



(19) 대한민국특허청(KR)  
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2020년04월06일  
(11) 등록번호 10-2096810  
(24) 등록일자 2020년03월30일

- (51) 국제특허분류(Int. Cl.)  
H02M 5/458 (2006.01) H02M 1/42 (2007.01)  
H02M 7/5395 (2006.01) H02P 27/08 (2006.01)  
H02P 5/74 (2006.01)
- (52) CPC특허분류  
H02M 5/458 (2013.01)  
H02M 1/4225 (2013.01)
- (21) 출원번호 10-2018-7009832
- (22) 출원일자(국제) 2017년10월18일  
심사청구일자 2018년04월06일
- (85) 번역문제출일자 2018년04월06일
- (65) 공개번호 10-2019-0057019
- (43) 공개일자 2019년05월27일
- (86) 국제출원번호 PCT/JP2017/037720
- (87) 국제공개번호 WO 2019/077700  
국제공개일자 2019년04월25일
- (56) 선행기술조사문헌  
US20120049774 A1  
JP2015171282 A  
JP2001245487 A

- (73) 특허권자  
히타치 존슨 컨트론티즈 쿠쵸 가부시카가이샤  
일본국 도쿄도 미나토쿠 카이간 1초메 16방 1고
- (72) 발명자  
오구라 요지  
일본 1050022 도쿄도 미나토쿠 가이간 1초메 16반  
1고 히타치 존슨 컨트론티즈 쿠쵸 가부시카가이샤  
내  
우에타 가즈히로  
일본 1050022 도쿄도 미나토쿠 가이간 1초메 16반  
1고 히타치 존슨 컨트론티즈 쿠쵸 가부시카가이샤  
내  
(뒷면에 계속)
- (74) 대리인  
장수길

전체 청구항 수 : 총 5 항

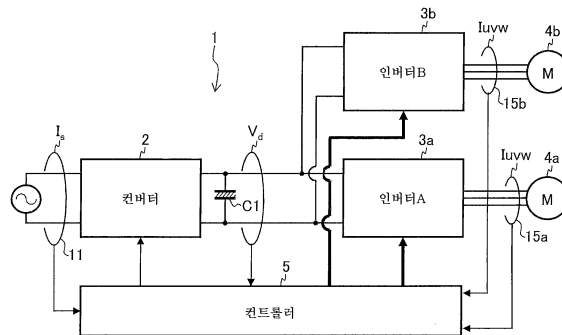
심사관 : 남배인

(54) 발명의 명칭 전력 변환 장치 및 냉동 공조 기기

(57) 요약

입력 또는 출력에 따라서 컨버터의 승압 동작과 인버터의 간헐 통전 동작을 최적으로 동작시킨다. 그 때문에, 전력 변환 장치(1)는, 전원 전압의 단락과 정류를 교대로 행하는 스위칭 동작에 의해 출력하는 직류 전압을 승압 가능한 컨버터(2)와, 이 컨버터(2)에 의해 출력된 직류 전압을 3상 교류 전력으로 변환할 때, 모터 전류의 제로 크로스 부근의 스위칭을 OFF로 하는 간헐 통전이 가능한 인버터(3a, 3b)와, 컨버터(2)의 승압 동작과 인버터(3a, 3b)의 간헐 통전 동작을 연동시키는 컨트롤러(5)를 구비한다.

대표도 - 도1



(52) CPC특허분류

*H02M 7/5395* (2013.01)

*H02P 27/08* (2013.01)

*H02P 5/74* (2013.01)

*Y02B 70/126* (2013.01)

(72) 발명자

**다무라 겐지**

일본 1050022 도쿄도 미나토쿠 가이간 1초메 16반  
1고 히타치 존슨 컨트롤즈 쿠쇼 가부시키키가이샤 내

**하츠세 와타루**

일본 1050022 도쿄도 미나토쿠 가이간 1초메 16반  
1고 히타치 존슨 컨트롤즈 쿠쇼 가부시키키가이샤 내

**명세서**

**청구범위**

**청구항 1**

삭제

**청구항 2**

전원의 리액터를 통한 단락과 정류를 교대로 행하는 스위칭 동작에 의해 출력하는 직류 전압을 승압 가능한 컨버터와,

상기 컨버터에 의해 출력된 상기 직류 전압을 3상 교류 전력으로 변환할 때, 모터 전류의 제로 크로스 부근의 스위칭을 OFF로 하는 간헐 통전이 가능한 인버터와,

상기 컨버터의 승압 동작과 상기 인버터의 간헐 통전 동작을 연동시키는 컨트롤러를

구비하며,

상기 컨트롤러는, 상기 컨버터의 정류에 의해 직류 전압을 출력할 때 상기 인버터를 간헐 통전시키고, 상기 컨버터의, 교류 전원 전압의 반사이클 중에서 미리 정해진 위상에서 복수회 역률 개선 동작을 행하는 부분적인 스위칭 동작에 의해 직류 전압을 출력할 때 상기 인버터를 간헐 통전시키지 않는 것을 특징으로 하는, 전력 변환 장치.

**청구항 3**

전원의 리액터를 통한 단락과 정류를 교대로 행하는 스위칭 동작에 의해 출력하는 직류 전압을 승압 가능한 컨버터와,

상기 컨버터에 의해 출력된 상기 직류 전압을 3상 교류 전력으로 변환할 때, 모터 전류의 제로 크로스 부근의 스위칭을 OFF로 하는 간헐 통전이 가능한 인버터와,

상기 컨버터의 승압 동작과 상기 인버터의 간헐 통전 동작을 연동시키는 컨트롤러를

구비하며,

상기 인버터를 2대 구비하고 있고,

상기 컨트롤러는, 상기 컨버터의 정류에 의해 직류 전압을 출력할 때 2대의 상기 인버터를 간헐 통전시키고, 상기 컨버터의, 교류 전원 전압의 반사이클 중에서 미리 정해진 위상에서 복수회 역률 개선 동작을 행하는 부분적인 스위칭 동작에 의해 직류 전압을 출력할 때 상기 인버터 중 1대를 간헐 통전시키고, 상기 컨버터의 스위칭 동작에 의해 직류 전압을 출력할 때 2대의 상기 인버터를 간헐 통전시키지 않는 것을 특징으로 하는, 전력 변환 장치.

**청구항 4**

제2항 또는 제3항에 있어서, 상기 인버터는,

PWM 제어를 행하기 위한 펄스 신호를 출력하는 펄스 제어부와,

3상 구성의 스위칭 레그를 구비하여 구성되고, 상기 펄스 제어부로부터 출력된 상기 펄스 신호를 사용하여, 직류 전력을 교류 전력으로 변환하는 전력 변환 회로와,

상기 전력 변환 회로의 전류를 검출하는 전류 검출부와,

상기 전류 검출부에서 검출된 전류에 기초하여 벡터 제어를 행하고, 상기 펄스 제어부의 명령 전압을 생성하는 벡터 제어부와,

상기 전력 변환 회로의 소정의 상의 정측 및 부측의 스위치 소자를 정지하기 위해서, 상기 전력 변환 회로의 전류 위상을 기준으로 하여 정해진 구간의 상기 펄스 신호를 정지시키는 펄스 정지 제어 신호를 생성하는 펄스 정

지 제어부를 구비하는 것을 특징으로 하는, 전력 변환 장치.

**청구항 5**

제2항 또는 제3항에 있어서, 상기 컨버터는,

교류 전원에 접속되어, 제1 내지 제4 다이오드를 갖는 정류 회로와,

제3 다이오드를 기생 다이오드로서 포함하거나 또는 제3 다이오드에 병렬 접속되어 있으며, 당해 제3 다이오드가 오프되는 방향에 대하여 내전압 특성을 갖고, 또한 상기 제1 내지 제4 다이오드의 순방향 전압 강하보다도 포화 전압이 낮은 제1 스위칭 소자와,

상기 제4 다이오드를 기생 다이오드로서 포함하거나, 또는 상기 제4 다이오드에 병렬 접속되어 있으며, 당해 제4 다이오드가 오프되는 방향에 대하여 내전압 특성을 갖고, 또한 상기 제1 내지 제4 다이오드의 순방향 전압 강하보다도 포화 전압이 낮은 제2 스위칭 소자와,

상기 교류 전원과 상기 정류 회로 사이에 설치되는 리액터를

구비하는 것을 특징으로 하는, 전력 변환 장치.

**청구항 6**

제2항 또는 제3항에 기재된 전력 변환 장치를 구비하는 것을 특징으로 하는, 냉동 공조 기기.

**발명의 설명**

**기술 분야**

[0001] 본 발명은 전력 변환 장치 및 냉동 공조 기기에 관한 것이다.

**배경 기술**

[0002] 단상 교류로부터 직류 전압으로 변환하는 컨버터 회로는, 출력에 따라서 리액터를 통한 단락에 의해, 이 리액터에 에너지를 모으고, 정류 동작 시에 리액터의 에너지를 방출하는 동작을 반복한다. 이에 의해 컨버터 회로는 직류 전압을 승압하고, 영구 자석 동기 모터의 고효율화와 고출력화를 도모하고 있다.

[0003] 또한, 직류 전압을 3상 교류 전력으로 변환하고, 영구 자석 동기 모터를 구동하는 인버터 회로는, 전류 제로 크로스 부근의 스위칭을 OFF로 하는 간헐 통전 제어를 행한다. 이에 의해 인버터 회로는 전력 변환 회로 및 영구 자석 동기 모터의 고효율화를 도모하고 있다. 입력이나 출력에 따라서, 컨버터 회로의 승압 동작이나 인버터 회로의 간헐 통전 동작을 행하게 함으로써, 전력 변환 장치의 고효율화를 도모할 수 있다.

[0004] 또한, 단일 마이크로컴퓨터에서 복수의 모터를 구동함으로써, 전력 변환 장치를 저비용화할 수 있다. 그러나, 단일 마이크로컴퓨터가 연산을 행하는 경우, 연산 부하의 증가에 의해 컨버터 회로나 인버터 회로를 제어할 수 없게 될 우려가 있다.

**선행기술문헌**

**특허문헌**

[0005] (특허문헌 0001) 일본 특허 제5718474호 공보

**발명의 내용**

**해결하려는 과제**

[0006] 특허문헌 1에는, 인버터 회로측의 간헐 통전 동작만이 기재되어 있다. 이와 같은 구성에서는, 컨버터 회로측의 동작에 의하지 않고 간헐 통전 동작이 행해질 우려가 있다. 바꾸어 말하면, 단일의 마이크로컴퓨터에서 연산을 행하는 경우에, 연산 부하의 증가에 의해 모터를 제어할 수 없게 될 우려가 있다. 따라서, 출력 조건에 의해 승압 동작과 간헐 통전 제어 동작을 연동 동작시켜, 연산 부하의 저감을 도모하는 것이 유효하다.

[0007] 그래서, 본 발명은, 입력 또는 출력에 따라서 컨버터의 승압 동작과 인버터의 간헐 통전 동작을 최적으로 동작시키는 전력 변환 장치 및 그것을 사용한 냉동 공조 기기를 실현하는 것을 과제로 한다.

**과제의 해결 수단**

[0008] 상기한 과제를 해결하기 위해서, 본 발명의 전력 변환 장치는, 전원의 리액터를 통한 단락과 정류를 교대로 행하는 스위칭 동작에 의해 출력하는 직류 전압을 승압 가능한 컨버터와, 상기 컨버터에 의해 출력된 상기 직류 전압을 3상 교류 전력으로 변환할 때, 모터 전류의 제로 크로스 부근의 스위칭을 OFF로 하는 간헐 통전이 가능한 인버터와, 상기 컨버터의 승압 동작과 상기 인버터의 간헐 통전 동작을 연동시키는 컨트롤러를 구비하는 것을 특징으로 한다.

[0009] 그 밖의 수단에 대해서는, 발명을 실시하기 위한 형태 내에서 설명한다.

[0010] 본 발명과 같은 구성으로 함으로써, 입력 또는 출력에 따라서, 컨버터의 승압 동작과 인버터의 간헐 통전 동작을 최적으로 동작시켜, 고효율의 전력 변환 장치를 구동할 수 있다.

**발명의 효과**

[0011] 본 발명에 따르면, 입력 또는 출력에 따라서, 컨버터의 승압 동작과 인버터의 간헐 통전 동작을 최적으로 동작시키는 전력 변환 장치 및 그것을 사용한 냉동 공조 기기를 실현할 수 있다.

**도면의 간단한 설명**

- [0012] 도 1은 본 실시 형태에 있어서의 전력 변환 장치를 나타내는 개략의 구성도이다.
- 도 2는 컨버터와 컨트롤러를 나타내는 개략의 구성도이다.
- 도 3은 교류 전원 전압이 정인 극성의 경우에 있어서, 다이오드 정류를 행했을 때, 회로에 흐르는 전류 경로를 도시한 도면이다.
- 도 4는 교류 전원 전압이 부인 극성의 경우에 있어서, 다이오드 정류를 행했을 때, 회로에 흐르는 전류 경로를 도시한 도면이다.
- 도 5는 교류 전원 전압이 정인 극성의 경우에 있어서, 동기 정류를 행했을 때, 회로에 흐르는 전류 경로를 도시한 도면이다.
- 도 6은 교류 전원 전압이 부인 극성의 경우에 있어서, 동기 정류를 행했을 때, 회로에 흐르는 전류 경로를 도시한 도면이다.
- 도 7은 동기 정류 시에 있어서의, 전원 전압과 회로 전류와 MOSFET의 구동 펄스의 파형도이다.
- 도 8은 교류 전원 전압이 정인 극성의 경우에 있어서, 역률 개선 동작을 행한 경우에 회로에 흐르는 전류 경로를 도시한 도면이다.
- 도 9는 교류 전원 전압이 부인 극성의 경우에 있어서, 역률 개선 동작을 행한 경우에 회로에 흐르는 전류 경로를 도시한 도면이다.
- 도 10은 부분 스위칭(2 쇼트)을 행한 경우에 있어서, 전원 전압과 회로 전류와 MOSFET의 구동 펄스의 파형도이다.
- 도 11은 고속 스위칭을 행한 경우에 있어서, 전원 전압과 회로 전류와 MOSFET의 구동 펄스의 파형도이다.
- 도 12는 부분 스위칭의 개요를 설명한 도면이다.
- 도 13은 부분 스위칭으로부터 고속 스위칭으로 전환하기 전의 전류 파형을 설명한 도면이다.
- 도 14는 부분 스위칭으로부터 고속 스위칭으로 전환한 후의 전류 파형을 설명한 도면이다.
- 도 15는 인버터의 회로 구성을 나타내는 도면이다.
- 도 16은 인버터의 동작 시에 전동기에 흐르는 교류 전압, 교류 전류 및 펄스 신호의 관계를 나타내는 파형도이다.

도 17은 인버터의 간헐 통전 동작 시에 전동기에 흐르는 교류 전압, 교류 전류 및 펄스 신호와, 상 펄스 정지 제어 신호의 관계를 나타내는 파형도이다.

도 18은 실기를 구동한 경우의, U상 전압, U상 전류 및 펄스 신호의 관계를 나타내는 파형도이다.

도 19는 인버터의 간헐 통전 동작에 의한, 상 펄스 정지 구간(개방상 구간)  $\delta$ 에 대한 전력 변환 회로 손실, 전동기 손실 및 그것들을 더한 종합 손실의 관계를 나타내는 특성도이다.

도 20은 본 실시 형태에 있어서의 공기 조화기의 실내기, 실외기 및 리모컨의 정면도이다.

도 21은 컨버터의 동작 모드와 인버터의 동작 모드를 전환하는 모습을 설명한 개요도이다.

**발명을 실시하기 위한 구체적인 내용**

- [0013] 이후, 본 발명을 실시하기 위한 형태를, 각 도면을 참조하여 상세하게 설명한다.
- [0014] 도 1은, 본 실시 형태에 있어서의 전력 변환 장치(1)를 나타내는 개략의 구성도이다.
- [0015] 전력 변환 장치(1)는 교류 전원(VS)에 접속된 컨버터(2)와, 인버터(3a) 및 모터(4a)와, 인버터(3b) 및 모터(4b)와, 이것들을 통괄 제어하는 컨트롤러(5)를 포함하고 있다. 전력 변환 장치(1)는 추가로, 전류 검출부(11)와, 평활 콘덴서(C1)와, 상전류 검출부(15a, 15b)를 구비한다. 이 전력 변환 장치(1)는 공기 조화기에 탑재되어 있다. 또한, 도면상 인버터(3a)를 「인버터 A」라고 기재하고, 인버터(3b)를 「인버터 B」라고 기재하고 있다.
- [0016] 컨버터(2)는 전원 전압을 직류 전압으로 변환하고, 전원의 코일을 통한 단락과 정류를 교대로 행하는 스위칭 동작에 의해 출력하는 직류 전압을 승압 가능하다. 인버터(3a)는 직류 전압을 교류로 변환하여 모터(4a)를 회전 구동한다. 모터(4a)는 공기 조화기의 팬을 회전시키는 팬 모터이다. 인버터(3b)는 직류 전압을 교류로 변환하여 모터(4b)를 구동한다. 모터(4b)는 공기 조화기의 컴프레서 동작시키는 컴프레서 모터이다. 또한, 인버터(3a)와 인버터(3b)는 동일한 회로 구성을 구비하고, 동일한 제어에 의해 각 모터(4a, 4b)를 회전 구동한다.
- [0017] 컨트롤러(5)는 전류 검출부(11)가 검출한 회로 전류  $i_s$ , 컨버터(2)가 출력하는 직류 전압  $V_d$  등에 기초하여, 컨버터(2)를 제어한다. 컨트롤러(5)는 추가로, 상전류 검출부(15a, 15b)가 검출한 전류 정보나 전압 정보 등에 기초하여, 인버터(3a, 3b)를 제어한다. 컨트롤러(5)는 컨버터(2)의 승압 동작과 인버터(3a, 3b)의 간헐 통전 동작을 연동시키는 것이 가능하다.
- [0018] 이하, 도 2 내지 도 14를 참조하면서, 컨버터(2)와 컨트롤러(5)의 구성과 동작을 설명한다. 도 15 내지 도 19를 참조하면서, 인버터(3a)와 컨트롤러(5)의 구성과 동작을 설명한다.
- [0019] 도 2는, 컨버터(2)와 컨트롤러(5) 등을 나타내는 개략의 구성도이다.
- [0020] 도 2에 도시한 바와 같이, 컨버터(2)는 교류 전원(VS)으로부터 공급되는 교류 전원 전압  $V_s$ 를 직류 전압  $V_d$ 로 변환하고, 이 직류 전압  $V_d$ 를 부하(H)(인버터, 모터 등)로 출력한다. 컨버터(2)는 그 입력측이 교류 전원(VS)에 접속되고, 출력측이 부하(H)에 접속되어 있다.
- [0021] 컨버터(2)는 리액터(L1)와, 평활 콘덴서(C1)와, 다이오드(D1, D2, D3, D4), 스위칭 소자인 MOSFET(Q1, Q2) 및 셉트 저항(R1)을 구비하고 있다. 다이오드(D1, D2, D3, D4)와 MOSFET(Q1, Q2)는 브리지 정류 회로(10)를 구성한다.
- [0022] 또한, MOSFET(Q1, Q2)는 스위칭 소자이며, 다이오드(D3)는 MOSFET(Q1)의 기생 다이오드이다. 다이오드(D4)는 MOSFET(Q2)의 기생 다이오드이다. 또한, MOSFET(Q1)와 MOSFET(Q2)의 포화 전압은, 다이오드(D1, D2)와 기생 다이오드(D3, D4)의 순방향 전압 강하보다도 낮다.
- [0023] 다이오드(D1, D2)와 MOSFET(Q1, Q2)는 브리지 접속되어 있다. 다이오드(D1)의 애노드는, 다이오드(D2)의 캐소드에 접속되고, 그 접속점(N1)은 배선(hb)을 통해 교류 전원(VS)의 일단에 접속되어 있다.
- [0024] MOSFET(Q1)의 소스는 MOSFET(Q2)의 드레인에 접속되어 있다. MOSFET(Q1)의 소스는 접속점(N2)과 배선(ha)과 리액터(L1)를 통해 교류 전원(VS)의 일단에 접속되어 있다.
- [0025] 다이오드(D2)의 애노드는 MOSFET(Q2)의 소스에 접속되어 있다.
- [0026] MOSFET(Q1)의 드레인은 다이오드(D1)의 캐소드에 접속되어 있다.

- [0027] 또한, 다이오드(D1)의 캐소드와 MOSFET(Q1)의 드레인, 배선(hc)을 통해 평활 콘덴서(C1)의 정극과 부하(H)의 일단에 접속되어 있다. 또한 다이오드(D2)와 MOSFET(Q2)의 소스는 셉트 저항(R1)과 배선(hd)을 통해, 각각 평활 콘덴서(C1)의 부극 및 부하(H)의 타단에 접속되어 있다.
- [0028] 리액터(L1)는 배선(ha) 상에, 즉, 교류 전원(VS)와 브리지 정류 회로(10) 사이에 설치되어 있다. 이 리액터(L1)는 교류 전원(VS)으로부터 공급되는 전력을 에너지로서 축적하고, 또한 이 에너지를 방출함으로써 승압을 행한다.
- [0029] 평활 콘덴서(C1)는, 다이오드(D1)나 MOSFET(Q1)를 통해 정류된 전압을 평활화하여, 직류 전압 Vd로 한다. 이 평활 콘덴서(C1)는 브리지 정류 회로(10)의 출력측에 접속되어 있고, 정극측이 배선(hc)에 접속되고, 부극측이 배선(hd)에 접속된다.
- [0030] 스위칭 소자인 MOSFET(Q1, Q2)는 후기하는 컨버터 제어부(18)로부터의 명령에 의해 온/오프 제어된다. 스위칭 소자로서 MOSFET(Q1, Q2)를 사용함으로써, 스위칭을 고속으로 행할 수 있다. 또한 전압 드롭이 작은 MOSFET에 전류를 흐르게 함으로써, 소위 동기 정류 제어를 행하는 것이 가능하여, 회로의 도통 손실을 저감할 수 있다.
- [0031] 이 MOSFET(Q1, Q2)로서, 온 저항이 작은 슈퍼 정션 MOSFET를 사용함으로써 도통 손실을 더욱 저감하는 것이 가능하다. 여기서, MOSFET의 기생 다이오드에는, 회로 단락 동작에 의한 역방향 전압 인가 시에 역회복 전류가 발생한다. 특히 슈퍼 정션 MOSFET의 기생 다이오드는, 통상의 MOSFET 기생 다이오드에 대하여 역회복 전류가 많아, 스위칭 손실이 크다는 과제가 있다. 그래서, MOSFET(Q1, Q2)로서, 역회복 시간(trr: Reverse Recovery Time)이 작은 MOSFET를 사용함으로써, 스위칭 손실을 저감할 수 있다.
- [0032] 다이오드(D1, D2)는 액티브 동작 시에 있어서도 역회복 전류가 발생하지 않기 때문에, 그 순방향 전압이 작은 것을 선정하는 것이 바람직하다. 예를 들어, 일반적인 정류 다이오드나 교류 내압의 쇼트키 배리어 다이오드를 사용함으로써, 회로의 도통 손실을 저감하는 것이 가능하다.
- [0033] 셉트 저항(R1)은 회로에 통류되는 순시 전류를 검출하는 기능을 갖고 있다.
- [0034] 이 컨버터(2)는 컨트롤러(5)에 의해 제어된다. 컨트롤러(5)는 게인 제어부(12)와, 교류 전압 검출부(13)와, 제로 크로스 판정부(14)와, 승압비 제어부(16)와, 직류 전압 검출부(17)와, 컨버터 제어부(18)와, 부하 제어부(19a, 19b)를 구비하고 있다. 컨트롤러(5)는 전류 검출부(11)와 상전류 검출부(15a, 15b)로부터 센서 정보를 접수한다.
- [0035] 전류 검출부(11)는 회로에 통류되는 평균 전류를 검출하는 기능을 갖고 있다.
- [0036] 게인 제어부(12)는 회로 전류 실효값 Is와 직류 전압 승압비 a로부터 결정되는 전류 제어 게인 Kp를 제어하는 기능을 갖고 있다. 이 때,  $Kp \times Is$ 를 소정값으로 제어함으로써, 교류 전원 전압 Vs로부터 직류 전압 Vd를 a배로 승압할 수 있다.
- [0037] 교류 전압 검출부(13)는 교류 전원(VS)으로부터 인가되는 교류 전원 전압 Vs를 검출하는 것이며, 배선(ha, hb)에 접속되어 있다. 교류 전압 검출부(13)는 그 검출값을 제로 크로스 판정부(14)로 출력한다.
- [0038] 제로 크로스 판정부(14)는 교류 전압 검출부(13)에 의해 검출되는 교류 전원 전압 Vs의 값에 대해서, 그 정부가 전환되었는지, 즉, 제로 크로스점에 도달했는지 여부를 판정하는 기능을 갖고 있다. 제로 크로스 판정부(14)는 교류 전원 전압 Vs의 극성을 검출하는 극성 검출부이다. 예를 들어, 제로 크로스 판정부(14)는, 교류 전원 전압 Vs가 정인 기간 중에는 컨버터 제어부(18)로 '1'의 신호를 출력하고, 교류 전원 전압 Vs가 부인 기간 중에는 컨버터 제어부(18)에 '0'의 신호를 출력한다.
- [0039] 상전류 검출부(15a, 15b)는, 예를 들어 도시하지 않은 셉트 저항에 의해 구성되고, 부하(H)에 흐르는 전류를 검출하는 기능을 갖고 있다. 부하(H)는 인버터(3a, 3b) 및 모터(4a, 4b)이기 때문에, 상전류 검출부(15a, 15b)에 의해 검출한 부하 전류에 의해 모터(4a, 4b)의 회전 속도나 인가 전압을 연산한다. 또한, 후기하는 직류 전압 검출부(17)에 의해 검출한 직류 전압 Vd와 모터(4a, 4b)의 인가 전압으로부터, 인버터(3a, 3b)의 변조율을 연산해도 된다. 상전류 검출부(15a, 15b)는, 그 검출값(전류, 모터 회전수, 변조율 등)을 승압비 제어부(16)와 부하 제어부(19a, 19b)로 출력한다.
- [0040] 승압비 제어부(16)는 상전류 검출부(15a, 15b)의 검출값으로부터 직류 전압 Vd의 승압비 a를 선정하고, 그 선정 결과를 컨버터 제어부(18)로 출력한다. 그리고 컨버터 제어부(18)는 목표 전압까지 직류 전압 Vd를 승압하도록 MOSFET(Q1, Q2)로 구동 펄스를 출력하여, 스위칭 제어를 행한다.

- [0041] 직류 전압 검출부(17)는 평활 콘덴서(C1)에 인가되는 직류 전압 Vd를 검출하는 것이며, 그 정측이 배선(hc)에 접속되고, 부측이 배선(hd)에 접속되어 있다. 직류 전압 검출부(17)는 그 검출값을 컨버터 제어부(18)로 출력한다. 또한, 직류 전압 검출부(17)의 검출값은, 부하(H)에 인가되는 전압값이 소정의 목표값에 달하고 있는지의 여부를 판정에 사용된다.
- [0042] 컨버터 제어부(18)를 포함하는 컨트롤러(5)는, 예를 들어 마이크로컴퓨터(Microcomputer: 도시하지 않음)이다. 마이크로컴퓨터는, ROM(Read Only Memory)에 기억된 프로그램을 판독하여 RAM(Random Access Memory)으로 전개하고, CPU(Central Processing Unit)가 각종 처리를 실행한다. 컨버터 제어부(18)는 전류 검출부(11) 또는 셉트 저항(R1), 게인 제어부(12), 제로 크로스 판정부(14), 승압비 제어부(16) 및 직류 전압 검출부(17)로부터 입력되는 정보에 기초하여, MOSFET(Q1, Q2)의 온/오프를 제어한다. 또한, 컨버터 제어부(18)가 실행하는 처리에 대해서는 후기한다.
- [0043] 부하 제어부(19a, 19b)는, 각각 부하(H)에 포함되는 인버터(3a, 3b)(도 1 참조)를 제어하는 것이다. 부하 제어부(19a) 및 인버터(3a)는 후기하는 도 15 내지 도 19에서 설명한다.
- [0044] 이어서, 본 발명의 컨버터(2)의 동작 모드에 대하여 설명한다.
- [0045] 컨버터(2)의 동작 모드를 크게 구별하면, 다이오드 정류 모드, 동기 정류 모드, 부분 스위칭 모드, 고속 스위칭 모드의 4개가 있다. 부분 스위칭 모드와 고속 스위칭 모드는, 컨버터(2)가 액티브 동작(역률 개선 동작)을 행하는 모드이며, 브리지 정류 회로(10)에 역률 개선 전류를 통류시킴으로써, 직류 전압 Vd의 승압과 역률의 개선을 행한다. 예를 들어 인버터(3a, 3b)나 모터(4a, 4b) 등의 부하가 큰 경우에는, 직류 전압 Vd를 승압할 필요가 있다. 또한, 부하가 커지고, 컨버터(2)에 흐르는 전류가 커짐에 따라서 고조파 전류도 증대되어 버린다. 그 때문에, 고부하의 경우에는, 부분 스위칭 모드 또는 고속 스위칭 모드에서 승압을 행하고, 고조파 전류의 저감, 즉, 전원 입력의 역률을 개선시킬 필요가 있다.
- [0046] 《다이오드 정류 모드》
- [0047] 다이오드 정류 모드는, 다이오드(D1, D2)와 기생 다이오드(D3, D4)를 사용하여 전과 정류를 행하는 모드이다. 이 모드에서는 MOSFET(Q1) 및 MOSFET(Q2)는 오프 상태이다.
- [0048] 도 3은, 교류 전원 전압 Vs가 정인 극성의 경우에 있어서, 다이오드 정류를 행했을 때, 회로에 흐르는 전류 경로를 도시한 도면이다.
- [0049] 도 3에 있어서, 교류 전원 전압 Vs가 정인 반사이클의 기간에서는, 파선 화살표로 나타내는 방향으로 전류가 흐른다. 즉, 전류는 교류 전원(VS)→리액터(L1)→기생 다이오드(D3)→평활 콘덴서(C1)→셉트 저항(R1)→다이오드(D2)→교류 전원(VS)의 순서대로 흐른다.
- [0050] 도 4는, 교류 전원 전압 Vs가 부인 극성의 경우에 있어서, 다이오드 정류를 행했을 때, 회로에 흐르는 전류 경로를 도시한 도면이다.
- [0051] 도 4에 있어서, 교류 전원 전압 Vs가 부인 반사이클의 기간에서는, 파선 화살표로 나타내는 방향으로 전류가 흐른다. 즉, 전류는 교류 전원(VS)→다이오드(D1)→평활 콘덴서(C1)→셉트 저항(R1)→기생 다이오드(D4)→리액터(L1)→교류 전원(VS)의 순서대로 흐른다.
- [0052] 《동기 정류 모드》
- [0053] 컨트롤러(5)는, 전술한 다이오드 정류에 대하여 고효율 동작을 행하기 위해서, 교류 전원 전압 Vs의 극성에 따라서 MOSFET(Q1, Q2)를 스위칭 제어함으로써, 동기 정류 제어를 행한다. 정류 동작 시에는 스위칭 횟수가 적기 때문에, 컨버터(2)의 변환 효율은 다른 모드와 비교하여 가장 높아진다. 정류 동작에 있어서, 컨버터(2)의 제어에 관한 마이크로컴퓨터 연산 부하는, 다른 모드와 비교하여 가장 작아진다.
- [0054] 도 5는, 교류 전원 전압 Vs가 정인 극성의 경우에 있어서, 동기 정류를 행했을 때, 회로에 흐르는 전류 경로를 도시한 도면이다.
- [0055] 도 5에 있어서, 교류 전원 전압 Vs가 정인 반사이클의 기간에서는, 파선 화살표로 나타내는 방향으로 전류가 흐른다. 즉, 전류는 교류 전원(VS)→리액터(L1)→MOSFET(Q1)→평활 콘덴서(C1)→셉트 저항(R1)→다이오드(D2)→교류 전원(VS)의 순서대로 흐른다. 이 때, MOSFET(Q2)는 상시 오프, MOSFET(Q1)는 상시 온 상태이다. 가령 MOSFET(Q1)가 온 상태가 아닐 경우에는, 전술한 다이오드 정류 동작과 같이 전류는 MOSFET(Q1)의 기생 다이오드(D3)를 흐른다. 그러나 통상, MOSFET의 기생 다이오드의 순방향 전압 강하가 크기 때문에, 큰 도통 손실이 발



생해버린다. 그래서, MOSFET(Q1)를 온시켜, MOSFET(Q1)의 온 저항의 부분에 전류를 흐르게 함으로써, 도통 손실의 저감을 도모하는 것이 가능하다. 이것이, 소위 동기 정류 제어의 원리이다. 또한, MOSFET(Q1)의 온 동작 개시의 타이밍으로서, 교류 전원 전압  $V_s$ 의 극성이 부로부터 정으로 전환되는 제로 크로스의 타이밍부터 행한다. MOSFET(Q1)를 오프시키는 타이밍으로서, 교류 전원 전압  $V_s$ 의 극성이 정부터 부로 전환되는 타이밍이다.

- [0056] 도 6은, 교류 전원 전압  $V_s$ 가 부인 극성의 경우에 있어서, 동기 정류를 행했을 때, 회로에 흐르는 전류 경로를 도시한 도면이다.
- [0057] 도 6에 있어서, 교류 전원 전압  $V_s$ 가 부인 반사이클의 기간에서는, 파선 화살표로 나타내는 방향으로 전류가 흐른다. 즉, 교류 전원( $V_s$ )→다이오드(D1)→평활 콘덴서(C1)→선트 저항(R1)→MOSFET(Q2)→리액터(L1)→교류 전원( $V_s$ )의 순서대로 전류가 흐른다. 이 때, MOSFET(Q1)는 상시 오프, MOSFET(Q2)는 상시 온 상태이다. 또한, MOSFET(Q2)의 온 동작 개시의 타이밍으로서, 교류 전원 전압  $V_s$ 의 극성이 정으로부터 부로 전환되는 제로 크로스의 타이밍부터 행한다. MOSFET(Q2)를 오프시키는 타이밍으로서, 교류 전원 전압  $V_s$ 의 극성이 부로부터 정으로 전환되는 타이밍이다.
- [0058] 이상과 같이 컨버터(2)를 동작시킴으로써, 고효율 동작이 가능해진다.
- [0059] 도 7은, 동기 정류 시에 있어서의, 전원 전압과 회로 전류와 MOSFET의 구동 펄스의 파형도이다.
- [0060] 도 7의 제1 그래프는 교류 전원 전압  $V_s$ 의 순시값  $v_s$ 의 파형을 나타내고, 제2 그래프는 회로 전류  $i_s$ 의 파형을 나타내고 있다. 도 7의 제3 그래프는 MOSFET(Q1)의 구동 펄스 파형을 나타내고, 제4 그래프는 MOSFET(Q2)의 구동 펄스 파형을 나타내고 있다.
- [0061] 도 7의 제1 그래프에 나타내는 바와 같이 교류 전원 전압  $V_s$ 의 순시값  $v_s$ 는, 대략 정현파 형상의 파형이다.
- [0062] 도 7의 제3 그래프에 나타내는 바와 같이 MOSFET(Q1)의 구동 펄스는, 교류 전원 전압  $V_s$ 의 극성이 정일 때에 H 레벨, 부일 때에 L 레벨이 된다.
- [0063] 도 7의 제4 그래프에 나타내는 바와 같이 MOSFET(Q2)의 구동 펄스는, MOSFET(Q1)의 구동 펄스와는 반전되어 있고, 교류 전원 전압  $V_s$ 의 극성이 정일 때에 L 레벨, 부일 때에 H 레벨이 된다.
- [0064] 도 7의 제2 그래프에 나타내는 바와 같이, 회로 전류  $i_s$ 는, 교류 전원 전압  $V_s$ 가 소정 진폭에 도달한 경우, 즉, 교류 전원 전압  $V_s$ 가 직류 전압  $V_d$ 에 비해 큰 경우에 흐른다.
- [0065] 《고속 스위칭 동작》
- [0066] 다음으로 직류 전압  $V_d$ 의 승압과 역률의 개선을 행하는 고속 스위칭 동작에 대하여 설명한다. 이 때, 교류 전원( $V_s$ )으로부터 입력되는 전력은, 다른 모드보다도 많다. 한편, 고속 스위칭 동작에서는 스위칭 횟수가 많아, 단락 동작을 많이 행하기 때문에, 컨버터(2)의 직류 전압을 높게 하는 승압 능력 및 고조파 성분의 억제 효과는, 다른 모드와 비교하여 가장 높아진다.
- [0067] 이 동작 모드에서는, 어떤 스위칭 주파수에서 MOSFET(Q1, Q2)를 스위칭 제어하여, 리액터(L1)를 통해 회로를 단락시키고(이후, 역률 개선 동작이라 칭함), 회로에 단락 전류(이후, 역률 개선 전류라 칭함)를 통류시킴으로써, 직류 전압  $V_d$ 의 승압과 역률의 개선을 행한다. 먼저, 역률 개선 전류를 통류시켰을 경우의 동작에 대하여 설명한다.
- [0068] 교류 전원 전압  $V_s$ 가 정인 사이클에서 동기 정류를 행한 경우, 전류의 흐름은 도 5와 같고, MOSFET(Q1, Q2)의 동작에 대해서는 상기한 바와 같다. 이 때, 도 7의 제2 그래프에 도시한 바와 같이, 전원 전압에 대하여 회로 전류  $i_s$ 는 왜곡되어 있다. 이것은, 전류가 흐르는 타이밍이 교류 전원 전압  $V_s$ 에 대하여 직류 전압  $V_d$ 가 작아졌을 경우만인 것으로, 리액터(L1)의 특성으로부터 발생하는 것이다.
- [0069] 그래서, 복수회에 걸쳐 회로에 역률 개선 전류를 통류시켜, 회로 전류  $i_s$ 를 정현파에 근접시킴으로써 역률의 개선을 행하여, 고조파 전류를 저감한다.
- [0070] 도 8은, 교류 전원 전압  $V_s$ 가 정인 극성의 경우에 있어서, 역률 개선 동작을 행한 경우에 회로에 흐르는 전류 경로를 도시한 도면이다.
- [0071] 단락 전류  $i_{sp}$ 의 경로는, 교류 전원( $V_s$ )→리액터(L1)→MOSFET(Q2)→다이오드(D2)→교류 전원( $V_s$ )의 순서이다. 이 때, 리액터(L1)에는, 이하의 식 (1)로 표시되는 에너지가 축적된다. 이 에너지가 평활 콘덴서(C1)에 방출됨으로써, 직류 전압  $V_d$ 가 승압된다.

$$W = \frac{1}{2} \cdot L1 \cdot I_{sp}^2 \dots (1)$$

[0072]

[0073]

교류 전원 전압 Vs가 부인 사이클에서 동기 정류를 행한 경우의 전류의 흐름은 도 6과 같고, MOSFET(Q1, Q2)의 동작에 대해서는 상기한 바와 같다.

[0074]

도 9는, 교류 전원 전압 Vs가 부인 극성의 경우에 있어서, 역률 개선 동작을 행한 경우에 회로에 흐르는 전류 경로를 도시한 도면이다.

[0075]

전류의 경로는, 교류 전원(VS)→다이오드(D1)→MOSFET(Q1)→리액터(L1)→교류 전원(VS)의 순서가 된다. 이 때 도, 상기한 바와 같이 리액터(L1)에 에너지가 축적되고, 그 에너지에 의해 직류 전압 Vd가 승압된다.

[0076]

도 10은, 부분 스위칭 동작(2 쇼트)을 행한 경우에 있어서, 전원 전압과 회로 전류와 MOSFET의 구동 펄스의 파형도이다.

[0077]

도 10의 제1 그래프는 교류 전원 전압 Vs의 순시값 vs의 파형을 나타내고, 제2 그래프는 회로 전류 is의 파형을 나타내고 있다. 도 10의 제3 그래프는 MOSFET(Q1)의 구동 펄스 파형을 나타내고, 제4 그래프는 MOSFET(Q2)의 구동 펄스 파형을 나타내고 있다.

[0078]

도 10의 제1 그래프에 나타내는 바와 같이 교류 전원 전압 Vs의 순시값 vs는, 대략 정현파 형상의 파형이다.

[0079]

도 10의 제3 그래프에 나타내는 바와 같이 MOSFET(Q1)의 구동 펄스는, 교류 전원 전압 Vs의 극성이 정일 때에 H 레벨이 되고, 또한 소정 타이밍에 2회의 L 레벨의 펄스가 된다. 교류 전원 전압 Vs의 극성이 부일 때에 L 레벨이 되고, 또한 소정 타이밍에 2회의 H 레벨의 펄스가 된다.

[0080]

도 10의 제3 그래프에 나타내는 바와 같이 MOSFET(Q2)의 구동 펄스는, MOSFET(Q1)의 구동 펄스와는 반전되어 있다. 이것은, 역률 개선 동작과 동기 정류를 조합하여 행하고 있기 때문이다. 예를 들어 교류 전원 전압 Vs가 정인 극성의 경우에 있어서, MOSFET(Q2)가 온되어 역률 개선 동작을 행한다. 그 후 MOSFET(Q1)가 오프된 후, MOSFET(Q2)가 온되어 있는 구간은 동기 정류 동작이 된다. 이와 같이, 역률 개선 동작과 동기 정류 동작을 조합함으로써, 역률 개선을 행하면서 고효율 동작이 가능하다.

[0081]

도 10의 제2 그래프에 나타내는 바와 같이, 회로 전류 is는, 교류 전원 전압 Vs가 정극성이면서, MOSFET(Q2)의 구동 펄스가 H 레벨이 되었을 때에 상승되고, 교류 전원 전압 Vs가 부극성이면서, MOSFET(Q1)의 구동 펄스가 H 레벨이 되었을 때에 상승된다. 이에 의해, 역률이 개선된다.

[0082]

예를 들어 교류 전원 전압 Vs가 정인 경우, 역률 개선 동작 중의 전류 경로는, 도 8과 같아진다. MOSFET(Q2)가 오프되고 MOSFET(Q1)가 온되어 동기 정류 동작으로 전환되었을 때의 전류 경로는, 도 5와 같아진다.

[0083]

또한, 이 역률 개선 동작과 전술한 다이오드 정류 동작을 조합해도 된다. 즉, 교류 전원 전압 Vs가 정인 극성의 경우, 역률 개선 동작 중의 전류 경로는, 도 8과 같아진다. MOSFET(Q2)가 오프된 후, 기생 다이오드(D3)가 온되어 다이오드 정류 동작으로 전환되었을 때의 전류 경로는, 도 3과 같아진다.

[0084]

도 11은, 고속 스위칭을 행한 경우에 있어서, 전원 전압과 회로 전류와 MOSFET의 구동 펄스의 파형도이다.

[0085]

도 11의 제1 그래프는 교류 전원 전압 Vs의 순시값 vs의 파형을 나타내고, 제2 그래프는 회로 전류 is의 파형을 나타내고 있다. 제3 그래프는 MOSFET(Q1)의 구동 펄스 파형을 나타내고, 제4 그래프는 MOSFET(Q2)의 구동 펄스 파형을 나타내고 있다.

[0086]

제1 그래프에 나타내는 바와 같이 교류 전원 전압 Vs의 순시값 vs는, 대략 정현파 형상의 파형이다.

[0087]

고속 스위칭 동작에 있어서는, 예를 들어 전원 전압이 정인 극성의 경우, 역률 개선 동작 시에는, MOSFET(Q2)를 온, MOSFET(Q1)를 오프 상태로 함으로써, 역률 개선 전류 isp를 통류시킨다. 다음으로 MOSFET(Q2)를 오프 상태로 하고, MOSFET(Q1)를 온 상태로 한다. 이와 같이, 이렇게 역률 개선 동작의 유무에 따라서 MOSFET(Q1, Q2)의 온, 오프를 전환하고 있는 것은, 동기 정류를 행하고 있기 때문이다. 고속 스위칭 동작에 있어서, 예를 들어 마이크로컴퓨터의 인터럽트 등을 사용하면, 컨버터(2)의 제어에 관한 마이크로컴퓨터 연산 부하는, 다른 모드와 비교하여 가장 커진다.

[0088]

그러나, 단순하게 고속 스위칭 동작을 행하기 위해서는, MOSFET(Q1, Q2)를 상보적이면서 일정 주파수에서 스위칭 동작을 행하면 된다. 이러한 고속 스위칭 동작은, 간단히 일정 주파수의 펄스 신호를 출력할 뿐이므로 컨버

터(2)의 제어에 관한 마이크로컴퓨터 연산 부하는, 다른 모드와 비교하여 작아진다.

- [0089] 이상, 고속 스위칭과 동기 정류를 조합하여 실시하는 경우에 대하여 설명을 행하였다. 또한, 전술한 바와 같이 고속 스위칭과 다이오드 정류를 조합해도 된다. 즉, 교류 전원 전압  $V_s$ 가 정인 극성의 경우, MOSFET(Q1)를 상시 오프 상태로, MOSFET(Q2)만 고속 스위칭을 행한다. 이렇게 제어를 행해도 역률의 개선 효과를 얻을 수 있다.
- [0090] 《부분 스위칭 동작》
- [0091] 상기한 바와 같이, 고속 스위칭 동작을 행함으로써 회로 전류  $i_s$ 를 정현파로 성형할 수 있어, 고력율을 확보할 수 있다. 그러나, 스위칭 주파수가 크면 클수록 스위칭 손실은 커진다.
- [0092] 회로의 입력이 클수록, 고조파 전류도 증대되므로, 특히 높은 차원의 고조파 전류의 규제값을 만족시키는 것이 어려워지기 때문에, 입력 전류가 클수록 고력율을 확보할 필요가 있다. 반대로 입력이 작은 경우에는 고조파 전류도 작아지므로 필요 이상으로 역률을 확보할 필요가 없는 경우가 있다. 즉, 바꾸어 말하면 부하 조건에 따라서 효율을 고려하면서 최적인 역률을 확보함으로써 고조파 전류를 저감하면 된다고 할 수 있다.
- [0093] 그래서, 스위칭 손실의 증대를 억제하면서, 역률을 개선할 경우에는 부분 스위칭 동작을 행하면 된다. 부분 스위칭 동작 시에 교류 전원( $V_s$ )으로부터 입력되는 전력은, 정류 동작 시의 전력보다도 많고, 또한 고속 스위칭 동작 시의 전력보다도 적다. 이 부분 스위칭 동작 시, 컨트롤러(5)는 미리 정한 타이밍에 펄스를 출력하기 위해서, 마이크로컴퓨터의 DTC(Data Transfer Control) 기능을 사용한다. DTC 기능이란, 미리 설정된 타이밍에 소정 패턴의 펄스를 출력하는 하드웨어 기능이다. DTC 기능에 의해, 마이크로컴퓨터의 소프트웨어 연산에 의한 지연의 영향을 받지 않고, 소정 패턴의 펄스를 정확한 타이밍에 출력 가능하다. 본 실시 형태의 마이크로컴퓨터는, DTC 기능을 2 채널분만 갖고 있다.
- [0094] 부분 스위칭 동작이란, 고속 스위칭 동작과 같이 소정 주파수에서 역률 개선 동작을 행하는 것이 아니고, 교류 전원 전압  $V_s$ 의 반사이클 중에서, 소정의 위상에서 복수회 역률 개선 동작을 행함으로써 직류 전압  $V_d$ 의 승압과 역률의 개선을 행하는 동작 모드이다. 고속 스위칭 동작의 경우와 비교하여 MOSFET(Q1, Q2)의 스위칭 횟수가 적은 만큼, 스위칭 손실의 저감이 가능하다. 이하, 도 12를 사용하여 부분 스위칭 동작의 설명을 행한다.
- [0095] 도 12는, 부분 스위칭의 개요를 설명한 도면이다.
- [0096] 도 12의 제1 그래프는 교류 전원 전압  $V_s$ 의 순시값  $v_s$ 를 나타내고, 제2 그래프는 회로 전류  $i_s$ 를 나타내고 있다. 도 12의 제3 그래프는 MOSFET(Q2)의 구동 펄스를 나타내고, 제4 그래프는 MOSFET(Q1)의 구동 펄스를 나타내고 있다.
- [0097] 도 12의 제1 그래프에 나타내는 바와 같이 교류 전원 전압  $V_s$ 의 순시값  $v_s$ 는, 대략 정현파 형상이다.
- [0098] 도 12의 제2 그래프의 일점 쇄선은, 이상적인 회로 전류  $i_s$ 를 대략 정현파 형상으로 나타내고 있다. 이 때, 가장 역률이 개선된다.
- [0099] 여기에서 예를 들어, 이상 전류 상의 점 P1을 고려한 경우, 이 점에서의 기울기를  $di(P1)/dt$ 로 둔다. 이어서, 전류가 제로인 상태에서부터, MOSFET(Q2)를 시간  $ton1\_Q2$ 에 걸쳐 온했을 때의 전류의 기울기를  $di(ton1\_Q2)/dt$ 로 둔다. 또한 시간  $ton1\_Q2$ 에 걸쳐 온한 후, 시간  $toff\_Q2$ 에 걸쳐 오프했을 경우의 전류의 기울기를  $di(toff1\_Q2)/dt$ 로 둔다. 이 때,  $di(ton1\_Q2)/dt$ 와  $di(toff1\_Q2)/dt$ 의 평균값이 점 P1에 있어서의 기울기  $di(P1)/dt$ 와 동등해지도록 제어한다.
- [0100] 이어서, 점 P1과 동일하게, 점 P2에서의 전류의 기울기를  $di(P2)/dt$ 로 둔다. 그리고, MOSFET(Q2)를 시간  $ton2\_Q2$ 에 걸쳐 온했을 때의 전류의 기울기를  $di(ton2\_Q2)/dt$ 로 두고, 시간  $toff2\_Q2$ 에 걸쳐 오프했을 경우의 전류의 기울기를  $di(toff2\_Q2)/dt$ 로 둔다. 점 P1의 경우와 동일하게,  $di(ton2\_Q2)/dt$ 와  $di(toff2\_Q2)/dt$ 의 평균값이 점 P2에 있어서의 기울기  $di(P2)/dt$ 와 동등해지도록 한다. 이 후 이것을 반복해간다. 이 때, MOSFET(Q2)의 스위칭 횟수가 많을수록, 이상적인 정현파에 근사하는 것이 가능하다.
- [0101] 또한, 이렇게 MOSFET(Q1)와 MOSFET(Q2)의 스위칭을 상보적으로 전환하고 있는 것은, 부분 스위칭 동작과 동기 정류 동작을 조합하여 실시하고 있기 때문이다.
- [0102] 또한, 경우에 따라서는 부분 스위칭 동작과 다이오드 정류 동작을 조합하여 실시해도 된다.
- [0103] 《제어 모드의 전환》

- [0104] 본 발명의 컨버터(2)는 다이오드 정류 제어와 동기 정류 제어와 부분 스위칭 제어와 고속 스위칭 제어를 실시 가능하다. 예를 들어 사용하는 기기에 따라서는, 부하 조건에 의해, 고효율화 우선의 영역, 승압과 역률 개선 우선의 영역 등, 요구되는 성능이 바뀌는 경우가 있다. 그래서, 전술한 4개의 제어를 실시하는 모드를, 미리 결정된 역치 정보를 기초로 하여 선택적으로 전환함으로써, 보다 최적으로 고효율화와 고조파 전류의 저감을 달성 가능하게 된다.
- [0105] 도 13은, 부분 스위칭으로부터 고속 스위칭으로 전환하기 전의 전류 파형을 설명한 도면이다. 이 도 13은, 부분 스위칭 제어 시의 교류 전원 전압  $V_s$ 의 순시값  $v_s$ 와 입력 전류  $I_s$ 를 모식적으로 도시하고 있다.
- [0106] 도 14는, 부분 스위칭으로부터 고속 스위칭으로 전환한 후의 전류 파형을 설명한 도면이다. 이 도 14는, 고속 스위칭 제어로 전환했을 때의 교류 전원 전압  $V_s$ 의 순시값  $v_s$ 와 입력 전류  $i_s$ 를 모식적으로 도시하고 있다. 이때의 전류  $i_s$ 의 피크는, 도 13에 나타난 전류  $i_s$ 의 피크보다도 작게 되어 있다. 이렇게 온 시간을 조정하여 전환함으로써, 직류 전압  $V_d$ 의 변동을 억제하는 것이 가능하다. 이것은, 부분 스위칭에 비해 고속 스위칭 시에는 역률이 높기 때문에 전류는 작아진다. 즉, 부분 스위칭의 전류 진폭과 동일해지도록 전환해버리면, 직류 전압  $V_d$ 가 너무 승압되어버리기 때문이다. 이에 의해, 직류 전압  $V_d$ 의 변동을 억제하는 것이 가능하다.
- [0107] 동일하게, 고속 스위칭으로부터 부분 스위칭으로의 전환 시에는, 먼저와는 반대로 전류의 진폭이 커지도록 온 시간을 조정하여 전환함으로써, 반대로 직류 전압  $V_d$ 의 저하를 방지하는 것이 가능하다.
- [0108] 또한, 각 제어의 전환은 전원 전압 제로 크로스의 타이밍에 행함으로써, 안정적으로 제어의 전환을 행할 수 있다.
- [0109] 도 15는, 인버터(3a)의 회로 구성을 나타내는 도면이다.
- [0110] 도 15는, 본 실시 형태에 따른 PWM(Pulse Width Modulation) 제어 방식의 전력 변환 장치(1)가 구비하는 인버터(3a)의 회로 구성을 나타내고 있다. 전력 변환 장치(1)는, PWM 제어로 구동하는 3상 인버터로 이루어지는 인버터(3a)에 의해, 영구 자석 동기 전동기인 모터(4a)를 벡터 제어로 구동한다. 이 경우에 있어서, 인버터(3a)의 펄스 신호에 상 펄스 정지 구간(즉, 개방상 구간)을 마련하여 제어한다. 또한, 인버터(3b)는 인버터(3a)와 동일하게 구성되어 있기 때문에, 그 설명을 생략한다.
- [0111] 《인버터의 회로 구성》
- [0112] 도 15에 도시한 바와 같이, 전력 변환 장치(1)는 인버터(3a)와, 상전류 검출부(15a)와, 부하 제어부(19a)를 구비한다. 이 인버터(3a)는 직류 전력을 3상의 교류 전력으로 변환할 때, 모터 전류의 제로 크로스 부근의 스위칭을 OFF로 하는 간헐 통전이 가능하다. 상전류 검출부(15a)는 이 인버터(3a)에 접속된 교류 전동기인 모터(4a)에 흐르는 전동기 전류를 검출한다. 부하 제어부(19a)는, 상전류 검출부(15a)에서 검출된 상전류 정보(전류)  $\alpha$ 에 기초하여 PWM 제어를 행하는 펄스 신호를 사용하여 벡터 제어를 행한다. 인버터(3a)는 게이트 드라이버(32)와 전력 변환 회로(31)를 구비하여 구성된다.
- [0113] 게이트 드라이버(32)는, 펄스 제어부(193)로부터의 펄스 신호  $\gamma$ 에 기초하여 전력 변환 회로(31)의 각 IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)에 공급되는 게이트 신호를 발생한다.
- [0114] 전력 변환 회로(31)는, IGBT와 다이오드가 역방향으로 병렬 접속된 스위칭 소자 Q3 내지 Q8로 구성되어 있다. 이 전력 변환 회로(31)는 U상, V상, W상으로 이루어지는 3상 구성의 스위칭 레그를 구비하여 구성되어 있고, 펄스 제어부(193)로부터 출력된 펄스 신호  $\gamma$ 를 사용하여, 직류 전력을 교류 전력으로 변환한다.
- [0115] U상의 스위칭 레그는, 정극과 부극 사이에 스위칭 소자 Q3, Q4가 직렬 접속되어 구성된다. 스위칭 소자 Q3의 콜렉터는 정극에 접속되고, 스위칭 소자 Q3의 이미터는 스위칭 소자 Q4의 콜렉터에 접속된다. 스위칭 소자 Q4의 이미터는 부극에 접속된다. 스위칭 소자 Q3의 이미터와 스위칭 소자 Q4의 콜렉터의 접속 노드는, 모터(4a)의 U상 코일에 접속된다. 또한, 스위칭 소자 Q3의 이미터와 스위칭 소자 Q4의 콜렉터의 접속 노드의 전압을 전압  $V_u$ 로 하고, 모터(4a)의 U상 코일에 흐르는 전류를 U상 교류 전류  $I_u$ 로 한다.
- [0116] 스위칭 소자 Q3의 게이트에는, 게이트 드라이버(32)가 출력하는 펄스 신호 GPU+가 인가된다. 스위칭 소자 Q4의 게이트에는, 게이트 드라이버(32)가 출력하는 펄스 신호 GPU-가 인가된다.
- [0117] V상의 스위칭 레그는, 정극과 부극 사이에 스위칭 소자 Q5, Q6이 직렬 접속되어 구성된다. 스위칭 소자 Q5의 콜렉터는 정극에 접속되고, 스위칭 소자 Q5의 이미터는 스위칭 소자 Q6의 콜렉터에 접속된다. 스위칭 소자 Q6의 이미터는 부극에 접속된다. 스위칭 소자 Q5의 이미터와 스위칭 소자 Q6의 콜렉터의 접속 노드는, 모터(4a)

의 V상 코일에 접속된다.

- [0118] 스위칭 소자 Q5, Q6의 게이트에는, 게이트 드라이버(32)가 출력하는 펄스 신호가 각각 인가된다.
- [0119] W상의 스위칭 레그는, 정극과 부극 사이에 스위칭 소자 Q7, Q8이 직렬 접속되어 구성된다. 스위칭 소자 Q7의 콜렉터는 정극에 접속되고, 스위칭 소자 Q7의 이미터는 스위칭 소자 Q8의 콜렉터에 접속된다. 스위칭 소자 Q8의 이미터는 부극에 접속된다. 스위칭 소자 Q7의 이미터와 스위칭 소자 Q8의 콜렉터의 접속 노드는, 모터(4a)의 W상 코일에 접속된다.
- [0120] 스위칭 소자 Q7, Q8의 게이트에는, 게이트 드라이버(32)가 출력하는 펄스 신호가 각각 인가된다.
- [0121] 또한, 부하 제어부(19a)는 펄스 제어부(193)와, 벡터 제어부(191)와, 펄스 정지 제어부(192)를 포함하여 구성된다. 벡터 제어부(191)는 상전류 검출부(15a)에서 검출된 상전류 정보  $\alpha$ 를 사용하여 벡터 제어를 행하고, 인가 전압 명령  $V^*$ 을 산출한다. 펄스 제어부(193)는, 인가 전압 명령(명령 전압)  $V^*$ 에 기초하여 제어된 펄스 신호  $\gamma$ 를 게이트 드라이버(32)에 공급하고, PWM 제어를 행하게 한다. 펄스 정지 제어부(192)는 벡터 제어에 의해 산출된 전류의 위상 정보(전류 위상)  $\zeta$ 에 기초하여, 상 펄스 정지 제어 신호(펄스 정지 제어 신호)  $\beta$ 를 생성한다. 상 펄스 정지 제어 신호(펄스 정지 제어 신호)  $\beta$ 는, 전류 제로 크로스 부근에서 상 펄스 정지 구간(개방상 구간)  $\delta$ 의 펄스 신호  $\gamma$ 를 정지시키는 것이며, 펄스 제어부(193)로 출력된다. 컨트롤러(5)는 미리 정한 타이밍에 상 펄스 정지 제어 신호(펄스 정지 제어 신호)  $\beta$ 를 출력하기 위해서, 마이크로컴퓨터의 DTC 기능을 사용한다.
- [0122] 여기서, 벡터 제어부(191)는, 예를 들어 비특허문헌 1(사카모토 외, 「가전 기기용 위치 센서리스 영구 자석 동기 모터의 간이 벡터 제어」 전학론 D, Vol.124권 11호(2004년) pp.1133-1140)이나 비특허문헌 2(토바리 외, 「고속용 영구 자석 동기 모터의 신벡터 제어 방식의 검토」 전학론 D, Vol.129권 1호(2009년) pp.36-45)에 기재되어 있는 바와 같이, 인버터 출력 전류를 검출하여 3상-2상 변환(dq 변환; direct-quadrature 변환)하여 제어기로 피드백하고, 다시 2상-3상 변환하여 인버터(3a)를 구동하는 일반적인 벡터 제어를 사용함으로써 실현 가능하며, 제어 방식에 대해서는 특정되는 것은 아니다. 따라서, 벡터 제어부(191)의 동작은 주지의 기술이므로 상세한 설명은 생략한다.
- [0123] 《통상 동작 시의 파형》
- [0124] 여기서, 부하 제어부(19a)에 의한 간헐 통전 동작 시의 PWM 제어를 명확히 하기 위해서, 통상 동작 시의 PWM 제어에 대해서, 도 16을 사용하여 설명한다. 도 16은, 통상 동작 시에 교류 전동기(3)에 흐르는 교류 전압, 교류 전류 및 펄스 신호의 관계를 나타내는 파형도이며, 횡축에 전압 위상, 종축에 전압, 전류 및 펄스 신호의 각 레벨을 나타내고 있다.
- [0125] 통상 동작 시에 부하 제어부(19a)(도 15 참조)는, 펄스 제어부(193)에 있어서, 도 16의 제1 그래프에 나타내는 바와 같이, PWM 캐리어 신호와 인가 전압 명령  $V^*$ 을 비교하여 PWM 펄스 신호를 생성한다. 또한, 이 인가 전압 명령  $V^*$ 의 명령값은, 상전류 검출부(15a)에서 검출된 상전류 정보  $\alpha$ 를 기초로 벡터 제어부(191)에서 연산을 행하여 얻어진 것이다. 여기서, 상전류 검출부(15a)에 의한 상전류 정보  $\alpha$ 의 취득은, 예를 들어 일본 특허 공개 제2004-48886호 공보의 도 1에 개시되어 있는 바와 같이, CT(Current Transformer)에 의해 교류 출력 전류를 직접 검출해도 되고, 동 공보의 도 12에 개시되어 있는 바와 같이, 션트 저항에 의해 직류 모션의 전류 정보를 취득하고, 이 전류 정보에 기초하여 상전류를 재현시키는 방식이어도 된다.
- [0126] 이어서, 도 16을 사용하여, 통상 동작 시에 인버터(3a)(도 15 참조)로부터 모터(4a)(도 15 참조)에 공급되는 교류 전압 및 교류 전류와 펄스 신호의 관계에 대하여 상세하게 설명한다. 도 15의 제1 그래프는 PWM 캐리어 신호와 인가 전압 명령  $V^*$ 을 나타내고 있고, 대표로서 U상 인가 전압 명령  $V_u^*$ 을 나타내고 있다. 여기서,  $\theta_v$ 는 U상을 기준으로 하는 전압 위상을 나타내고 있다.
- [0127] PWM 제어 방식에서는, 펄스 제어부(193)는 도 16의 제1 그래프에 나타내는 대로, U상 인가 전압 명령  $V_u^*$ 과 삼각파 캐리어 신호(PWM 캐리어 신호)를 기초로 하여, 도 16의 제3 그래프에 나타내는 펄스 신호 GPU+, GPU-를 생성하고, 이들 펄스 신호 GPU+, GPU-를, 전력 변환 회로(31)를 구동하기 위해 게이트 드라이버(32)로 출력한다. 또한, 펄스 신호 GPU+는 U상 상측의 스위칭 소자 Q3의 게이트에 인가된다. 펄스 신호 GPU-는 U상 하측의 스위칭 소자 Q4의 게이트에 인가된다. 즉, 펄스 신호 GPU+, GPU-는 정부(1, 0)가 반대 신호로 되어 있다.
- [0128] 이 펄스 신호 GPU+, GPU-에 의해 전력 변환 회로(31)가 PWM 제어를 행함으로써, 모터(4a)에는 도 16의 제2 그래프에 도시한 바와 같은 U상 교류 전류  $I_u$ 가 흐른다. 여기서,  $\phi$ 는 전압과 전류의 위상차를 나타내고 있다.

[0129] 또한, 벡터 제어부(191)에서는, U상 교류 전류  $I_u$ 를 포함하는 상전류 정보  $\alpha$ 를 기초로 벡터 제어를 행함으로써, 전압의 진폭 및 전압과 전류의 위상차  $\phi$ 의 제어를 행하고 있다.

[0130] 도 16에 나타내는 대로, 통상 동작 시에 있어서의 PWM 제어에서는, 전압·전류의 1 주기 사이에는 항상 스위칭 동작을 행하여 180도 통전하고 있으며, 스위칭 동작이 정지하는 기간이 존재하는 120도 통전 방식이나 150도 통전 방식보다 스위칭 횟수가 많다. 따라서, 180도 통전에서는, 이것에 기인하는 스위칭 손실이 많아진다.

[0131] 《간헐 통전 동작 시의 파형》

[0132] 도 17은, 간헐 통전 동작 시에 있어서의, 모터(4a)에 흐르는 교류 전압, 교류 전류 및 펄스 신호와, 상 펄스 정지 제어 신호의 관계를 나타내는 파형도이며, 횡축에 전압 위상, 종축에 전압, 전류, 펄스 신호 및 개방상 제어 신호(상 펄스 정지 제어 신호)의 각 레벨을 나타내고 있다. 즉, 도 17은, 도 16의 통상 동작 시의 파형도와 대비하여 나타낸 간헐 통전 동작 시의 파형도이다.

[0133] 펄스 정지 제어부(192)는 도 17의 제4 그래프에 나타내는 바와 같이, 벡터 제어에 의해 제어된 전류 위상의 제로 크로스점  $\phi$ 를 기준으로 하여, 위상  $\phi$ 와 위상  $\phi + \pi$ 에 있어서, 하기 식 (2)에 나타내는 바와 같이, 상 펄스 정지 구간(개방상 구간)  $\delta$  사이, 펄스 신호 GPU+, GPU- 모두 스위칭을 정지하는 상 펄스 정지 제어 신호(개방상 제어 신호)  $\beta$ 를 펄스 제어부(193)로 출력한다. 이 상 펄스 정지 제어 신호  $\beta$ 는, 펄스 신호 GPU+, GPU- 모두 스위칭을 정지할 경우에는 “0”, 스위칭을 정지하지 않고 PWM 제어 방식의 스위칭을 행하는 경우에는 “1”을 출력한다.

$$\beta = \begin{cases} 0 & \left( \phi - \frac{\delta}{2} < \theta_v < \phi + \frac{\delta}{2} \text{의 경우} \right) \\ 0 & \left( \phi + \pi - \frac{\delta}{2} < \theta_v < \phi + \pi + \frac{\delta}{2} \text{의 경우} \right) \cdots (2) \\ 1 & \left( \text{상기 이외} \right) \end{cases}$$

[0134]

[0135] 즉, 식 (2)로부터 알 수 있는 바와 같이,  $\phi$ 를 전압과 전류의 위상차,  $\delta$ 를 상 펄스 정지 구간(개방상 구간)으로 했을 때, U상을 기준으로 하는 전압 위상  $\theta_v$ 가,  $\phi - \delta/2 < \theta_v < \phi + \delta/2$ 일 때 및  $\phi + \pi - \delta/2 < \theta_v < \phi + \pi + \delta/2$ 일 때는, 펄스 신호 GPU+ 및 GPU-에 의한 스위칭을 정지한다. 그리고, 그 이외의 때는 펄스 신호 GPU+ 및 GPU-에 의한 스위칭을 행한다.

[0136] 이 때문에, 펄스 제어부(193)로부터의 출력 상태는, 상 펄스 정지 제어 신호  $\beta$ 의 상 펄스 정지 구간  $\delta$ 에서는, 펄스 신호 GPU+, GPU-가 모두 오프가 된다. 따라서, 펄스 제어부(193)로부터는, 도 17의 제3 그래프에 나타내는 바와 같이, 상 펄스 정지 구간  $\delta$ 에서 휴지한 펄스 신호의 신호열이 출력된다.

[0137] 바꾸어 말하면, 전압 및 전류의 1 주기 사이에 2회에 걸쳐 상 펄스 정지 구간(개방상 구간)  $\delta$ 를 설정하게 된다. 또한, 본 실시 형태의 구성 경우, 대상이 되는 PWM 제어의 변조 방식은 정현파 PWM 제어 방식뿐만 아니라, 2상 변조형 PWM 제어 방식이나 3차 주파 가산형 PWM 제어 방식에서도, 동일한 상 펄스 정지 구간  $\delta$ 를 마련하는 것이 가능해진다.

[0138] 이와 같이, 펄스 정지 제어부(192)에 의해 스위칭 동작을 정지하는 기간이 마련된 펄스 신호 GPU+, GPU-는, 스위칭 정지 구간과 스위칭 동작 구간에서는, 인가 전압 위상 및 교류 전동기(4)의 유기 전압 위상을 기준으로 하여 마련되지 않은 형상이 된다. 즉, 펄스 신호 GPU+, GPU-의 스위칭 정지 구간과 스위칭 동작 구간은, 전류 위상의 제로 크로스점을 기준으로 하여 설정된다.

[0139] 바꾸어 말하면, 통상 동작 시에는, 유기 전압의 전압 위상을 기준으로 한 펄스 신호이기 때문에, 도 16의 제3 그래프에 나타내는 바와 같이, 펄스 신호열은, 전압의 제로 크로스점 전후에 있어서 ON/OFF 듀티가 대칭이 되는 형상으로 되어 있다. 그런데, 간헐 통전 동작 시에서는, 전류 위상을 기준으로 하여 상 펄스 정지 구간  $\delta$ 가 마련되어 있기 때문에(즉, 전압 위상을 기준으로 한 펄스 신호가 아니기 때문에), 도 17의 제3 그래프에 나타내는 바와 같이, 전압의 제로 크로스점 전후에 있어서, 펄스 신호열의 ON/OFF 듀티는 대칭은 되지 않는다. 즉, 본 실시 형태에서는, 전류의 제로 크로스점 전후에 있어서, 펄스 신호열의 ON/OFF 듀티는 비대칭으로 되어 있다.

[0140] 이와 같이, 간헐 통전 동작 시에는, 전류의 제로 크로스점을 포함한 구간에 상 펄스 정지 구간  $\delta$ 를 마련하고 있으므로, 도 17의 제3 그래프에 나타내는 바와 같이, 상 펄스 정지 구간  $\delta$ 를 중심으로 한 전후의 펄스 신호열 A 및 B가 비대칭인 형상이 된다. 이로부터, 전류의 제로 크로스점을 포함한 구간에 상 펄스 정지 구간  $\delta$ 를 마

련한 경우에는, 상 펄스 정지 구간  $\delta$ 의 전후의 펄스 신호가 비대칭인지 여부를 관측함으로써, 본 실시 형태의 간헐 통전 동작이 적용되었는지 여부를 용이하게 판별할 수 있다.

[0141] 《실기에 의한 구동 시의 파형》

[0142] 도 18은, 본 실시 형태의 인버터(3a)를 구비하는 실기를 구동한 경우의, U상 전압, U상 전류 및 펄스 신호의 관계를 나타내는 파형도이며, 횡축에 전압 위상, 종축에 전압, 전류 및 펄스 신호의 각 레벨을 나타내고 있다. 즉, 도 18은, 제1 실시 형태에 의한 전류의 제로 크로스점을 포함한 근방에 상 펄스 정지 구간을 마련한 방법으로, 2상 변조형 PWM 제어 방식에 있어서 상 펄스 정지 구간을 설정하여 실기를 구동한 경우의 전압, 전류 및 펄스 신호를 나타내고 있다.

[0143] 도 18의 제1 그래프는 전력 변환 회로(31)의 U상 단자 전압  $V_{un}$ 을 나타내고, 도 18의 제2 그래프는 교류 전동기(3)에 흐르는 U상 교류 전류  $I_u$ 를 나타내고 있다. 도 18의 제3 그래프는 펄스 신호 GPU+를 나타내고, 도 18의 제4 그래프는 펄스 신호 GPU-를 나타내고 있다.

[0144] 도 18의 제3 그래프에 나타내는 바와 같이, 일점 쇄선 사이에 있는 구간( $\delta$ 로 표시)에 있어서 펄스 신호 GPU+, GPU-의 스위칭 신호가 모두 오프로 되어 있으며, 상 펄스 정지 구간  $\delta$ 가 설정되어 있음을 확인할 수 있다. 또한, 상 펄스 정지 구간  $\delta$ 가 설정되어 있기 때문에, 일점 쇄선 사이에 있는 구간에서는 U상 교류 전류  $I_u$ 가 제로로 되는 것도 함께 확인할 수 있다.

[0145] 《간헐 통전 동작에 의한 효과》

[0146] 도 19는, 인버터(3a)의 간헐 통전 동작에 의한, 상 펄스 정지 구간(개방상 구간)  $\delta$ 에 대한 전력 변환 회로 손실, 전동기 손실 및 그것들을 더한 종합 손실의 관계를 나타내는 특성도이다. 이 특성도는, 횡축에 상 펄스 정지 구간(개방상 구간)  $\delta$ 를 나타내고, 종축에 손실을 나타내고 있다. 즉, 도 19는, 펄스 정지 제어부(192)에서 설정하는 상 펄스 정지 구간  $\delta$ 와 인버터(3a)의 손실, 교류 전동기(모터(4a))의 손실 및 이것들 2개의 손실을 합한 종합 손실의 특성을 나타내고 있다.

[0147] 도 19에 나타내는 바와 같이, 본 실시 형태의 인버터(3a)의 손실(전력 변환 회로 손실)은, 상 펄스 정지 구간  $\delta$ 를 크게 함에 따라서 스위칭 횟수가 저감되기 때문에, 이것에 기인하여 저감된다. 또한, 모터(4a)(교류 전동기)의 손실(전동기 손실)은, 상 펄스 정지 구간  $\delta$ 를 마련함으로써 전류의 고조파 성분이 증가하기 때문에, 이것에 기인하여 증대한다. 또한, 상 펄스 정지 구간  $\delta$ 가 커짐으로써, 전류의 고조파 성분의 증가가 현저해지기 때문에, 이것에 기인하는 모터(4a)(교류 전동기)의 손실(전동기 손실)의 증가도 현저해진다. 이 때문에, 도 19에 나타내는 바와 같이, 이들 2개의 손실(전력 변환 회로 손실과 전동기 손실)을 가산한 종합 손실이 최소가 되는 상 펄스 정지 구간  $\delta_{opt}$ 가 존재한다. 상 펄스 정지 구간  $\delta$ 를 이 상 펄스 정지 구간  $\delta_{opt}$ 로 설정함으로써, 전력 변환 장치(1)의 전체의 손실을 저감시키는 것이 가능해진다.

[0148] 이상, 설명한 바와 같이, 펄스 정지 제어부(192)를 사용함으로써, PWM 제어를 행하는 펄스 신호의 스위칭 횟수를 저감시키는 것이 가능해진다. 바꾸어 말하면, 마이크로컴퓨터의 제어로 행해지는 펄스 정지 제어부(192)를 소프트웨어로 구성한 경우에는, 인버터(3a)의 구성은 바꾸지 않고, 신규 하드웨어를 추가하는 일없이 전력 변환 장치(1)의 고효율화를 달성하는 것이 가능해진다. 또한, 모터(4a)의 전류의 제로 크로스 부근에서 스위칭 동작을 정지시키기 때문에, 150도 통전 방식에 대하여 토크 맥동의 증가를 억제할 수 있다.

[0149] 도 20은, 본 실시 형태에 있어서의 공기 조화기(A)의 실내기(100), 실외기(200) 및 리모컨(Re)의 정면도이다.

[0150] 도 20에 나타내는 바와 같이, 공기 조화기(A)는 냉동 공조 기기의 일종이며, 소위 룸 에어컨이라 불리고 있다. 공기 조화기(A)는 실내기(100)와, 실외기(200)와, 리모컨(Re)과, 도 1에 도시한 컨버터(2)와 인버터(3a, 3b)를 구비하고 있다. 실내기(100)와 실외기(200)는 냉매 배관(300)으로 접속되고, 주지의 냉매 사이클에 의해 실내기(100)가 설치되어 있는 실내를 공조한다. 또한, 실내기(100)와 실외기(200)는 통신 케이블(도시하지 않음)을 통해 서로 정보를 송수신하도록 되어 있다. 또한 실외기(200)에는 배선(도시하지 않음)으로 연결되어 있으며 실내기(100)를 통해 교류 전압이 공급되고 있다. 전력 변환 장치(1)(도 1 참조)는 실외기(200)에 구비되어 있고, 실내기(100)측으로부터 공급된 교류 전력을 직류 전력으로 변환하고 있다.

[0151] 리모컨(Re)은 유저에 의해 조작되고, 실내기(100)의 리모컨 송수신부(Q)에 대하여 적외선 신호를 송신한다. 이 적외선 신호의 내용은 운전 요구, 설정 온도의 변경, 타이머, 운전 모드의 변경, 정지 요구 등의 명령이다. 공기 조화기(A)는 이들 적외선 신호의 명령에 기초하여 냉방 모드, 난방 모드, 제습 모드 등의 공조 운전을 행한다. 또한, 실내기(100)는 리모컨 송수신부(Q)로부터 리모컨(Re)에 실온 정보, 습도 정보, 전기세 정보 등의 데

이터를 송신한다.

- [0152] 공기 조화기(A)에 탑재된 전력 변환 장치(1)의 동작 흐름에 대하여 설명한다. 전력 변환 장치(1)는 고효율 동작과 역률의 개선에 의한 고조파 전류의 저감과 직류 전압 Vd의 승압을 행하고, 다시 교류로 변환하여 모터(4a, 4b)를 구동하는 것이다. 컨버터(2)의 동작 모드로서는 상기와 같이, 다이오드 정류 동작, 동기 정류 동작, 고속 스위칭 동작, 부분 스위칭 동작의 4개 동작 모드를 구비하고 있다.
- [0153] 부하(H)는 공기 조화기(A)의 인버터(3a, 3b)와 모터(4a, 4b)이다. 이 부하가 작고, 효율 증시의 운전이 필요하다면, 컨버터(2)를 동기 정류 모드에서 동작시키면 된다.
- [0154] 부하가 커지고, 승압과 역률의 확보가 필요하다면, 컨버터(2)에 고속 스위칭 동작을 행하게 하면 된다. 또한 공기 조화기(A)의 정격 운전 시와 같이, 부하로서는 그만큼 크지 않지만 승압이나 역률의 확보가 필요한 경우에는, 부분 스위칭 동작을 행하게 하면 된다. 또한, 부분 스위칭과 고속 스위칭 시에는 다이오드 정류와 동기 정류 중 어느 것을 조합해도 된다.
- [0155] 도 21은, 컨버터(2)의 동작 모드와 인버터(3a, 3b)의 동작 모드를 전환하는 모습을 설명한 개요도이다.
- [0156] 전원 전압을 직류 전압으로 변환하는 컨버터(2)는, 이하의 3개 동작 모드를 사용하여 정류·승압 동작을 행하고 있다.
- [0157] 정류 동작은, 단락 동작을 행하지 않고 정류 동작만을 행하는 동작 모드이며, 이 때 교류 전원(VS)으로부터 입력되는 전력은 다른 모드보다도 낮다. 정류 동작 시에는 스위칭 횟수가 적기 때문에, 컨버터(2)의 변환 효율은 다른 모드와 비교하여 가장 높아진다. 정류 동작에 있어서, 컨버터(2)의 제어에 관한 마이크로컴퓨터 연산 부하는, 다른 모드와 비교하여 가장 작아진다.
- [0158] 부분 스위칭 동작은 전원 1 주기에 복수회(1 내지 10회)의 단락 동작과 정류 동작을 교대로 행하는 동작 모드이다. 이 때, 교류 전원(VS)으로부터 입력되는 전력은 정류 동작 시의 전력보다도 높고, 또한 고속 스위칭 동작 시의 전력보다도 낮다. 이 부분 스위칭 동작 시, 컨트롤러(5)는 미리 정한 타이밍에 펄스를 출력하기 위해서, 마이크로컴퓨터의 DTC 기능을 사용한다.
- [0159] 고속 스위칭 동작은 PWM 주기(수kHz 이상)에서 단락 동작과 정류 동작을 교대로 행하는 동작 모드이다. 이 때, 교류 전원(VS)으로부터 입력되는 전력은 다른 모드보다도 크다. 한편, 고속 스위칭 동작에서는 스위칭 횟수가 많고, 단락 동작을 많이 행하기 때문에, 컨버터(2)의 직류 전압을 높이는 승압 능력 및 고조파 성분의 억제 효과는, 다른 모드와 비교하여 가장 높아진다. 고속 스위칭 동작에 있어서, 컨버터(2)의 제어에 관한 마이크로컴퓨터 연산 부하는 다른 모드와 비교하여 가장 커진다.
- [0160] 본 실시 형태에 있어서, 출력이 낮은 경우, 즉, APF(Annual Performance Factor) 기준에서 중간 조건인 경우, 컨버터(2)는 정류 동작을 행한다. 출력이 중 정도인 경우, 즉, APF 기준에서 정격 조건인 경우, 컨버터(2)는 부분 스위칭 동작을 행한다.
- [0161] 출력이 높은 경우, 즉, APF 기준에서 저난(低暖) 능력 조건인 경우, 컨버터(2)는 고속 스위칭 동작한다. 이에 의해 컨버터(2)는 직류 전압을 승압하고, 영구 자석 모터를 고효율로 구동하는 것이 가능해진다.
- [0162] 컨트롤러(5)는, 인버터(3a, 3b)가 2개인 경우, 컨버터(2)의 승압 동작과 인버터(3a, 3b)의 간헐 통전 동작을 연동시켜 동작시킨다. 간헐 통전 동작은, 출력이 낮은 경우에 효율 향상 효과가 높기 때문에, 출력이 작은 경우에 동작시키면, 효율을 향상시키는 효과를 얻을 수 있다. 단, 미리 정한 타이밍에 펄스를 출력하기 위해서, 마이크로컴퓨터의 DTC 기능을 사용한다. 따라서, 마이크로컴퓨터가 갖는 DTC 기능의 채널수의 제약에 의해, 인버터(3a, 3b)를 간헐 통전 동작시킬지 여부와, 컨버터(2)를 부분 스위칭 동작시킬지 여부를 결정할 필요가 있다.
- [0163] 본 실시 형태에서는, 컨버터(2)의 동작 모드와 인버터 A(인버터(3a)) 및 인버터 B(인버터(3b))의 간헐 통전 동작의 유무를 도 21과 같이 조합하기로 하였다.
- [0164] 출력이 낮은 경우, 컨트롤러(5)는 2 채널의 DTC 기능을 사용하여 인버터(3a, 3b)에 간헐 통전 동작을 하게 하고, 컨버터(2)에 정류 동작을 하게 한다.
- [0165] 출력이 중 정도인 경우, 컨트롤러(5)는 1 채널의 DTC 기능을 사용하여 인버터(3a, 3b) 중 어느 한쪽에 간헐 통전 동작을 하게 하고, 1 채널의 DTC 기능을 사용하여 컨버터(2)에 부분 스위칭 동작을 하게 한다.
- [0166] 출력이 높은 경우, 컨트롤러(5)는 인버터(3a, 3b)에 통상 동작을 하게 하고, 컨버터(2)에 고속 스위칭 동작을



하게 한다. 이 때, 컨트롤러(5)는 DTC 기능을 사용하고 있지 않다.

[0167] 이렇게 컨트롤러(5)는 컨버터(2)의 승압 동작과 인버터(3a, 3b)의 간헐 통전 동작을 연동시킴으로써, 입력에 따라서 고효율로 영구 자석 동기 모터를 구동하는 것이 가능해진다.

[0168] 《변형예》

[0169] 본 발명은 상기한 실시 형태에 한정되는 것은 아니며, 각종 변형예가 포함된다. 예를 들어 상기한 실시 형태는 본 발명을 이해하기 쉽게 설명하기 위해서 상세하게 설명한 것이며, 반드시 설명한 모든 구성을 구비하는 것에 한정되는 것은 아니다. 어떤 실시 형태의 구성의 일부를 다른 실시 형태의 구성으로 치환하는 것이 가능하고, 어느 실시 형태의 구성에 다른 실시 형태의 구성을 추가하는 것도 가능하다. 또한, 각 실시 형태의 구성 일부에 대해서, 다른 구성의 추가·삭제·치환을 행하는 것도 가능하다.

[0170] 상기 각 구성, 기능, 처리부, 처리 수단 등은 그것들의 일부 또는 전부를, 예를 들어 집적 회로 등의 하드웨어로 실현해도 된다. 상기 각 구성, 기능 등은, 프로세서가 각각의 기능을 실현하는 프로그램을 해석하여 실행함으로써 소프트웨어로 실현해도 된다. 각 기능을 실현하는 프로그램, 테이블, 파일 등의 정보는, 메모리, 하드디스크, SSD(Solid State Drive) 등의 기록 장치, 또는 플래시 메모리 카드, DVD(Digital Versatile Disk) 등의 기록 매체에 둘 수 있다.

[0171] 각 실시 형태에 있어서, 제어선이나 정보선은 설명상 필요하다고 생각되는 것을 나타내고 있고, 제품상 반드시 모든 제어선이나 정보선을 나타내고 있다고는 할 수 없다. 실제로는, 거의 모든 구성이 서로 접속되어 있다고 생각해도 된다.

[0172] 본 발명의 변형예로서, 예를 들어 다음의 (a) 내지 (c)와 같은 것이 있다.

[0173] (a) 상기 실시 형태의 컨트롤러를 구성하는 마이크로컴퓨터는, DTC 기능을 사용하여 인버터에 간헐 통전 동작을 행하게 하고, 컨버터에 부분 스위칭 동작을 행하게 하고 있다. 그러나 이것에 한정되지 않고, 마이크로컴퓨터는 DMAC(Direct Memory Access Controller) 기능을 구비하고 있으면, 이 DMAC 기능을 사용하여 인버터에 간헐 통전 동작을 행하게 하고, 컨버터에 부분 스위칭 동작을 행하게 해도 된다.

[0174] (b) 인버터는 2대에 한정되지 않고, 1대 또는 3대 이상이어도 된다.

[0175] (c) 컨버터는, 다이오드의 정류 브리지의 후단에 리액터와 스위칭 소자를 설치한 구성이어도 되고, 한정되지 않는다.

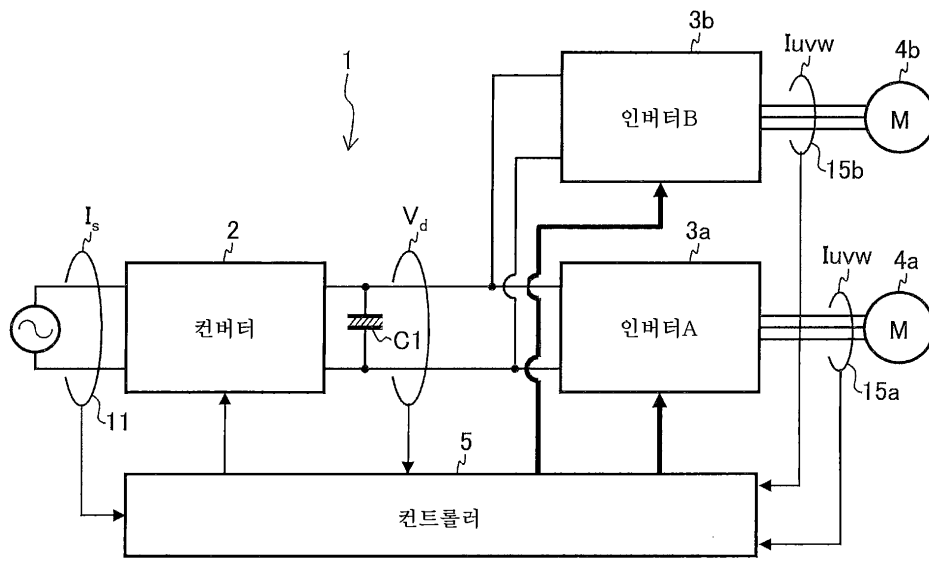
### 부호의 설명

- [0176]
- 1 전력 변환 장치
  - 10 브리지 정류 회로
  - 11 전류 검출부
  - 12 게인 제어부
  - 13 교류 전압 검출부
  - 14 제로 크로스 판정부
  - 15 상전류 검출부
  - 15a 상전류 검출부
  - 15b 상전류 검출부
  - 16 승압비 제어부
  - 17 직류 전압 검출부
  - 18 컨버터 제어부
  - 19 부하 제어부
  - 19a 부하 제어부

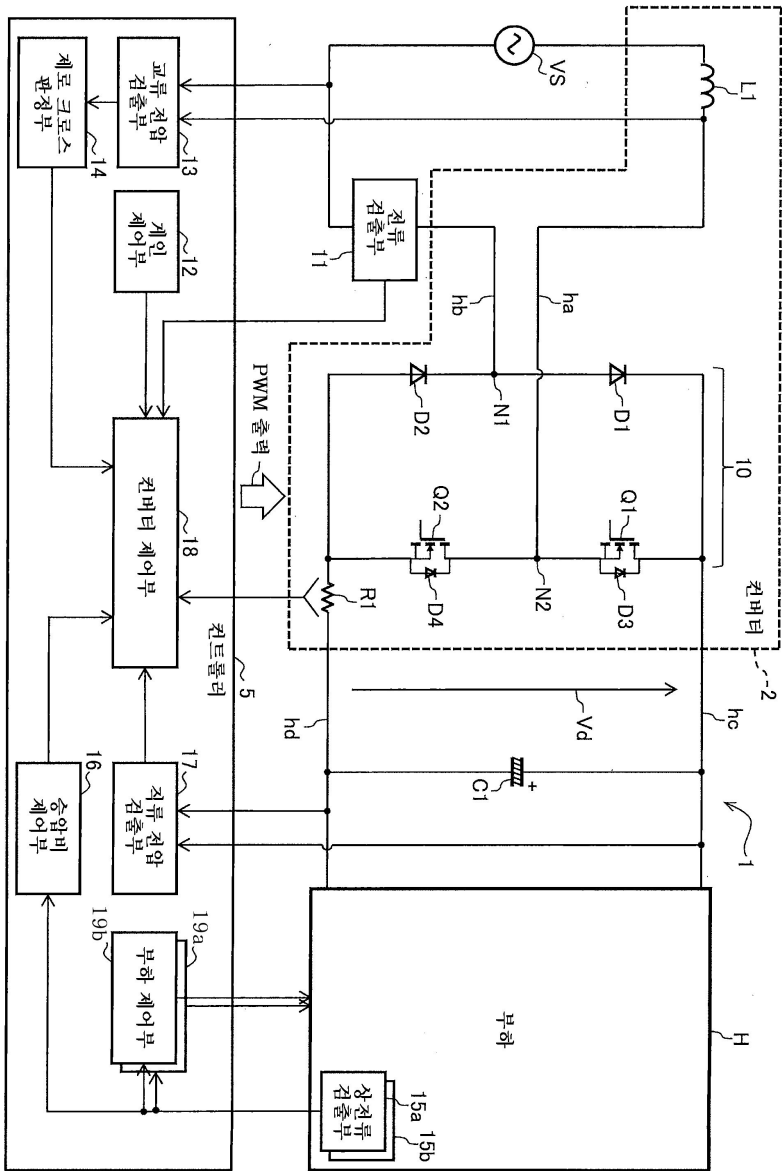
- 19b 부하 제어부
- 191 백터 제어부
- 192 펄스 정지 제어부
- 193 펄스 제어부
- 2 컨버터
- 3a, 3b 인버터
- 31 전력 변환 회로
- 32 게이트 드라이버
- 4a, 4b 모터
- 5 컨트롤러
- L1 리액터
- C1 평활 콘덴서
- D1 내지 D4 다이오드
- Q1, Q2 MOSFET
- Q3 내지 Q8 스위칭 소자
- VS 교류 전원
- H 부하
- A 공기 조화기(냉동 공조 기기)
- 100 실내기
- 200 실외기
- Re 리모컨
- Q 리모컨 송수신부
- 300 냉매 배관

도면

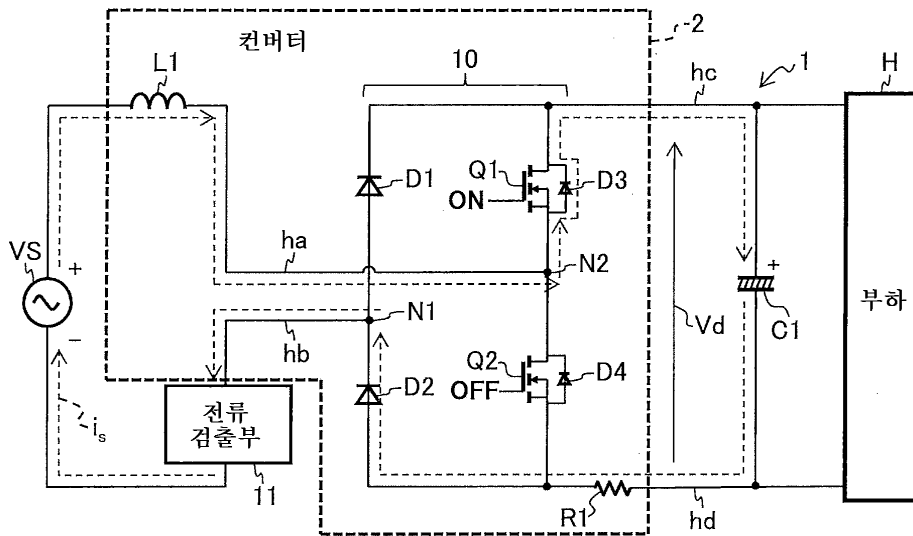
도면1



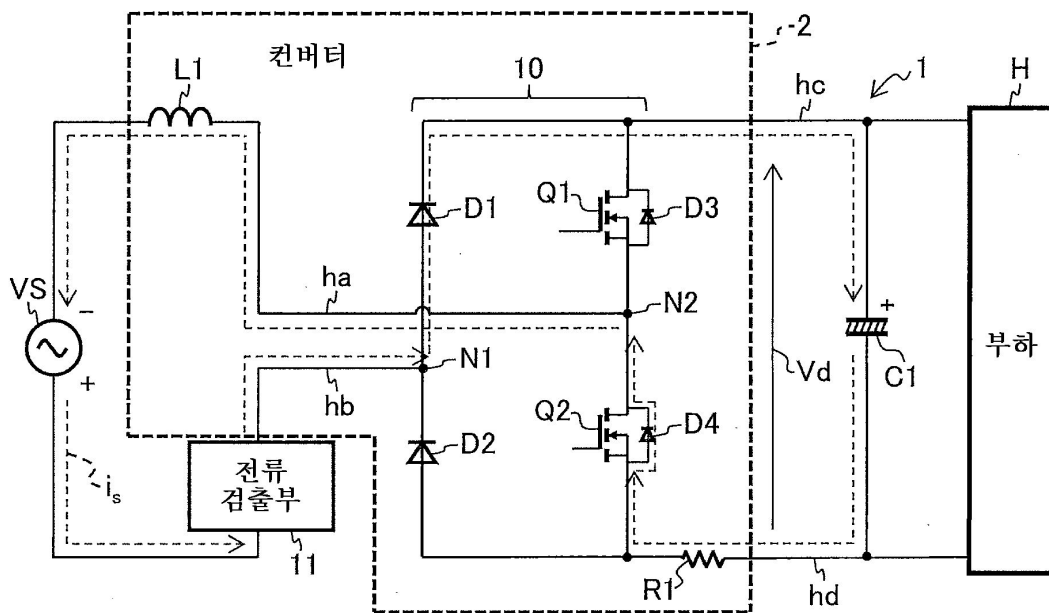
도면2



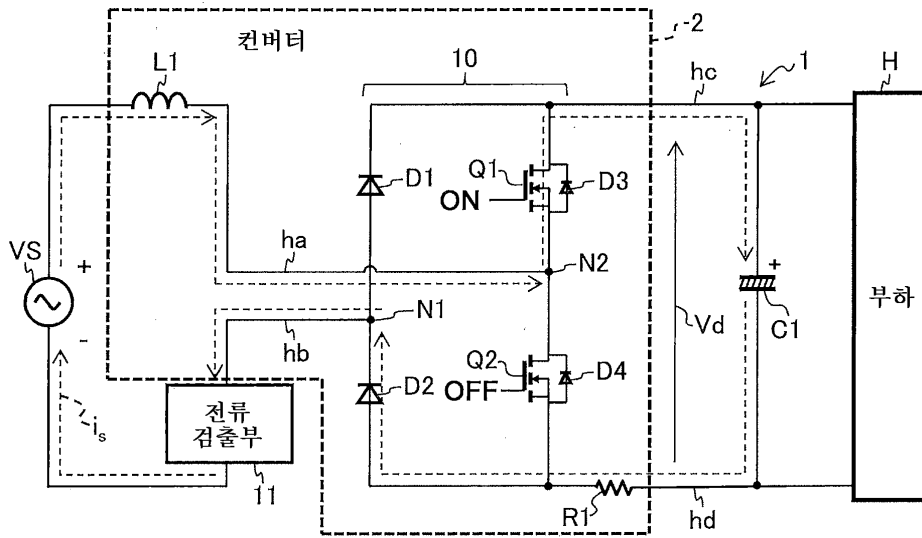
도면3



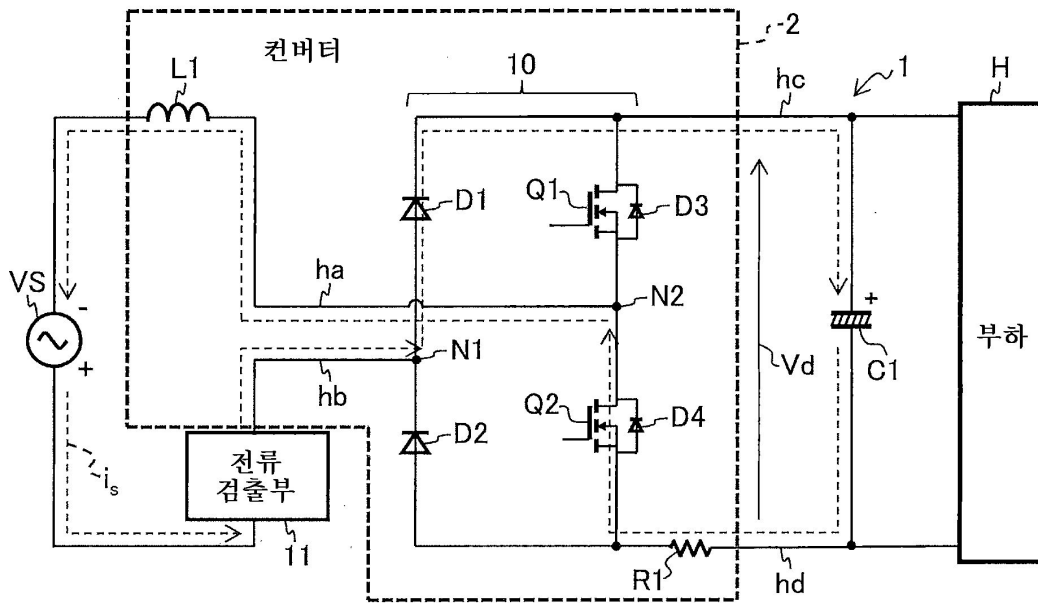
도면4



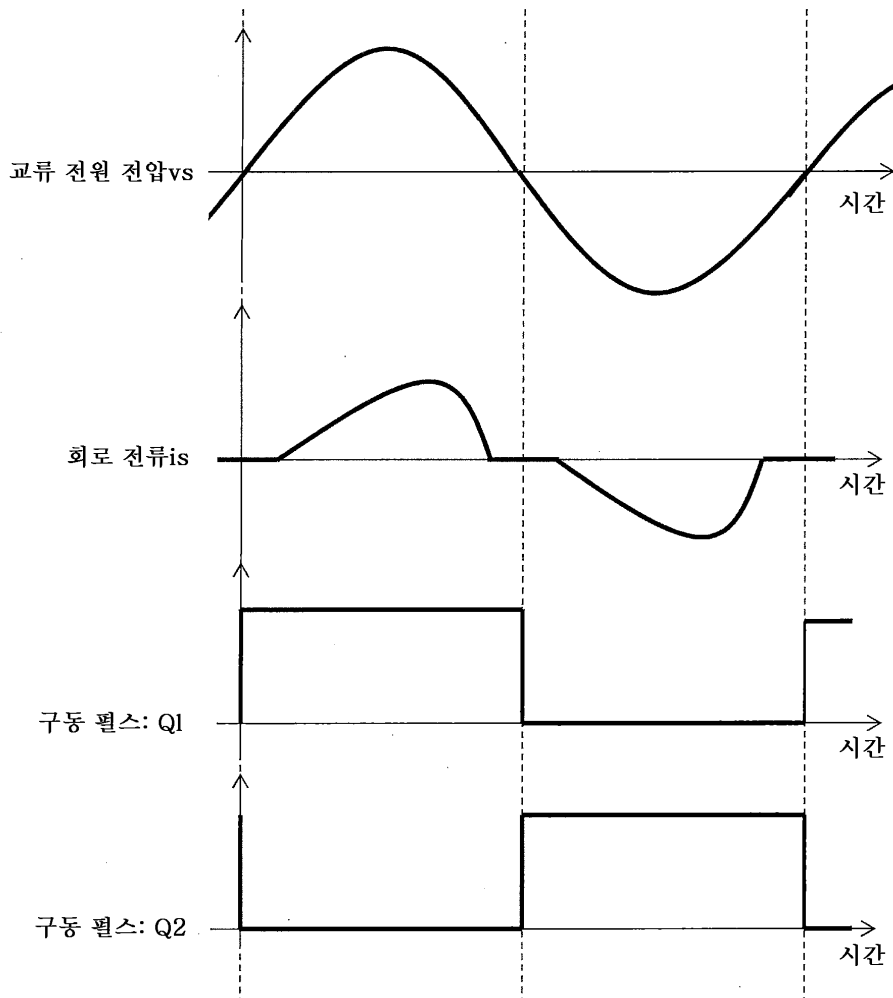
도면5



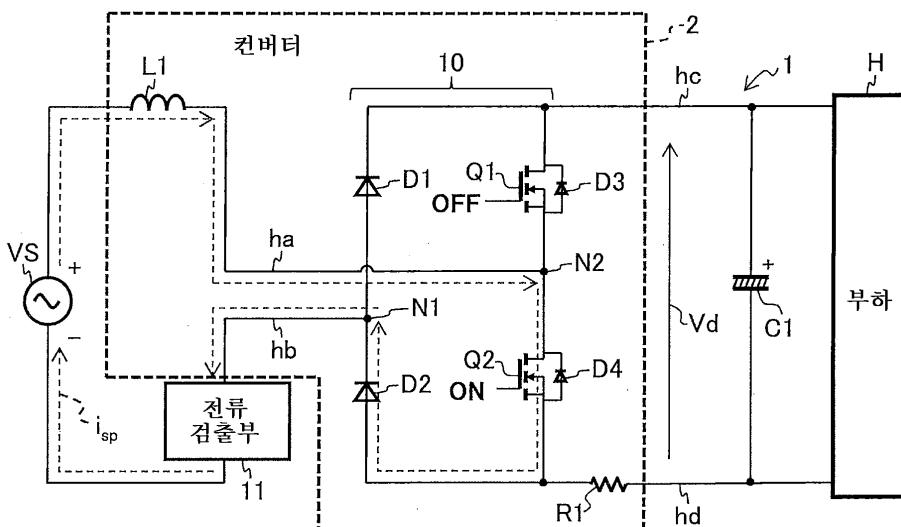
도면6



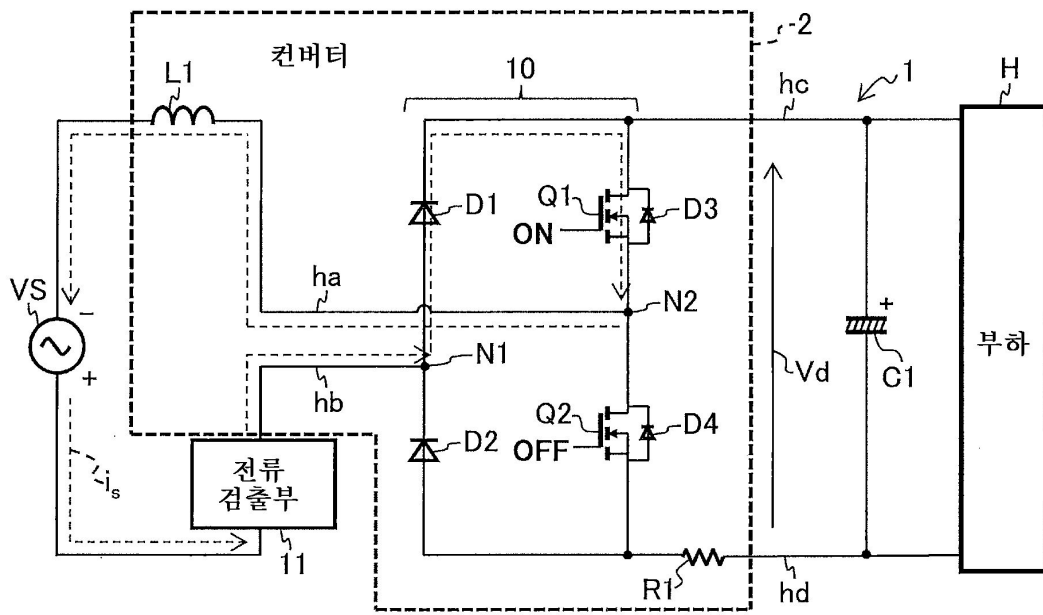
도면7



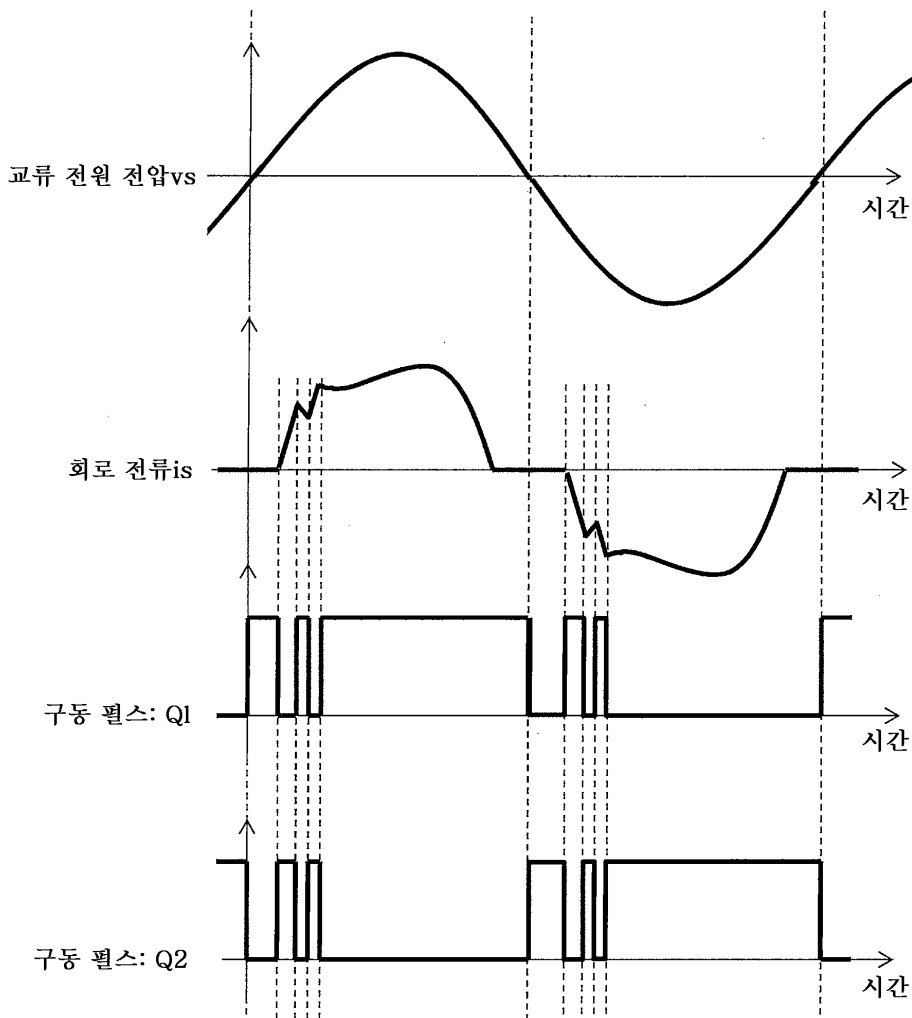
도면8



도면9

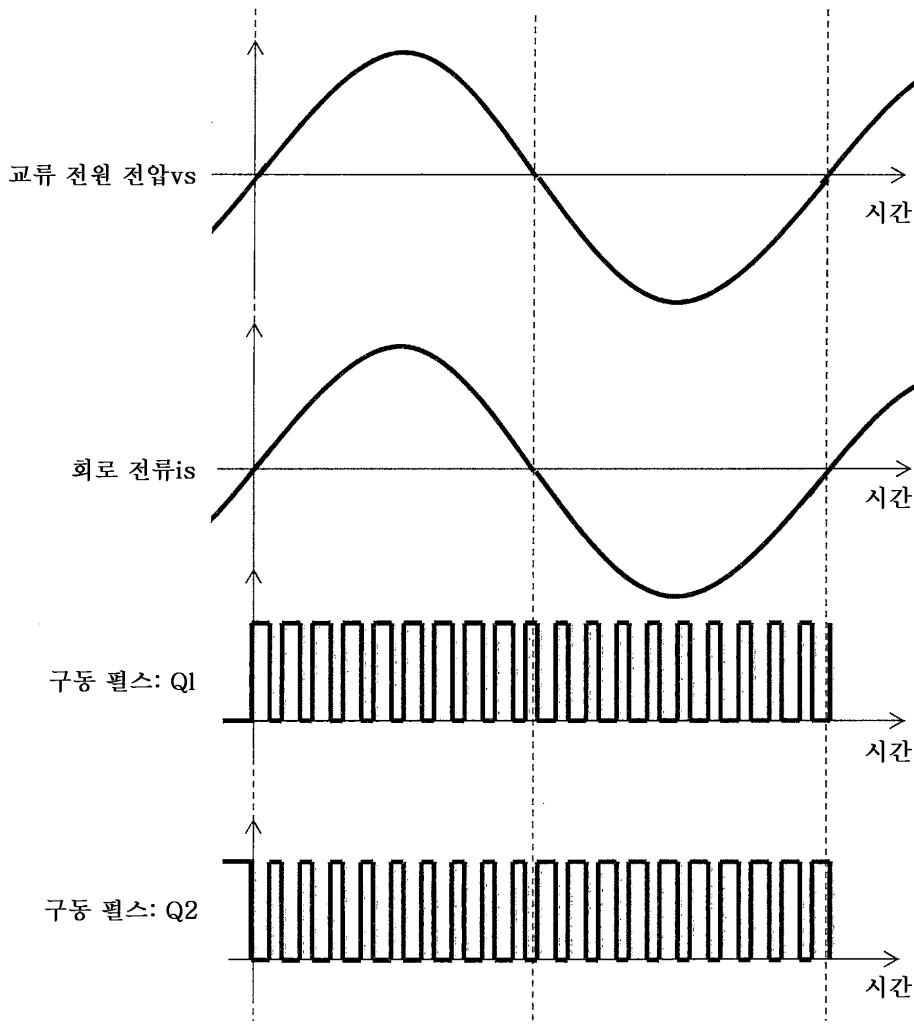


도면10

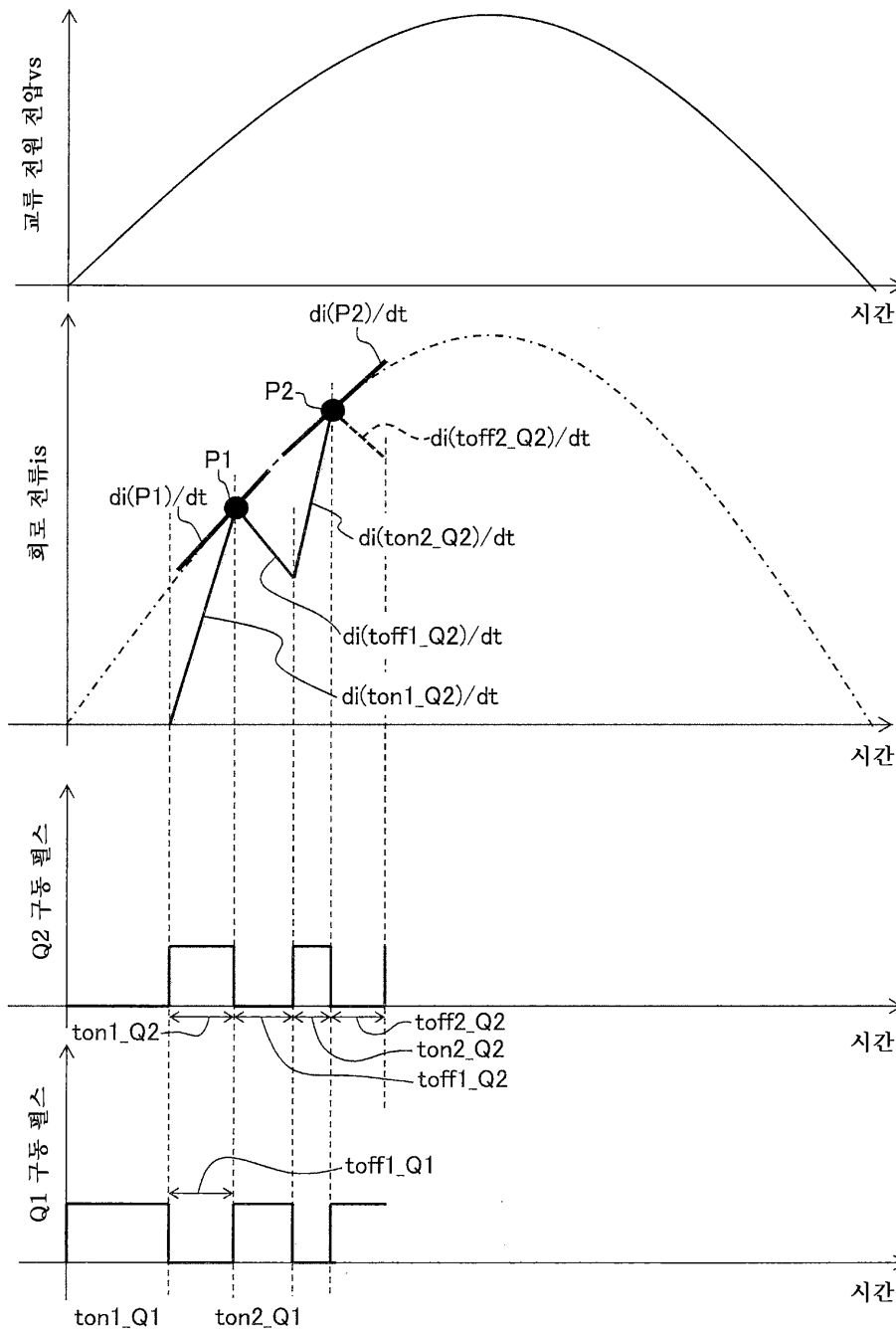




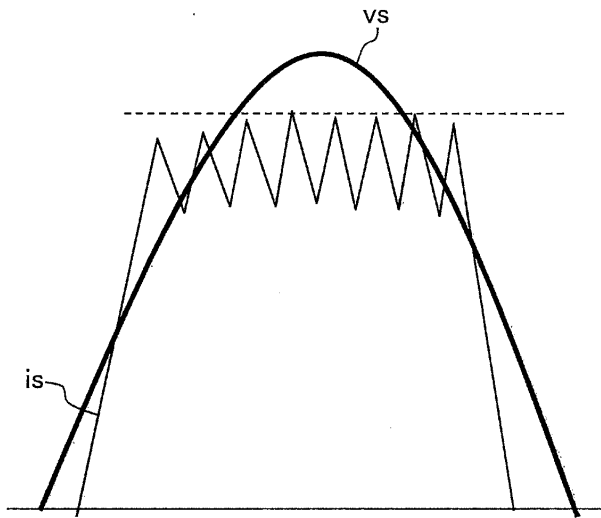
도면11



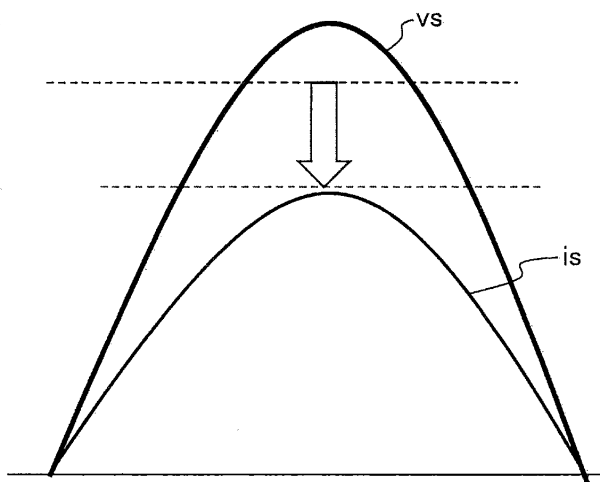
도면12



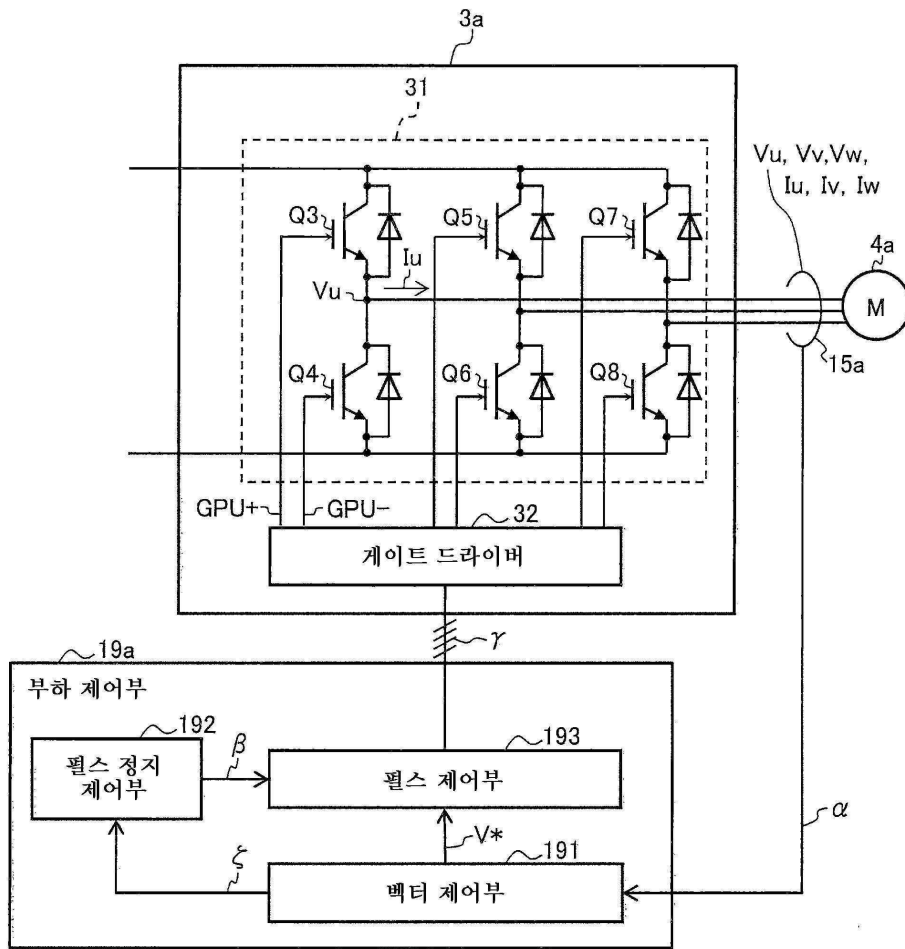
도면13



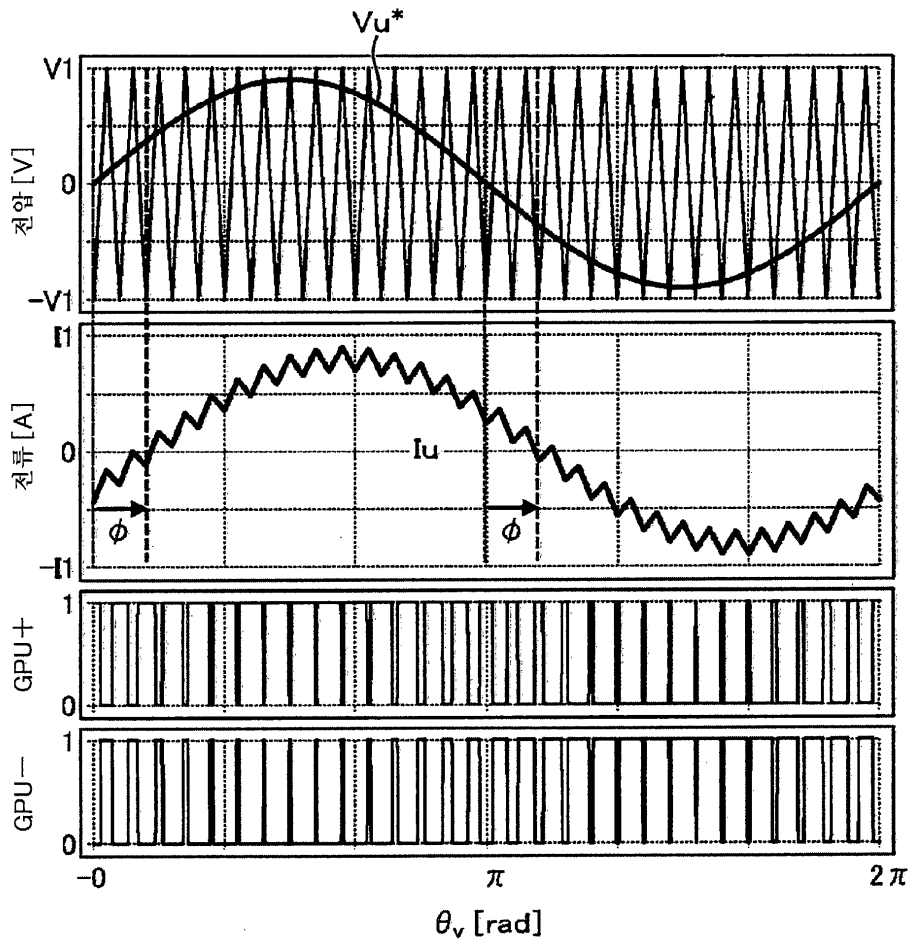
도면14



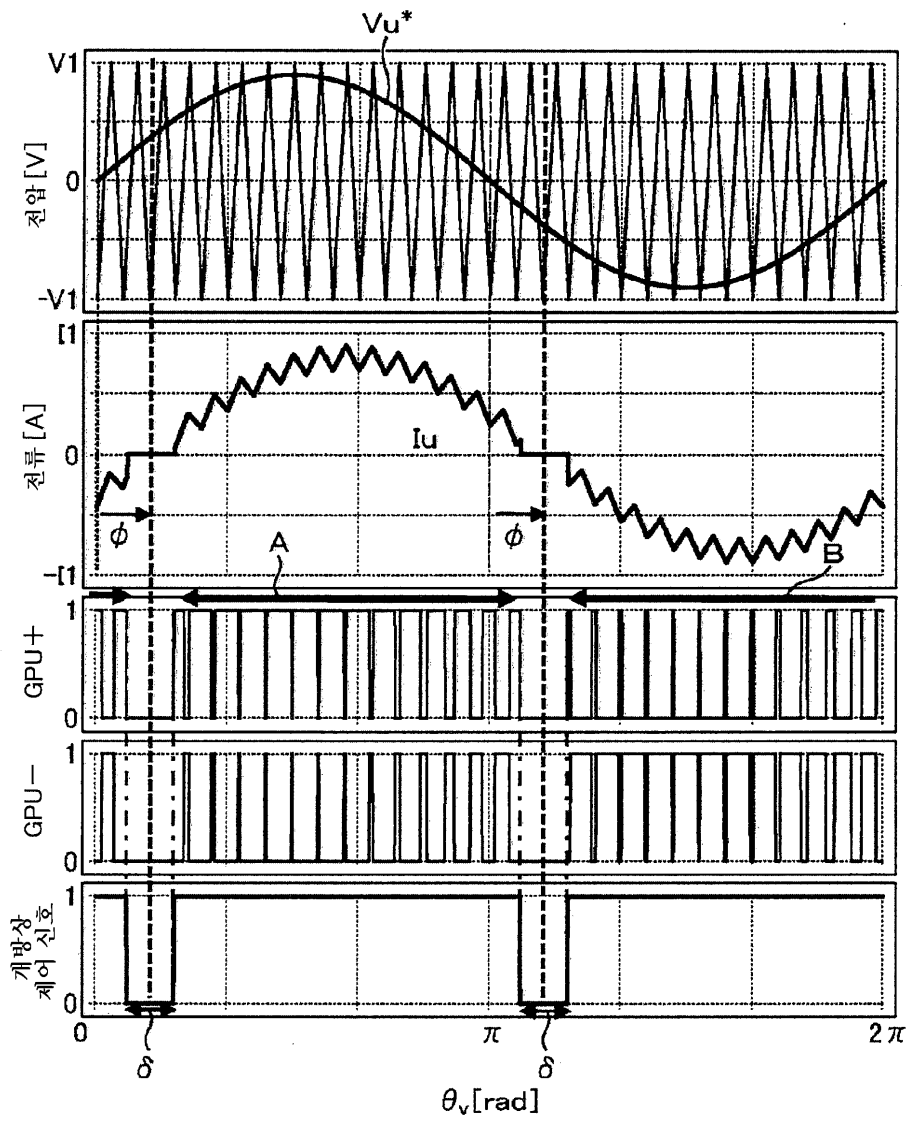
도면15



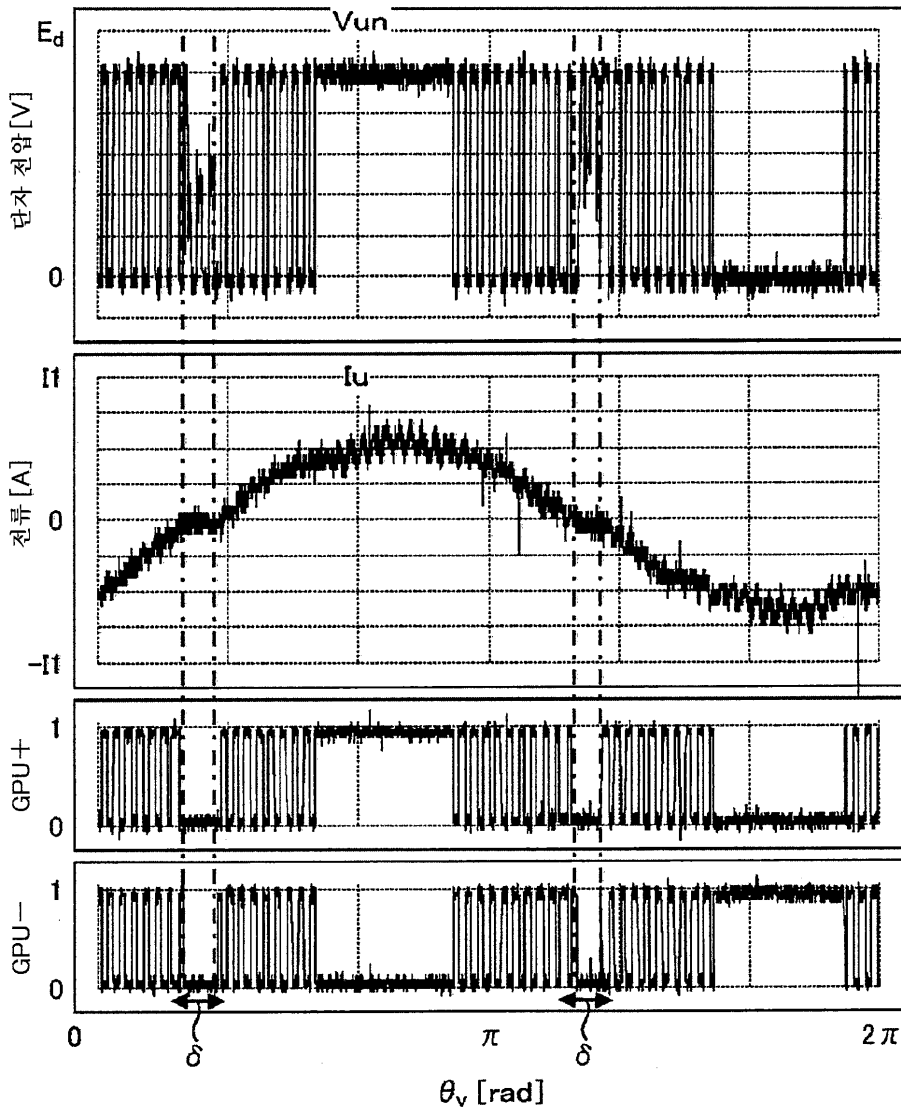
도면16



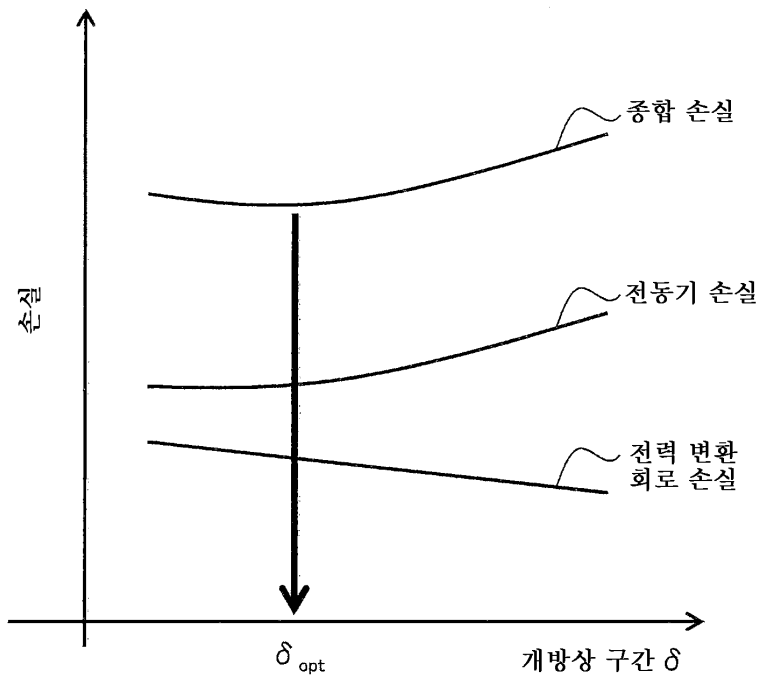
도면17



도면18

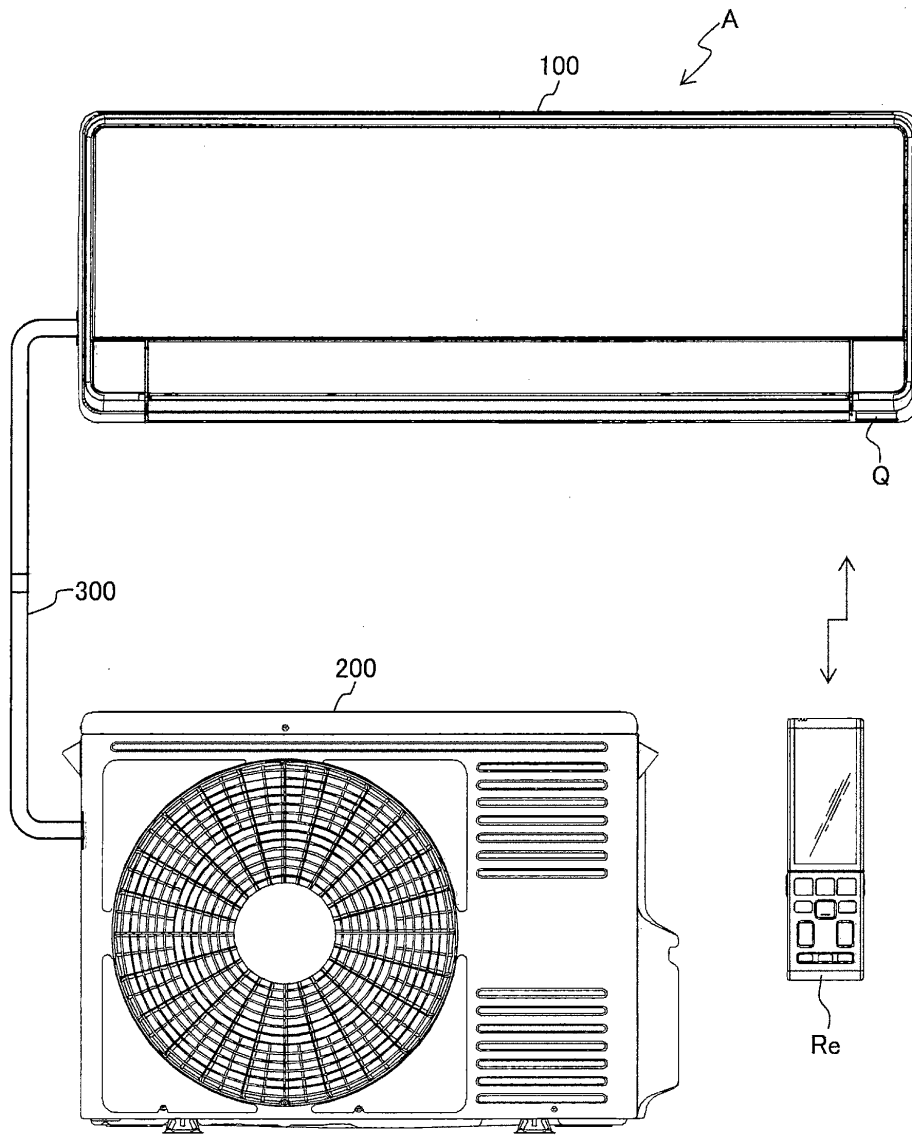


도면19





도면20



도면21

