

(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 특허공보(B1)

(51) Int. Cl.³
H02M 7/537

(45) 공고일자 1983년 10월 15일
(11) 공고번호 특허1983-0002152

(21) 출원번호	특 1980-0003765	(65) 공개번호	특 1983-0003954
(22) 출원일자	1980년 09월 27일	(43) 공개일자	1983년 06월 30일
(30) 우선권주장	79853 1979년 09월 28일 미국(US)		
(71) 출원인	보그-워너 코퍼레이션 제이. 이. 테리스		
	미합중국, 일리노이스 60604, 시카고, 사우스 미시간 애비뉴 200		
(72) 발명자	윌리엄 프레드릭 위스		
	미합중국, 뉴욕 14850, 이다카, 소덤로드 40		
(74) 대리인	이병호, 김성기		

심사관 : 조의제 (책자공보 제865호)

(54) 전원 트랜지스터 인버터의 판통 결함 보호장치

요약

내용 없음.

대표도

도 1

명세서

[발명의 명칭]

전원 트랜지스터 인버터의 판통 결함 보호장치

[도면의 간단한 설명]

제1도 본 발명에 의하여 구성된 판통결함 보호장치 및 이 장치를 전원 트랜지스터 인버터에 접속하여 보호하는 방법을 나타낸 회로도.

제2도 결함보호 장치의 작동이해에 도움이 되는 여러 전류 신호의 파형도.

제3도 제1도의 회로에 내장된 트랜지스터의 변형회로도.

[발명의 상세한 설명]

본 발명은 판통결함 또는 출력회로 단락의 경우에 전원 트랜지스터 인버터의 트랜지스터 파괴 방지를 위한 보호장치에 관한 것이다. 통상적인 전원 트랜지스터 인버터에 있어서는 최소한 2쌍의 전력 바이폴라 트랜지스터가 직류 모선의 양단에 직렬로 접속되어 있다. 각쌍의 트랜지스터의 접합점은 유도 전동기와 같은 부하에 접속된다. 예정된 순서대로 트랜지스터를 온 오프(즉, 포화 와 차단 사이)시키는 데 의하여 직류전압은 부하에 인가되기 위하여 교류전압으로 유효하게 변환된다. 예를 들면, 인버터가 세쌍의 바이폴라 트랜지스터를 포함하고 있는 경우(전력달링톤 트랜지스터도 가능함) 인버터의 출력 전압은 정현파와 유사한 6단계의 파형을 나타낸다.

정상적인 조건하에서는 직렬로 접속되는 한쌍의 트랜지스터는 인버터에 대한 제어회로에 대하여 결코 동시에 온(ON)이 되지 않는다. 그러나 불행히도 비도통 상태에 있는 트랜지스터가 잡음 등에 의하여 예기치 못하게 온(ON)으로 전환될 수 있으며 다른 쌍의 트랜지스터가 제어회로에 의해 온(ON)됨과 동시에 부주의하게 트리거된 트랜지스터가 도통될 경우 두개의 결함 트랜지스터의 에미타-컬렉터 도전로를 통해 직류모선의 양단에 단락회로가 실질적으로 형성된다. 이와 동시에 직류전원의 분로 캐패시터(22)가 방전하기 때문에 어떤 보호장치가 없는 경우 이 캐패시터(22)는 2개의 트랜지스터중 적어도 한개의 수마이크로초 이내에 파괴시킨다. 이 현상이 일반적으로 '판통결함'이라고 불리운다. 이 장해 전류의 크기를 조사하기 위하여 예를 들면, 20마력의 인버터 구동부에 있어서 필터 캐피시터(22, 실제적으로는 일련의 병렬접속된 캐패시터로 이루어진다)는 일반적으로 직류모선상의 직류 전압과 13,200 μ F의 용량을 가지며 따라서 필터 캐피시터(22)의 양단은 대략 300볼트가 된다. 만약에 직류모선의 단락회로를 형성하는 판통결함이 발생한다면 10,000 암페어에 이르는 피크장해 전류가 2개의 도통상태의 결함 트랜지스터로 흘러들어갈 수 있으며 이 장해 전류는 필터 캐패시터(22)의 유효직렬 저항에 의해서만 제한된다.

이 문제점을 해결하기 위하여 판통결함 보호 장치가 개발되어 왔으나, 본 발명의 보호장치는 직류모선의 양단에 SCR로 구성된 크로바 회로를 설치한 것으로 판통결함이 생길때 SCR은 트랜지스터로부터의 장해 전류를 상당히 양호한 파동특성을 가지는 SCR로 전환되도록 도전된다. 그러나 이 SCR이 2개의 직렬 트랜

지스터(0.3볼트+0.3볼트 혹은 0.6볼트) 보다도 전압강하가 크며 이로 인하여 장해 전류의 일부를 트랜지스터에 흐르지 않게하여 트랜지스터를 보호하도록 이 SCR이 필터 캐패시터(22)를 방전시키는 큰 I^2t 비율을 갖게한다.

이러한 본 발명의 관통결함 보호장치는 지금까지 개발된것 보다 대단히 뛰어난 개선을 가져오며 트랜지스터에 매우 큰 보호를 하게 되면서 구성상의 가격도 상당히 저렴하다.

또한 본 발명의 관통결함 보호장치는 전원 트랜지스터 인버터를 구동하는 직류전원의 필터 캐패시터(22)로 부터 결함 트랜지스터를 통해 흐르는 관통결함 전류에 대하여 전원 트랜지스터 인버터의 트랜지스터를 보호하는데, 이를 더욱 확실히 수행하도록 관통결함 전류의 증가비를 제한하는 필터 캐패시터(22)와 직렬로 되있는 쇼크(29)와 같은 제어장치를 포함할 수도 있다. 관통결함에 반응하는 본 발명의 이러한 보호장치는 결함 트랜지스터를 통한 역전류를 반대 방향으로 전달하기 위해 제공되고 따라서, 트랜지스터의 파괴를 방지하기 위하여 트랜지스터를 급속히 오프(OFF)시켜 관통 결함 전류를 중화시키도록 구성된다.

따라서 본 발명의 특징은 첨가된 특허청구 범위에 기재되어 있다. 또한 다른 특징 및 장점은 동봉된 도면에 관한 설명에 의하여 잘 이해할 수 있을 것이다. 도선 L_1, L_2 및 L_3 는 기존의 삼상교류 전력 장치에 접속되고 이에 의하여 삼상 교류전압 즉 서로 120° 위상배치된 60Hz의 정류 주파수를 갖는 3개의 교류전압을 제공한다. 각각의 삼상전압은 선간전압으로 도선 L_1, L_2 및 L_3 의 한쪽에 대하여 다른 쪽에 나타난다. 각 위상 전압의 전폭은 구동될 부하의 특성에 따라 어떤 적당한 값을 취할 수 있다. 도선상에서 수신된 교류에너지는 공지된 구조인 위상제어 SCR 브릿지 정류기(10)에 의해 직류 전력으로 변환된다. 특히 브릿지는 6개의 실리콘 정류기군 또는 11 내지 16개의 SCR을 가지며 게이트 구동기 17로 부터의 게이트 전류에 의하여 도전될때 인가된 교류전압을 정류시키고 브릿지의 정 및 부의 출력단자(각각 18, 19도 도시) 양단에서 인가된 교류전압의 매 반주기동안 SCR의 도전각에 의해 결정되는 크기의 정류 전압을 발생시킨다.

이것을 설명하자면 브릿지(10)의 각각의 SCR은 교류전력 장치로부터 인가된 전압의 매 정극성 반주기동안 SCR의 양극이 이것의 음극에 관해 정극성일때 도전된다. 그러나, 게이트 구동기(17)로부터 SCR의 게이트에 게이트 전류가 공급될 때까지 정극성 반주기 동안은 도전을 발생하지 않는다.

그 순간 SCR은 도전되거나 또는 온(ON)되고 정극성 반주기의 종료시까지 부하전류의 흐름을 허용한다. 정극성 반주기의 개시와 SCR의 도전 상태로서의 기동 사이의 위상각 혹은 시간지연이 커지면 커질수록, 부하에 인가되며 정류될 교류 저류와 도전각은 작아지며, 따라서 SCR 브릿지 정류기의 출력단자(18 및 19)에는 더 적은 정류 전압이 공급된다. 물론 이 정류 전압은 단자(19)에 대한 단자(18)에 있어서 정극성일 것이다. 필터 쇼크(21) 및 필터 캐패시터(22)는 선(26 및 27)에 의하여 제공된 직류 모션위의 인버터(25)에 적용하기 위해 예를 들면, 300(Volt 크기의 여과된 직류 전압을 공급하기 위하여 브릿지로 부터의 정류된 전압을 여과시킨다. 예로서 인버터(25)가 20마력의 구동력을 제공하는, 즉 20마력의 부하를 구동시킬 수 있다고 가정한다. SCR 11내지 16의 전도각을 제어함으로써 인버터 25에 인가된 직류 전압이 제어된다. 따라서 브릿지 정류기(10) 필터쇼크(21) 및 필터 캐패시터(22)는 인버터를 제어할 수 있는 전원을 구성한다. 전류원 인버터에서 인버터에 공급되는 전류는 제어되지만 어떤 필터 캐패시터(캐패시터 22와 유사한)도 사용되지 않는다. 따라서 캐패시터(22)는 본 발명이 해결할 수 있는 그러한 통과결함 문제를 야기시킨다. 바로 그 이유로 인하여 본 발명이 전원 인버터에 적용될 수 있는 것이다.

쇼크(29) 및 병렬 접속된 다이오드(31)의 목적은 후에 설명한다. 쇼크는 비교적 소형이며 $8\mu H$ 정도의 인덕턴스로 가지는 것이 바람직하며 따라서 필터회로(21, 22)의 여과 능력에 대해 최소한의 효과만을 가지는 것으로 충분하다. 다시 말하면 쇼크(29)가 존재하기 때문에 직류모션(26, 27) 상의 직류 전압에 상당한 정도의 맥동 성분은 도입되지 않는다. 인버터(25)는 공지회로 형태로 되어있다. 이것은 세쌍의 NPN 바이폴라 전력 트랜지스터(31 내지 36)를 포함하여 각각의 쌍은 직류모션(26, 27) 양단에 직렬 접속된다. 세 트랜지스터쌍의 회로접합(37, 38 및 39)는 교류유도 전동기(41)의 권선에 접속한다. 지정된 시간에 6개의 바이폴라 트랜지스터(31 내지 36)의 베이스에 구동전류를 공급함으로써, 직류모션 양단의 직류전압은 전동기의 권선에 인가된 바와 같은 교류 전압으로 효과적으로 전환되며 따라서 권선에는 교류가 전달된다. 예를 들면, 베이스 구동전류가 포화전류로 트랜지스터들을 구동시키도록 트랜지스터(31 및 32)에 동시에 공급될 경우, 전류는 정극성선(26)으로 부터 트랜지스터(31)의 에미터-컬렉터 전로, 접합(37), 전동기(41)의 권선, 접합(38) 및 트랜지스터(35)의 에미터컬렉터 전로를 순서대로 통하여 부극성선(27)로 흐른다. 만약 트랜지스터(31 및 35)가 차단되는 대신에 트랜지스터(32 및 34)가 온(ON)될 경우, 전류는 동일한 전동기의 권선을 반대방향으로 흐른다. 물론, 전동기를 회전시키기 위한 교류 에너지 제공하기 위하여 정확한 시간과 정확한 순서로 트랜지스터(31 내지 36)을 온 오프(ON-OFF)시키기 위한 제어 회로망(제1도에 블록(42)로 도시된)은 그 분야의 숙련자들이 잘 이해할 수 있다.

다이오드(31) 및 분로쇼크(29)는 직류 버스를 필터 캐패시터 전압으로 클램프시키고 따라서 인버터 내의 트랜지스터들이 온 오프(ON-OFF)될 때 모션에서 과도 통과를 방지한다. 6개의 전력 트랜지스터(31 내지 36)의 각각의 에미터-컬렉터 전로는 전동기의 무효전류를 필터 캐패시터(22)에 순환시키기 위하여 사용되는 일련의 6개의 반대로 극화된 궤환 다이오드(44 내지 49)의 각 다이오드에 의하여 분로된다. 궤환다이오드(44 내지 49) 또한 결코 직류 모션 전압을 초과하지 않도록 전동기의 단자 전압을 클램프 하기 위해서도 유효하다.

도면에는 도시되지 않았으나, 트랜지스터(31 내지 36)의 각 트랜지스터도 또한 종래의 스너버(snubber) 회로망에 의하여 분로되어 이 트랜지스터가 통상의 작동중 회로(42)에 의하여 오프 상태로 전환될때 트랜지스터로 손상시키는 부하의 유도성 에너지를 방지하는 것이 바람직하다. 전력 트랜지스터(31 내지 36)의 각 트랜지스터를 종래의 NPN형 트랜지스터로 하여(도면을 간단히 하기 위하여) 제1도면에 나타냈으나 실제로는 제3도면에 나타낸 것과 같이 전력 달링톤 트랜지스터 형태를 취하는 것이 바람직하다. 예로써 트랜지스터(31)이 취하는 형태를 제3도면에 나타냈으나 물론 인버터에 있어서의 다른 3개의 트랜지스

터도 같은 구성으로 된다. 예로써 트랜지스터(31)이 취한 형태가 제3도에 도시되나, 물론, 인버터내의 다른 5개의 트랜지스터도 유사한 구조의 것이 된다. 달링톤 배열에 있어서 트랜지스터(31)은 두 트랜지스터(31a 및 31b)의 조합을 구성하며 세개의 접점 즉 제1도의 트랜지스터(31)의 경우에서와 같이 베이스, 에미터 및 콜렉터 접점을 가진다. 실제로는 트랜지스터(31a 및 31b)와 다이오드(4)는 동일 칩에 모두 집적화시키는 것이 좋다.

회로망(42)에 의하여 프로그램된 베이스 전류가 트랜지스터(31 내지 36)에 공급되고 그 결과 인버터(25)는 직류순서 전압의 진폭에 비례하는 크기의 교류 전압을 전동기(41)에 부여한다. 인버터의 출력전압의 주파수는 제어회로(42)로부터 트랜지스터(31 내지 36)의 베이스에 주어지는 구동신호의 주파수에 의하여 설정된다. 공지되어 있는 바와 같이 이 주파수는 선(51과 52)에서 수신된 직류모션 전압에 응답하여 동작하는 회로(42) 내에서의 전압제어 발진기에 의하여 직류모션 전압과 상호 관련되며 또한 이에 의하여 결정된다. 이 발진기의 주파수는 직류 모션 전압에 의하여 결정되어 직접 이와 더불어 변리하고, 그에 따라 인버터(25)에 의해 발생된 교류전압의 주파수로 실질적으로 일정한 진폭비를 유지한다. 전동기(41)의 회전속도는 인버터(25)에 의해 발생된 교류전압의 주파수로 실질적으로 일정한 진폭비를 유지한다. 전동기(41)의 회전속도는 인버터 주파수에 비례하고 그에 의해 결정된다.

도시되지는 않았으나 전동기(41)의 축은 어떤 기계적인 부하를 구동한다. 인버터 출력전압의 주파수에 대한 진폭의 일정비율을 유지함으로써 전동기(41)은 전동기의 속도 여하에 관계없이 일정한 토크(torque)의 출력 능력을 가진다.

전동기의 속도를 조정하기 위해서는 SCR(11 내지 16)의 작동을 제어회로(42)와 게이트 구동기(17)에 기 인하여 공지 방법으로 제어하며 인버터(25)와 전동기(41)에 대한 전류를 조정하기 위하여 직류모션 전압을 만족할만한 증폭수준으로 확보할 수가 있다. 예를 들면 선택된 속도로 전동기를 구동하기 위하여 필요한 소요의 직류모션 전압을 나타내는 기준전압을 회로(42)에 만들고, 이 기준전압을 실제 직류모션 전압과 비교하여 선(54와 55)에 오차 신호가 생기며 이 신호는 요구되는 크기의 직류전압(기준전압에 의해 표시된)과 인버터에 이송되는 실제 크기의 직류모션 전압과의 차의 계수로서 변화한다. 이 기술에 대한 주지방법으로서 게이트 구동(17)은 앞에 설명한 오차신호에 응답하여 전동기(41)을 선택된 속도로 구동하기에 필요한 크기를 선(26과 27) 사이에서 직류 모션전압의 확보에 필요한 전도각을 제어하기 위하여 SCR(11 내지 16)의 게이트에 인가하기 위한 적절한 게이트 전류 펄스가 생긴다. 만약에 직류전압이, 예를 들면, 소정의 수준에서 강하(이로 인하여 전동기 속도를 저하)되는 경향이 있다면 오차신호가 변화하여 게이트 구동(17)로 하여금 전도각을 증가시켜 이로 인하여 적절한 진폭 수준이 다시 확보될 때까지 직류모션 전압을 증가시킨다. 예를 들면 낮은 속도가 필요하다고 가정한다면 오차신호가 게이트 구동기(17)로 하여금 인버터에 주어지는 직류모션 전압을 다른 소정의 저속도로 전동기(41)을 구동함에 따라, 필요한 수준까지 내리는데 충분한 SCR(11 내지 16)의 전도각을 감소시키도록 기준전압(전위차계의 수동 조정 등에 의하여)을 변화시킬 수 있다. 물론, 전동기 속도는 수동 조정에 의하여 변화시킬 수 있으나 기준전압을 검지된 정보에 응답하여 전동기 속도를 자동적으로 제어하기 위하여 제1도면의 인버터 구동회로가 내장되는 장치의 변수(Parameter), 혹은특성을 검지함으로써 얻을 수 있다.

또한 인버터 및 그에 관련되는 정류 브릿지를 제어하여 어떤 부하작용을 조정하기 위한 많은 회로가 있다는 것을 알고 있으나, 본 발명을 이와 같은 모든 구성에 적용이 가능하다. 또한 3상 교류 에너지 대신에 단상의 교류 에너지에 반응하여 작용할 수 있음도 이해할 수 있을 것이다. 단상의 경우에는 도선 L_3 와 SCR(13, 16)은 생략된다. 정의 극성직류 모션 전압을 여전히 선(27)에 대하여 선(26) 상에 나타난다.

다시 본 발명에 있어서 관통결함 보호작용은 전에 설명한 쇼크(29)와 직류모션(26)과 (27)의 양단에 접속된 크로우바(crowbar) 회선에 의하여 이루어지며 일련의 크로우바(crowbar) 캐패시터(56)과 SCR(57) 형태의 반도체 스위치 및 전류제한 저항(58)을 포함한다. 캐패시터(56)은 $20\mu F$ 의 용량을 가지며 저항(58)은 1오옴인 것이 바람직하다. 일반적으로 통과 결함이 없는 경우는 SCR(57)은 비도통 상태를 유지하고 따라서 크로우바(crowbar) 회로는 정지 상태가 된다. 그동안, 크로우바 캐패시터(56)은 필터 캐패시터(22)와 반대극성으로 충전된다. 다시 말하면 캐패시터(22)의 정의 극성 충전측은 정극성선(26) 부근이고, 반면에 캐패시터(56)의 부의극성 충전측은 정극성선 부근이다. 사실상 캐패시터(56)은 직류 모션에 대하여 거꾸로 충전된다. 통과결함의 발생에 앞서 캐패시터(56)을 일반적인 것의 반대극성 충전상태 확보와 유지는 저항(61) 및 (62)(각각 $10k\Omega$ 정도)와 직류 300볼트의 전압원 V를 포함하고 있는 별개의 충전회로에 의해 달성된다. 이와 같이 캐패시터(56)은 일반적으로 제1도면에 표시된 극성으로 300볼트로 충전되며 캐패시터(22)는 300볼트(즉 모션전압)로 충전되나 제1도면에 도시된 것과는 반대 극성이다. 물론 크로우바 캐패시터(56) 상의 충전이 직류모션 전압과 반드시 동일할 필요는 없다. 그러나 밝혀질 몇 가지 이유를 위해서 바람직하다.

정상적인 작동시에, 관련되는 직렬 접속된 트랜지스터도 또한 도통상태에 있을때 트랜지스터(31 내지 36)중에서 어느 것도 온(ON)되지 않는다. 그러나 만약에 서로 쌍을 이루는 트랜지스터 한쪽이 출력회로(42)에 의하여 될 때 이 한쌍의 다른 트랜지스터가 뜻밖에(잠음 또는 열에 의하여) 도통 상태로 트리거되면(또는 한쌍을 이루는 두 트랜지스터가 잠음 또는 다른 원인으로 동시에 온(ON)이 되면) 직류 모션(29, 27) 사이에 단락회로가 실질적으로 존재하여 통과장애 조건을 형성하는데 이것은 필터 캐패시터(22)가 이 단락 회로를 거쳐 방전하고자 하기 때문이다. 예를 들면 트랜지스터(31과 34)가 예상외로 동시에 도통된다고 가정하자 이와 같이 이들 트랜지스터중 하나만 제어회로(42)에 의하여 온(ON)될 경우에도 '장애 상태의 트랜지스터'라고 호칭된다. 이 장애가 생기는 순간(직류 모션이 실질적으로 단락되기 때문에) 직류모션 전압은 영으로 내려가며 캐패시터(22)에 있어서의 전 300볼트는 즉시 쇼크(29)의 양단에 나타나 있는 이 캐패시터가 즉시 방전하는 것을 막는다. 쇼크의 인덕턴스가 앞서 제시된 바와

$$\frac{di}{dt}$$

같이 $8\mu H$ 일 경우 식 $E=L \frac{di}{dt}$ 로서 장애 트랜지스터 (31)과 (34)를 흐르는 캐패시터의 방전전류 즉, 장애 전류가 쇼크(29)의 존재에 의하여 저감하는 정도를 결정할 수 있다. 특히 적절한 매개 변수로서 필터 캐패시터(22)로부터 흐르는 장애 전류의 시변화율은 37암페어/마이크로 초가됨을 알 수 있다. 그러므로

작은 쇼크(29)를 사용함으로써 통과결함 전류의 증가 또는 상승비가 제한되고 '장해 전류'로 지장된 제2도의 전류화형으로 도시된 바와 같은 램프(ramp) 또는 경사함수를 따라 전류가 선형으로 증가한다. 쇼크(29)가 없으면 장해 전류는 극도로 높은 진폭으로 거의 순간적으로 증가한다.

제2도에 있어서는 시간 t_0 는 통과결함의 개시를 나타내며 장해 전류가 증가하기 시작할 때, 이 전류는 트랜지스터(31과 34)의 각 에미터, 콜렉터 전도를 콜렉터로부터 에미터로 흐른다. 시간 t_0 및 t_1 간의 시

$$\frac{d_o}{dt}$$

간(1마이크로 초이하)에서 직류모션 전압의 시변화율을 감시하는 감지장치(64)는 그 전압이 갑자기 거의 영으로 강하되는 가를 검출한다. 그 전압 변화에 반응하여 감지장치(64)는 SCR(57)을 시간 t_1 에서 도전시킨다. 물론 시간격(t_0-t_1)은 단지 검출지연에 지나지 않는다. SCR(57)이 트리거되는 시간 t_1 에서 역전류는 트랜지스터의 파손을 방지하도록 그것의 급속한 오프(OFF)를 위해 장해 전류를 중화시키도록 반대 방향으로 장해 트랜지스터(31) 및 (34)를 통해 전달된다.

설명하자면 SCR(57)이 도통될 때 크로우바(crowbar) 회로는 직류모션 양단에 장해 트랜지스터의 분리로 접속되며 그 결과로 크로우바 캐패시터(56)은 300볼트로 상승 충전되나 캐패시터(22)의 충전과는 반대 극성이며 장해 전류의 역방향으로 트랜지스터(31 및 34)를 통해 급속히 또는 덤프(dump)로 방전되며 높은 진폭의 크로우바 전류는 에미터로부터 각각의 트랜지스터를 통하여 콜렉터로 흐른다. 300볼트로 충전된 캐패시터(56) 및 1Ω의 저항(58)로서 크로우바 전류의 순간적인 진폭은 시간 t_1 에서 300암페어가 된다. 이것은 장해전류 보다 매우 크고 그 결과 트랜지스터의 순전류(장해 전류는 크로우바 전류로부터 감소된다)는 제2도의 적절히 표시된 파형으로 도시된 바와 같이 역전류 일것이다.

시간 t_1 및 t_2 사이에서, 크로우바 전류는 지수적으로 감소하며 장해 전류는 램프(ramp) 함수를 따라 증가하고 순트랜지스터 전류는 영으로 감소하며 에미터에서 콜렉터로 흐른다. 바이폴라 전력 트랜지스터를 흐르는 역방향 전류는 그 전하 축적특성 때문에 가능하게 된다. 트랜지스터가 베이스 구동전류(시간 t_0 에서의 경우와 같이)에 의해 포화모드로 설정될 때, 베이스 및 콜렉터 영역에 소수 캐리어가 저장되고, 이들 캐리어는 재결합 또는 흡입에 의해 베이스 전류의 종료후 트랜지스터가 포화모드 및 오프(OFF)로 되기 전에 소거되어야만 한다. 이 소거 처리는 소수 캐리어가 '축적시간'으로 불리우는 짧은 시간을 요한다. 시간 t_1 이후 트랜지스터(31 및 34)를 통해 급속히 흐르는 역전류 또는 순트랜지스터 전류는 소수 캐리어를 소거하고 트랜지스터의 손상을 방지하는 신속한 오프(OFF)를 가능하게 하는 회복 전류를 역전시킨다. 이 시간동안 어떤 역회복 전류는 분로케한 다이오드(44 및 47)를 통해 흐를 수 있다.

시간 t_1 및 t_2 간의 어떤 점에서 발생할 트랜지스터(31 및 34)의 오프(OFF)와 모든 소수 캐리어의 소거후 모든 트랜지스터의 감소 순전류(크로우바 전류 마이너스 장해전류)는 게한 다이오드(44 및 47) 전반으로 이동한다. 시간 t_2 에서 반대방향의 전류와 크로우바 전류가 같은 경우가 생길때, 순트랜지스터 전류는 제2도에 도시된 바와 같이 영으로 감소하고, 게한다이오드는 이 다이오드들의 급회복형이라고 가정한다면 도통동작을 정지한다. 트랜지스터 전류가 시간 t_2 에서 영으로 될 때 직류모션 전압을 300볼트로 순환된다. 시간 t_2 에 있어서 캐패시터(22)로부터 흐르는 오전류는 캐패시터(56)으로 지수적으로 감소하는 크로우바 전류보다 더크고 그 결과로서, 모든 장해 전류는 크로우바 회로를 통하여 흐르며 크로우바 캐패시터(56)은 직류모션 전압으로 재충전되며 필터 캐패시터(22)와 동일극성이다. 즉, 정극성선(26)에 인접한 캐패시터(56)측은 SCR(57)의 양극에 인접한 다른 측에 대해 정극성으로 충전된다. 캐패시터(56)이 충전됨에 따라 크로우바 회로를 통하는 전류는 감소하며 SCR 유지전류 이하로 강하되며 게다가 SCR(59)은 오프(OFF)되고 직류모션을 분로시키는 것으로부터 크로우바 회로를 분리시킨다. 필요하다면 본 발명이 포함되는 장치는 통과결함의 발생과 도시에 차단하여 재시동은 수동에 의하도록 하여도 된다. 그러나 어떠한 경우에도 전원(V)와 저항(61,62)는 이것의 정상적인 작동 상태와 도면에 표시된 극성을 가진 캐패시터(56)을 제공할 것이고 따라서 어떠한 통과결함에 대해서도 대비할 수 있다.

본 발명이 또한 출력측의 단락회로, 즉 인버터출력측의 단락인 경우에 트랜지스터 보호상 유효하다는 것은 명백하다. 예를 들면, 회로점합 또는 출력단자(37 및 38)이 트랜지스터(32 및 34)가 인버터의 정상 작동중에 제어 회로망(42)에 의해 온(ON)될 때 한꺼번에 단락되는 것으로 추정된다. 그 상태에서, 트랜지스터(32 및 34)는 직류모션 양단의 단락을 반드시 야기시키며 따라서 결함이 생긴다. 그러나 이들 트랜지스터(32 및 34)는 직류모션 양단의 단락을 반드시 야기시키며 따라서 결함이 생긴다. 그러나 이들 트랜지스터는 상술된 바와 같이 동일한 방법으로 작동되는 본 발명의 보호장치에 의해 파괴로부터 보호받게 된다.

본 발명의 많은 장점중의 하나는 역전류 및 전압에 기인하는 결함 트랜지스터를 종래의 장치보다 훨씬 빨리 오프(OFF)시켜 보다 더 완전한 보호를 제공하는 것이다. 더우기 SCR(57)은 100마이크로 초 이하의 단일 파동전류만 실행하기 때문에 비교적 소형이며 값이 싸다. SCR 전류는 직렬 접속된 크로우바 캐패시터로 인하여 급속히 여으로 강하된다. 방역판은 전혀 필요없다. 종래의 장치에 있어서 장해 전류를 전환시키는 SCR은 필터 캐패시터로부터 전체 충전을 처리하는 용량을 가져야만 오프(OFF)가 될때까지 적은 전압강하(하나의 다이오드에 의한 강하)치로 유지되기 때문에 2차 항복에 의한 손상도 피할 수 있다. 본 발명의 구성에 의하면, 종래의 구성에 있어서와 같이 2차 항복 파괴가 생기는 큰 전류가 트랜지스터에 흐를때, 이트랜지스터는 결코 높은 모션전압에 차단되는 경우가 없다.

본 발명의 특별한 실시예가 도시되고 설명되는 한편 변형물이 제작될 수 있으므로 본 발명의 중요한 내용 및 범주내에 드는 이러한 모든 변형물로 부터 보호되도록 부가된 청구범위에서 제안한다.

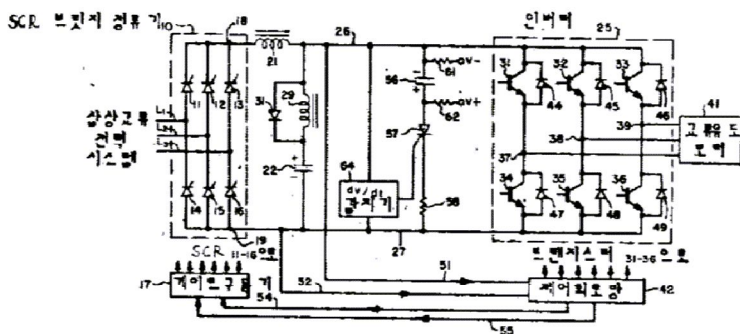
(57) 청구의 범위

청구항 1

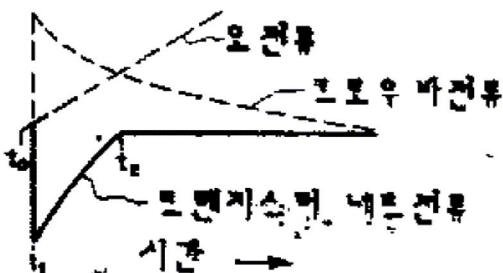
직류모선의 단락과 동시에 예기치 못하게 도전 되거나 장애를 받을 때마다 에미터-콜렉터 도전로를 통한 필터 캐패시터(22)의 방전에 의해 일어나는 불필요한 관통결함 전류를 갖게 되는, 적어도 한쌍의 전력 바이폴라 트랜지스터(직류 모선에 접속되어 있는)가 구비된 인버터의 양단에 분로접속된 필터 캐패시터(22)를 갖는 직류전원의 양극과 음극의 두 선에서 수신되는 직류 전압에 의해 구동되는 전원 트랜지스터 인버터에 대한 관통결함 보호 장치에 있어서, 쇼크(29)를 직류모선의 양극 및 음극에 필터 캐패시터(22)와 직렬로 연결시켜, 램프 함수를 따라 선형적으로 증가하는 고정전류의 발생 및 관통결함 전류 증가비를 제한하도록 캐패시터 리플전류만을 전환하게 구비시키고, 크로바 회로를 직류모선의 양단에 분로 접속시켜, 그 분로상에 크로바 캐패시터(56)와 SCR이 직렬 접속되게 구성하며, 저항(61 및 62)로서 크로바 캐패시터(56)을 필터 캐패시터(22)의 전하에 반대 극성으로 충전되게 전환시켜 필터 캐패시터(22)의 양전하로 충전된 단자가 직류모선의 양극선에 인접하게 하고 크로바 캐패시터(56)의 음전하로 충전된 단자도 양극선에 인접하도록 구성하고, 통과결함에 대응하는 제어장치(64)가 SCR을 도통 개시하게 하여 필터 캐패시터(22)로부터 고장전류의 반대방향으로 장애 트랜지스터를 흐르는 고전류의 크로바 전류를 전환하는 크로바 캐패시터(56)를 방전시키고, 트랜지스터를 급속히 오프(OFF)시켜 파괴를 방지하도록 소수 캐리어를 제거하며 장애 트랜지스터를 흐르는 고전류의 역재생 전류를 발생시켜 관통결함의 발생초기에 크로바 전류의 순간진폭을 고장 전류의 순간진폭보다 훨씬 크게 하면서, 순트랜지스터 전류가 영으로 되는 순간에 그 반대로 흐르는 크로바 및 고장 전류가 같아지게 할때까지 고장전류가 램프 함수에 따라 선형적으로 증가되게 하며 동시에 크로바 전류가 지속적으로 감소되게 하고 그 이후 필터 캐패시터(22)와 극성이 같은 상기의 크로바 캐패시터(56)를 재충전시키며 상기 크로바 회로에 같은 방향으로 이어지는 고장 및 크로바 전류를 흐르게 하며, 각 트랜지스터의 에미터-콜렉터 도전로가 소수 캐리어의 제거 및 트랜지스터의 오프(OFF) 이후에 감소하는 순트랜지스터 전류를 도전시키는, 반대로 극화된 케한다이오드에 의하여 분리로 구성되어 있는 관통결함 보호장치.

도면

도면1



도면2



도면3

