



(19)대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(51) 。 Int. Cl. (11) 공개번호 10-2007-0069025
D06F 58/20 (2006.01) (43) 공개일자 2007년07월02일

(21) 출원번호 10-2006-0129762
(22) 출원일자 2006년12월19일
심사청구일자 2006년12월19일

(30) 우선권주장 JP-P-2005-00374426 2005년12월27일 일본(JP)

(71) 출원인 마쯔시다덴기산교 가부시키키가이샤
일본국 오사카후 가도마시 오아자 가도마 1006반지

(72) 발명자 아사다 가즈히코
일본국 오사카후 가도마시 오아자 가도마 1006반지마쯔시다덴기산교
가부시키키가이샤 내
기우치 미츠유키
일본국 오사카후 가도마시 오아자 가도마 1006반지마쯔시다덴기산교
가부시키키가이샤 내
하기와라 히사시
일본국 오사카후 가도마시 오아자 가도마 1006반지마쯔시다덴기산교
가부시키키가이샤 내
사이토 히로유키
일본국 오사카후 가도마시 오아자 가도마 1006반지마쯔시다덴기산교
가부시키키가이샤 내

(74) 대리인 한양특허법인

전체 청구항 수 : 총 7 항

(54) 세탁 건조기의 모터 구동 장치

(57) 요약

제어부는, 1개의 프로세서에 의해 제어하는 3개의 인버터 회로에 의해서, 회전 드럼 구동 모터, 압축기 구동 모터, 송풍 팬 구동 모터를 각각 동시에 정현파 구동함으로써, 회전 드럼, 압축기, 송풍 팬 구동의 저소음화가 도모되는 안정적인 정현파 구동을 실현한다.

대표도

도 1

특허청구의 범위

청구항 1.

교류 전원의 교류 전력을 직류 전력으로 변환하는 정류 회로와, 상기 정류 회로의 직류 전력을 교류 전력으로 변환하는 복수의 인버터 회로와, 회전 드럼을 구동하는 제1의 모터와, 건조용 히트 펌프의 압축기를 구동하는 제2의 모터와, 건조용 히트 펌프의 열교환부에 송풍하는 송풍 팬을 구동하는 제3의 모터와, 상기 복수의 인버터 회로를 1개의 프로세서에 의해 제어하는 제어부를 구비하고, 상기 제어부는, 상기 복수의 인버터 회로에 의해 상기 제1부터 제3의 모터를 동시에 정현파 구동하도록 구성한, 세탁 건조기의 모터 구동 장치.

청구항 2.

청구항 1에 있어서, 상기 제어부는 상기 제2의 모터와 제3의 모터를 동시에 센서리스 정현파 구동하도록 구성한, 세탁 건조기의 모터 구동 장치.

청구항 3.

청구항 1에 있어서, 상기 제1의 모터와 제2의 모터와 제3의 모터의 모터 전류를 각각 검출하는 복수의 전류 검지부를 구비하고, 상기 제어부는 상기 1개의 프로세서에 의해 상기 복수의 전류 검지부가 복수의 모터 전류를 검출하도록 구성한, 세탁 건조기의 모터 구동 장치.

청구항 4.

청구항 1에 있어서, 상기 제2의 모터와 제3의 모터의 전류를 각각 검출하는 복수의 전류 검지부를 구비하고, 상기 제어부는 상기 1개의 프로세서에 의해 상기 복수의 전류 검지부가 복수의 모터 전류를 검출하도록 구성한, 세탁 건조기의 모터 구동 장치.

청구항 5.

청구항 3 또는 4중 어느 한항에 있어서, 상기 제어부는 상기 1개의 프로세서가 상기 복수의 전류 검지부에 의해 검출한 상기 복수의 모터 전류의 아날로그 신호를 각각 디지털 신호로 변환하는 복수의 A/D 변환부를 구비하도록 구성한, 세탁 건조기의 모터 구동 장치.

청구항 6.

청구항 3 또는 4중 어느 한항에 있어서, 상기 제어부는 상기 1개의 프로세서가 상기 복수의 인버터 회로를 제어하는 복수의 PWM 제어부와, 상기 복수의 전류 검지부에 의해 검출한 상기 복수의 모터 전류의 아날로그 신호를 각각 디지털 신호로 변환하는 복수의 A/D 변환부를 구비하도록 구성한, 세탁 건조기의 모터 구동 장치.

청구항 7.

청구항 6에 있어서, 상기 제어부는 상기 복수의 A/D 변환부가 상기 복수의 PWM 제어부와 동기하여 A/D 변환하도록 구성한, 세탁 건조기의 모터 구동 장치.

명세서

발명의 상세한 설명

발명의 목적

발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술

본 발명은, 복수의 인버터 회로에 의해 복수의 모터를 동시에 구동하는 세탁 건조기의 모터 구동 장치에 관한 것이다.

종래, 이러한 종류의 세탁 건조기의 모터 구동 장치는, 복수의 모터를 각각 구동하는 복수의 인버터 회로를 구비하고, 회전 드럼과 압축기와 송풍 팬을 각각 인버터 회로와 모터에 의해 회전 구동했었다. 종래의 세탁 건조기의 문헌 정보로는, 예를 들면 일본 특허 출원 일본 특허 공개 2005-198933호 공보가 알려져 있다.

그러나, 종래의 세탁 건조기의 모터 구동 장치는, 각 인버터 회로를, 120도의 직사각형과 구동을 행하게 한 경우에는, 소음의 발생이 크고, 또한 정현파로 하는 경우에 대해서는, 상세한 구성의 기재는 없지만, 각 모터의 회전수, 캐리어 주파수, 프로세서 등이 독립함으로써, 스위칭 노이즈가 정현파로 하는 제어에 간섭하기 때문에, 실제 문제로서 안정되게 구동하는 것이 곤란하다는 과제가 있었다.

발명이 이루고자 하는 기술적 과제

본 발명의 세탁 건조기의 모터 구동 장치는, 교류 전원의 교류 전력을 직류 전력으로 변환하는 정류 회로와, 정류 회로의 직류 전력을 교류 전력으로 변환하는 복수의 인버터 회로와, 회전 드럼을 구동하는 제1의 모터와, 건조용 히트 펌프의 압축기를 구동하는 제2의 모터와, 건조용 히트 펌프의 열 교환부에 송풍하는 송풍 팬을 구동하는 제3의 모터와, 복수의 인버터 회로를 1개의 프로세서에 의해 제어하는 제어부를 구비하고, 제어부는, 제1부터 제3의 모터가 복수의 인버터 회로에 의해 각각 구동되고, 제1부터 제3의 모터를 동시에 정현파 구동하도록 구성한 것이다.

발명의 구성

이하, 본 발명의 실시의 형태에 대해서, 도면을 참조하면서 설명한다. 또한, 이 실시의 형태에 의해서 본 발명이 한정되는 것은 아니다.

(실시의 형태 1)

도 1은 본 발명의 제1의 실시의 형태에 있어서의 세탁 건조기의 모터 구동 장치의 블록도를 도시하는 것이다.

도 1에 있어서, 전파(全波) 정류 회로(20)와 전해 콘덴서(21)로 구성되는 정류 회로(2)에 교류 전원(1)으로부터 교류 전력을 더하여 직류 전력으로 변환하고, 그 직류 전력을, 제1의 인버터 회로(3A) 및 제2의 인버터 회로(3B) 및 제3의 인버터 회로(3C)에 의해, 3상 교류 전력으로 변환하고, 회전 드럼 구동 모터(제1의 모터)(4A) 및 압축기 구동 모터(제2의 모터)(4B) 및 송풍 팬 구동 모터(제3의 모터)(4C)를 구동한다.

또한, 정류 회로(2)에 대해서는 전해 콘덴서(21)를 1개 설치하는 사례를 나타냈는데, 단상 100V 입력의 경우에는, 전해 콘덴서(21)를 복수 개 사용하는 전파 배전압 정류 회로 방식이 실용적이고, 승압 회로를 설치하는 구성도 있을 수 있다. 또한, 쇼크 코일은 도시하지 않지만, 전압 리플을 줄이고, 고조파를 줄이기 위해서 실제로는 필요하다.

제1의 인버터 회로(3A)는, 회전 드럼 구동 모터(4A)를 구동하여 회전 드럼(5)을 회전 구동하고, 제2의 인버터 회로(3B)는, 압축기(6)를 회전 구동하고, 제3의 인버터 회로(3C)는, 송풍 팬 구동 모터(4C)를 구동하여 송풍 팬(7)을 회전 구동하고, 회전 드럼(5) 내에 온풍, 혹은 냉풍을 송풍하여 회전 드럼(5) 내의 의류를 건조시킨다.

또한, 본 실시의 형태에 있어서, 회전 드럼(5)은 회전축이 수평으로 되어 있는데, 특별히 수평으로 한정되는 것이 아니라, 예를 들면 수평에 대해 0부터 45도 정도 앞측을 높게 하여, 의류의 출입을 쉽게 하는 것이나, 일반적으로 중형이라고 불리는 거의 수직에 가까운 회전축을 갖는 구성으로 해도 된다. 또한 회전 드럼(5) 내에 별도의 회전체로서, 맥동기(pulsator)나 교반기(agitator) 등으로 불리는 회전 날개를 설치한 것이어도 되고, 회전 날개 등의 회전체를, 회전 드럼 구동 모터(4A)로부터의 기계 출력으로 클러치 등의 전환 기구를 통하는 등으로 하여 구동하는 것이어도 된다.

회전 드럼 구동 모터(4A) 및 압축기 구동 모터(4B) 및 송풍 팬 구동 모터(4C)는, 각각 영구 자석 동기 모터로 구성되어 있다. 회전 드럼 구동 모터(4A)의 로터 위치를 검출하는 로터 위치 센서(40A)는, 로터 자극 위치에 대응하여 전기각 60도마다 로터 위치 신호를 출력하고, 회전 드럼 구동 모터(4A)는, 로터 위치 신호에 동기하여 정현파 구동된다.

한편, 압축기 구동 모터(4B)와 송풍 팬 구동 모터(4C)에는 로터 위치 검출부는 없고, 압축기 구동 모터(4B)와 송풍 팬 구동 모터(4C)는, 위치 센서리스 정현파 구동에 의해 회전 제어된다.

제어부(8)는, 인버터 회로(3A, 3B, 3C)를 제어하는 것으로, 제1의 인버터 회로(3A)의 하부 아암 스위칭 트랜지스터(도시하지 않음)의 이미터 단자에 각각 접속된 3선트(shunt)식의 제1의 전류 검지부(80A)와, 제2의 인버터 회로(3B)의 하부 아암 스위칭 트랜지스터(도시하지 않음)의 이미터 단자에 각각 접속된 3선트식의 제2의 전류 검지부(80B)와, 제3의 인버터 회로(3C)의 하부 아암 스위칭 트랜지스터(도시하지 않음)의 이미터 단자에 각각 접속된 3선트식의 제3의 전류 검지부(80C)와, 정류 회로(2)의 직류 전압을 검지하는 직류 전압 검지부(81)와, 로터 위치 센서(40A)의 로터 위치 신호, 전류 검지부(80A, 80B, 80C)의 출력 신호와 직류 전압 검지부(81)의 출력 신호에 의해 인버터 회로(3A, 3B, 3C)를 각각 제어하는 프로세서(82)로 구성되어 있다.

프로세서(82)는, 본 실시의 형태에 있어서, 3개의 전류 검지부(80A, 80B, 80C)에 의해 검출한 3개의 모터 전류의 아날로그 신호를 디지털 신호로 변환하기 위한 제1의 A/D(아날로그/디지털) 변환부(800A), 제2의 A/D 변환부(800B), 제3의 A/D 변환부(800C)를 내장하고, 또한 인버터 회로(3A, 3B, 3C)를 Pulse Width Modulation(생략하여 PWM로 칭한다) 제어하는 제1의 PWM 제어부(810A), 제2의 PWM 제어부(810B), 제3의 PWM 제어부(810C)를 내장하는 마이크로 컴퓨터를 사용하고 있다.

또한, 각각의 PWM 제어부와 A/D 변환부는, 1개로 3상 모터 1개분의 제어가 가능한 것만이 각각 구비되어 있다.

따라서, 제어되는 모터수와 동일한 수(본 실시의 형태 1에서는 3개)의 A/D 변환부(800A, 800B, 800C)가 설치되게 되는데, 각 A/D 변환부란, 예를 들면 반도체 칩을 봉입한 패키지에, 아날로그 신호를 입력할 수 있는 단자를 복수개 가지고, 각 입력 단자의 아날로그 신호를, 각각, 예를 들면 8비트의 디지털 데이터로 변환한 형으로 프로세서(82) 내의 처리부로서 취급할 수 있는 것이다. 예를 들면, 실제 아날로그 신호로부터 디지털 신호로의 변환을 행하는 A/D 변환부를 1개만 구비하고, 이에 입력되는 아날로그 신호를 순차 전환함으로써, 외견상, 복수개의 A/D 변환부로서 동작할 수 있는 것이어도 된다.

또한, 마이크로컴퓨터 이외에도, 디지털 시그널 프로세서(생략하여 DSP로 칭한다), 혹은 Field Programmable Gate Array(생략하여 FPGA로 칭한다) 등을 프로세서로서 이용해도 되고, 또한 DSP나 FPGA 등에 의한 모터 제어 부분의 신호 처리와, 연속적인 제어를 행하는 마이크로컴퓨터를 조합한 처리부를 이용한 것을 사용하는 것도 가능하다. 특히 1개의 칩에 이러한 구성을 조합하여 설치한 프로세서를 사용한 경우에는, 구성 부품의 점수도 억제되어, 매우 유효하게 작용한다.

이러한 다수의 PWM 제어부와 A/D 변환부에 대해서, 전체 프로세서로서 1개의 칩 상에 조합된 디바이스를 사용한 경우에는 유리하지만, 수가 부족한 경우나, 특히 고속의 제어가 필요한 모터가 포함되어 있는 경우에는, 외부 부착의 IC 등으로 보충하는 것도 가능하다.

어떠한 프로세서(82)의 구성에 있어서나, 예를 들면, 좌표 변환이나 피드백 등의 각종 서브루틴 등의 프로그램 및 정현파 데이터 등의 소프트웨어, 3개의 모터에 관해서 공통으로 이용하는 등의 합리화도 가능해지는 케이스도 많이 있다. 복수의 모터 전류를 검출하면서, 제1의 인버터 회로(3A)와 제2의 인버터 회로(3B)와 제3의 인버터 회로(3C)를 동시에 제어하고, 회전 드럼 구동 모터(4A)와 압축기 구동 모터(4B)와 송풍 팬 구동 모터(4C)를 각각 다른 회전 속도로 제어할 수 있는 구성으로 되어 있다.

또한, 압축기 구동 모터(4B)에 의해, 건조 시에 2피스톤 구성의 압축기(6)가 회전 구동되면, 압축되어 고온으로 된 냉매(예를 들면 R134a 냉매)가 회전 드럼(5)과 송풍 팬(7)을 연통하는 순환 경로에 설치한 열 교환부(9)에서, 통과하는 공기를 가열시키는 응축부로서 작용하여 회전 드럼(5) 내에 가열된 공기가 공급된다. 마찬가지로 순환 경로에 설치한 열 교환부(10)에서는, 반대로 증발부로서 작용하고, 모세관(capillary) 튜브(11)에서 팽창되어 저온으로 된 냉매에 의해, 회전 드럼(5)으로부터 배출되는 습한 공기를 냉각하여 제습하는 동작을 행한다. 이렇게 하여, 건조용 히트 펌프(12)가 구성되고, 에너지를 유효하게 사용하면서, 건조한 공기가 회전 드럼(5) 내에 붙어넣어져, 매우 양호한 건조 성능을 얻을 수 있게 된다.

또한, 건조용 히트 펌프(12)로서, 본 실시의 형태에 있어서는, 냉매로서 염화불화탄화수소(HCFC: HydroChloroFluoroCarbon)(R134a)를 사용하고 있는데, 다른 물질이어도 되고, 예를 들면 CO₂를 초임계 상태까지 압축하여 사용하는 것 이어도 되며, 이 경우에 열 교환부(9)는 가스 쿨러 등으로 불리게 된다.

또한, 본 실시의 형태에 있어서, 송풍 팬(7)은, 열 교환부(10)로부터 열 교환부(9)에 공기를 보내는 도중에 설치한 구성으로 되어 있고, 열 교환부(10)를 통과한 저온의 공기가 냉각 팬(7)을 통과하게 되므로, 냉각 팬 구동 모터(4C)의 손실에 의한 발열이 효과적으로 냉각되고, 또한 그 손실이 열 교환부(9)에 들어가기 전의 공기 가열에 사용되므로, 가열 파워로서도 유효하게 작용한다는 특징이 있는 것으로 되어 있다. 그러나, 냉각 팬(7)의 위치에 대해서는, 본 실시의 형태와 같이 열 교환부(10)로부터 열 교환부(9)에 도달하는 도중에 설치한다는 것이 절대 조건이 되는 것이 아니라, 다른 부분이어도 상관없고, 요는 열 교환부(9, 10)와 회전 드럼(5)을 연결하는 공기의 통로 어딘가에 설치하면 된다.

또한, 압축기(6)를 2피스톤으로 하고 있는데, 1피스톤 구성의 것보다도 부하 토크의 리플(ripple)이 작고, 특히 프로세서(82)에 있어서 행해지는 계산의 빈도·정밀도 등이, 그다지 고도로 하지 않아도, 회전 속도의 안정화가 도모되어, 저소음으로 할 수 있다. 그러나, 진동 등의 문제가 없으면, 1피스톤이어도 되고, 또한 스크롤식 등도 이용할 수 있다.

제1의 인버터 회로(3A)는, 회전 드럼 구동 모터(4A)를 벡터 제어하는 것이다. 특히 제어 블록도 등은 도시하지 않지만, 회전 드럼 구동 모터(4A)의 위치 센서(40A)에 의해 로터 영구 자석의 위치를 검출하고, 제1의 전류 검지부(80A)로부터 제1의 A/D 변환부(800A)를 거쳐 회전 드럼 구동 모터(4A)의 상(相) 전류를 검출하고, 검출한 모터(4A)의 3상 교류 전류를 로터 영구 자석의 d축 방향과 직각인 q축 방향의 벡터로 d-q 좌표 변환하고, q축 전류, d축 전류(I_d)를 연산하여 구한다. 모터(4A)의 검지 속도와 설정 속도의 차이에 따라 q축 전류 설정값(I_{qs})를 설정하고, d축 전류 설정값(I_{ds})는 모터(4A) 설정 속도에 따라 설정하고, d-q 좌표 변환에 의해 구한 q축 전류(I_q)와 d축 전류(I_d)가 각각의 설정값 I_{qs}, I_{ds}와 동일하게 되도록, q축 전압 벡터(V_q), d축 전압 벡터(V_d)를 제어한다. d-q 좌표로부터 3상 교류 전압 좌표로 역변환하여 PWM 제어부(810A)를 작동시키고, 제1의 인버터 회로(3A)의 PWM 제어를 행함으로써, 회전 드럼 구동 모터(4A)의 벡터 제어를 행한다.

또한, 회전 드럼 구동 모터(4A)가 표면 자석 모터인 경우, 전류 검지하지 않은 오픈 루프 벡터 제어에 의해 전류값을 연산에 의해 구하여 제어하는 것도 가능하다.

제2의 인버터 회로(3B)는, 압축기 구동 모터(4B)를 제어하는 것으로, 압축기 구동 모터(4B)의 모터 전류를 제2의 전류 검지부(80B)에서 검출하여, 프로세서(82)에 판독시킨다. 프로세서(82)는, 무효 전류 성분이 소정값이 되도록 제2의 인버터 회로(3B)의 출력 전압의 크기를 제어하면서, 위치 센서리스 정현파 구동하는 것이고, 압축기 구동 모터(4B)에는 정현파 전류가 공급되게 된다.

제3의 인버터 회로(3C)는, 송풍 팬 구동 모터(4C)를 제어하는 것으로, 송풍 팬 구동 모터(4C)의 모터 전류를 제3의 전류 검지부(80C)에서 검출하여, 프로세서(82)에 판독시킨다. 프로세서(82)는, 무효 전류 성분이 소정값이 되도록 제3의 인버터 회로(3C)의 출력 전압의 크기를 제어하면서, 위치 센서리스 정현파 구동하는 것이고, 송풍 팬 구동 모터(4C)에도 정현파 전류가 공급되게 된다.

일반적으로 영구 자석 동기 모터의 회전 속도는, 구동 주파수(f)를 로터 자극 대수(np)로 나눈 값이 되므로, 구동 주파수(f)를 소정값에 고정함으로써, 압축기 구동 모터(4B)와 냉각 팬 모터(4C)는, 전원 전압 변동이나 부하 변동과는 관계없이 회전 속도는 소정값으로 할 수 있다.

추가해, 제1의 인버터 회로(3A)와 제2의 인버터 회로(3B)와 제3의 인버터 회로(3C)는, 교류 전원(1)과 정류 회로(2)를 공용하고 있으므로, 건조 시에 세탁물이 수용된 회전 드럼(5)을 회전 기동 및 회전 정지시킬 때에, 세탁물의 부하 저항 등에 의해, 직류 전원 전압 변동이 매우 커진다. 그러나, 본 실시의 형태에 있어서는, 압축기 구동 모터(4B)와 송풍 팬 구동 모터(4C) 및 구동 주파수를 소정값에 고정하고, 무효 전류가 소정값이 되도록 제어함으로써, 직류 전원 전압 변동에 관계없이 압축기(6)와 송풍 팬(7)을 각각 구동하는 압축기 구동 모터(4B)와 송풍 팬 구동 모터(4C)의 회전 속도를 소정값으로 고정할 수 있다. 따라서, 압축기(6)와 송풍 팬(7)으로부터 발생하는 소음은 변화하지 않고, 따라서 회전 속도 변동에 의한 귀에 거슬리는 소음 변동을 없앨 수 있다.

도 2는, 본 발명의 제1의 실시의 형태에 있어서의 제2의 인버터 회로(3B)를 제어하는 프로세서(82)의 제어 블록도로서, 제3의 인버터 회로(3C)에 대해서도 완전히 동일하게 제어가 행해지게 되어 있다.

도 3의 본 발명의 제1의 실시의 형태에 있어서의 제어 벡터도는, 표면 자석 모터에 있어서의 로터 회전축(d-q축)과 인버터 출력 전압축(a-r축)의 관계를 나타내고, 모터 전류(I)를 인버터 출력 전압(Va)과 같은 방향축(a축)의 성분(Ia)과 인버터 출력 전압축(a축)과 직각인 r축 성분(Ir)으로 분해하고, 전류(I)와 전압(Va)의 위상을 θ , 전류(I)와 유기 전압(Em)의 위상을 γ , 전압(Va)과 유기 전압(Em)의 위상(내부 상차각)을 δ 로 하고 있다. 표면 자석 모터에 있어서는, 전류 위상을 q축으로부터 조금 지연되도록, 무효 전류(Ir) 혹은 유효 전류(Ia)를 제어하면 안정된 회전 제어가 가능해진다. 부하 변동이 적은 경우에는, 무효 전류(Ir)와 유효 전류(Ia)의 비(역율), 혹은, 역율각 θ 을 제어해도 된다.

도 4는, 본 발명의 제1의 실시의 형태에 있어서의 매립 자석 모터(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor; IPMSM라고도 불린다)에 있어서, 전류 위상이 q축으로부터 β 진각시킨 운전 상태에서의 벡터도를 도시한다. 도 3과는 약간 벡터도가 다른 매립 자석 모터인 경우에는, 인덕턴스값(L)이 일정값이 아니라, d축 방향과 q축 방향에서 크게 다르고, $L_q(q\text{축 인덕턴스}) > L_d(d\text{축 인덕턴스})$ 로 되어, 릴럭턴스 토크(reluctance torque)가 발생하게 된다.

이에 따라, 전류 위상이 q축으로부터 β 진각시킨 조건에 있어서도, 고 토크로 안정된 운전이 가능해지고, 전압 Va(a축)에 대한 전류(I)의 위상은, 조금 지연된 조건이 된다.

따라서, 매립 자석 모터의 경우에 있어서도, 무효 전류(Ir)의 제어에 의해서, 안정성이 충분한 회전 구동의 제어가 행해지게 된다.

도 2에 있어서, 3선트식의 제2의 전류 검지부(80B)의 UVW 각 상에 대응한 출력 신호(veu, vev, vew)가 A/D 변환부(800B)에 입력되고, A/D 변환부(800B)는 각 상 전류에 대응한 전류 신호(Iu, Iv, Iw)를 3상/2상·모선축 변환부(801B)에 추가한다. 3상/2상·모선축 변환부(801B)는, 3상 전류를 2상 전류로 변환한 후, 인버터 출력 전압축에 좌표 변환하는 것으로, 수식 1에 따라서 연산하여 유효 전류 성분(Ia)과 무효 전류 성분(Ir)을 구한다.

(수식 1)

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} Ir \\ Ia \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \times \sqrt{\frac{2}{3}} \times \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Iu \\ Iv \\ Iw \end{bmatrix} \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} \times \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Iu \\ Iv \\ Iw \end{bmatrix} \end{aligned}$$

3상/2상·모선축 변환부(801B)의 무효 전류 성분 출력 신호(Ir)와, 구동 조건 설정부(802B)에서 무효 전류 설정부(803B)를 통해 출력되는 무효 전류 설정 신호(Irs)를 전류 비교부(804B)에 추가하고, 전류 비교부(804B)는 Irs와 Ir의 오차 신호 ΔIr 를 출력하여, 오차 신호 연산부(805B)에 가한다. 오차 신호 연산부(805B)는, 오차 신호 ΔIr 를 비례 적분 연산하여 전압 보정 신호 ΔVa 를 출력한다. 구동 조건 설정부(802B)는, 상술한 바와 같이 회전 속도와 부하 토크에 대응한 모터 구동 조건을 출력하는 것이다. 오픈 루프에 의한 회전 속도 설정부(806B)를 통해 구동 주파수(f)를 설정하고, V/f 설정부(807B)는, 구동 주파수(f)에 대응한 인가 전압을 설정함으로써, 모터 인가 전압과 구동 주파수의 비, 소위 V/f치를 설정하여, 출력 전압 보정부(808B)에 출력한다.

출력 전압 보정부(808B)는, 회전 속도(N)와 유기 전압 정수(Ke)에서 구한 유기 전압에 소정의 계수(인가 전압 정수(kr))를 곱하고, 전압 보정 신호 ΔVa 를 더해 인버터 출력 전압(Va)을 수식 2에서 구하고, 2상/3상·모선축 역변환부(809B)에 의해 UVW 각 상의 출력 전압 신호(Vu, Vv, Vw)를 수식 2에 따라서 연산한다. 전압 보정 신호 ΔVa 는, 수식 3에 표시하는 바와 같이 오차 신호 ΔIr 에 비례 정수(Kp)를 곱한 값과, 오차 신호 ΔIr 의 적분값에 적분 정수(Ks)를 곱한 값의 합으로 구한다.

(수식 2)

$$\begin{bmatrix} V_u \\ V_v \\ V_w \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \times \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_r \\ V_a \end{bmatrix}$$

$$= \sqrt{\frac{2}{3}} \times \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_r \\ V_a \end{bmatrix}$$

(수식 3)

$$V_a = N \times K_e \times k_r + \Delta V_a = N \times K_e \times k_r + K_p \times \Delta I_r + K_s \times \int \Delta I_r$$

인버터 출력 전압축(a-r축)의 r축 전압 성분(Vr)은 제로이므로, 수식 3에 있어서는, Va만 계산하면 되어, 연산이 간단해지는 특징이 있다. PWM 제어부(810B)는, 정현파 출력 전압에 대응하여 PWM 제어하는 것으로 초음파 주파수의 삼각파 캐리어 신호로 변조하고, 6개의 스위칭 트랜지스터를 제어하는 인버터 제어 게이트 신호(GB)를 출력한다. 직류 전압 검지부(81)는, 정류 회로(2)의 직류 전압(Edc)을 검지하여 PWM 제어부(810B)의 변조도(M)를 제어하는 것으로, 직류 전압(Edc)에 역비례하여 변조도(M)를 제어함으로써 직류 전원 전압이 변동해도 일정한 인버터 출력 전압을 얻을 수 있어, 전압 변동에 의한 난조나 탈조를 방지할 수 있다.

즉, 정현파 구동의 출력 전압(Vo)은 수식 4로 표시되고, 변조도(M)가 일정하면 직류 전압(Edc)에 비례하여 출력 전압이 변동한다. 따라서, 수식 5에 표시하는 바와같이 기준 직류 전압(Eds)에 대한 직류 전압(Edc)의 비율에 따라 변조도(M)를 M1으로 변환함으로써 일정 출력을 얻을 수 있다.

(수식 4)

$$V_0 = E_{dc} \times M \times \sin \omega t$$

(수식 5)

$$M1 = \frac{E_{ds}}{E_{dc}} M$$

그러나, 데드 타임(td)의 영향에 의해 수식 6에 표시하는 바와 같이 출력 전압(Vo)은 직류 전압(Edc)에 거의 비례하여 저하하는 경향이 있고, 변조도(M1)를 직류 전압(Edc)에 역비례시키면, 출력 전압(Vo)이 저하하므로 데드 타임 상당분 출력 전압 보정할 필요가 있다. 간단한 보정 방법으로서, 데드 타임 상당의 PWM 듀티를 가산하는 안을 생각할 수 있다.

(수식 6)

$$V_o = E_{dc} \times \left(M1 \times \sin \omega t - \frac{td}{pwm_0} \right)$$

무효 전류(Ir)가 설정값(Irs)가 되도록 인버터 출력 전압 제어하는 방법, 즉, 무효 전류 일정 제어 방식의 특징은, 구동 주파수를 일정하게 제어해도, 전류 위상 θ , 혹은, 내부 상차각 δ 이 부하 변동에 따라 자동적으로 변화하는 점에 있다. Ir과 Irs의 오차 신호 ΔI_r 를 적분 제어함으로써 안정화 제어가 가능해지고, 정격 부하로부터 무부하까지의 부하 변동에 대해서도 안정되게 동작한다.

따라서, 압축기(6)에 관해서는, 기동 직후 등에서 열 교환기(9)의 온도가 충분히 상승하지 않은 상태, 또한 송풍 팬(7)에 관해서는, 토출구가 의류에 의해 폐색되거나, 회전 드럼(5) 중의 의류가 가득차 풍량이 거의 나오지 않는 상태라도, 안정되게 동작하는 특징이 있다.

일반적으로, 압축기 구동 모터의 회전 속도는, 6000r/min로부터 8000r/min로 설정되고, 압축기 구동 모터는, 돌극성(salient pole)의 매립 자석 모터(Interior Permanent Magnetic; IPM 모터)가 사용되고, 진각 제어에 의해 고속 회전 제어한다.

발명자들의 시험예에서는, 전류 위상이 $\beta=25$ 부터 30도 정도의 조건에서, 전류에 대한 토크가 최대로 되고, 출력에 대한 구리 손실을 거의 최소로 할 수 있다. 또한 구리량을 일정한 조건으로, 제2의 모터(4B)의 권선 턴(turn) 수를 변화시켜 제2의 인버터 회로(3B)로부터의 최대 공급 전압을, 정류 회로(2)의 출력 전압에 대응한 일정값 이하로 억제한 경우에는, 전류 위상을 $\beta=45$ 도 정도의 진각으로 한 조건에서, 제2의 인버터 회로(3B)로부터의 공급 전류가 최소가 되고, 제2의 인버터 회로(3B)를 구성하는 Insulated Gate Bipolar Transistor(IGBT로 칭한다) 등의 스위칭 소자의 전류 용량이 작은, 염가의 사용이 가능해지거나, 혹은 제2의 인버터 회로(3B)의 손실을 저감할 수 있는 등의 효과를 확인할 수 있다.

따라서, 본 실시의 형태에서, β 를 25부터 45도 정도의 사이에서 선택한 값이 되도록 무효 전류의 설정값을 뚫으로써, 저 비용으로 고효율의 회전 구동 제어가 가능해진다.

단, 무효 전류를 제어하는 구성 이외에, 위상 θ 를 일정하게 제어하거나, 혹은, 유효 전류(Ia)를 일정하게 제어하는 구성으로도 된다. 단, 직류 전압(Edc)의 리플이 커져, 교류 전압의 제로 전압 부근에서 직류 전압이 저하한 경우 등, 진각이 과대해져 회전이 불안정하게 되므로, 직류 전압(Edc)에 따라 변조도를 제어하여, 지나치게 진각되지 않도록 제어한다.

유효 전류를 일정하게 한 경우에는, 구동 주파수를 일정하게 하면 부하 변동에 대해 제어 성능이 저하하는 경향을 볼 수 있는데, 통상 운전에 있어서는 회전 속도를 일정하게 제어하면, 소정의 압축 동작이나 풍량이 확보되므로 문제없이 동작한다.

본 실시의 형태에 있어서, 제어부(8)는, 1개의 프로세서(82)에 의해 3개의 인버터 회로(3A, 3B, 3C)를 제어하기 때문에, 3개의 PWM 제어부(810A, 810B, 810C)와 3개의 전류 검지부(80A, 80B, 80C)에 의해 검출한 3개의 모터 전류의 아날로그 신호를 디지털 신호로 변환하기 위한 3개의 A/D 변환부(800A, 800B, 800C)를 구비한다. A/D 변환부(800A, 800B, 800C)에 대해서는, 모두 PWM 제어부(810A, 810B, 810C)에 동기하여 A/D 변환하게 하고, 3개의 PWM 제어부(810A, 810B, 810C)에 대해서도 상호 캐리어파 위상의 동기를 취하면서 동작하게 되어 있다.

도 5는, 본 발명의 제1의 실시의 형태에 있어서의 제어부(8)의 A/D 변환부(800A, 800B, 800C)와, PWM 제어부(810A, 810B, 810C)의 블록도이다.

전류 검지부(80A, 80B, 80C)로부터 출력되는 아날로그 출력 신호(V_{sa} , V_{sb} , V_{sc})의 각각을, GND로부터 5V의 범위로, 또한 적절한 전압의 진폭이 되도록 하기 위한 약간의 레벨 시프트와 증폭, 및 노이즈 저하 등을 행하기 위한 3상분이 각각 포함되는 증폭기(8001A, 8001B, 8001C)가, 모두 입력 부분에 설치된 형으로, A/D 변환부(800A, 800B, 800C)가 구성되어 있다. 본 실시의 형태에 있어서, 증폭기(8001A, 8001B, 8001C) 이후에 대해서는, 공통으로 합리적으로 구성하게 되어 있다.

즉, 선택적으로 출력하는 멀티플렉서(800D)를 가지고 있고, 아날로그 신호를 디지털 신호로 변환하는 3개의 A/D 변환부(800U, 800V, 800W)로 구성된 것을 사용하고 있다.

여기서, 전류 검지부(80A, 80B, 80C)의 아날로그 출력 신호(V_{sa} , V_{sb} , V_{sc})는, 각각에 3상의 전류(I_u , I_v , I_w)가 포함되므로, 토탈 9개의 아날로그 신호가 멀티플렉서(800D)에는 입력되게 되어 있다. 멀티플렉서(800D)는, 그 9개의 입력 신호로부터 입력 선택 신호(C_s)에 의해 3개를 선택하여 출력하는 것으로, 동일 모터의 I_u , I_v , I_w 를 동시에 검출할 수 있도록 선택이 행해진다. 이 때문에, 예를 들면 제1의 모터(4A)가 선택된 경우에, 멀티플렉서(800D)의 출력은, 제1의 모터(4A)의 3상 전류(I_u , I_v , I_w)가 제1의 전류 검지부(80A)로부터 얻어진 것이 선택되고, A/D 변환 개시 신호(C_t)에 의해서 A/D 변환부(800U, 800V, 800W)에 동시에 입력되고, 디지털값으로 변환되어, 출력(Diu , Div , Diw)이 얻어지도록 되어 있다.

이상과 같은 구성에 의해, 본 실시의 형태에서는 3상분 1그룹에 상당하는 3개의 A/D 변환부(800U, 800V, 800W)를 시간을 엇갈리게 해 순서대로 작동시킴으로써, 3개의 A/D 변환부(800A, 800B, 800C)로서 동작시키고, 3개의 인버터 회로의

출력 전류를 몇 마이크로초로 검출할 수 있게 하고 있다. 그러나, 반드시 이러한 멀티플렉서(800D)를 설치할 필요가 있는 것은 아니고, 예를 들면 3상 모터 3대분의 모든 전류를 동시에 검출할 수 있도록, 9개의 A/D 변환부를 설치하는 구성으로 해도 되고, 또한 멀티플렉서를 설치한다고 해도, 3개의 모터의 U상 전류가 동시에 변환되는 구성 등도 생각할 수 있다.

제1의 PWM 제어부(810A)는, 제1의 인버터 회로(3A)를 제어하는 것으로, 삼각파의 신호를 발생하는 제1의 캐리어 신호 발생부(8100A)와, U상 PWM 회로(8101ua), V상 PWM 회로(8101va), W상 PWM 회로(8101wa)로 구성된다.

U상 PWM 회로(8101ua)는, 비교부(8102ua), 출력 전압 설정부(8103ua), 상보 신호 발생부(8104ua)로 구성된다. 비교부(8102ua)는 캐리어 신호 발생부(8100A)의 출력 신호(Ca)와 출력 전압 설정부(8103ua)의 출력 신호를 비교하여 PWM 신호를 발생시키고, 그 PWM 신호는, 상보 신호 발생부(8104ua)에 의해 반전 신호와 데드 타임 삽입 등의 파형 성형 처리가 행해져, U상(相) 상부 아암 제어 신호(Gupa), U상 하부 아암 제어 신호(Guna)가 출력된다.

V상 PWM 회로(8101va), W상 PWM 회로(8101wa)도 동일한 동작을 하므로 설명을 생략한다.

제2의 PWM 제어부(810B)는, 제2의 인버터 회로(3B)를 제어하는 것으로, 삼각파의 신호를 발생하는 제2의 캐리어 신호 발생부(8100B)와, U상 PWM 회로(8101ub), V상 PWM 회로(8101vb), W상 PWM 회로(8101wb)로 구성된다.

제3의 PWM 제어부(810C)는, 제3의 인버터 회로(3C)를 제어하는 것으로, 삼각파의 신호를 발생하는 제3의 캐리어 신호 발생부(8100C)와, U상 PWM 회로(8101uc), V상 PWM 회로(8101vc), W상 PWM 회로(8101wc)로 구성된다.

제2의 PWM 제어부(810B) 및 제3의 PWM 제어부(810C)에 대해서도, 제1의 PWM 제어부(810A)와 동일한 동작을 하기 때문에 설명을 생략한다.

본 실시의 형태에 있어서는, 3개의 PWM 제어부(810A, 810B, 810C)의 사이의 동기를 취하기 위해서, 각각의 캐리어 신호 발생부(8100A, 8100B, 8100C)의 동기를 취하는데, 제1의 모터(4A)와 제3의 모터(4C)에 대해서는, 가청 주파수의 소음이 울리기 쉬운 구조이므로, 캐리어 주파수를 $f_1=16\text{kHz}$ 라는 가청 주파수의 상한에 가깝고, 인간의 귀 감도가 낮아지는 높은 값으로 한다. 이에 대해 제2의 모터(4B)에 대해서는, 캐리어 주파수 성분의 소음이 외부로 새어나가기 어려운 구조일 것과, 특히 물을 사용하는 세탁 건조기로서, 냉매를 통한 누설 전류(리크 전류)를 억제해 감전을 적게 할 필요가 있으므로, 캐리어 주파수는, $f_2=4\text{kHz}$ 로 하고, $f_1:f_2=4:1$ 이라는 정수비로 한다.

따라서, 제1, 제3의 캐리어 신호 발생부(8100A, 8100C)에 대해서는, 클록 펄스(Cp1, Cp3)를 8.192MHz로 함으로써, 8비트의 분해능을 가지는 삼각파 PWM 변조를 행하는 것으로 한다. 캐리어 신호 발생부(8100B)에 관해서는, Cp1이나 Cp3를 1/4분주한 2.048MHz의 신호를 이용하고, 제2의 캐리어 신호 발생부(8100B) 내의 카운터가 오버플로우하는 타이밍과 언더플로우하는 타이밍에서, 캐리어 신호 발생부(8100A, 8100C)의 초기값을 255에 세트함으로써, 캐리어 신호 발생부(8100A, 8100C)는, 캐리어 신호 발생부(8100B)와의 동기가 취해진 삼각파로 동작하게 된다.

본 실시의 형태에 있어서는, 3개의 PWM 제어부(810A, 810B, 810C) 각각에 대해, 독립하여 캐리어 신호 발생부(8100A, 8100B, 8100C)를 가진 구성으로 하고 있다. 이 때문에, 일반적인 모터 제어용의 기능을 가진 마이크로컴퓨터를 그대로 이용할 수 있게 되는데, 예를 들면 캐리어 신호 발생부의 구성 요소를 공통 카운터로부터의 처리로 모을 수 있고, 자동적으로 동기가 취해지는 구성을 보다 합리적으로 성립시키는 것도 가능하다.

이와 같이, 3개의 인버터 회로(3A, 3B, 3C)의 PWM 주기의 동기를 취함으로써 모든 트랜지스터가 온 혹은 오프에 고정되어 있는 기간에 전류 검출함으로써, 스위칭 노이즈의 영향없이 전류를 검출할 수 있다.

도 6은, 본 발명의 제1의 실시의 형태에 있어서의 PWM 제어부(810A, 810C) 및 A/D 변환부(800A, 800C)의 각 부 동작 파형을 도시하는 타이밍 차트로, 각 부의 파형 기호는, 도 5의 블록도에 도시된 기호에 대응시킨 것으로 되어 있다.

또한, U상에 대해서만 도시되어 있는데, V상, W상에 관해서도 동일하게 동작이 행해지게 되어 있다.

캐리어 신호 파형(Ca, Cc)은 삼각파로 동일하다. 일점 쇄선으로 표시하는 V_{ua} 및 V_{uc} 이 커지면, 상부 아암 제어 신호(Gupa나 Gupc)의 PWM 듀티(온 시간의 비율)가 증가하고, 하부 아암 제어 신호(Guna나 Gunc)의 PWM 듀티는 감소하여, 인버터 출력 전압이 상승하게 된다.

Ct는 캐리어 신호와 동기한 A/D 변환 개시 신호이고, Dia는 인버터 회로(3A)의 출력 전류 신호를 A/D 변환하는 타이밍 기간이며, Dic는 인버터 회로(3C)의 출력 전류 신호를 A/D 변환하는 타이밍 기간이고, 하부 야암 트랜지스터가 온 일 때에 반드시 A/D 변환된다. Vm은 출력 전압 한계 설정 신호로, A/D 변환 기간에 트랜지스터가 스위칭하지 않도록 설정하는 것으로, 하부 야암 제어 신호(Gunc)의 최소 펄스폭을 제한하는 작용이 있고, 이는 제1의 모터(4A)에 대해서도 동일하다.

도 6에 있어서, 제2의 모터(4B)의 캐리어 주파수(4kHz)에 맞추기 위해, A/D 변환 개시 신호(Ct)는 삼각파 캐리어 신호(Ca, Cc)의 피크가 되는 타이밍 내의 4회에 1회의 빈도로, 시각 t1 및 t2에서, 1펄스 밖에 표시되지 않는다. 실제로, 인버터 회로(3A, 3C)에 대해서는, 멀티플렉서(800D)에 의한 전류 검지부(80A, 80C)의 출력 신호(Vsa, Vsc)가 몇 마이크로초의 사이에 전환함으로써, A/D 변환부(800U, 800V, 800W)가 시분할적으로 활용되는 결과, 양 모터(4A, 4C)의 3상 전류 전체가 4캐리어에 1회의 빈도로, 거의 동시에 A/D 변환하는 것이 가능해진다.

또한, 후술하는 바와 같이 4캐리어에 1회의 검지 기간에서 모터(4A, 4C)의 각 3상 전류 전체의 검지를 행하지 않고, 4캐리어의 2배(즉 8캐리어 주기), 또한 3배(즉 12캐리어 주기)로, 모터 1개분씩 순서대로 전류 검출을 행하는 구성도 있다. A/D 변환 속도가 느린 경우나, 프로세서(82)의 워크가 진척되지 않는 경우 등에 유효하고, 동시에 제어하는 인버터 회로가 더욱 증가한 경우 등에도, 4캐리어 주기내에서 전류 검출과 좌표 변환을 할당함으로써, 모터 제어 태스크가 증가하여 4캐리어 내에서 태스크가 종료하지 않는 문제가 발생하지 않게 된다. PWM 제어부와 멀티플렉서의 선택수를 증가시키는 것만으로, 칩 사이즈 점유 면적이 큰 A/D 변환 유닛을 증가시키지 않고 제어 인버터 회로수를 증가시킬 수 있는 특징이 있다.

단, 본 실시의 형태에 있어서는, 동시에 동작할 수 있는 3개의 A/D 변환부(800U, 800V, 800W)를 구비하고 있고, 1개의 모터에 관해서는, 한번에 3상의 전류가 동시에 디지털값으로 변환할 수 있게 되어 있으므로, 처리 속도의 면, 알고리즘의 면에서는, 매우 유효하게 동작할 수 있게 되어 있다.

도 7은, 본 발명의 제1의 실시의 형태에 있어서의 PWM 제어부(810B, 810A) 및 A/D 변환부(800B, 800A)의 각 부 동작 파형을 표시하는 타이밍 차트로, 각 부 파형 기호는, 도 5의 블록도에 표시된 기호에 대응시킨 것으로 되어 있다.

또한, U상에 대해서만 도시되어 있는데, V상, W상에 관해서도 완전히 동일하게 동작이 행해지게 되어 있다.

캐리어 신호(Ca)와 캐리어 신호(Cb)의 주기비는 정확히 1:4로 되어 있다. 주기비가 짝수배이므로, 캐리어 신호(Cb)의 피크와 골짜기는, 모두 캐리어 신호(Ca)의 피크의 타이밍이 된다.

따라서, Cb가 피크로 되는 타이밍 부근에서, 멀티플렉서(800D)를 작용시키면서, A/D 변환을 행함으로써, 양 모터(4A, 4B)의 3상의 전류값을, 스위칭 노이즈가 없는 기간에서의 안정된 전류 검지가 가능해진다.

또한, 모터(4A)의 A/D 변환 타이밍은 캐리어 신호(Cb)의 피크와 골짜기 양쪽의 타이밍에서 하면 데이터량을 늘릴 수 있고, 전류 검지 정밀도를 높여 응답 속도를 빠르게 할 수 있다.

덧붙여서 말하면, 주기비가 홀수인 경우에는 Cb의 피크를 Ca의 피크와 동 시각으로 하여 Cb의 골짜기를 Ca의 골짜기와 동시각으로 할지, Cb의 피크를 Ca의 골짜기와 동시각으로 하여 Cb의 골짜기를 Ca의 피크와 동시각으로 할지의 동기를 취하는 것이 가능해진다.

이상과 같은 캐리어파의 동기를 취함으로써, 3개의 PWM 제어부(810A, 810B, 810C)의 상호간의 동기를 취하고, 또한 3개의 A/D 변환부(800A, 800B, 800C)에 관해서도 PWM 제어부(810A, 810B, 810C)와 동기하여 A/D 변환을 행하게 되어 있고, 도 6에서 도시한 시각 t1이 도 7의 t1와 동 시각으로 되어 있다.

도 8은, 본 발명의 제1의 실시의 형태에 있어서의 동시에 구동하는 3개의 인버터 회로(4A, 4B, 4C)의 PWM 제어를 동기시켜, 전류 검출과 벡터 연산을 행하는 플로우 차트의 실시예이다.

도 6의 t1 및 t2 시각 및 도 7에서 설명한 t1 시각의 타이밍에서, 삼각파의 캐리어(Cb)가 피크 위상으로 되어 캐리어 신호 인터럽트 신호가 발생하고, 단계 900에서 캐리어 신호 인터럽트 서브루틴이 개시된다.

단계 901에서, 설정된 제어 플래그가, 제1의 인버터 회로(3A)의 A에 설정되어 있는지 여부를 판별하고, 제어 플래그가 A로 설정되어 있으면, 단계 902로 진행한다.

제1의 인버터 회로(3A)의 전류 검출과 A/D 변환을 실행하고, 단계 903으로 진행하여 3상/2상 변환과 d-q축 변환을 행하고, d축 전류(I_d), q축 전류(I_q)를 구하여, 다음에 단계 904로 진행하고, I_d , I_q 를 메모리에 격납한다. 구한 d축 전류(I_d), q축 전류(I_q)는, 모터 제어의 메인 플로우에서 사용하고, 메인 플로우에서 q축 전류 지령값(I_{qs})과의 오차 신호를 검출하여 q축 전압 지령값(V_q)을 연산한다. 다음에 단계 905로 진행하여, 메인 플로우에서 구한 q축 전압 지령값(V_q), d축 전압 지령값(V_d)을 호출하고, 단계 906에서 역변환하여 인버터 회로(3A)의 각 상 전압(V_u , V_v , V_w)을 구한다. 다음에 단계 907로 진행하여 차회 인터럽트 처리에서 다음 인버터 회로가 선택되도록 제어 플래그를 다음의 B 세트해 둔다.

그 후, 단계 908로 진행하여 인버터 회로(3A, 3B, 3C)의 각 상 전압의 위상에 대응한 PWM 제어 설정 전압을 모든 출력 전압 설정부(8103ua 등)에 설정하고, 단계 909로 진행하여 서브루틴을 리턴한다.

리턴한 후, 단계 901에서, 설정된 제어 플래그가, A로 설정되어 있는지 여부를 판별한다. 이 때, 250마이크로초의 다음번 인터럽트 시에는, 제2의 인버터 회로(3B)의 순서가 되고, 인버터 회로 제어 플래그가 B로 설정되어 있으므로, 단계 910로 진행하고, 설정된 제어 플래그가, B로 설정되어 있는지 여부를 판별한 후, 단계 911로 진행하여, 인버터 회로(A)에서 설명된 플로우와 거의 동일한 플로우에 의해 제2의 인버터 회로(3B)를 제어한다.

압축기 구동 모터(4B)의 제어는 상술한 바와 같이, 무효 전류 일정 방식을 이용한 센서리스 정현과 구동이므로, 단계 911에서 제2의 인버터 회로(3B)의 전류 검출과 A/D 변환을 실행한다. 단계 912로 진행하여 3상/2상 변환과, 인가 전압축(a-r축)에의 좌표 변환을 행하고, 유효 전류 성분(I_a)과 무효 전류 성분(I_r)을 연산하여, 단계 913에서 I_a , I_r 를 메모리한다. 메인 플로우에서는, 무효 전류(I_r)와 설정값(I_{rs})의 오차 신호를 검출하여 인가 전압(V_a)을 비례 적분 제어한다.

다음에, 단계 914로 진행하여 메인 플로우에서 구한 인가 전압 설정값(V_{as})을 호출, 단계 915에서 역변환하여 3상 각 상 인가 전압을 연산하고, 단계 907로 진행하여 인버터 제어 플래그를 다음의 C로 셋트하고, 단계 908, 단계 909로 진행한다.

또한, 단계 911부터 단계 915는, 제2의 인버터 회로(3B)용의 단계군(919)이 된다. 단계군(920)은, 제3의 인버터 회로(3C)용으로서, 제2의 인버터 회로(3B)와 동일하게, 무효 전류 성분의 연산 등을 행하는 방법으로서 설치되게 되어 있고, 다음의 인터럽트 처리에서, 단계 901 및 단계 910에서, 제어 플래그가 C로 되어 있으므로, 실행되게 된다.

이상에 설명한 플로우 차트에 있어서는, 250마이크로 초 간격으로, 3개의 모터(4A, 4B, 4C)가 순서대로 제어되게 되어, 어떠한 모터나 750마이크로초 간격에서의 제어로 되고, 특히 인버터 구동 주파수(전기각 주파수라고도 한다)가 높은 경우 등에는, 750마이크로초 마다 3상 전압 출력 갱신에서 양호한 정현과 구동이 곤란해지는 경우도 있다.

따라서, 인버터 구동 주파수가 높은 경우에는, 프로세서(82)의 처리 속도를 높이고, 4kHz의 C_t 주기마다 모든 모터의 제어를 완료할 수 있도록 하는 구성이 가능하면 문제가 발생하지 않게 된다. 적어도 2상/3상-인가 전압축 역변환(906, 915) 등에 관해서는, A/D 변환의 주기와는 별도로, 항상 C_t 의 주기마다(250 μ s 주기)에서의 순간의 θ 각(전압 위상 혹은 로터의 전기각)을 설정하여 행하는 구성으로 하거나, 16kHz 캐리어인 모터(4A, 4C)에 관해서는, 매 캐리어마다의 (62.5 μ s 주기)에서의 처리가 행해지도록 하면, d-q 평면상 또는 a-r 평면상에서의 제어의 간격은 다소 길더라도, 각 모터에의 전압-전류 파형에 관해서는, 거의 정현파를 유지할 수 있다. 따라서, 소음·진동을 억제하는 것이 가능해지고, 이들의 플로우 차트의 구성으로는, 설계에 의해서 다양한 것을 생각할 수 있다.

본 실시의 형태에서는, 무효 전류 성분을 산출하거나, 각종 설정값에 대한 오차로부터 제어량을 구해내는 계산, 또한 제2의 PWM 제어부(810B)로의 출력을 행하기 위한 연산이 필요한데, 제1의 인버터 회로(3A)의 설명에서 기술한 벡터 제어와 유사점도 많다. 예를 들면 유효 전류와 무효 전류를 구해내는 계산은, 일반적인 벡터 제어에 이용하는 각도 θ 가 d축 혹은 q축을 기준으로 하는 회전각인데 대해, 제2의 인버터 회로(3B)의 출력 전압축(a축)을 기준으로 하는 위상각으로 한다는 상이점이 생기게 되는데, 제어 블록도로서의 파트가 공통으로 사용할 수 있게 된다. 따라서, 모터마다 개별의 프로세서를 형성하여 구동시키는 구성에 대해, 공용할 수 있는 소프트 등도 발생하므로, 메모리의 낭비도 억제할 수 있고, 1개의 프로세서(82)에 통합한 복수 모터의 정현과 구동을 행함에 의한 효과로서, 많은 것을 얻을 수 있게 된다.

한편, 복수의 프로세서를 이용해, 각각의 인버터 회로를 구동하는 구성으로 한 경우에 있어서도, 캐리어 주파수를 정수비로 하여, 신호 전달 경로를 이용해, 캐리어의 동기 등을 행하면 동등한 동작이 가능한데, 고속의 신호 전달 경로가 필요하지는 등 곤란이 크고, 비용적으로도 불리하게 된다.

각 모터에 관해서는, 전류 검지부로부터 A/D 변환부에 관독된 전류값 데이터로부터, q축 전류, d축 전류, 무효 전류, 유효 전류 이외에 각 부의 워크울(파워)도 산출하는 것이 가능하다. 예를 들면 각 모터 입력(전기 파워)은, 2상 변환된 각 인버터 회로의 출력 전압(Va)과 출력 전류(I)와 역율로부터 $Va \cdot I \cdot \cos\theta$ 의 계산에 의해 구해지고, 3상 전력의 계산으로서 기본적인 선간 전압과 1상의 선(線) 전류의 곱을 루트 3배하여 구하는 것도 가능해 진다.

또한, 모터 출력(기계 파워)에 관해서도, 표면 자석 모터의 경우에는, q축 전류와 각속도 ω 의 곱에 정수(영구 자석에 의한 쇠교 자속의 값에 상당)를 곱셈하여 구할 수 있게 된다.

또한, 각 인버터 회로에의 입력 전력(전기 파워)에 대해서도, 직류 전압 검지부(81)로 검지되는 인버터 입력 직류 전압값에, 전류 검지부의 평균 출력값(A/D 변환값에 온 시간 비율을 곱한 것)을 곱셈하여 구하는 것이 가능해지고, 각각의 모터의 파워의 상한, 혹은 세탁 건조기로서의 합계의 소비 전력의 상한을 제한하는 등의 제어에 사용하는 것도 가능하다.

특히, 인버터 회로 출력 전압축(a-r축)으로 좌표 변환하는 무효 전류 일정 방식은, 유효 전류(Ia)($=I \cdot \cos\theta$)와 인버터 출력 전압(Va)의 곱으로 순간에 모터 입력을 연산할 수 있으므로, 회전 드럼 구동 모터 혹은 압축기 구동 모터의 회전수를 제어함으로써 교류 입력이 소정값 이하가 되도록 제어하는 것이 가능해지는 특징이 있다.

(실시의 형태 2)

도 9는, 본 발명의 제2의 실시의 형태에 있어서의 A/D 변환부의 구성도이고, 도 10은 그 동작 파형도이고, 그 외의 부분의 구성, 동작에 대해서는 제1의 실시의 형태와 동등한 것을 사용한 히트 펌프식의 세탁 건조기가 구성되어 있는 것으로 되어 있다.

도 9에 있어서, A/D 변환부(800A, 800B, 800C)는, 멀티플렉서(800E)에 입력되는 Cs 신호가 U, V, W로 변화함으로써, A/D 변환부(850A)는 제1의 모터(4A) 전용으로 되어, Iu, Iv, Iw가 Cs 신호에 의해서 순서대로 전환되면서 Dia로서 디지털 출력되게 되어 있다.

또한, 제2의 모터(4B), 제3의 모터(4C)에 관해서도 동일하고, 각각 A/D 변환부(850B, 850C)에서 모터별로 담당이 분담 되게 된다.

도 10에 있어서, 16kHz의 삼각파인 캐리어파(Ca)의 피크 위상이 되는 시각 t0에서, 오버 플로우 펄스 신호(Ct)가, 인터럽트 신호에 의해서 발생하고, 모든 모터(4A, 4B, 4C)에 관해서 Vm값이 공통으로 설정되므로, Guna의 하이 기간에 표시되는 것처럼, 하부 아암의 스위칭 소자가 확실하게 온 상태로 된 기간이 된다.

또한, 제2의 모터(4B)에 대해서는, 실시의 형태 1과 동일하게 캐리어 주파수가 4kHz이므로, Ct 신호는 Ca마다 피크로 발생하는 것이 아니라, Ca의 피크 4회의 1회의 페이스에서의 발생 빈도가 된다.

또한, 제3의 모터(4C)에 관해서 캐리어 주파수는, 실시의 형태 1과 동일하고, 16kHz라는 매우 높은 값으로 함으로써, 캐리어 주파수에 기인하는 귀에 거슬리는 소음에 대해서는 작아진다.

기간 te에 있어서, 제1의 모터(4A)의 3상분의 전류가 Iu, Iv, Iw의 순서로 A/D 변환되고, Dia 신호로서 순서대로 출력되게 되고, 모터(4B, 4C)에 관해서도 동일하게 Dib, Dic 신호로부터 출력이 이루어지는데, 이에 대해서도, U상, V상, W상의 순으로 A/D 변환부(850B, 850C)에서 변환 동작이 행해지게 된다.

Cb는 도시하지 않지만, 피크의 높이는 255과 동일하면서, Ca보다도 경사가 완만한 삼각파가 되므로, Vm으로서 제1의 모터(4A)에서 이용하는 값을 공통으로 사용한 경우에는, 하부 아암의 스위칭 소자의 온 기간은 또한 Ct 발생 타이밍으로부터 전후 방향으로 거의 4배의 확대가 이루어지게 되고, A/D 변환을 하는 경우의 장애가 될 수 있는 스위칭이 제2의 인버터 회로(3B)에서 행해지는 일도 없다.

따라서, 캐리어 주파수가 4kHz로 낮은 제2의 모터(4B)분의 Vm에서는, 제1의 모터(4A)보다도 약간 높은 Vm치를 이용하는 것도 가능하고, 특히 압축기 구동 모터(4B)의 턴 수를 많게 하여, 전류값을 줄이고 싶은 경우에는, 약간 유리하게 된다.

또한, Ca가 Vm에 도달하고 나서 Ct가 발생할 때까지도, 꽤 시간이 있어, 데드 타임(Td)이나 각 스위칭 소자의 동작 지연 시간을 고려해도, 충분한 시간이 있는 경우에는, Ca의 피크 위상보다도 전의 타이밍에서 A/D 변환 동작을 개시해도 된다.

예를 들면, 각 인버터(3A, 3B, 3C)의 하부 아암의 합계 9개의 스위칭 소자 내, 최후에 온이 되는 스위칭 소자에의 신호가 발생 한 시점에서 인터럽트신호를 발생시켜, 그 시점에서 스위칭 노이즈를 피하기 위한 소정의 지연 시간 후에, A/D 변환을 시작시키는 구성으로 해도 되고, A/D 변환에 요하는 시간이 부족한 경우 등에는 유효하게 작용하는 경우를 생각할 수 있다.

본 실시의 형태 2에 있어서도, A/D 변환부의 수에 관해서는, 실시의 형태 1과 동일하게 3개로 한 것으로 되어 있는데, 예를 들면 A/D 변환부의 수를 1개만으로 하고, 멀티플렉서에 의해서 복수의 모터의 전류값을 각각 검지하는 복수의 A/D 변환부를 실현한 것 등이어도 된다.

또한, 본 실시의 형태 2에 있어서는, 제1의 모터(4A)에만 위치 검지부(40A)를 설치한 다음에 벡터 제어를 행하므로, 회전 드럼(5) 내의 의류의 상태가 변화한 경우 등에도 d-q 좌표 변환이 정밀도 좋게 행해지게 되어, 소음이나 진동의 저감의 점에서도 유리하게 되는데, 위치 검지부가 없는 벡터 제어로 해도 되고, 또한 모터(4B, 4C)와 동일하게, 무효 전류를 일정하게 하는 등 제어 구성으로 해도 된다.

또한, 제2의 모터(4B)와 제3의 모터(4C)에 관해서는 무효 전류를 일정한 제어로 함으로써, 제1의 모터(4A)의 부하 변동에 의한 정류 회로(2)로부터의 직류 공급 전압의 변동을 행한 경우라도, 회전의 속도가 안정되게 되어, 소음을 없앨 수 있다는 효과가 크다. 그러나, 제2의 모터(4B)와 제3의 모터(4C)를 무효 전류의 값을 검지하여 제어하는 것이 절대로 필요로 한 것이 아니라, 제2의 모터(4B)나 제3의 모터(4C)에 벡터 제어를 이용할 수도 있고, 제2의 모터(4B)나 제3의 모터(4C)에 위치 검지부를 형성한 정현과 구동의 구성으로 해도 된다.

이들 경우에 있어서도, 1개의 프로세서(82)에 의해 제어를 행함으로써, 모터 상호의 스위칭 노이즈를 막는, 안정된 정현과 구동이 가능해진다는 효과에 대해서 동일하게 발휘하는 것이 가능해진다.

(실시의 형태 3)

도 11은, 본 발명의 제3의 실시의 형태에 있어서의 세탁 건조기의 블록도를 도시한 것으로, 실시의 형태 1과 비교해, 제1의 전류 검지부(80A)를 제거한 것이고, 프로세서(82)에 대해서도, 제1의 모터(4A)의 전류분(V_{sa})의 검지를 행하는 A/D 변환부(800A)를 생략한 구성으로 되어 있다는 점이 다르지만, 그 밖의 회로 구성에 대해서는, 제1의 실시의 형태와 동등한 것이다.

실시의 형태 3에 있어서, 회전 드럼 구동 모터(4A)에 관해서는, 벡터 제어나 무효 전류의 일정한 제어는 행하지 않고, 예를 들면 위치 검지부(40A)로부터 입력한 위치 검지 신호로부터 로터 위치와 실제 속도를 구하고, 여기에 설정 속도나, 도포량 등으로부터 테이블에 의해서, 모터(4A)로의 인가 전압(V_a)의 위상과 크기를 정하고, PWM 제어부(810A)에서는, 모터(4A)로의 전압 파형이 정현파가 되도록 출력함으로써, 전류 파형도 거의 정현파가 되게 한 정현과 구동을 행하게 하는 방법을 취한다.

이 때문에, 부하 변동에 대해서는, 약간 모터 전류의 위상이나 크기, 발생하는 토크의 변동을 볼 수 있는 경우도 있는데, 구성면에서는, 제1의 전류 검지부(80A)나 제1의 A/D 변환부(800A)가 없는 간단한 것으로 할 수 있게 되어, 실용상 충분한 진동이나 소음의 저감을 도모할 수 있다.

또한, 제1의 인버터 회로(3A)를 구성하는 스위칭 소자의 과전류에 대해 보호를 하기 위해서, 하부 아암의 3개의 스위칭 소자의 이미터를 공통으로 접속한 부분에 정류 회로(2)와의 사이에 셉트 저항 등으로 불리는 저항부를 1개 설치해도 된다.

이상, 실시의 형태 1부터 3에서도 명백한 바와 같이, 1개의 프로세서(82)에 의해, 3개, 즉 복수의 모터를 정현과 구동함으로써, 타이밍 관리의 일원화가 용이해지고, 부품 점수가 적은데다, 안정된 회전 구동 제어가 행해지게 되는 것이다. 특히 각 인버터 회로의 구성 요소가 되는 스위칭 소자의 온 오프 타이밍을 확실하게 관리할 수 있고, 각 모터의 전류 검지부로부터 각 A/D 변환부를 작용시키는 타이밍도, 스위칭 소자의 스위칭 기간을 제외함으로써, 스위칭 노이즈의 간섭을 완전히 없앨 수 있게 되어, 매우 효과적이고, 소음 저감에 유리해지는 정현과 구동을 안정되게 행할 수 있게 된다.

즉, 각 인버터 회로 이외의 노이즈원으로서, 예를 들면 프로세서(82)에의 5V 전원 등을 공급하기 위한 스위칭식의 전원 회로, 또한 정류 회로(2)에 승압 회로 등을 설치하는 경우에는, 이들 스위칭 소자가 온 오프함에 의한 노이즈 발생이 문제가 되는 것도 생각할 수 있다. 필요하다면, 이들 스위칭 동작에 대해서도, A/D 변환이 행해지는 기간의 전후에서 금지하는 등의 구성도 유효하게 된다.

또한, 실시의 형태 1부터 3에 있어서는, 각 인버터 회로에 설치한 전류 검지부는 3개의 하부 아암의 스위칭 소자(트랜지스터)의 이미터에 각각 1개씩의 저항을 접속하고, 합계 3개의 저항을 이용한 3선트 전류 검지 방식으로 불리는 구성으로 하고 있다. 그러나, 이러한 구성에 한정되는 것이 아니라, 1개의 저항부를 하측의 3개의 스위칭 소자의 이미터 단자를 공통으로 하고, 정류 회로(2)의 마이너스 단자와의 사이에 접속하고, 그 저항부의 전압을, 스위칭 타이밍과 동기하여 A/D 변환함으로써, 각 상의 전류를 검지하는 1선트 전류 검지 방식으로 불리는 것이어도 된다. 그 경우에는, 각 실시의 형태와 비교해 더욱 A/D 변환이 유효하게 되는 시간의 제한이 상당히 엄격하게 된다.

따라서, 스위칭 노이즈의 영향을 최대한 막을 수 있는 구성으로서, 1개의 프로세서를 사용하여, 복수의 모터를 구동하는 복수의 인버터 회로의 PWM 제어부를 동기시키고, 또한 A/D 변환부의 A/D 변환의 타이밍도 동기시키는 구성으로 함으로써, 막대한 효과를 얻을 수 있게 된다.

또한 다른 전류 검지부의 구성으로서, 예를 들면 3상 모터의 경우에는, 3개의 선 내의 2개의 선에 대해서, 홀 소자와 증폭부 등을 이용해 주파수가 제로, 즉 직류 성분에서도 전류를 검지할 수 있는 DCCT라고 불리는 전류 검지부를 사용하는 구성도 있다.

DCCT를 사용하는 경우에는, 실시의 형태 1부터 3과는 달리, 하부 아암의 스위칭 소자가 온으로 되어 있는 기간 이외의 기간에서도, 항상 정류 전류에 대한 아날로그 출력 신호 전압을 얻을 수 있게 되므로, A/D 변환을 행하는 타이밍은 원리적으로는 자유롭게 된다. 그러나, 복수의 인버터 회로를 갖는 구성이므로, 다른 인버터 회로에서의 스위칭 노이즈의 영향이나 반대로 다른 인버터 회로에 스위칭 노이즈의 악영향을 줄 가능성이 있으므로, 역시 1개의 프로세서로 타이밍을 일원화하여 관리할 수 있는 본 발명의 구성은 효력을 발휘한다.

또한, 실시의 형태 1부터 3에 있어서는, 삼각파의 캐리어 파형을 사용하는 것을 나타내는데, 삼각파 대신에 톱니파를 사용하는 것도 생각할 수 있다.

정현파 구동을 행하기 위한 PWM 제어부로서 톱니파를 사용한 경우에는, 각 상의 스위칭 타이밍이 동시기가 되는 경우가 있고, 고조파 성분의 발생 상황에 대해서도, 삼각파의 캐리어파를 이용한 경우에 의해 약간 나쁘게 되는 경우도 있다. 그러나, 설정된 전압이 모터의 각 상에 출력된다는 기본적인 동작에 있어서는, 삼각파를 이용한 것과 완전히 동등하고, 구성면에서는 간단하게 되는 경향도 있어, 복수의 모터를 1개의 프로세서로 구동하고, PWM 제어부에 관해서, 복수의 모터와 동기를 취하고, 또한 A/D 변환의 타이밍에 대해서도 PWM 변환과 동기하여 동작시킨다는 구성이, 스위칭 노이즈에 의한 A/D 변환의 영향을 없애고, 보다 안정된 각 모터의 정현파 구동을 실현할 수 있다는 효과가, 동일하게 얻어지게 된다.

또한, 정현파 구동에 대해서는, 모터에 공급되는 전류 파형이, 거의 정현파가 되는 것을 의미하는데, 현실적으로는 캐리어 주파수 성분의 중첩이나, 유도 기전력 파형에 변형이 있는 것에 의한 전류 파형의 변형, 또한 모터의 자기 특성의 비선형성 등에 의해서도 변형이 생기게 된다. 또한, 토크 리플이나 코킹 토크를 캔슬하는 등의 목적으로, 고의로 모터에 공급되는 전류 파형에 변형을 가하는 경우도 있으므로, 완전한 정현파 전류 파형이 되는 것은 있을 수 없고, 고조파 성분이 포함되어 있는 파형이라도 정현파 구동의 범주에 들어가게 된다.

또한, 실시의 형태 1부터 3에 있어서는, 각 모터의 상수를 3상으로 하고, 어느쪽 모터에 대해서도 전파식의 6석의 인버터 회로로부터의 교류 전력의 공급을 행하는 구성으로 하는데, 이러한 구성에 한정되는 것도 아니다. 상수나 인버터 회로의 석의 수는 다른 조합도 되고, 또한 사용되는 스위칭 소자에 관해서도, IGBT, 바이폴라(bipolar)형, MOSFET 등이 있을 수 있다. 1개의 프로세서에 의해서 제어됨으로써, 타이밍 관리가 일원화됨으로써, 각 인버터 회로 내의 스위칭 소자의 온 오프 타이밍을 용이하게 관리할 수 있는 것에 의한 안정된 정현파 구동의 실현이 가능하고, 소음·진동이 작은 세탁 건조기가 실현된다는 효과를 마찬가지로 기대할 수 있게 된다.

발명의 효과

이상과 같이, 본 발명에 관한 세탁 건조기의 모터 구동 장치는, 1개의 프로세서를 이용해 제1부터 제3의 모터를 동시에 정현파 구동하도록 함으로써, 구성 부품이 적고, 저소음이며, 또한, 안정된 정현파 구동을 실현할 수 있게 된다.

도면의 간단한 설명

도 1은 본 발명의 실시의 형태 1의 모터 구동 장치의 블록도이다.

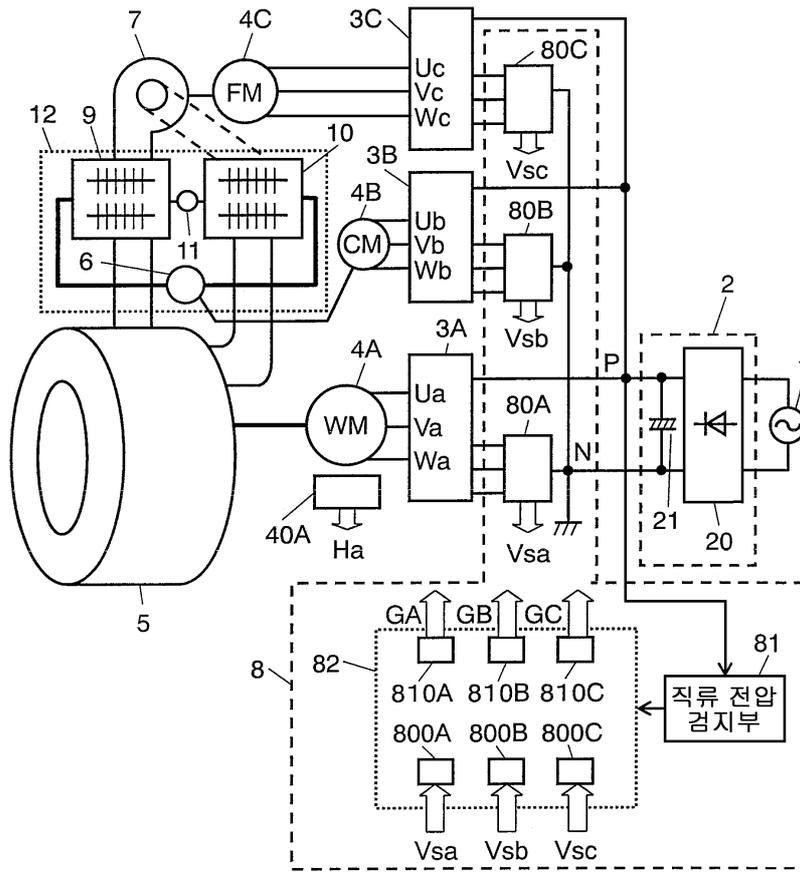
- 도 2는 동 인버터 회로 제어의 블록도이다.
- 도 3은 동 모터 구동 장치의 표면 자석 모터를 위한 벡터도이다.
- 도 4는 동 모터 구동 장치의 매립 자석 모터를 위한 벡터도이다.
- 도 5는 동 모터 구동 장치의 PWM 제어부와 A/D 변환부의 상세 블록도이다.
- 도 6은 동 모터 구동 장치의 모터(4A, 4C)의 전류 검출의 타이밍 차트이다.
- 도 7은 동 모터 구동 장치의 모터(4A, 4B)의 전류 검출의 타이밍 차트이다.
- 도 8은 동 모터 구동 장치의 캐리어 신호 인터럽트 서브루틴의 플로우 차트이다.
- 도 9는 본 발명의 실시의 형태 2의 A/D 변환부의 블록도이다.
- 도 10은 동 모터 구동 장치의 전류 검출의 타이밍 차트이다.
- 도 11은 본 발명의 실시의 형태 3의 모터 구동 장치의 블록도이다.

<도면의 주요 부분에 대한 부호의 설명>

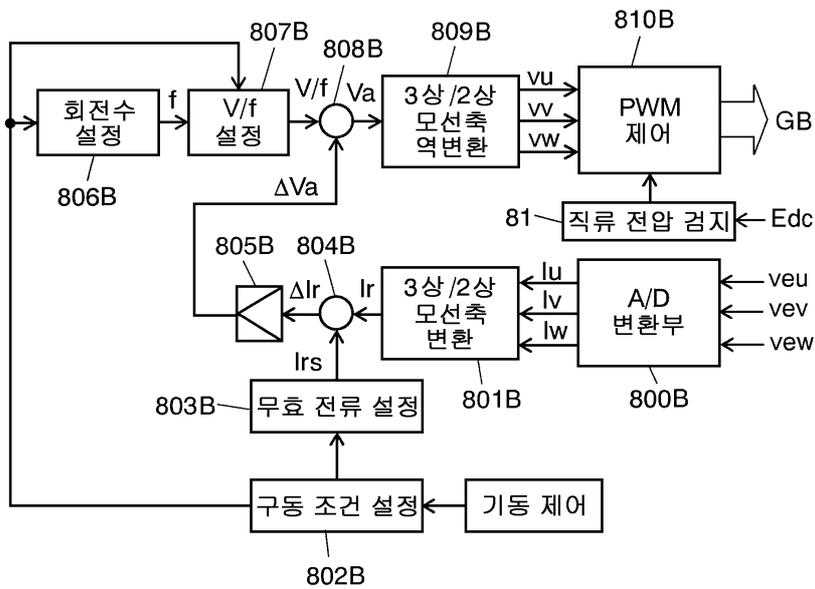
- 1 : 교류 전원 2 : 정류회로
- 3A : 제1 인버터회로 3B : 제2 인버터회로
- 3C : 제3 인버터회로 4A : 회전 드럼 구동 모터
- 4B : 압축기 구동 모터 4C : 송풍팬 구동 모터
- 5 : 회전 드럼 6 : 압축기
- 7 : 송풍팬 8 : 제어부
- 9 : 열교환기 10 : 열교환기
- 20 : 전파 정류 회로 21 : 전해 콘덴서
- 80A : 제1 전류 검지부 80B : 제2 전류 검지부
- 80C : 제3 전류 검지부 81 : 직류 전압 검지부
- 82 : 프로세서

도면

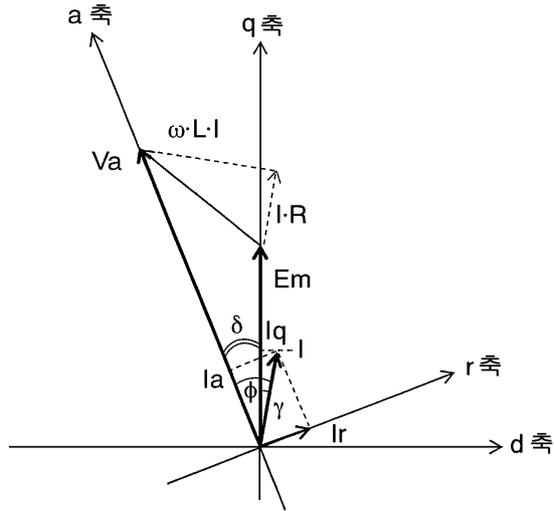
도면1



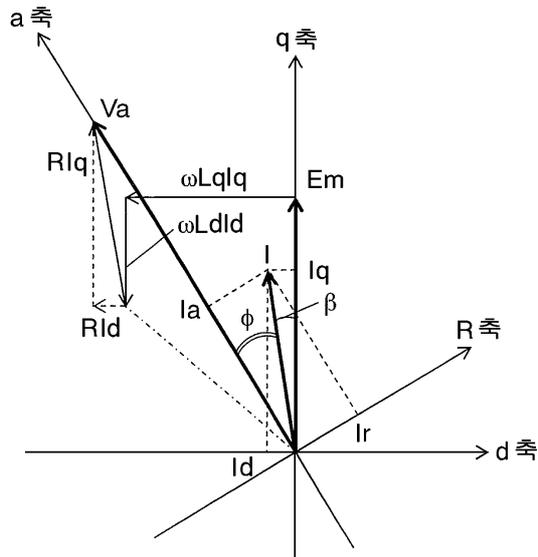
도면2



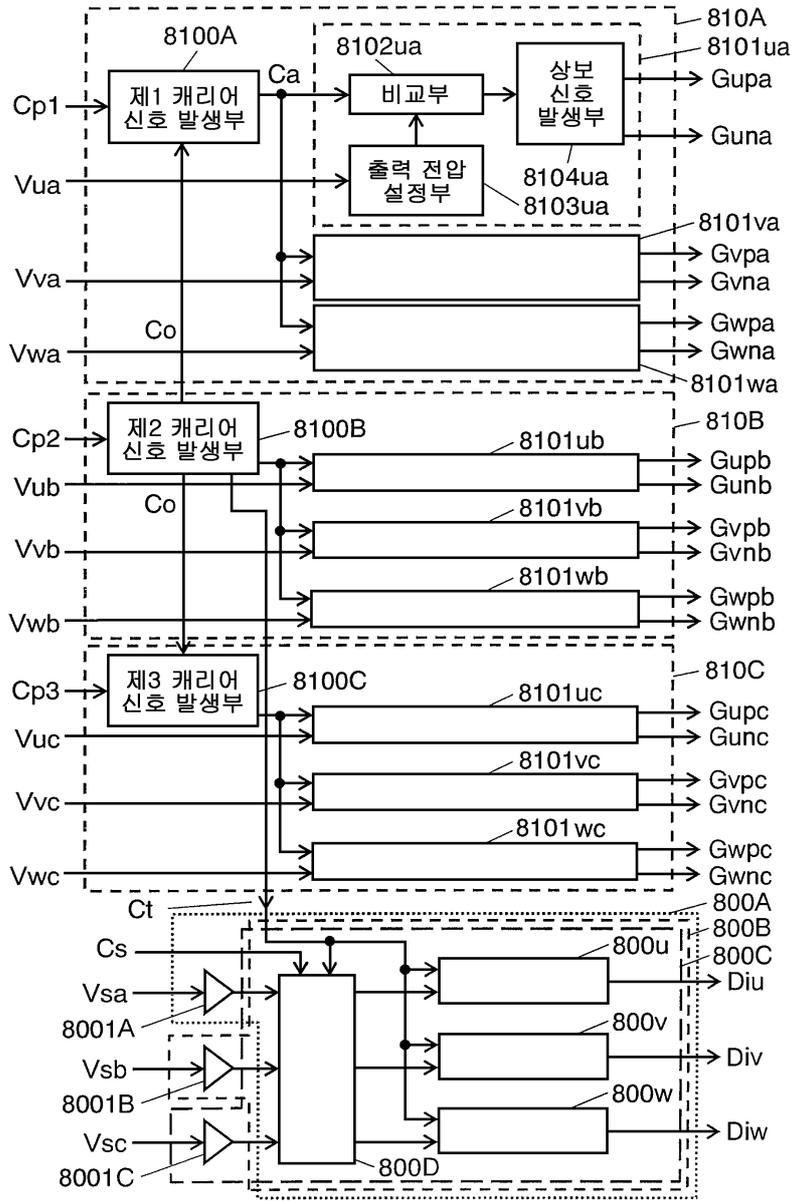
도면3



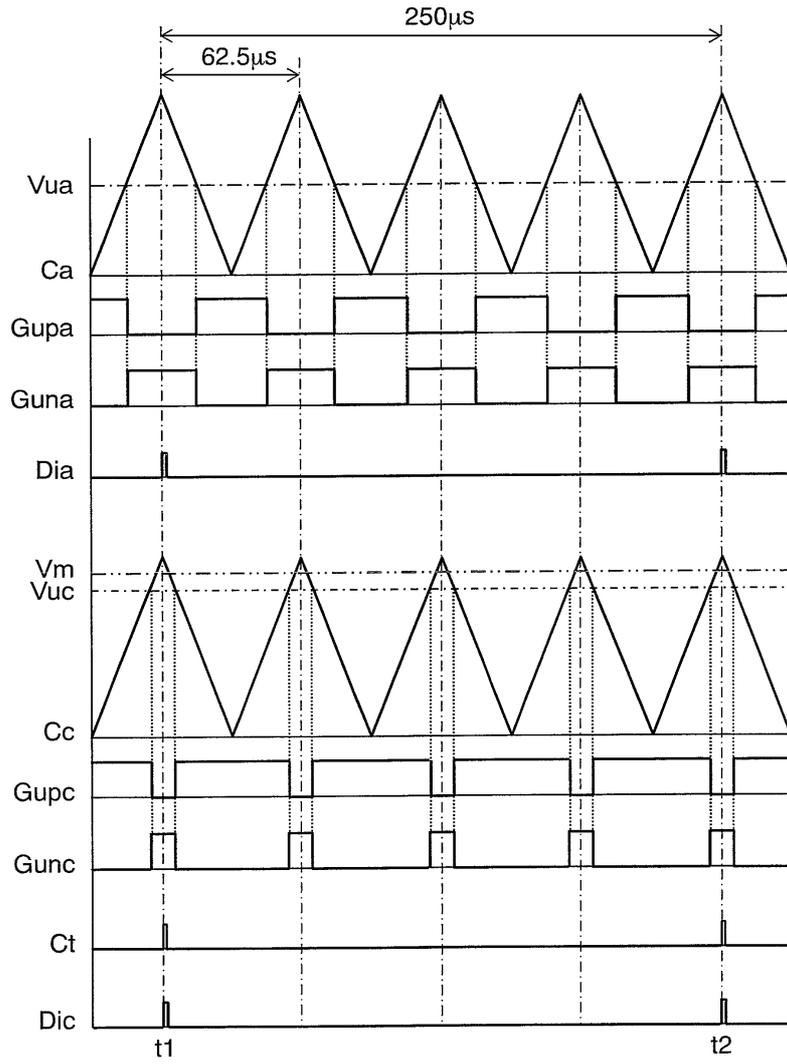
도면4



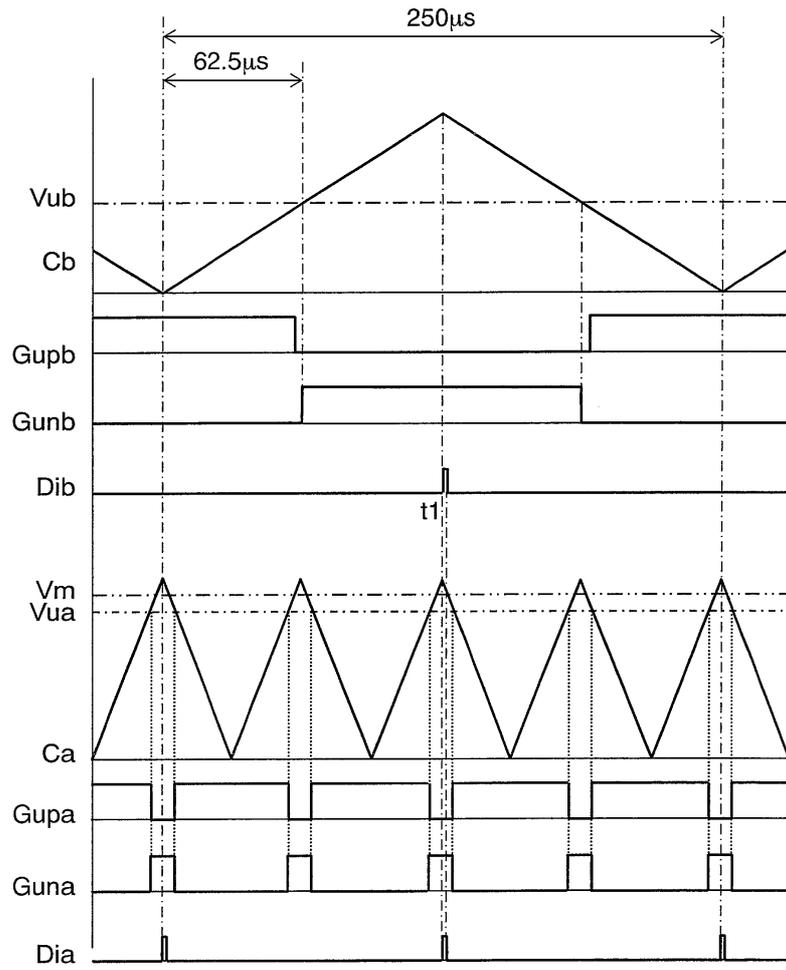
도면5



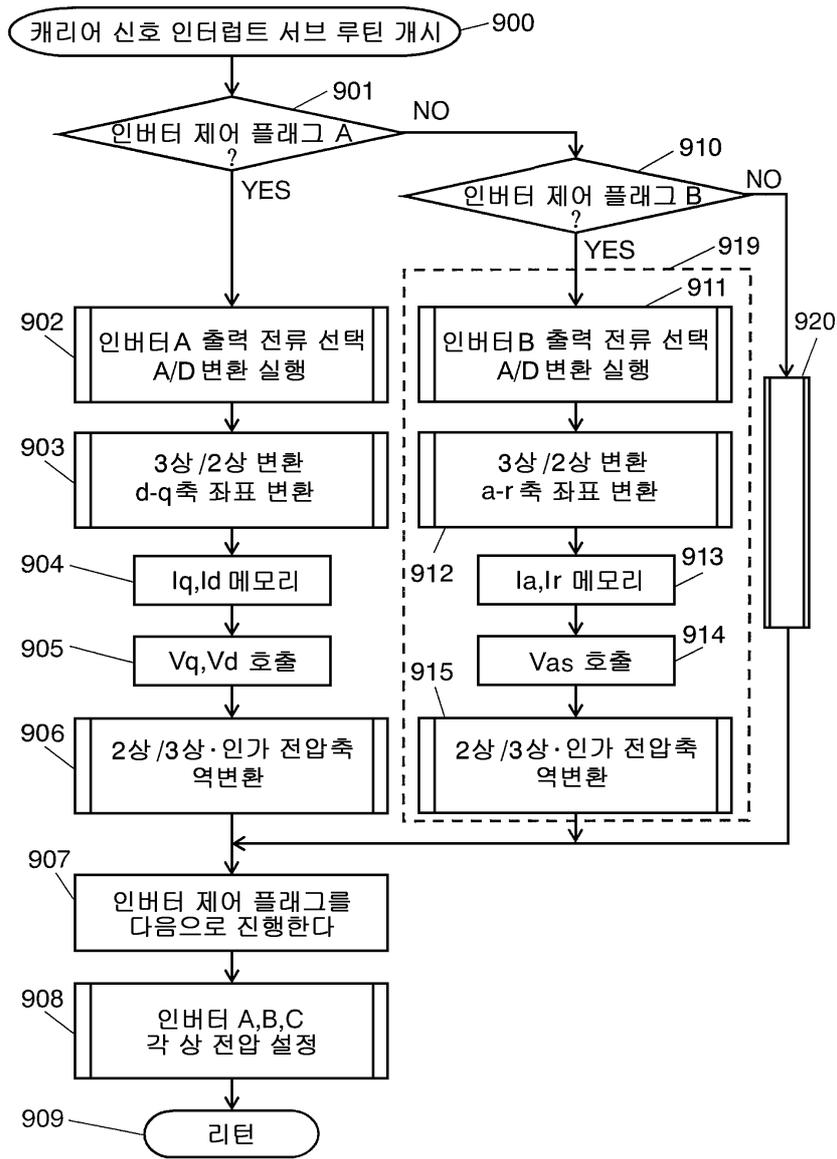
도면6



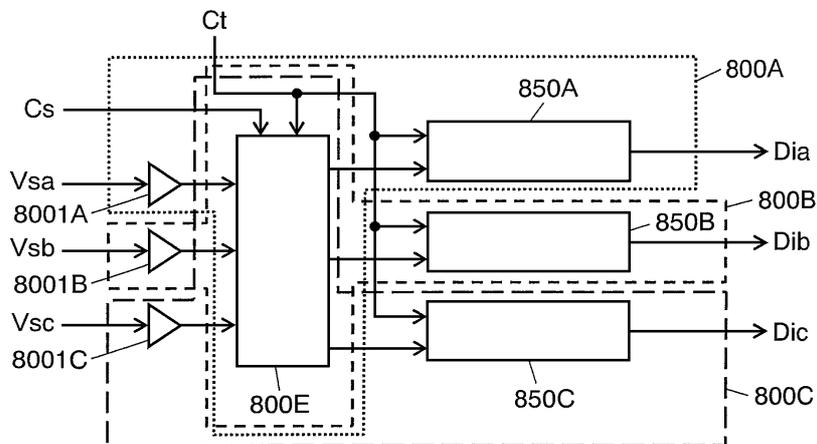
도면7



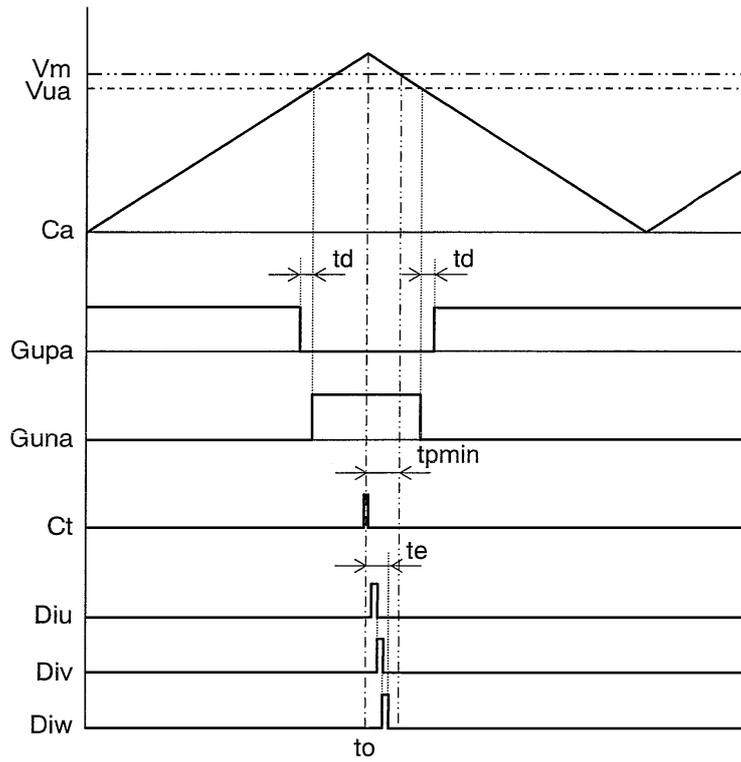
도면8



도면9



도면10



도면11

