

원칩 마이컴을 이용한 단상유도전동기의 위상각 구동 적응제어

이형상* 김정도* 김이경** 이택중*
 *성균관 대학교 전자공학과, **삼성전자 특기사업부

The Phase Angle Driving Adaptive Control of Single-induction motor Using One-chip Micro Controller

Hyung Sang Lee, Jeong Do Kim, Yi Kyung Kim and Taek Chong Lee

*Dept. of Electronics Eng. , **Samsung Electronic Co. Special Division

Abstract

In industry, the speed control of single-phase induction motor in domestic use is generally controlled by a simple ON-OFF or PID control method. However, in this case, in order to have a good speed regulating characteristics, itself should be modified in accordance with the optimum PID factors which are varied each time operating speed changes.

Shortening the development time and saving the cost which are needed to modify the controller is a major problem to be solved now in industry.

In order to alleviate the above difficulties, it is proposed to apply adaptive control technique using MRFAC(Model Reference Following Adaptive Control) for the speed control of single-phase induction motor which has scarcely been studied.

In this paper, the above speed control technique is achieved using MCS-96 one chip micro controller with a good speed control characteristics and it is expected to open a wide application field in the speed control of single-phase induction motor in the future.

그래서 본 논문에서는 제어이득을 따로 구할 필요가 없어 개발시간을 단축시킬 수 있으며, 성능면에서 훨씬 우수한 기준모델 추종 적응제어방식(Model Reference Following Adaptive Control)[2]을 단상유도전동기에 적용시켜 보고자 한다. 일반적으로 단상유도전동기에 적응제어방식을 사용하는 데 많은 문제점을 가지고 있어 거의 연구되지 않았으나, 본 연구에서는 단상유도전동기에 기준모델 추종 적응제어방식을 적용시킬 수 있는 새로운 방법을 제시하고자 한다. 특히 본 논문에서는 실용성을 위하여 MCS-96 원칩 마이크로 컨트롤러를 주 제어기로 사용하였는데, 이는 16 BIT 데이터버스를 가진 Intel사의 제품이다. 본 논문의 내용은 2장에서 기준모델 추종 적응제어방법의 이론적 배경과 그것을 단상유도전동기에 적용시킨 방법이 서술되어 있고, 3장에서 MCS-96 원칩 마이크로 컨트롤러와 그 밖의 제어시스템의 구조와 그 이용방법에 대하여 기술하였으며, 4장에서는 다양한 실험결과를 보였다. 그리고 마지막으로 결론에서 이 논문의 실용성을 강조하였다.

본 논문에서 이용한 전동기의 구동방식은 현재 산업계에서 가전제품용 전동기의 구동방식으로 널리 사용되고 있는 위상각 구동방식을 이용하였다.

제 1 장 서론

단상유도전동기는 가정용전원이 단상이고, 가격이 상당히 저렴하기 때문에 가정용 가전제품에 가장 많이 사용되고 있다. 특히 오늘날처럼 다양한 가전제품의 출현은 단상유도전동기의 사용빈도를 점점 더 증가시키고 있으며, 이는 앞으로 더욱더 늘어날 것으로 보인다. 그러나 이러한 사용빈도에 비하여 단상유도전동기에 대한 제어기술에는 별 노력이 없었던 것이 사실이며, 또한 이러한 저급전동기를 정밀하게 제어한다는 것은 거의 불가능하다고 여겨왔다. 그래서 이제까지 단상유도전동기의 속도제어를 위하여, 간단한 ON-OFF 제어나 PID제어와 같은 저급제어방법이 사용되어 왔다. 그러나 ON-OFF 제어는 정확성에 상당한 문제가 있고, PID제어는 각각의 속도단계에 따라 PID계수를 따로 구해야하기 때문에 상당한 개발시간과 불필요한 노동인력이 요구된다. 특히 현재 산업계에서는 가전제품이 좀 더 다양한 성능을 갖게 하기 위해 전동기의 속도를 상당히 세분하기 때문에 PID 제어에 의한 제품개발시, 개발시간과 노동력은 상당한 요소로 작용하게 되었다. 또한 PID방법에 의하여 전동기를 제어할 때 아무리 PID계수를 잘 맞추었다 하더라도 어느정도의 오버슈트와 정상상태오차를 감수해야 한다. 이러한 많은 문제점에 기인하여 이제 단상유도전동기에도 고급제어기술이 적용되어야 한다는 필요성이 부각되게 되었다.

제 2 장 기준모델 추종 적응제어 (MRFAC)

기준모델 추종 적응제어방식은 실제 시스템과 비슷한 수학적 전달함수를 갖는 기준모델을 두고 시스템의 출력이 모델의 출력을 따라가도록 제어계수를 스스로 변화시키는 방법인데, 우리는 제어계수가 스스로 변화도록 적응 메카니즘을 설계하면 된다. 이는 시스템의 성능을 크게 벗어나지 않는 범위에서 우리가 원하는 Performance를 갖도록 기준모델을 설계하면, 결과적으로 원하는 실제 시스템의 출력을 얻게 되는 것이다[2][3]. 그림 2-1은 적용된 기준모델 추종 적응제어(Model Reference Following Adaptive Control)의 구조를 나타낸 것이다.

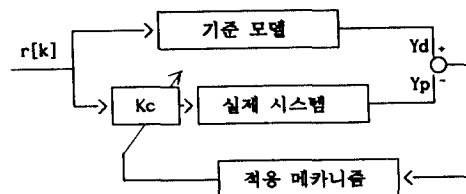


그림 2-1. 기준모델 추종 적응제어 구조

위의 그림에서도 보는 바와 같이 단상유도전동기에 MRFAC 방법을 적용하기 위해서는 단상유도전동기와 비슷한 이상적인 전달함수를 가진 수학적 모델을 설정하여야 한다. 일반적으로 단상유도전동기는 1차 시스템으로 모델링되지는 않지만, 기준모델을 설정하기 위하여 이를 근사화된 1차 시스템으로 가정하였다. 이러한 가정하에 식 (2-1)과 같은 근사화된 기준모델을 구할 수 있었다.

$$G(S) = \frac{Yd(S)}{U(S)} = \frac{B}{\tau \cdot S + 1} \quad (2-1)$$

식 (2-1)을 Z변환하여 최종적인 수학적 모델을 결정한다.

$$Yd[K] = \text{EXP}(\tau^{-1} \cdot h) \cdot Yd[K-1] + (B/\tau^{-1}) \cdot (1 - \text{EXP}(\tau^{-1} \cdot h)) \cdot U[K] \quad (2-2)$$

식 (2-2)에서 Yd는 기준모델 출력이고, U는 입력값이며, h는 샘플링 시간이다. 일반적으로 가격상의 문제로 인하여 단상유도전동기에서 사용하는 위치검출기의 출력은 2 - 12 펄스 정도이다. 그러므로 일반적인 방법과는 다른 제어방법이 필요하게 되는데, 이중 하나가 전동기가 1회전이나 또는 반회전을 할 때마다 제어신호를 출력하는 방법이다. 그러나 이때 샘플링 간격이 h로 일정하게 되면 전동기가 1회전이나 또는 반회전하는 데 걸리는 시간이 각각 틀리기 때문에 제어하는 것이 불가능하게 된다. 그래서 본 논문에서는 기준모델의 샘플링 시간을 1회전 또는 반회전하는 데 걸리는 시간 즉 dt로 정하고, 이 기준모델을 시변 기준모델이라 정의하였다. 그래서 최종적인 수학적 시변기준모델 식은 다음과 같다.

$$Yd[K] = \text{EXP}(\tau^{-1} \cdot dt) \cdot Yd[K-1] + (B/\tau^{-1}) \cdot (1 - \text{EXP}(\tau^{-1} \cdot dt)) \cdot U[K] \quad (2-3)$$

여기서 dt는 위에서 말했듯이 전동기가 1회전 또는 반회전하는 데 걸리는 시간이다. 이제 적응메카니즘을 설계해야 한다. 앞에서 언급했듯이 그림 2-1에서 적응메카니즘의 목적은 실제시스템의 출력이 시변기준모델의 출력오차를 0으로 가깝게 하는 것이다. 이를 위하여 Lyapunov Redesign 방법을 사용하였다. [2][3] 이는 Lyapunov Second Method을 이용하여 adaptive controller를 구성한 것이다.

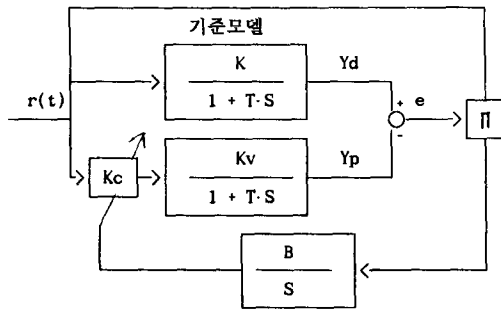


그림 2-2 Lyapunov Redesign

우선 Lyapunov 함수 V를 설정하면

$$V = e^2 + \lambda \cdot X^2 \quad (\lambda \text{ 는 constant } > 0) \quad (2-3)$$

식 (2-3)에서 $X = K - Kv \cdot Kc$, $\dot{X} = -Kv \cdot Kc$ 이다. V를 미분하면

$$\begin{aligned} \frac{dV}{dt} &= 2 \cdot e \cdot \dot{e} + 2 \cdot \lambda \cdot X \cdot \dot{X} \\ &= \frac{-2 \cdot e^2}{T} + \frac{2 \cdot e \cdot X \cdot r(t)}{T} + 2 \cdot \lambda \cdot X \cdot \dot{X} \quad (2-4) \end{aligned}$$

여기서 $\frac{dV}{dt} < 0$ 이면 안정하게 되기 때문에, $e \rightarrow 0$ 으로 줄어든다.

그러므로 식 (2-4)의 두번째와 세번째 항을 0으로 만들면 첫 번째 항이 음이므로 안정하게 된다. 즉

$$\begin{aligned} \frac{2 \cdot e \cdot X \cdot r(t)}{T} + 2 \cdot \lambda \cdot X \cdot \dot{X} &= 0 \\ \dot{X} &= \frac{-e \cdot r(t)}{\lambda \cdot T} \quad (2-5) \end{aligned}$$

그러므로

$$Kc = \frac{e \cdot r(t)}{\lambda \cdot T \cdot Kv} = B \cdot e \cdot r(t) \quad (2-6)$$

$$\text{여기서 } B = \frac{1}{\lambda \cdot T \cdot Kv}$$

이를 다시 이산화하여 최종적인 식을 구하면

$$Kc[k] = Kc[k-1] + B \cdot e \cdot r[k] \quad (2-7)$$

여기서 $r[k]$ 는 입력값이다.

식 (2-7)을 이용하여 적응메카니즘을 설계하면, 이는 출력 오차를 줄이도록 Kc를 조정할 것이다.

제 3 장 단상유도전동기를 위한 제어시스템

3.1 MCS-96 원칩 마이크로 콘트롤러 구조

인텔의 MCS-96 원칩 마이크로 콘트롤러는 16 BIT 데이터 버스를 가지고 있으며, 그림 3-1은 전체 계통도이다[7][8].

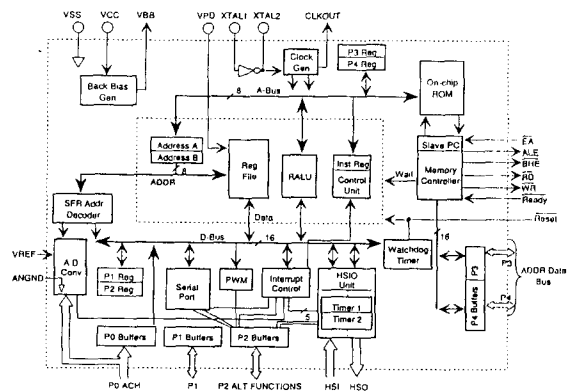


그림 3-1 MCS-96 원칩 마이크로 콘트롤러의 전체 계통도

이는 몇개의 기능적 부분으로 나뉘어질 수 있는데 프로그램이 가능한 고속 입출력 유니트(High Speed In/Output Unit), 아날로그를 디지털로 바꾸는 A/D변환기, 직렬포트, 디지털 신호를 다시 아날로그로 바꾸는 펄스폭변조(Pulse Width Modulation)회로를 내장한 CPU이다. MCS-96 CPU의 중요한 구성은 레지스터화일과 RALU(Register/Arithmetic Logic Unit)이며, 외부와의 통신은 SFR (Special Function Register)이나 메모리 콘트롤러중 하나를 택해서 이루어지는 데, RALU는 레지스터 화일과 SFR을 구성하는 256바이트 레지스터 영역내에서 연산된다. SFR을 통한 I/O의 직접제어는 효율적인 I/O작동을 가능하게 하는데 이 구조의 중요한 장점은 저장내용과 어큐뮬레이터에 의한 병목현상으로 인한 결점을 빠르게 처리하는 능력, 빠른 I/O 출력시간을 말할 수 있다. CPU 레지스터파일은 Byte, Word, Double word로 호출할 수 있는 256Byte의 RAM을 가지고 있다.

3.2 제어시스템 구조

실제 단상유도전동기를 사용하는 가전제품들의 대부분은 펄스폭 변조방식과 같은 복잡한 구동방식을 사용하기 보다는 간단한 위상각 구동방식을 채택하고 있다. 그 이유는 원칩 마이크로 콘트롤러의 사용시 펄스폭 변조방식과 같은 경우는 PWM변조의 데이터 처리가 복잡하여 프로그램의 용량을 증가시키고 비용의 상당한 증가가 요구되기 때문이다[6]. 그래서 본 연구에서는 위상각 구동방식을 채택하여 실험하였다.

모터구동을 위한 전체 블록 다이어그램은 다음과 같다.

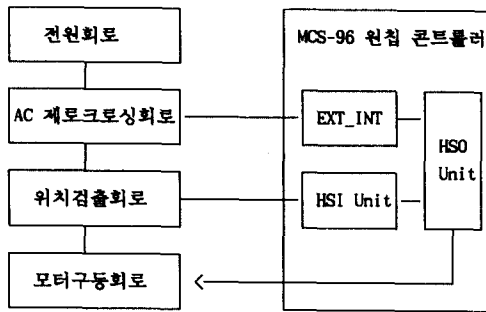


그림 3-2. 모터구동을 위한 전체 구성도

위치검출회로는 그림 3-3에 나타나있다.

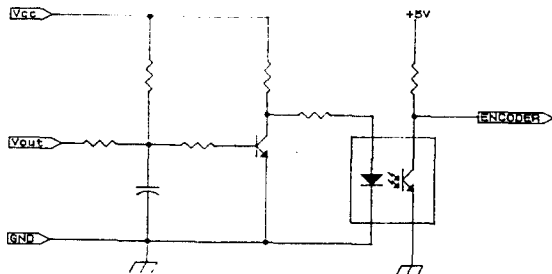


그림 3-3 위치 검출 회로

본 연구에서 사용하는 단상유도전동기의 Hall-IC는 1회전당 6개의 펄스를 출력하는데, 이는 정확한 제어를 위해서는 아주 적은 횟수이다. Hall-IC의 펄스는 위의 위치검출회로를 통하여 MCS-96내의 HSI(High Speed Input)장치로 들어온다. HSI PINS으로 펄스가 입력되면 HSI장치 내부에서는 그때의 시간을 TIMER레지스터로 기록한다. 우리는 이때 내부인터럽트

를 걸어서 TIMER레지스터 값을 읽게되면 전동기가 1회전하는 데 걸리는 시간(dt)을 알 수 있게 되고, 동시에 전동기의 속도를 계산할 수 있게된다.

전동기 속도와 시변 기준모델 속도와의 오차를 줄이도록 계산된 위상각의 값이 HSO레지스터에 기록되게되고, HSO장치는 그 위상각만큼의 펄스신호를 출력하게 된다.

AC제로크로싱 회로에서는 120Hz마다 발생하는 구형파의 하강에서에서 MCS-96의 외부인터럽트를 발생시키게 된다. 이 회로는 그림 3-4에 나타나있다.

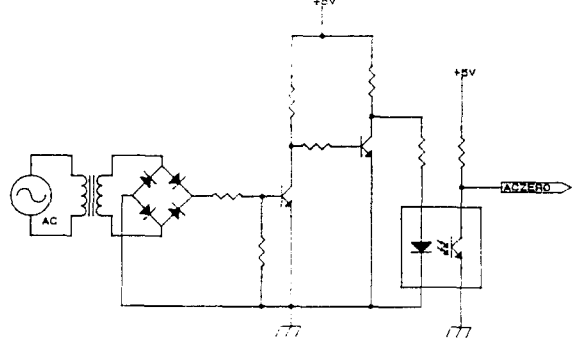


그림 3-4 AC제로크로싱 회로

외부인터럽트가 발생하게 되면 HSO-Time레지스터에 있던 위상각신호가 출력되고, 이 신호는 그림 3-5의 전동기 구동회로로 입력되어 전동기를 제어하게 된다.

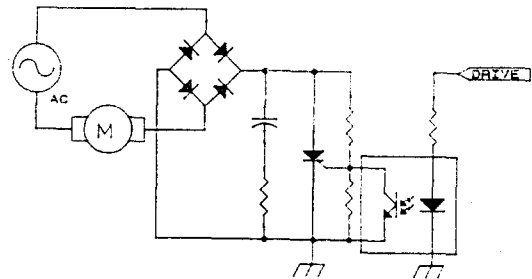


그림 3-5 전동기 구동회로

3.3 단상유도전동기의 속도제어를 위한 전체 내용

다음은 본 논문에서 수행한 단상유도전동기의 속도제어를 위한 전체 내용이다.

1. HSI Interrupt와 External Interrupt를 Enable한다. HSI_mode를 각 상승에지마다 가능하도록 초기화한다.
2. 기준속도에 대한 입력값을 설정한다.
3. 전동기를 구동한다.
4. Hall-IC에서의 펄스출력은 위치검출회로를 거쳐 HSI장치로 입력된다. 이때 HSI Interrupt가 걸려 그 때의 Timer 값이 HSI_Time레지스터에 Load된다.
5. 전동기가 1회전 또는 반회전했는 지를 검사하여, 맞다면 다음과정으로 넘어가고 그렇지 않다면 4의 과정을 수행한다.
6. HSI_Time레지스터의 값을 읽어 모터의 1회전 또는 반회전의 시간(dt)을 계산하고, 이것으로 전동기의 속도와 시변 기준모델의 속도를 산출한다.

7. 전동기의 속도와 시변기준모델의 오차를 계산하고, 그 오차를 줄이도록 적응메카니즘이 동작되어 그 만큼의 위상각이 HSO_Time레지스터에 기록된다.
8. 이때 들어온 120Hz마다의 외부인터럽트를 받아들여, 7에서 계산된 위상각이 출력된다.
9. 5의 과정부터 다시 반복된다.
10. Timer에 의하여 설정된 일정한 시간에 전동기를 멈춘다.

제 4 장 실험 결과

MCS-96 원칩 마이크로 콘트롤러를 주 제어기로 사용하여, 단상유도전동기에 기준모델 추종 적응제어 방법을 적용시켜 실험하였다. 위치 검출 회로, 위상각 구동회로, AC제어코르싱 회로들은 동일하게 사용되었다. 단 본 논문에서 제시한 위상각 구동회로는 현재 산업계에서 사용하고 있는 회로를 그대로 이용하였으며, 다만 일반 산업계에서는 TRIAC을 쓰지만 본 논문에서는 SCR을 사용하였다.

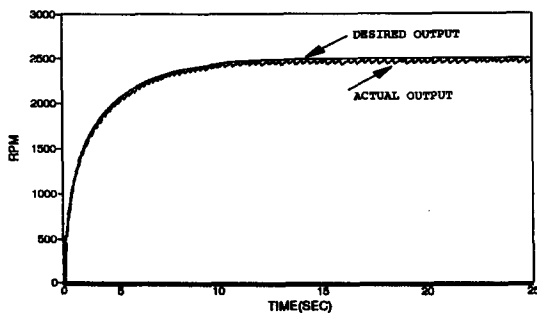
본 실험에서 사용한 단상유도전동기는 콘덴서 구동형 팬모터로서 110v, 120Hz에서 최고속도 2700rpm을 가지고 있으며, 위치검출기의 출력은 1회전당 6펄스가 출력되는 Hall-IC가 사용되었다.

그림 4-1은 고속, 중속, 저속에 대하여 기준모델 추종 적응제어방법에 의한 전동기의 출력을 나타낸다. 정상상태 오차가 거의 존재하지 않으며, 과도상태에서도 원하는 궤적을 잘 추종함을 볼 수 있다. 다만 각 속도마다 리플이 생기는 것을 볼 수 있는데, 이는 단상유도전동기의 특성에 기인하고, 또한 채택한 단상유도전동기의 위치검출기의 출력이 1회전당 6펄스밖에 되지 않아서 정확한 제어가 상당히 어렵기 때문이다.

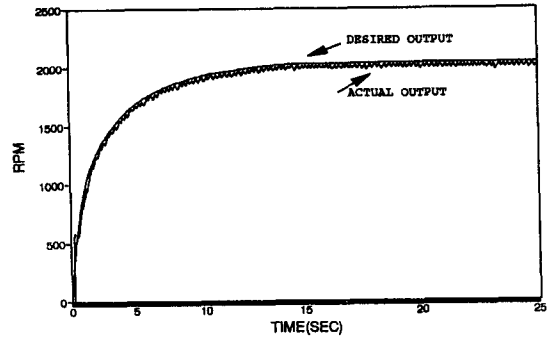
그림 4-2는 전동기에 외란을 가했을 경우 전동기의 출력상태를 나타낸 것이다. 여기서 외란은 회전하고 있는 전동기를 손으로 잡았을 경우를 의미한다. 외란 후에도 오차없이 빠르게 목표궤적을 추종하는 것을 볼 수 있으며, 그에 따른 오버슈트는 거의 발견되지 않음을 알 수 있다.

그림 4-3은 처음에 낮은 속도로 회전하다가 시간이 지날수록 속도를 높였을 경우 전동기의 출력상태를 알아본 것이고, 그림 4-4는 그 반대의 경우를 나타낸 것이다. 두 경우 다 아주 빠르고 정확하게 속도변화에 적응하는 것을 볼 수 있다.

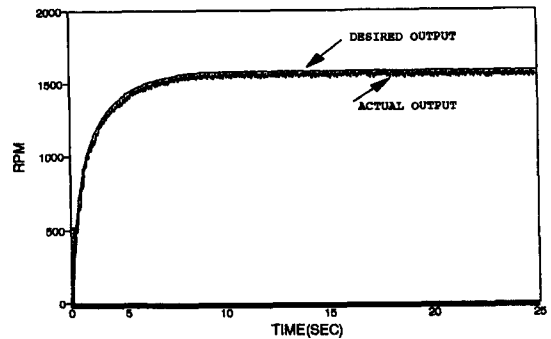
그림 4-5는 전동기를 고속으로 회전하였을 경우에 시변기준모델과 실제속도와의 오차를 나타낸 것이다. 약 40 - 50 RPM의 오차가 있는 것을 볼 수 있는데 이는 위에서도 설명한 것처럼 전동기 특성과 본 논문에서 채택한 단상유도전동기의 위치검출기 출력이 1회전당 6펄스밖에 나오지 않기 때문이라고 볼 수 있다. 만약 위치검출기의 출력을 늘린다면 리플을 어느정도 줄일 수 있을 것이다.



(a)



(b)



(c)

그림 4-1 기준모델 추종 적응제어방법에 의한 전동기 출력

- (a) 고속일 경우
- (b) 중속일 경우
- (c) 저속일 경우

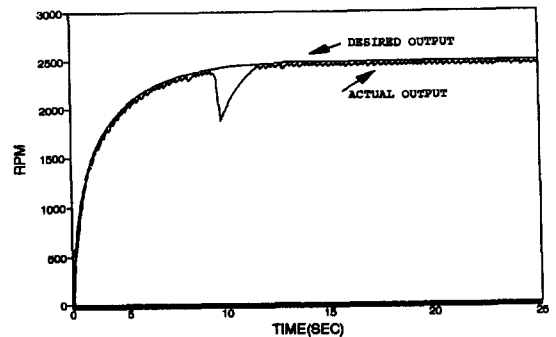


그림 4-2 외란을 가했을 경우 전동기의 출력

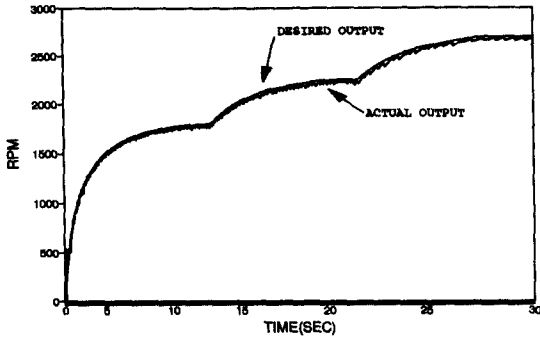


그림 4-3 입력을 낮은 속도에서 높은 속도로 변화시킬 때 전동기 출력

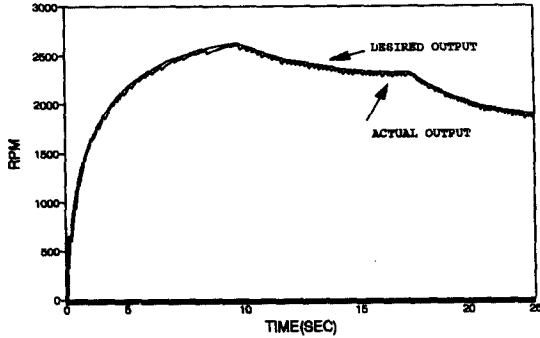


그림 4-4 입력을 높은 속도에서 낮은 속도로 변화시킬 때 전동기 출력

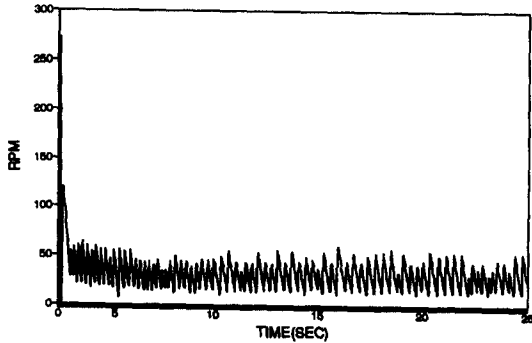


그림 4-5 고속으로 회전시 시변기준모델과 실제출력의 오차

제 5 장 결론

본 실험을 통하여 단상유도전동기에도 기준모델 추종 적응 제어 방법이 가능하다는 것을 알 수 있었다. 일반 산업계에서 단상유도전동기를 속도제어할 때 기준모델 추종 적응제어 방법을 이용한다면 시간상의 상당한 이득과 월등히 좋은 성능을 얻을 수 있을 것으로 본다. 특히 본 논문은 원칙으로 Control하였기 때문에 산업계에 바로 적용가능하다고 할 수 있겠다. 다만 리플이 생기는 문제는 전동기의 특성상 어쩔 수 없지만, Hall-IC의 펄스수를 증가시킨다면 어느정도 감소시킬 수 있을 것이다.

- [1] 미쓰비시 電機株式會社 編, 張勝植 譯, "인버터 응용 매뉴얼," 기다리, 1990
- [2] Yoan d. Landau, "Adaptive Control," Marcel Dekker, Inc.
- [3] Graham c. Goodwin and Kwai Sang Sin, "Adaptive Filtering Prediction and Control," Graham Sin,
- [4] 李承煥, "電氣機器," 張雲出版社, 1984
- [5] "제어기술을 위한 自動制御: 理論 및 應用," 韓國科學技術院
- [6] Ke, Young Lim, "Modern Control Manipulator Design," Department of Electrical Engineering, State University of New York at Stony Brook, December, 1985
- [7] "16-bit Embedded Controller Handbook," Intel
- [8] 나종래, 문세홍, 유영재, "인텔 8096 구조와 설계," Ohm社
- [9] Ron Katz, Howard Boyet, "The 16-bit 8096 Programming, Interfacing, Applications."