



(19) 대한민국특허청(KR)
 (12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2017년01월24일
 (11) 등록번호 10-1699463
 (24) 등록일자 2017년01월18일

- (51) 국제특허분류(Int. Cl.)
G05B 13/02 (2006.01) *H02P 23/12* (2006.01)
- (52) CPC특허분류
G05B 13/02 (2013.01)
H02P 23/12 (2013.01)
- (21) 출원번호 10-2016-7008175
- (22) 출원일자(국제) 2014년09월25일
 심사청구일자 2016년04월27일
- (85) 번역문제출일자 2016년03월28일
- (65) 공개번호 10-2016-0052603
- (43) 공개일자 2016년05월12일
- (86) 국제출원번호 PCT/JP2014/075351
- (87) 국제공개번호 WO 2015/046286
 국제공개일자 2015년04월02일

(30) 우선권주장
 JP-P-2013-203386 2013년09월30일 일본(JP)

- (56) 선행기술조사문헌
 JP3813637 B2
 JP2002252991 A
 JP2006029938 A
 JP2013183558 A

전체 청구항 수 : 총 7 항

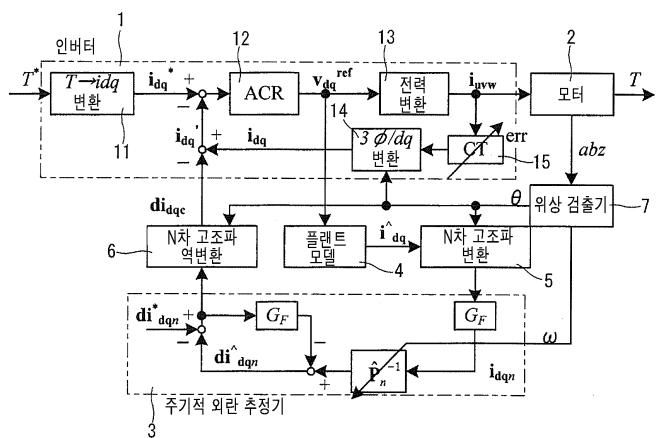
심사관 : 강석재

(54) 발명의 명칭 제어 장치

(57) 요 약

제어 장치 내에서 사용되는 전류 센서의 오프셋 오차 및 이득 오차로 인해 전류 등에서 주기적 외란이 발생한다. 전류 제어 섹션 내 전류 센서에 의해 전류 명령값 및 전류 검출값으로부터 전압 명령값이 생성된다. 생성된 전압 명령값은 플랜트 모델 섹션으로 입력되고, 가상 전류값이 산출된다. 가상 전류값은 좌표 변환 섹션을 통해 주기적 외란 추정기로 입력되며, 보상값이 산출된다. 보상값은 좌표 역변환 섹션을 통해 전류 검출값에 중첩되고, 전류 센서의 전류 검출값이 정정된다.

대 표 도 - 도1



명세서

청구범위

청구항 1

전류 제어 섹션에 의해 전류 명령 값 및 전류 센서에 의한 전류 검출값으로부터 전압 명령값을 생성하는 제어 장치에 있어서,

상기 제어 장치는 상기 전압 명령값이 플랜트 모델 섹션으로 입력되어 가상 전류값이 산출되고, 상기 가상 전류값이 좌표 변환 섹션을 통해 주기적 외란 추정기로 입력되어 상기 주기적 외란 추정기에서 보상값이 산출되고, 상기 산출된 보상값이 좌표 역변환 섹션을 통해 상기 전류 검출값에 중첩되고, 상기 전류 센서의 상기 전류 검출값이 정정되도록 구성되는 제어장치.

청구항 2

제1항에 있어서,

오프셋 오차 산출 섹션 및 이득 오차 산출 섹션을 포함하는 전류 센서 오차 추정 섹션이 제공되어, 상기 보상값을 상기 전류 검출값에 중첩시켜 얻어진 값과 상기 전류 검출값이 각자 상기 오프셋 오차 산출 섹션 및 상기 이득 오차 산출 섹션으로 입력되어 오프셋 오차 및 이득 오차가 산출되고, 각기 산출된 오차 신호들에 기반하여 상기 전류 센서 내 오차가 추정되는 제어 장치.

청구항 3

제2항에 있어서,

전류 오차 동작 섹션이 상기 전류 센서의 출력측에 제공되고, 스위치를 통해 전류 센서 오차 추정값을 저장하는 메모리가 상기 전류 센서 오차 추정 섹션의 출력측에 제공되고, 스위치는 상기 주기적 외란 추정기로부터의 상기 보상값의 출력측에 연결되며, 상기 메모리에 저장된 상기 전류 센서 오차 추정값이나 상기 주기적 외란 추정기로부터의 상기 보상값은 스위칭 방식으로 출력되며,

상기 메모리에 연결된 상기 스위치가 턴온될 때, 상기 전류 오차 동작 섹션이 상기 메모리에 저장된 상기 전류 센서 오차 추정값에 기반하여 상기 전류 검출값을 정정하는 제어 장치.

청구항 4

전류 제어 섹션에 의해 전류 명령 값 및 전류 센서에 의한 전류 검출값으로부터 전압 명령값을 생성하는 제어 장치에 있어서,

상기 전류 센서는 2상 검출을 수행하고, 전류 오차 동작 섹션이 상기 전류 센서의 출력측에 제공되고, 상기 전압 명령값이 플랜트 모델 섹션으로 입력되어 가상 전류값이 산출되고, 상기 가상 전류값이 합수 성분 검출 섹션을 통해 주기적 외란 추정기로 입력되고, 상기 주기적 외란 추정기에 의해 산출된 보상값 및 상기 가상 전류값이 보상값/오차 변환 섹션으로 입력되어 전류 센서 오차 추정값이 산출되고, 상기 전류 센서 오차 추정값이 상기 전류 오차 동작 섹션으로 입력되어 상기 전류 센서의 상기 전류 검출값이 정정되는 제어 장치.

청구항 5

제4항에 있어서,

상기 주기적 외란 추정기의 출력측은 스위치를 통해 상기 전류 오차 동작 섹션에 연결되고, 상기 보상값을 저장하는 메모리가 상기 주기적 외란 추정기의 출력측에 제공되며, 진동 억제 제어가 수렴할 때 상기 메모리에 저장된 상기 보상값을 기반으로 상기 전류 검출값이 정정되는 제어 장치.

청구항 6

제1항 또는 제2항에 있어서,

상기 전류 명령값이 토크 제어 명령값에 기반하여 생성되고, 전류 오차 동작 섹션이 상기 전류 센서의 출력측에 제공되고, 상기 플랜트 모델 섹션이 출력 토크의 추정값을 출력하며, 상기 출력 토크의 상기 추정값과 상기 토크 제어 명령값의 비교를 통해 오차가 감소되도록 얻어진 값이 상기 전류 오차 동작 섹션으로 출력되는 제어 장치.

청구항 7

제4항에 있어서,

상기 전류 명령값이 토크 제어 명령값에 기반하여 생성되고, 상기 플랜트 모델 섹션이 출력 토크의 추정값을 출력하며, 상기 출력 토크의 상기 추정값과 상기 토크 제어 명령값의 비교를 통해 오차가 감소되도록 얻어진 값이 상기 전류 오차 동작 섹션으로 출력되는 제어 장치.

발명의 설명

기술 분야

[0001] 본 발명은 전류 센서에 대한 오차 정정 기능을 가진 제어 장치에 관한 것이다.

배경 기술

[0002] 주기적 외란 발생에 대한 억제 제어로서, 전력 수신 및 변환 설비에서의 전력 시스템 제어, 로봇을 이용한 위치 결정 제어, 동력계 시스템에 대한 축 토크 공진 제어, (전기차, 엘리베이터 등의 탑승 편의와 관련된) 모터 케이스의 진동 억제 등이 있으며, 각각의 제품들에서의 주기적 외란을 높은 정밀도를 통해 억제해야 한다는 요구가 존재한다.

[0003] 예를 들어 모터는 모터의 원리들에 따른 토크 리플을 발생하는데, 이것이 진동, 잡음, 탑승 편의에 대한 역효과, 및 전기 기계적 공진과 같은 다양한 문제들을 일으킨다. 특히, 자석이 내장된 PM 모터 내에서, 코킹(cogging) 토크 리플 및 렐럭턴스(reluctance) 토크 리플이 복잡한 방식으로 생성된다. 그에 대한 대책으로서, 토크 리플을 억제하는 제어 방법으로서 주기적 외란 추정기 보정 방법(periodic disturbance observer compensation method)이 제안되어졌다.

[0004] 도 8은 특허 문서 1과 비특허 문서 1에 개시된 주기적 외란 추정기 내 n차 토크 리플 주파수에 관한 제어 블록도를 도시한다.

[0005] 참조 번호 1은 토크 리플 보정값 산출 섹션을 가리킨다. 사인파/코사인파의 제어 명령 r_n (보통 0)과 주기적 외란 추정기(3)에 의해 추정된 값들 dT_A^n , dT_B^n 사이의 차들을 각기 사인파 값/코사인파 값으로 곱하고, 그런 다음 이렇게 곱한 값을 더함으로써, 토크 리플 보정 값 산출 섹션은 토크 리플 보정 명령 T_c*n 을 생성하여 그것을 제어 타깃(제어 대상)(2)에 출력한다. 제어 타깃(2)에서 주기적 외란(이하에서는 주기적 외란 dT_n 이라 칭함)이 일어날 수 있다. 예를 들어 제어 타깃(제어될 대상)이 모터인 경우, 코킹 토크로 인해 회전 속도와 동기된 외란인 토크 리플이 주기적 외란에 해당하며, 진동 또는 잡음을 일으킨다.

[0006] 주기적 외란 추정기(3)는 주기적 외란 dT_n 을 억제하는 추정기이다. 외란이 외란 추정기의 역 시스템 모델로서 각각의 주파수 성분에 대한 복소수 벡터로 표현되는 시스템 식별 모델을 이용함으로써, 주기적 외란 추정기(3)는 제어 타깃의 주파수에 대한 외란을 바로 추정하여 그 외란을 보상한다.

[0007] 이러한 보상을 통해, 타깃 주파수의 차수들과 무관하게 높은 억제 효과를 달성하는 것이 가능하면서도 제어 구성을 상대적으로 단순하다.

[0008] 시스템 식별 모델 P^n 의 획득과 관련하여, 시스템 식별이 제어에 앞서 제어 타깃(제어될 대상인 플랜트 P_n ($=P_{An}+jP_{Bn}$))의 플랜트 P_n ($=P_{An}+jP_{Bn}$)에 대해 수행되며, 그 모델은 수학식 (1)을 통해 일차원 복소수 벡터의 형식으로 표현된다.

수학식 1

$$P^n = P_A^n + j P_B^n$$

[0009]

[0010] 여기서, 첨자 n은 n차 성분을 나타내며, 임의의 변수는 $X_n = X_{An} + j X_{Bn}$ 로 표현되는 복소수 벡터이다.

[0011] 예를 들어, 1Hz에서 1000Hz까지의 시스템 식별 결과들이 각각의 1Hz마다 복소수 벡터로 표현되는 경우, 시스템은 1000 개의 일차원 복소수 벡터 요소들을 포함하는 표를 사용하여 표현될 수 있다. 이와 달리, 시스템이 그러한 식별 결과의 수학적 표현으로 나타내질 수도 있다. 이러한 두 가지 방법들 중 어느 것에서든, 특정 주파수 성분에 대한 시스템 모델은 단순한 일차원 복소수 벡터로 표현될 수 있다.

[0012] 여기서 시스템 식별 모델뿐 아니라, 상술한 P^n , r_n , dT_n , $dT^{\wedge n}$, 및 T_n 역시 $X_n = X_{An} + j X_{Bn}$ 로 표현되는 복소수 벡터들이다.

[0013] 모터의 토크 리플이 회전 위상 Θ [rad]에 따라 주기적으로 발생되는 외란이기 때문에, 주기적 외란 추정기(3)의 제어로서, 주기적 외란 추정기(3)는 토크 맥동 주파수 성분 추출 방식을 이용하여 임의의 차수 n(전기적 회전 주파수의 정수 배수(또는 정배수))의 코사인 계수 T_{An} 및 사인 계수 T_{Bn} 로의 변환을 수행한다. 주파수 성분에 대한 정확한 측정 방법으로서 푸리에 변환 등이 존재하지만, 도 8에서는 단순성이 무엇보다 중요하므로 플랜트 출력 값들이 푸리에 변환에 대한 일종의 단순화된 것으로서 로패스(low-pass) 필터들 $G_F(s)$ 을 통과하게 함으로써 주기적 외란 dT_n 의 억제 타깃에 대한 주파수 성분이 추출된다. 이렇게 추출된 주파수 성분은 추출된 시스템 식별 모델의 역수 P^{n-1} 로 표현되는 역 시스템에 의해 곱해지고, 주기적 외란 dT_n 이 로패스 필터들 $G_F(s)$ 을 통과한 제어 명령 값들로부터의 차이들에 기반하여 추정되어 주기적 외란 추정값 $dT^{\wedge n}$ ($= dT_{An} + j dT_{Bn}$)으로서 토크 리플 보상값 산출 섹션(1)으로 출력되며, 그러면 주기적 외란 dT_n 은 제어 명령 r_n 으로부터 추정된 값을 감산함으로써 억제된다.

[0014] 특허 문서 1: 국제 공개 특허 WO2010/024195A1

[0015] 비특허 문서 1: 2012년 산업 응용 D에 관한 IEEJ 저널, 제132권 제1호 84 내지 93쪽에 실린, 영구 자석 동기 모터들에 대한 복소수 벡터 표현을 통한 주기적 외란 추정기에 기반하는 토크 리플 억제 제어 방법.

발명의 내용

과제의 해결 수단

[0016] 제어 장치로서의 인버터 구동 장치에 주기적 외란을 일으키는 많은 요인들이 있는데, 전류 센서 내 오프셋 및 이득 오차들이 주기적 외란을 일으키는 그러한 요인들 중 하나이다. 오프셋 오차는 주로 동기 주파수의 1f의 주기적 외란을 발생시키고, 이득 오차는 주로 2f의 주기적 외란을 발생시킨다.

[0017] 본 발명의 목적은 전류 센서 내 이득 및 오프셋 오차들을 정정하는 기능을 가진 제어 장치를 제공하는 것이다.

[0018] 본 발명의 양태에 따르면, 제어 장치는 전류 제어 섹션에 의해 전류 명령 값 및 전류 센서에 의한 전류 검출값으로부터 전압 명령값을 생성하며, 제어 장치는 전압 명령값이 플랜트 모델 섹션으로 입력되어 가상 전류값이 산출되고, 가상 전류값이 좌표 변환 섹션을 통해 주기적 외란 추정기로 입력되어 주기적 외란 추정기에서 보정값이 산출되고, 산출된 보정값이 좌표 역변환 섹션을 통해 전류 검출값에 중첩되고, 전류 센서의 전류 검출값이 정정되도록 구성된다.

[0019] 본 발명의 다른 양태에 따르면, 오프셋 오차 산출 섹션 및 이득 오차 산출 섹션을 포함하는 전류 센서 오차 추정 섹션이 제공되어, 보정값을 전류 검출값에 중첩시켜 얻어진 값과 전류 검출값이 각자 오프셋 오차 산출 섹션 및 이득 오차 산출 섹션으로 입력되어 오프셋 오차 및 이득 오차가 산출되고, 각기 산출된 오차 신호들에 기반하여 전류 센서 내 에러가 추정된다.

[0020] 본 발명의 또 다른 양태에 따르면, 전류 오차 동작 섹션이 전류 센서의 출력측에 제공되고, 스위치를 통해 전류

센서 오차 추정값을 저장하는 메모리가 전류 센서 오차 추정 섹션의 출력측에 제공되고, 주기적 외란 추정기로부터의 보정값 출력측에 스위치가 연결되고, 메모리에 저장된 전류 센서 오차 추정값 또는 주기적 외란 추정기로부터의 보정값이 스위칭 방식으로 출력되며, 전류 오차 동작 섹션은 메모리에 연결된 스위치가 터 온될 때 메모리에 저장된 전류 센서 오차 추정값에 기반하여 전류 검출값을 정정한다.

[0021] 본 발명의 또 다른 양태에 따르면, 제어 장치는 전류 제어 섹션에 의해 전류 명령값 및 전류 센서에 의한 전류 검출값으로부터 전압 명령값을 생성하고, 전류 센서는 2 위상 검출을 수행하고, 전류 오차 동작 섹션이 전류 센서의 출력측에 제공되고, 전압 명령값이 플랜트 모델 섹션으로 입력되어 가상 전류값이 산출되고, 가상 전류값이 함수 성분 검출 섹션을 통해 주기적 외란 추정기로 입력되고, 주기적 외란 추정기에 의해 산출된 보상값 및 가상 전류값이 보상값/오차 변환 섹션으로 입력되어 전류 센서 오차 추정값이 산출되고, 전류 센서 오차 추정값이 전류 오차 동작 섹션으로 입력되어 전류 센서의 전류 검출값이 정정된다.

[0022] 본 발명의 또 다른 양태에 따르면, 주기적 외란 추정기의 출력측은 스위치를 통해 전류 오차 동작 섹션에 연결되고, 보정값을 저장하는 메모리가 주기적 외란 추정기의 출력측에 제공되며, 진동 억제 제어가 수렴할 때 메모리에 저장된 보정값을 기반으로 전류 검출값이 정정된다.

[0023] 본 발명의 또 다른 양태에 따르면, 전류 명령값이 토크 제어 명령값에 기반하여 생성되고, 전류 오차 동작 섹션이 전류 센서의 출력측에 제공되고, 플랜트 모델 섹션이 출력 토크의 추정값을 출력하며, 출력 토크의 추정값과 토크 제어 명령값의 비교를 통해 오차가 감소되도록 얻어진 값이 전류 오차 동작 섹션으로 출력된다.

[0024] 본 발명의 또 다른 양태에 따르면, 전류 명령값이 토크 제어 명령값에 기반하여 생성되고, 플랜트 모델 섹션이 출력 토크의 추정값을 출력하며, 출력 토크의 추정값과 토크 제어 명령값의 비교를 통해 오차가 감소되도록 얻어진 값이 전류 오차 동작 섹션으로 출력된다.

도면의 간단한 설명

[0025] 도 1은 본 발명의 일 실시예를 보이는 전류 검출 오차 정정의 제어 블록도이다.

도 2는 본 발명의 다른 실시예를 보이는 전류 검출 오차 정정의 제어 블록도이다.

도 3은 본 발명의 또 다른 실시예를 보이는 전류 검출 오차 정정의 제어 블록도이다.

도 4는 본 발명의 또 다른 실시예를 보이는 전류 검출 오차 정정의 제어 블록도이다.

도 5는 본 발명의 또 다른 실시예를 보이는 전류 검출 오차 정정의 제어 블록도이다.

도 6은 본 발명의 또 다른 실시예를 보이는 전류 검출 오차 정정의 제어 블록도이다.

도 7은 본 발명의 또 다른 실시예를 보이는 전류 검출 오차 정정의 제어 블록도이다.

도 8은 주기적 외란 추정기의 제어 블록도이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0026] 본 발명을 설명하기 전에, 전류 센서 에러의 전류 idq에 대한 영향 및 타깃이 모터인 경우의 토크에 대한 영향에 대해 설명할 것이다.

[0027] 인버터 구동과 관련하여, 전류를 제어하기 위한 3상 AC 전류들을 검출하는 방법으로서 두 가지 경우가 존재한다; 하나는 3 상들 각각의 위상에 대한 검출기가 존재하는 경우이며, 다른 하나는 두 위상들에 대한 검출기들이 존재하고 나머지 전류값은 산출을 통해 결정되는 경우이다. 이 두 경우들 간에 센서 에러의 영향에 있어서 약간의 차이가 존재하므로, 이들은 별개로서 설명될 것이다.

[0028] 1-1. 3상 검출 시 센서 에러의 영향

[0029] 3상 검출 방법에서, idq 및 토크에 대한 전류 센서의 오프셋 및 이득 오차들의 영향은 아래와 같다.

[0030] 먼저, 일반적으로 i_u , i_v , 및 i_w 에서 idq로의 dq 좌표 변환 방정식이 수학식 2로 표현된다. 여기서, $Cn\Theta$ 및 $Sn\Theta$ 은 각각 $\cos(n\Theta)$ 및 $\sin(n\Theta)$ 을 나타낸다.

수학식 2

$$\begin{pmatrix} id \\ iq \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_{1\theta} & -S_{1\theta} \\ S_{1\theta} & C_{1\theta} \end{pmatrix} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{pmatrix} \quad \dots \quad (2)$$

[0031]

[0032] 여기서, Φ 는 위상각을 나타내고, I 는 전류 피크치를 나타내고, 전류들 i_u , i_v , 및 i_w 는 수학식 3으로 표현된다.

수학식 3

$$\begin{pmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I \sin(\theta + \varphi) \\ I \sin(\theta + \varphi - \frac{2}{3}\pi) \\ I \sin(\theta + \varphi + \frac{2}{3}\pi) \end{pmatrix} \quad \dots \quad (3)$$

[0033]

[0034] 이어서, 오프셋 오차들 Δi_u , Δi_v , 및 Δi_w 및 이득 오차들 α , β 및 γ 가 생성된다고 가정할 때, 겹출 오차들을 가진 3상 전류들 i'_u , i'_v , 및 i'_w 이 수학식 4로 표현된다.

수학식 4

$$\begin{pmatrix} i'_u \\ i'_v \\ i'_w \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \Delta i_u \\ \Delta i_v \\ \Delta i_w \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} (\alpha-1) \cdot i_u \\ (\beta-1) \cdot i_v \\ (\gamma-1) \cdot i_w \end{pmatrix} \quad \dots \quad (4)$$

[0035]

[0036] 수학식 2 내지 4는 오프셋 및 이득 오차들이 존재하는 id' 및 iq' 에 대하여 수학식 5로 전개될 수 있다.

수학식 5

$$\begin{pmatrix} id' \\ iq' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} id \\ iq \end{pmatrix} + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left(\begin{pmatrix} \Delta i_u - \frac{1}{2} \Delta i_v - \frac{1}{2} \Delta i_w \\ \frac{\sqrt{3}}{2} \Delta i_v - \frac{\sqrt{3}}{2} \Delta i_w \end{pmatrix} C_{1\theta} - \begin{pmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2} \Delta i_v - \frac{\sqrt{3}}{2} \Delta i_w \\ \frac{1}{2} \Delta i_v - \frac{1}{2} \Delta i_w \end{pmatrix} S_{1\theta} \right) + \sqrt{\frac{1}{6}} I \cdot \left(\begin{pmatrix} (\alpha+\beta+\gamma-3) S_\varphi C_{2\theta} + (\alpha+\beta+\gamma-3) C_\varphi S_{2\theta} \\ -(\alpha+\beta+\gamma-3) C_\varphi C_{2\theta} + (\alpha+\beta+\gamma-3) S_\varphi S_{2\theta} \end{pmatrix} + \sqrt{\frac{1}{6}} I \cdot \begin{pmatrix} (\alpha-1) S_\varphi + (\beta-1) \sin(\varphi - \frac{4}{3}\pi) + (\gamma-1) \sin(\varphi + \frac{4}{3}\pi) \\ (\alpha-1) C_\varphi + (\beta-1) \cos(\varphi - \frac{4}{3}\pi) + (\gamma-1) \cos(\varphi + \frac{4}{3}\pi) \end{pmatrix} \right) \quad \dots \quad (5)$$

[0037]

[0038] 수학식 5는 id_{1f} 및 iq_{1f} 인 회전 동기 주파수 1f의 항, id_{2f} 및 iq_{2f} 인 2f의 항, 및 Dd 및 Dq인 상수 항을 가진 수학식 6에 의해 표현될 수 있다.

수학식 6

$$\begin{pmatrix} id' \\ iq' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} id \\ iq \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} id_{1f} \\ iq_{1f} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} id_{2f} \\ iq_{2f} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} D_d \\ D_q \end{pmatrix} \quad \dots \quad (6)$$

[0039]

- [0040] 위에서 수학식 5 및 6으로부터 idq에 대해 오프셋 오차들이 동기 주파수 1f의 진동을 일으키고 이득 오차들이 2f의 진동 및 DC 성분을 발생시킨다는 것을 알 수 있다.

[0041] 1-2. 2상 검출 시 센서 오차의 영향

[0042] 다음으로, 2상 검출 방법에서, idq 및 토크에 대한 전류 센서의 오프셋 및 이득 오차들의 영향은 아래와 같다.

[0043] 검출 위상들인 U 및 V 위상들을 가진 2 위상 검출 시, 전류들 i_u 및 i_v 에서 id 및 iq로의 dq 좌표 변환 방정식이 수학식 7로 표현된다.

수학식 7

$$\begin{pmatrix} id \\ iq \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_{1\theta} & -S_{1\theta} \\ S_{1\theta} & C_{1\theta} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} & 0 \\ \frac{1}{2} & \sqrt{2} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_u \\ i_v \end{pmatrix} \dots \dots \dots \quad (7)$$

[0044]

- [0045] 다음으로, 오프셋 오차들 Δi_u 및 Δi_v 및 이득 오차들 α 및 β 가 생성될 때, U 및 V 위상들에 대한 오차들의 영향은 수학식 4에서와 동일하다.

[0046] 여기서, i_w 는 수학식 8을 이용하여 i_u 및 i_v 로부터 산출된다.

수학식 8

[0047]

- [0048] 오프셋 및 이득 오차들이 존재하는 id' 및 iq' 에 대해 수학식 3, 4, 7 및 8을 전개할 때, 수학식 9가 얻어진다. 또한 수학식 9는 수학식 6으로도 표현될 수 있다.

수학식 9

$$\begin{aligned}
 \begin{pmatrix} id' \\ iq' \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} id \\ iq \end{pmatrix} \\
 &+ \sqrt{2} \left[\begin{pmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2} \Delta i_v C_{1\theta} - \left(\frac{1}{2} \Delta i_v + \Delta i_v \right) S_{1\theta} \\ \left(\frac{1}{2} \Delta i_v + \Delta i_v \right) C_{1\theta} + \frac{\sqrt{3}}{2} \Delta i_v S_{1\theta} \end{pmatrix} \right. \\
 &+ \frac{I}{\sqrt{2}} \left. \begin{pmatrix} - \left((\alpha-1)\cos(\varphi + \frac{2}{3}\pi) - (\beta-1)\cos(\varphi - \frac{2}{3}\pi) \right) C_{2\theta} + \left((\alpha-1)\sin(\varphi + \frac{2}{3}\pi) - (\beta-1)\sin(\varphi - \frac{2}{3}\pi) \right) S_{2\theta} \\ - \left((\alpha-1)\sin(\varphi + \frac{2}{3}\pi) - (\beta-1)\sin(\varphi - \frac{2}{3}\pi) \right) C_{2\theta} - \left((\alpha-1)\cos(\varphi + \frac{2}{3}\pi) - (\beta-1)\cos(\varphi - \frac{2}{3}\pi) \right) S_{2\theta} \end{pmatrix} \right]^{(9)} \\
 &+ \frac{I}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} (\alpha-\beta)\cos(\varphi - \frac{2}{3}\pi) \\ -(\alpha-\beta)\sin(\varphi - \frac{2}{3}\pi) \end{pmatrix}
 \end{aligned}$$

[0049]

[0050] 위에서 설명한 바와 같이, 2상 검출의 경우에서도, 수학식 6 및 9로부터 idq에 대해 오프셋 오차들이 동기 주파수 1f의 진동을 일으키고 이득 오차들이 2f의 진동 및 DC 성분을 발생시킨다는 것을 알 수 있다.

[0051] 2-1. 토크에 대한 센서 오차의 영향

[0052] 응용 타깃이 모터일 때의 경우, 진동 상태인 idq의 토크에 대한 영향이 설명될 것이다.

[0053] 수학식 6의 전류들 idq이 흐른다고 가정할 때, 출력 토크는 PM 모터의 일반 토크의 수학식 10에 기초하여 수학식 11로 표현될 수 있다.

수학식 10

$$\begin{aligned}
 T &= iq(\Phi + \Delta L id) \\
 \Delta L &= L_d - L_q
 \end{aligned} \tag{10}$$

[0054]

수학식 11

$$\begin{aligned}
 T &= iq^*(\Phi + \Delta L id^*) \\
 &= \Phi(iq + iq_{1f} + iq_{2f} + D_q) \\
 &+ \Delta L(id + id_{1f} + id_{2f} + D_d)(iq + iq_{1f} + iq_{2f} + D_q) \\
 &= \Phi(iq + iq_{1f} + iq_{2f} + D_q) \\
 &+ \Delta L(id_{1f}iq_{1f} + id_{1f}iq_{2f} + id_{2f}D_q + id_{1f}iq \\
 &+ id_{2f}iq_{1f} + id_{2f}iq_{2f} + id_{2f}D_q + id_{2f}iq \\
 &+ D_diq_{1f} + D_diq_{2f} + D_dD_q + D_diq \\
 &+ idiq_{1f} + idiq_{2f} + idD_q + idiq)
 \end{aligned} \tag{11}$$

[0055]

[0056] 여기서, Ld는 d 축 인덕턴스를 가리키고, Lq는 q 축 인덕턴스를 가리키며, Φ는 자속 쇄교수를 가리킨다.

[0057] 이 경우, id x iq 항에서, 2f가 1f x 1f의 곱셈을 통해 수학식 12로부터 생성되고, 1f 및 3f가 2f x 1f의 곱셈을 통해 수학식 13으로부터 생성되며, 4f가 2f x 2f의 곱셈을 통해 수학식 12로부터 생성된다. 따라서, idq 자체의 1f 및 2f 외에 고차 토크 리플들 또한 생성된다.

[0058] (a). nf x nf의 곱셈에서, A 내지 E가 상수들로서 사용된다.

수학식 12

$$(AC_n + BS_n)(DC_n + ES_n) = ADC_n^2 + (AE + BD)S_n C_n + BE S_n^2 \\ = AD\left(\frac{C_{n-n} + 1}{2}\right) + (AE + BD)\left(\frac{S_{2n}}{2}\right) + BE\left(\frac{1 - S_{2n}}{2}\right) \quad \dots \dots \dots \quad (12)$$

[0059]

[0060] (b). nf x mf의 곱셈에서, A 내지 E가 상수들로서 사용된다.

수학식 13

$$(AC_n + BS_n)(DC_n + ES_n) = ADC_n C_n + AEC_n S_n + BDS_n C_n + BE S_n S_n \\ = AD\left(\frac{C_{n-n} + C_{n-n}}{2}\right) + AE\left(\frac{S_{n-n} - S_{n-n}}{2}\right) + BD\left(\frac{S_{n-n} + S_{n-n}}{2}\right) + BE\left(\frac{C_{n-n} - C_{n-n}}{2}\right) \quad \dots \dots \dots \quad (13)$$

[0061]

[0062] 상기 내용을 요약하면, 주기적 외란 추정기 등이 특허 문서 1 또는 비특허 문서 1에서 주기적 외란을 줄이는 방법으로서 제안되었다. 상기 관련 기술의 방법에 따르면, 예컨대 제어 타깃이 모터인 경우, 토크를 제어 타깃으로 하여(토크를 제어될 대상으로 하여) 보상 신호를 생성함으로써 토크 리플이 억제된다. 토크 리플은 이런 방식으로 줄어들 수 있지만, 외부에 토크 센서를 제공할 필요가 있다. 제어 장치 안에서의 센서 오차가 하나의 요인으로, 센서 이득 및 오프셋이나 검출 전류가 적절히 조정될 수 있다면, 불필요한 측정 장치를 사용하지 않고도 토크 리플이 줄어들 수 있다는 것을 인지할 수 있다.

[0063] 또한, 수학식 11로 표현한 바와 같이, 1f 및 2f보다 높은 차수들을 가진 토크 리플들 또한 토크 안에서 생성된다. 이러한 고차 토크 리플들을 토크 보상을 통해 억제하기 위해, 1f 및 2f 외에 3f 및 4f를 주기적 외란 추정기 PDO의 타깃 주파수에 추가해야 하며, 그에 따라 계산 부담이 높아진다.

[0064] 따라서 본 발명에서는 전류 센서 오차에 의해 야기된 주기적 외란이 억제되는 동시에, 토크 센서를 사용하지 않고 계산 부담의 증가를 억제한다.

[0065] 여기서, 전류 센서로 인한 진동의 발생은 인버터와 모터의 조합에 국한되는 것은 아니며, 전류 센서를 사용하는 제어 장치들(전력 시스템 장치들 등)에서도 일반적으로 발생하는 문제이다. 따라서, 이하에 기술되는 각각의 실시예는 인버터와 모터를 예로 들어 설명하겠지만, 각각의 실시예는 일반적인 제어 장치에도 적용가능하다.

[0066] 도 1은 전류 검출 오차 정정의 제어 블록도이다. 참조 부호 1은 제어 장치인 인버터를 나타내고, 참조 부호 2는 제어 타깃(제어될 대상)인 모터를 나타내며, 참조 부호 3은 주기적 외란 추정기를 나타낸다. 인버터(1)는 토크 명령값 T^* 을 d 및 q 축들의 전류 명령값들 i_{dq}^* (i_d, i_q)로 변환하는 변환 섹션(11); 및 변환 섹션(11)으로 부터의 출력 전류들 i_{dq} 과 전류 센서(15)를 통해 검출된 신호들 i_{dq} 사이의 차이들에 기반하여 전압 명령값들 v_{dq}^{ref} 을 산출하는 전류 제어 섹션(12) 및 3상/2상 좌표 변환 섹션(14)을 포함한다.

[0067] 참조 부호(4)는 플랜트 모델 섹션을 나타내고, 참조 부호 5는 좌표 변환 섹션을 나타내고, 참조 부호 6은 좌표 역변환 섹션을 나타내며, 참조 부호 7은 인코더 패형 abz로부터 로터 회전 각도 θ 및 회전 각속도 ω 를 검출하고 회전 각도 θ 를 좌표 변환 섹션(5), 좌표 역변환 섹션(6) 및 3상/2상 좌표 변환 섹션(14)으로 출력하고, 각 속도 ω 를 주기적 외란 추정기(3)로 출력하는 회전 위치 센서를 나타낸다. 여기서 주기적 외란 추정기의 G_F 는 로패스 필터를 나타내고, d_{dq} 는 보상 i_d 및 i_q 값들을 나타내고, d_{dq}^* 는 보상 i_d 및 i_q 명령값들을 나타낸다.

[0068] 플랜트 모델 섹션(4)은 전류 제어 섹션(12)으로부터 출력 명령 v_{dq}^{ref} 을 입력하여 모터에 대한 회로 방정식에 따라 가상 전류값 i_{dq}^* (i_d, i_q)을 산출하며, 이 값을 진동 억제 타깃으로 설정한다. 전류 센서에 오차가 발생하는 경우, 전류 제어 섹션(12)은 전류 제어 섹션(12)의 응답 범위 안에서 검출된 i_{dq} 의 진동을 억제한다. 진동량은

명령 v_{dq}^{ref} 에 중첩되고, 그에 따라 출력 전류가 진동하고 주기적 외란으로 나타난다. 이러한 이유로 진동은 인버터 내측 i_{dq} 에서 관찰되지 않는다. 그러나, 플랜트 모델 섹션(4)의 회로 방정식을 명령 v_{dq}^{ref} 에 적용함으로써 (명령 v_{dq}^{ref} 을 플랜트 모델 섹션(4)의 회로 방정식을 통과시킴으로써), 진동 상태의 가상 전류값 i_{dq}^* 을 관측할 수 있다. 플랜트 모델 섹션(4)의 회로 방정식은 타깃이 PM 모터인 경우에 수학식 14를 이용한다.

수학식 14

$$\begin{pmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{R+sL_d} \cdot (v_d + \omega \hat{i}_q L_q) \\ \frac{1}{R+sL_q} \cdot (v_q - \omega \hat{i}_d L_d - \omega \Phi) \end{pmatrix} \quad (14)$$

[0069]

[0070] 여기서, R은 아마추어 저항을 나타내고, L_d 는 d 축 인덕턴스를 가리키고, L_q 는 q 축 인덕턴스를 가리키며, Φ 는 자속 쇄교수를 가리킨다.

[0071] 플랜트 모델 섹션(4)의 회로 방정식에 사용되는 파라미터들의 정확도와 관련하여, 해당 파라미터가 주기적 외란 추정기(3)의 강건도 범위 안에 있는 한 고도로 정확한 파라미터는 요구되지 않는다. 이러한 이유로 주기적 외란 추정기(3)의 내부 시스템 모델이 설계값 등을 적용하여 미리 계산될 수 있고, 실제 계측을 통한 정확한 획득이 반드시 필요로 되지 않는다.

[0072] 다음으로, 가상 전류값 i_{dq}^* 의 타깃 주파수 성분을 추출하기 위해, 좌표 변환 섹션(5)은 수학식 15에 따른 고조파 dq 변환을 수행한다.

수학식 15

$$\begin{pmatrix} i_{dn} \\ i_{qn} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos n\theta & -\sin n\theta \\ \sin n\theta & \cos n\theta \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} \quad (15)$$

[0073]

[0074] 전류들 i_d 및 i_q 가 항상 서로에 대해 직교한다는 사실을 이용하여, i_{dn} 및 i_{qn} 은 주기적 외란 추정기(3)에서 각기, 복소수 형태를 가진 억제 타깃 주파수 성분들의 실수 부분과 허수 부분으로서 설정되며, $i_{dqn}=i_{dn}+j_{qn}$ 으로 다뤄진다.

[0075] 이후, 주기적 외란 추정기(3)의 통상적 제어 방법에 따른 보상값이 산출된다.

[0076] 마지막으로, 좌표 역변환 섹션(6)이 수학식 16의 좌표 시스템 역변환을 통해 보상값을 dq좌표 시스템으로 변환한다.

수학식 16

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos n\theta & \sin n\theta \\ -\sin n\theta & \cos n\theta \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{dn} \\ i_{qn} \end{pmatrix} \quad (16)$$

[0077]

- [0078] 그를 통해 얻어진 보상 전류 검출값 $d i_{dq_c}$ 이 검출된 전류 i_{dq} 에 중첩되어 보상값 i_{dq}' 가 설정되고, i_{dq}' 로부터의 차이가 얻어져서 전류 제어 섹션(12)으로 입력된다.
- [0079] 따라서 본 실시예에 따르면, 전류 검출값이 전류 센서 오차로 인한 주기적 외란을 감소시킴으로써 직접 보상될 수 있다.
- [0080] 도 2는 제2실시예에 따른 전류 검출 오차 정정에 대한 블록도이다. 도 1에 도시된 제1실시예에서, 진동 억압이 달성될 수는 있으나, 전류 센서의 오차값은 직접 얻어질 수 없다. 센서 오차가 빈번히 바뀔 때, 오차값의 학습이 수행되고 센서의 출력값이 직접 보상되는 경우, 그것은 계산 부담 및 제어 응답의 관점에서 유용하다. 따라서, 본 실시예에서 전류 센서 오차의 오차값을 특정하게 추정하는 기능이 도 1에 도시된 기능에 추가된다.
- [0081] 도 2에서, 참조 부호 20은 오프셋 오차 산출 섹션(21) 및 이득 오차 산출 섹션(22)을 포함하는 전류 센서 오차 추정 섹션을 나타낸다. 여기서, 주기적 외란 추정기(30)는 도 1에 도시된 변환 섹션들(5 및 6)을 포함하는 전류 센서 오차의 보상에 대한 주기적 외란 추정기이다. 또한, 참조 부호(8)는 2상/3상 좌표 변환 섹션을 나타낸다.
- [0082] 전류들 i_d 및 i_q 의 보상값 i_{dq}' 및 도 2에 도시된 제어 블록도의 전류 센서(15)로부터 출력되는 미정정값 i_{uvw}^{sens} 을 비교함으로써, 센서 오차가 추정된다. 오프셋 오차 산출 섹션(21)은 진동이 충분히 억제되고 센서 오차가 정정된 상태에서, DC 성분 및 1f 성분의 절대값들을 전류 i_{uvw}^{sens} 및 좌표 변환 섹션(8)에 의해 3상 변환된 i_{dq}' 로부터 추출한다. 센서 오차가 충분히 정정된 상태에서, i_{dq}' 에서 센서 오차는 발생되지 않는 반면, 센서 오차가 실제값으로 발생되는 상태에서 i_{uvw}^{sens} 가 관측된다. 따라서, 전류 양측을 모두 비교함으로써, 센서 오차를 추정하는 것이 가능하다. 오프셋 오차는 두 전류들을 비교하여 얻어질 수 있다.
- [0083] 또한, 이득 오차 산출 섹션(22)은 동일한 계산을 수행하며, 이득 오차의 값이 제산(division)을 통해 얻어진다.
- [0084] 따라서, 본 실시예에 따르면, 센서 오차가 빈번히 바뀌지 않는 경우, 오차값을 학습하고 결정된 오차값에 기초하여 전류 센서(15)의 검출값에 정정치를 직접 추가함으로써, 계산 부담을 줄이고 제어 응답을 개선할 수 있다.
- [0085] 도 3은 제3실시예에 따른 전류 검출 오차 정정에 대한 제어 블록도이다.
- [0086] 전류 센서 오차가 추정될 수 있고 전류 센서(15)의 출력이 도 2에 도시된 실시예에서 바로 정정될 수 있으면, 주기적 외란 추정기(30)를 항상 동작시킬 필요가 없다. 따라서, 제3실시예의 구성에서, 전류 센서 오차의 보정을 위한 주기적 외란 추정기(30)에 의한 보상 전류값이 사용되는 경우와 메모리에 저장된 오차 추정값에 의해 센서 출력이 바로 정정되는 경우 간의 변경이 스위치를 이용하여 이루어진다.
- [0087] 도 3에서, 참조 부호 9는 메모리를 나타내고, 참조 부호 16은 전류 오차 동작 섹션을 나타내고, SW1 내지 SW3는 스위치들을 나타낸다. 스위치들 SW2 및 SW3는 전류 센서 오차 추정 섹션(20)에 의한 오차값의 학습을 통해 센서 오차가 변경되지 않는다고 추정될 때 온(ON) 상태가 되고, 그 오차값은 메모리(9)에 저장된다. 인버터 내 전류 오차 동상 섹션(16)이 메모리(9)에 저장된 추정된 오차값을 참조하여 전류 센서(15)의 출력값 i_{uvw}^{sens} 에 대한 정정 계산을 수행하여, 그 결과를 좌표 변환 섹션(14)으로 출력한다.
- [0088] 스위치들 SW2 및 SW3가 온 상태에 있을 때, 스위치 SW1은 오프(OFF) 상태에 있다. 따라서, 주기적 외란 추정기(30)로부터 전류들 i_d 및 i_q 의 보상값 $d i_{dq_c}$ 가 인버터로 입력되지 않지만, 좌표 변환 섹션(14)의 출력 전류 i_{dq} 가 인버터로 입력되어, 명령값 i_{dq}' 가 얻어진다.
- [0089] 한편, 센서 오차가 빈번히 생성되고 진동이 충분히 억제되지 않는 경우, 스위치들 SW2 및 SW3은 오프 상태에 있고, 스위치 SW1은 온 상태에 있다.
- [0090] 이 상태에서, 주기적 외란 추정기(30)로부터의 보상값 $d i_{dq_c}$ 및 검출값들 i_{dq} 사이의 차이 계산을 수행함으로써 i_{dq}' 가 얻어지고, 이 i_{dq}' 및 명령값 i_{dq}' 간의 차이가 얻어진다.
- [0091] 따라서, 본 실시예에 따르면, 한 번 전류 센서 오차가 추정될 수 있으면, 이후 계산 부담이 줄어들 수 있다. 또한, 주기적 외란 추정기의 응답으로 인해 주기적 외란 추정기로부터의 출력에 대한 보상값의 경우 보상의 응

답에 대한 한계가 있다. 그러나 전류 센서 오차가 오차 추정값에 의해 바로 보상되는 경우, 전류 센서 오차는 양호한 응답을 가지고 정정될 수 있다.

[0092] 상술한 각각의 실시예는 전류 센서의 검출 위상들의 개수가 셋인 3상 검출의 경우이다(상기 방법은 3상 검출의 경우뿐만이 아니라 2상 검출의 경우에도 유효하다). 그러나 2상 검출의 경우, 센서 오차값은 진동 억제를 위한 보상값으로부터 직접 추정될 수 있다.

[0093] 범용 제어 장치에서, 대부분의 경우 전류 센서는 가격을 고려하여 2상 검출을 수행한다. 2상 검출의 경우, 상기 실시예들의 방법은 센서 오차값이 직접 획득된다는 점에서 유용하다.

[0094] 도 4에 도시된 제4실시예에서, 참조 부호 10은 억제 타깃인 플랜트 모델 섹션(4)으로부터 출력 i_q^* 을 입력하고 그 결과를 주기적 외란 추정기(3)로 출력하는 함수 성분 검출 섹션을 나타낸다. 또한 i_q^* 은 보상값을 대응 오차로 변환하는 보상값/오차 변환 섹션(6a)에도 입력되며, 보상값/오차 변환 섹션(6a)으로부터 전류 오차 동작 섹션(16)으로 정정 신호가 출력된다.

[0095] 도 4에 도시된 구성에 기반하여 i_q^* 을 억제 타깃으로 하여 주기적 외란 추정기가 적용되면, 1f에 대한 보상값 $diq_{c,1f} \propto diq_{a1}$ 및 diq_{b1} 를 상수로 하여 수학식 17의 형식으로 출력된다.

[0096] 수학식 18은 오프셋 오차와 관련하여 수학식 9와의 계수 비교를 통해 도출된다.

수학식 17

$$diq_{c,1f} = diq_{a1} \cdot C_1 + diq_{b1} \cdot S_1 \quad \dots \quad (17)$$

[0097]

수학식 18

$$\begin{pmatrix} \Delta iu \\ \Delta iv \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot diq_{b1} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \left(diq_{a1} - \frac{1}{\sqrt{3}} diq_{b1} \right) \end{pmatrix} \quad \dots \quad (18)$$

[0098]

[0099] 마찬가지로, 2f에 대한 보상값 $diq_{c,2f} \propto diq_{a2}$ 및 diq_{b2} 를 상수로 하여 수학식 19의 형식으로 출력된다.

[0100] 수학식 21은 이득 오차와 관련하여 수학식 9와의 계수 비교를 통해 도출된다. 그러나, 이때 이득 오차에는 균형값이 존재하지 않으며 수학식 20의 조건이 만족된다고 추정된다.

[0101] 수학식 20의 조건이 균형값과 불균형값이 혼재된 경우에 적용될 때, 불균형값에 대응하는 오차가 보상되며, 그에 따라 진동이 최소화되는 한편, 균형값에 대응하는 DC 오차는 유지된다. 여기서 균형 오차는 각각의 센서의 같은 방향 오차(두 센서 오차들이 $\pm x\%$ 와 같이 동일함)로서 정의되며, 불균형 오차는 각각의 센서의 상이한 방향 오차(두 센서 오차들이 $+x\%$ 및 $-y\%$ 처럼 상이함)로서 정의된다.

수학식 19

$$\mathbf{diq}_{\epsilon,2f} = diq_{a2} \cdot C_2 + diq_{b2} \cdot S_2 \quad \dots \dots \dots \quad (19)$$

[0102]

수학식 20

[0103]

수학식 21

$$\begin{pmatrix} \alpha \\ \beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2\sin(z - \frac{2}{3}\pi) - \frac{\sqrt{2}}{I} \operatorname{diag}_{a2} \\ \sin(z + \frac{2}{3}\pi) + \sin(z - \frac{2}{3}\pi) \\ 2 - \alpha \end{pmatrix} \dots \quad (21)$$

[0104]

[0105] 수학식 18 및 21에 따라 변환 섹션(6a)에 의해 주기적 외란 추정기(3)로부터의 출력 d_{iqcn} 의 보상값을 변환함으로써 센서 오차값이 얻어지고, 센서 출력값이 직접 정정되면서 센서 오차로 인한 주기적 외란이 억제된다.

[0106] 본 실시예에서는 U 및 V 위상들의 겹출에 대해 설명하였다. U 및 V 위상들을 제외한 위상들의 조합의 경우, 수학식 9의 형식만이 변경되나 기본적인 방법은 동일하다.

[0107] 또한, 상기 내용에서, q 축이 억제 타깃이다. 그러나 같은 기능이 d 축의 경우에 적용될 수 있다.

[0108] 따라서, 본 실시예에 따르면, 2상 겹출 타입 제어기는 전류 센서 오차로 인해 주기적 외란을 일으키는 제어 타깃(제어될 대상)에 대한 전류 센서 오차로 인한 진동을 억제하기 위해 센서 오차값을 추정하는 기능을 가진다. 따라서 전류 센서 오차를 직접 추정하는 것이 가능하다.

[0109] 전류 센서 오차가 추정될 수 있고 전류 센서(15)로부터의 출력이 도 4에 도시된 실시예에서 바로 정정될 수 있으면, 주기적 외란 추정기(30)를 항상 동작시킬 필요가 없다. 따라서, 제5실시예의 구성에서, 주기적 외란 추정기(3)에 의한 보상 전류값이 사용되는 경우 및 그 보상 전류값이 메모리에 고정값으로서 저장되어 진동 억제에 적용되는 경우 간의 변경이 스위치 SW를 이용해 행해진다.

[0110] 도 5는 본 실시예에 따른 주기적 외란 추정기의 제어블록이다. 전류 센서 오차의 보상을 위한 주기적 외란 추정기(30a)는 도 4에 도시된 함수 성분 검출 섹션(10) 및 변환 섹션(6a)의 기능들을 가진다. 주기적 외란 추정기(30a)에 의해 산출된 오차 추정값(오프셋 오차 및 이득 오차)은 메모리(9) 안에 저장되고, 스위치 SW의 접점 b를 통해 전류 오차 동작 섹션(16)으로도 입력된다.

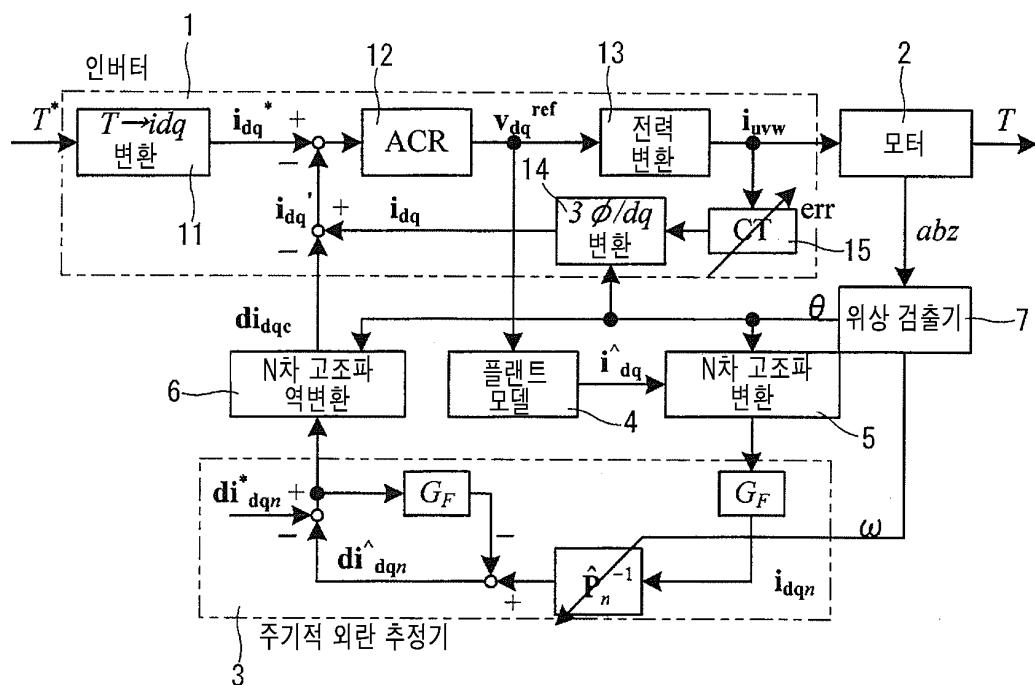
[0111] 한편, 메모리(9)에 저장된 오차 추정값은 스위치 SW의 접점 a를 통해 전류 오차 동작 섹션(16)으로 입력된다. 진동 억제 제어가 수렴한다고 판단될 때, 스위치 SW의 접점은 접점 b에서 접점 a측으로 스위칭된다.

[0112] 따라서, 본 실시예에 따르면, 일단 전류 센서 오차가 추정될 수 있으면, 이후 계산 부담이 줄어들 수 있다. 또한, 주기적 외란 추정기의 응답으로 인해 주기적 외란 추정기로부터의 출력에 대한 보상값의 경우 보상의 응답에 대한 한계가 있다. 그러나 전류 센서 오차가 오차 추정값에 의해 바로 보상되는 경우, 전류 센서 오차는 양호한 응답을 가지고 정정될 수 있다.

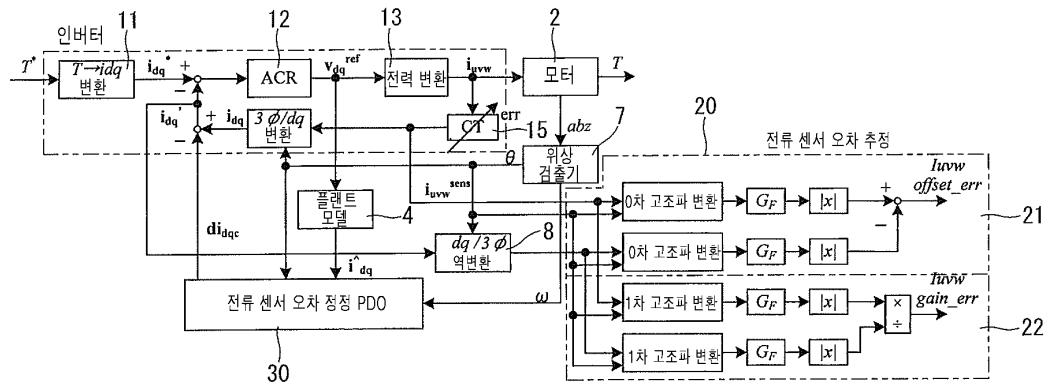
- [0113] 본 실시예에서, 평균 토크에 대한 센서 오차의 영향이 정정된다. 제1 내지 제4실시예들에서, 진동이 발생하지 않으므로, 평균 토크에 대한 이득 오차의 균형 오차의 영향은 정정될 수 없다. 또한, 제1실시예의 방법(도 1)에서, 수학식 5로 표현된 이득 오차에 의해 야기된 DC 오차는 정정되지 않는다.
- [0114] 제6실시예에서, 평균 토크에 대한 센서 오차의 영향 역시 정정된다. 도 6은 도 1에 도시된 제1실시예에 평균 토크 정정 기능이 추가되는 경우를 도시한다. 도 7은 도 4에 도시된 제4실시예에 평균 토크 정정 기능이 추가되는 경우를 도시한다. 도 6 및 7은 전류 오차 동작 섹션(16a 및 16b)이 제공된다는 점에서 도 1 및 4와 상이하다.
- [0115] 도 6 및 7에서, 먼저 모터의 회로 방정식에 적용되는 각각의 파라미터의 정확도는 평균 토크에 대해 충분하다고 추정된다. 플랜트 모델 섹션(4)의 회로 방정식으로부터 얻어진 가상 전류값 \hat{i}_{dq} 가 수학식 10에 적용될 때, 출력 토크 T 는 T^* 로서 추정될 수 있다. 출력 토크 T^* 및 토크 명령값 T^* 을 비교함으로써 오차를 줄이기 위해, 전류 센서의 모든 위상들의 이득들에 대한 정정이 이루어진다. 예를 들어 도 6에 도시된 PI 제어 섹션(40)이 오차들을 감소시키기 위해 사용된다. 또한, 이 오차 감소 계산은 PI 계산 이외의 방법들을 사용하여 수행될 수도 있다.
- [0116] 따라서, 본 실시예에 따르면, 전류 센서로 인한 진동의 억제와 함께, 평균 토크에 영향을 미치는 이득의 균형 오차에 대한 정정이 가능할 수 있다.
- [0117] 상술한 바와 같이, 본 발명에 따르면 전류 센서의 이득 및 오프셋 오차들을 정정하는 것이 가능하다.

도면

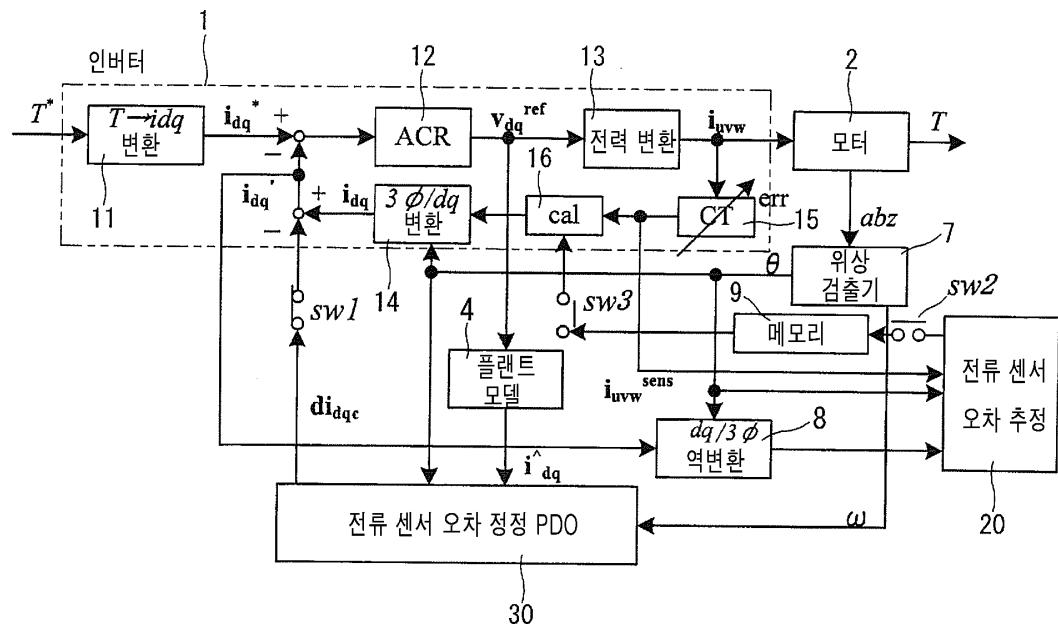
도면1



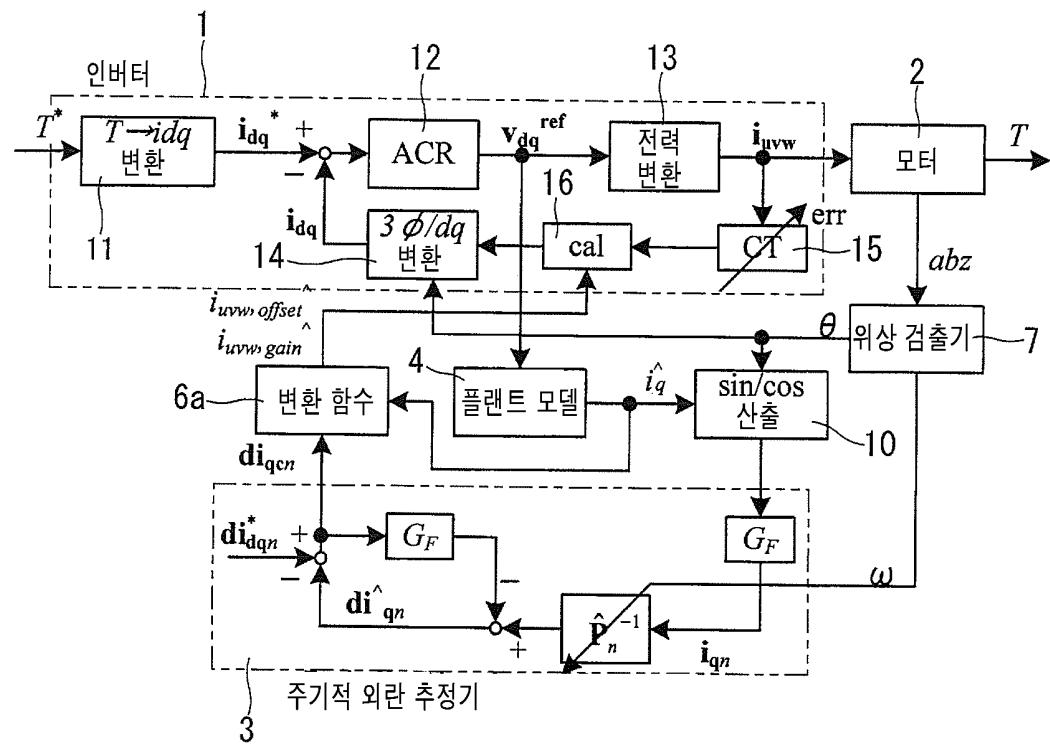
도면2



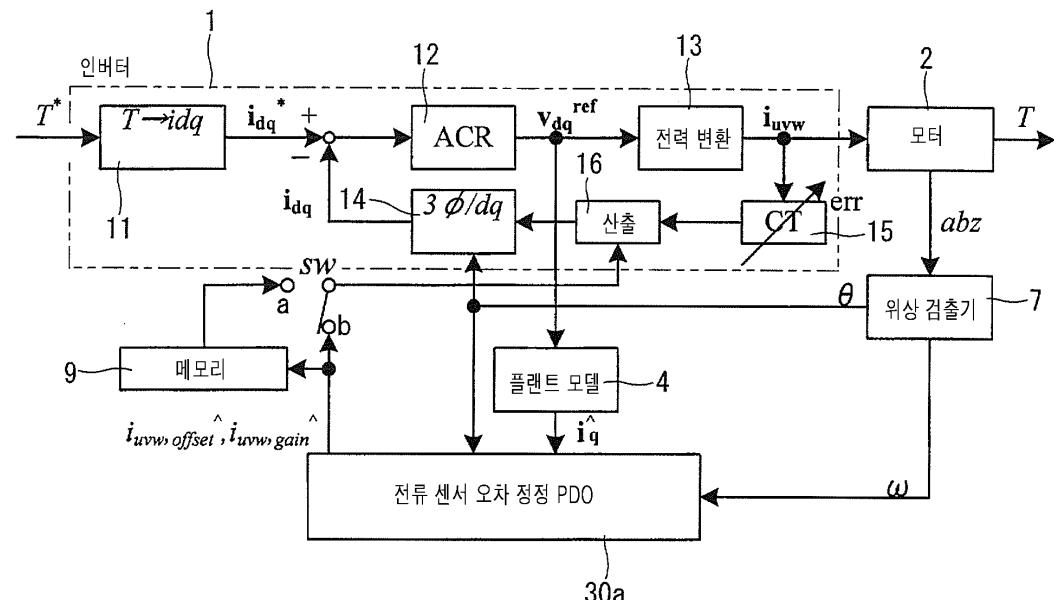
도면3



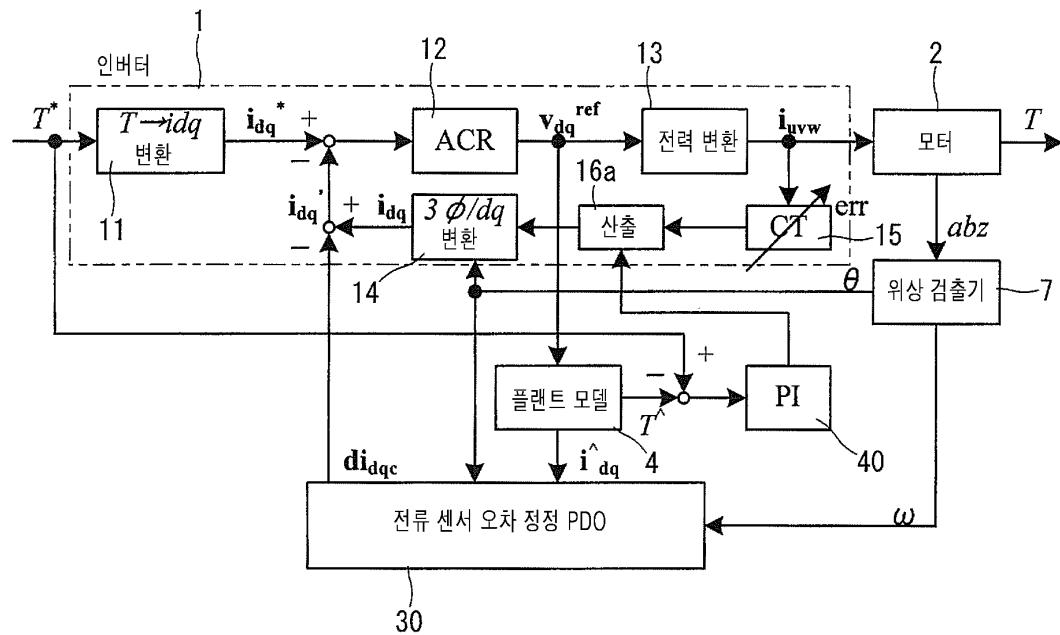
도면4



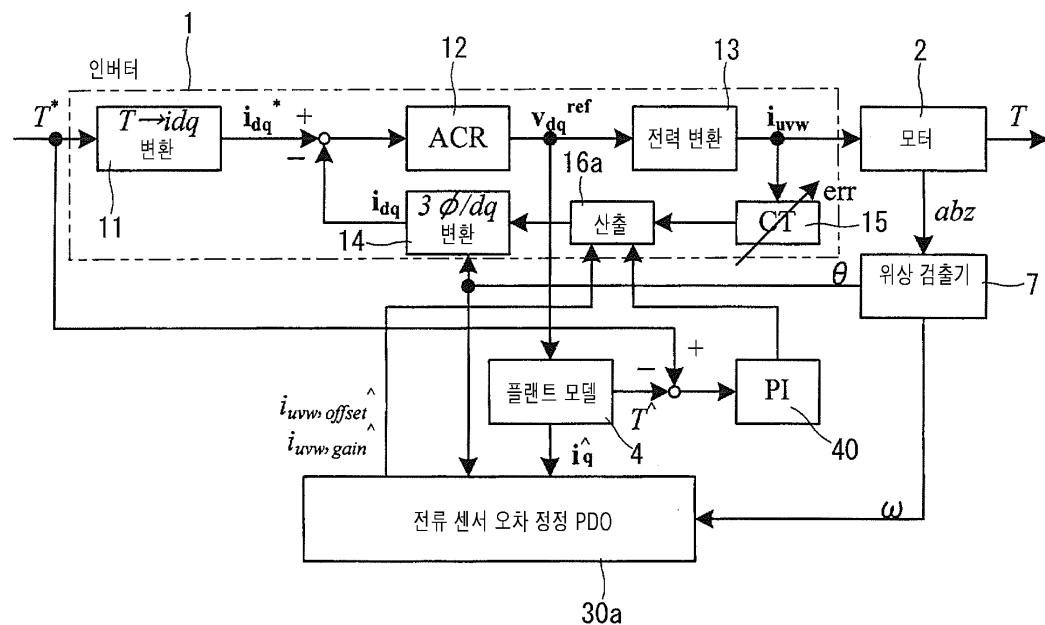
도면5



도면6



도면7



도면8

