(19)대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(51) 。Int. Cl.
*H02P 27/06* (2006.01)

(11) 공개번호 10-2006-0087337
(43) 공개일자 2006년08월02일

(21) 출원번호 10-2005-0008384
(22) 출원일자 2005년01월29일

(71) 출원인 박귀태
서울 서초구 반포본동 919 반포아파트 101-402
김동원
충청북도 충주시 지현동 875번지
허성회
서울특별시 동작구 신대방1동 492-187

(72) 발명자 박귀태
서울 서초구 반포본동 919 반포아파트 101-402
허성회
서울특별시 동작구 신대방1동 492-187
김동원
충청북도 충주시 지현동 875번지

(74) 대리인 이건주

심사청구 : 없음

# (54) 방사형 기저 함수 네트워크 관측기를 이용한 유도전동기의 속도 제어 방법

요약

본 발명은 RBFN(Radial Basis Function Network) 관측기를 이용한 유도 전동기의 지능형 속도 제어 시스템에 대한 것으로, 기존 적분비례 또는 비례적분 제어 시스템 설계 방법에 있어서의 문제점인 모델의 불확실성과 이에 따라 시스템이 오차에 민감하게 반응하는 것을 극복하여, 강인한 고성능, 저가의 유도전동기 서보시스템을 구축하기 위한 것이다. 실제적인 유도 전동기 시스템에 있어서 시스템 고유의 불확실성이 반드시 존재하게 된다. 이러한 파라미터의 불확실성이나, 외란, 설계에 포함되지 않은 동역학적인 요인과 같은 시스템 고유의 불확실성을 극복하기 위하여, 본 발명에서는 RBFN이 고유의 불확실성을 근사하기 위한 불확실성 관측기로서 사용되었고, 시스템의 구조적인 오차를 보상하기 위한 RBFN 내의 많은 수의 규칙과 추가적인 갱신 파라미터들 대신에 부가적인 강인제어항이 추가되었다. 이에 따라 전체 폐루프 시스템에서 속도 센서 없는 유도 전동기가 리아프노프 안정도를 갖도록 설계되었다. 따라서 본 발명은 속도 센서가 없는 중저가의 유도 전동기가 내재된 고유의 불확실성을 극복하여 입력에 대한 출력의 오차를 줄이고 동작하도록 한다.

대표도

도 5

색인어

유도전동기, RBFN(Radial Basis Function Network), 속도제어 시스템, 불확실성 관측기, 적응제어, 리아프노프 안정도, 직접 토크제어(DTC)

## 명세서

## 도면의 간단한 설명

도 1은 일반적인 RBFN 불확실 관측기의 구조를 나타낸 도면.

도 2는 3-레벨 인버터 시스템을 위한 기본적인 직접토크제어 시스템의 블록 구조를 나타낸 도면.

도 3은 일반적인 직접토크제어 시스템의 간략화된 구조를 나타낸 도면.

도 4는 본 발명의 바람직한 실시예에 따른 유도 전동기 제어 시스템을 구현하기 위한 블록선도를 나타낸 도면.

도 5는 본 발명의 바람직한 실시예에 따른 유도 전동기 제어시스템의 전체 블록구조를 나타낸 도면.

도 6은 종래의 IP제어기를 이용한 유도전동기에서의 제어결과를 나타낸 도면.

도 7은 본 발명의 바람직한 실시예에 다른 RBFN을 이용한 유도전동기에서의 제어결과를 나타낸 도면.

## 발명의 상세한 설명

### 발명의 목적

#### 발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술

본 발명은 유도 전동기에 관한 것으로 특히, 방사형 기저 함수 네트워크(Radial Basis Function Network, 이하'RBFN'이라 칭함)를 동작 오차 관측기로 이용하여 유도전동기를 효과적으로 제어하기 위한 것이다.

유도 전동기의 속도 센서없는 서보 제어 시스템 구축시, 적당한 가정을 이용하면 전동기의 기계방적식을 이용한 비례적분, 적분비례 설계방법만으로도 원하는 성능을 갖는 속도 제어루프를 비교적 간단하게 설계할 수 있다. 하지만 이와 같이 간단한 접근방법으로는 모델 파라미터의 불확실성 및 미지의 부하조건에 따라서 민감한 특성을 보이는 단점이 있다. 또한 실제의 속도 센서가 구비되지 않은 유도전동기 시스템에서는 속도 추정 오차는 반드시 존재하기 때문에, 발생하는 오차에 대한 영향 분석은 전체 폐루프 제어시스템에서의 안정도 해석관점에서 반드시 고려되어야 할 사항이다.

제어 시스템 고유의 불확실성에 대한 정확한 수학적 모델링이 가능하다면 제어기 및 추정기에 대한 강인제어 특성을 얻을 수 있겠지만 이 또한 불확실성의 불특정 및 강한 비선형성으로 인해 정확한 모델링 정보를 얻기가 쉽지 않다. 따라서 최근 적응퍼지로직, 퍼지신경망, 회기퍼지신경망 등과 같은 여러 종류의 지능형 접근 방법들이 고출력의 유도 전동기 제어에 활발히 이용되고 있다.

그 일례로서 R.J Wai는 시스템 공유의 불확실성의 온라인 추정을 위해 회기 퍼지 신경망을 응용하였으며 유도 전동기의 속도 제어기 설계문제에 적용하여 적분비례 방식의 속도 제어기보다 더 나은 제어 성능을 얻을 수 있었다. 하지만 사용된 회기 퍼지 신경망의 복잡한 구조 및 많은 수의 파라미터 및 설계상수는 계산상의 복잡성을 유발하였다. 더욱이, 제어기 설계시 시스템 동특성에 대한 정확한 직관을 필요로 하며, 시스템 설계자의 시행착오를 거쳐 설정되는 미지의 유계 파라미터는 설계를 더욱 어렵게 하였다. B.K Bose에 의해 시행된 다른 연구에서는 속도 및 토크 제어기 설계를 위해 간단한 정적 퍼지로직을 사용했다. 하지만 사용된 퍼지로직의 정적 매핑으로 인해, 시스템의 환경변화에 적응적으로 대처할 수 있는 능력이 없으며 따라서 강인성 및 안정도를 보장할 수 없었다. 더욱이 정적 퍼지시스템 설계를 위해서는 전문가의 지식을 필요로 하며 따라서 효과적인 제어기 설계를 위해서는 제어대상 시스템에 대한 정확한 지식이 요구된다.

상기된 바와 같이 동작하는 종래의 비례적분(PI:proposition and integration) 또는 적분비례(IP:integration and proposition) 기술에 의한 유도전동기의 제어에 있어서는, 전자기 에너지에서 기계 에너지로의 변환과정에서 피할 수 없는 모델의 비선형성(5차 비선형 미분 방정식)과, 다변수 시스템(입력 변수들인 다수의 전류와 출력 변수들인 토크, 속도 그리

고 자속)이면서, 변화하는 시스템 파라미터(동작 온도에 따라 심각하게 영향을 받는 회전자 저항, 마찰 계수 그리고 자속의 크기에 의존하는 인덕턴스)로 인하여 알 수 없는 부하토크가 발생하며, 모델링 되지 않는 시스템의 가변동되는 특성과 부분적인 상태 변수 측정(측정할 수 없는 회전자 자속이 존재) 에 문제점이 있으며, 지능형 제어 시스템에 의한 유도 전동기 제어에 있어서는, 퍼지 신경망 또는 다른 지능형 제어 알고리즘은 복잡하며, 시스템 설계를 위해 정확한 전문가의 지식이 요구되는 등의 문제점이 있었다.

## 발명이 이루고자 하는 기술적 과제

따라서 상기한 바와 같이 동작되는 종래 기술의 문제점을 해결하기 위하여 창안된 본 발명의 목적은, 기존의 높은 가격대의 고성능 유도 전동기가 갖는 이점을 가진 중저가의 유도 전동기 시스템을 제공하는 것이다.

본 발명의 다른 목적은, 중저가의 속도 센서가 탑재되지 않은 유도전동기의 제어에 있어서 시스템의 불확실성을 극복하고 안정적인 시스템 운용을 위하여 RBFN을 동작 오차 관측기로 이용하여 비선형 특성을 보이는 유도 전동기를 효과적으로 제어하기 위한 것이다.

본 발명의 또 다른 목적은, RBFN을 근사화기로 이용하여 알지 못하는 상태 및 불확실성에 대한 모델링과, 이에 따라 고전적인 제어 기법으로 접근이 불가능한 강한 비선형성을 가진 유도전동기 시스템에 있어서 강인한 속도 제어기를 구현하는 것이다.

상기한 바와 같은 목적을 달성하기 위하여 창안된 본 발명의 실시예는, 방사형 기저 함수 네트워크 관측기를 이용한 유도 전동기의 속도 제어 방법에 있어서, 입력되는 토크값을 강건하고 안정된 속도 제어기와 토크 비교기를 통해 값을 비교하며, 입력값과의 오차를 보상하는 과정과, 입력되는 자속값을 자속 비교기에서 비교하는 과정과, 상기 토크비교기와 자속 비교기들로부터 출력된 값들을 스위칭 로직발생기를 통해 게이팅 신호를 발생하여 3-레벨 인버터와 적응 관측기로 전달하는 과정과, 상기 3-레벨 인버터는 인버터 값을 출력하여 적응 관측기로 전달하여 입력값의 근사값을 출력하고, 상기 인버터 값을 통하여 유도 전동기를 제어하는 과정을 특징으로 한다.

## 발명의 구성 및 작용

이하 첨부된 도면을 참조하여 본 발명의 동작 원리를 상세히 설명한다. 하기에서 본 발명을 설명함에 있어서 공지 기능 또는 구성에 대한 구체적인 설명이 본 발명의 요지를 불필요하게 흐를 수 있다고 판단되는 경우에는 그 상세한 설명을 생략할 것이다. 그리고 후술되는 용어들은 본 발명에서의 기능을 고려하여 정의된 용어들로서 이는 사용자, 운용자의 의도 또는 관례 등에 따라 달라질 수 있다. 그러므로 그 정의는 본 명세서 전반에 걸친 내용을 토대로 내려져야 할 것이다.

도 1은 일반적인 RBFN 불확실 관측기의 구조를 나타낸 도면이다.

RBFN는 instar-outstar 모델의 설계도구이며, 입력(110), 출력(130) 그리고 표준화된 가우시안 활성화 함수(Gaussian activation function)들의 은닉층(120)(Hidden Layer)으로 구성되어 있다. RBFN 은 부분적으로 동조되고, 중복적으로 받아들이는 층 구조를 기초로 한다. 한 개의 입력(110)과 출력(130), 한 개의 은닉 층(120)으로 구성된 단순한 타입의 RBFN의 개략적인 구조는 상기 도1에 도시되어 있다.

상기 입력(110)으로부터 전달되는 변수 값들의 선형 결합을 은닉층(120)에서 비선형 함수로 처리하여 출력(130)으로 전달하여 값을 출력한다. 여기서 RBFN의 은닉층(120) 노드들은 가우시안 활성화 함수들을 (수학식1)에서 보여주는 것처럼 표준화시킨다.

수학식 1

$$z_q = \xi_q(\mathbf{x}) \triangleq \frac{\phi_q(\mathbf{x})}{\sum_k \phi_k(\mathbf{x})} = \frac{\exp\left[-\left|\mathbf{x}-\mathbf{m}_q\right|^2 / 2\sigma_q^2\right]}{\sum_k \exp\left[-\left|\mathbf{x}-\mathbf{m}_q\right|^2 / 2\sigma_k^2\right]}$$

x 는 입력벡터, $\mathbf{m}_q$ 는 중심, $\sigma_q$ 는 q번째 가우시안 함수의 폭.

각각의 q번째 숨겨진 노드에 대해서, 그것의 수용필드(receptive field), $\phi_q(x)$ 은 $m_q$ 로 중심화된 층이다. 그리고 $\sigma_q$ 는 q번째 가우시안 함수의 변화이다. 그러므로 은닉층 노드q는 입력 벡터들에게 $m_q$ 와 비슷한, 큰 응답 값을 준다. RBFN의 출력은 단순하게 은닉층 노드출력의 가중화된 합이다. 그리고 본 발명에서 은닉층 출력 선형 조합의 단순한 형태를 이용하여 RBFN을 불확실 관측기로서 사용한다. (수학식 2)는 이러한 은닉층 출력의 선형 조합을 보이고 있다.

수학식 2

$$y = \sum_{q=1}^{l} w_q \cdot z_q$$
$$= [w_1\ w_2\ \cdots\ w_l][z_1\ z_2\ \cdots\ z_l]^T = W^T \cdot Z$$

$w_i,\ (i=1,\cdots,l)$ 는 i번째 노드와 RBFN 출력 사이의 가중치이다. 그리고 $W \in R^n$ 은 $w_i$ 's의 벡터이다.

도 2는 3-레벨 인버터 시스템을 위한 기본적인 직접토크제어(DTC:Direct Torque Control) 시스템의 구조를 나타낸 도면이다.

상기 도 2의 유도 전동기 DTC 시스템은 적분 비례(IP) 제어기(205), 토크 비교기(210)와 자속 비교기(215), 스위칭 로직 발생기(220), 적응 관측기(225) 그리고 3레벨 인버터 시스템(230)을 포함하고 있다.

토크값은 IP제어기(210)를 거쳐 적응 관측기(225)로부터 나온 값과 감산하여 토크 비교기(210)에서 값을 비교한다. 여기서 IP 제어기(210)는 PI제어와 제로(0) 정상상태 오차에 비해서 단계추적 응답이 무시 할 정도로 작은 오버슈트(overshoot)을 가지며 좋은 조정 특성을 갖는다. 또한 자속값은 적응 관측기(225)로부터 나온 값과 감산하여 자속 비교기(215)에서 값을 비교하여, 상기 비교기(210 내지 215)들로부터 출력된 값들은 스위칭 로직발생기(220)를 통해 게이팅 신호(Gating signal)가 발생하고, 상기 게이팅 신호는 3-레벨 인버터(230)와 적응 관측기(225)로 전달된다. 상기 3-레벨 인버터(230)는 게이팅 신호값에 따라 유도 전동기(235)를 제어하게 된다. 상기 적응 관측기(225)로 전달된 게이팅 신호와 3-레벨 인버터(230)의 출력값들로부터 관측값을 생성, 출력하여 입력되는 토크값과 자속값에 감산하고, 스위칭 로직 발생기(220)로 값을 전달한다.

상기 도2에서 RBFN 불확실성 관측기를 가지는 IP 제어기(210)를 이용하여 속도 제어 루프를 안정하게 하고, 요구된 제어 성능을 얻기 위해 제어기의 파라미터 Ki, Kp를 유도 할 수 있도록 설계 되었다. 회전자(Rotor)의 속도, 플럭스(Flux)와 토크 측정과 구성요소들의 조절(Regulation)이 완벽하게 동작하도록 몇 가지 적당한 가정들을 초기(Nominal)모델 동역학에 적용하면, DTC 시스템의 구조도는 도 3과 같이 간략하게 표현될 수 있다.

도 3은 일반적인 직접토크제어 시스템의 간략화된 구조도를 나타낸 도면이다.

토크값은 IP제어기(305)를 통해 출력된 값은 토크 상수 K(310)를 거치게 되고, T외란값을 합산하여 게이팅 신호를 생성하여 3레벨 인버터인 $\frac{1}{Js+B}$ (315)를 통해 적응 토크값을 출력하여 입력 토크값과 감산한다.

상기 시스템의 제어목적은 페루프 시스템의 모든 신호들이 특정 영역 안에 존재 되어야 한다는 제약조건을 갖는 고유한 불확실성 하에서 주어진 한정된 속도 $\omega_r^*$ 를 $\omega_r$ 가 따라가도록 하는 것이다.

상기 도 3에서 다음의 (수학식 3)으로 간단한 기계적 모델 방정식을 얻을 수 있다.

수학식 3

$$\dot{\omega}_r = -\frac{B}{J}\omega_r + \frac{k_T}{J}T_e^* - \frac{1}{J}T_L$$

그리고 상기 (수학식 3)은 적정 변수 형태로 쓸 수 있다.

수학식 4

$$\dot{X}_n = A_n X_n + B_n U_m + C_n T_L$$

여기서, $X_n = \omega_r$, $A_n = -\frac{B}{J}$, $B_n = \frac{K_T}{J}$, $U_m = T_e^*$, $C_n = -\frac{1}{J}$

상기 (수학식 4)에서는 초기값으로 표현되었지만 대부분의 실제 경우에 유도전동기 모델에 고유 불확실성이 반드시 존재한다. 그래서 고유 불확실성을 상기 (수학식 4) 에 포함시키는 것이 타당하며 이 결과 (수학식 5)가 얻어진다.

수학식 5

$$\dot{X}_q = (A_n + \Delta A_n)X_q + (B_n + \Delta B_n)U_o + C_n T_L + \rho$$

여기서, $\Delta A_n$, $\Delta B_n$ 는 $A_n$, $B_n$ 의 모델링 에러, $U_o$ 는 제어 입력 $\rho$ 는 모델링되지 않은 불확실성이다.

상기 (수학식 5)는 (수학식 6)의 형태로 다시 표현 될 수 있다.

수학식 6

$$\dot{X}_q = A_n X_q + B_n U_o + \chi$$

여기서, $\chi = (\Delta A_n X_q + \Delta B_n U_o + C_n T_L + \rho)$

만약 정확한 고유 불확실성( $\chi$ )을 안다면, 상기 (수학식 6)에서 표현된 페루프 시스템에 대한 완벽한 제어 입력이 점근적으로 안정해짐을 (수학식 7)과 같이 계산 할 수 있다.

수학식 7

$$U_o = B_n^{-1}[\dot{X}_d - A_n X_q - \chi + K_x e_x]$$

여기서 $e_x = X_d - X_q$ , Kx , $X_d = \omega_r^*$ 는 시스템을 안정화시키기 위해 설계된 상수이다.

상기 (수학식 7)을 상기 (수학식 6)에 대입하면 다음 (수학식 8)과 같이 에러역학 조건이 얻어진다.

수학식 8

$$\dot{e}_x + K_x e_x = 0$$

상기 (수학식 8)은 상기 (수학식 7)에서 표현된 제어 입력이 적당한 설계 상수 Kx를 가지고 전체 페루프 시스템이 안정해지도록 유도함을 의미한다. 즉, $\lim_{t\to\infty} e_x(t) = 0$ 이다.

RBFN을 사용하는 센서가 없는 속도제어에서, 센싱값을 대신해서 예측된 회전자속도는 제어신호를 발생시키기 위해 피드백 된다. 예측된 속도를 이용하여, 상태방정식 (수학식 6)은 (수학식 9)로 다시 쓸 수 있다.

수학식 9

$$\dot{\hat{X}}_q = A_n \hat{X}_q + B_n U_q + \varepsilon$$

여기서, $\dot{\hat{X}}_q = \hat{\omega}_r$ , $\varepsilon = (\Delta A_n \hat{X}_q + \Delta B_n U_q + C_n T_L + \rho)$ 그리고 $U_q$ 는 전체 제어 입력이다.

대부분의 제어 시스템의 경우에서 예측된 속도와 실제 속도는 같다고 가정된다. 그러나 실제시스템에서 예측 에러는 존재하게 된다. 속도 측정기에 의해 측정된 회전자속도 에러 $\hat{e}_x$ 와 알려지지 않은 회전자속도 에러 $e_x$ 는 (수학식 10)과 같이 정의된다.

수학식 10

$$\hat{e}_x = \omega_r^* - \hat{\omega}_r \quad , \quad e_x = \omega_r^* - \omega_r$$

여기서, $\omega_r = \hat{\omega}_r + \varphi$ 와 $\varphi$ 는 급격히 감소하는 예상에러다.

상기 $\varphi$ 와 전체 불확실성을 나타내는 변수에 대한 가정이 (수학식 11)과 같이 얻어진다.

수학식 11

$$|\varphi| \le \bar{\varphi} \qquad \text{와} \quad |\zeta(t)| \le \bar{\zeta}$$

여기서, $\bar{\varphi} > 0$ 는 유한한 양의 상수이다, $\zeta(t) = \varepsilon^* - \varepsilon$ , $\varepsilon^*$ 은 전체 불확실성으로 최적화되고 유도되었다. $\bar{\zeta} > 0$ 은 유한한 양의 상수이다.

DTC 기계 구조는 변수들에 변동에 대해 증가하는 강인성과 함께 빠른 토크 응답을 얻을 수 있게 해준다. 게다가, 고전압 응용에서 3-레벨 인버터 시스템을 위한 스위칭 전압 선정과 토크리플 감소 알고리즘을 이용하여 낮은 속도영역에서의 큰 토크 변동과 유출 소자 문제를 확실하게 해결할 수 있다. 그러나 파라메타의 불확실성, 외부 부하 장애와 모델화되지 않은 기계적 역학문제 등의 닫혀진 전체 시스템 고유의 불확실성에 의해서 속도제어 동작은 여전히 영향을 받는다.

그러므로 알려지지 않은 불확실성 $\varepsilon$ 을 RBFN의 출력 $\hat{\varepsilon}$ 으로 바꾸고, 근사화 방법을 이용해서, 모든 신호들은 한결같이 일정하다는 가정 하에서 RBFN의 변수들과 일정한 상수들을 조정할 적절한 법칙과 추적 에러를 0으로 만들기 위한 제어 법칙들을 유도 할 수 있다.

RBFN, $\hat{\varepsilon}$ 의 출력을 이용해서 (수학식 9)의 역방향 힘의 제어 입력을 (수학식 12)와 같이 표현될 수 있다.

수학식 12

$$U_n = B_n^{-1}[\dot{X}_d - A_n \bar{X}_q - \hat{\varepsilon} + K\hat{e}_x]$$

여기서, $X_d = \omega_r^*$

만약 보편적인 해결방법이 알려지지 않은 불확실성을 완벽하게 알아낸다면, 예를 들어 $\hat{\varepsilon}(t) = \varepsilon(t), \forall t \ge 0$ 라면, 상기 (수학식 12)의 제어 입력은 전체 시스템을 점근적으로 안정화 시킬 수 있다.

그러나, 실제의 경우에는 구조적 오차는 불가피하다. 그래서 추가적인 보상 제어가 요구된다.

수학식 13

$$\mathbf{W}^* = \arg\min_{\mathbf{W}\in\Omega_W}\left[\sup_{e_x\in\Pi_C}\left|\hat{\varepsilon}(e_x/\mathbf{W}) - \varepsilon\right|\right], \quad \Omega_W = \{\mathbf{W} : \|\mathbf{W}\| \le M_W\}$$

여기서, $\Omega_W$ 는 W를 위한 상수 집합, $M_W$ 설계자에 의해 구체화된 양의 상수. 그리고 $\Pi_C$ 는 $\Pi_C \subset R^n$ 과 같은 특정 제어가 가능한 영역이다.

전체제어 입력을 $U_n$ 을 포함한 $U_q$ 로 나타내면 (수학식 14)와 같다.

수학식 14

$$U_q = U_n + U_p$$
$$U_P = B_n^{-1}\xi\,\mathrm{sgn}(\hat{e}_x)$$

여기서, $U_n$ 는 상기 (수학식 12)에서 결정되어진다. 그리고 $U_q$ 는 RBFN의 구조적 오차를 보상하기 위한 추가 제어 입력이다.

또한 RBFN의 가중치 W를 위한 추가적인 법칙을 결정한다. 그리고 상수 $\xi^* \triangleq \left(|A_n|\bar{\varphi} + K\bar{\varphi} + \bar{\zeta}\right)$ 은 (수학식 15)와 같이 예측 할 수 있다.

수학식 15

$$\dot{\mathbf{W}} = -\gamma_W(\tilde{e}_x\mathbf{Z} + \sigma_1\mathbf{W})$$
$$\dot{\xi} = \gamma_\xi(|\tilde{e}_x| - \sigma_2\xi)$$

상기 (수학식 15)에서 페루프 시스템에 연관된 추적에러와 다른 신호들은 최종적으로 통합된다.

알려지지 않은 상수 제한, $\xi$ 을 위한 적합한 법칙의 유도와 보상을 위한 제어 입력, $U_p$ 를 위한 적응 규칙을 도출하기 위해 리아프노프(Lyapunov) 함수를 (수학식 16)로 정의 한다.

수학식 16

$$V_e(t) = \frac{1}{2}e_x^2 + \frac{1}{2\gamma_W}(\mathbf{W}-\mathbf{W}^*)^T(\mathbf{W}-\mathbf{W}^*) + \frac{1}{2\gamma_\xi}(\xi-\xi^*)^2$$

상기 (수학식 16)에서, $\xi$ 는 미지의 값이므로 다음의 (수학식 17)이 요구된다.

수학식 17

$$e_x = X_d - X_q = X_d - \left(\hat{X}_q + \varphi\right) = \hat{e}_x - \varphi$$

상기 (수학식 17)의 시간 미분은 (수학식 18)과 같이 나타내어진다.

수학식 18

$$\begin{aligned}\dot{e}_x &= \dot{X}_d - \dot{X}_q = \dot{X}_d - (A_n X_q + B_n(U_n + U_p) + \varepsilon)\\ &= \dot{X}_d - (A_n X_q + B_n(B_n^{-1}[\dot{X}_d - A_n\hat{X}_q - \hat{\varepsilon} + \mathrm{K}\hat{e}_x] + U_p) + \varepsilon)\\ &= -A_n X_q + A_n\hat{X}_q - \mathrm{K}\hat{e}_x - B_n U_p + \hat{\varepsilon} - \varepsilon^* + \zeta\\ &= -A_n\varphi - \mathrm{K}\hat{e}_x - B_n U_p + \left(\mathbf{W}-\mathbf{W}^*\right)^T\mathbf{Z} + \zeta\end{aligned}$$

$\tilde{\mathbf{W}} \triangleq \mathbf{W} - \mathbf{W}^*$, $\tilde{\xi} \triangleq \xi - \xi^*$ 라 하고, 리아프노프 방정식의 시간 미분을 취하면 (수학식 19)와 같다.

수학식 19

$$\begin{aligned}\dot{V}_c(t) &= e_x\dot{e}_x + \frac{1}{\gamma_W}\tilde{\mathbf{W}}^T\dot{\mathbf{W}} + \frac{1}{\gamma_\xi}\tilde{\xi}^T\dot{\xi} \\ &= e_x\left[-A_n\varphi - K\tilde{e}_x - B_nU_P + \tilde{\mathbf{W}}^T\mathbf{Z} + \zeta\right] + \frac{1}{\gamma_W}\tilde{\mathbf{W}}^T\dot{\mathbf{W}} + \frac{1}{\gamma_\xi}\tilde{\xi}^T\dot{\xi} \\ &= -K\tilde{e}_x^2 + B_nU_P(\varphi - \tilde{e}_x) - A_n\tilde{e}_x\varphi + A_n\varphi^2 + K\tilde{e}_x\varphi - \varphi\zeta \\ &\quad + \tilde{\mathbf{W}}^T\mathbf{Z}(\tilde{e}_x - \varphi) + \frac{1}{\gamma_W}\tilde{\mathbf{W}}^T\dot{\mathbf{W}} + \frac{1}{\gamma_\xi}\tilde{\xi}^T\dot{\xi} + \tilde{e}_x\zeta \\ &\le -K\tilde{e}_x^2 + A_n\varphi^2 + B_nU_P(\varphi - \tilde{e}_x) - \varphi\zeta + \tilde{\mathbf{W}}^T\mathbf{Z}(\tilde{e}_x - \varphi) + \frac{1}{\gamma_W}\tilde{\mathbf{W}}^T\dot{\mathbf{W}} \\ &\quad + \frac{1}{\gamma_\xi}\tilde{\xi}^T\dot{\xi} + |\tilde{e}_x|\left(|A_n|\bar{\varphi} + K\bar{\varphi} + \bar{\zeta}\right)\end{aligned}$$

그리고, 상기 (수학식 14)와 상기 (수학식 15)로부터, 다음의 식을 유도 할 수 있다.

수학식 20

$$\sigma_1\tilde{\mathbf{W}}^T\mathbf{W} = \frac{\sigma_1}{2}|\tilde{\mathbf{W}}|^2 + \frac{\sigma_1}{2}|\mathbf{W}|^2 - \frac{\sigma_1}{2}|\mathbf{W}^*|^2 \ge \frac{\sigma_1}{2}|\tilde{\mathbf{W}}|^2 - \frac{\sigma_1}{2}|\mathbf{W}^*|^2$$

$$\sigma_2\tilde{\xi}\xi = \frac{\sigma_2}{2}|\tilde{\xi}|^2 + \frac{\sigma_2}{2}|\xi|^2 - \frac{\sigma_2}{2}|\xi^*|^2 \ge \frac{\sigma_2}{2}|\xi|^2 - \frac{\sigma_2}{2}|\xi^*|^2$$

그리고, $V_t$ 의 시간 도 함수(Time derivative)는 (수학식 21)과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 21

$$\begin{aligned}\dot{V}_c(t) &\le -K\tilde{e}_x^2 + A_n\varphi^2 + B_nU_P\varphi - \varphi\zeta - \tilde{\mathbf{W}}^T\mathbf{Z}\varphi - \sigma_1\tilde{\mathbf{W}}^T\mathbf{W} - \sigma_2\tilde{\xi}^T\xi \\ &\le -K\tilde{e}_x^2 + |\xi|\bar{\varphi} + |\tilde{\mathbf{W}}^T|\bar{\mathbf{Z}}\bar{\varphi} + |A_n|\bar{\varphi}^2 + \bar{\varphi}\bar{\zeta} - \frac{\sigma_1}{2}|\tilde{\mathbf{W}}|^2 - \frac{\sigma_2}{2}|\xi|^2 + \frac{\sigma_1}{2}|\mathbf{W}^*|^2 + \frac{\sigma_2}{2}|\xi^*|^2 \\ &= -\frac{\sigma_1}{2}\left(|\tilde{\mathbf{W}}|^2 - \frac{2\bar{\mathbf{Z}}\bar{\varphi}}{\sigma_1}|\tilde{\mathbf{W}}| + \frac{(\bar{\mathbf{Z}}\bar{\varphi})^2}{\sigma_1^2}\right) - \frac{\sigma_2}{2}\left(|\xi|^2 - \frac{2\bar{\varphi}}{\sigma_2}|\xi| + \frac{\bar{\varphi}^2}{\sigma_2^2}\right) \\ &\quad - K\tilde{e}_x^2 + \frac{(\bar{\mathbf{Z}}\bar{\varphi})^2}{2\sigma_1} + \frac{\bar{\varphi}^2}{2\sigma_2} + |A_n|\bar{\varphi}^2 + \bar{\varphi}\bar{\zeta} + \frac{\sigma_1}{2}|\mathbf{W}^*|^2 + \frac{\sigma_2}{2}|\xi^*|^2 \\ &= -\frac{\sigma_1}{2}\left(|\tilde{\mathbf{W}}| - \frac{\bar{Z}\bar{\varphi}}{\sigma_1}\right)^2 - \frac{\sigma_2}{2}\left(|\xi| - \frac{\bar{\varphi}}{\sigma_2}\right)^2 - K\tilde{e}_x^2 + \lambda\end{aligned}$$

상수 $\bar{\mathbf{Z}}$ 와 $\lambda$ 는 다음의 (수학식 22)와 같이 정의된다.

수학식 22

$$\bar{\mathbf{Z}} = \sup_z|\mathbf{Z}|, \quad \lambda = \frac{(\bar{Z}\bar{\varphi})^2}{2\sigma_1} + \frac{\bar{\varphi}^2}{2\sigma_2} + |A_n|\bar{\varphi}^2 + \bar{\varphi}\bar{\zeta} + \frac{\sigma_1}{2}|\mathbf{W}^*|^2 + \frac{\sigma_2}{2}|\xi^*|^2$$

(수학식 20)과 리아프노프의 직접적인 방법으로부터, $|\tilde{e}_x|$ , $|\tilde{\mathbf{W}}|$, 과 $|\tilde{\xi}|$을 위한 상하한(upper bounds)은 (수학식 23)과 같이 유도될 수 있다.

수학식 23

$$|\tilde{e}_x| \le \frac{\lambda}{K}, \quad |\tilde{\mathbf{W}}| \le \frac{\bar{\mathbf{Z}}\bar{\varphi}}{\sigma_1} + \sqrt{\frac{2\lambda}{\sigma_1}}, \quad |\xi| \le \frac{\bar{\varphi}}{\sigma_2} + \sqrt{\frac{2\lambda}{\sigma_2}}$$

이것은 모든 신호가 유계화(Unified Ultimately Bounded)됨을 나타낸다.

도 5는 본 발명의 바람직한 실시예에 따른 유도 전동기 제어시스템의 전체 블록구조를 나타낸 도면이다.

상기 도 5의 유도 전동기 DTC 시스템은 강건하고 안정된 속도 제어기(Robust Stable Speed Controller)(505), 토크 비교기(210)와 자속 비교기(215), 스위칭 로직 발생기(220), 적응 관측기(225) 그리고 3레벨 인버터 시스템(230)을 포함하고 있다.

여기서 속도 제어기(505)에는 3-레벨 인버터 시스템을 위한 토크 변동 감소와 전압 벡터 선택의 알고리즘과, 상용적으로 선호되는 Kubota에 의해 제안된 속도 추정을 위한 적응 관측 개념, 그리고 제안된 강인하고 안정된 속도 제어 블록으로 구성된다.

토크값은 속도 제어기(505)로의 입력과 출력 전에 적응 관측기(225)로부터 나온 값과 감산하고 상기 토크 비교기(210)를 통해 값을 비교하며, 입력값과의 오차를 보상한다. 또한 자속값은 적응 관측기(225)로부터 나온 값과 감산하여 자속 비교기(215)에서 값을 비교하여, 상기 비교기(210 내지 215)들로부터 출력된 값들을 스위칭 로직발생기(220)를 통해 게이팅 신호(Gating signal)를 발생시킨다. 상기 게이팅 신호는 3-레벨 인버터(230)와 적응 관측기(225)로 전달된다. 상기 3-레벨 인버터(230)는 게이팅 신호값에 따라 유도 전동기(235)를 제어하게 된다. 상기 적응 관측기(225)로 전달된 게이팅 신호와 3-레벨 인버터(230)의 출력값들로부터 관측값을 생성, 출력하여 입력되는 토크값과 자속값에 감산하여 시스템의 구조적인 오차를 보상하게 된다.

도 4는 본 발명의 바람직한 실시예에 따른 유도 전동기 제어 시스템을 구현하기 위한 블록선도를 나타낸 도면이다.

상기 도 4는 제어 시스템의 구현에 있어서 DS1003 제어보드(410, 415, 420)에 기초한 구현 방법으로서 3-레벨 인버터 시스템과 속도 제어를 위한 자속관측기가 장착된 주제어기판을 포함하는 개략적인 다이어그램을 나타내고 있다. 전동기 속도 제어 소프트웨어가 설치된 PC에는 DS1003 제어보드(410, 415, 420)가 구비되어 있으며, 상기 DS1003 제어보드(410, 415, 420)에는 제어역할을 하는 TMS320C40(410)과 아날로그 디지털 컨버터(415)와 디지털 입출력 포트(420)로 구성된다. PC로부터 입력된 명령은 상기 TMS320C40(410)로부터 제어값을 산출하여 상기 디지털 입출력 포트(420)에서 출력된 값은 게이트 펄스생성기(Gate Pulse Generator)(425)를 거치며, 펄스를 생성하고 게이트 드라이브(Gate Drive)(430)를 통해, 3-레벨 인버터 시스템과 연결되어 유도전동기(435)를 제어하게 된다. 상기 3-레벨 시스템에서 출력된 값들은 아날로그 디지털 컨버터(415)로 전송되어, 디지털로 변환되고, TMS320C40(410)을 통해 시스템의 구조적인 오차를 보상하는 과정을 거치게 된다.

도 6은 종래의 IP제어기를 이용한 유도전동기에서의 제어결과를 나타낸 도면이며, 도 7은 본 발명의 바람직한 실시예에 다른 RBFN을 이용한 유도전동기에서의 제어결과를 나타낸 도면이다.

상기 도 6은 상기 도 4와 같이 3-레벌 인터버 시스템과 속도 제어를 위한 자속 관측기가 장착된 주제어기판을 포함하는 속도제어 시스템에서의 개략적인 시뮬레이션 결과를 보여주고 있다.

여기서 사용된 유도 전동기는 3상의 220Vac와 1740rpm의 정격 속도를 가지며, 제안된 접근 방안의 상대적인 결과를 보이기 위해, 부하의 외란을 포함하는 비정상적인 조건이 사용되었다. 테스트에 사용된 조건은 $\Delta$J= 4.0 x J, $\Delta$B= 4.0 x B, Tl=8로서 J는 관성계수, B는 점성 마찰 계수이며, Tl은 외부 부하의 토크를 의미한다. 토크 변동 감소 알고리즘과 제안된 RBFN 속도 제어기를 위해 제어 주기의 샘플링시간은 200 $\mu$s로 맞춰졌다. 제안된 알고리즘이 고출력 유도 전동기 DTC 시스템을 위한 것이기 때문에, 교대 주파수는 500Hz~1.0kHz 사이의 값으로 유지되었다. 그리고 제안된 RBFN제어기의 효과를 보이기 위해, RBFN 관측기가 없는 공칭 제어 입력에 의한 상대적인 결과와, 세밀하게 조정된 IP 제어를 사용한다. 상기 도 6내지 도 7은 희망 속도 500rpm에서의 회전 속도(speed), 상전류(Lqs)와 제어 입력(Control Input)이 제시되었다. 이 경우에는 불확실성이 없으므로, 성능 추적을 통한 시뮬레이션 결과는 효과적인 추적 성능을 보여주고 있다. 그러나 2.5초에 파라미터 변화와 급격한 외란이 일어났을 경우, 도 7은 도 6과 비교하여 더 강인한 성능을 보여준다. 상기 도 6은 2.5초에서 IP제어가 약 1.5초 정도 걸리는데 비해, RBFN제어기를 통한 제어는 약 0.2초가 걸린다. 또한 RBFN에 비해 IP 제어기는 오차의 변동과 함께 더 큰 추적 오차를 보여준다.

상기와 같은 시뮬레이션 결과에서는, 3-레벨 인버터를 포함한 전체적인 DTC 시스템이 도 4에서 보여진 간단한 DC전동기에 의해 근사되어 있기 때문에, 근사오차와 미지의 불확실성은 피할 수 없고, 성능에 영향을 미치게 된다. 그러나 시뮬레이션 단계에서는 설계된 AC 전동기가 기계적인 파라미터들에 의해 계산되는 IP 제어 이득과 함께 사용되기 때문에, 변동은 일어나지 않는다. 이러한 결과를 통해, 실현 가능성과 강인하고 안정적인 특성이 확인되며, 제안된 RBFN제어기는 상용적인 IP제어기 구조에 비해, 심지어 내재적인 추적 오차가 심하게 인가되어 있다고 하더라도 상대적으로 작은 추적 오차를 보인다.

본 발명에서는 3-레벨 유도 전동기의 직접 토크 제어 시스템에서(DTC)의 실시예를 보여주는 것으로, 본 발명에 구현된 시스템에 국한되지 않고 벡터 제어나 PM전동기와 같은 여러 종류의 제어기나 전동기 시스템의 구현도 가능하다.

한편 본 발명의 상세한 설명에서는 구체적인 실시예에 관해 설명하였으나, 본 발명의 범위에서 벗어나지 않는 한도 내에서 여러 가지 변형이 가능함은 물론이다. 그러므로 본 발명의 범위는 설명된 실시예에 국한되지 않으며, 후술되는 특허청구의 범위뿐만 아니라 이 특허청구의 범위와 균등한 것들에 의해 정해져야 한다.

## 발명의 효과

이상에서 상세히 설명한 바와 같이 동작하는 본 발명에 있어서, 개시되는 발명중 대표적인 것에 의하여 얻어지는 효과를 간단히 설명하면 다음과 같다.

본 발명은, 속도 센서가 없는 유도 전동기 제어 시스템에서 RBFN를 관측기로 사용하여 시스템 고유의 불확실성을 근사시키고 오차를 추정하며, 이러한 속도 추정 오차의 영향을 고려하여 3-레벨 유도 전동기의 직접 토크 제어 시스템에서(DTC) 전체 제어 시스템의 안정성을 가진다.

또한 기존의 높은 가격대의 고성능 유도 전동기가 갖는 이점을 가진 중저가의 유도 전동기 시스템에 제공하여, 지금까지 주로 이론에만 머물러 왔던 진보된 신경회로망에 의한 제어기법을 실제 산업 현장에서 널리 사용되고 있는 유도 전동기에 적용하여 전동기 제어 관련 산업에 큰 도움이 될 수 있다.

## (57) 청구의 범위

### 청구항 1.

방사형 기저 함수 네트워크 관측기를 이용한 유도 전동기의 속도 제어 방법에 있어서,

입력되는 토크값을 강인하고 안정된 속도 제어기와 토크 비교기를 통해 값을 비교하며, 입력값과의 오차를 보상하는 과정과,

입력되는 자속값을 자속 비교기에서 비교하는 과정과,

상기 토크비교기와 자속 비교기들로부터 출력된 값들을 스위칭 로직발생기를 통해 게이팅 신호를 발생하여 3-레벨 인버터와 적응 관측기로 전달하는 과정과,

상기 3-레벨 인버터는 인버터 값을 출력하여 적응 관측기로 전달하여 입력값의 근사값을 출력하고, 상기 인버터 값을 통하여 유도 전동기를 제어하는 과정을 특징으로 하는 상기 방법.

### 청구항 2.

제 1항에 있어서, 상기 적응 관측기는,

상기 게이팅 신호와, 상기 인버터 값을 전달받아 상기 시스템의 구조적인 오차를 보상하여 입력값의 근사값을 출력하고,

상기 근사값을 상기 입력되는 토크값과 자속값에 각각 대응되는 근사값을 감산하는 과정을 더 포함함을 특징으로 하는 상기 방법.

### 청구항 3.

제 1항에 있어서, 강건하고 안정된 속도 제어기는 방사형 기저 함수 네트워크 관측기와, 속도 추정을 위한 적응 관측 개념과, 속도 제어 블록으로 구성됨을 특징으로 하는 상기 방법.

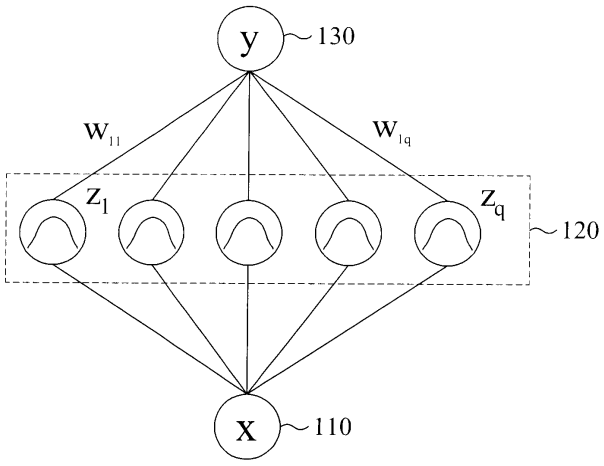
## 청구항 4.

제 3항에 있어서, 방사형 기저 함수 네트워크는,

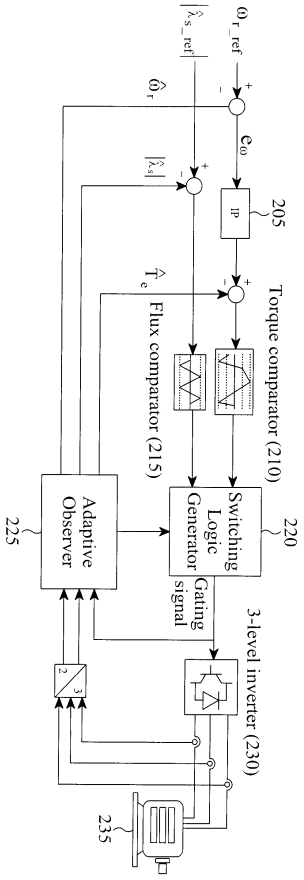
유도 전동기 시스템을 위한 토크 변동 감소와 전압 벡터 선택의 알고리즘인 것을 특징으로 하는 상기 방법.

도면

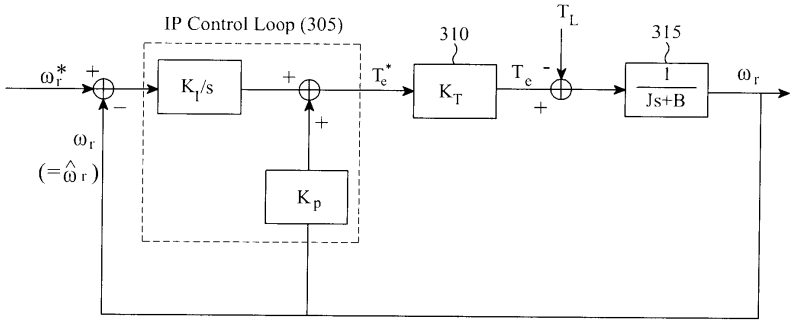
도면1



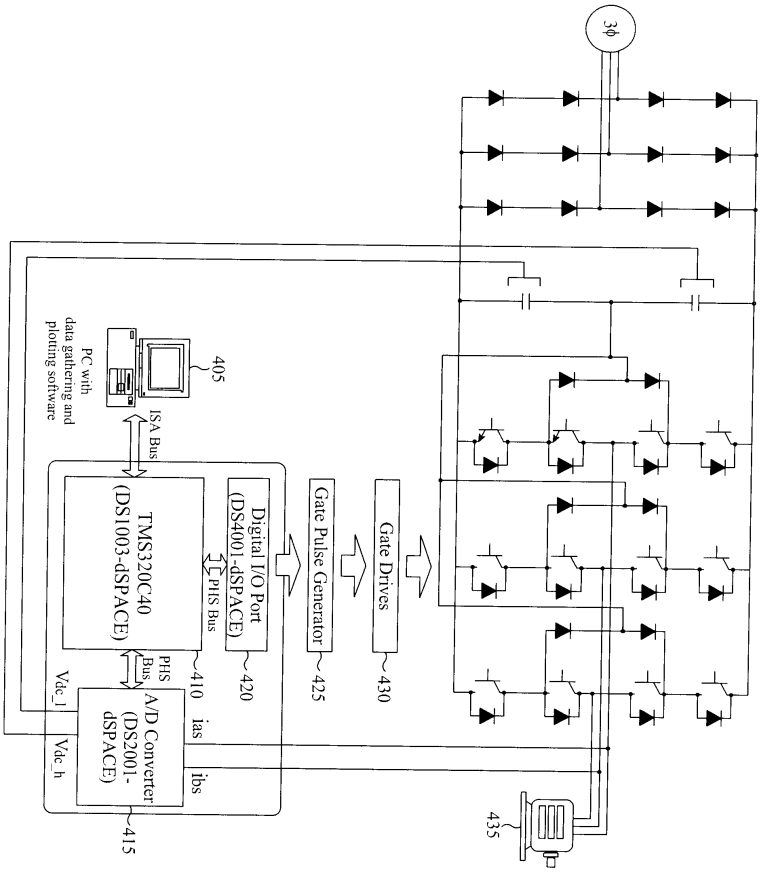
도면2


Adaptive Observer
225
Flux comparator (215)
Torque comparator (210)
Switching Logic Generator
220
Gating signal
3-level inverter (230)
205
IP
235

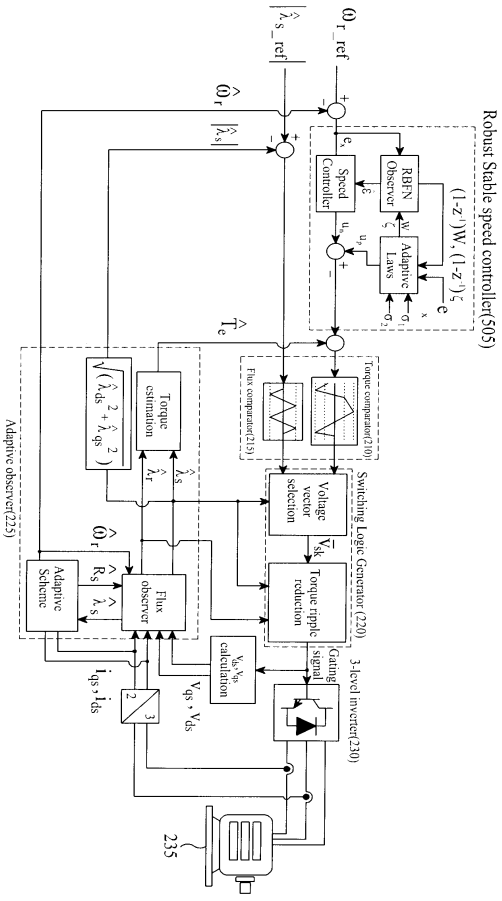
도면3


IP Control Loop (305)
310
315
K_I/s
K_p
K_T
1/(Js+B)

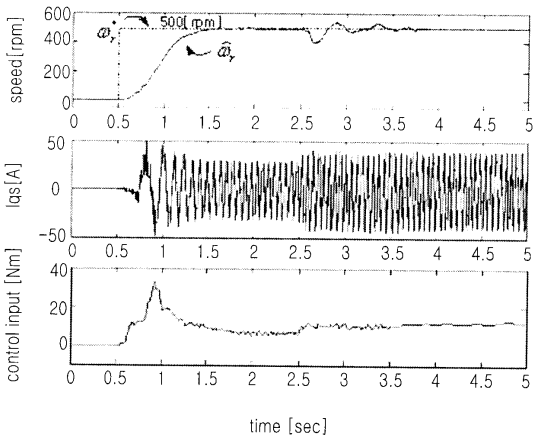
도면4


3φ
PC with
data gathering and
plotting software
405
ISA Bus
TMS320C40
(DS1003-dSPACE)
Digital I/O Port
(DS4001-dSPACE)
PHS Bus
Gate Pulse Generator
425
Gate Drives
430
PHS
Bus
410
420
Vdc_l
Vdc_h
A/D Converter
(DS2001-
dSPACE)
415
ias
ibs
435

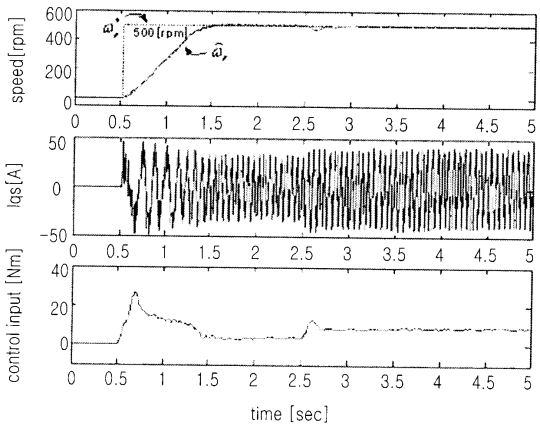
도면5


Robust Stable speed controller(505)
Speed Controller
RBFN Observer
Adaptive Laws
Torque estimation
Flux comparator(215)
Torque comparator(310)
Switching Logic Generator (220)
Voltage vector selection
Torque ripple reduction
Gating signal
3-level inverter(230)
Flux observer
Adaptive Scheme
Adaptive observer(225)
235

도면6


speed [rpm]
500[rpm]
Iqs[A]
control input [Nm]
time [sec]

도면7


speed[rpm]
600
400
200
0
500[rpm]
0 0.5 1 1.5 2 2.5 3 3.5 4 4.5 5
Iqs[A]
50
0
-50
0 0.5 1 1.5 2 2.5 3 3.5 4 4.5 5
control input [Nm]
40
20
0
0 0.5 1 1.5 2 2.5 3 3.5 4 4.5 5
time [sec]