

MRA-DSM 제어를 이용한 3상 유도전동기의 속도 제어

(The 3-Phase Induction Motor Speed Control by the MRA-DSM controller)

元榮鎮*·韓完沃**·朴眞弘**·李宗圭***·李成栢****
(Young-Jin Won · Wan-Ok Han · Jin-Hong Park · Jong-Kuy Lee · Sung-Paik Lee)

요 약

본 논문은 기준 모델 적용-이산 슬라이딩 모드(MRA-DSM) 제어를 이용한 유도전동기의 속도 제어에 관한 연구이다.

유도전동기의 속도 제어시, 부하 변동에 따라 전체 시스템이 파라미터 변화나 외란에 대해 둔감한 강인성을 갖도록 하기 위해 이산 슬라이딩 모드(DSM) 알고리즘을 이용하여 마이크로프로세서에 의한 디지털 제어기로 시스템의 동특성을 제어하였다. 또한 슬라이딩 동작시에 발생하는 불연속 제어 입력을 보상하고 제어 대상의 파라미터 변동에 관계없이 기준모델을 추종하여 제어할 수 있는 기준 모델 적용(MRA) 알고리즘을 부가한 MRA-DSM 제어 알고리즘을 제시하였다.

제어 시스템 구성시, 제어 시스템의 성능을 극대화하고 실시간 처리를 위하여 각각의 기능을 갖는 마이크로프로세서들로 병렬 처리 제어기를 구성하였다. 또한 소프트웨어를 이용하여 시스템을 제어함으로써 하드웨어 구성을 단순화시킬 수 있었고, 시스템의 신뢰성을 향상시켰다. 그리고 DSM 제어를 기준으로 할 때, MRA-DSM 제어시 27.2%의 빠른 응답 특성을 얻었다.

Abstract

This paper is a study on a speed control of an induction motor used the MRA-DSM(Model Reference Adaptive-Discrete Sliding MOde) controller.

In this paper, when controls motor speed, DSM algorithm is proposed for having robustness against disturbance and parameter variation. and it is also proposed MRA-DSM including the additional load model reference algorithm, which can be compensated the discontinuous control inputs at sliding mode and followed the model preference independent of parameter variation of control subjects.

The control system is composed of the parallel processing control system using the microprocessor for maximizing the performance of control systems and the real time processing. Also it simplifies the hardware composed of controlling the system by software and improves the reliability of the system. And while MRA-DSM control, faster response characteristics of 27.2% is obtained than DSM control.

* 正會員：富川專門大學 電子科 助教授

** 正會員：光云大 工大 大學院 電子工學科

接受日字：1994年 4月 14日

***正會員：大有工業專門大學 電子計算機科 助教授

****正會員：光云大 工大 電子工學科 教授

제1장 서론

최근 유도전동기에 대한 구동 제어 기술의 고도화 및 정밀화가 급증되고 있는 추세에 따라 비선형 시스템을 제어하는 기법으로 적응 제어 기법을 비롯한 비선형 제어 기법에 관한 연구가 진행되고 있다.

전동기의 속도 제어에 있어서 파라미터 변화나 외란에 대한 강인성은 제어 시스템이 갖추어야 할 중요한 특성중의 하나이다. 파라미터 변동과 외란에 둔감한 강인성을 갖는 대표적인 비선형 제어 기법으로는 가변 구조 시스템(VSS: Variable Structure System)의 이론을 이용한 슬라이딩 모드 방식이 있다. 이러한 제어 기법은 제어 입력의 불연속성으로 발생하는 진동 현상(chattering)으로 인해 제어 대상 시스템을 모델링시, 무시된 고조파 성분의 동특성이 여기될 수 있는 단점이 있다. 그러나 불연속적인 입력에 대하여 둔감한 동작을 수행하고 선형적인 동작을 할 수 있는 별도의 알고리즘을 추가함으로써 이러한 단점을 보완할 수 있고, 이때 사용하는 것이 부하 기준모델(model reference)이다.

또한 기존의 VSS는 상태 공간상의 원점 근처에서만 슬라이딩 모드(sliding mode)가 존재함으로써 시스템의 전 응답 영역에서의 강인성은 보장할 수 없게 된다. 따라서 슬라이딩 커브라는 새로운 스위칭 평면을 제시하여 실제의 시스템에 적용하였다.

슬라이딩 모드 제어 기법은 주로 연속 시스템에 적용하였으나, 슬라이딩 모드를 이산화한 이산 슬라이딩 모드(DSM: Discrete Sliding Mode) 제어를 구현하기 위하여 마이크로프로세서를 이용한 디지털 제어기로 실제 시스템의 동특성을 제어할 수 있다. 그러나 DSM 제어 방식에서도 불연속적인 제어 입력에 의하여 진동 현상이 발생할 수 있다.

따라서 본 논문에서는 이러한 현상을 저감시킬 수 있고, 이전의 시스템 동작상태를 고려할 수 있는 기준 모델 적용-이산 슬라이딩 모드(MRA-DSM: Model Reference Adaptive-Discrete Sliding Mode) 제어 기법을 제시하였다. 이 알고리즘

은 부하 기준모델을 이용하여 제어 값을 보상함으로써 과도 상태에서의 불안정한 상태를 방지할 수 있고, 정상 상태에서 발생하는 불연속 스위칭 특성도 감소시킬 수 있다.

제2장 MRA-DSM 제어 알고리즘

본 논문에서는 슬라이딩 모드 제어를 이산화하여 제어할 수 있는 DSM을 실행하고, 유도전동기의 모델 방정식을 이용하여 기준 모델 적용 방식에 적용함으로써 실제의 제어 대상인 3상 유도전동기의 파라미터 변동에 대해 선형적으로 대처할 수 있는 MRA-DSM 제어 알고리즘을 제시하였다.

가변 구조 제어인 슬라이딩 모드 제어 방식은 스위칭 제어 방식을 채택하고 있으므로 과도 상태에 대한 추종 속도가 빠른 반면 슬라이딩 라인을 벗어날 경우 높은 주파수의 제어 리플이 발생한다.

그리고 기준모델을 설정하면 부하 시스템의 토크 특성을 모델링하여 선형적인 특성을 갖도록 할 수 있다. 그러나 모델링을 위하여 제어 대상에 대한 정확한 파라미터를 알아야 한다는 단점이 있지만, 슬라이딩 모드 제어시에 나타나는 제어 리플을 극소화할 수 있는 장점을 갖는다.

따라서 전체 시스템의 제어 효율 및 전력 효율을 높일 수 있도록 MRA-DSM 제어 알고리즘을 제시한다. 즉 MRA-DSM 제어는 과도 상태에서 슬라이딩 라인을 따라 응답하는 빠른 응답 특성을 얻는 동시에 슬라이딩 동작 동안에 발생하는 제어 리플을 기준모델의 토크를 이용하여 보상함으로써 안정된 제어를 할 수 있다.

그림 2.1은 기준 신호와 궤환 신호의 차이가 발생하는 경우인 과도 상태에서 동작하는 MRA-DSM 제어 알고리즘의 구성도이다. 이러한 제어 기법은 궤환되는 속도를 입력받아 제어를 위한 명령 토크를 연산하고, 슬라이딩 라인을 따라 스위칭 동작을 수행하여 정상 상태로 수렴하도록 진행중에 발생하는 오차를 기준모델의 토크를 이용하여 보상할 수 있는 제어 알고리즘이다.

그리고 그림 2.2에서는 시스템이 정상 상태에

도달하였을 경우의 동작, 즉 기준모델을 이용하여 제어하는 상태를 보인 것이다. 이때 일반적인 슬라이딩 모드에 제어 동작은 위치 오차가 영(zero)인 점에서 높은 주파수를 가지고 스위칭 동작을 하지만, 본 제어기에서는 기준모델의 토크만을 가지고 동작함으로 위치 오차가 영인 상태를 안정되게 유지할 수 있다.

제안된 MRA-DSM제어를 구현하기 위하여 슬라이딩 모드에 대한 이산화가 이루어져야 한다.

먼저 제어 대상인 유도전동기의 고정자 전류에 대한 차분 방정식을 유도하자 고정자전류에 대하여 벡터식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\vec{I}_s = \frac{\vec{\Psi}_m}{MR_r} (r_r + j\omega_s L_r) \quad M: \text{상호 인덕턴스} \quad (2.1)$$

또한 토크는 다음과 같다.

$$T_s = \frac{3\vec{\Psi}_m^2}{2Rr} \omega_s \quad (2.2)$$

이때 명령 토크를 T^* 로 하고, 에어갭 자속 진폭을 Ψ_0 라 하여 고정자 각 주파수를 구하면 다음과 같다.

$$\omega_s = \omega_r + \frac{2R_r T^*}{3\Psi_0^2} \quad (2.3)$$

또한 식(2.1)에 $\vec{\Psi}_m = \vec{\Psi}_{oc}^*$ 를 대입하고 실수와 허

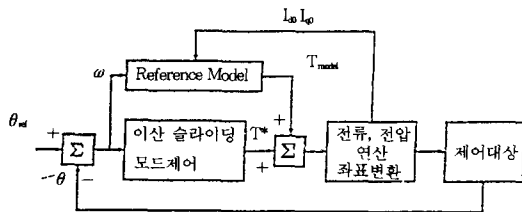


그림 2.1 과도 상태에서의 MRA-DSM 제어 알고리즘 구성도

Fig. 2.1 Block diagram of MRA-DSM control algorithm for transient state

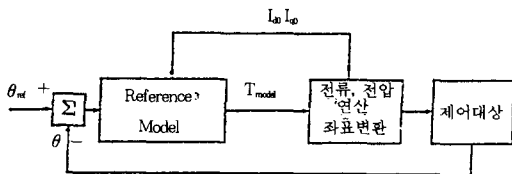


그림 2.2 정상상태에서의 MRA-DSM제어 알고리즘 구성도

Fig. 2.2 Block diagram of MRA-DSM control algorithm for steady state

수를 분리하면 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$I_{ds}(\theta) = \frac{\Psi_0}{M} \cos\theta - \frac{2L_r T^*}{3\Psi_0 M} \sin\theta \quad (2.4)$$

$$I_{qs}(\theta) = \frac{2L_r T^*}{3\Psi_0 M} \cos\theta + \frac{\Psi_0}{M} \sin\theta \quad (2.5)$$

여기서, θ 는 회전자 자속 벡터의 각변위이다.

기계적인 시스템의 시간 응답은 제어기의 샘플링 시간 H보다 느려야한다. 따라서 각변위의 차분 방정식을 표현하면 다음과 같다.

$$\theta(n+1) = \theta(n) + \omega_s \cdot H \quad (2.6)$$

식 (2.4)와 식(2.5)에 대하여 차분 방정식을 정의하면 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$I_{ds}(\theta(n+1)) = \frac{\Psi_0}{M} \cos\theta(n+1) - \frac{2L_r T^*(n)}{3\Psi_0 M} \sin\theta(n+1) \quad (2.7)$$

$$I_{qs}(\theta(n+1)) = \frac{2L_r T^*(n)}{3\Psi_0 M} \cos\theta(n+1) + \frac{\Psi_0}{M} \sin\theta(n+1) \quad (2.8)$$

이때 부하에 입력되는 전류 벡터에 의하여 얻어진 위치 θ 와 기준 신호 θ_{ref} 간의 위치 오차 e_p 와 속도에 대한 오차 e_v 는 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$e_p = \theta_{ref} - \theta \quad (2.9)$$

$$e_v = -\omega_r \quad (2.10)$$

식(2.9)와 식(2.10)에서 결정된 전동기의 위치 오차 및 속도 오차의 상태 공간상에서 상태 궤적이 그리는 전 영역에서 안정한 슬라이딩 모드와 강인성 향상을 위해 그림 2.3과 같은 슬라이딩

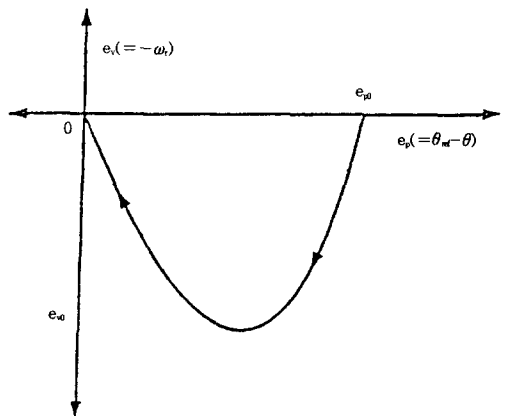


그림 2.3 속도 변화에 대한 슬라이딩 궤적

Fig. 2.3 Sliding trajectory for speed variation

궤적(curve)을 설정한다.

이때 초기 오차 상태 e_p 를 그림 2.3의 슬라이딩 궤적에 나타낼 수 있다. 이것은 초기 위치 오차를 가지고 가속 및 감속 구간을 지나 슬라이딩 라인 $S=0$ 에 수렴한다.

이러한 슬라이딩 궤적을 따라 진행할 수 있도록 구성된 DSM제어 알고리즘의 구성도는 그림 2.4와 같다.

그림 2.4의 구성도를 통하여 차기 상태 오차에 대한 구동 시스템의 동적인 모델은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} e_p(k+1) \\ e_v(k+1) \\ x(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & H & 0 \\ 0 & 1 - \frac{BH}{J} & 0 \\ -D_p & -D_v & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_p(k) \\ e_v(k) \\ x(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{k_r AH}{J} \\ 0 \end{bmatrix} T^*(k) \quad (2.11)$$

여기서, 각 파라미터는 다음과 같다.

B : 마찰계수, J : 관성 모멘트

A : 구동 시스템의 요소, $T^*(k)$: 구동 시스템의 토크명령

그리고 H는 제안된 이산 슬라이딩 모드 제어의 샘플링 시간이고, $x(k)$ 는 상태 변수이다. 그리고 D_p 와 D_v 는 시스템의 이득 상수이다.

그리고 제안된 슬라이딩 모드 제어의 스위칭 평면을 다음과 같이 정의한다.

$$\sigma(k) = Cx(k) + e_v(k) = 0 \quad (2.12)$$

여기서, $\sigma(k)$ 는 슬라이딩 라인을 나타낸다.

식(2.11)와 식(2.12)에서 슬라이딩 모드 동특성을 얻을 수 있다.

$$\sigma(k+1) = CD_p e_p(k) + (1 + CD_v - \frac{BH}{J}) e_v(k) + Cx(k) - \frac{k_r AH}{J} T^*(k) \quad (2.13)$$

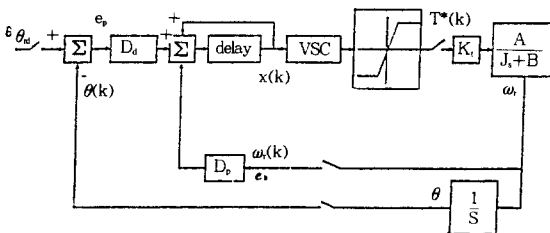


그림 2.4 DSM제어 알고리즘 구성도
Fig. 2.4 Block diagram of DSM control algorithm

제어 토크 $T^*(k)$ 는 두 부분으로 분리할 수 있다.

$$T^*(k) = T^*_{s}(k) + T^*_{r}(k) \quad (2.14)$$

여기서, 도달 제어 토크 $T^*_{s}(k)$ 는 설정한 스위칭 평면상에 도달할 수 있도록 하는데 이용된다. 그리고 슬라이딩 제어 토크 $T^*_{r}(k)$ 는 스위칭 평면에 유지되도록 하는데 이용된다. 슬라이딩 제어를 유도하고자 할 때, 슬라이딩 모드 제어의 안정성을 유지하기 위해서는 다음 조건을 만족하여야 한다.

$$\sigma(k+1) = \sigma(k) = 0$$

따라서 다음과 같은 결과 토크식을 얻을 수 있다.

$$T^*_{s}(k) = \frac{J}{K_r AH} [CD_p e_p(k) + (CD_v - \frac{BH}{J}) e_v(k)] \quad (2.15)$$

또한 채터링 현상을 제거하기 위하여 미리 설정한 스위칭 평면상에 시스템의 상태가 도달할 수 있도록 하기 위한 조건은 다음과 같다.

$$\sigma(k)\sigma(k+1) < 0 \quad (2.16)$$

$$[\sigma(k+1) - \sigma(k)]\sigma(k) < 0 \quad (2.17)$$

식(2.17)에 식(2.13)부터 식(2.15)를 대입하면 다음 식을 얻을 수 있다.

$$\sigma^2(k) < \frac{K_r AH}{J} T^*_{s}(k) \sigma(k) \quad (2.18)$$

$$\frac{K_r AH}{J} T^*_{s}(k) \sigma(k) < 0 \quad (2.19)$$

식(2.17)을 만족할 수 있도록 식(2.19)를 간단하게 표현하면 다음과 같다.

$$T^*_{s}(k) = \frac{1}{K_r AH} \lambda \sigma(k) \quad \lambda < 0 \quad (2.20)$$

식(2.12)를 식(2.20)에 대입하면 다음과 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$T^*_{r}(k) = \frac{JAC}{K_r AH} x(k) + \frac{J\lambda}{K_r AH} e_v(k) \quad \mu < 0 \quad (2.21)$$

식(2.15)와 식(2.21)로 부터 도달 제어와 슬라이딩 유지제어에 사용되는 각각의 토크를 얻을 수 있다. 그리고 식(2.15)를 식(2.11)에 대입하여 다음과 같은 슬라이딩 모드 동적 방정식을 산출할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} e_p(k+1) \\ e_v(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & H & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_p(k) \\ e_v(k) \\ x(k) \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} e_v(k+1) \\ x(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -CD_p 1 - CD_v 0 \\ D_p & D_v & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_v(k) \\ x(k) \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

따라서 식(2.22)의 결과식을 이용한 이산화된 슬라이딩 모드 제어기를 구성할 수 있다. 그러나 슬라이딩 모드 수행시 높은 주파수를 갖는 제어 리플이 발생한다. 그러므로 식(2.14)의 DSM제어 토크에 기준모델에서 얻어진 토크를 적용하여 오차를 보상하면 다음과 같다.

$$\hat{T} = T^* + T_{model} \quad (2.23)$$

따라서 식(2.23)을 식(2.5)에 적용함으로써 식(2.7)과 식(2.8)에서 보상된 토크에 대한 전류를 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \tilde{I}_{d0}[n+1] &= \frac{\Psi_0}{M} \cos\theta(n+1) - \frac{2L_r \hat{T}(n)}{3\psi_a M} \sin\theta \\ (n+1) \end{aligned} \quad (2.24)$$

$$\begin{aligned} \tilde{I}_{q0}[n+1] &= \frac{2L_r \hat{T}(n)}{3\psi_a M} \cos\theta(n+1) + \frac{\Psi_0}{M} \sin\theta \\ (n+1) \end{aligned} \quad (2.25)$$

제3장 시스템 구성

본 논문에서 제시한 3상 유도전동기의 속도 제어 시스템을 구현하기 위한 전체 하드웨어 구성은 MRA-DSM제어기, 제어기와의 인터페이스 회로, PWM패턴 제어기, 데드타임을 고려한 출력단 스위칭 소자의 게이트 구동회로, 3상 AC-DC 컨버터를 포함한 출력단 IGBT 인버터, 제어 대상인 3상능형 유도전동기, 부하로 사용된 전동기로 나누어진다.

전체 시스템 구성도는 그림 3.1과 같다.

3.1 제어기 구성

본 논문에서 제시한 새로운 제어 알고리즘을 적용한 제어기는 디지털 회로 및 마이크로프로세서를 이용하여 구성하였다. 그리고 단순히 주 제어기에만 의존하던 프로세싱 기법보다는 각각의 기능을 부여한 부 프로세서를 병행시켜 실행할 수 있는 병렬 처리 제어시스템을 이용하면 복잡하고 정확한 제어 알고리즘을 빠른 시간으로 제어 대상에 적용시킬 수 있었다. 따라서 MRA-DSM 제어알고리즘을 3상 유도전동기의 속도 제

어에 적용하기 위하여 3개의 마이크로프로세서를 이용하였다. 이때 제어기의 기능을 극대화하기 위하여, 전체 시스템을 제어하는 주 프로세서와 PWM 패턴 제어 및 기준모델을 연산 처리하기 위한 각각의 부 프로세서로써 병렬 처리 제어기를 구성하였다.

제어시스템은 연산 전용 프로세서(coprocessor)가 내장된 IMB PC 80486 DX2 CPU를 주 프로세서로 사용하여 DSM 제어 알고리즘의 연산 처리 속도를 증배시켰다. 또한 연산되는 데이터를 주기억 장치에 보관함으로써 바로 이전의 제어 상황을 현재 제어 상황에서 고려할 수 있도록 하였다.

3.2 제어기의 소프트웨어 구성

모델의 연산을 빠른 시간내에 수행하고 DSM 제어에서 얻어지는 토크 명령을 보상하여 출력할 수 있도록 신호 처리용 프로세서인 TMS 320C25를 부 프로세서로 사용하였다.

그림 3.2는 유도전동기를 Lyapunop방정식에 따라 가상적으로 설정한 기준모델의 제어 순서도이다. 이것은 양방향성 메모리를 통하여 입력되는 I_{d0} 와 I_{q0} 를 이용하여 모델토크를 구할 수 있는 알고리즘이다.

제한되는 전류 I_{d0} 와 I_{q0} 는 오차 행렬 요소와 함께 차기의 I_d 와 I_q 를 연산한다. 이때 얻어진 모델 전류를 이용하여 토크를 연산하고 DPRAM에 토

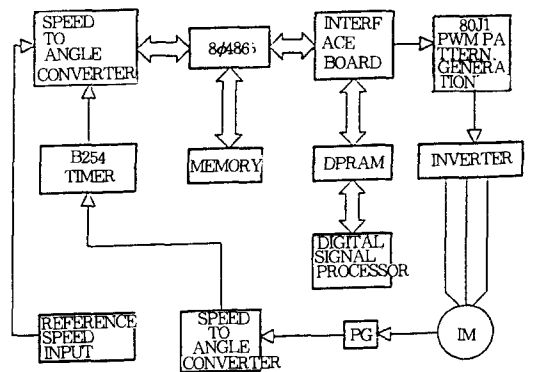


그림 3.1 전체 시스템 구성도
Fig. 3.1 Block diagram of full system

크를 저장한다.

그림 3.3은 양방향성 메모리를 통하여 연산된 모델토크 T_{model} 로써 DSM제어시의 토크 $T^*(=T^* + T_r)$ 를 보상할 수 있도록 설계한 MRA-DSM제어 알고리즘의 순서도이다.

그림 3.3에서 처럼 두 루프를 반복 실행, 즉 병렬 처리함으로써 빠른 시간내에 속도를 추종할 수 있도록 하였다.

제4장 실험 및 결과 고찰

본 논문에서는 IGBT전압형 인버터 출력단을 설계하고 MRA-DSM 제어알고리즘을 이용한 디지털 제어를 구현하여 3상 유도전동기의 속도 추종성능을 무부하일 때와 외부에 부하를 인

가하였을 때로 구분하여 제어 시스템을 실험하고 결과를 비교 분석하였다. 이때 또다른 유도전동기를 부하 토크로 사용하였다.

사진 1에서 사진 4까지는 외부에 부하를 인가하지 않은 경우의 실험 결과이다.

사진 1과 사진 2는 속도 변화시, 즉 과도 상태에서 전류 및 위상각의 변화를 나타낸 파형이다. 속도를 1,550(rpm)에서 1,710(rpm)으로 증가시킬 경우, 전류의 크기가 작아지는 것을 나타냈다. 또한 정상 상태로 수렴하는 회전수와 속도 추종 시간이 DSM 제어보다 MRA-DSM 제어시에 약 80 (msec)정도 빨리 응답함을 확인할 수 있었다.

사진 3과 사진 4는 무부하의 DSM제어와 MRA-DSM제어시, 스텝 입력시 속도 변화에 대한 응답을 비교 분석하였다.

사진 3은 DSM 제어시의 속도 응답 파형이고, 슬라이딩 라인을 추종하는 중에 감속 모드에서 오버슈트(overshoot)가 발생되지 않도록 하기 위해 정상 상태 부근에서 감속 동작을 실행한다. 따라서 명령 속도 부근에서 감속동작이 발생됨을 확인하였다.

사진 4는 DSM제어시 명령 속도 부근에서 발생하는 감속 동작을 모델을 이용하여 제거시키므로 완전한 속도 추종 파형이 얻어지는 것을 확인

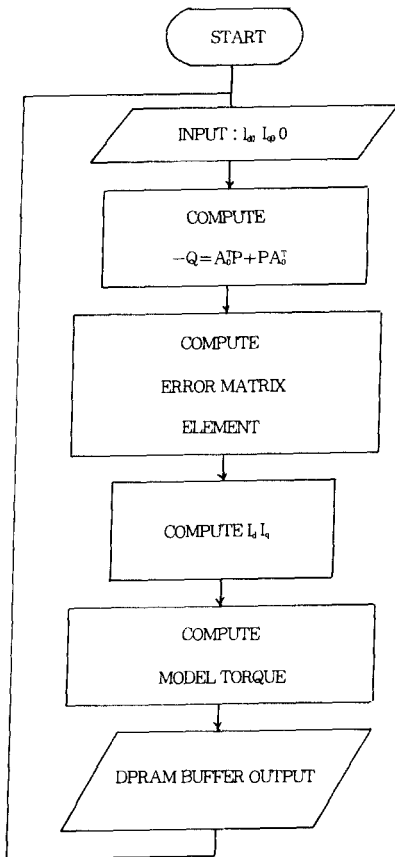


그림 3.2 기준모델 제어 순서도
Fig. 3.2 Reference model control flowchart

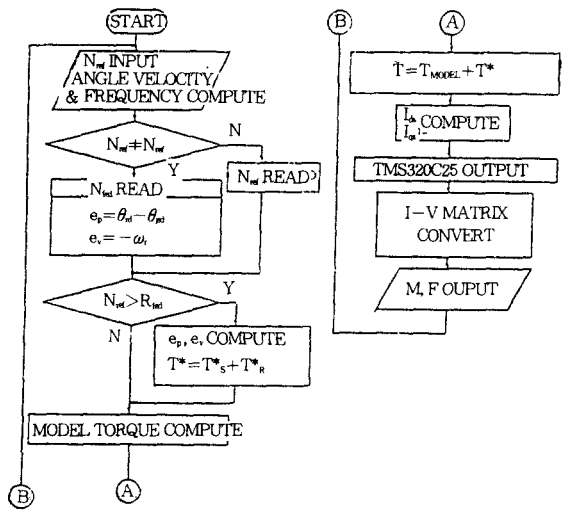


그림 3.3 MRA-DSM 제어 순서도
Fig. 3.3 MRA-DSM control flowchart

하였다. 그결과 MRA-DSM제어시 27.2%의 빠른 응답 특성을 갖는다. 또한 시스템의 안정성에 영향을 미치는 오버슈트를 제거함으로써, 본 논문에서 제시한 제어기의 안정된 제어 성능을 입증하였다.

사진 5와 사진 6은 부하를 외부에서 인가하고 MRA-DSM제어시, 속도변화에 대한 응답 및 부하변화에 대한 응답 특성을 분석하였다.

사진 5는 인가 전압이 85(V)이고 부하토크를 20(V) 1(A)의 DC부하로 인가하여 속도 가변시, 전류의 크기 변화 및 속도 응답 곡형을 나타낸 것이다. 속도 증가시는 슬라이딩 모드시의 변화

를 모델이 보상을 하지만 약간의 감속 구간이 발생하고, 부하토크도 0.49(p.u.)에서 1.0(p.u.)로 증가되는 것을 확인하였다.

사진 6은 부하 토크를 20(V) 1(A)의 DC부하로 인가하였을 때, 정지상태에서 속도 변화시 초기 상태의 과도 응답 특성을 보인 것이다. 또한 높은 속도의 정상 상태에 도달하는 과정에서도 오버슈트가 거의 발행하지 않음을 확인하였다. 따라서 제시된 제어기의 안정된 성능을 입증하였다.

본 논문에서 사용한 기기는 다음과 같다.

1. 오실로스코프 : 100MHz Digitizing Oscillo-

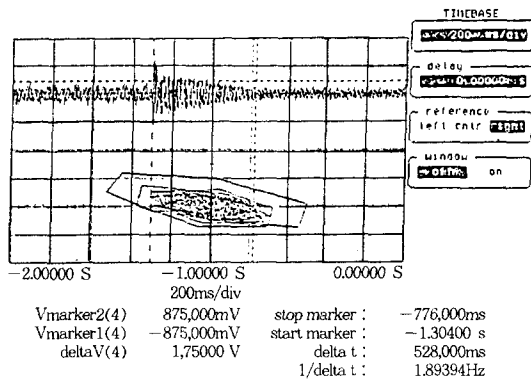


사진 1. DSM제어시의 전류 파형과 위상각 변화에 대한 응답
Photo. 1. Current waveform and response of phase angle variation at DSM control (속도 : 1,550(rpm)에서 1,710(rpm)으로 증속)

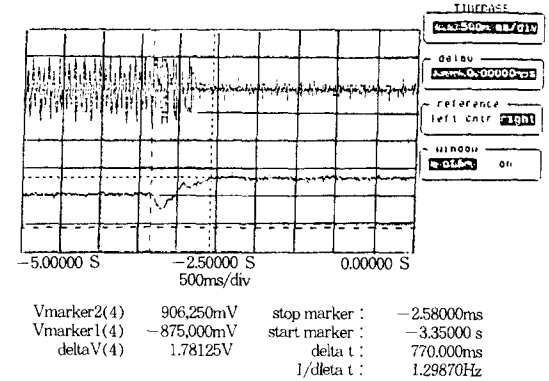


사진 3. DSM제어시의 전류 파형과 속도 응답
Photo. 3. Current waveform and speed response at DSM control (인가전압 : 85(V), 속도 : 1,000(rpm)에서 1,710(rpm)으로 증속)

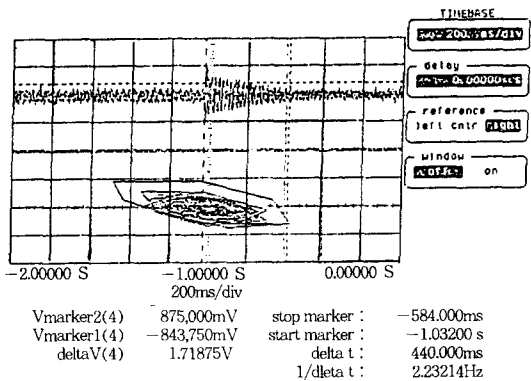


사진 2. MRA-DSM제어시의 전류 파형과 위상각 변화에 대한 응답
Photo. 2. Current waveform and response of phase angle variation at MRA-DSM control (속도 : 1,550(rpm)에서 1,710(rpm)으로 증속)

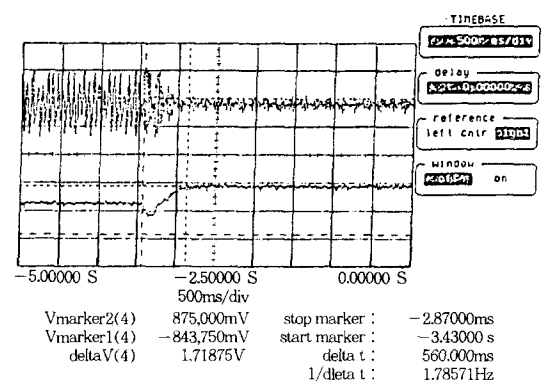


사진 4. MRA-DSM제어시의 전류 파형과 속도 응답
Photo. 4. Current waveform and speed response at MRA-DSM control (인가전압 : 85(V), 속도 : 1,000(rpm)에서 1,710(rpm)으로 증속)

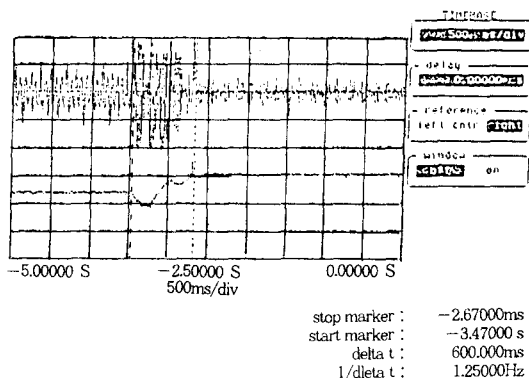


사진 5. 전류 파형과 속도 응답(부하시의 MRA-DSM 제어)
 Photo. 5. Current waveform and speed response(at load MRA-DSM control)
 (인가전압 : 85(V), 속도 : 1,000(rpm)에서 1,710(rpm)으로 증속)

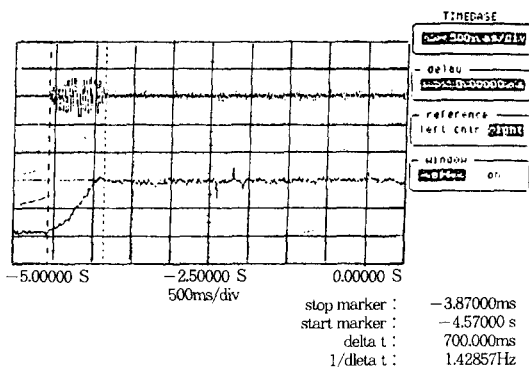


사진 6. 전류 파형과 속도 응답(부하시의 MRA-DSM 제어)
 Photo. 6. Current waveform and speed response(at load MRA-DSM control)
 (인가전압 : 85(V), 속도 : 0에서 1,710(rpm)으로 증속)

scope(HP 540010)

2. 펄스 엔코더 : Koyo Rotary Encoder
3. ROM Emulator : KOTECH KE-101
4. 전력용 IGBT : MG50H2YS1(N channel)
5. IGBT drive IC : TLP250
6. 마이크로프로세서 : IBM 486 - DX2,

TMSC320C25

제5장 결론

본 논문에서는 3상 유도전동기의 속도 제어를 위한 새로운 제어 알고리즘을 제시하여 제어기

시스템을 구현하였다. 이때 제어기의 기능을 극대화하고 실시간 처리를 위하여, 주 프로세서와 부 프로세서들로 구성된 병렬 처리 제어기를 구성하였다.

농형 유도전동기를 고속 응답이 요구되는 속도 제어 시스템에 적용하기 위하여 실제의 제어 대상에서 발생하는 파라미터 변동에 관계없이 제시된 기준모델을 추종하여 제어 대상의 동작을 의도하는 바에 따라 제어하고 슬라이딩 동작 동안에 발생하는 제어 리플을 보상하는 기준 모델 적응 알고리즘을 부가한 MRA-DSM 제어 알고리즘을 제시하여 안정된 제어를 할 수 있었다.

3상 유도전동기의 속도 추종 성능을 무부하와 부하시로 구분하여 실험한 결과, DSM 제어를 기준으로 할 때 본 논문에서 제시한 MRA-DSM 제어시 27.2%의 빠른 응답 특성을 향상시켰다. 그리고 위상의 편차를 리사쥬 도형으로 확인한 결과 MRA-DSM 제어시에 전력 효율이 높다는 것을 입증하였다. 또한 부하를 인가하였을 경우에도 무부하시와 마찬가지로 정상 상태에 도달하는 과정에서 시스템의 안정성에 영향을 미치는 오버슈트가 거의 발생하지 않음을 확인하였다.

참고 문헌

- 1) Bojan Grcar, Drago Dolinar, karel Jezernik, "Nonlinear Control for high Performance Motor Drives", IEEE, IECON '91, pp. 843~848, 1991.
- 2) U. Itkis, "Control Systems of Variable Structure", John Wiley & Sons, New York, 1976.
- 3) R. Isermann, K.-H. Lachmann, D. Matko, "Adaptive Control System", Prentice-Hall, 1992.
- 4) Ching Tsai Pan, Ting Yu Chang, kuie Lin Lo, "A discrete-Time Variable Structure Controller for Induction Motor Drives", IEEE, ISIE '93, pp. 60~66, 1993.
- 5) Chen Chong, Wang Yan, Wang Guangxion, "Nonlinear decoupling Control and Exact linearization of Induction Motor Drive Using Microprocessor", IEEE, IECON '91, pp. 707~711, 1991.
- 6) A. S Nouri, CH. Mira, P. Lopez, "Variable Structure Model Reference Adaptive Control using only input and output measurement with two sliding surface", IEEE, IECON '93, pp. 2171~2177, 1993.

7) Francesco Alonge, "MRAC and Sliding Motion Control Techniques to Design A New Robust Controller for Induction Motor Drive", IEEE, PESC '93, pp. 290~296, 1993.

8) I. Marongiu, A. Serri, "Induction Motor drive controlled by model reference technique", IEEE ISIE '93, pp. 55~59, 1993.

◇ 著者紹介 ◇



한 완 옥(韓完沃)

1962년 1월 1일생. 1985년 광운대학교 전자공학과 졸. 1987년 광운대학교 대학원 전자공학과 졸(석사). 1995년 광운대학교 대학원 전자공학과 졸(박사)



원 영 진(元榮鎭)

1960년 3월 9일생. 1984년 광운대학교 전자공학과 졸. 1988년 광운대학교 대학원 전자공학과 졸(석사). 1994년 광운대학교 대학원 전자공학과 졸(박사). 현재 부천 전문대학 전자과 조교수



이 성 백(李成栢)

1940년 12월 27日生. 1965년 漢陽大工大 電氣工學科 卒. 1987년 漢陽大大学院 電氣工學科 卒(博士). 現在 光云大學校 電子工學科 教授.



박 진 홍(朴眞弘)

1967년 11월 18日生. 1991年 光云大學校 電子工學科 卒. 1993年 光云大學校 大學院 電子工學科 卒(碩士). 現在 光云大學校大學院電子工學科 博士課程.



이 종 규(李宗圭)

1955년 12월 17日生. 1979年 光云大應用電子工學科 卒. 1986年 光云大 大學院 電子工學科 卒業(碩士). 1991年 光云大 大學院 電子工學科 卒(博士). 現在 大有工業專門大學 電子計算機學科 助教授.