(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2017-0030673
(43) 공개일자 2017년03월20일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
B60L 11/18 (2006.01) *B60L 15/02* (2006.01)
(52) CPC특허분류
B60L 11/1803 (2013.01)
B60L 15/025 (2013.01)
(21) 출원번호 10-2015-0127453
(22) 출원일자 2015년09월09일
심사청구일자 2015년09월09일

(71) 출원인
인하대학교 산학협력단
인천광역시 남구 인하로 100, 인하대학교 (용현동)
주식회사 에스티엘엔지니어링
인천광역시 동구 보세로 36(만석동)
(72) 발명자
김영석
경기도 부천시 원미구 중동로 208번지 63 (중동, 중흥마을두산극동) 609동 1101호
이준민
서울특별시 광진구 능동로34길 98 401호 (능동)
(뒷면에 계속)
(74) 대리인
이원희

전체 청구항 수 : 총 8 항

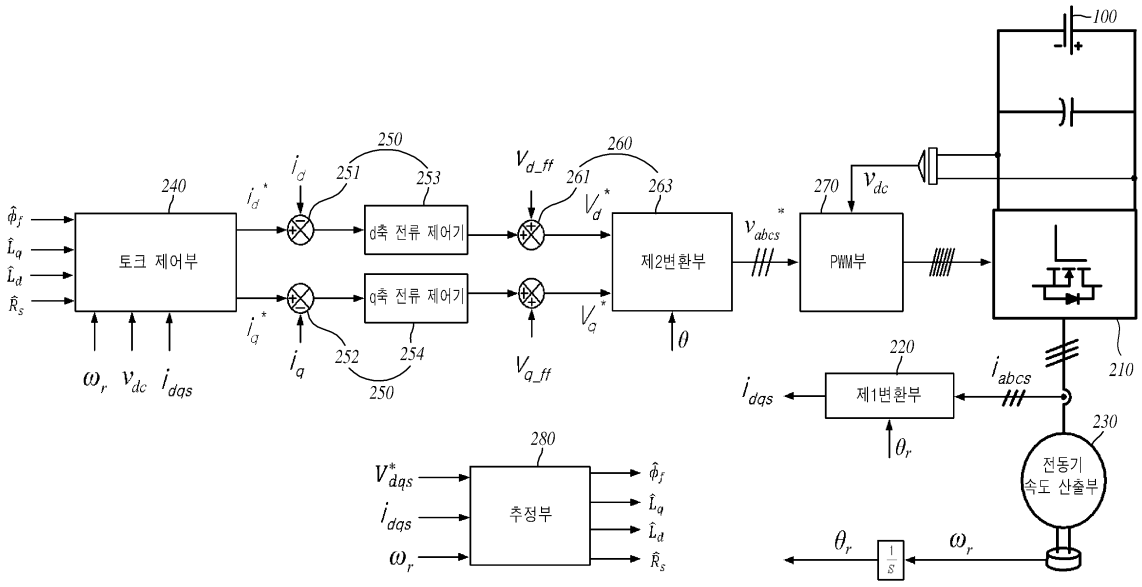
(54) 발명의 명칭 **전기 자동차를 위한 고성능 약계자 제어 장치**

(57) 요 약

전기 자동차를 위한 고성능 약계자 제어 장치가 개시된다. 본 발명은 dc전압을 공급하는 전원부; 및 제어부를 포함하되, 상기 제어부는, 상기dc전압을 역변환하는 인버터부; 상기 인버터부에 대한 고정자 좌표계 전류를 회전자 좌표계 전류로 변환시키는 제1변환부; 상기 인버터부의 출력값을 이용하여 전동기 속도(ω_r)를 산출하는 전동기

(뒷면에 계속)

대 표 도 - 도2



속도 산출부; MPTA제어를 수행하여 회전자 좌표계 전류 지령치를 산출하는 토크 제어부; 상기 토크 제어부로부터 생성된 회전자 좌표계 전류 지령치를 기초로 전류 제어를 수행하는 전류 제어부;_상기 전류 제어부의 출력값을 기초로 생성된 회전자 좌표계 전압 지령치를 고정자 좌표계 전압 지령치로 변환시키는 제2변환부; 상기 변환된 고정자 좌표계 전압 지령치 및 상기 dc전압을 기초로 상기 인버터부의 게이트 신호를 구동시키는 PWM(Pulse Width Modulation)부; 및 상기 상기 회전자 좌표계 전압 지령치, 회전자 좌표계 전류, 전동기 속도를 이용하여 고정자 저항($\widehat{R_s}$), 고정자 역기전력 상수($\widehat{\psi_f}$), 고정자 d축 인덕턴스($\widehat{L_d}$) 및 고정자q축 인덕턱스($\widehat{L_q}$)를 추정하는 추정부를 포함한다.

(52) CPC특허분류
B60L 2220/12 (2013.01)
B60Y 2200/91 (2013.01)
Y02T 10/643 (2013.01)
Y02T 10/7005 (2013.01)
Y02T 10/7258 (2013.01)

(72) 발명자
홍주훈
서울특별시 동작구 양녕로36길 34 501호 (상도동, 메이저빌)
신영락
인천광역시 동구 보세로 36 (주)에스티엘 엔지니어링 (만석동)
맹주원
인천광역시 동구 보세로 36 (주)에스티엘 엔지니어링 (만석동)
채덕병
인천광역시 서구 경서동 비즈니스로 10 반도유보라2차 537동 504

이 발명을 지원한 국가연구개발사업
과제고유번호 C0250209
부처명 산업통상자원부
연구관리전문기관 기술정보진흥원
연구사업명 산학연 협력기술개발사업
연구과제명 다목적 차량용 BLDC 구동 모터 및 인버터 기술개발
기 여 율 1/1
주관기관 인하대학교 산학협력단
연구기간 2014.12.01 ~ 2015.11.30

명 세 서

청구범위

청구항 1

dc전압을 공급하는 전원부; 및

제어부를 포함하되,

상기 제어부는,

상기dc전압을 역변환하는 인버터부;

상기 인버터부에 대한 고정자 좌표계 전류를 회전자 좌표계 전류로 변환시키는 제1변환부;

상기 인버터부의 출력값을 이용하여 전동기 속도(ω_r)를 산출하는 전동기 속도 산출부;

MPTA제어를 수행하여 회전자 좌표계 전류 지령치를 산출하는 토크 제어부;

상기 제1변환부로부터 변환된 회전자 좌표계 전류 및 상기 토크 제어부로부터 생성된 회전자 좌표계 전류 지령치를 기초로 전류 제어를 수행하는 전류 제어부;

상기 전류 제어부의 출력값을 기초로 생성된 회전자 좌표계 전압 지령치를 고정자 좌표계 전압 지령치로 변환시키는 제2변환부;

상기 변환된 고정자 좌표계 전압 지령치 및 상기 dc전압을 기초로 상기 인버터부의 게이트 신호를 구동시키는 펄스 폭 변조부(PWM, Pulse Width Modulation)부; 및

상기 상기 회전자 좌표계 전압 지령치, 회전자 좌표계 전류, 전동기 속도를 이용하여 고정자 저항($\hat{R}_s$), 고정자 역기전력 상수($\hat{\psi}_f$), 고정자 d축 인덕턴스($\hat{L}_d$) 및 고정자q축 인덕턱스($\hat{L}_q$)를 추정하는 추정부를 포함하고,

상기 추정된 고정자 저항($\hat{R}_s$), 고정자 역기전력 상수($\hat{\psi}_f$), 고정자 d축 인덕턴스($\hat{L}_d$) 및 고정자q축 인덕턱스($\hat{L}_q$)를 상기 토크제어부로 입력하는 것을 특징으로 하는 전기 자동차를 위한 고성능 약계자 제어 장치.

청구항 2

제1항에 있어서,

상기 토크 제어부는,

상기 회전자 좌표계 전압 지령치, 회전자 좌표계 전류, 전동기 속도 및 dc전압을 입력값으로 하는 것을 특징으로 하는 전기 자동차를 위한 고성능 약계자 제어 장치.

청구항 3

제1항에 있어서,

상기 전류 제어부는 상기 회전자 좌표계 전류 지령치와 회전자 좌표계 전류가 가감산기를 통해 산출한 값을 이용하여 전류 제어를 수행하는 것을 특징으로 하는 전기 자동차를 위한 고성능 약계자 제어 장치.

청구항 4

제1항에 있어서,

상기 전류 제어부는d축 전류 제어부 및 q축 전류 제어부를 포함하는 것을 특징으로 하는 전기 자동차를 위한 고성능 약계자 제어 장치.

청구항 5

제1항에 있어서,

상기 고정자 좌표계 전류는 a, d, c상에 대한 전류(i_{abc})인 것을 특징으로 하는 전기 자동차를 위한 고성능 약계자 제어 장치.

청구항 6

제2항에 있어서,

상기 회전자 좌표계 전류는 d축 전류(i_d) 및 q축 전류(i_q)이고, 상기 회전자 좌표계 전류 지령치는 d축 전류 지령치(i^*_d) 및 q축 전류 지령치(i^*_q)인 것을 특징으로 하는 전기 자동차를 위한 고성능 약계자 제어 장치.

청구항 7

제1항에 있어서,

상기 고정자 좌표계 전압 지령치는 a, d, c상에 대한 전압 지령치(v_{abc}^*)인 것을 특징으로 하는 전기 자동차를 위한 고성능 약계자 제어 장치.

청구항 8

제2항에 있어서,

상기 회전자 좌표계 전압 지령치는 d축 전압 지령치(v_d^*) 및 q축 전압 지령치(v_q^*)인 것을 특징으로 하는 전기 자동차를 위한 고성능 약계자 제어 장치.

발명의 설명

기 술 분 야

[0001] 본 발명은 전기 자동차를 위한 고성능 약계자 제어 장치에 관한 것으로, 보다 상세하게는, 적응 알고리즘을 이용하는 전기 자동차를 위한 고성능 약계자 제어 장치에 관한 것이다.

배 경 기 술

[0002] 전 세계적으로 에너지 및 환경문제로 인해 친환경 에너지 및 에너지의 효율적인 사용에 대하여 많은 연구가 진행되고 있다. 기존의 내연기관 자동차와 비교했을 때, 전기자동차는 친환경적인 전기 에너지를 배터리에 저장하여 운전하고 있으므로 공해가 없고 경제적이기 때문에 꾸준히 연구되어 오는 분야이다. 그러나, 전기자동차는 특성상 배터리라는 제한된 에너지원으로 자동차를 운전해야만 한다. 따라서, 제한된 에너지로 최대의 성능과 효율을 얻기 위한 연구가 활발히 진행되고 있다. 차량의 에너지 효율을 높이기 위해서는 소형, 경량화가

유리하고, 효율 및 높은 출력을 낼 수 있는 전동기의 적용이 필요하다.

[0003] 한편, 영구자석 동기전동기는 자속을 생성하기 위해 영구자석을 사용한다. 따라서, 자화 전류가 필요하지 않으므로 기존 유도 전동기에 비하여 효율 및 역률, 단위 무게당 전력/토크 밀도가 높고, 간단한 회로 전자의 구조를 가지는 장점이 있다. 특히, 이는 제한된 에너지로 높은 효율과 성능을 필요로 하는 전기자동차에 최적화된 전동기라 할 수 있다.

[0004] 이 때, 동기 전동기는 표면부착형 동기 전동기(SPMSM) 및 자석 매입형 동기전동기(IPMSM)로 나뉠 수 있다. 이 중 매입형 동기전동기는 구조적인 특징상 돌극성을 가지고 있어 릴럭토크 성분을 가진다. 따라서 토크 성능이 더욱 뛰어나므로 고속운전에 유리한 장점을 가진다.

[0005] 전기자동차의 배터리는 충전전압, 전동기 부하량 변동 및 주위 환경조건에 따라 출력 전압이 변할 수 있고, 전압의 감소 또는 부하량의 증가에 따라 출력전압이 감소하게 된다. 특히, 자동차 급 가속시, 전동기는 큰 전류를 요구받고 그에 따른 배터리에 요구되는 부하량이 급증하므로 순간적으로 배터리의 출력전압은 현저하게 감소한다. 따라서, 이를 동력원으로 사용하는 전기자동차용 인버터는 이와 같은 배터리 출력변동을 고려하여 제어해야 하고, 만일 그 사항을 고려하지 않는다면 속도제어, 토크제어 및 최대 효율운전에서의 충분한 효율을 발휘하기 어려워진다. 그러므로, 배터리의 출력에 따른 전 영역에서의 최대토크 운전방법에 관한 연구가 필요하다.

[0006] 전기자동차용 전동기의 경우 정격전압이 낮으므로 전압제한 타원이 상대적으로 작으며 고정자 저항에 따라 전압제한 타원의 중심축과 중심점이 변하게 된다. 전동기 인덕턴스와 회전자의 영구자석에 의한 역기전력은 회전자의 속도에 비례하여 인버터에 의한 공급전압의 한계로 전동기의 속도는 제한을 받고, 고속에서 제어전압이 부족하게 되면 전류제어기가 포화될 가능성이 있다.

[0007] 약계자 영역에서의 최대토크 운전은 전압제한원의 중심점이 전류제한원 밖에 존재하게 되면 서로의 교점에서 운전하게 되는데 이러한 경우 전압제한 타원 상의 전류벡터의 위치가 고정자 저항의 변동에 따라서 영향을 받게 된다.

[0008] 따라서, 고정자 저항을 무시하고 약계자 제어를 위한 기준지령전류를 생성하는 경우에는 실제 운전조건과 맞지 않게 된다. 이는 전동기가 출력할 수 있는 영역 밖으로 동작점을 설정하고 그 점에서 전동기를 제어하려고 시도하기 때문에 전류제어기의 포화를 유발하여 과변조 영역에서 전류제어를 시도하게 된다. 그에 따라 전류제어의 선형성이 깨지므로 전동기의 전류를 정현적으로 제어할 수 없어서, 출력 측 토크에 리플이 심하게 나타난다. 이는 곧 시스템의 성능문제와 직결된다.

[0009] 기존 약계자 제어방식에서 최대출력 제어를 위한 지령전류 산출에서는 고정자 저항성분을 무시하여 고정자 저항에 의한 전압강하를 고려하지 않는 것을 공통적으로 가정하고 있다. 고정자 저항을 고려하기 위해서는 매우 복잡한 수식을 거쳐야 하는 것과 전동기의 정격전압이 높은 경우는 일정 속도 이상에서 고정자 저항에 의한 전압강하보다 역기전력이 상대적으로 더 크기 때문에 고정자 전압을 무시해도 약계자 제어에 있어서는 크게 문제가 될 부분이 아니었기 때문이다.

[0010] 그러나 전기자동차는 사용하는 배터리의 비교적 낮은 전압 구동으로 인해 정격전압이 낮고 전류가 크므로 고정자 저항을 무시하고 기준 지령전류를 구하게 되는 경우, 전동기의 동작점이 잘못되어 구동전압이 부족해지는 상황이 발생할 수 있다. 또한, 출력 토크에 매우 많은 리플이 발생할 것이고 특히 전기자동차의 잘못된 전류지령은 전동기가 멈춰버리는 상황을 발생시킬 수 있기 때문에 이러한 부분들을 미연에 방지하기 위해서는 낮은 정격전압으로 구동하는 전동기의 고정자 저항을 고려하는 약계자 제어가 필요하다. 또한, 전동기마다 정수의 편차가

발생하는 문제를 해결하기 위해 정확한 출력의 전동기를 구동하도록 측정해놓은 고정 값을 사용하기 보다 전동기 구동전의 초기상태에서 정수들을 추정하여 사용하는 방법이 필요하다.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0011] 본 발명이 이루고자 하는 기술적 과제는 적응 알고리즘을 이용하는 전기 자동차를 위한 고성능 약계자 제어 장치를 제공하는데 있다.

[0012] 본 발명이 이루고자 하는 다른 기술적 과제는 구동전의 초기상태에서 정수들을 추정하여 사용하는 전기 자동차를 위한 고성능 약계자 제어 장치를 제공하는데 있다.

과제의 해결 수단

[0013] 상기 목적을 달성하기 위한, 본 발명에 따른 전기 자동차를 위한 고성능 약계자 제어 장치는 dc전압을 공급하는 전원부; 및 제어부를 포함하되, 상기 제어부는, 상기dc전압을 역변환하는 인버터부; 상기 인버터부에 대한 고정자 좌표계 전류를 회전자 좌표계 전류로 변환시키는 제1변환부; 상기 인버터부의 출력값을 이용하여 전동기 속도(ω_r)를 산출하는 전동기 속도 산출부; MPTA제어를 수행하여 회전자 좌표계 전류 지령치를 산출하는 토크 제어부; 상기 제1변환부로부터 변환된 회전자 좌표계 전류 및 상기 토크 제어부로부터 생성된 회전자 좌표계 전류 지령치를 기초로 전류 제어를 수행하는 전류 제어부; 상기 전류 제어부의 출력값을 기초로 생성된 회전자 좌표계 전압 지령치를 고정자 좌표계 전압 지령치로 변환시키는 제2변환부; 상기 변환된 고정자 좌표계 전압 지령치 및 상기 dc전압을 기초로 상기 인버터부의 게이트 신호를 구동시키는 펄스 폭 변조부(PWM, Pulse Width Modulation)부; 및 상기 상기 회전자 좌표계 전압 지령치, 회전자 좌표계 전류, 전동기 속도를 이용하여 고정자 저항($\hat{R}_s$), 고정자 역기전력 상수($\hat{\psi}_f$), 고정자 d축 인덕턴스($\hat{L}_d$) 및 고정자q축 인덕턱스($\hat{L}_q$)를 추정하는 추정부를 포함할 수 있고, 상기 추정된 고정자 저항($\hat{R}_s$), 고정자 역기전력 상수($\hat{\psi}_f$), 고정자 d축 인덕턴스($\hat{L}_d$) 및 고정자q축 인덕턱스($\hat{L}_q$)는 상기 토크제어부로 입력될 수 있다.

[0014] 상기 토크 제어부는, 상기 회전자 좌표계 전압 지령치, 회전자 좌표계 전류, 전동기 속도 및 dc전압이 입력값일 수 있다.

[0015] 상기 고정자 좌표계 전류는 a, d, c상에 대한 전류(i_{abc})일 수 있고, 상기 회전자 좌표계 전류는 d축 전류(i_d) 및 q축 전류(i_q)이고, 상기 회전자 좌표계 전류 지령치는 d축 전류 지령치(i^*_d) 및 q축 전류 지령치(i^*_q)일 수 있다.

[0016] 상기 고정자 좌표계 전압 지령치는 a, d, c상에 대한 전압 지령치(v_{abc}^*)이고, 상기 회전자 좌표계 전압 지령치는 d축 전압 지령치(v_d^*) 및 q축 전압 지령치(v_q^*)일 수 있다.

[0017] 상기 전류 제어부는 상기 회전자 좌표계 전류 지령치와 회전자 좌표계 전류가 가감산기를 통해 산출한 값을 이

용하여 전류 제어를 수행할 수 있고, d축 전류 제어부 및 q축 전류 제어부를 포함할 수 있다.

발명의 효과

[0018] 본 발명에 따른 전기 자동차를 위한 고성능 약계자 제어 장치에 의하면, 높은 정토크 영역뿐만 아니라 정출력 영역에서 약계자 제어를 통해 최대 토크 제어를 함으로써 신뢰성과 고효율의 IPMSM를 제공하고, 고정자 저항 추정을 하여 주변 온도 및 권선 저항에 대한 영향을 최소화 하여 더욱 정밀한 제어를 할 수 있으며, d축 인덕턴스 및 q축 인덕턴스 값을 추정하여 제어의 성능을 향상시킬 수 있는 효과가 있다.

도면의 간단한 설명

[0019] 도 1은 본 발명의 일 실시예에 따른 약계자 제어장치의 구성을 도시한 블록도이다.

도2은 본 발명의 일 실시예에 따른 약계자 제어 장치 제어부의 구성을 도시한 블록도이다.

도 3은 본 발명의 일 실시예에 따른 약계제 제어를 설명하기 위한 도면이다.

도 4은 본 발명의 일 실시예에 따른 약계자 제어 영역을 설명하기 위한 도면이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0020] 이하 본 발명의 실시예를 첨부된 도면들을 참조하여 상세히 설명할 수 있다. 우선 각 도면의 구성요소들에 참조부호를 부가함에 있어서, 동일한 구성요소들에 대해서는 비록 다른 도면상에 표시되더라도 가능한 한 동일한 부호를 가지도록 하고 있음에 유의해야 할 수 있다. 또한 본 발명을 설명함에 있어, 관련된 공지 구성 또는 기능에 대한 구체적인 설명이 당업자에게 자명하거나 본 발명의 요지를 흐릴 수 있다고 판단되는 경우에는 그 상세한 설명은 생략할 수 있다.

[0021] 도 1은 본 발명의 일 실시예에 따른 약계자 제어장치의 구성을 도시한 블록도이다.

[0022] 도1를 참조하면, 약계자 제어 장치(1)는 전원부(100), 제어부(200) 및 출력부(300)를 포함할 수 있다. 또한, 약계자 제어 장치(1)는 자동차 고속 운전에 있어서 높은 신뢰성과 고효율 IPMSM을 정토크 영역과 정출력 영역에서 약계자 제어를 통해 최대 토크 제어를 할 수 있다. 약계자 제어 장치(1)는 고정자 저항을 추정함으로써 주변 온도 및 권선 저항에 대한 영향을 최소화하여 더욱 정밀하게 제어할 수 있다. 또한, 약계자 제어 장치(1)는 고속에서 시스템의 제어에 영향을 미치는 인덕턴스 값을 추정하여 제어의 성능을 높일 수 있다.

[0023] 이 때, 약계자 제어에 대하여 설명하면, 모터가 고속으로 회전하는 경우에는 발생하는 역기전력도 모터의 속도에 비례하여 커진다. 이렇게 크게 발생한 역기전력은 입력 전압/전류로부터 원하는 모터 출력 속도 또는 출력을 얻을 수 없게 되며, 따라서, 원하는 모터의 출력을 얻기 위해서는 입력 전압/전류를 변화시켜야 한다. 이 때, 역기전력과 발생시키게 되는 자속과 반대되는 방향으로 역자속이 발생하도록 전류/전압을 인가하며, 이를 약계자 제어라 한다.

[0024] 전원부(100)는 dc전압을 공급할 수 있다.

[0025] 제어부(200)는 인버터(210)에 대한 고정자 좌표계 전류를 회전자 좌표계 전류로 변환시키고, 인버터(210)의 출력값을 이용하여 전동기 속도를 산출할 수 있다. 또한, 제어부(200)는 MPTA제어를 수행하여 회전자 좌표계 전류 지령치를 산출하고, 상기 산출된 회전자 좌표계 전류 지령치를 기초로 전류 제어를 수행할 수 있다. 또한, 제어부(200)는 회전자 좌표계 전압 지령치를 고정자 좌표계 전압 지령치로 변환할 수 있다. 제어부(200)는 상기 변환된 고정자 좌표계 전압 지령치 및 상기 전원부(100)로부터 공급받은 dc전압을 이용하여 인버터 게이트 신호를 구동시킬 수 있다. 또한, 제어부(200)는 상기 상기 회전자 좌표계 전압 지령치, 회전자 좌표계 전류, 전동기 속도를 이용하여 영구자석 동기기의 정수추정을 위해 고정자 저항($\widehat{R}_s$), 고정자 역기전력 상수($\widehat{\psi}_f$), 고정자 d축

인덕턴스($\hat{L}_d$) 및 고정자q축 인덕턱스($\hat{L}_q$)를 추정할 수 있다.

[0026] 출력부(300)는 고정자 저항($\hat{R}_s$), 고정자 역기전력 상수($\hat{\psi}_f$), 고정자 d축 인덕턴스($\hat{L}_d$) 및 고정자q축 인덕턱스($\hat{L}_q$) 각각의 값을 출력할 수 있다.

[0027] 도2는 본 발명의 일 실시예에 따른 약계자 제어 장치 제어부의 구성을 도시한 블록도이다.

[0028] 도2를 참조하면, 제어부(200)는 인버터부(210), 제1변환부(220), 전동기 속도 산출부(230), 토크 제어부(240), 전류 제어부(250), 제2변환부(260), 펄스 폭 변조부(PWM, Pulse Width Modulation)부(270) 및 추정부(280)를 포함할 수 있다.

[0029] 우선, 인버터부(210)는 전원부(100)로부터 받은 dc 전압을 역변환할 수 있다.

[0030] 다음, 제1변환부(220)는 인버터부(210)에 대한 고정자 좌표계 전류를 회전자 좌표계 전류로 변환시킬 수 있다. 이때, 고정자 좌표계 전류는 a, d, c상에 대한 전류(i_{abc})를 의미하며, 회전자 좌표계 전류는 d축 전류(i_d) 및 q축 전류(i_q)를 의미한다.

[0031] 다음, 전동기 속도 산출부(230)는 인버터부(210)의 출력값을 이용하여 전동기 속도(ω_r)를 산출할 수 있다. 또한, 전동기 속도 산출부(230)는 속도를 측정하기 위한 속도 센서를 포함할 수 있다.

[0032] 다음, 토크 제어부(240)는 단위 전류당 최대 토크 제어(MTPA, Maximum Torque per Ampere)를 수행하여 회전자 좌표계 전류 지령치를 산출할 수 있다. 보다 상세하게, 토크 제어부(240)는 전동기 속도(ω_r), dc전압(V_{dc}), d축/q축 전압 지령치(V_{dq}^*), d축/q축 전류(i_{dq})를 입력 받아 단위 전류당 최대 토크 제어(MTPA)를 수행하여 회전자 좌표계 전류 지령치를 산출할 수 있다. 여기서, 상기 회전자 좌표계 전류 지령치는 d축 전류 지령치(i^*_d) 및 q축 전류 지령치(i^*_q)를 의미한다.

[0033] 다음, 전류 제어부(250)는 제1변환부(220)로부터 변환된 회전자 좌표계 전류 및 토크 제어부(240)로부터 산출된 회전자 좌표계 전류 지령치를 기초로 전류 제어를 수행할 수 있다. 이 때, 전류 제어부(250)는 d축 전류 제어부(253) 및 q축 전류 제어기(254)를 포함할 수 있다. 보다 상세하게, d축 전류 제어기(253)는 d축 전류 지령치(i^*_d) 및 d축 전류(i_d)가 가감산기(251)를 통해 산출된 값을 이용하여 d축 전류를 제어할 수 있고, q축 전류 제어부(254)는 q축 전류 지령치(i^*_q) 및 q축 전류(i_q)가 가감산기(252)를 통해 산출된 값을 이용하여 q축 전류를 제어할 수 있다. 즉, d축 전류(i_d) 및 q축 전류(i_q)는 가감산기(251)에 입력될 수 있고, 이를 통해, d축 전류 및 q축 전류가 이상적인 값인 d축 전류 지령치 및 q축 전류 지령치가 되도록 할 수 있다. 여기서, 상기

전류 제어기는 PI제어기일 수 있다.

[0034] 다음, 제2변환부(260)는 전류 제어부(250)의 출력값을 기초로 생성된 회전자 좌표계 전압 지령치를 고정자 좌표계 전압 지령치로 변환시킬 수 있다. 여기서, 상기 회전자 좌표계 전압 지령치는 d축 전압 지령치(v_d^*) 및 q축 전압 지령치(v_q^*)을 의미하고, 상기 고정자 좌표계 전압 지령치는 a, d, c상에 대한 전압 지령치(v_{abc}^*)를 의미한다.

[0035] 다음, 펄스 폭 변조부(PWM, Pulse Width Modulation)부(270)는 상기 변환된 고정자 좌표계 전압 지령치와 상기 전원부(100)로부터 입력받은 dc전압을 기초로 인버터 게이트 신호를 구동시킬 수 있다.

[0036] 마지막으로, 추정부(280)는 상기 회전자 좌표계 전압 지령치, 회전자 좌표계 전류, 전동기 속도를 이용하여 고정자 저항($\hat{R}_s$), 고정자 역기전력 상수($\hat{\psi}_f$), 고정자 d축 인덕턴스($\hat{L}_d$) 및 고정자q축 인덕턱스($\hat{L}_q$)를 추정할 수 있다.

[0037] 하기에서는 상기 설명한 추정부(280)가 고정자 저항($\hat{R}_s$), 역기전력 상수($\hat{\psi}_f$), d축 인덕턴스($\hat{L}_d$) 및 q축 인덕턴스($\hat{L}_q$)를 추정하기 위한 영구자석 동기 전동기 모델링 메커니즘을 설명한다. 회전자 좌표계에서 매입형 영구자석 동기 전동기(IPMSM, Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)의 모델은 하기 [수학식 1]과 같이 나타내어 진다.

수학식 1

[0038]
$$v_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_r L_q i_q$$

[0039]
$$v_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_r L_d i_d + \omega_r \psi_f$$

[0040] 여기서, v_d는 회전자 좌표계 d축 전압이고, v_q는 고정자 좌표계 q축 전압이고, i_d는 d축 전류이고, i_q는 q축 전류이고, ω_r는 전동기 속도이고, θ_r은 전동기 위치이고, R_s는 고정자 저항이고, L_d는 고정자 d축 인덕턴스이고, L_q는 고정자 q축 인덕턴스이고 ψ_f는 연기전력 상수이며, p는 미분연산자를 의미한다.

[0041] 또한, [수학식1]은 [수학식 2]와 같은 대칭 형태로 변환할 수 있다.

수학식 2

[0042]
$$v_d = R_s i_d + pL_d i_d - \omega_r L_q i_q$$
$$v_q = R_s i_q + pL_d i_q - \omega_r L_q i_q + E_{ex}$$

[0043] 여기서, $E_{ex} = [(L_d - L_q)(\omega_r i_d - p i_q) + \psi_f \omega_r]$ 를 의미한다.

[0044] 본 발명은 [수학식2]로부터 고정자 저항, 역기전력 상수, d축 인덕턴스, q축 인덕턴스의 값을 추정할 수 있다.

[0045] 우선, 상기 [수학식 2]로부터 고정자 저항과 역기전력 상수를 추정한다. 고정자 저항과 연기전력 상수를 추정하기 위한 전류 관측기를 구성하기 위해 [수학식 2]를 전류의 미분항에 대해 정리하여 [수학식 3]을 얻는다. 여기서, d축 인덕턴스, q축 인덕턴스가 전동기의 실제 d, q축 인덕턴스를 완벽히 추정하였다고 가정하였고, 정상상태 운전 조건하의 확장 역기전력 항에서 E_{ex} 의 q축 전류의 변화가 0이라고 가정하였다.

수학식 3

[0046]
$$pi_d = -\frac{R_s}{\hat{L}_d} i_d + \frac{\hat{L}_q}{\hat{L}_d} \omega_r i_q + \frac{1}{\hat{L}_d} v_d$$
$$pi_q = -\frac{R_s}{\hat{L}_d} i_q - \frac{\hat{L}_q}{\hat{L}_d} \omega_r i_d + \frac{1}{\hat{L}_d} v_q - \frac{1}{\hat{L}_d} (\hat{L}_d - \hat{L}_q) i_d \omega_r - \frac{1}{\hat{L}_d} \psi_f \omega_r$$

[0047] 적응모델로써 설계되는 동기전동기의 d-q축 고정자 전류의 상태 방정식은 [수학식 4]로 정의할 수 있다.

수학식 4

[0048]
$$p\hat{i}_d = -\frac{\hat{R}_s}{\hat{L}_d} \hat{i}_d + \frac{\hat{L}_q}{\hat{L}_d} \omega_r \hat{i}_q + \frac{1}{\hat{L}_d} v_d$$
$$p\hat{i}_q = -\frac{\hat{R}_s}{\hat{L}_d} \hat{i}_q - \frac{\hat{L}_q}{\hat{L}_d} \omega_r \hat{i}_d + \frac{1}{\hat{L}_d} v_q - \omega_r \hat{i}_d + \frac{1}{\hat{L}_d} \hat{L}_q \omega_r \hat{i}_d - \frac{1}{\hat{L}_d} \hat{\psi}_f \omega_r$$

[0049] 다음, [수학식 3]에서 [수학식 4]를 빼고, [수학식 4]의 $\frac{\hat{R}_s}{\hat{L}_d} i_d$ 와 $\frac{\hat{R}_s}{\hat{L}_d} i_q$ 를 더하고 빼는 과정을 통해 [수학식 5]를 산출할 수 있다. 여기서, [수학식 5]는 전류의 상태오차 방정식으로 정의된다.

수학식 5

[0050]
$$p\varepsilon_d = -\frac{\hat{R}_s}{\hat{L}_d}\varepsilon_d + \frac{\hat{L}_q}{\hat{L}_d}\omega_r\varepsilon_q - \frac{i_d}{\hat{L}_d}\Delta R_s$$
$$p\varepsilon_q = -\frac{\hat{L}_q}{\hat{L}_d}\omega_r\varepsilon_d - \frac{\hat{R}_s}{\hat{L}_d}\varepsilon_q - \frac{1}{\hat{L}_d}i_q\Delta R_s - \frac{1}{\hat{L}_d}\omega_r\Delta\psi_f$$

[0051] [수학식 5]를 [수학식 6]과 같이 간단한 형태로 표현할 수 있으며, [수학식 6]은 리아프노프 안정도 판별과 적응 법칙을 이용하여 고정자 저항과 역기전력 상수의 추정 수식을 얻을 수 있다. 이 때, 고정자 저항과 역기전력 상수의 추정 수식은 [수학식 7]로 정의할 수 있다. 이로써, 고정자 저항 추정을 하여 주변 온도 및 권선 저항에 대한 영향을 최소화 하여 더욱 정밀한 제어를 할 수 있다.

수학식 6

[0052]
$$\dot{\varepsilon} = \hat{A}\varepsilon + \Delta A_R X + \Delta G_\psi H$$

[0053] 여기서,
$$\hat{A} = \begin{bmatrix} -\frac{\hat{R}_s}{\hat{L}_d} & \frac{\hat{L}_q}{\hat{L}_d}\omega_r \\ -\frac{\hat{L}_q}{\hat{L}_d}\omega_r & -\frac{\hat{R}_s}{\hat{L}_d} \end{bmatrix}, \Delta A_R = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\hat{L}_d}\Delta R_s & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\hat{L}_d}\Delta R_s \end{bmatrix}, \Delta G_\psi = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\hat{L}_d}\Delta\psi_f \end{bmatrix}$$

수학식 7

[0054]
$$\hat{R}_s = K_{i_R_s}\int_0^t\left(-\frac{i_d}{\hat{L}_d}\varepsilon_d - \frac{i_q}{\hat{L}_d}\varepsilon_q\right)dt + K_{p_R_s}\left(-\frac{i_d}{\hat{L}_d}\varepsilon_d - \frac{i_q}{\hat{L}_d}\varepsilon_q\right) + \hat{R}_s(0)$$
$$\hat{\psi}_f = K_{i_\psi_f}\int_0^t\left(-\frac{1}{\hat{L}_d}\omega_r\varepsilon_q\right)dt + K_{P_\psi_f}\left(-\frac{1}{\hat{L}_d}\omega_r\varepsilon_q\right) + \hat{\psi}_f(0)$$

[0055] 마찬가지로, 고정자 d축 인덕턴스를 추정할 수 있다.

[0056] 고정자 d축 인덕턴스를 추정하기 위한 전류 관측기를 구성하기 위해 [수학식2]를 전류의 미분항에 대해 정리하여 [수학식 8]를 산출한다. 여기서, q축 인덕턴스, 추정된 고정자 저항과 역기전력 상수는 전동기의 실제 고정자 저항과 역기전력 상수를 완벽히 추정한다고 가정하였다.

수학식 8

[0057]
$$\mathrm{pi_d} = -\frac{\hat{R}_s}{L_d}i_d + \frac{\hat{L}_q}{L_d}\omega_r i_q + \frac{1}{L_d}v_d$$
$$pi_q = -\frac{\hat{R}_s}{L_d}i_q - \frac{\hat{L}_q}{L_d}\omega_r i_d + \frac{1}{L_d}v_q - \frac{1}{L_d}L_d\mathrm{i_d}\omega_r + \frac{1}{L_d}\hat{L}_q\mathrm{i_d}\omega_r - \frac{1}{L_d}\hat{\psi}_f\omega_r$$

[0058] 상기 [수학식 8]을 이용하여 추정전류의 관측기를 산출할 수 있다. 여기서, 추정전류 관측기는 [수학식 9]라고 정의할 수 있다.

수학식 9

$$p\hat{i}_d = -\frac{\hat{R}_s}{\hat{L}_d}\hat{i}_d + \frac{\hat{L}_q}{\hat{L}_d}\omega_r\hat{i}_q + \frac{1}{\hat{L}_d}v_d$$

$$p\hat{i}_q = -\frac{\hat{R}_s}{\hat{L}_d}\hat{i}_q - \frac{\hat{L}_q}{\hat{L}_d}\omega_r\hat{i}_d + \frac{1}{\hat{L}_d}v_q - \frac{1}{\hat{L}_d}\hat{L}_d\hat{i}_d\omega_r + \frac{1}{\hat{L}_d}\hat{L}_q\hat{i}_d\omega_r - \frac{1}{\hat{L}_d}\hat{\psi}_f\omega_r$$

[0059]

[0060] [수학식 8]에서 [수학식 9]를 빼서 전류의 상태 오차 방정식을 산출할 수 있다. 여기서, 전류의 상태 오차 방정식은 [수학식 10]이라고 정의할 수 있다.

수학식 10

$$p\varepsilon_d = -\frac{\hat{R}_s}{L_d}i_d + \frac{\hat{R}_s}{\hat{L}_d}\hat{i}_d + \frac{\hat{L}_q}{L_d}\omega_r i_q - \frac{\hat{L}_q}{\hat{L}_d}\omega_r\hat{i}_q$$

$$p\varepsilon_q = -\frac{\hat{R}_s}{L_d}i_q + \frac{\hat{R}_s}{\hat{L}_d}\hat{i}_q - \frac{\hat{L}_q}{L_d}\omega_r i_d + \frac{\hat{L}_q}{\hat{L}_d}\omega_r\hat{i}_d - \left(\frac{1}{L_d} - \frac{1}{\hat{L}_d}\right)\hat{L}_q i_d\omega_r$$

[0061]

[0062] [수학식 10]의 $\frac{\hat{R}_s}{\hat{L}_d}i_d$, $\frac{\hat{L}_q}{\hat{L}_d}\omega_r i_q$과 $\frac{\hat{R}_s}{\hat{L}_d}i_q$, $\frac{\hat{L}_q}{\hat{L}_d}\omega_r i_d$을 더하고 빼주어 상태 모델을 산출할 수 있다. 여기서, 상태 모델은 [수학식 11]이라고 정의할 수 있다.

수학식 11

$$p\varepsilon_d = -\frac{\hat{R}_s}{\hat{L}_d}\varepsilon_d + \frac{\hat{L}_q}{\hat{L}_d}\omega_r\varepsilon_q - \hat{R}_s i_d\Delta\frac{1}{L_d} + \hat{L}_q\omega_r i_q\Delta\frac{1}{L_d}$$

$$p\varepsilon_q = -\frac{\hat{L}_q}{\hat{L}_d}\omega_r\varepsilon_d - \frac{\hat{R}_s}{\hat{L}_d}\varepsilon_q - \hat{R}_s i_q\Delta\frac{1}{L_d} - 2\hat{L}_q\omega_r i_d\left(\frac{1}{L_d} - \frac{1}{\hat{L}_d}\right)$$

[0063]

[0064] 또한, [수학식 11]은 [수학식 12]와 같이 간단한 형태로 표현할 수 있다. [수학식 12]을 기초로 리아프노프 안정도 판별과 적응법칙유도를 이용하여 d축 인덕턴스의 추정 수식을 산출할 수 있다. 이 때, d축 인덕턴스 추정 수식은 [수학식 13]으로 정의할 수 있다.

수학식 12

[0065]
$$\dot{\varepsilon} = \hat{A}\varepsilon + \Delta A_{\mathrm{L}_d} X$$

[0066] 여기서,

$$\Delta A_{\mathrm{L}_d} = \begin{bmatrix} -\hat{R}_s \Delta \frac{1}{\mathrm{L}_d} & \hat{L}_q \omega_{\mathrm{r}} \Delta \frac{1}{\mathrm{L}_d} \\ -2\hat{L}_q \omega_{\mathrm{r}} \Delta \frac{1}{\mathrm{L}_d} & -\hat{R}_s \Delta \frac{1}{\mathrm{L}_d} \end{bmatrix}$$

수학식 13

[0067]
$$\frac{1}{\hat{L}_d} = -K_{i_L_d} \int_0^t \left(-\hat{R}_s i_d \varepsilon_d - 2\hat{L}_q \omega_{\mathrm{r}} i_d \varepsilon_q + \hat{L}_q \omega_{\mathrm{r}} i_q \varepsilon_d - \hat{R}_s i_q \varepsilon_q\right) dt$$
$$-K_{p_L_d}\left(-\hat{R}_s i_d \varepsilon_d - 2\hat{L}_q \omega_{\mathrm{r}} i_d \varepsilon_q + \hat{L}_q \omega_{\mathrm{r}} i_q \varepsilon_d - \hat{R}_s i_q \varepsilon_q\right) + \frac{1}{\hat{L}_d}(0)$$

[0068] 상기 설명한 고정자 저항, 역기전력 상수, d축 인덕턴스의 추정 방법처럼 고정자 q축 인덕턴스를 추정할 수 있다.

[0069] 고정자 q축 인덕턴스를 추정하기 위한 전류 관측기를 구성하기 위해서는 [수학식 2]를 전류의 미분항에 대해 정리하는 과정이 필요하며, 상기 과정을 통해 [수학식 14]를 얻을 수 있다. 여기서, d축 인덕턴스, 추정된 고정자 저항과 역기전력 상수는 전동기의 실제 d축 인덕턴스와 고정자 저항과 역기전력 상수를 완벽히 추정한다고 가정하였다. 또한, [수학식 14]를 이용하여 설계한 추정 전류 관측기는 [수학식 15]로 정의할 수 있다.

수학식 14

[0070]
$$\mathrm{pi}_{\mathrm{d}} = -\frac{\hat{R}_s}{\hat{L}_d} i_d + \frac{L_q}{\hat{L}_d} \omega_r i_q + \frac{1}{\hat{L}_d} v_d$$
$$pi_q = -\frac{\hat{R}_s}{\hat{L}_d} i_q - \frac{L_q}{\hat{L}_d} \omega_r i_d + \frac{1}{\hat{L}_d} v_q - \frac{1}{\hat{L}_d} \hat{L}_d \mathrm{i}_{\mathrm{d}} \omega_r + \frac{1}{\hat{L}_d} L_q \mathrm{i}_{\mathrm{d}} \omega_r - \frac{1}{\hat{L}_d} \hat{\psi}_f \omega_r$$

[0071]

수학식 15

[0072]
$$p\varepsilon_d = -\frac{\hat{R}_s}{\hat{L}_d} i_d + \frac{\hat{R}_s}{\hat{L}_d} \hat{i}_d + \frac{L_q}{\hat{L}_d} \omega_{\mathrm{r}} i_q - \frac{\hat{L}_q}{\hat{L}_d} \omega_{\mathrm{r}} \hat{i}_q$$
$$p\varepsilon_q = -\frac{\hat{R}_s}{\hat{L}_d} i_q + \frac{\hat{R}_s}{\hat{L}_d} \hat{i}_q - \frac{L_q}{\hat{L}_d} \omega_{\mathrm{r}} i_d + \frac{\hat{L}_q}{\hat{L}_d} \omega_{\mathrm{r}} \hat{i}_d - \frac{1}{\hat{L}_d} \mathrm{i}_{\mathrm{d}} \omega_r \left(L_q - \hat{L}_q\right)$$

[0073] [수학식 14]에서 [수학식 15]를 빼면, 전류의 상태 오차 방정식을 정의할 수 있다. 이 때, 전류의 상태 오차 방정식은 [수학식 16]이다.

수학식 16

$$p\varepsilon_d = -\frac{\hat{R}_s}{\hat{L}_d}\varepsilon_d + \frac{\hat{L}_q}{\hat{L}_d}\omega_r\varepsilon_q - \frac{1}{\hat{L}_d}\omega_r i_q \Delta L_q$$

$$p\varepsilon_q = -\frac{\hat{L}_q}{\hat{L}_d}\omega_r\varepsilon_d - \frac{\hat{R}_s}{\hat{L}_d}\varepsilon_q - \frac{1}{\hat{L}_d} i_d \omega_r \Delta L_q$$

[0074]

[0075] [수학식 17]은 [수학식 16]을 간단하게 표현한 수학식이다.

수학식 17

$$\dot{\varepsilon} = \hat{A}\varepsilon + \Delta A_{L_q} X$$

[0076]

$$\Delta A_{L_q} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{\hat{L}_d}\omega_r \Delta L_q \\ -\frac{1}{\hat{L}_d}\omega_r \Delta L_q & 0 \end{bmatrix}$$

[0077] 여기서,

[0078] [수학식 17]의 리아프노프 안정도 판별과 적응법칙유도를 통해 q축 인덕턴스 추정 수식을 산출할 수 있다. 상기 q축 인덕턴스 추정 수식은 [수학식 18]로 정의할 수 있다. 이와 같이, d축 인덕턴스 및 q축 인덕턴스 값을 추정하여 제어의 성능을 향상시킬 수 있다.

수학식 18

$$\hat{L}_q = K_{i_L_q}\int_0^t \left(-\frac{1}{\hat{L}_d}\omega_r i_d \varepsilon_q - \frac{1}{\hat{L}_d}\omega_r i_q \varepsilon_d\right) dt + K_{P_L_q}\left(-\frac{1}{\hat{L}_d}\omega_r i_d \varepsilon_q - \frac{1}{\hat{L}_d}\omega_r i_q \varepsilon_d\right) + \hat{L}_q(0)$$

[0079]

[0080] 이를 통한 본 발명에 따른 약계자 제어 장치(1)는 높은 정토크 영역뿐만 아니라 정출력 영역에서 약계자 제어를 통해 최대 토크 제어를 함으로써 신뢰성과 고효율의 IPMSM를 제공할 수 있다. 보다 상세하게, 고정자 저항($\hat{R}_s$), 고정자 역기전력 상수($\hat{\psi}_f$), 고정자 d축 인덕턴스($\hat{L}_d$) 및 고정자q축 인덕턱스($\hat{L}_q$)를 추정하여 각각의 파라미터에 대한 변화하는 양을 미리 예측함으로서, 보다 신뢰성이 높은 약계자 제어를 수행할 수 있다. 또한, 약계자 제어 장치(1)는 고정자 저항 추정을 하여 주변 온도 및 권선 저항에 대한 영향을 최소화 하여 더욱

정밀한 제어를 할 수 있으며, d축 인덕턴스 및 q축 인덕턴스 값을 추정하여 제어의 성능을 향상시킬 수 있다.

[0081] 이와 같이 추정된 고정자 저항($\hat{R}_s$), 고정자 역기전력 상수($\hat{\psi}_f$), 고정자 d축 인덕턴스($\hat{L}_d$) 및 고정자q축 인덕턴스($\hat{L}_q$)는 토크제어부(240)로 입력되어 약계자 제어를 수행할 수 있다.

[0082] 도 3은 본 발명의 일 실시예에 따른 약계제 제어를 설명하기 위한 도면이다. 도 4은 본 발명의 일 실시예에 따른 약계자 제어 영역을 설명하기 위한 도면이다.

[0083] 도 3및 도4를 참조하면, 회전자의 회전속도가 정격속도를 넘어서게 되면 전류 제어기의 포화 등으로 인해 전동기의 구동이 어려워지므로 정격속도 이상의 고속 제어를 위해 약계자 제어가 필요하다. 도 4의 모드1은 일정토크 영역이며, 모드2와 모드 3은 약계자 영역이다. 또한, 모드 2와 모드3은 각각 일정 출력 영역 및 특성 영역이다.

[0084] 우선, 일정 토크 영역인 경우에는 전류제한만 고려하면 되며, 전류는 [수학식 19]로 정의할 수 있다. 또한, 토크식은 [수학식20]로 정의할 수 있다.

수학식 19

[0085] $$I_s = \sqrt{i^2{}_d + i^2{}_q},\ i_d = -I_s \sin\beta,\ i_q = I_s \cos\beta$$

수학식 20

[0086] $$T_e = \frac{3}{2}P\left[\hat{\psi}_f i_q + (\hat{L}_q - \hat{L}_d) i_d i_q\right]$$
$$= \frac{3}{2}P\left[\hat{\psi}_f I_s \sin\beta + \frac{(\hat{L}_q - \hat{L}_d)}{2} I^2{}_s \sin 2\beta\right]$$

[0087] 이 때, β 는 회전 좌표계의 d축과 고정자 전류 I_s 사이의 각이다.

[0088] 동일 전류에 대해 발생 토크를 최대로 하는 전류 위상이 존재하므로 최대 토크/전류 제어를 할 수 있다. 최적 전류 위상은 [수학식21]과 같이 I_s 와 β 로 표현한 토크식을 β 로 편미분하여 0으로 들어 구할 수 있다.

수학식 21

[0089] $$\frac{dT_e}{d\beta} = \frac{3}{2}\mathrm{P}\left[-\hat{\psi}_f I_s \cos\beta + (\hat{L}_q - \hat{L}_d) I^2{}_s \cos 2\beta\right] = 0$$

수학식 22

$$\beta = \sin^{-1}\left(\frac{-\hat{\psi}_f + \sqrt{\hat{\psi}^2{}_f + 8(\hat{L}_q - \hat{L}_d)^2 I^2{}_s}}{4(\hat{L}_q - \hat{L}_d) I_s}\right)$$

[0090]

[0091] 또한, 전류제한 값은 연속 운전 시에 모터 정격전류이고, [수학식23]로 정의할 수 있다.

수학식 23

$$i^2{}_d + i^2{}_q \leq I^2{}_{smax}$$

[0092]

[0093] 또한, 전압제한 값은 인버터 출력 가능한 최대전압이며, 전압 제한 조건은 [수학식 24]로 정의할 수 있다.

수학식 24

$$v^2{}_d + v^2{}_q = (\omega_r \hat{L}_d i_d + \omega_r \hat{\psi}_f)^2 + (\omega_r \hat{L}_q i_q)^2 - \hat{R}_s I_{smax} \leq V^2{}_{smax}$$

[0094]

[0095] 이 때, 인버터 출력 가능 최대 전압(V_{smax})은 [수학식 25]로 정의할 수 있고, 최대 전류(I_{smax})는 인버터의 전류 정격과 전동기의 열 정격에 의해 제한될 수 있다.

수학식 25

$$V_{smax} = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$$

[0096]

[0097] 다음, 약계자 영역에서 있어서, 약계자 제어의 시작점 A는 MTPA 궤적, 전류제한 원 및 전압제한 타원의 교점이고, 단위 전류당 최대 토크를 발생하는 전류 i_d 와 i_q 는 전압제한 타원 및 전류제한원의 교점으로 결정된다(도 4참조).

[0098] i_d 및 i_q 를 구하기 위한 수학식은 [수학식26] 내지 [수학식 30]로 정의할 수 있다.

수학식 26

$$i^2{}_d + i^2{}_q \leq I^2{}_{smax} \rightarrow i^2{}_q = I^2{}_s - i^2{}_d$$

[0099]

수학식 27

[0100] $$(\omega_r \hat{L}_d i_d + \omega_r \hat{\psi}_f)^2 + (\omega_r \hat{L}_q i_q)^2 = V_{smax} - \hat{R}_s I_{smax} = V^2{}_f$$

수학식 28

[0101] $$(\omega_r \hat{L}_d i_d)^2 + 2\omega^2{}_r \left(\hat{L}_d i_d \cdot \hat{\psi}_f\right) + (\omega_r \hat{\psi}_f)^2 + \left(\omega_r \hat{L}_q\right)^2 (I^2{}_s - i^2{}_d) - V^2{}_f = 0$$

수학식 29

[0102] $$\left(1 - \left(\frac{\hat{L}_q}{\hat{L}_d}\right)^2\right) i^2{}_d + 2\frac{\hat{\psi}_f}{\hat{L}_d} i_d + \frac{\hat{\psi}^2{}_f}{\hat{L}^2{}_d} + \left(\frac{\hat{L}_d}{\hat{L}_q}\right)^2 I^2{}_s - \frac{V^2{}_f}{\omega^2{}_r \hat{L}^2{}_d} = 0$$

수학식 30

[0103] $$i_d = \frac{\hat{L}_d \hat{\psi}_f - \sqrt{\left(\hat{L}_d \hat{\psi}_f\right)^2 + \left(\hat{L}^2{}_q - \hat{L}^2{}_d\right)\left\{\hat{\psi}^2{}_f + \left(\hat{L}_q I_s\right)^2 - \left(V_f/\omega_r\right)^2\right\}}}{\hat{L}^2{}_q - \hat{L}^2{}_d}, \quad i_q = \sqrt{I^2{}_s - i^2{}_d}$$

[0104] 이와 같이, [수학식 30]을 통해 구해진 d축 전류(i_d) 및 q축 전류(i_q)는 가감산기(251)에 입력될 수 있다. 이를 통해, d축 전류 및 q축 전류가 이상적인 값인 d축 전류 지령치 및 q축 전류 지령치가 되도록 할 수 있다.

[0105] 이상에서 본 발명의 바람직한 실시예에 대해 도시하고 설명하였으나, 본 발명은 상술한 특정의 바람직한 실시예에 한정되지 아니하며, 청구범위에서 청구하는 본 발명의 요지를 벗어남이 없이 당해 발명이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자라면 누구든지 다양한 변형 실시가 가능한 것은 물론이고, 그와 같은 변경은 청구범위 기재의 범위 내에 있게 된다.

부호의 설명

[0106] 100: 전원부

210: 인버터부

220: 제1변환부

230: 전동기 속도 산출부

240: 토크 제어부

250: 전류 제어부

260: 제2변환부

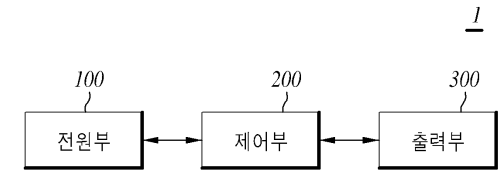
270: 펄스 폭 변조부

280: 추정부

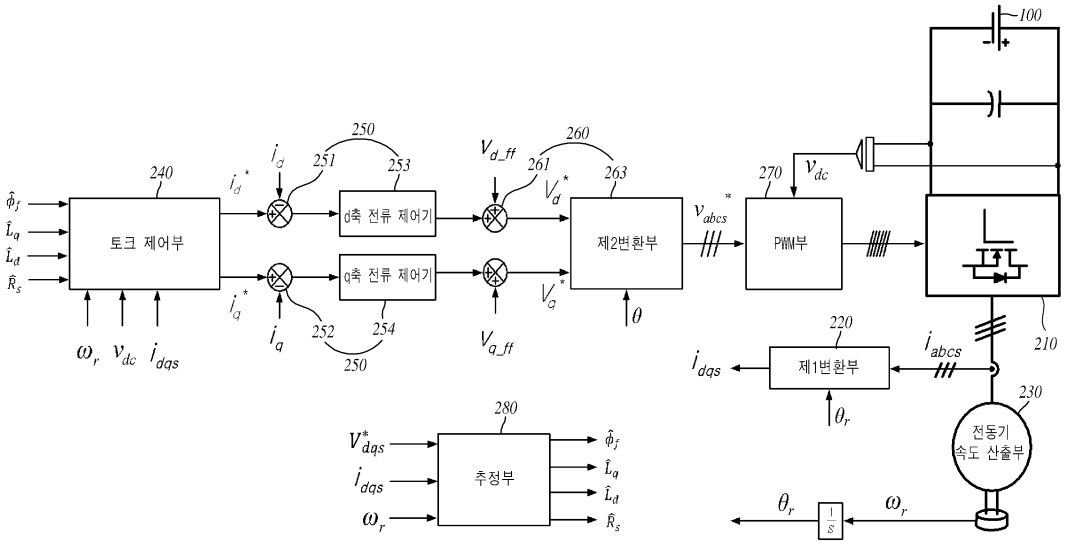
300: 출력부

도면

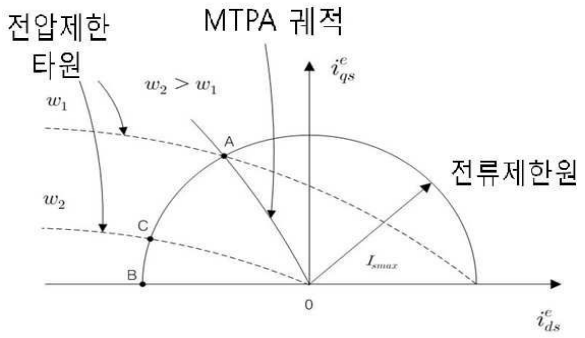
도면1



도면2



도면3



도면4

