



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2014년04월21일
(11) 등록번호 10-1387515
(24) 등록일자 2014년04월15일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H01L 25/07 (2006.01) H02M 7/04 (2006.01)
B60L 3/00 (2006.01)
(21) 출원번호 10-2012-7018045
(22) 출원일자(국제) 2012년01월18일
심사청구일자 2012년08월10일
(85) 번역문제출일자 2012년07월11일
(65) 공개번호 10-2012-0112536
(43) 공개일자 2012년10월11일
(86) 국제출원번호 PCT/JP2010/050512
(87) 국제공개번호 WO 2011/086705
국제공개일자 2011년07월21일
(56) 선행기술조사문헌
JP2005005593 A
WO1997001209 A1
US20090168471 A1
전체 청구항 수 : 총 3 항

(73) 특허권자
미쓰비시덴키 가부시카가이샤
일본국 도쿄도 지요다쿠 마루노우치 2초메 7반 3
고
(72) 발명자
다나카 다케시
일본국 도쿄도 지요다쿠 마루노우치 2초메 7반 3
고 미쓰비시덴키 가부시카가이샤 내
나카야마 야스시
일본국 도쿄도 지요다쿠 마루노우치 2초메 7반 3
고 미쓰비시덴키 가부시카가이샤 내
(74) 대리인
특허법인태평양

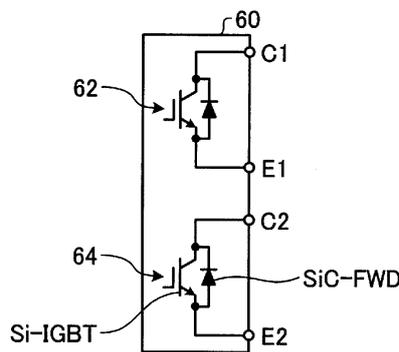
심사관 : 권성호

(54) 발명의 명칭 **파워 반도체 모듈, 전력 변환 장치, 및 철도 차량**

(57) 요약

철도 차량용의 전력 변환 장치에 적용되는 파워 반도체 모듈은 IGBT와 SiC-FWD가 역병렬로 접속되어 이루어지는 소자쌍(62)과, Si-IGBT와 SiC-FWD가 역병렬로 접속되어 이루어지는 소자쌍(64)을 가진다. 소자쌍(62)은 전력 변환 장치의 정측 암으로서 동작하고, 소자쌍(64)은 전력 변환 장치의 부측 암으로서 동작하도록, 각 소자쌍은 1개의 모듈 내에 수용되어, 2 in 1 모듈로서 구성됨과 아울러 소자쌍(62, 64)에 있어서 IGBT 칩의 점유 면적에 대한 SiC-FWD 칩의 점유 면적의 비가 15%이상, 또한 45% 미만인 되도록 형성된다.

대표도 - 도3



특허청구의 범위

청구항 1

철도 차량용의 전력 변환 장치에 적용되는 파워 반도체 모듈에 있어서,

제1 스위칭 소자와 제1 다이오드 소자가 역(逆)병렬로 접속되어 상기 전력 변환 장치의 정(正)측 암으로서 동작하는 제1 소자쌍과,

제2 스위칭 소자와 제2 다이오드 소자가 역병렬로 접속되어 상기 전력 변환 장치의 부(負)측 암으로서 동작하는 제2 소자쌍이 직렬로 접속되어 1개의 모듈 내에 수용됨과 아울러,

상기 제1 및 제2 소자쌍은 상기 차량의 가속시에는 상기 제1 스위칭 소자와 상기 제2 스위칭 소자에 전류가 흐르고,

상기 차량의 감속시에는 상기 제1 다이오드 소자와 상기 제2 다이오드 소자에 전류가 흐르는 2 in 1 모듈로서 구성되고,

상기 각 소자쌍에 있어서 스위칭 소자의 점유 면적에 대한 다이오드 소자의 점유 면적의 비가 15% 이상, 또한 45% 미만이고,

상기 제1 및 제2 다이오드 소자는 와이드 밴드 갭 반도체(wideband gap semiconductor)에 의해 형성되고, 상기 제1 및 제2 스위칭 소자와 온도 상승이 동등하게 되는 사이즈로 형성되어 있는 것을 특징으로 하는 파워 반도체 모듈.

청구항 2

청구항 2은(는) 설정등록료 납부시 포기되었습니다.

청구항 1에 있어서,

상기 와이드 밴드 갭 반도체는 탄화 규소, 질화 갈륨계 재료, 또는 다이아몬드를 이용한 반도체인 것을 특징으로 하는 파워 반도체 모듈.

청구항 3

청구항 3은(는) 설정등록료 납부시 포기되었습니다.

청구항 1에 있어서,

상기 제1 및 제2 스위칭 소자는 IGBT 소자 또는 MOSFET 소자인 것을 특징으로 하는 파워 반도체 모듈.

청구항 4

철도 차량에 탑재되어, 입력된 직류 전압 또는 교류 전압을 차량을 구동하기 위한 교류 전압으로 변환하여 출력하는 전력 변환 장치에 있어서,

제1 스위칭 소자와 제1 다이오드 소자가 역병렬로 접속되어 상기 전력 변환 장치의 정측 암이 구성되고,

제2 스위칭 소자와 제2 다이오드 소자가 역병렬로 접속되어 상기 전력 변환 장치의 부측 암이 구성되고,

상기 정측 암과 상기 부측 암이 직렬 접속되어 이루어지는 레그(leg)가 1개의 모듈 내에 수용되고, 그 레그를 복수조(複數組) 가지며,

상기 정측 암 및 상기 부측 암은, 상기 차량의 가속시에는 상기 제1 스위칭 소자와 상기 제2 스위칭 소자에 전류가 흐르고,

상기 차량의 감속시에는 상기 제1 다이오드 소자와 상기 제2 다이오드 소자에 전류가 흐르는 2 in 1 모듈로서 구성되고,

상기 모듈에 있어서 상기 제1 및 제2 스위칭 소자의 점유 면적에 대한 상기 제1 및 상기 제2 다이오드 소자의

점유 면적의 비가 15% 이상, 또한 45% 미만이며,

상기 제1 및 상기 제2 다이오드 소자는 와이드 밴드 갭 반도체에 의해 형성되고, 상기 제1 및 제2 스위칭 소자와 온도 상승이 동등하게 되는 사이즈로 형성되어 있는 것을 특징으로 하는 전력 변환 장치.

청구항 5

입력된 직류 전압 또는 교류 전압을 차량을 구동하기 위한 교류 전압으로 변환하여 출력하는 전력 변환 장치와, 상기 전력 변환 장치로부터의 전력 공급을 수신하여 차량을 구동하는 전동기를 구비한 철도 차량에 있어서, 상기 전력 변환 장치는,

제1 스위칭 소자와 제1 다이오드 소자가 역병렬로 접속되어 상기 전력 변환 장치의 정측 암이 구성되고,

제2 스위칭 소자와 제2 다이오드 소자가 역병렬로 접속되어 상기 전력 변환 장치의 부측 암이 구성되고,

상기 정측 암과 상기 부측 암이 직렬 접속되어 이루어지는 레그가 1개의 모듈 내에 수용되고, 그 레그를 복수조 가지며,

상기 정측 암 및 상기 부측 암은, 상기 차량의 가속시에는 상기 제1 스위칭 소자와 상기 제2 스위칭 소자에 전류가 흐르고,

상기 차량의 감속시에는 상기 제1 다이오드 소자와 상기 제2 다이오드 소자에 전류가 흐르는 2 in 1 모듈로서 구성되고,

상기 모듈에 있어서 상기 제1 및 제2 스위칭 소자의 점유 면적에 대한 상기 제1 및 상기 제2 다이오드 소자의 점유 면적의 비가 15% 이상, 또한 45% 미만이며,

상기 제1 및 상기 제2 다이오드 소자는 와이드 밴드 갭 반도체에 의해 형성되고, 상기 제1 및 제2 스위칭 소자와 온도 상승이 동등하게 되는 사이즈로 형성되어 있는 것을 특징으로 하는 철도 차량.

청구항 6

삭제

청구항 7

삭제

청구항 8

삭제

청구항 9

삭제

청구항 10

삭제

청구항 11

삭제

명세서

기술분야

본 발명은 철도 차량에 적용 가능한 전력 변환 장치와 관련되고, 자세하게는 이런 종류의 전력 변환 장치에 탑재 가능한 파워 반도체 모듈에 관한 것이다.

배경기술

[0001]

[0002] 철도 차량용으로 한정되는 것은 아니지만, 비교적 고출력인 전력 변환 용도에 적용 가능한 파워 반도체 모듈로서, 예를 들면 하기 특허 문헌 1에 제시된 것이 있다. 이 특허 문헌 1에 나타나는 파워 반도체 모듈에서는 IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)로 불리는 스위칭 소자와, 플라이·휠·다이오드(Fly Wheel Diode : FWD)로 불리는 다이오드 소자가 역병렬로 접속되어서 이루어지는 소자쌍(素子對)의 조를 2조 가지는 구성이 개시되어 있다. 즉, 이 파워 반도체 모듈은 이른바 「2 in 1」의 파워 반도체 모듈로서 구성되어 있다(동 문헌의 도 1 ~ 도 4 등을 참조).

선행기술문헌

특허문헌

[0003] (특허문헌 0001) [특허 문헌 1] 일본국 특개 2009-59923호 공보

발명의 내용

해결하려는 과제

[0004] 상기와 같은 2 in 1 타입의 파워 반도체 모듈(이하, 필요에 따라서 「2 in 1 모듈」이라고 칭함)을 구성하는 각 1조의 소자쌍을 모듈 내에서 직렬로 접속하면, 인버터 및 컨버터에 있어서 정(positive)측 및 부(negative)측의 부암(negative arm) 소자로서 사용할 수 있다. 따라서, 예를 들면 3상 인버터이면, 3개의 2 in 1 모듈로 구성할 수 있으므로, 장치의 소형화가 가능해진다.

[0005] 그런데, 상기 2 in 1 모듈을 철도 차량용의 인버터에 적용하는 경우에는, 이야기가 간단하지 않았다. 이것은, 파워 반도체 모듈을 철도 차량에 적용했을 경우, 차량이 가속하는 역행(力行) 모드에서는 주로 IGBT측에 큰 전류가 흐르고, 브레이크에 의해서 전력을 회생하여 감속하는 회생(回生) 모드에서는 주로 FWD측에 큰 전류가 흐르므로, 역행 모드에서는 IGBT가, 회생 모드에서는 FWD가 크게 발열하기 때문이다. 이 때문에, 역행 모드에서는 IGBT 칩의 접합 온도를, 회생 모드에서는 FWD 칩의 접합 온도를, 각각의 허용 접합 온도 이하가 되도록 전류나 스위칭 주파수를 설정 혹은 제어해야만 한다.

[0006] 그렇지만, 현재의 2 in 1 모듈에서는, 회생 모드에 있어서의 FWD 칩의 접합 온도를 허용 접합 온도 이하가 되도록 전류나 스위칭 주파수를 설정하는 것은 곤란했다. 여기서, IGBT 칩의 크기와 FWD 칩의 크기는 트레이드 오프의 관계에 있으므로, IGBT 칩의 크기를 작게 하고, 그 삭감분을 FWD 칩에 할당하는 일도 생각할 수 있지만, 현재의 2 in 1 모듈에서는, IGBT의 칩 크기는 가능한 한 작게 하고 있어, 더 이상의 크기 삭감은 역행 모드에 있어서 전류 용량의 확보가 곤란하게 되기 때문에 한계가 있었다. 따라서 현상의 철도 응용에 있어서의 3상 인버터에서는, 동전류 클래스의 파워 반도체 모듈로서 IGBT 및 FWD의 조가 1조 탑재되어 있는, 이른바 「1 in 1」의 파워 반도체 모듈(이하, 필요에 따라서 「1 in 1 모듈」이라고 칭함)을 6개 이용하여 구성해야만 하여, 전력 변환 장치의 추가 소형화가 곤란했다.

[0007] 본 발명은 상기를 감안하여 이루어진 것으로서, 추가 소형화를 가능하게 하고, 또한 철도 차량용의 전력 변환 장치에 적용 가능한 파워 반도체 모듈을 제공하는 것을 목적으로 한다.

[0008] 또, 본 발명은 기존의 1 in 1 타입의 모듈 크기를 크게 하는 일 없이 이것을 호환적으로 이용할 수 있는 2 in 1 타입의 파워 반도체 모듈을 제공하는 것을 목적으로 한다.

[0009] 또, 본 발명은 상기와 같은 파워 반도체 모듈을 구비한 전력 변환 장치, 및 상기와 같은 전력 변환 장치를 구비한 철도 차량을 제공하는 것을 목적으로 한다.

과제의 해결 수단

[0010] 상술한 과제를 해결하여 목적을 달성하기 위해서, 본 발명에 관한 파워 반도체 모듈은, 철도 차량용의 전력 변환 장치에 적용되는 파워 반도체 모듈에 있어서, 제1 스위칭 소자와 제1 다이오드 소자가 역병렬로 접속되어 이루어지는 제1 소자쌍(素子對)과, 제2 스위칭 소자와 제2 다이오드 소자가 역병렬로 접속되어 이루어지는 제2 소자쌍을 가지고, 상기 제1 및 제2 다이오드 소자는 와이드 밴드 갭 반도체(wideband gap semiconductor)에 의해 형성되고, 상기 제1 소자쌍은 상기 전력 변환 장치의 정측 암(positive side arm)으로서 동작하고, 상기 제2 소자쌍은 상기 전력 변환 장치의 부측 암으로서 동작하도록 1개의 모듈 내에 수용되어, 2 in 1 모듈로서 구성되어

있는 것을 특징으로 한다.

발명의 효과

[0011] 본 발명에 관한 파워 반도체 모듈에 의하면, 기존의 1 in 1 타입의 모듈 사이즈를 크게 하는 일 없이 이것을 이용하여, 철도 차량에 적용 가능한 2 in 1 타입의 파워 반도체 모듈을 제공할 수 있다고 하는 효과를 달성한다.

도면의 간단한 설명

- [0012] 도 1은 본 발명의 실시 형태에 관한 전력 변환 장치의 개략의 기능 구성을 나타내는 도면이다.
- 도 2는 2 in 1 모듈로서 구성된 본 실시 형태에 관한 파워 반도체 모듈의 개략 형상을 나타내는 사시도이다.
- 도 3은 도 2에 나타내는 파워 반도체 모듈이 가지는 회로 구성을 개략적으로 나타내는 도면이다.
- 도 4는 종래부터 사용되고 있는 1 in 1 모듈의 개략 형상을 나타내는 사시도이다.
- 도 5는 도 4에 나타내는 파워 반도체 모듈이 가지는 회로 구성을 개략적으로 나타내는 도면이다.
- 도 6은 역행 모드시에 주로 흐르는 주회로 전류의 방향을 나타내는 도면이다.
- 도 7은 회생 모드시에 주로 흐르는 주회로 전류의 방향을 나타내는 도면이다.
- 도 8은 종래의 1 in 1 모듈을 6개 이용하여 구성된 3상 인버터의 회로도이다.
- 도 9는 SiC-FWD를 이용하여 구성된 본 실시 형태의 2 in 1 모듈에 있어서 하나의 소자쌍의 배치예를 나타내는 도면이다.
- 도 10은 Si-FWD를 이용하여 구성된 종래의 2 in 1 모듈에 있어서 하나의 소자쌍의 배치예를 나타내는 도면이다.
- 도 11은 본 실시 형태의 2 in 1 모듈을 3개 이용하여 구성된 3상 인버터의 회로도이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0013] 본원 발명자는 온 전압을 저감할 수 있고, 그 결과 리커버리 손실도 큰폭으로 저감할 수 있는 SiC 다이오드에 주목하고, 이 SiC 다이오드를 상기 2 in 1 모듈에 적용하여 전력 변환 장치를 구성함으로써, 철도 응용에 바람직한 파워 반도체 모듈 및 전력 변환 장치를 도출하기에 이르렀다. 이하, 첨부 도면을 참조하여, 본 발명의 실시 형태에 관한 파워 반도체 모듈 및 전력 변환 장치에 대해서 설명한다. 또한, 이하에 나타내는 실시 형태에 의해 본 발명이 한정되는 것은 아니다.

[0014] <실시 형태>

[0015] 우선, 본 발명의 실시 형태에 관한 전력 변환 장치에 대해서 설명한다. 도 1은 본 실시 형태에 관한 전력 변환 장치의 개략의 기능 구성을 나타내는 도면으로, 철도 차량(100)에 탑재되는 전력 변환 장치(50)의 1 구성예를 나타내고 있다. 동 도면에 도시된 바와 같이, 전력 변환 장치(50)는 컨버터(10), 콘덴서(20), 및 인버터(30)를 구비하고 구성된다. 철도 차량(100)에는 전력 변환 장치(50)의 입력단측에 배치되어 컨버터(10)에 접속되는 변압기(6), 및 전력 변환 장치(50)의 출력단측에 배치되어 인버터(30)에 접속되어 전력 변환 장치(50)로부터의 전력 공급을 수신하여 차량을 구동하는 전동기(40)가 탑재되어 있다. 또한, 전동기(40)로서는 유도 전동기나 동기 전동기가 바람직하다.

[0016] 변압기(6)의 일차 코일의 일단은 집전 장치(2)를 통해서 가선(1)에 접속되고, 타단은 차륜(3)을 통해서 대지 전위인 레일(4)에 접속되어 있다. 가선(1)로부터 공급되는 전력은 집전 장치(2)를 통해서 변압기(6)의 일차 코일에 입력됨과 아울러, 변압기(6)의 2차 코일에 생긴 전력이 컨버터(10)에 입력된다.

[0017] 컨버터(10)는 스위칭 소자 UPC, VPC로 구성되는 정측 암(예를 들면 U상에서는 UPC)과, 스위칭 소자 UNC, VNC로 구성되는 부측 암(예를 들면 U상에서는 UNC)이 각각 직렬로 접속된 회로부(이하 「레그(legs)」라고 함)를 가지고 있다. 즉, 컨버터(10)에는, 2조(U상분, V상분)의 레그를 가지는 단상 브릿지 회로가 구성되어 있다.

[0018] 컨버터(10)는 스위칭 소자 UPC, VPC, UNC, VNC를 PWM 제어함으로써, 입력된 교류 전압을 소망한 직류 전압으로 변환하여 출력한다.

- [0019] 컨버터(10)의 출력단에는, 직류 전원이 되는 콘덴서(20)가 병렬로 접속됨과 아울러, 콘덴서(20)의 직류 전압을 입력으로 하고, 임의 전압 및 임의 주파수의 교류 전압으로 변환하여 출력하는 인버터(30)가 접속된다.
- [0020] 인버터(30)는 스위칭 소자 UPI, VPI, WPI로 구성되는 정측 압(예를 들면 U상에서는 UPI)과, 스위칭 소자 UNI, VNI, WNI로 구성되는 부측 압(예를 들면 U상에서는 UNI)이 각각 직렬로 접속된 레그를 가지고 있다. 즉, 인버터(30)에는 3조(U상분, V상분, W상분)의 레그를 가지는 3상 브릿지 회로가 구성되어 있다.
- [0021] 인버터(30)는 스위칭 소자 UPI, VPI, WPI, UNI, VNI, WNI를 PWM 제어함으로써, 입력된 직류 전압을 소망한 교류 전압으로 변환하여 출력한다.
- [0022] 또한, 도 1에서는, 본 실시 형태에 관한 전력 변환 장치의 바람직한 예로서 교류 입력의 전기차에 적용하는 경우를 일례로서 나타내었지만, 지하철이나 교외 전기차 등에 사용되는 직류 입력의 전기차에 대해서도 마찬가지로 적용할 수 있다. 또한, 직류 입력의 전기차에 적용하는 경우, 변압기(6) 및 컨버터(10)의 구성이 불요해지는 점을 제외하고, 도 1과 동등한 구성을 채용할 수 있고, 본 실시 형태에 관한 내용을 당해 직류 입력의 전기차에 적용하는 일도 물론 가능하다.
- [0023] 다음으로, 본 실시 형태의 전력 변환 장치에 이용되는 파워 반도체 모듈에 대해서 설명한다. 도 2는 2 in 1 모듈로서 구성된 본 실시 형태에 관한 파워 반도체 모듈의 개략 형상을 나타내는 사시도이고, 도 3은 도 2에 도시된 파워 반도체 모듈이 가지는 회로 구성을 개략적으로 나타내는 도면이다. 또, 도 4는 비교예로서 나타내는 파워 반도체 모듈로서, 종래부터 사용되고 있는 1 in 1 모듈의 개략 형상을 나타내는 사시도이다. 또, 도 5는 도 4에 도시된 파워 반도체 모듈이 가지는 회로 구성을 개략적으로 나타내는 도면이다.
- [0024] 도 4 및 도 5에 도시된 바와 같이, 종래부터 사용되어 오고 있는 1 in 1 모듈(70)에서는, 실리콘을 베이스로 하는 IGBT(Si-IGBT)와 실리콘 베이스의 FWD(Si-FWD)가 역병렬로 접속된 1조의 소자쌍(72)이 패키지 내에 수용되어 있다. Si-IGBT의 컬렉터와 Si-FWD의 캐소드는 모듈 내에서 접속되고, 그 접속단은 인출되어 1 in 1 모듈(70)의 상면에 마련된 컬렉터 전극 C에 접속된다. 마찬가지로, Si-IGBT의 이미터와 Si-FWD의 애노드는 모듈 내에서 접속되고, 그 접속단은 인출되어 1 in 1 모듈(70)의 상면에 마련된 이미터 전극 E에 접속되도록 구성되어 있다.
- [0025] 한편, 도 2 및 도 3에 도시된 바와 같이, 본 실시 형태에 관한 2 in 1 모듈(60)에서는, 실리콘(Si)을 베이스로 하는 IGBT(Si-IGBT)와 실리콘·카바이드(탄화 규소: SiC)를 베이스로 하는 FWD(SiC-FWD)가 역병렬로 접속된 2조의 소자쌍인 제1 소자쌍(62), 제2 소자쌍(64)이 패키지 내에 수용되어 있다.
- [0026] 여기서, 실리콘·카바이드(SiC)는 와이드 밴드 갭 반도체라고 칭해지는 반도체의 일례이며, 실리콘·카바이드 이외에도, 예를 들면 질화 갈륨계 재료, 또는 다이아몬드를 이용하여 형성되는 반도체도, 와이드 밴드 갭 반도체에 속한다. 따라서 실리콘·카바이드 이외의 다른 와이드 밴드 갭 반도체를 이용하는 구성도, 본 발명의 요지를 달성하는 것이다.
- [0027] 이러한 2 및 도 3에 있어서, 제1 소자쌍(62)에서는, Si-IGBT의 컬렉터와 SiC-FWD의 캐소드가 모듈 내에서 접속되고, 그 접속단은 인출되어 2 in 1 모듈(60)의 상면에 마련된 컬렉터 전극 C1에 접속됨과 아울러, Si-IGBT의 이미터와 SiC-FWD의 애노드가 모듈 내에서 접속되고, 그 접속단은 인출되어 2 in 1 모듈(60)의 상면에 마련된 이미터 전극 E1에 접속되도록 구성되어 있다. 마찬가지로, 제2 소자쌍(64)에서는, Si-IGBT의 컬렉터와 SiC-FWD의 캐소드가 모듈 내에서 접속되고, 그 접속단은 인출되어 2 in 1 모듈(60)의 상면에 마련된 컬렉터 전극 C2에 접속됨과 아울러, Si-IGBT의 이미터와 SiC-FWD의 애노드가 모듈 내에서 접속되고, 그 접속단은 인출되어 2 in 1 모듈(60)의 상면에 마련된 이미터 전극 E2에 접속되도록 구성되어 있다.
- [0028] 또한, 도 2의 구조 및 도 3의 회로 구성으로부터 분명한 것처럼, 2 in 1 모듈(60)에 있어서 전극 E1와 전극 C2를, 도체 바 등으로 전기적으로 접속하면 제1 소자쌍(62)과 제2 소자쌍(64)이 직렬 접속된 레그를 구성할 수 있다.
- [0029] 다음으로, 본 실시 형태의 파워 반도체 모듈이 기존의 1 in 1 모듈의 패키지를 호환적으로 사용하여, 기존의 1 in 1 모듈의 사이즈를 크게 하는 일 없이 2 in 1 모듈로서 구성할 수 있는 이유에 대해 설명한다.
- [0030] 차량이 가속 주행하는 역행 모드에서는, 콘덴서(20)의 정극측으로부터 전동기(40)를 향해서 전류가 흐르기 때문에, 예를 들면 U상 및 V상으로의 인가 전압이 정(正)인 기간이며, W상의 인가 전압이 부(負)인 기간에서는, 도 6에 도시된 바와 같이, 스위칭 소자 UPI, VPI의 각 IGBT를 통해서 전동기(40)에 전류가 유입되고, 전동기(40)로부터의 전류는 스위칭 소자 WNI의 IGBT를 통해서 콘덴서(20)의 부극측으로 돌아간다. 그 결과, 역행 모드시에

있어서는, FWD와 비교하여 IGBT가 크게 발열하게 된다.

[0031] 한편, 차량이 감속 주행하는 회생 모드에서는, 전동기(40)가 발전기가 되어, 전동기(40)로부터 전류가 콘덴서(20)의 정극측에 유입되기 때문에, 예를 들면 전동기(40)에 있어서 U상 및 V상의 유기 전압이 정인 기간이며, W상의 유기 전압이 부인 기간에서는, 도 7에 도시된 바와 같이, 스위칭 소자 UPI, VPI의 각 FWD를 통해서 콘덴서(20)측에 전류가 유입되고, 그 귀전류(return current)는 스위칭 소자 WNI의 FWD를 통해서 전동기(40)로 돌아간다. 그 결과, 회생 모드시에 있어서, IGBT와 비교하여 FWD가 크게 발열하게 된다.

[0032] 다음으로, 범용적인 2 in 1 모듈의 발열량에 대해서, 하기 표 1에 제시된 파라미터를 이용하여 계산한다. 또한, 여기서 이용하는 2 in 1 모듈은 실리콘 베이스의 IGBT(Si-IGBT)와, 실리콘 베이스의 FWD(Si-FWD)에 의해 구성되는 것이다.

표 1

[표 1] 2 in 1 모듈(Si-FWD)의 파라미터(정격 전압: 1700V, 정격 전류: 1200A)

IGBT	600A 통전시의 온 전압	1.65V
	600A 통전시의 스위칭 손실 (1펄스마다의 손실)	0.32J/P
	접합부-케이스 간의 열저항	0.019K/W
Si-FWD	600A 통전시의 온 전압	2.1V
	600A 통전시의 스위칭 손실 (1펄스마다의 손실)	0.17J/P
	접합부-케이스 간의 열저항	0.042K/W

[0034] 상기 표 1의 파라미터를 이용하고, 또한 인버터 전류를 정격 전류의 1/2(600A)로 하고, 인버터 제어의 캐리어 주파수를 1kHz로 하여 발열량을 계산했을 때의 결과를 나타낸 것이 하기 표 2이다. 또한, 간이하게 계산 결과를 얻기 위해, 역률(力率)이나 인버터 효율 등은 고려하고 있지 않다.

표 2

[표 2] 표 1의 샘플에 의한 온도 상승(계산 결과)

IGBT	온 손실	495W	$600A \times 1.65V \div 2 = 495W$ (1개의 IGBT에 반주기분의 전류가 흐르는 것으로 하여 산출)
	스위칭 손실	160W	$0.32J \times 1000Hz \div 2 = 160W$
	온도 상승	12.5℃	$(495W + 160W) \times 0.019K/W = 12.5℃$
Si-FWD	온 손실	630W	$600A \times 2.1V \div 2 = 630W$ (1개의 IGBT에 반주기분의 전류가 흐르는 것으로 하여 산출)
	스위칭 손실	85W	$0.17J \times 1000Hz \div 2 = 85W$
	온도 상승	30℃	$(630W + 85W) \times 0.042K/W = 30℃$

[0036] 상기 표 2에 있어서, IGBT 및 FWD의 각 온 손실은, 1개의 IGBT에 반주기 분의 전류가 흐르는, 즉 1개의 IGBT 및 FWD는 1 주기 중 반주기 동안만 동작한다고 가정하기 때문에, 전압과 전류의 곱을 2로 나누고 있다. 또, IGBT 및 FWD의 각 스위칭 손실에 대해서도 마찬가지로, 펄스수(스위칭 주파수)를 2로 나누고 있다.

[0037] 상기 표 2의 결과에 제시된 바와 같이, IGBT의 온도 상승이 12.5℃인 것에 대하여, FWD의 온도 상승은 30℃가 되어 있고, FWD의 온도 상승이 높은 것을 이해할 수 있다.

[0038] 여기서 IGBT의 접합 온도를 허용 접합 온도 이하가 되도록, 모듈의 케이스 온도를 110℃가 되도록 냉각기를 선정할 경우를 생각한다. 이 경우, FWD의 접합 온도는 110℃ + 30℃ = 140℃가 되어, FWD의 허용 접합 온도 125℃를 상회한다. 따라서 상기 표 1에 제시된 2 in 1 모듈은 철도 차량용으로서 사용할 수 없다고 하는 것이 된다.

[0039] 이 생각과는 반대로, FWD의 온도 상승에 맞춘 냉각기를 선정했을 경우를 생각한다. 이 경우, 모듈의 케이스 온도는 125℃ - 30℃ = 95℃ 이하로 할 필요가 있다. 예를 들면 모듈의 케이스 온도를 90℃로 했을 경우, IGBT의 접합 온도는 90℃ + 12.5℃ = 102.5℃가 되고, 125℃ / 102.5℃ = 1.22인 것으로부터, FWD의 온도 상승에 맞추었을 경우의

냉각기는, IGBT의 온도 상승에 맞추었을 경우의 냉각기에 대해서 20%이상의 여유도(余裕度)를 가지고 있게 된다. 즉, FWD의 온도 상승에 맞춘 냉각기를 구성하려고 한다면, 보다 고성능인 냉각기가 필요하므로, 냉각기의 사이즈가 증대되어 냉각기의 비용이 증가한다.

[0040] 다음으로, 범용적인 1 in 1 모듈의 발열량에 대해서, 하기 표 3에 제시된 파라미터를 이용하여 계산한다. 또한, 여기서 이용하는 1 in 1 모듈은 실리콘 베이스의 IGBT(Si-IGBT)와 실리콘 베이스의 FWD(Si-FWD)에 의해 구성되는 것이다. 또, 이 1 in 1 모듈은 2 in 1 모듈에 비해서 스페이스적으로 여유가 있으므로, 표 1에 제시되는 FWD보다 다이오드 손실이 작고, 열저항도 작은 것을 수용하는 것이 가능해지고 있다.

표 3

[표 3] 1 in 1 모듈(Si-FWD)의 파라미터(정격 전압: 1700V, 정격 전류: 1200A)

IGBT	600A 통전시의 온 전압	1.95V
	600A 통전시의 스위칭 손실 (1펄스마다의 손실)	0.41J/P
	접합부-케이스 간의 열저항	0.012K/W
Si-FWD	600A 통전시의 온 전압	1.75V
	600A 통전시의 스위칭 손실 (1펄스마다의 손실)	0.12J/P
	접합부-케이스 간의 열저항	0.02K/W

[0042] 표 1의 경우와 마찬가지로, 표 3의 파라미터를 이용하고, 또한 인버터 전류를 정격 전류의 1/2(600A)로 하고, 인버터 제어의 캐리어 주파수를 1kHz로 하여 발열량을 계산했을 때의 결과를 나타낸 것이 하기 표 4이다. 또한, 간이하계 계산 결과를 얻기 위해, 역률이나 인버터 효율 등을 고려하고 있지 않은 점은, 표 2 때와 마찬가지로이다.

표 4

[표 4] 표 3의 샘플에 의한 온도 상승(계산 결과)

IGBT	온 손실	585W	$600A \times 1.95V \div 2 = 585W$ (1개의 IGBT에 반주기분의 전류가 흐르는 것으로 하여 산출)
	스위칭 손실	205W	$0.41J \times 1000Hz \div 2 = 205W$
	온도 상승	9.5℃	$(585W + 205W) \times 0.012K/W = 9.5℃$
Si-FWD	온 손실	525W	$600A \times 1.75V \div 2 = 525W$ (1개의 IGBT에 반주기분의 전류가 흐르는 것으로 하여 산출)
	스위칭 손실	60W	$0.12J \times 1000Hz \div 2 = 60W$
	온도 상승	11.7℃	$(525W + 60W) \times 0.02K/W = 11.7℃$

[0044] 상기 표 4의 결과에 제시된 바와 같이, IGBT의 온도 상승은 9.5℃이며, FWD의 온도 상승은 11.7℃이기 때문에, IGBT 및 FWD의 각 온도 상승에는 큰 차이가 없는 것이 밝혀진다.

[0045] 여기서, 예를 들면 모듈의 케이스 온도를 110℃가 되도록 냉각기를 선정했을 경우를 생각한다. 이 경우, FWD의 접합 온도는 $110℃ + 11.7℃ = 121.7℃$ 가 되어, FWD의 허용 접합 온도 125℃를 하회한다. 따라서 상기 표 3에 제시된 1 in 1 모듈은 철도 차량용으로서의 사용이 가능해진다.

[0046] 이와 같이, 역행 모드와 회생 모드가 있는 철도 응용에 있어서는, 종래의 2 in 1 모듈은 FWD의 온도 상승이 IGBT의 온도 상승에 대해서 2배 정도의 크기를 가지고 있기 때문에, 냉각기를 IGBT의 온도 상승에 맞춘 냉각 성능으로 하면, FWD의 온도 상승이 허용치를 초과하여 사용 불가가 된다. 이것과는 반대로, 냉각기를 FWD의 온도 상승에 맞춘 냉각 성능으로 하면, 냉각기의 사이즈가 커지고, 또한 고가로 되어 버린다. 이 때문에, 철도 차량에 적용되는 종래의 전력 변환 장치에서는, 냉각기의 사이즈가 증대되어 냉각기의 비용이 증가하는 것을 방지하기 위해, FWD 손실이 작고, 열저항도 작은 1 in 1 모듈을 6개 이용하여 3상 인버터를 구성하고 있었다(도 8 참조).

[0047] 다음으로, 본 실시 형태의 2 in 1 모듈에 있어서의 칩 배치(레이아웃)에 대해서 설명한다. 도 9는 SiC-FWD를 이용하여 구성된 본 실시 형태의 2 in 1 모듈에 있어서 하나의 소자쌍의 배치예를 나타내는 도면이다. 또한, 도 10에는, 비교예로서, Si-FWD를 이용하여 구성된 종래의 2 in 1 모듈에 있어서 하나의 소자쌍의 배치예를 나타내고 있다.

[0048] 종래의 2 in 1 모듈에서는, 도 10에 도시된 바와 같이, 1 소자쌍 당 4개의 IGBT 칩과 2개의 Si-FWD 칩을 이용하여 구성하고 있었다. 또한, 도 10에 있어서, Si-FWD 칩의 점유 면적은 IGBT 칩의 점유 면적의 약 1/2(50%)이다.

[0049] 한편, 본 실시 형태의 2 in 1 모듈에서는, FWD로서 SiC를 이용하는 것으로 했으므로, SiC-FWD 칩의 점유 면적을 종래의 것보다도 작게 하는 것이 가능해진다. 예를 들면, 도 9에 도시된 바와 같이, 1 소자쌍 당 4개의 IGBT 칩과 8개의 SiC-FWD 칩을 가지는 구성이지만, SiC-FWD 칩의 점유 면적은 IGBT 칩의 점유 면적의 약 1/4(25%)이다.

[0050] SiC를 FWD로서 이용했을 경우에는, FWD의 온 전압을 저감할 수 있으므로, 리커버리 손실도 큰폭으로 저감할 수 있다. SiC의 경우, 칩 두께도 더욱 얇게 할 수 있으므로, 열저항도 작아진다. 이 때문에, 도 9에 도시된 바와 같이, 각 칩의 레이아웃을 변경하는 일 없이, FWD의 온도 상승을 1 in 1 타입의 IGBT 모듈 수준으로 억제할 수 있다. 즉, SiC를 FWD로 했을 경우, IGBT 칩의 점유 면적에 대한 SiC-FWD 칩의 점유 면적의 비(이하 「FWD 칩 점유 면적비」라고 칭함)가 1/2 미만이라도, 1 in 1 타입 수준의 온도 상승으로 억제하는 것이 가능해진다.

[0051] 실제로, FWD 칩을 SiC로 한 2 in 1 모듈의 발열량에 대해서, 하기 표 5에 제시된 파라미터를 이용하여 계산한 결과를 나타내면 표 6과 같이 된다. 또한, 본 계산에서는 상기 표 2, 4와 마찬가지로, 역률이나 인버터 효율 등은 고려하지 않고, 인버터 전류를 정격 전류의 1/2(600A)로 하고, 인버터 제어의 캐리어 주파수를 1 kHz로 하여 계산하고 있다.

표 5

[표 5] 2 in 1 모듈(Si-FWD)의 파라미터(정격 전압: 1700V, 정격 전류: 1200A)

IGBT	600A 통전시의 온 전압	1.65V
	600A 통전시의 스위칭 손실 (1펄스마다의 손실)	0.32J/P
	접합부-케이스 간의 열저항	0.019K/W
SiC-FWD	600A 통전시의 온 전압	1.3V
	600A 통전시의 스위칭 손실 (1펄스마다의 손실)	0.003J/P
	접합부-케이스 간의 열저항	0.035K/W

표 6

[표 6] 표 5의 샘플에 의한 온도 상승(계산 결과)

IGBT	온 손실	495W	$600A \times 1.65V \div 2 = 495W$ (1개의 IGBT에 반주기분의 전류가 흐르는 것으로 하여 산출)
	스위칭 손실	160W	$0.32J \times 1000Hz \div 2 = 160W$
	온도 상승	12.5℃	$(495W + 160W) \times 0.019K/W = 12.5℃$
SiC-FWD	온 손실	390W	$600A \times 1.3V \div 2 = 390W$ (1개의 IGBT에 반주기분의 전류가 흐르는 것으로 하여 산출)
	스위칭 손실	1.5W	$0.003J \times 1000Hz \div 2 = 1.5W$
	온도 상승	13.7℃	$(390W + 1.5W) \times 0.035K/W = 13.7℃$

[0054] 상기 표 6의 결과에 제시된 바와 같이, SiC-FWD 칩의 온도 상승은, IGBT 칩의 온도 상승과 같은 정도가 된다. 또, 종래의 2 in 1 모듈에 있어서 Si-FWD 칩의 온도 상승치인 30℃에 대해(표 2 참조), 1/2 이하의 온도 상승치로 할 수 있어, IGBT 칩의 온도 상승에 맞추어 모듈의 케이스 온도를 110℃가 되게 하는 냉각기를 이용해도,

FWD 칩의 접합 온도는 접합 온도 허용치의 125℃이하로 하는 것이 가능해진다.

- [0055] 이 때문에, 본 실시 형태의 전력 변환 장치에서는, 도 11에 도시된 바와 같이, 3개의 2 in 1 모듈을 이용하여 3상 인버터를 구성하는 것이 가능해진다.
- [0056] 또한, 고온도에서의 사용이 가능하다고 하는 SiC의 특징을 살리면, SiC-FWD 칩의 허용 동작 온도를 150℃이상으로 인상시킬 수 있어 SiC-FWD 칩의 점유 면적을 더욱 작게 할 수 있으므로, 모듈 사이즈의 추가 삭감이 가능해진다.
- [0057] 또, SiC-FWD 칩의 점유 면적의 삭감분을 IGBT 칩의 점유 면적의 증가로 할당(allocate)하는 것으로 하면, 기존의 모듈 사이즈를 크게 하는 일 없이 모듈 성능의 향상이 가능해진다.
- [0058] 이에 더하여, SiC-FWD 칩의 허용 동작 온도의 고온화에 의해, SiC에 대한 냉각기의 성능을 저감할 수 있으므로, 냉각기의 소형화 및 저비용화가 가능해진다.
- [0059] 또한, 본 실시 형태에서는, FWD 칩 점유 면적비를 약 1/4(=0.25)로 하여 설명했지만, 이 1/4이라는 수치로 한정되는 것은 아니다. 본 발명의 의의는, 철도 응용의 전력 변환 장치에 적용 가능한 2 in 1 모듈을 제공하는 것에 있기 때문에, 이것을 실현 가능하다면 FWD 칩 점유 면적비는 몇이어도 상관없다.
- [0060] 예를 들면, 상술한 바와 같이 고온도에서의 사용이 가능하다고 하는 SiC의 특징을 활용하거나, SiC-FWD 칩의 점유 면적의 삭감분을 IGBT 칩에 할당하는 수법을 이용하면, SiC-FWD 칩의 점유 면적의 삭감분과 IGBT 칩의 점유 면적의 증가분의 상승(相乘) 효과에 의해, FWD 칩 점유 면적비의 추가 저감이 가능하다. 여기서, 전자에 의한 저감 효과를 20%로 하고, 후자에 의한 저감 효과를 20%로 추측하면, 양자를 합쳐 40% 정도의 저감이 가능하고, FWD 칩 점유 면적비를 $0.15(=(1/4) \times (1-0.4))$ 정도까지 저감하는 것이 가능해진다.
- [0061] 또, 본 실시 형태에서는, 2 in 1 모듈의 칩 사이즈를 작게 할 수 있다고 하는 부수적인 효과를 얻을 수 있지만, 이 효과는 FWD로서 SiC를 이용함으로써, 종래의 2 in 1 모듈에 있어서의 FWD 칩 점유 면적비를 1/2 미만으로 저감할 수 있는 것으로부터 얻어진다. 단, 종래의 2 in 1 모듈의 설계시에는, 다양한 설계 조건에 따라서 ±10% 정도의 오차는 생기는 것이다. 이러한 관점을 감안하여 보면, FWD 칩 점유 면적비를 $0.45(=0.5 \times (1-0.1))$ 미만으로 저감할 수 있다는 점에 본 발명의 의의가 있다고 해도 과언은 아니다.
- [0062] 또, 본 실시 형태에서는, 2 in 1 모듈을 구성하는 스위칭 소자로서 IGBT를 일레로서 제시하였지만, IGBT를 대신하여 MOSFET를 탑재하는 것이어도 상관없다. 또한, MOSFET가 IGBT보다 스위칭 손실이 작기 때문에, MOSFET의 사용에 의해 모듈 및 냉각기의 소형화, 저비용화가 실현 가능해진다.
- [0063] 또한, 각 SiC-FWD 칩을, 각각의 소자쌍을 이루는 각 IGBT 칩과 온도 상승이 동등하게 되는 사이즈로 형성하면, 냉각기의 설계가 용이하게 되어, 냉각기의 소형화, 저비용화에 효과적이다.
- [0064] 또, 본 실시 형태에서는, 인버터에 적용을 일레로서 설명했지만, 컨버터에 적용하는 일도 물론 가능하다. 컨버터에 적용하는 경우, 종래 기술에서는 4개의 1 in 1 모듈을 이용하여 구성하는 것으로 이루어지지만, 본 실시 형태의 기술을 이용하면, 2개의 2 in 1 모듈을 이용하여 구성하는 것이 가능해진다. 또한, 철도 응용에 있어서, 컨버터의 경우도 IGBT에 흐르는 전류보다 FWD에 흐르는 전류 쪽이 크기 때문에, FWD에 SiC를 적용함으로써, 손실 저감에 의한 장치의 소형화, 저비용화, 및 부품 점수 저감에 의한 고신뢰도화가 실현 가능해진다.
- [0065] 또, 본 실시 형태의 기술을 철도 차량용의 보조 전원 장치에 적용하는 경우, 부하 역률이 나쁜 상태하에서의 인버터 손실을 저감할 수 있으므로, 보조 전원 장치에 이용하는 인버터를 소형화할 수 있어, 장치의 소형화 및 저비용화가 실현 가능해진다.
- [0066] [산업상의 이용 가능성]
- [0067] 이상과 같이, 본 발명은 소형화를 더욱 가능하게 하여, 철도 차량에 적용 가능한 파워 반도체 모듈 및 전력 변환 장치로서 유용하다.

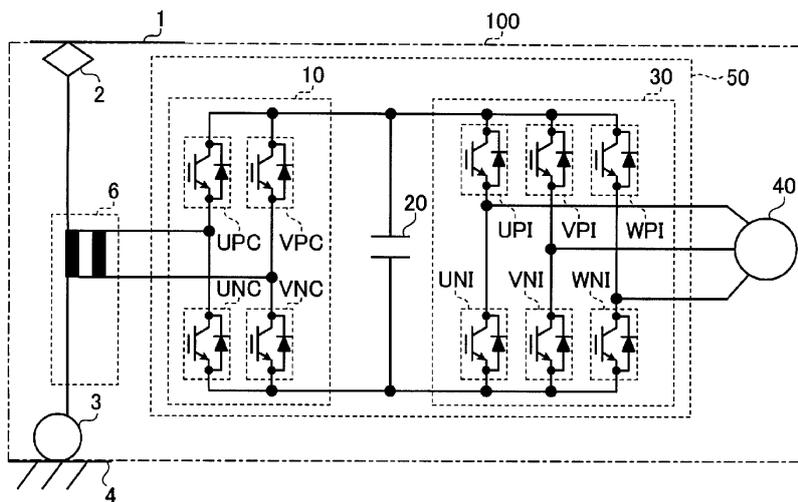
부호의 설명

- [0068] 1: 가선
- 2: 집전 장치
- 3: 차륜

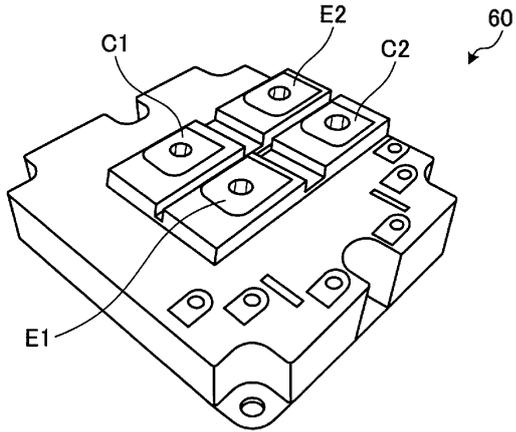
- 4: 레일
- 6: 변압기
- 10: 컨버터
- 20: 콘덴서
- 30: 인버터
- 40: 전동기
- 50: 전력 변환 장치
- 60: 2 in 1 모듈
- 62: 소자쌍(제1 소자쌍)
- 64: 소자쌍(제2 소자쌍)
- 72: 소자쌍
- 70: 1 in 1 모듈
- 100: 철도 차량
- C, C1, C2: 컬렉터 전극
- E, E1, E2: 이미터 전극
- UNC, VNC, WNC, UNI, VNI, WNI, UPC, VPC, WPC, UPI, VPI, WPI: 스위칭 소자

도면

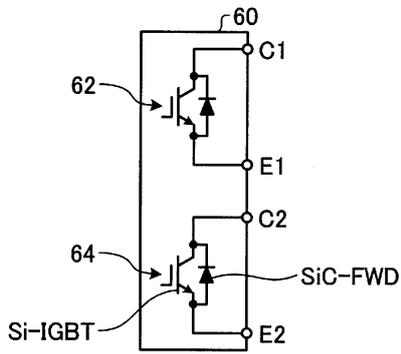
도면1



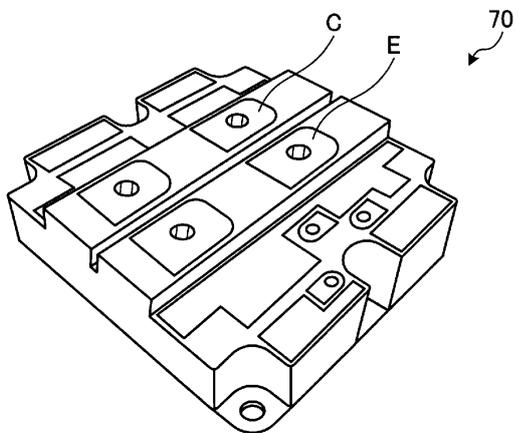
도면2



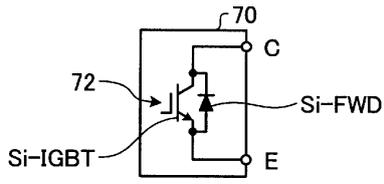
도면3



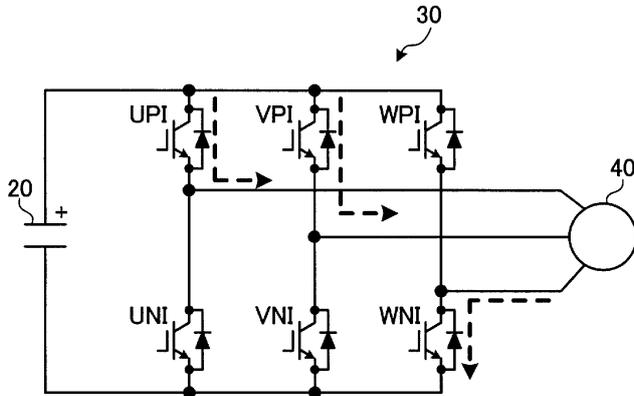
도면4



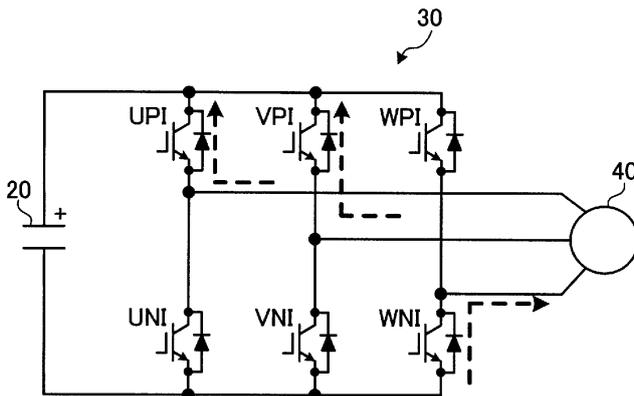
도면5



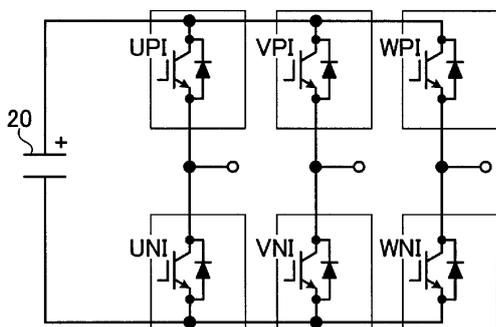
도면6



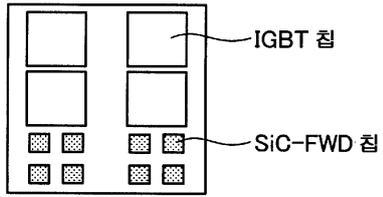
도면7



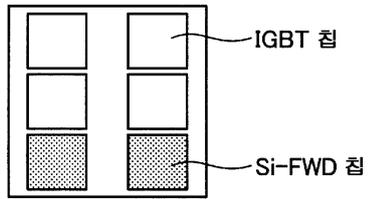
도면8



도면9



도면10



도면11

