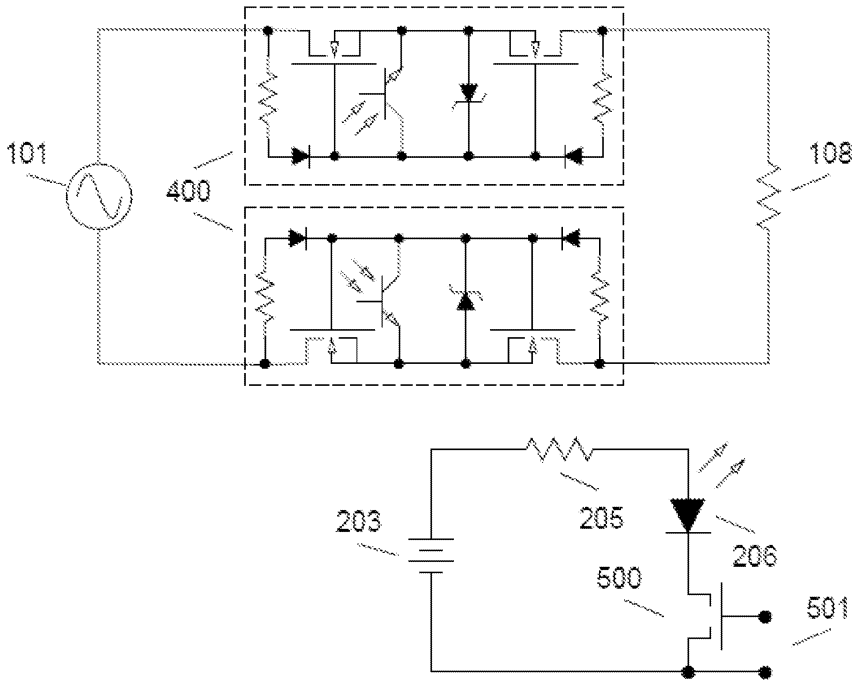
도면4


400
104
105
401
101
403
102
103
405
108
402
404
406
205
204
203
206

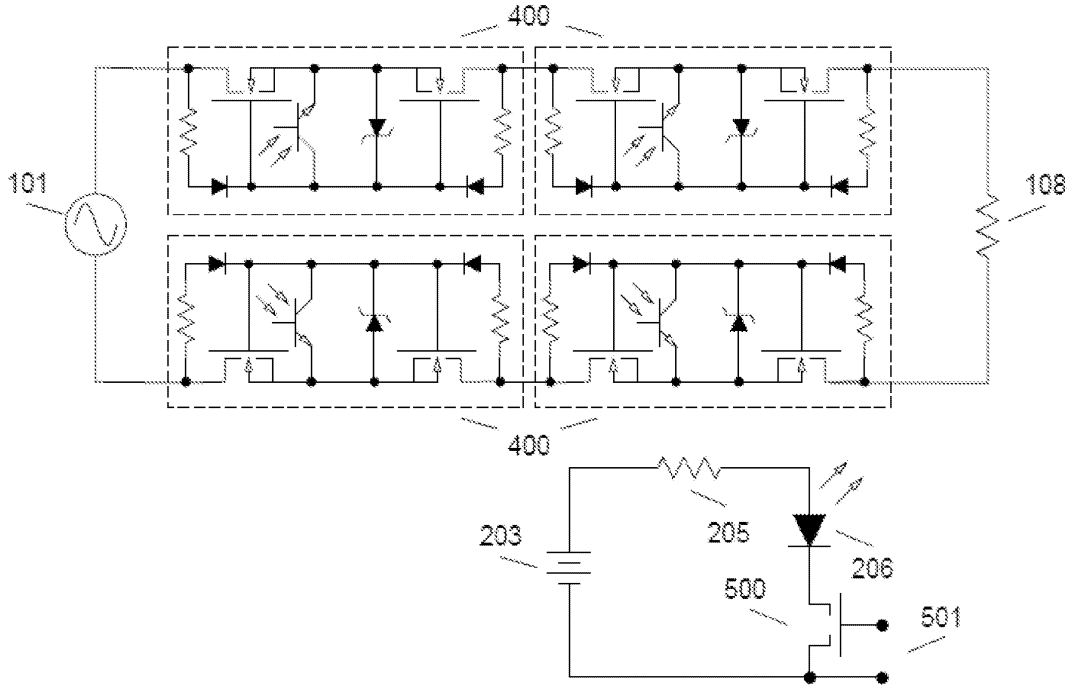
도면5



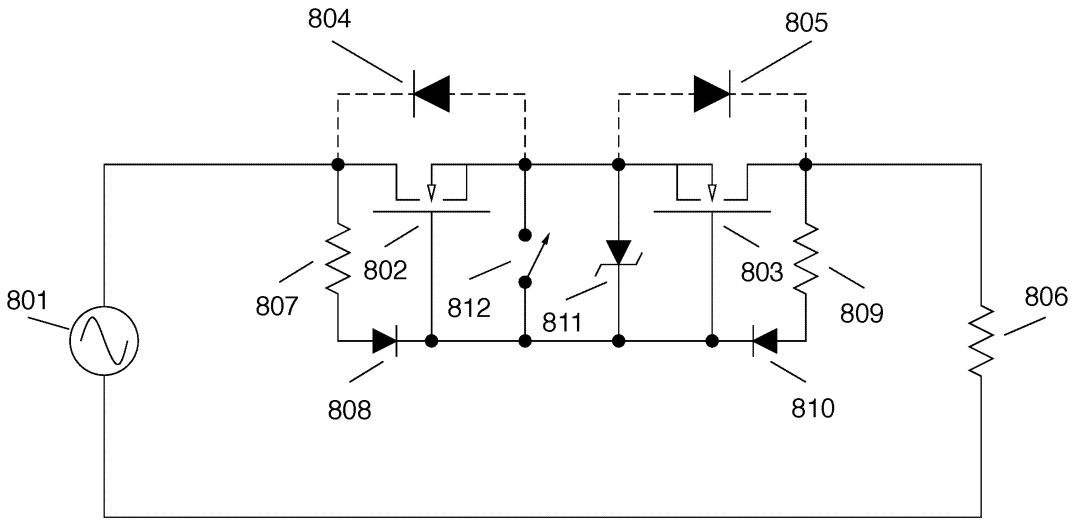
도면6



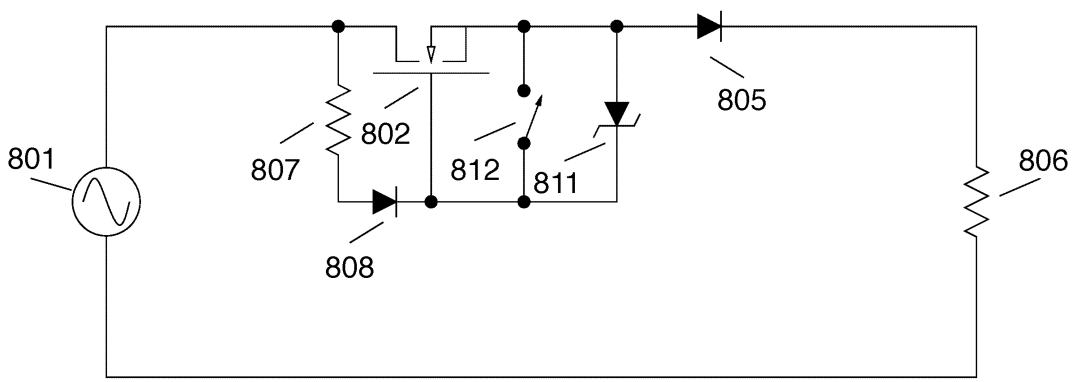
도면7


400
101
108
400
203
205
206
500
501

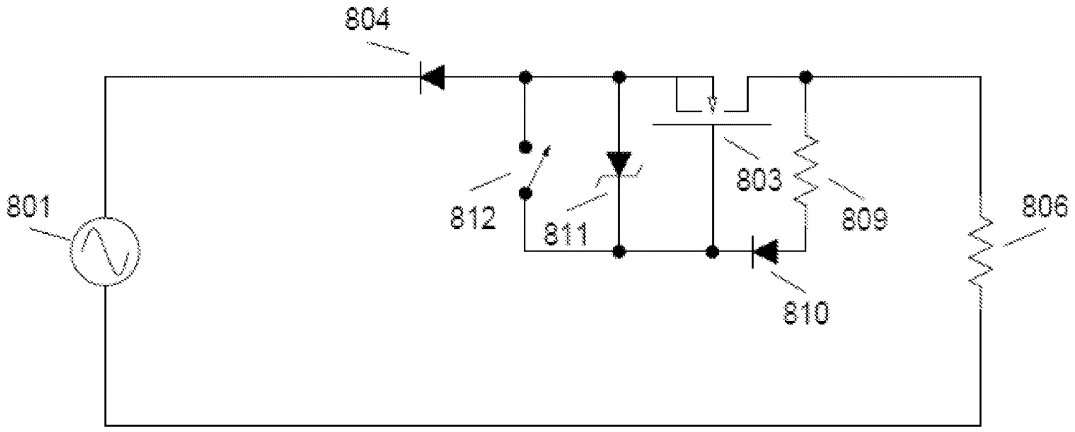
도면8


804
805
801
807
802
812
811
803
809
806
808
810

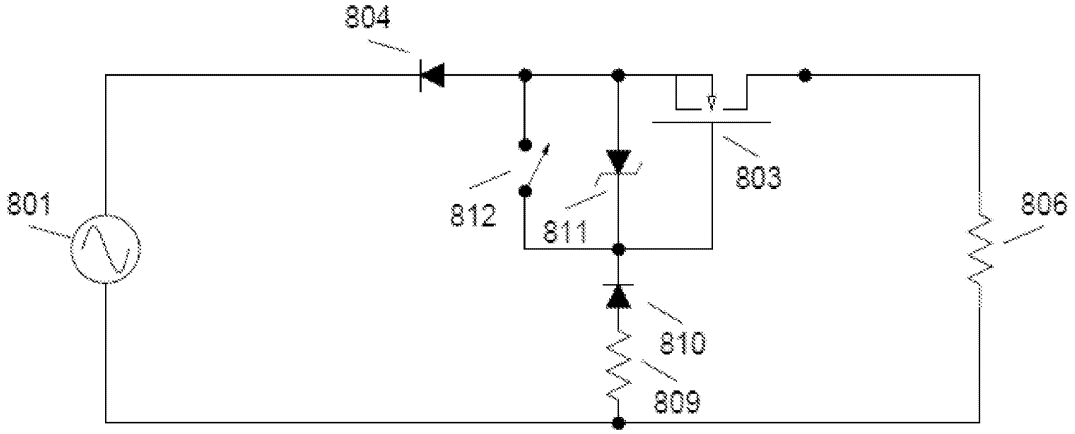
도면9a


805
801
807
802
812
811
806
808

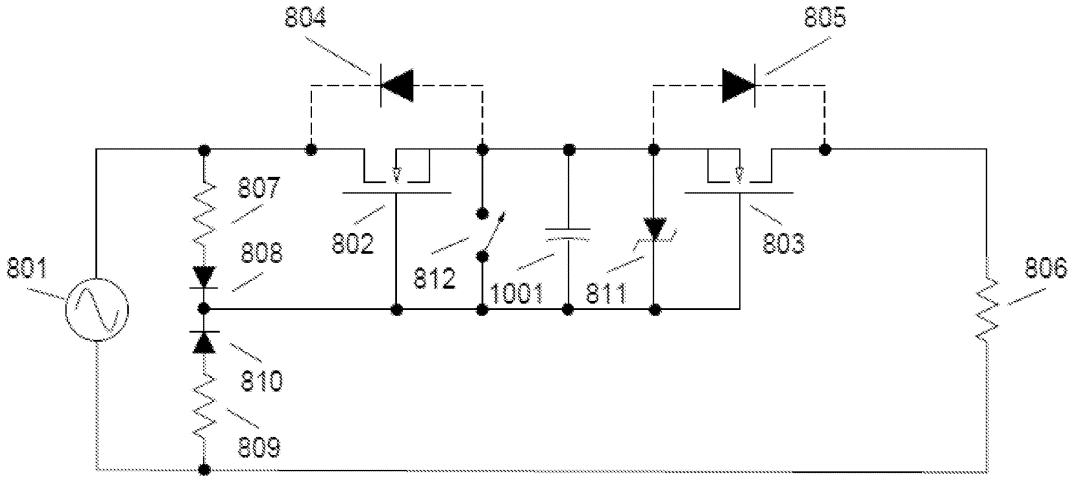
도면9b



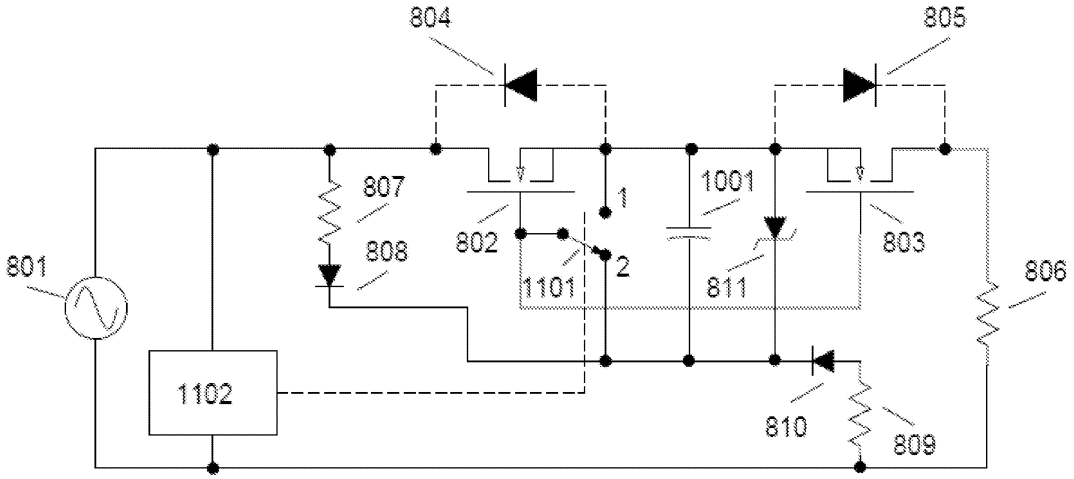
도면9c



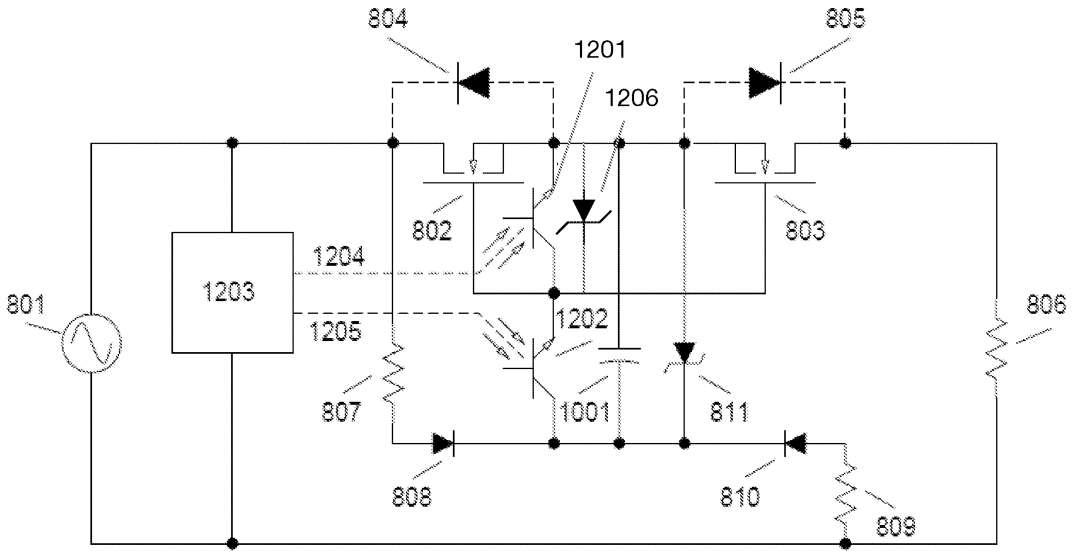
도면10



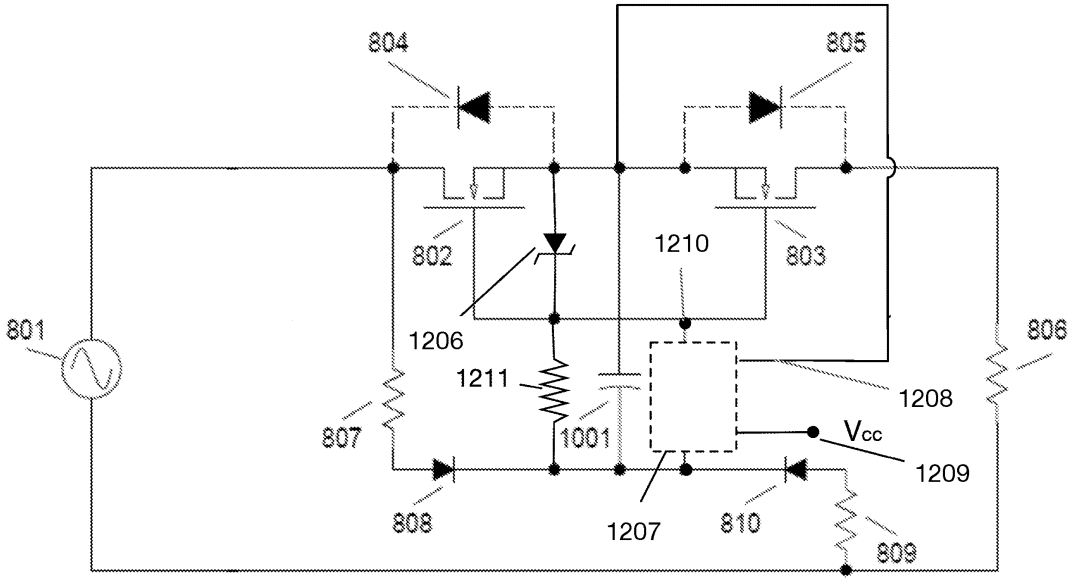
도면11



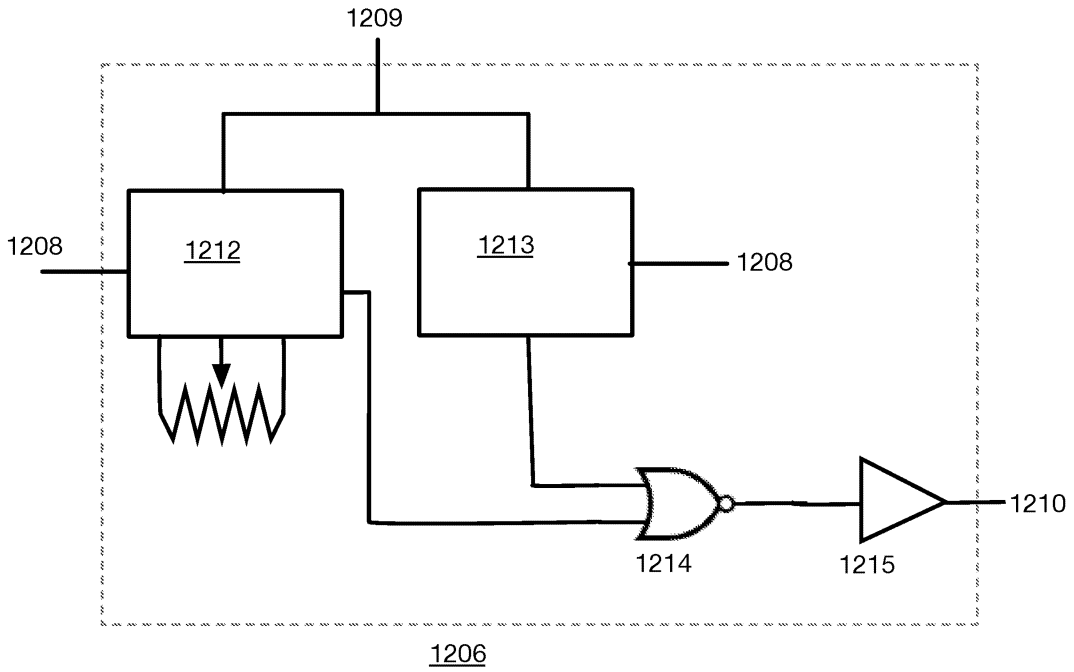
도면12a



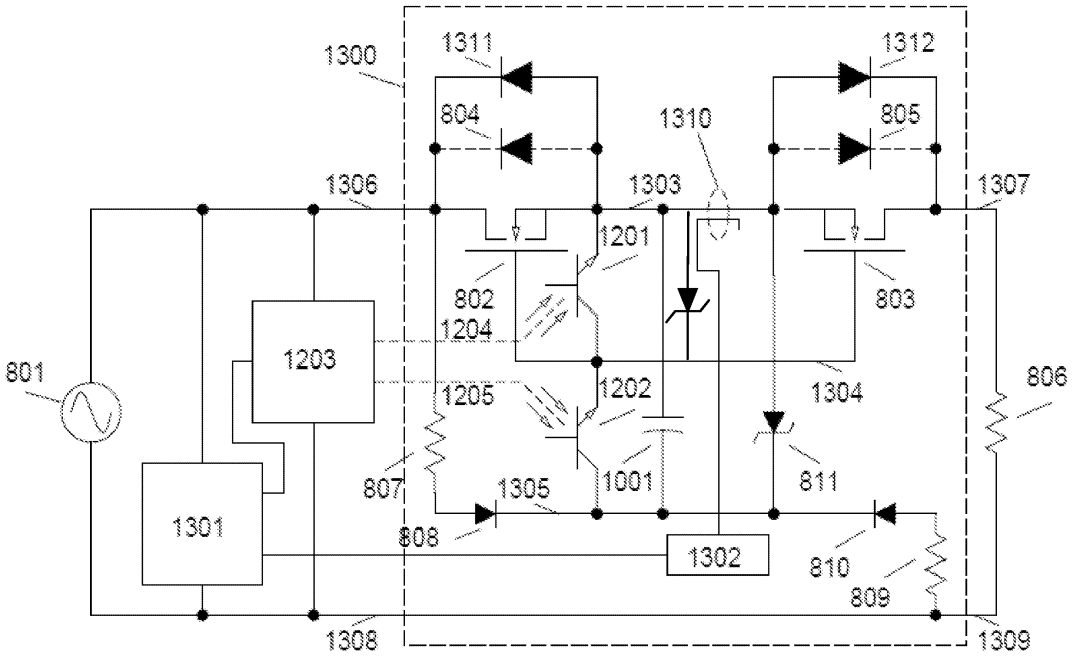
도면12b



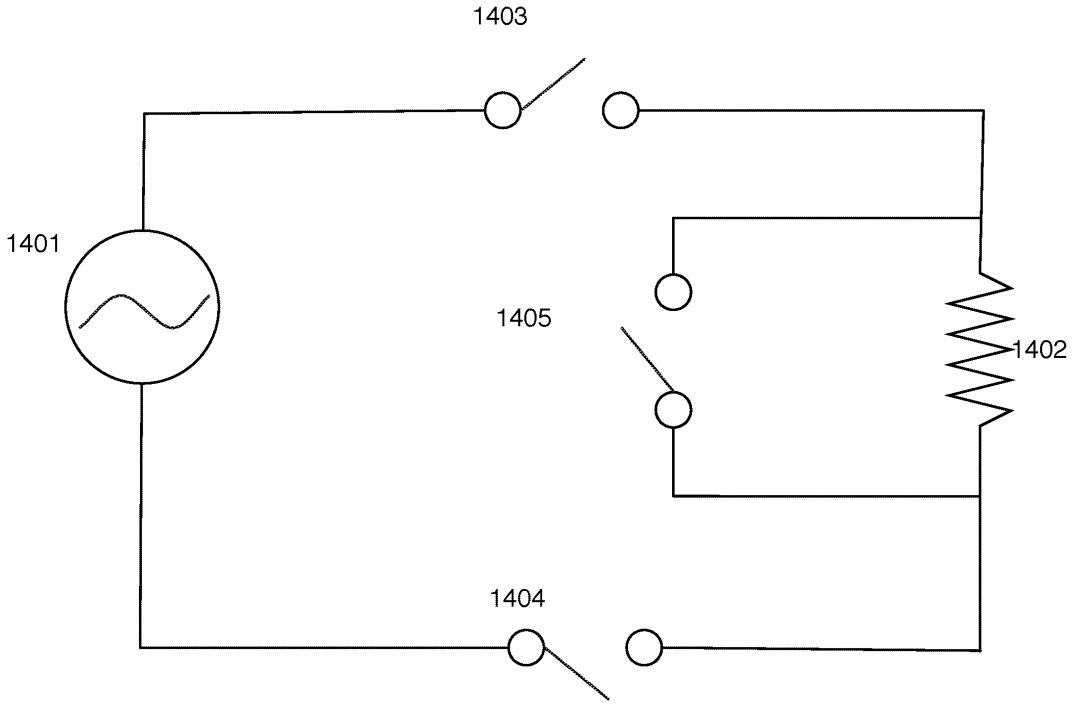
도면12c


1209
1208
1212
1213
1208
1210
1214
1215
1206

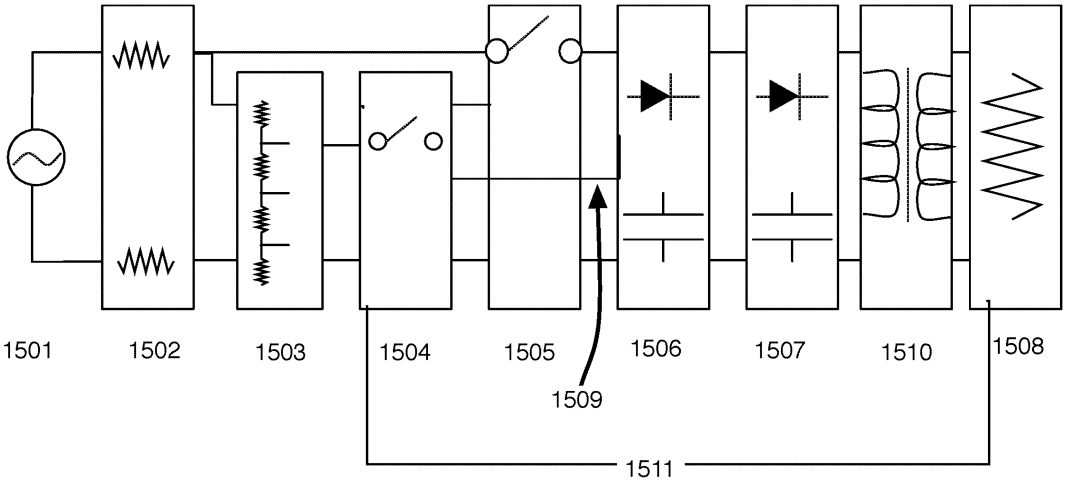
도면13


1300
1311
1312
804
805
1310
1306
1303
1307
1201
802
803
1204
1203
801
1205
1202
1304
806
807
1305
1001
811
1301
808
1302
810
809
1308
1309

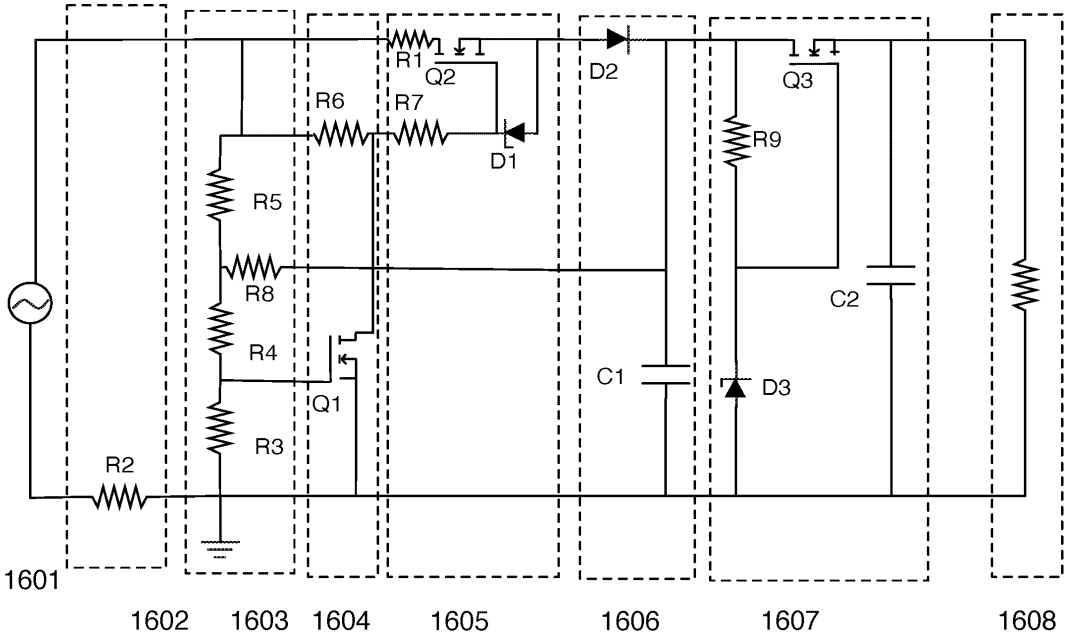
도면14


1403
1401
1405
1402
1404

도면15


1501
1502
1503
1504
1505
1506
1507
1510
1508
1509
1511

도면16


R1
Q2
D2
Q3
R6
R7
D1
R9
R5
R8
C2
R4
C1
D3
Q1
R3
R2
1601
1602
1603
1604
1605
1606
1607
1608