(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2016-0015014
(43) 공개일자 2016년02월12일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H02P 21/13 (2006.01)
(21) 출원번호 10-2014-0097370
(22) 출원일자 2014년07월30일
심사청구일자 2014년07월30일

(71) 출원인
부경대학교 산학협력단
부산광역시 남구 신선로 365 (용당동, 부경대학교)
(72) 발명자
김상봉
부산광역시 남구 신선로 490, 102동 503호 (대연동, 삼성아파트)
민중후
부산광역시 부산진구 개금본동로9번길 7-6 ,202호(개금동,대훈아트빌)
(74) 대리인
특허법인 신태양

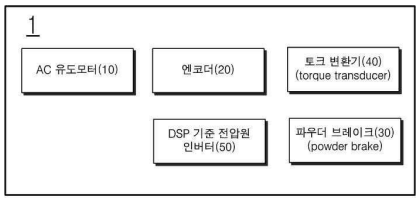
전체 청구항 수 : 총 8 항

(54) 발명의 명칭 **모터 드라이브 시스템**

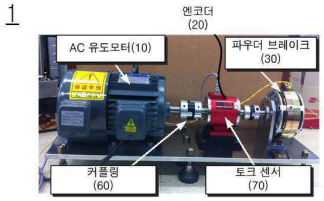
(57) 요 약

본 발명은 모터 드라이브 시스템에 관한 것이다. 본 발명은, 상기의 목적을 달성하기 위해 본 발명의 실시예에 따른 모터 드라이브 시스템은, AC 유도모터(10), 토크센서(70)와 파우더 브레이크(powder brake)(30)가 직렬로 연결되며, DSP 320F2833에 기초를 둔 DSP 기준 전압원 인버터(50)(voltage source inverter)가 설계되며, DSP 기준 전압원 인버터(50)는 스위칭장치들로서 스마트 파워 모듈(smart power module FSBB30CH60)(IGBT module)을 사용하는 모터 드라이브 시스템(1)에 있어서, DSP 기준 전압원 인버터(50)는, AC 유도모터(10)에 대한 IFOC(indirect field oriented control), DFOC(direct field oriented control), 제 1 EKF(Extended Kalman filter) 설계와 제 2 EKF 설계에 따른 제어를 수행한다.

대 표 도 - 도1



(a)



(b)

이 발명을 지원한 국가연구개발사업
과제고유번호 R0002630
부처명 산업통상자원부
연구관리전문기관 동남지역사업평가원
연구사업명 기술개발인력지원산업
연구과제명 조선해양 및 그린화학 소재 기술개발 인력지원사업
기 여 율 1/1
주관기관 부경대학교 산학협력단
연구기간 2013.07.01 ~ 2015.04.30

특허청구의 범위

청구항 1

AC 유도모터(10), 토크센서(70)와 파우더 브레이크(powder brake)(30)가 직렬로 연결되며, DSP 320F2833에 기초를 둔 DSP 기준 전압원 인버터(50)(voltage source inverter)가 설계되며, DSP 기준 전압원 인버터(50)는 스위칭장치들로서 스마트 파워 모듈(smart power module FSBB30CH60)(IGBT module)을 사용하는 모터 드라이브 시스템(1)에 있어서, DSP 기준 전압원 인버터(50)는,

AC 유도모터(10)에 대한 IFOC(indirect field oriented control), DFOC(direct field oriented control), 제 1 EKF(Extended Kalman filter) 설계와 제 2 EKF 설계에 따른 제어를 수행하는 것을 특징으로 하는 모터 드라이브 시스템.

청구항 2

청구항 1에 있어서,

DSP 기준 전압원 인버터(50)에 의한 AC 유도모터(10)에 대한 부하토크와 속도추정의 검증을 위하여 사용되는 토크 변환기(40)(torque transducer)와 엔코더(20)(encoder); 를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 모터 드라이브 시스템.

청구항 3

청구항 1에 있어서, DSP 기준 전압원 인버터(50)는,

제 1 버전인 DSP 모듈(module)로서 제어기보드(51)의 소켓에 연결되는 plugged 타입, 그리고 제 2 버전인 DSP 칩(Chip)으로서 제어기보드(51) 위에 직접 납땜 되어 형성되는 납땜 타입으로 형성되며,

제어기보드(51)와 IGBT 드라이버(52)를 구비하는 것을 특징으로 하는 모터 드라이브 시스템.

청구항 4

청구항 1에 있어서, DSP 기준 전압원 인버터(50)는,

아날로그 신호를 샘플하고 샘플된 아날로그 신호를 제어기보드(DSP)(51)에 의해 처리될 수 있는 비트 형식(bit form)으로 변환하며, 3상 전류와 DC 전압을 측정하기 위한 전류센서(53)를 구비하는 ADC(Analog-to-digital converter) 모듈; 을 포함하는 것을 특징으로 하는 모터 드라이브 시스템.

청구항 5

청구항 4에 있어서, 전류센서(53)는,

출력전압으로 ±15V의 공급전압과 ±4V의 출력전압을 가지며,

제어기보드(DSP)(51)에 대한 아날로그 입력들이 0V에서 3V까지의 범위에 있는 것에 기인하여 입력신호들의 크기가 감소하도록 입력에서 신호를 추종한 후 반전증폭기로서 연결되며, 1.5KΩ과 12KΩ의 두 개의 저항들이 ±4V의 입력전압을 ±0.5V로 크기로 낮추도록 하는 첫째 OP-Amp;

입력전압을 1.5V로 옮기는 가산증폭기로 출력으로 1V 내지 2V를 갖는 두 번째 OP-AM; 및

필터링을 위한 두 개의 캐패시터 C_1, C_2를 갖춘 전압추종 증폭기(voltage following amplifier)인 셋째 OP-AMP; 를 포함하는 것을 특징으로 하는 모터 드라이브 시스템.

청구항 6

청구항 1에 있어서,

제 1 EKF 설계에서의 잡음공분산행렬(noise covariance matrices)은,

$$Q=\begin{bmatrix} 0.05 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.05 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 10^{-5} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 10^{-5} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.001 \end{bmatrix}; R=\begin{bmatrix} 0.005 & 0 \\ 0 & 0.005 \end{bmatrix},$$

에 의해 선택되는 것을 특징으로 하는 모터 드라이브 시스템.

청구항 7

청구항 1에 있어서, 제 2 EKF 설계에서의 잡음공분산행렬(noise covariance matrices)은,

$$Q_e=\begin{bmatrix} 0.05 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.05 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 10^{-5} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 10^{-5} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.001 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.08 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.0001 \end{bmatrix}; R_e=\begin{bmatrix} 0.005 & 0 \\ 0 & 0.005 \end{bmatrix},$$

에 의해 선택되는 것을 특징으로 하는 모터 드라이브 시스템.

청구항 8

청구항 1에 있어서, AC 유도모터(10)는,

두 개의 모드들인 경부하 모드와 중부하 모드로 각각 저속도 20RPM과 고속도 500RPM에서 제어되는 것을 특징으로 하는 모터 드라이브 시스템.

명 세 서

기 술 분 야

[0001] 본 발명은 모터 드라이브 시스템에 관한 것으로, 보다 구체적으로는, 유도모터에 대한 벡터기준제어법으로 간접자석기준제어(indirect field oriented control :IFOC) 및 직접자석기준제어(direct field oriented control :DFOC)에 의하여 시뮬레이션하여 시뮬레이션 결과를 획득하도록 하기 위한 모터 드라이브 시스템에 관한 것이다.

배 경 기 술

[0002] 유도모터는 비선형시스템이며 모터의 자속과 전자기 토크와의 연결(coupling)이 존재한다. 그러나, 만일 특별한 자속기준 기준좌표계(flux-oriented reference frame)이 사용된다면 즉 자속기준제어가 고용된다면 유도모터의 자속과 전자기 토크와의 연결(coupling)이 얻어질 수 있다는 것을 보여주는 것은 쉽다.

[0003] 이 경우에, 고정기준 좌표계(stationary reference frame)에 표현된 고정자 전류성분(stator current components)은 선택된 자속쇄교수공간벡터(flux-linkage space vector) 회전하는 새로운 회전기준좌표계(new rotating reference frame)로 변환된다.

[0004] 일반적으로 고정자자속쇄교수, 회전자자속쇄교수와 자화자속쇄교수벡터를 포함한 자속쇄교수벡터의 선택을 위한 3개의 가능성들이 있다. 그러므로, 고정자자속기준제어, 회전자자속기준제어와 자화자속기준제어와 같은 전문용어들이 사용된다.

[0005] 기본적으로 두 개의 다른 유형의 벡터제어기술들로, 직접 및 간접자속기준제어들이 있다. 간접자속기준제어에서는, 측정된 또는 추정된 회전자각속도로 슬립추정이 동기각속도(the synchronous angular speed)를 계산하기 위해 요구된다. 시스템에는 어떠한 자속추정이 없다.

[0006] 직접벡터법에서는 동기각속도는 자속추정 또는 자속센서들로부터 이용가능한 자속각에 기준하여 계산된다. 직접법과 대조하여, 간접법들은 기계매개변수들에 많이 의존한다. 많은 응용들은 간접법을 사용한다.

[0007] 왜냐하면, 이것들은 상대적으로 더 간단한 하드웨어와 저주파수에서 더 나은 종합적인 성능을 가지기 때문에 AC 유도모터를 위한 벡터제어법들을 해석하기 위해, 두 개의 벡터법들인 IFOC와 DFOC이 제시되는 것이다.

[0008] 즉, 유도모터를 제어하기 위해 제어 시스템에서는 벡터기준제어법이 사용되며, 가장 평범한 벡터제어법은 자석기준제어(field oriented control :FOC)으로, 기본적으로 두 개의 유형의 자석기준제어가 있다. 그 중 첫 번째 유형은 간접자석기준제어(indirect field oriented control :IFOC)이며, 나머지 두 번째 유형은 직접자석기준제어(direct field oriented control :DFOC)이다. 자석기준제어에 사용되는 기준프레임은 회전자 자속기준 기준좌표계(rotor-flux-oriented reference frame)이다.

[0009] 다음으로, 센서 수의 최소화는 설치를 간단하게 하고 제어와 유지비용을 감소시킨다. 결과적으로 최근 10년 동안, 기계적 센서들없이 유도모터 구동에 상당한 관심사가 있어왔다. 확장칼만필터(Extended Kalman filter:EKF)를 사용하여 속도 무센서추정이 가능하다.

[0010] EFK는 회귀적인 최적 통계적 상태추정기(A recursive optimum stochastic state estimator)이다. 유도모터들에 내재되어 있는 모델 불확성과 비선형성은 EFK의 통계 본성에 아주 적합하다.

[0011] 이 방법으로, 상대적으로 짧은 시간간격 매개변수들의 동정을 순간적으로 수행함으로써, 그리고 또한 시스템 오차 또는 과정오차(process error)들과 측정잡음을 직접 고려함으로써 상태들의 온라인 추정을 할 수 있다.

[0012] EFK는 천이성능을 상당히 개선하는 높은 수렴율로 잘 알려져 있다.

[0013] 부가적으로, 정상상태의 정확한 추정과 수렴성은 모델에 포함된 모델잡음 및 측정잡음들이 있는 EFK들에 의해 또한 내재적으로(본질적으로) 만나게 되는 고주파수 신호들을 요구한다.

[0014] 이런 성질들은 다른 추정법들에 비해 EFK의 주요장점들이며, EFK법이 계산적인 복잡성에도 불구하고 무센서추정에 넓게 적용되는 이유이며, 이러한 것은 고성능 과정기술에서의 개발로 풀릴 수 있다.

[0015] 확장칼만필터의 목적은 측정되는 상태들과 잡음과 측정의 통계학에 의해 측정불가능한 상태들(예, 회전자속도)을 얻기 위한 것이다.

[0016] [관련기술문헌]

[0017] 1. 3상 모터 드라이브용 전력회로 및 3상 모터 드라이브용 전력모듈(Power circuit and power module for 3 phase motor driving) (특허출원번호 제10-2012-0079408호)

[0018] 2. 다상 D.C. 모터의 구동 장치, 다상 D.C. 모터를 포함하는 구동 시스템 및 디스크 드라이브(Devecie for driving a multi-phase D.C. motor) (특허출원번호 제10-2000-7009579호)

발명의 내용

해결하려는 과제

[0019] 본 발명은 상기의 문제점을 해결하기 위한 것으로, AC 유도모터(1.5 Kw), 토크센서와 파우더 브레이크(powder brake)가 직렬로 연결되며, DSP 320F2833에 기초를 둔 DSP 기준 전압원 인버터(voltage source inverter)로 설계되며, DSP 기준 전압원 인버터는 스위칭장치들로서 스마트 파워 모듈(smart power module FSBB30CH60)(IGBT module)을 사용하여, 유도모터에 대한 벡터기준제어법으로 간접자석기준제어(indirect field oriented control :IFOC) 및 직접자석기준제어(direct field oriented control :DFOC)에 의하여 시뮬레이션하여 시뮬레이션 결과를 획득하도록 하기 위한 모터 드라이브 시스템을 제공하기 위한 것이다.

[0020] 또한, 본 발명은 DSP 기준 전압원 인버터로 150Mhz 시스템 클록을 가지는 IFOC 및 DFOC 뿐만 아니라 제 1 확장칼만필터(Extended Kalman filter) 설계(제 1 EKF 설계) 및 제 2 확장칼만필터 설계(제 2 EKF 설계)에 의한 시뮬레이션 결과를 획득하도록 하기 위한 모터 드라이브 시스템을 제공하기 위한 것이다.

[0021] 또한, 본 발명은 시뮬레이션에 따른 IFOC 및 DFOC 방식, 그리고 제 1 EKF 설계) 및 제 2 EKF 설계에 따른 유도모터 제어 성능을 비교하도록 하기 위한 모터 드라이브 시스템을 제공하기 위한 것이다.

[0022] 그러나 본 발명의 목적들은 상기에 언급된 목적으로 제한되지 않으며, 언급되지 않은 또 다른 목적들은 아래의 기재로부터 당업자에게 명확하게 이해될 수 있을 것이다.

과제의 해결 수단

[0023] 상기의 목적을 달성하기 위해 본 발명의 실시예에 따른 모터 드라이브 시스템은, AC 유도모터(10), 토크센서(70)와 파우더 브레이크(powder brake)(30)가 직렬로 연결되며, DSP 320F2833에 기초를 둔 DSP 기준 전압원 인버터(50)(voltage source inverter)가 설계되며, DSP 기준 전압원 인버터(50)는 스위칭장치들로서 스마트 파워 모듈(smart power module FSBB30CH60)(IGBT module)을 사용하는 모터 드라이브 시스템(1)에 있어서, DSP 기준 전압원 인버터(50)는, AC 유도모터(10)에 대한 IFOC(indirect field oriented control), DFOC(direct field oriented control), 제 1 EKF(Extended Kalman filter) 설계와 제 2 EKF 설계에 따른 제어를 수행한다.

[0024] 이때, 본 발명은 DSP 기준 전압원 인버터(50)에 의한 AC 유도모터(10)에 대한 부하토크와 속도추정의 검증을 위하여 사용되는 토크 변환기(40)(torque transducer)와 엔코더(20)(encoder); 를 더 포함하는 것이 바람직하다.

[0025] 또한, DSP 기준 전압원 인버터(50)는, 제 1 버전인 DSP 모듈(module)로서 제어기보드(51)의 소켓에 연결되는 plugged 타입, 그리고 제 2 버전인 DSP 칩(Chip)으로서 제어기보드(51) 위에 직접 납땜 되어 형성되는 납땜 타입으로 형성되며, 제어기보드(51)와 IGBT 드라이버(52)를 구비하는 것이 바람직하다.

[0026] 또한, DSP 기준 전압원 인버터(50)는, 아날로그 신호를 샘플하고 샘플된 아날로그 신호를 제어기보드(DSP)(51)에 의해 처리될 수 있는 비트 형식(bit form)으로 변환하며, 3상 전류와 DC 전압을 측정하기 위한 전류센서(53)를 구비하는 ADC(Analog-to-digital converter) 모듈; 을 포함하는 것이 바람직하다.

[0027] 또한, 전류센서(53)는, 출력전압으로 ±15V의 공급전압과 ±4V의 출력전압을 가지며, 제어기보드(DSP)(51)에 대한 아날로그 입력들이 0V에서 3V까지의 범위에 있는 것에 기인하여 입력신호들의 크기가 감소하도록 입력에서 신호를 추종한 후 반전증폭기로서 연결되며, 1.5KΩ과 12KΩ의 두 개의 저항들이 ±4V의 입력전압을 ±0.5V로 크기로 낮추도록 하는 첫째 OP-Amp; 입력전압을 1.5V로 옮기는 가산증폭기로 출력으로 1V 내지 2V를 갖는 두 번째 OP-AM; 및 필터링을 위한 두 개의 캐패시터 C_1, C_2를 갖춘 전압추종 증폭기(voltage following amplifier)인 셋째 OP-AMP; 를 포함하는 것이 바람직하다.

[0028] 또한, 제 1 EKF 설계에서의 잡음공분산행렬(noise covariance matrices)은,

$$Q=\begin{bmatrix} 0.05 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.05 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 10^{-5} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 10^{-5} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.001 \end{bmatrix}; R=\begin{bmatrix} 0.005 & 0 \\ 0 & 0.005 \end{bmatrix},$$

에 의해 선택되는 것이 바람직하다.

[0029] 또한, 제 2 EKF 설계에서의 잡음공분산행렬(noise covariance matrices)은,

$$Q_e = \begin{bmatrix} 0.05 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.05 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 10^{-5} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 10^{-5} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.001 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.08 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.0001 \end{bmatrix}; R_e = \begin{bmatrix} 0.005 & 0 \\ 0 & 0.005 \end{bmatrix}.$$

에 의해 선택되는 것이 바람직하다.

[0030] 또한, AC 유도모터(10)는, 두 개의 모드들인 경부하 모드와 중부하 모드로 각각 저속도 20RPM과 고속도 500RPM에서 제어되는 것이 바람직하다.

발명의 효과

[0031] 본 발명의 실시예에 따른 모터 드라이브 시스템은, AC 유도모터(1.5 Kw), 토크센서와 파우더 브레이크(powder brake)가 직렬로 연결되며, DSP 320F2833에 기초를 둔 DSP 기준 전압원 인버터(voltage source inverter)로 설계되며, DSP 기준 전압원 인버터는 스위칭장치들로서 스마트 파워 모듈(smart power module FSBB30CH60)(IGBT module)을 사용하여, 유도모터에 대한 벡터기준제어법으로 간접자석기준제어(indirect field oriented control :IFOC) 및 직접자석기준제어(direct field oriented control :DFOC)에 의하여 시뮬레이션하여 시뮬레이션 결과를 획득할 수 있는 효과가 있다.

[0032] 또한, 본 발명의 다른 실시예에 따른 모터 드라이브 시스템은, DSP 기준 전압원 인버터로 150Mhz 시스템 클록을 가지는 IFOC 및 DFOC 뿐만 아니라 제 1 확장칼만필터(Extended Kalman filter) 설계(제 1 EKF 설계) 및 제 2 확장칼만필터 설계(제 2 EKF 설계)에 의한 시뮬레이션 결과를 획득할 수 있는 효과를 제공한다.

[0033] 뿐만 아니라, 본 발명의 다른 실시예에 따른 모터 드라이브 시스템은, 시뮬레이션에 따른 IFOC 및 DFOC 방식, 그리고 제 1 EKF 설계 및 제 2 EKF 설계에 따른 유도모터 제어 성능을 비교할 수 있는 효과가 있다.

도면의 간단한 설명

[0034] 도 1은 본 발명의 실시예에 따른 모터 드라이브 시스템(1)을 나타내는 블록도 및 실제로 시뮬레이션 장치로 설계된 모터 드라이브 시스템(1)의 외관을 나타내는 도면이다.

도 2는 도 1의 모터 드라이브 시스템(1) 중 파우더 브레이크(30)의 전류대비 토크곡선을 보여준다.

도 3은 도 1의 모터 드라이브 시스템(1) 중 토크센서(70)의 전선연결을 보여준다.

도 4는 도 1의 모터 드라이브 시스템(1) 중 DSP320F28335에 근거를 둔 전압원 인버터(voltage source inverter :VSI)로 구현된 DSP 기준 전압원 인버터(50)(Voltage source inverter)를 나타내는 도면이다.

도 5는 도 4의 DSP 기준 전압원 인버터(50)(Voltage source inverter) 중 제어기보드(51)의 두 개 버전들을 나타내는 도면이다.

도 6은 도 4의 DSP 기준 전압원 인버터(50)에서의 전류센서(53)(U-phase)(Current sensor circuit using OP-AMP)에 대한 회로를 나타내는 도면이다.

도 7은 도 6에서의 전류센서(53)(U-phase)(Current sensor circuit using OP-AMP)에 대한 회로에서 목표전압(V_refs)을 얻기 위한 전압추종기(Voltage follower)의 회로를 나타내는 도면이다.

도 8은 도 4의 DSP 기준 전압원 인버터(50)에서의 DC 전압신호 측정을 위한 미분증폭회로를 나타내는 도면이다.

도 9a, 도 9b, 도 10a 및 도 10b는 도 1의 모터 드라이브 시스템(1)에서 시뮬레이션된 2개의 모드인 경부하 모드와 중부하 모드에서의 IFOC법(a)와 DFOC법(b)을 사용한 유도모터 속도와 유도모터 속도오차를 나타내는 그래프이다.

도 11a는 도 1의 모터 드라이브 시스템(1)에서 시뮬레이션된 IFOC법(a)와 DFOC법(b)을 사용한 경부하 모드에서의 전자기토크, 도 11b는 IFOC법(a)와 DFOC법(b)을 사용한 중부하 모드에서의 전자기토크를 나타내는 그래프이다.

도 12a는 도 1의 모터 드라이브 시스템(1)에서 시뮬레이션된 IFOC법(a)과 DFOC법(b)을 사용한 경부하 모드에서의 위상전류, 도 12b는 IFOC법(a)과 DFOC법(b)을 사용한 중부하 모드에서의 위상전류를 나타내는 그래프이다.

도 13a는 도 1의 모터 드라이브 시스템(1)에서 시뮬레이션된 IFOC법(a)과 DFOC법(b)을 사용한 경부하 모드에서의 위상전압, 도 13b는 IFOC법(a)과 DFOC법(b)을 사용한 중부하 모드에서의 위상전압을 나타내는 그래프이다.

도 14a와 도 14b은 도 1의 모터 드라이브 시스템(1)에서 각각 제 1 EKF 설계와 제 2 EKF 설계를 사용한 유도모터 속도 추정들을 나타내는 그래프이다.

도 15a와 도 15b는 도 1의 모터 드라이브 시스템(1)에서 각각 제 1 EKF 설계와 제 2 EKF 설계를 사용한 유도모터 속도오차 추정들을 나타내는 그래프이다.

도 16a와 도 16b는 도 1의 모터 드라이브 시스템(1)에서 각각 제 1 EKF 설계와 제 2 EKF설계를 사용한 위상전류 추정을 나타내는 그래프이다.

도 17a와 도 17b는 도 1의 모터 드라이브 시스템(1)에서 각각 제 1 EKF 설계와 제 2 EKF설계를 사용한 위상전류 추정오차를 나타내는 그래프이다.

도 18 내지 도 24는 본 발명의 실시예에 따른 모터 드라이브 시스템(1)에서 사용되는 제 1 EFK 설계 및 제 2 EFK 설계에 대해 설명하기 위한 참조 그래프이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0035] 이하, 본 발명의 바람직한 실시예의 상세한 설명은 첨부된 도면들을 참조하여 설명할 것이다. 하기에서 본 발명을 설명함에 있어서, 관련된 공지 기능 또는 구성에 대한 구체적인 설명이 본 발명의 요지를 불필요하게 흐릴 수 있다고 판단되는 경우에는 그 상세한 설명을 생략할 것이다.

[0036] 도 1은 본 발명의 실시예에 따른 모터 드라이브 시스템(1)을 나타내는 블록도 및 실제로 시뮬레이션 장치로 설계된 모터 드라이브 시스템(1)의 외관을 나타내는 도면이다. 먼저, 도 1a 및 도 1b를 참조하면, 모터 드라이브 시스템(1)은 AC 유도모터(10), 엔코더(20), 파우더 브레이크(30)(powder brake), 토크 변환기(40)(torque transducer), DSP 기준 전압원 인버터(50), 두 개의 커플링(60) 및 토크센서(70)로 구성된다.

[0037] 모터 드라이브 시스템(1)에서 사용되는 AC 유도모터(10)는 하기의 [표 1] 및 [표 2]에 주어진 제원과 매개변수들이며 3상, 4극과 2HP/1.5Kw을 가지고 있다.

표 1

[0038]

Description	Value	Unit
Power	1.5	Kw
Voltage	220	V
Peak Current	6.0	A
Base Frequency	60	Hz
Base speed	1750	rpm
Nominal torque	10	Nm
Nominal stator flux	0.49	Wb

표 2

[0039]

Symbol	Symbol Description	Value	Unit
Zp	Number of pole pairs	2	-
J	Moment of inertia	0.089	Kgm^2
Rs	Stator resistance	3.285	Ω
Rr	Rotor resistance	2.715	Ω

Ls	Stator inductance	0.387117	H
Lr	Rotor inductance	0.387117	H
Lm	Mutual inductance	0.374	H

[0040] 파우더 브레이크(30)는 부하로서 작동하고 DC 0V에서 24V까지의 전압의 조정에 의해 제어될 수 있다. 도 2는 전류대비 파우더 브레이크(30)의 토크곡선을 보여준다.

[0041] 정격 10 Kgfm의 토크 변환기(40)(torque transducer)와 1024 counts/rev를 가진 엔코더(20)(encoder)는 부하토크와 속도추정의 검증을 위하여 사용된다. 도 3은 토크센서(70)의 전선연결을 보여준다. 여자전압은 10V로 설정되는 것이 바람직하다.

[0042] DSP 기준 전압원 인버터(50)(Voltage source inverter)는 도 4와 같이 DSP 320F28335에 근거를 둔 전압원 인버터(voltage source inverter :VSI)로 구현가능하며, DSP 기준 전압원 인버터(50)(Voltage source inverter)는 도시되 바와 같이 2개의 부품으로 제어기보드(51)와 IGBT 드라이버(52)를 구비한다.

[0043] 본 발명에서, 제어기보드(51)는 Texas Instrument의 DSP 320F28335에 근거를 두어 설계되며, IGBT 드라이버(52)는 Fairchild의 smart power module FSBB30CH60에 근거를 두어 설계된다.

[0044] 한편, 도 5는 본 발명에서 사용되는 DSP 기준 전압원 인버터(50)의 두 개 버전들을 보여준다. 제 1 버전에서의 DSP 모듈(module)(도 5a)은 제어기보드(51)의 소켓에 연결되며(plugged 타입), 제 2 버전에서의 DSP 칩(Chip)(도 5b)은 제어기보드(51) 위에 직접 납땜 된다(납땜 타입).

[0045] DSP 기준 전압원 인버터(50)(Voltage source inverter)로 구현되는 DSP 320F28335에 대해서 살펴보면, DSP는 부동소수점(floating-point) 계산을 하드웨어에서 수행될 수 있게 하는 32비트 CPU와, 부동소수점(floating-point) 계산은 하드웨어에서 수행되도록 할 수 있는 FPU(single-precision 32-bit floating-point unit)를 가진다. 더구나, DSP 320F28335의 CPU는 8 단계 파이프라인 구조(8-stage pipeline structure)를 가지고 있다. 이 구조는 CPU가 8개의 지시사항들(eight instructions)을 한 개의 시스템 클록 주기 내에서 동시에 수행할 수 있도록 한다. 150Mhz 시스템 클럭(150Mhz system clock)은 온-칩 오실레이터(on-chip oscillator)와 PPL 회로(phase-locked loop circuit)에 의해 공급된다.

[0046] DSP 320F28335의 물리적 메모리는 34Kx16 SARAM(single-access random-access memory), 56Kx16 플래쉬 메모리(Flash memory), 8Kx16 ROM(read-only memory), 1Kx16 OTP 메모리(one-time programmable memory)와 레지스터(register) 들로 구성된다. DSP 320F28335는 또한 DAM(direct memory access)의 구조를 가지고 있다. DMA 버스(bus)로 데이터는 데이터전송속도를 증가시키는 CPU의 상호작용 없이 DSP의 한 부분에서 다른 부분으로 전달될 수 있다. DSP 320F28335는 산업적용을 위해 주로 설계되기 때문에, 그것은 많은 주변 회로들을 갖고 있다.

[0047] 예를 들면, 16-채널(16-chanels), 12-bits ADC 모듈(ADC module), PWM 모듈(PWM module)과 엔코더 모듈(encoder module)은 모터제어목적을 위해 사용될 수 있다.

[0048] 5종류의 정보통신들은 제어기 영역 네트워크(controller area network (CAN) module), SCI 모듈(serial communication interface module), SPI(serial peripheral interface), McBSP 모듈(multichannel buffered serial port(McBSP) module)과 I2C 모듈(inter-integrated circuit module)에 의해 성취될 수 있다.

[0049] 96 인터럽트(interrupts)는 DSP 320F28335 의해 지원받는다. 이 인터럽트(interrupts)는 몇 개의 인터럽트(interrupts)를 가능하게 하거나 불가능하게 하고, 인터럽트(interrupts)의 우선권들(interrupts' priorities)을 결정하고, CPU에게 새 인터럽트의 발생을 알리는 PIE(peripheral interrupt expansion)에 의해 지배된다.

[0050] 다음으로, DSP 기준 전압원 인버터(50) 상에서의 아날로그 입력전압에 대해서 살펴보도록 한다.

[0051] ADC(Analog-to-digital converter) 모듈은 아날로그 신호를 샘플하고 이것을 제어기보드(DSP)(51)에 의해 처리될 수 있는 비트 형식(bit form)으로 변환한다. ADC 모듈은 3상 전류와 DC 전압을 측정하기 위해 사용되므로,

전류센서(53)를 포함하는 것이 바람직하다.

[0052] 이 측정의 정밀도는 전체벡터제어시스템들의 성능을 위해 매우 중요하며, 실제 두상의 전류들만이 제어알고리즘의 계산을 위해 요구된다. 도 6은 DSP 기준 전압원 인버터(50)에서의 전류센서(53)(U-phase)(Current sensor circuit using OP-AMP)에 대한 회로를 나타내며, 다른 센서도 유사한 구조를 갖는다.

[0053] 전류센서(53)는 ±15V의 공급전압과 ±4V의 출력전압을 가지며 반면에 제어기보드(DSP)(51)에 대한 아날로그 입력들은 0V에서 3V까지의 범위에 있다.

[0054] 이 사실에 기인하여 입력신호들은 크기가 감소되고 도 6에 도시된 바와 같이, OP-Amp와는 편향되어질(biased) 필요가 있다. 도 6에서 입력에서 신호를 추종한 후 첫째 OP-Amp는 반전증폭기로서 연결된다.

[0055] 1.5KΩ과 12KΩ의 두 개의 저항들은 ±4V의 입력전압을 ±0.5V로 크기로 낮춘다. 두 번째 OP-AMP는 입력전압을 1.5V로 옮기는 가산증폭기이다. OP-AMP의 출력은 1V-2V이다. 셋째 OP-AMP는 필터링을 위한 두개의 캐패시터 C_1, C_2를 갖춘 전압추종 증폭기(voltage following amplifier)이다. 도 6에서의 목표전압 V_refs은 도 7에서의 전압추종기(Voltage follower)를 사용함으로써 얻어질 수 있다.

[0056] 한편, DC 전압신호는 도 8에서 보여주는 미분증폭회로를 사용함으로써 DSP의 ADC 모듈(ADC module)에 의해 측정될 수 있다.

[0057] 다음으로 실험결과들에 대해서 살펴보도록 한다.

[0058] 실험들은 접자석기준제어(indirect field oriented control :IFOC), 직접자석기준제어(direct field oriented control :DFOC), 제 1 확장칼만필터(Extended Kalman filter) 설계(이하, 제 1 EKF 설계) 설계와 제 2 확장칼만필터 설계(이하, 제 2 EKF 설계)로 수행된다.

[0059] 제 1 EKF 설계에서, AC 유도모터(10)의 모든 매개변수들이 잘 알려진다는 가정하의 기초 모터축 각속도추정이 수행된다. 제 2 EKF 설계에서, 모터축 각속도 뿐만아니라 고정자저항과 부하토크가 역시 추정된다.

[0060] 모든 AC 유도모터(10) 매개변수들이 잘 알려진 경우에 제 1 EFK 설계는 좋은 결과를 받는다. 예를 들면, 몇 매개변수들이 잘 알려지지 않은 경우, 고정자저항은 실제값의 70%으로 설정하고, 제 1 EKF 설계에서의 모터축 각속도 추정이 좋지 않게 된다. 그러나, 회전자 자속각 추정이 영향받지 않는다.

[0061] 제 2 EFK 설계가 적용될 때, 고정자저항 편차에도 불구하고 모터축 각속도 추정과 회전자 자속각 추정 둘 다 영향받지 않는다.

[0062] 추정 고정자저항은 1.8s 후 실제값에 수렴되며, 제 1 및 제 2 EKF 설계들은 유도모터(10)의 저속도와 고속도 둘 다에서 잘 작용함을 전제로 한다.

[0063] 즉, 정리하자면, 본 발명에서는 두 경우의 EFK 설계법이 고려된다. 제 1 EFK 설계를 사용한 근본적인 회전자 속도추정이 수행되며, AC 유도모터(10) 매개변수들이 잘 알려진 경우이다. 그러나, 고정자저항의 정확한 지식은 저속도지역에서의 속도 무센서 유도모터 제어법의 올바른 작동에 있어서 최대한 중요하다.

[0064] 고정자저항은 불가피하게 작동조건에 따라 변하기 때문에, 거의 영속도에서 안정적이고 정확한 작동은 고정자저항에 대한 적절한 온라인 동정알고리즘(requires an appropriate online identification algorithm)을 요구한다.

[0065] 유도모터들의 속도 무센서 제어에서의 고정자저항을 추정하기 위해, 확장칼만필터의 다른 설계에 따른 제 2 EFK 설계가 제안되는 것이다.

[0066] 한편 확장칼만필터(EKF)를 사용한 기초회전자 속도추정은 이산 확장칼만알고리즘을 사용한 속도 무센서 유도모터 구동구현을 위한 주요한 설계단계들로, 1.시영역 유도기계모델(the time-domain induction machine model)의 선택, 2. 잡음과 상태공분산행렬들 Q, R와 p의 이산화, 3. 이산 확장칼만필터알고리즘의 구현, 4. 공분산행렬들의 조율(Tuning)로 이루어진다.

[0067] 하기의 [표 3]은 DSP S320F28335가 150Mhz 시스템 클록을 가지는 IFOC, DFOC, 제 1 EKF 설계와 제 2 EKF 설계

를 위한 계산시간을 보여준다.

표 3

[0068]

	IFOC	DFOC	제 1 EKP 설계 (The first EKF)	제 2 EKP 설계 (The second EKF)
Comp.time (cycle)	1,097	3,801	5,022	11,433
Comp.time (ms)	0.00731	0.02534	0.03348	0.07622

[0069] 제안된 알고리즘들의 실현화를 위해, 모든 계산들이 샘플링 간격 내에서 수행되어야한다. 시스템의 샘플링주기는 0.1ms로 선택되며, PWM 인버터(PWM inverter)의 스위칭주파수는 10kHz이다.

[0070] AC 유도모터(10)는 다음 2개의 모드인 경부하 모드와 중부하 모드에서 IFOC와 DFOC를 사용하여 제어된다.

[0071] 경부하 모드에서, 파우더 브레이크(30)(powder brake)가 작동하지 않는다. 시스템기구의 마찰과 관성모멘트는 약 10Nm의 경부하를 발생시킨다. 중부하 모드에서는 파우더 브레이크(30)(powder brake)가 작동하며 약 10Nm의 외부부하를 발생시킨다.

[0072] 도 9a, 도 9b, 도 10a 및 도 10b는 2개의 모드인 경부하 모드와 중부하 모드에서의 IFOC법(a)와 DFOC법(b)을 사용한, 유도모터 속도와 유도모터 속도오차를 보여준다.

[0073] 도 9a와 도 9b에서 점선은 목표속도이며 실선은 실제속도이다. AC 유도모터(10)의 작동은 고속도 500RPM와 저속도 20RPM에서 고려된다.

[0074] 도 10a와 도 10b는 경부하 모드와 중부하 모드에서의 IFOC법와 DFOC법에 대한 유도모터 속도오차를 나타내며, 도시된 바와 같이 성능들은 거의 같은 값을 갖는다. 실제의 유도모터 속도는 고속도와 저속도 둘 다에서 목표속도를 잘 추적한다.

[0075] 목표 속도오차는 5s 후에 0으로 간다. IFOC법과 DFOC법 둘 다에서의 정상상태에서, 속도오차는 ±3RPM으로 유계된다. 그러나, 저속도와 고부하모드에서, IFOC의 속도오차는 ±8RPM로 증가된다.

[0076] 도 11a는 IFOC법(a)와 DFOC법(b)을 사용한 경부하 모드에서의 전자기토크를 보여준다. 도 11b는 IFOC법(a)와 DFOC법(b)을 사용한 중부하 모드에서의 전자기토크를 보여준다. 저속도에서의 전자기토크(electromagnetic torque)가 점성마찰 때문에 고속도에서의 전자기토크 보다 좀더 크다.

[0077] 경부하 모드에서의 전자기토크는 고속도에서 약 1Nm이며 저속도에서 약 1.6Nm이다. 중부하 모드에서의 전자기토크는 고속도와 저속도 둘 다에서 약 8.5Nm이다.

[0078] 도 12a는 IFOC법(a)과 DFOC법(b)을 사용한 경부하 모드에서의 위상전류를 보여준다. IFOC법에서, 위상전류의 크기는 고속도에서 약 4.4A이며, 저속도에서 1.3A이다. DFOC법에서, 위상전류의 크기는 고속도와 저속도 둘 다에서 약 0.4A이다. 도 12b는 IFOC법(a)과 DFOC법(b)을 사용한 중부하 모드에서의 위상전류를 보여준다. 위상전류들의 크기들은 경부하 모드와 중부하 모드 둘 다에서 유사하다.

[0079] IFOC법에서, 위상전류의 크기는 고속도와 저속도 둘 다에서 약 3.2A이다. DFOC법에서, 위상전류의 크기는 고속도와 저속도 둘 다에서 약 4.2A이다.

[0080] 도 13a는 IFOC법(a)과 DFOC법(b)을 사용한 경부하 모드에서의 위상전압을 보여준다. IFOC법에서, 위상전압의 크기는 고속도에서 약 70V이며 저속도에서 약 30V이다. DFOC법에서, 위상전압의 크기는 고속도에서 약 50V이며 저속도에서 약 20V이다. 도 13b는 IFOC법(a)과 DFOC법(b)을 사용한 중부하 모드에서의 위상전압을 보여준다. IFOC법에서, 위상전압의 크기는 고속도에서 약 190V이며 저속도에서 약 80V이다. DFOC법에서, 위상전압의 크기는 고속도에서 약 180V이며 저속도에서 약 100V이다.

[0081] EFK 설계의 두 모델들은 도 9 내지 도 13의 결과를 위한 시뮬레이션에서 수행된다.

[0082] 제 1 EKF 설계는 모터축 각속도를 추정하는데 사용된다. 제 1 EFK 설계에 대한 초기화는 다음과 같이 주어진다.

[0083] 즉, 추정상태벡터(estimated state vector)의 초기값은 하기의 [수학식 1]과 같다.

수학식 1

[0084] $$\hat{X}(0)=[0;0;0.5;0;0];$$

[0085] 그리고, 추정오차공분상의 초기값은 하기의 [수학식 2]와 같다.

수학식 2

[0086] $$\hat{P}(0)=\begin{bmatrix}1&0&0&0&0\\0&1&0&0&0\\0&0&1&0&0\\0&0&0&1&0\\0&0&0&0&1\end{bmatrix};$$

[0087] 그리고, 제 1 EKF 설계에서의 잡음공분산행렬(noise covariance matrices)은 하기의 [수학식 3]과 같이 선택된다.

수학식 3

[0088] $$Q=\begin{bmatrix}0.05&0&0&0&0\\0&0.05&0&0&0\\0&0&10^{-5}&0&0\\0&0&0&10^{-5}&0\\0&0&0&0&0.001\end{bmatrix};\ R=\begin{bmatrix}0.005&0\\0&0.005\end{bmatrix}.$$

[0089] 시스템잡음벡터의 공분산행렬 Q은 5×5 행렬이며, 측정잡음벡터의 공분산행렬 R은 2×2 행렬이다. Q와 P는 대각행렬이며, Q에 5개요소와 R에 2개 요소들만이 알려질 필요가 있다.

[0090] 한편, 제 2 EFK 설계는 고정자저항, 부하토크와 모터축 각속도를 순간적으로 추정하기 위해 사용된다. 제 2 EFK 설계에 대한 초기화는 하기의 [수학식 4]와 같이 주어진다.

수학식 4

[0091] $$\hat{X}_e(0)=[0;0;0.5;0;0;0;0.3];$$

[0092] 그리고, 추정상태벡터의 초기화는 하기의 [수학식 5]와 같다.

수학식 5

[0093] $$\hat{P}_e(0)=\begin{bmatrix}1&0&0&0&0&0&0\\0&1&0&0&0&0&0\\0&0&1&0&0&0&0\\0&0&0&1&0&0&0\\0&0&0&0&1&0&0\\0&0&0&0&0&1&0\\0&0&0&0&0&0&1\end{bmatrix};$$

[0094] 그리고, 제 2 EKF 설계에서의 잡음공분산행렬(noise covariance matrices)은 하기의 [수학식 6]과 같이 선택된다.

수학식 6

[0095] $$Q_e=\begin{bmatrix}0.05&0&0&0&0&0&0\\0&0.05&0&0&0&0&0\\0&0&10^{-5}&0&0&0&0\\0&0&0&10^{-5}&0&0&0\\0&0&0&0&0.001&0&0\\0&0&0&0&0&0.08&0\\0&0&0&0&0&0&0.0001\end{bmatrix};\ R_e=\begin{bmatrix}0.005&0\\0&0.005\end{bmatrix}.$$

[0096] 도 14a와 도 14b은 각각 제 1 EKF 설계와 제 2 EKF 설계를 사용한 유도모터 속도 추정들을 나타낸다. 점선은 실제속도값과 실선은 추정속도값이다.

[0097] 도 15a와 도 15b는 각각 제 1 EKF 설계와 제 2 EKF 설계를 사용한 유도모터 속도오차 추정들을 보여준다. 도 14 내지 도 15에서의 결과들로부터, 제 2 EKF 설계에서의 추정된 유도모터 속도는 제 2 EKF 설계에서의 추정된 유도모터 속도보다 실제 유도모터 속도들을 더 낫게 추적한다.

[0098] 제 1 EKF 설계에서, 추정오차는 고속도에서 약 5RPM이며, 저속도에서 3.5RPM이다. 제 2 EKF 설계에서, 추정오차는 고속도에서 약 3.5RPM이며, 저속도에서 2RPM이다.

[0099] 도 16a와 도 16b는 각각 제 1 EKF 설계와 제 2 EKF설계를 사용한 위상전류 추정을 보여준다.

[0100] 도 17a와 도 17b는 각각 제 1 EKF 설계와 제 2 EKF설계를 사용한 위상전류 추정오차를 보여준다. 추정오차는 실제값을 잘 추적한다. 추정오차는 약 ±0.5A 이내에서 유계된다.

[0101] 도 1 내지 도 17에서 상술한 모터 드라이브 시스템(1)은 AC 유도모터(10)(1.5 Kw), 토크센서(70)와 파우더 브레이크(powder brake)(30)가 직렬로 연결되며, DSP 320F2833에 기초를 둔 DSP 기준 전압원 인버터(50)(voltage source inverter)가 설계된다. DSP 기준 전압원 인버터(50)는 스위칭장치들로서 스마트 파워 모듈(smart power module FSBB30CH60)(IGBT module)을 사용한다.

[0102] 실험들은 IFOC, DFOC, 제 1 EKF 설계와 제 2 EKF 설계에 대해 수행되며, 실험결과로부터, 결론은 다음과 같다.

[0103] 실험상에 IFOC와 DFOC을 사용한 제안된 DSP 기준 전압원 인버터(50)의 제어기보드(DSP)(51)는 매우 좋은 결과들을 얻었다. AC 유도모터(10)는 두 개의 모드들인 경부하 모드와 중부하 모드로 각각 저속도 20RPM과 고속도 500RPM에서 제어된다.

[0104] 유도모터 속도오차는 5s후에 0으로 수렴한다. IFOC와 DFOC 둘 다에서의 정상상태에서, 속도오차는 ±3RPM내에서 유계된다. 그러나, 저속도와 중부하 모드에서, IFOC의 속도오차는 ±8RMP으로 증가된다.

[0105] IFOC는 DFOC보다 더 단순하고, IFOC의 계산시간은 DFOC의 계산시간보다 3배가 적다.

[0106] 도 18 내지 도 24는 상술한 제 1 EFK 설계 및 제 2 EFK 설계에 대해 설명하기 위한 참조 그래프이다. 보다 구체적으로 도 18 내지 도 21은 제 1 EFK 설계에 대한 것이며, 도 22 내지 도 24는 제 2 EFK 설계에 대한 것이다.

[0107] 도 18a는 제 1 EFK 설계를 사용하는 모터축 각속도 추정을 보여준다. 점선은 실제값이고, 실선은 추정값이다. 도 18b는 제 1 EFK 설계를 사용하는 각속도 추정 오차를 보여준다. 0s에서 0.2s까지, 오차는 크고 매우 빨리 변화한다. 0.2s 후에, 오차는 작고 정상상태에서 0으로 수렴한다. 1s에서 1.25s까지 천이상태에서, 오차는 약 0.25 rad/s이다.

[0108] 도 18b 및 도 19a에서, 추정값은 실제값을 잘 추적한다.

[0109] 도 19a는 제 1 EFK 설계를 사용한 회전자 자속각의 추정을 보여준다. 점선은 실제값이고, 실선은 추정값이다. 도 19b는 회전자 자속각 추정 오차를 보여준다. 0s에서 0.5s까지, 초기 조건 때문에, 오차는 크다. 0.5s에서 1s까지, 부하토크는 크기 때문에 오차는 조금 크다. 1.5s 후에, 오차는 적게 된다. 0.4s에서 1s까지의 정상상태에서, 오차는 약 0.1rad이다. 그러나, 오차는 1s에서 1.25s까지 천이상태에서 빨리 감소된다.

[0110] 도 20a와 도 20b는 고정자저항이 잘 알려지지 않는다는 가정인 경우 제 1 EFK 설계를 사용한 모터축 각속도와 각속도 추정 오차를 보여준다.

[0111] 고정자저항은 EFK 설계에서 사용된 실제값의 70%와 같다. 도 20a와 도 20b에서의 결과로부터, 오차는 너무 크다. 시작시간에서 오차는 -5rad/s 이며, 1s에서 오차는 2rad/s이며, 정상상태에서 0으로 가지 않는다.

[0112] 도 21a와 도 21b는 고정자저항이 잘 알려지지 않는다는 가정인 경우 회전자자각 추정과 회전자 자속각 오차를 보여준다. 고정자저항은 EFK 설계에서 사용된 실제값의 70%와 같다.

[0113] 다음으로, 도 22a와 도 22b는 고정자저항이 잘 알려지지 않는다는 조건에 제 2 EFK 설계를 사용한 모터축 각속도 추정과 각속도 추정 오차를 보여준다. EFK 설계에 사용된 고정자저항은 실제값의 70%와 같다. 미지의 고정자저항에도 불구하고, 추정값은 실제값을 잘 추적한다. 0s에서 0.2s까지, 오차는 크고 매우 빨리 변한다. 오차는 0.2s 후에는 작고 정상상태에서는 0으로 수렴한다.

[0114] 도 23a와 도 23b는 고정자저항이 잘 알려지지 않는다는 가정하의 회전자 자속각 추정과 회전자 자속각 오차를 보여준다. EFK 설계에 사용되는 고정자저항은 그 실제값의 70%와 같다. 도 21a와 도 21b의 결과로부터, 회전자 자속각 추정은 그 실체값을 잘 추적한다.

[0115] 도 24a는 제 2 EFK 설계를 사용한 고정자저항 추정을 보여준다. 고정자저항의 초기값은 그 실제값의 70%와 같다. 0.2s 후에는 추정값과 실제값과의 편차는 작게 된다. 1.4s 후에 추정값과 실제값 사이의 편차는 거의 0으로 된다.

[0116] 도 24b는 제 2 EFK 설계를 사용한 부하토크 추정을 보여준다. EFK 설계에 사용되는 고정자저항은 그 실제값의 70%와 같다. 점선은 실제값과 실선은 추정값이다. 도 19b로부터, 추정값은 목표값을 잘 추적한다. 추정값과 실제값은 정상상태에서 0으로 된다.

[0117] 이상과 같이, 본 명세서와 도면에는 본 발명의 바람직한 실시예에 대하여 개시하였으며, 비록 특정 용어들이 사용되었으나, 이는 단지 본 발명의 기술 내용을 쉽게 설명하고 발명의 이해를 돕기 위한 일반적인 의미에서 사용된 것이지, 본 발명의 범위를 한정하고자 하는 것은 아니다. 여기에 개시된 실시예 외에도 본 발명의 기술적 사상에 바탕을 둔 다른 변형 예들이 실시 가능하다는 것은 본 발명이 속하는 기술 분야에서 통상의 지식을 가진

자에게 자명한 것이다.

부호의 설명

[0118] 1: 모터 드라이브 시스템

10: AC 유도모터

20: 엔코더

30: 파우더 브레이크(powder brake)

40: 토크 변환기(torque transducer)

50: DSP 기준 전압원 인버터

51: 제어기보드(DSP)

52: IGBT 드라이버

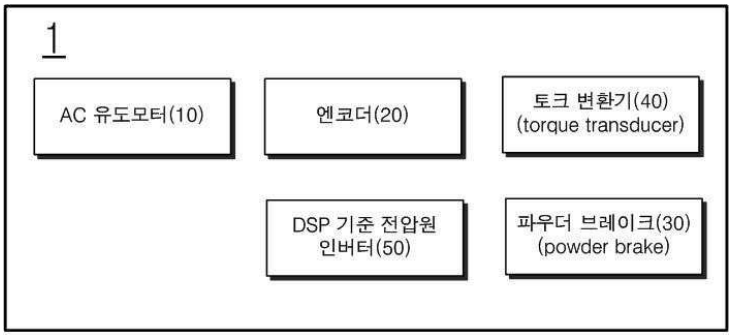
53: 전류 센서

60: 커플링

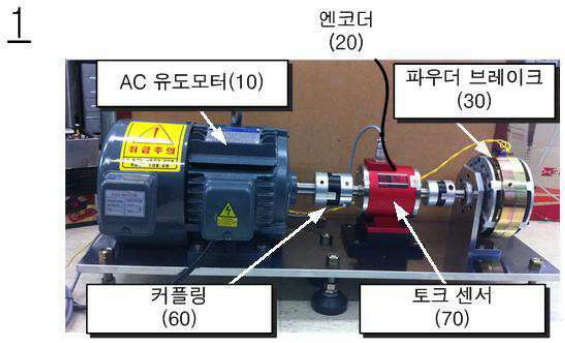
70: 토크센서

도면

도면1

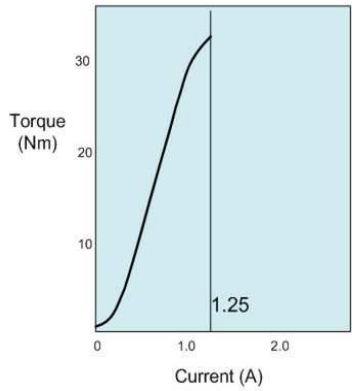


(a)

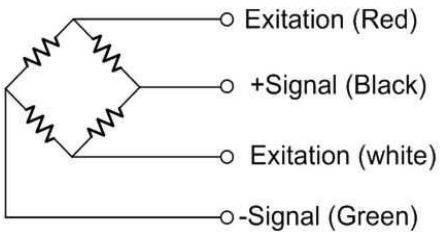


(b)

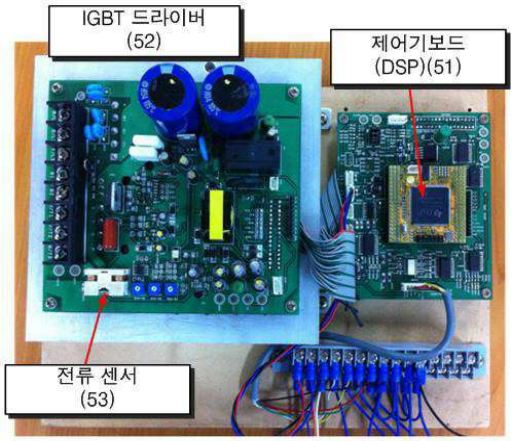
도면2


Torque
(Nm)
30
20
10
1.25
0
1.0
2.0
Current (A)

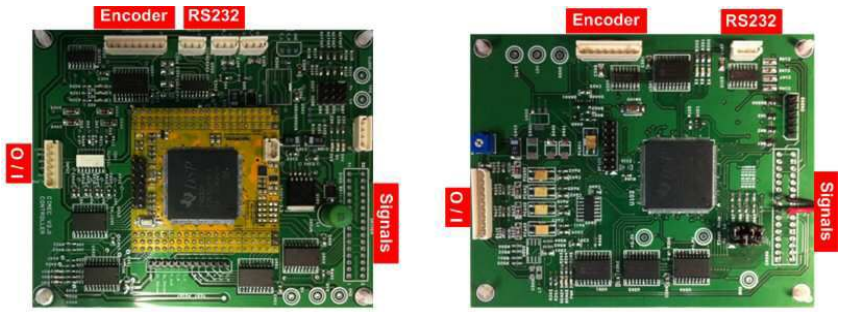
도면3


Exitation (Red)
+Signal (Black)
Exitation (white)
-Signal (Green)

도면4

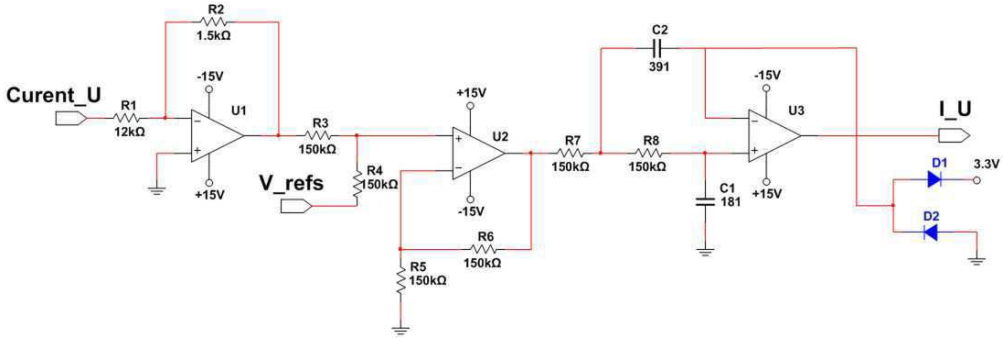

IGBT 드라이버
(52)
제어기보드
(DSP)(51)
전류 센서
(53)

도면5

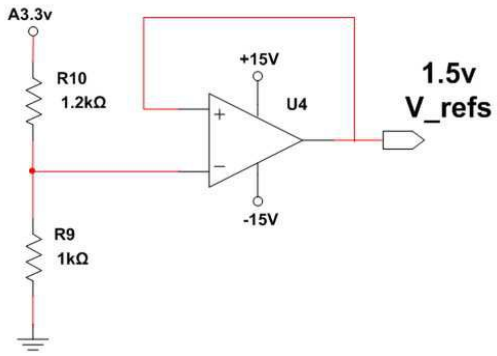


(a) DSP module version (b) DSP chip version

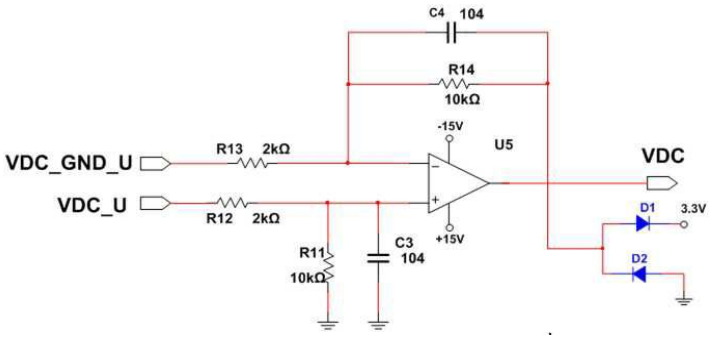
도면6



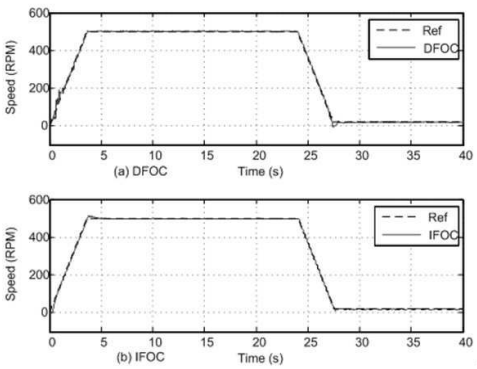
도면7



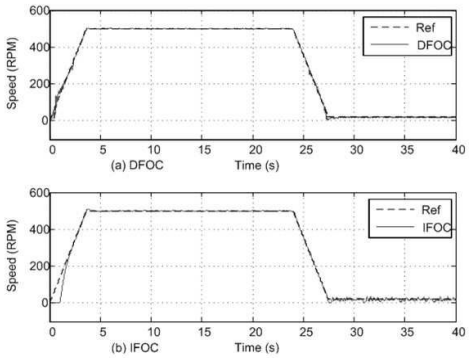
도면8



도면9

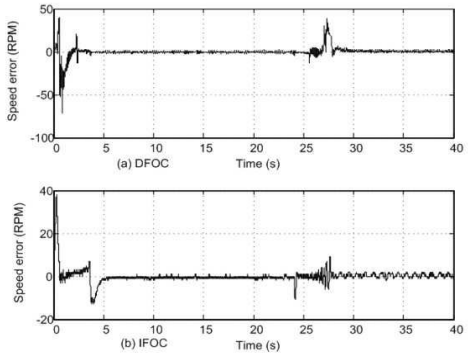


도 9a

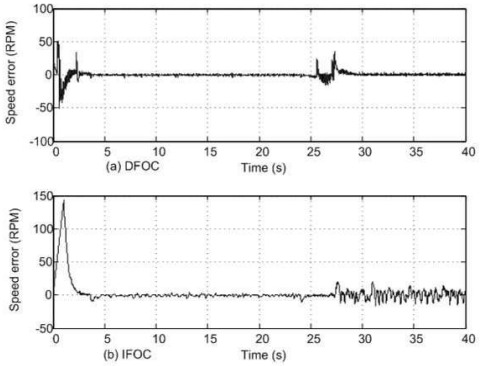


도 9b

도면10

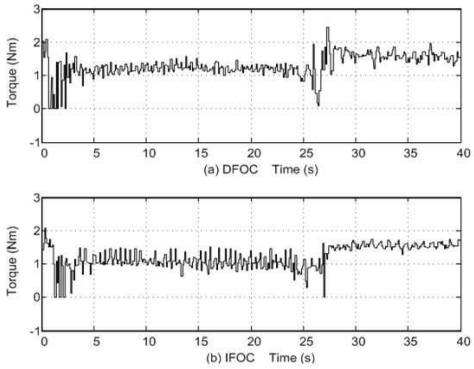


도 10a

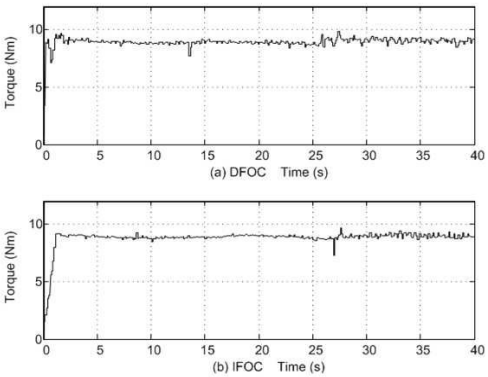


도 10b

도면11

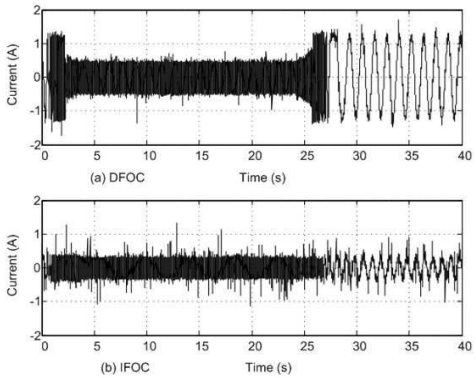


도 11a

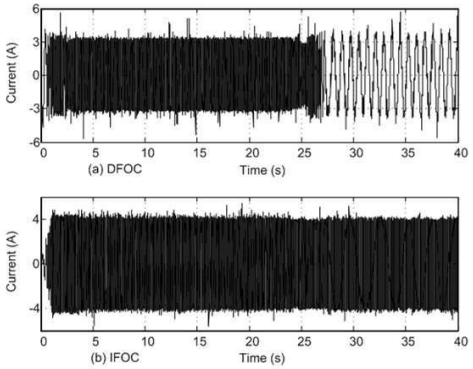


도 11b

도면12

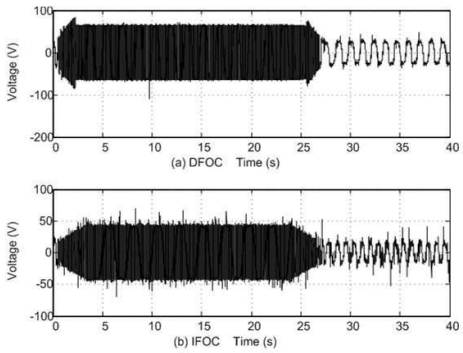


도 12a

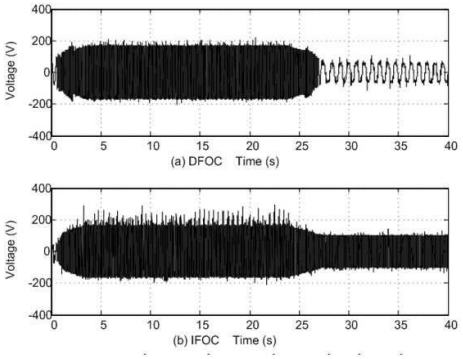


도 12b

도면13

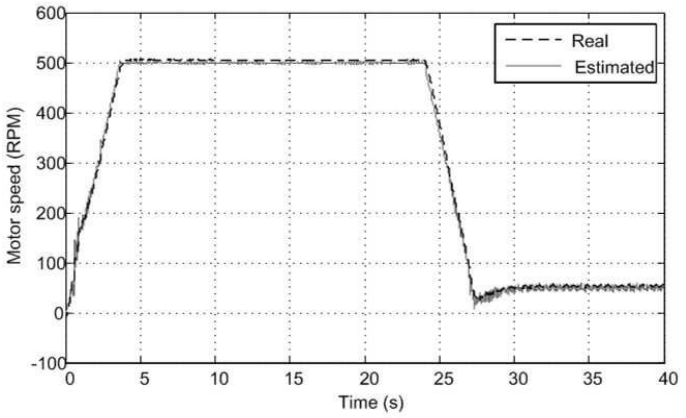


도 13a

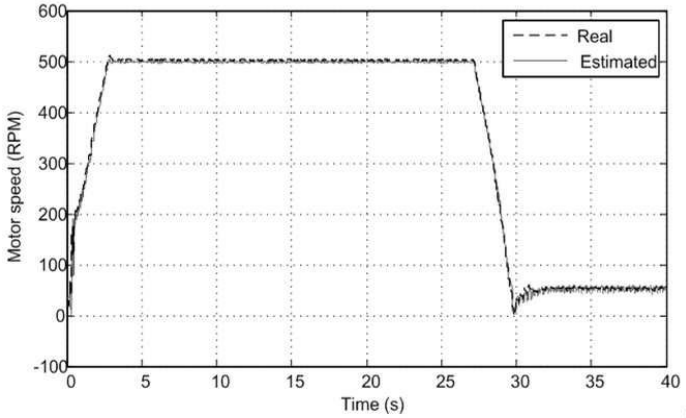


도 13b

도면14

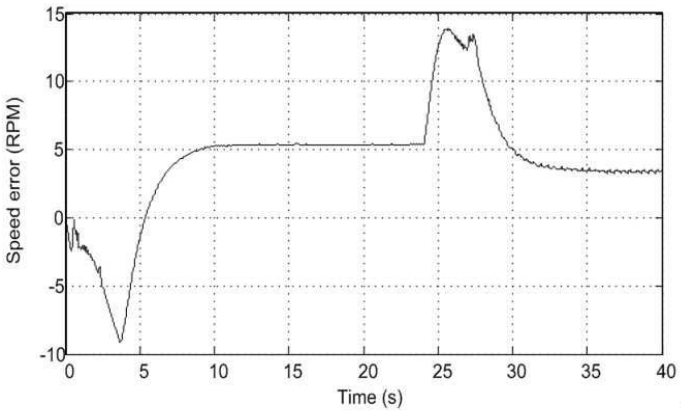


도 14a

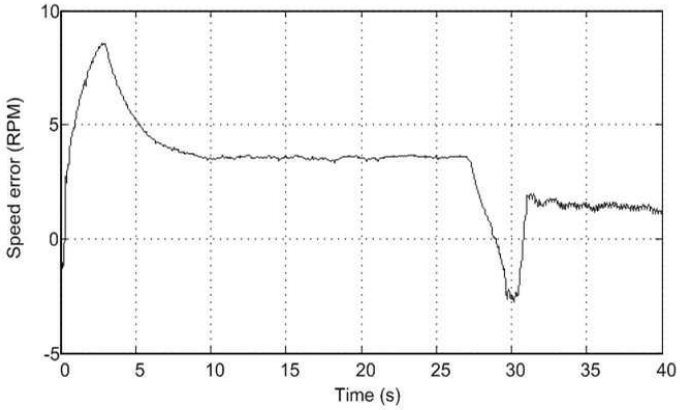


도 14b

도면15

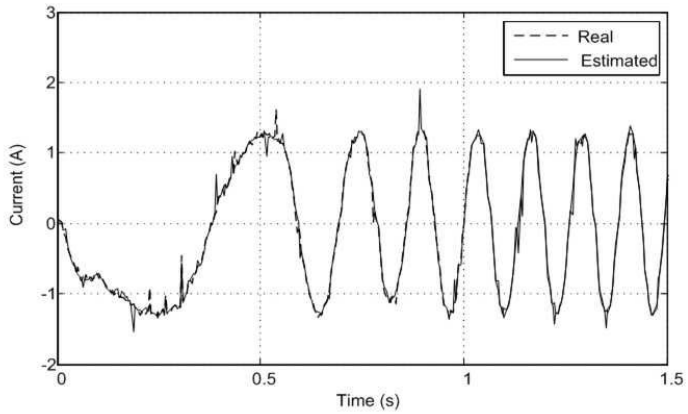


도 15a

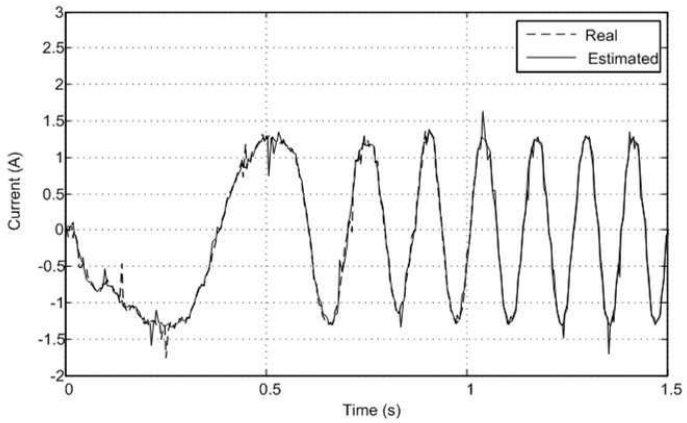


도 15b

도면16

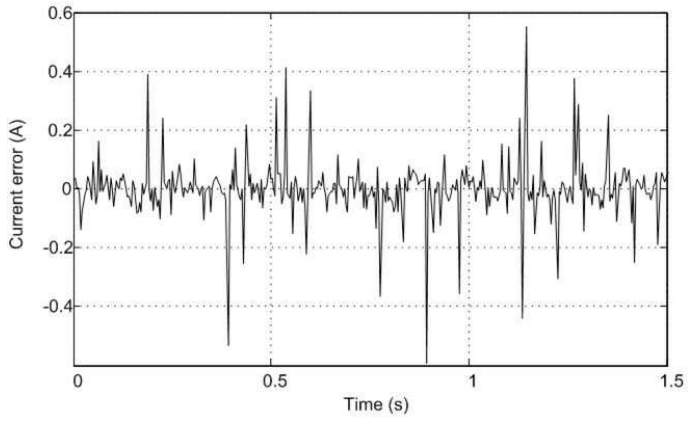


도 16a

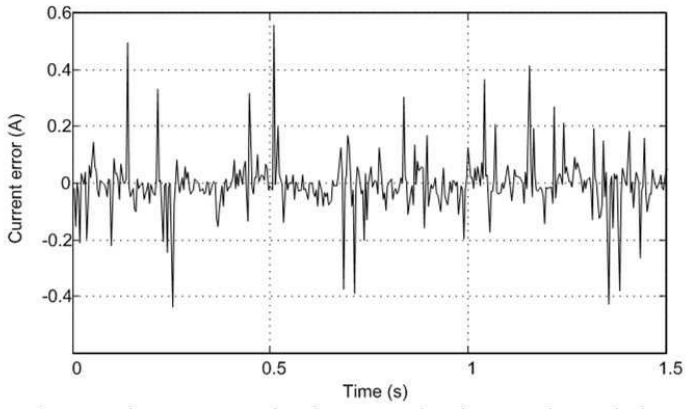


도 17b

도면17

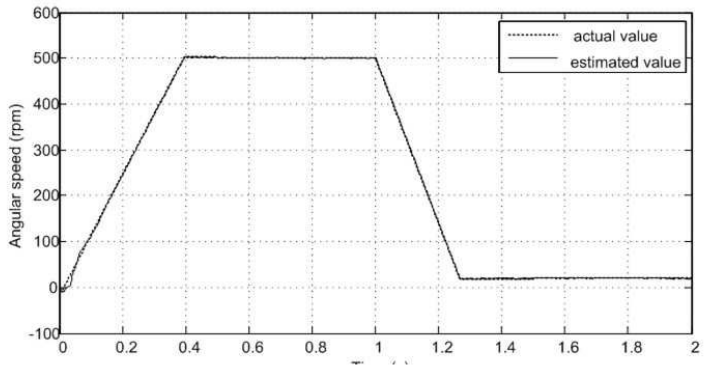


도 17a

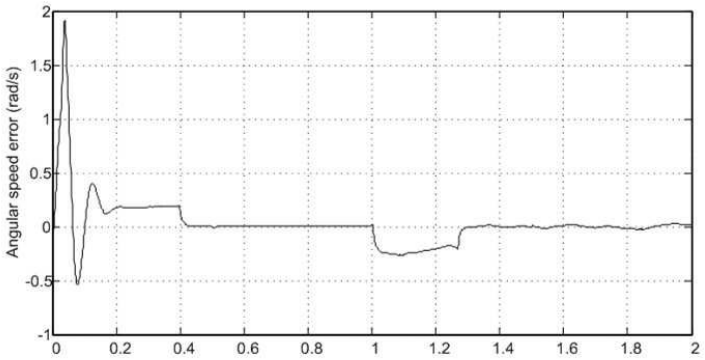


도 17b

도면18

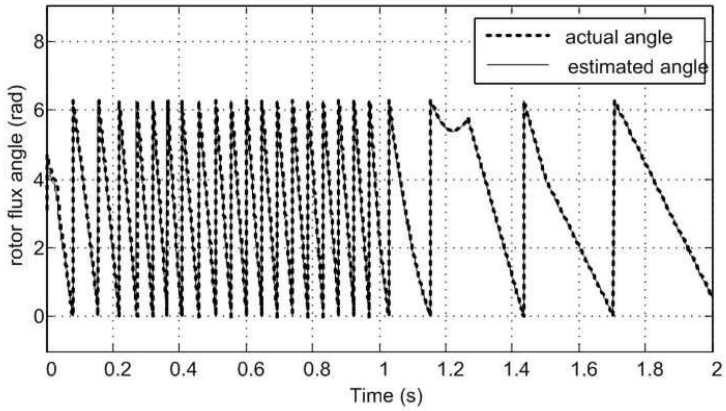


도 18a

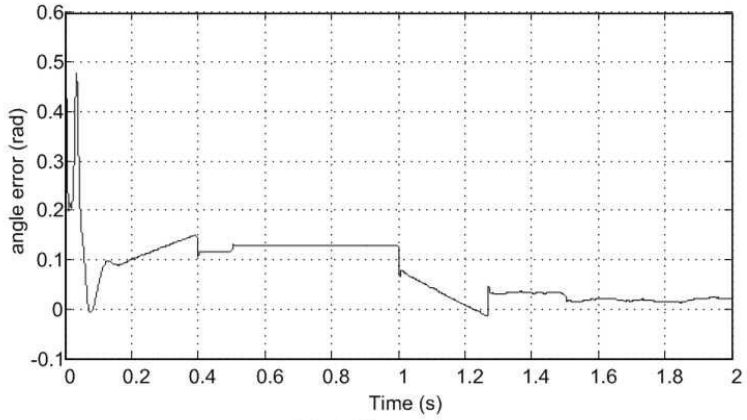


도 18b

도면19

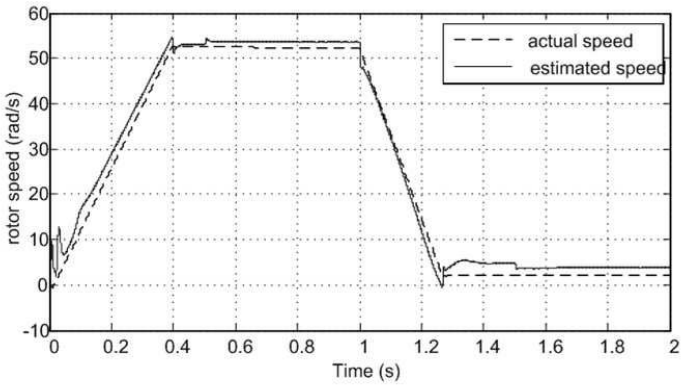


도 19a

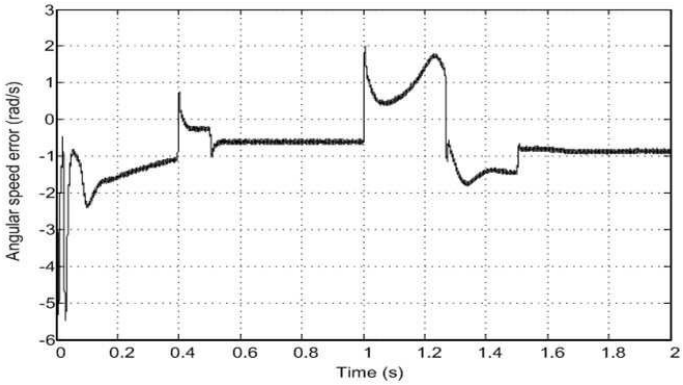


도 19b

도면20

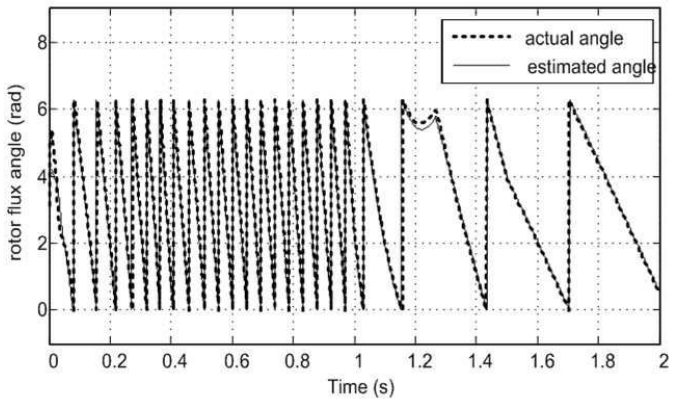


도 20a

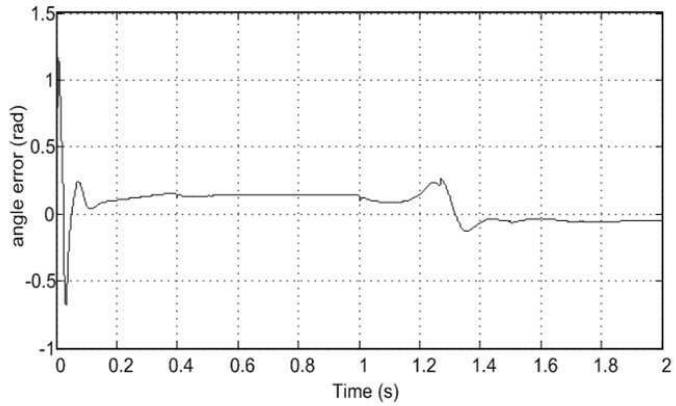


도 20b

도면21

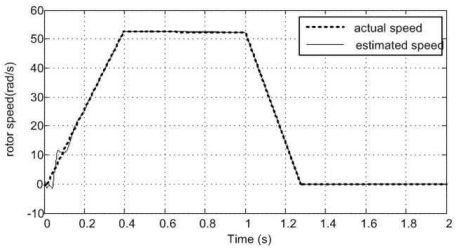


도 21a

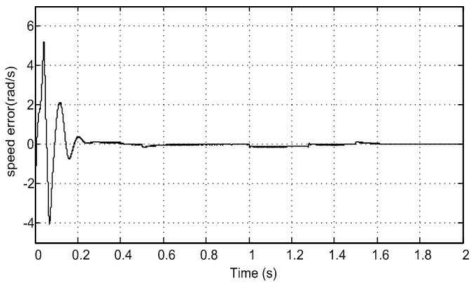


도 21b

도면22

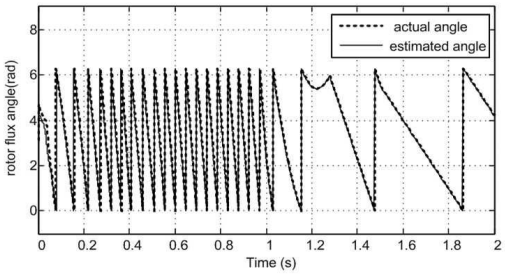


도 22a

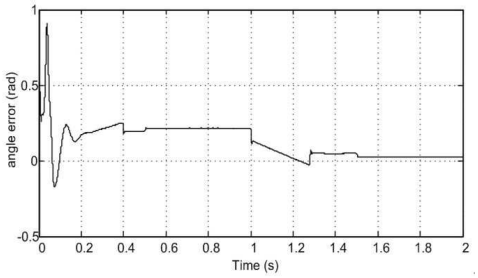


도 22b

도면23

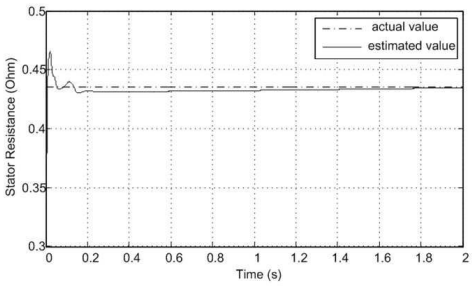


도 23a

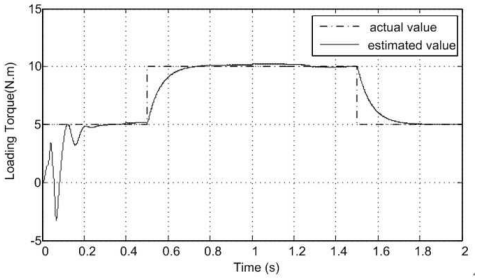


도 23b

도면24



도 24a



도 24b