



저작자표시 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.
- 이차적 저작물을 작성할 수 있습니다.
- 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 [이용허락규약\(Legal Code\)](#)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

[Disclaimer](#) 

공 학 석 사 학 위 논 문

슬라이딩 모드 관측기를 이용한 매입자석
동기 전동기 센서리스 제어에 관한 연구



2009년 2월

부 경 대 학 교 대 학 원

메 카 트 로 닉 스 공 학 전 공

이 학 철

공 학 석 사 학 위 논 문

슬라이딩 모드 관측기를 이용한 매입자석 동기 전동기
센서리스 제어에 관한 연구

지도교수 정 영 석

이 논문을 석사학위논문으로 제출함.

2009년 2월

부 경 대 학 교 대 학 원

메 카 트 로 닉 스 공 학 전 공

이 학 철

이학철의 공학석사 학위논문을
인준함.

2009년 2월



주 심 공학박사 권 순 재 인

위 원 공학박사 김 상 봉 인

위 원 공학박사 정 영 석 인

목 차

Abstract	1
제 1 장 서 론	3
1.1 연구배경	3
1.2 연구의 필요성	5
1.2 연구목적 및 내용	7
제 2 장 매입자석 동기 전동기의 수학적 모델링	9
2.1 매입자석 동기 전동기의 특징	9
2.2 위치와 속도의 정의	11
2.3 좌표변환	13
2.4 매입자석 동기전동기의 모델링	15
2.5 공간 벡터 변조법	20
제 3 장 슬라이딩 모드 관측기	30
3.1 슬라이딩 모드 제어	30
3.2 슬라이딩 모드 관측기 설계	32
제 4 장 시뮬레이션 결과 및 실험 결과	38
4.1 MATLAB/Simulink를 이용한 시뮬레이션 결과	39
4.2 실험 장치	45
4.3 실험 결과	47
제 5 장 결론	54
참고문헌	55

List of Table and Figures

표 2.1 3상 인버터 입력 신호에 따른 3상의 순시 전압	22
표 2.2 3상 인버터 입력 패턴에 따른 3상 전압의 Clark 변환	23
표 2.3 각 섹터별 시간비	26
표 2.4 섹터 1에서의 시간 비 별로 인가되는 각 상 전압 벡터	26
표 2.5 각 상 별로 인가되는 시간	27
표 2.6 전압 지령 벡터 영역에 따른 타이머 카운터 비교값	28
표 4.1 매입자석 동기전동기의 각 파라메타	38
그림 1.1 센서리스 제어의 분류	5
그림 2.1 매입자석 동기전동기의 회전자 단면도	9
그림 2.2 표면자석 동기전동기의 회전자 단면도	10
그림 2.3 4극 3상 매입자석 동기전동기	12
그림 2.4 Clark 변환	13
그림 2.5 Park 변환	14
그림 2.6 매입자석 동기전동기의 모델	16
그림 2.7 센서리스 제어를 위한 모터 모델	18
그림 2.8 3상 등가 시스템	20
그림 2.9 3상 전압형 인버터	22
그림 2.10 유효벡터와 각 섹터표현	24
그림 2.11 섹터 1에서의 예시	25
그림 2.12 PWM 패턴과 듀티비	28
그림 3.1 $S < 0$ 일 때 위상 평면궤적	31
그림 3.2 $S > 0$ 일 때 위상 평면궤적	31
그림 3.3 전환선을 고려한 가변 구조의 위상 평면궤적	32
그림 3.4 시그넘 함수	34
그림 3.5 포화함수	34
그림 3.6 슬라이딩모드관측기를 적용한 위치추정 블록다이어그램	37
그림 4.1 슬라이딩모드 관측기를 적용한 속도 제어 시스템	38
그림 4.2 센서리스 제어 시스템의 MATLAB/Simulink 블록	39
그림 4.3 슬라이딩모드 관측기의 알고리즘	39
그림 4.4 3000rpm 속도지령 응답 파형	41
그림 4.5 저항 값을 1/3으로 줄였을 때 응답 파형	42
그림 4.6 L_q 의 인덕턴스 값을 65% 줄였을 때 응답 파형	43

그림 4.7 부하토크를 $2N/m$ 로 주었을 때 속도 응답 파형	44
그림 4.8 실험용 매입자석 동기전동기	45
그림 4.9 실험 장치	46
그림 4.10 사용된 인버터 회로기판	46
그림 4.11 1800rpm에서의 속도 응답 파형	47
그림 4.12 1800rpm에서의 추정된 회전자 위치	48
그림 4.13 1800rpm에서의 고정자 A상의 공간 벡터 PWM 파형	48
그림 4.14 3000rpm에서의 속도 응답 파형	49
그림 4.15 3000rpm에서의 추정된 회전자 위치	50
그림 4.16 3000rpm에서의 고정자 A상의 공간 벡터 PWM 파형	50
그림 4.17 600rpm에서의 부하토크 실험 파형	51



A Study on Sensorless Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor(IPMSM) with Sliding Mode Observer

Hak-Cheol Lee

*Major of Mechatronics Engineering, The Graduate School.
Pukyong National University*

Abstract

Recently brushless type permanent magnet synchronous motor is replacing the most common brush type motor in the automotive industry. Brush type DC motors have brush friction loss and noise, and the brush has limits of durability. Compared to DC brush motor, brushless permanent magnet synchronous motor has high efficiency and less noisy performance. To apply field oriented control of a brushless permanent magnet synchronous motors, it is required to know rotor position information. Commonly encoders or resolvers are used to know the position. These sensors has disadvantages of spacing and high cost problems.

This paper presents the sliding mode observer for sensorless control of the interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM) drives. The sliding mode observer has been presented as a robust estimation method. Most of previous these works, however, were not for interior PMSM (IPMSM), but for non-salient pole PMSM and its observer design is conducted in the stationary reference frame. Thus, in this paper, we investigate the design of the sliding mode observer and its driving characteristics for the IPMSM. The proposed sliding mode observer is designed in the rotating reference frame, and good drive performance is achieved even the observer parameters are mismatched with those of actual motor. The proposed method is applied to a 600W IPMSM, and then the simulation and experiment results are presented.

Keywords : interior permanent magnet synchronous motor(매입자석 동기 전동기), sliding mode observer(슬라이딩 모드 관측기), sensorless control(센서리스 제어)



제 1 장 서론

1.1 연구 배경

기계 에너지 및 전기 에너지를 상호 변환시키는 발전기와 전동기의 역사는 100년 이상이 지났다. 반도체소자가 개발되지 않았던 시대에는 전동기의 기계 및 전기적인 특성에 따라 전동기의 용도가 결정되었다. 그 종류로는 정속 운전용 IM(Induction Motor), 가변속 전용의 DM(Direct Current Motor) 및 고속 운전용 UM(Universal Motor)로 분류하였다.

1960년대에는 SCR를 대표로 하여 전력용 소자의 급속한 개발, 대용량 및 고속화와 함께 고속 연산용 프로세서의 지속적인 성능 향상을 시켰다. 그리고 이를 상품화시켜 종래의 운전방식으로부터 효율과 제어성능을 높였으며 용도에 따른 특징이 있는 전동기의 제어방식의 발전을 가속시키게 되었다. 정속 운전용으로만 사용되었던 IM이 근래에는 가변속 운전에 광범위하게 적용되고 있다. 이러한 제어방식의 발전으로 인한 대표전인 전동기는 SM(Synchronous Motor)이 있으며 이는 주로 발전용 및 역률 조정용 등의 전력계통에 주로 사용되어 왔다. 1972년 독일의 Blaschke에 의해 SM에 벡터제어를 적용하여 고성능 제어의 가능성을 예측하였다. 그 후, 독일의 Siemens사에서 HM(Hall Motor)라는 브러시리스 서보전동기를 개발하여 상품화하였다.

1980년대에는 급속하게 성장한 메카트로닉스 분야에 주된 액추에이터로서 PMSM이 광범위하게 적용되었으며 생산성, 편리성 및 제어성 등에 일대 혁신을 가져왔다. 최근에는 전동기의 제조공정의 발달로 인해 입력전류에 대한 토크 특성이 더욱 개선되었다. 위치 및 속도 센서의 고성능 및 고 분해능은 제어범위를 획기적으로 개선하여 속도제어 범위 및 위치제어 정도는 서브 마이크로 영역까지 확대시킬 수 있었다. 전력용 TR, IGBT 및 MOSFET와 같은 고속 스위칭 전력소자의 출현, DSP와 같은 고속연산장치 및 ASIC(Application Specified Integrated Circuit) 등이 저렴한 가격으로 상품화되었다. 이러한 소자들이 전동기에 사용되어 피드포워드 및 비간접 제어의 구현이 가능해 졌으며, 현대 제어기법을 적용한 고성능 전류

제어도 가능해졌다. 전동기의 제어기법은 전체 시스템의 동특성을 개선하기 위하여 활발하게 연구가 진행되고 있다. 회전자에 부착된 영구자석의 형상으로 인한 토크의 비선형성을 선형화 시킬 수 있었으며 토크 및 효율을 최적화할 수 있는 다양한 기법들이 제안되었다. 이러한 PMSM에 대한 관심은 계속될 전망이다. 희토류 자석과 같은 새로운 소재가 개발된다면 더욱 사용 영역이 확대될 것으로 예측된다.

PMSM의 제어 시스템의 효율이 타 전동기 보다 우수하기 때문에 더욱 매력을 느껴 광범위하게 적용될 것이다. IM은 고정자에서 자속전류를 지속적으로 공급하지만 PMSM은 영구자석에 의해 일정하게 공급되기 때문에 전력소모를 최소화할 수 있다. PMSM은 전력밀도가 타 전동기보다 높으며 이는 정밀 공작기기 및 로봇 등에서 부하관성 능력을 저감시킬 수 있다. 전동기의 열냉각 구조를 단순화시킬 수 있으며 이는 기기 구조물로 인한 열의 영향을 최소화시킬 수 있다.

일반적으로 PMSM을 기계적인 구조에 의하여 분류하면 표면 부착형(Surface Type Permanent Magnet Motor)과 매입형BPM(Buried Type Permanent Magnet Motor)으로 구분할 수 있다. 일반적으로 SPM은 자석이 회전자 표면에 부착되고 자석 비산 방지용 구조물이 설치된 구조로 되어 있으며 정현파 역기전력을 가진 SPMSM(Surface PMSM)과 제형파 역기전력을 가진 BLDCM(Brushless DC Motor)이 있다. BPM은 회전자 철심내에 자석을 삽입하여 원심력에 의한 자석의 비산을 방지하는 구조로 되어 있으며 그 종류로는 유도전동기와 같이 농형권선에 의해 기동되고 정상상태에서는 자석에 의해 동기전동기와 같은 원리로 동기속도로 운전되는 LSPMSM(Line-Start PMSM)와 농형권선을 갖지 않고 인버터에 의해 벡터 제어되는 IPMSM(Interior PMSM)이 있다. LSPMSM은 농형권선에 의하여 기동시에 원활한 기동이 가능하며 정상상태에서는 일정속도로 운전시 효율개선을 주 목적으로 하는 전동기이다. 서보전동기로는 인버터에 의해 구동되는 매입자석 동기전동기가 적합하며 이는 SPM이 갖지 않는 자기저항 토크성분 때문에 적은 회전자의 체적으로 큰 토크를 낼 수 있으며 자석의 매입으로 인하여 기계적으로 튼튼하며 유효공극이 작아 전기자반작용 효과가 현저하여 SPM과는 달리 일정 토크영역 뿐만 아니라 일정 출력 영역까지 광범위한 운전 속도범의까지 전동기의 운전이 가능하다. PMSM은 보자력이 크고 감자현상도 적은 희토류 자석이 상용화된다면 대용량의

고성능 제어 시스템에 광범위하게 적용될 수 있을 것으로 예측된다. 최근 군사적 목적으로 수백 Kw급의 PMSM이 개발되고 있으며 이는 대용량화가 가능하다는 것을 입증하고 있다.

매입자석 동기전동기의 센서리스 제어의 분류는 그림 1.1과 같다. 센서리스는 수학적 모델, 제어이론 및 물리적인 현상을 이용하여 연구가 되고 있다. 제어 이론을 이용하는 방법에는 MRAC, EKF, 관측기, SMC 등이 있으며 물리적인 현상은 INFORM, 고주파 전압 주입방법 등이 있다.

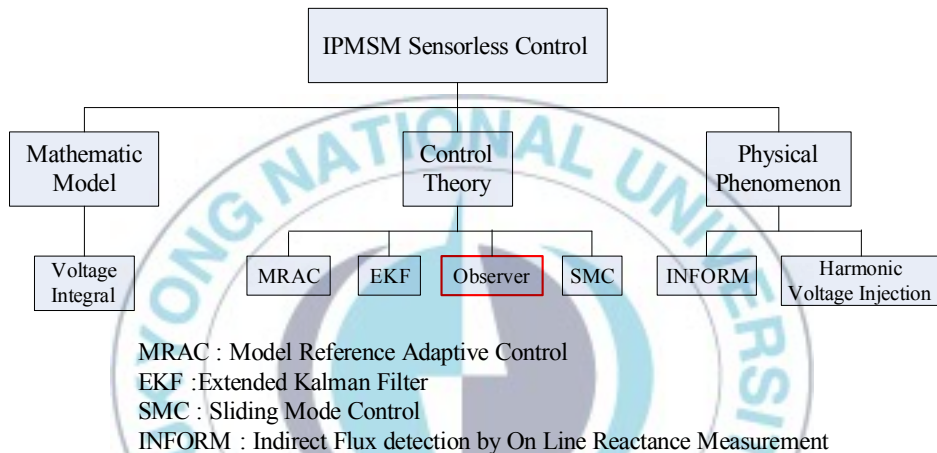


그림 1.1 센서리스 제어의 분류

1.2 연구의 필요성

공장자동화를 위한 로봇, 환경보전의 측면에서 대기오염을 줄이기 위한 전기자동차 및 생산성 증대와 품질향상을 위한 수치제어 공작기계 등과 같은 드라이브 시스템에서는 가변속 전동기의 사용이 필수적이다. 가변속 전동기의 초기에는 전력전자 기술의 부족 때문에 제어가 용이한 직류 전동기를 이용한 가변속 드라이브 시스템이 많이 사용되었다. 그러나 직류 전동기는 브러시와 정류자가 취부되어 있으므로 정기적인 보수가 필요하고 회전자의 정류자편에 의한 최고 회전수가 제한되며 가격이 높은 단점을 가지고 있다. 그리고 구조적인 문제로 인한 내 환경성 등의 문제로 인

하여 교류전동기를 선호하게 되었다. 교류전동기는 유도전동기와 동기전동기로 나눌 수 있으며 최근에 와서 개발되고 있는 새로운 전동기가 인기를 끌고 있다. 이러한 전동기는 영구자석을 사용한 PMSM과 BLDCM이 있으며 릴럭턴스의 성분을 조절하여 토크의 성능을 우수하게 한 SRM(Switched Reluctance Motor)과 SynRM(Synchronous Reluctance Motor)이 있다.

최근, IPMSM(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)은 고성능을 발휘할 수 있고 효율 및 역률이 높은 장점 때문에 드라이브의 적용분야에 큰 호응을 받고 있다. 매입자석 동기전동기의 특징은 광범위한 속도영역에서 토크 리플이 작고 자기 전류능력을 가지고 있으며 기기의 체적이 축소되고 제어가 용이하다. 회전자 내부에 영구자석을 취부하여 회전자 표면이 부드럽고 다양한 운전과 양호한 동적 성능에 의해 고속이 가능하기 때문에 공극을 저감시킬 수 있다.

대부분 가변속 드라이브 시스템에서 엔코더나 레졸버와 같은 센서를 사용하여 속도와 위치의 정보를 얻는다. 그러나 이러한 센서는 실제의 적용분야에서 많은 문제점이 도출되고 있으며 요약하면 다음과 같다.

- 가격적인 측면

일반적으로 전동기의 가격은 용량에 의하여 결정된다. 속도와 위치 센서들의 가격은 사용하는 시스템의 용량에 관계없이 센서 자체의 정밀도에 따라 가격이 결정된다. 따라서 같은 정밀도의 센서를 사용할 경우 시스템의 용량이 작을수록 속도와 위치 센서들은 시스템에서 차지하는 가격의 비율이 상승하게 된다. 센서가 고가이므로 드라이브 시스템에서 센서가 차지하는 가격의 비율은 전체 시스템의 1/3을 차지하는 경우도 있다.

- 기술적인 측면

전동기 드라이브 시스템을 제어하기 위하여 필수적으로 속도와 위치 센서들과 제어기 사이에 신호 및 전원을 공급하는 신호선과 전원선을 사용한다. 전동기와 제어기 사이에 거리가 멀리 떨어져 있을 경우, 이를 연결하는 선들과 시스템의 주변의 신호선, 전력선과 통신선 등과 노이즈를 일으키는 원인이 된다. 일반적으로 산업현장에서는 여러 대의 전동기를 운전할 경우, 전동기와 제어기는 별도로 관리하기 때문에 이 사이에는 거리

가 떨어져 신호선과 전원선 등에 고조파 및 노이즈가 많이 발생하는 문제점을 야기시키게 된다.

● 신뢰성 측면

속도와 스위치 센서들은 전기적으로 매우 취약하고 기계적으로 충격을 받기 쉬운 구조이므로 시스템의 환경에 따라 신뢰성을 저하시킬 수 있다. 산업현장의 전기적인 잡음, 진동 및 열악한 온도 등과 같은 환경에서 센서가 손상될 우려가 있다. 따라서 이는 전체 시스템의 신뢰성을 저하시키는 주용한 원인이 된다.

이러한 문제점을 해결하기 위하여 센서리스 제어에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다. MRAC(Model Reference Adaptive Control), EKF(Extended Kalman Filter) 및 관측기와 같은 적응제어는 각광을 받고 있다. 이러한 적응제어 기법은 수학적인 모델링에 기초를 두고 있다.

1.2 연구 목적 및 내용

최근 매입자석 동기전동기는 다양한 산업 드라이브에 적용되어 한층 매력을 끌고 있다. 매입자석 동기전동기는 직류전동기 및 유도전동기와 비교하여 고효율, 고역률 및 높은 토크 밀도의 장점을 가지고 있다. 표면자석 동기전동기는 토크리플이 작고 간단한 제어방법 때문에 고성능 드라이브의 적용분야에 많이 이용되고 있다. 그러나 매입자석 동기전동기는 표면자석 동기전동기에 비해 효율이 좋고 고온에서 손실이 작기 때문에 전기자동차 등의 구동용 전동기에 적용되고 있다.

매입자석 동기전동기는 회전자 위치의 정확한 정보를 알기 위하여 엔코더와 레졸버와 같은 위치센서를 사용할 수 있다. 그러나 이러한 센서는 무게와 부피가 증가하고 가격이 높으며 온도와 외란 등에 매우 민감하다. 그리고 센서와 신호선은 전자기적인 잡음 및 기계적인 충격에 약하기 때문에 시스템의 신뢰성을 저하 시키며 센서의 장착으로 시스템의 공간을 많이 차지하게 된다. 이를 해결하기 위하여 여러 논문에서 AC 드라이브의 센서리스 제어에 많은 관심을 가지게 되었다.

대부분 매입자석 동기전동기의 센서리스 제어는 개략적으로 다음의 두 방식으로 제어 한다 : 1) 역기전력 추정 방식 2) 고주파 신호 주입 방식.

역기전력 추정 방식은 계산되어진 역기전력으로부터 기계와 회전자의 위치추정 동적모델을 활용한다. 반면에 고주파 신호 주입 방식은 돌극성이 있는 영구자석 동기전동기에 전압 또는 전류의 신호를 주입하는 방식이다. 앞에서 언급된 두 방식 중 슬라이딩 모드 관측기는 회전자의 위치 정보를 기본으로 하는 역기전력추정 방식으로 한다.

이 논문에서는 슬라이딩 모드 관측기를 이용한 매입자석 동기전동기의 센서리스 제어를 제시한다. 슬라이딩 모드 제어는 컴퓨터의 발달과 고성능화에 따라 이론적 연구와 함께 응용 연구도 활발하게 이루어졌다. 슬라이딩 모드 제어는 계산량이 적고, 구현이 간단할 뿐만 아니라 미지의 파라미터나 미지의 외란에 강인하다는 큰 장점을 가지고 있다. 본 논문에서 사용된 슬라이딩 모드 관측기는 매입자석 동기전동기의 전압방정식으로부터 상전류 값을 이용하여 역기전력을 추정하고 그 추정된 역기전력을 바탕으로 전동기 회전자의 위치 정보를 알아낸다. MATLAB/Simulink를 이용하여 시뮬레이션을 수행 하였으며, DSP TMS320F20816PAZ를 제어기로 사용하여 실험을 수행 하였다.

2장에서는 매입자석 동기전동기의 특성과 수학적 모델링에 대해 서술하였고 3장에서는 슬라이딩 모드 관측기에 대하여 서술하였으며 4장에서는 슬라이딩 모드 관측기를 사용한 전동기 시뮬레이션과 구동 실험 그리고 그에 대한 결과에 대해 서술하였다.

제 2 장 매입자석 동기 전동기의 수학적 모델링

2.1 매입자석 동기 전동기의 특징

매입자석 동기전동기와 표면자석 동기전동기의 회전자 단면도는 그림 2.1과 그림 2.2 에 나타낸다. 이 두 전동기의 차이는 회전자 영구자석이 놓여 있는 위치 차이뿐이다. 고정자권선은 교류전동기의 권선과 동일하며 회전자의 영구자석 배치는 N, S극이 교대로 놓여 있다. 회전자의 영구자석에 의한 자화방향은 반경방향의 중심축에 평행한 방향으로 자화되어 있다.

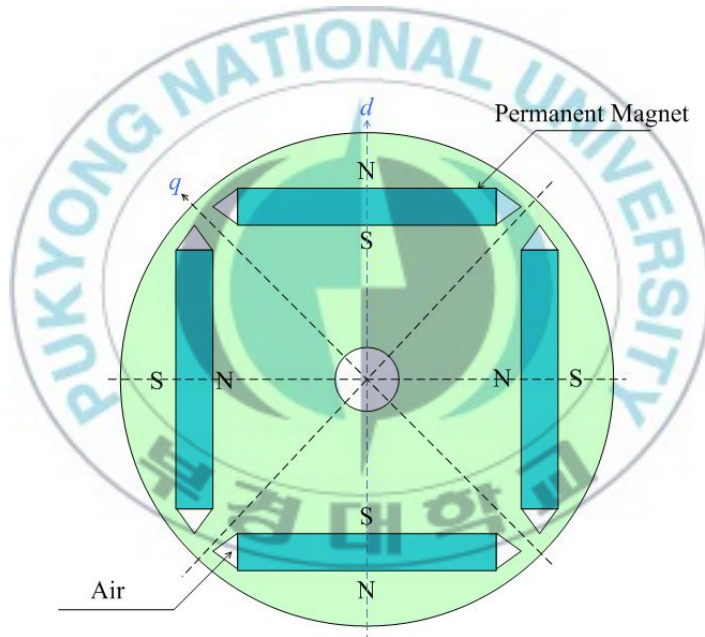


그림 2.1 매입자석 동기전동기의 회전자 단면도

자석에 의한 자속의 방향을 고려하여 반경방향과 자석의 중심축을 d 축으로 하고 d 축으로부터 전기각을 90° 만큼 떨어져 있는 자석 사이의 중심을 q 축으로 정한다.

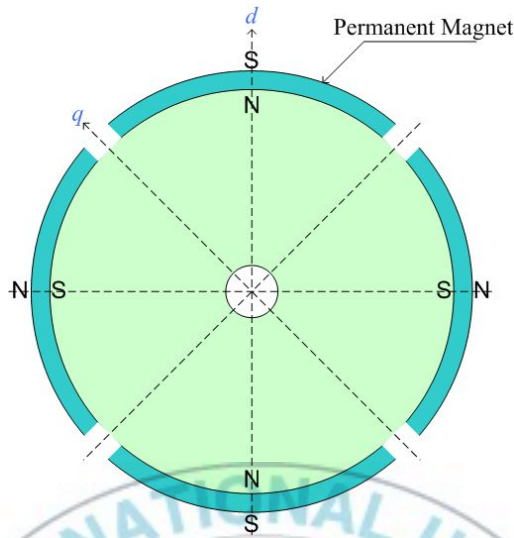


그림 2.2 표면자석 동기전동기의 회전자 단면도

매입자석 동기전동기는 영구자석이 회전자 표면에 부착되어 있고 d 축 자로는 철심, 자석, 공극으로 이루어져 있으며 q 축은 공극과 철심만으로 이루어져 있다. 매입자석 동기전동기는 역시 d 축 자로는 철심, 자석, 공극으로 이루어져 있으며 q 축은 공극과 철심만으로 이루어져 있다. 이상과 같이 표면자석 동기전동기와 매입자석 동기전동기의 자로구성에 의한 차이는 없다. 그러나 자로구성과 기계적인 형상은 유사하지만 전기적으로 현저한 차이가 있다. 일반적으로 페라이트나 회토류 계통의 영구자석의 투자율은 공극과 거의 같으므로 영구자석에 의한 공간을 공극으로 취급하여도 무방하다. 표면자석 동기전동기는 회전자의 영구자석이 회전자 표면에 있기 때문에 공극의 길이는 회전자의 위치에 관계없이 일정하여 자로의 자기저항 차이는 없으므로 기계적인 구조뿐만 아니라 전기적으로 대칭이다.

매입자석 동기전동기는 영구자석이 회전자 내부에 삽입되어 있어 회전자 표면의 기계적인 구조는 대칭이지만 자기적으로는 q 축과 다르게 d 축은 공극이 d 축 자로에 존재하는 효가가 있다. 그러므로 자석을 통과하지 않는 q 축의 인덕턴스가 d 축 보다 크다. 따라서 매입자석 동기전동기는 영구자석이 회전자 내부에 삽입되어 회전자에 돌극성이 생기기 때문에 표면자

석 동기전동기와 다른 독특한 특성을 갖는다.

돌극의 효과로서 회전자의 영구자석에 의한 토크 외에 매입자석 동기전동기의 특징인 자기저항 차에 의한 토크 성분이 존재하므로 이들 토크를 적절하게 이용하면 영구자석만에 의한 토크 보다 큰 토크를 얻을 수 있다. 이 경우 토크는 종래의 전동기와는 반대로 동기 좌표축상의 90° 인 q 축 보다 큰 전류 위상각에서 발생한다. 자석 토크와 자기저항 차에 의한 토크의 합성 토크가 맥동이 없이 일정하게 발생하기 위하여 일정한 토크와 속도를 갖는 회전자계를 필요로 한다. 따라서 이 전동기는 구형과 전원으로 구동할 수 없고 정현과 전원으로 구동해야 한다. 이는 구형과 여자에 의해 얻어지는 자계는 일정 속도로 회전하지 않고 구형과 여자가 전환되는 순간에만 불연속으로 이동하기 때문이다. 또한 자기저항은 토크효과를 적절하게 이용하면 전동기의 속도와 출력의 특성을 개선할 수 있는 장점이 있다.

매입자석 동기전동기는 표면자석 동기전동기와는 다르게 자석이 회전자 내부에 보호되고 있고 유효공극이 작아 고정자의 인덕턴스가 크다. 이 때문에 전기자반작용의 효과가 현저하게 나카나며 고정자전류에 의하여 공극자속을 감소시킬 수 있으므로 일정 출력영역에서 약계자 운전이 가능하며 매우 높은 속도까지 운전이 가능하다.

회전자 내부에 있는 영구자석이 고정자권선에서 발생하는 열의 영향을 표면자석 동기전동기와 같이 직접 받지 않으므로 온도상승에 의한 감자작용의 가능성이 적어 보다 열악한 환경에서도 운전이 가능하다. 공극사이의 회전자 철심부분인 링크부는 매입자석 동기전동기의 특성에 중대한 영향을 미치므로 자석을 지지하여 원심력으로부터 자석을 보호할 수 있을 정도로 폭을 넓혀야 하는 기계적인 조건이 필요하다. 반면에 누설자속이 매우 커지지 않도록 폭을 좁혀야 하는 자기적인 조건을 만족시키는 구조가 되어야 한다.

2.2 위치와 속도의 정의

그림 2.3은 4극을 가진 3상 매입자석 동기 전동기를 나타낸 것이다. 회전자의 기계적 180° 회전은 회전자의 전기적 회전 360° 와 같음을 알 수

있다. 따라서 회전자의 전기적 위치는 다음과 같은 식으로 표현된다.

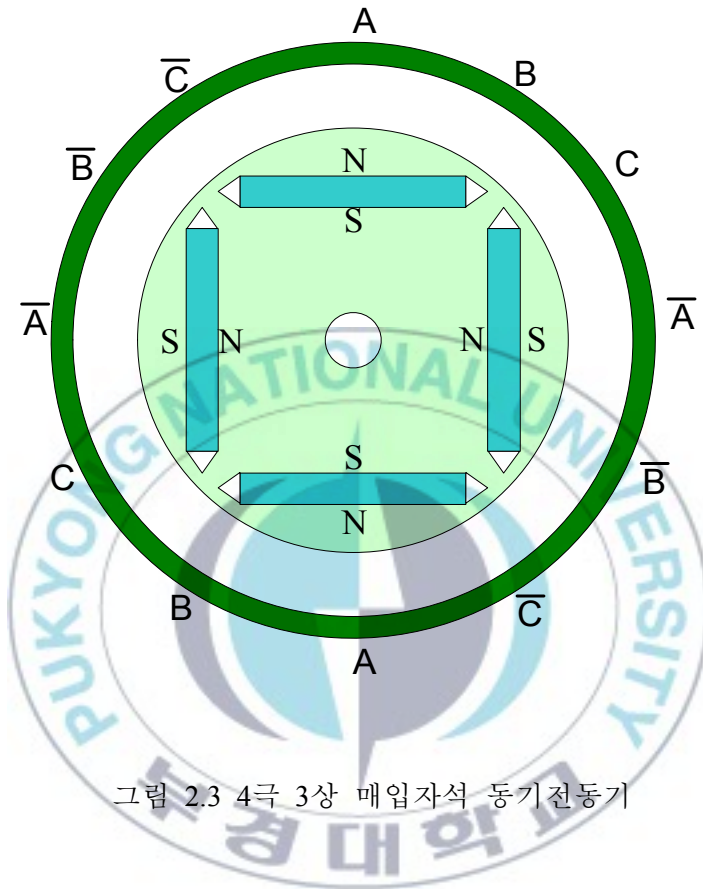


그림 2.3 4극 3상 매입자석 동기전동기

$$\theta_e = \theta_m \cdot p \quad (2.1)$$

단, θ_e : 회전자의 전기적 위치

θ_m : 회전자의 기계적 위치

p : 회전자의 영구자석 극 수

마찬가지로 회전자의 각속도도 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$w_e = w_m \cdot p \quad (2.2)$$

단, w_e : 회전자의 전기적 각속도

w_m : 회전자의 기계적 각속도

2.3 좌표 변환

교류 전동기의 전압 방정식은 시변 미분 방정식으로 표현된다. 3상의 변수를 수직한 두 직교 좌표계로 표현하게 되면 전동기의 해석과 제어에 용이하다. 좌표의 변환은 고정자의 한 상을 기준으로 한 축과 그 축과 수직한 좌표를 다른 한 축으로 하는 Clark 변환이 있다. 그리고 회전자의 회전하는 자속 방향을 기준 축으로 하는 Park 변환이 있다.

3상 교류 전동기의 a, b, c 상의 변수들을 하나의 수직 좌표계로 변환하고 표현할 수 있다. 고정자의 한 상인 a 상을 기준으로 a축을 정의하고 그 축을 기준으로 수직한 축을 β 축으로 정의했을 때 a, b, c 각 상의 변수들을 a, β 축으로 나타내는 변환을 Clark 변환이라고 한다.

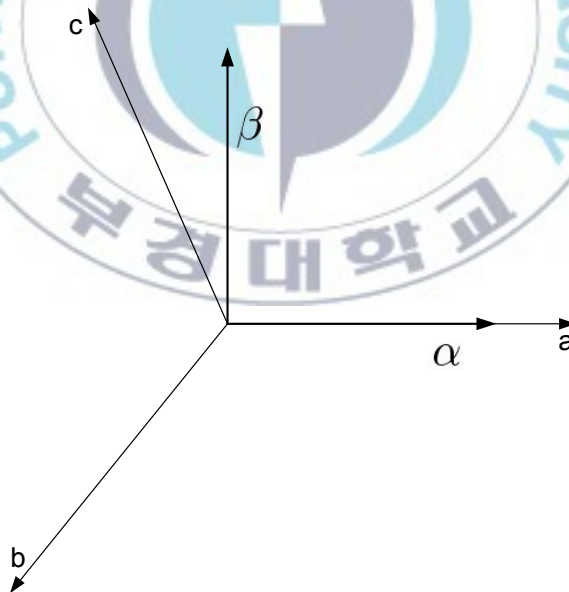


그림 2.4 Clark 변환

전동기가 3상 평형 상태에 있다고 가정하고 3상의 각 변수들을 α , β 축으로 변환하면 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} f_{\alpha} &= f_a \\ f_{\beta} &= \frac{1}{\sqrt{3}}f_a + \frac{2}{\sqrt{3}}f_b \\ f_a + f_b + f_c &= 0 \end{aligned} \quad (2.3)$$

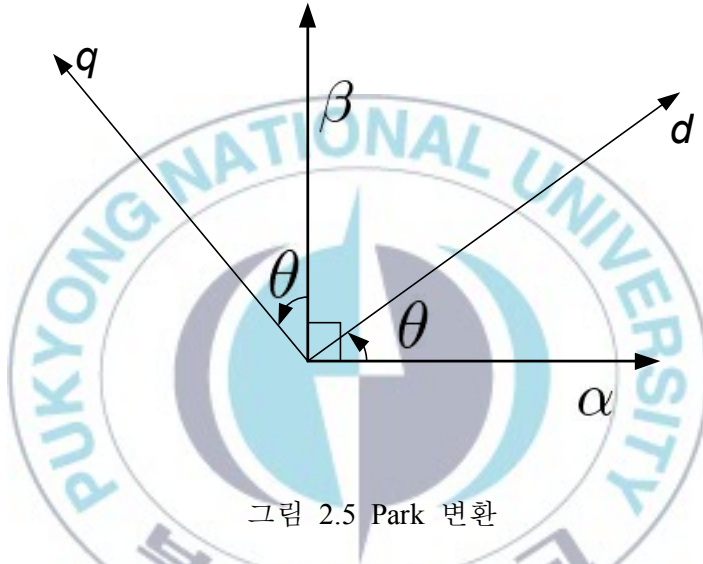


그림 2.5 Park 변환

전동기 a , b , c 상의 각 변수들을 회전자에 회전하는 한 자속 방향을 d 축으로 고정하고 그에 수직인 축을 q 축으로 하는 좌표로 변환하는 것을 Park 변환이라고 한다. Clark 변환한 값에서의 Park 변환은 다음 식과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} f_d &= f_{\alpha} \cos(\theta_e) + f_{\beta} \sin(\theta_e) \\ f_q &= -f_{\alpha} \sin(\theta_e) + f_{\beta} \cos(\theta_e) \end{aligned} \quad (2.4)$$

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_{\alpha} \\ f_{\beta} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

a, b, c 각상의 변수로부터의 Park 변환은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$f_{qd0} = K f_{abc} \quad (2.6)$$

단,

$$(f_{qd0})^T = [f_q \quad f_d \quad f_0]$$

$$(f_{abc})^T = [f_a \quad f_b \quad f_c]$$

$$K = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin\theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

$$w = \frac{d\theta}{dt}$$

$$K^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix}$$

2.4 센서리스 제어를 위한 매입자석 동기전동기의 모델링

그림 2.6은 센서리스 제어의 토론의 출발점으로써 3상 4극 매입자석 동기전동기의 해석 모델을 보이고 있다.

그림에서 Ψ_f 는 영구자석에 의한 전기자 쇄교 자속의 최대치를 보이고 있고 θ 는 U상 권선 축으로부터 회전자의 회전방향에서 본 회전자 주 자속 방향까지의 회전각도가 되며 앞으로 토론의 주제가 될 것이다. 모델을 생각해 보면 우선은 다음의 일반적인 가정을 기초로 진행 되어진다.

- 공극 자속 밀도의 분포는 정현파형이다.
- 각 상권선의 저항과 인덕턴스는 모두 같다.
- 철심의 히스테리시스와 자기 포화는 무시한다.

위와 같은 가정을 기초로 일반적으로 3상 전압방정식은 전압, 전류 벡터를 v , i 로 하고 자속 쇄교수를 Ψ 로 쓰게 되면, 식(2.7)과 같이 된다.

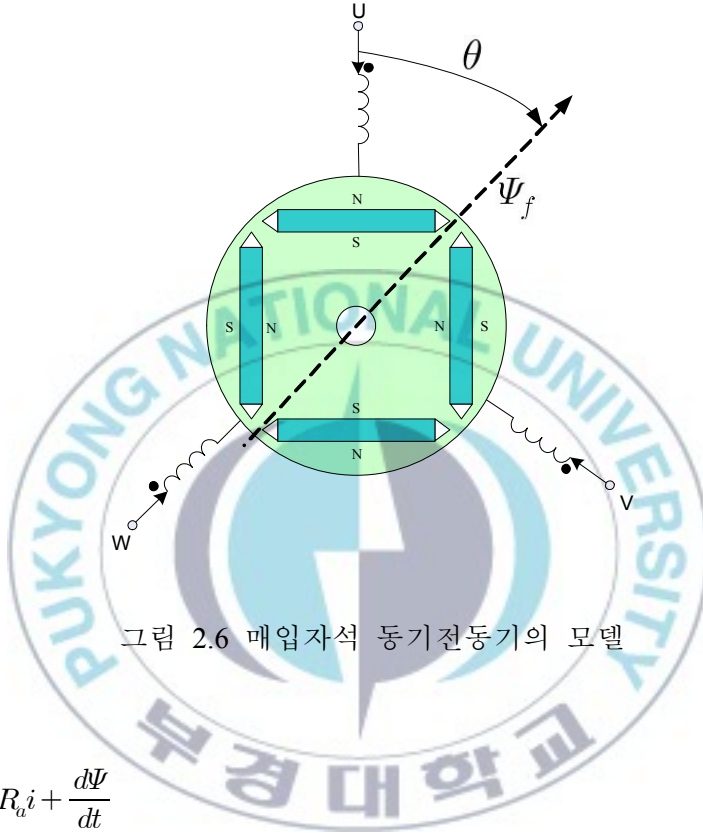


그림 2.6 매입자석 동기전동기의 모델

$$\begin{aligned}
 v &= R_a i + \frac{d\Psi}{dt} \\
 v &= \begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix}, \quad i = \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \\
 \Psi &= \begin{bmatrix} \Psi_u \\ \Psi_v \\ \Psi_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_u & M_{uv} & M_{uw} \\ M_{vu} & L_v & M_{vw} \\ M_{wu} & M_{wv} & L_w \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + \Psi_f \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{2.7}$$

여기서 R_a 는 실제의 권선저항이다. 매입자석 동기전동기에서 권선의 인

터턴스는 회전자 위치의 함수가 되고 자기 인터턴스 L_u, L_v, L_w 상호인터턴스 $M_{uv}, M_{uw}, M_{vu}, M_{vw}, M_{wu}, M_{wv}$ 는 식 (2.8)로 주어진다.

$$L_u = l_a + L_a - L_{as} \cos 2\theta \quad (2.8)$$

$$L_v = l_a + L_a - L_{as} \cos \left(2\theta + \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$L_w = l_a + L_a - L_{as} \cos \left(2\theta - \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$M_{uv} = M_{vu} = -\frac{1}{2} L_a - L_{as} \cos \left(2\theta - \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$M_{vw} = M_{wv} = -\frac{1}{2} L_a - L_{as} \cos 2\theta$$

$$M_{wu} = M_{uw} = -\frac{1}{2} L_a - L_{as} \cos \left(2\theta + \frac{2\pi}{3} \right)$$

여기서 l_a, L_a 는 누설인터턴스, 유효인터턴스이고 L_{as} 는 인터턴스의 위치 의존항의 진폭으로 권선수 N_s 및 d, q축 공극 퍼미언스 P_{gd}, P_{gq} 를 사용하여 식(2.9)와 같이 나타낼 수 있다.

$$L_a = N_s^2 \frac{P_{gd} + P_{gq}}{2}, \quad L_{as} = N_s^2 \frac{P_{gd} - P_{gq}}{2} \quad (2.9)$$

식(2.7)을 Park변환을 하여 식(2.10)으로 다시 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -wL_q \\ wL_d & R_a + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ w\Psi_a \end{bmatrix} \\ L_d &= l_a + \frac{3}{2}(L_a - L_{as}) \\ L_q &= l_a + \frac{3}{2}(L_a + L_{as}) \\ \Psi_a &= \sqrt{\frac{3}{2}} \Psi_f \end{aligned} \quad (2.10)$$

또한 토크는 식(2.11)로 표현된다.

$$T = P_n \Psi_a i_q + (L_d - L_q) i_d i_q \quad (2.11)$$

여기에서 L_d , L_q 는 각각 d 축 및 q 축의 인덕턴스이고 w 는 회전자의 각속도를 전기각으로 표현한 것이며, P_n 는 극 개수, 또한 p 는 미분 연산자를 나타낸다.

그림 2.7은 센서리스 제어를 위한 모터 모델이다. 그림에서 d , q 축은 그림 2.6을 기초로 앞 절에서 설명한 회전좌표축이며 통상의 위치 센서를 갖는 경우에는 그 회전좌표축 위치는 센서 정보로부터 얻어지고 이것을 기초로 구성된 전류제어와 속도 제어 루프가 실행된다. 그러나 센서리스 제어시에는 실제의 d , q 축을 직접 알기 어렵기 때문에 컨트롤러에서는 그림 2.7에서 보인 바와 같이 본래의 d , q 축에 대해 임의의 γ , δ 축으로 바꾸고 이 가정한 축 상에서 전류제어와 속도제어를 한다. γ , δ 축은 컨트롤러 내에서 가정한 축이기 때문에 d , q 좌표축과의 사이에는 그림에 보인 바와 같이 $\Delta\theta$ 의 각도 오차가 있는 것으로 생각하는 것이 일반적이고 센서리스 제어 알고리즘에 다른 방법을 사용함으로써 얻어진 전압과 전류의 정보를 사용하여 어떤 경우에도 반드시 안정하고 빠르며 또한 정확하게 $\Delta\theta$ 를 0으로 수렴시키는 것이 이것의 목표다.

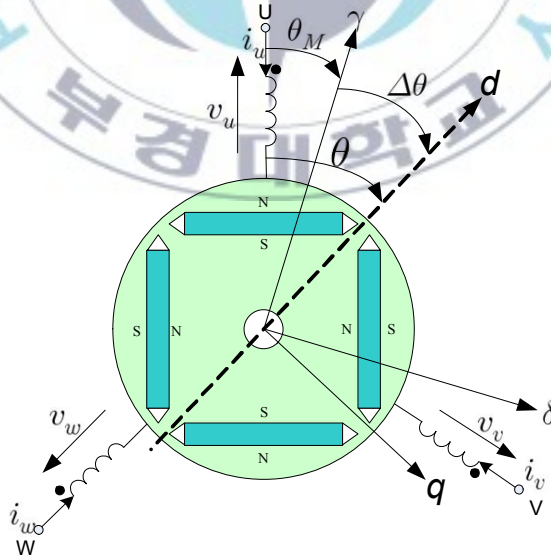


그림 2.7 센서리스 제어를 위한 모터 모델

전류제어와 속도제어가 γ, δ 축 상에서 실행되면 그림 2.7에 보인 바와 같이 가정된 축과 본래의 d, q 축과는 $\Delta\theta$ 의 각도차를 갖고 있기 때문에 식(2.10)에 대응하는 γ, δ 축 상에서의 전압방정식은 식(2.12)으로 바뀐다. 여기에서 e 는 속도 기전력으로 기전력 계수를 $K_E(=\Psi_a)$ 라 할 때 $e = K_E w$ 가 된다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_a + w_M L_{\gamma\delta} + pL_\gamma & -w_M L_\delta + pL_{\gamma\delta} \\ w_M L_\gamma + pL_{\gamma\delta} & R_a + w_M L_{\gamma\delta} + pL_\delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + e \begin{bmatrix} -\sin\Delta\theta \\ \cos\Delta\theta \end{bmatrix} \\ L_\gamma &= \frac{1}{2} \{ (L_d + L_q) - (L_q - L_d) \cos 2\Delta\theta \} \\ L_\delta &= \frac{1}{2} \{ (L_d + L_q) + (L_q - L_d) \cos 2\Delta\theta \} \\ L_{\gamma\delta} &= -\frac{1}{2} (L_q - L_d) \sin 2\Delta\theta \end{aligned} \quad (2.12)$$

여기서 앞에서 설명한 것처럼 목표하는 $\Delta\theta(=\theta_e)$ 를 0으로 수렴시킨다. γ - δ 좌표계는 d - q 좌표계보다 θ_e 만큼 뒤떨어져 있기 때문에 식(2.12)를 다시 정리하면 식(2.13)의 회전자 기준 좌표계를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -wL_q \\ wL_q & R_a + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\gamma \\ e_\delta \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} e_\gamma \\ e_\delta \end{bmatrix} &= E_{ex} \begin{bmatrix} -\sin\theta_e \\ \cos\theta_e \end{bmatrix} - (\hat{w} - w) L_d \begin{bmatrix} i_\delta \\ -i_\gamma \end{bmatrix} \\ E_{ex} &= w(L_d - L_q)i_d + K_E - (L_d - L_q)(pi_q) \end{aligned} \quad (2.13)$$

여기서 $\theta_e = \theta - \hat{\theta}$ 이고 $\hat{\theta}$ 는 추정된 위치이며, $\hat{w}$ 은 추정된 속도이다. 식(2.13)에서 인덕턴스 값으로 식을 정리하면 제어기 설계를 쉽게 할 수 있다.

2.5 공간 벡터 변조법

최근 전력용 반도체소자와 고성능 마이크로프로세서의 발달에 따라 전력전자기술이 진보하였다. 이에 따라 고도의 정밀도를 요구하는 전동기 제어기술이 많은 호응을 얻고 있으며 고 정밀도의 PWM 기술에 관심이 집중되고 있다. 교류전동기를 구동하는 경우에는 직류 링크전압을 선형적으로 사용할 수 있는 한계가 PWM 방식의 성능을 평가할 수 있는 척도라고 할 수 있다. 이는 전문적인 영역에서 최대의 토크를 얻으려면 주어진 일정한 직류 링크전압을 최대한 사용할 수 있어야 하기 때문이다.

공간 벡터 변조법은 직류 링크전압을 최대한 이용할 수 있고 고조파를 매우 저감시킬 수 있는 특성 때문에 다른 PWM 방식보다 우수하다고 알려져 있다.

공간 벡터 변조법은 3상 인버터의 스위칭 패턴에 따라 벡터를 형성하고 PWM의 듀티비로 벡터의 크기를 조절하여 3상 정현파 전압원을 형성하는 방식이다.

그림 2.8와 같은 3상 시스템에서,

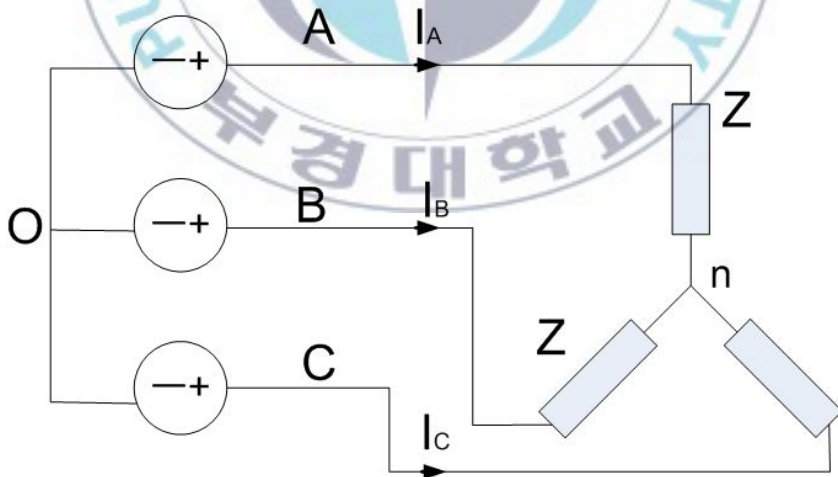


그림 2.8 3상 등가 시스템

모터 고정자의 각 상 전압은 다음 식과 같이 나타날 수 있다.

$$\begin{aligned} V_{oa} &= V\sqrt{2}\cos(w_e t) \\ V_{ob} &= V\sqrt{2}\cos(w_e t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{oc} &= V\sqrt{2}\cos(w_e t - \frac{4\pi}{3}) \end{aligned} \quad (2.14)$$

$$\begin{aligned} V_{on} &= V_{oa} + ZI_A \\ V_{on} &= V_{ob} + ZI_B \\ V_{on} &= V_{oc} + ZI_C \end{aligned} \quad (2.15)$$

시스템이 3상 평형이라면 $I_A + I_B + I_C = 0$ 이고 모터 중성점에서의 각 상 전압은 식(2.16)로 나타내어질 수 있다.

$$\begin{aligned} V_{an} &= \frac{2V_{ao} - V_{bo} - V_{co}}{3} \\ V_{bn} &= \frac{2V_{bo} - V_{ao} - V_{co}}{3} \\ V_{cn} &= \frac{2V_{co} - V_{ao} - V_{bo}}{3} \end{aligned} \quad (2.16)$$

모터 고정자에 정현파 전압을 인가하여 회전 자계를 형성 하기 위해서 3상 전압형 인버터가 사용된다. 3상 전압형 인버터는 직류 입력 전원으로 부터 3상 교류 출력을 발생시켜 고정자에 인가된다. 그림 2.9는 3상 전압 형 인버터의 시스템을 나타내었다.

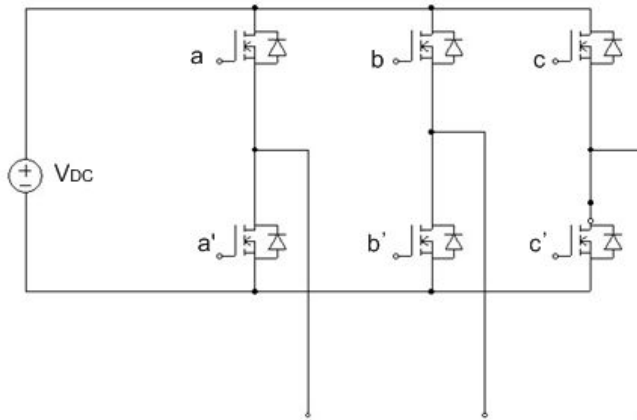


그림 2.9 3상 전압형 인버터

그림 2.9에서 a, b, c는 각 상의 게이팅 신호로 On 신호시 1로 표현 하였으며 Off 신호시에 0으로 표현하였다. 전압원 인버터의 각 게이트 신호 패턴에 따른 3상 순수 전압은 다음 표와 같이 표현된다.

표 2.1 3상 인버터 입력 신호에 따른 3상의 순시 전압

a	b	c	V_{AN}	V_{BN}	V_{CN}	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}
0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	$\frac{2V_{DC}}{3}$	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$-\frac{V_{DC}}{3}$	V_{DC}	0	$-V_{DC}$
0	1	0	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{2V_{DC}}{3}$	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$-V_{DC}$	V_{DC}	0
1	1	0	$\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{3}$	$-\frac{2V_{DC}}{3}$	0	V_{DC}	$-V_{DC}$
0	0	1	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{2V_{DC}}{3}$	0	$-V_{DC}$	V_{DC}
1	0	1	$\frac{V_{DC}}{3}$	$-\frac{2V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{3}$	V_{DC}	$-V_{DC}$	0
0	1	1	$-\frac{2V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{3}$	$-V_{DC}$	0	V_{DC}
1	1	1	0	0	0	0	0	0

표 2.1에 표현된 3상 전압을 Clark 변환을 하여 나타내면 표 2.2와 같이 나타낼 수 있다.

표 2.2 3상 인버터 입력 패턴에 따른 3상 전압의 Clark 변환

a	b	c	V_{sa}	V_{sb}	Vector
0	0	0	0	0	V_0
1	0	0	$\frac{2V_{DC}}{3}$	0	V_1
0	1	0	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$	V_3
1	1	0	$\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$	V_2
0	0	1	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$-\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$	V_5
1	0	1	$\frac{V_{DC}}{3}$	$-\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$	V_6
0	1	1	$-\frac{2V_{DC}}{3}$	0	V_4
1	1	1	0	0	V_7

인버터의 패턴에 따라서 8가지 전압 벡터가 형성이 된다. 이때 발생되는 8가지 벡터를 유효 벡터라고 부르며 모터가 3상 평형을 이루고 있다고 가정하면 V_0 , V_7 은 영 벡터로 크기가 0이다. 전압 벡터는 60° 의 위상차를 가지며 그 크기는 $\frac{2}{3}V_{DC}$ 이다. 공간 벡터 변조는 전압 지령 벡터를 제어 주기 T 동안 전압 지령 벡터 주위의 두 유효 벡터를 이용하여 그 평균값이 전압 지령 벡터로 형성되게 하는 방법이다. 그림 2.10은 각 유효 벡터와 섹터로 표현한 것이다.

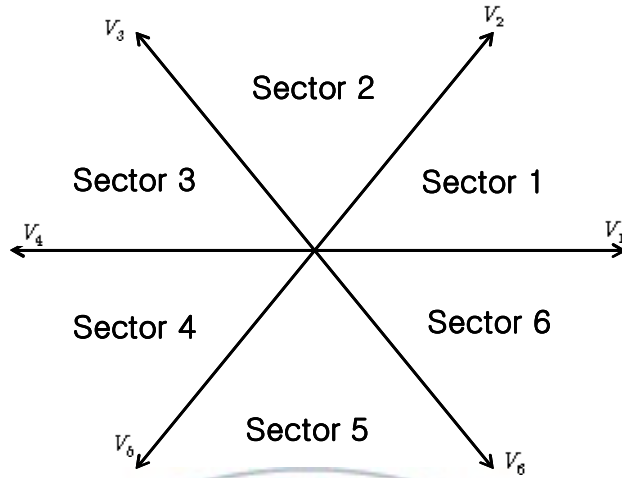


그림 2.10 유효벡터와 각 섹터표현

예를 들어 전압 지령 벡터 V_{out} 이 그림 2.11의 섹터 1에 있다고 한다면, 각 유효 벡터의 인가 시간은 다음과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned}
 T &= T_1 + T_2 + T_0 \\
 V_{out} &= \frac{T_1}{T} V_0 + \frac{T_2}{T} V_{60} \\
 V_\alpha &= \frac{T_1}{T} |V_0| + \frac{T_2}{T} |V_{60}| \cos(60^\circ) \\
 V_\beta &= \frac{T_2}{T} |V_{60}| \sin(60^\circ)
 \end{aligned} \tag{2.17}$$

여기서 $|V_0|$, $|V_{60}| = \frac{2}{\sqrt{3}}$ 이고 T 는 주기이며 T_1 은 V_1 벡터 인가시간, T_2 는 V_2 벡터 인가시간, T_0 는 영벡터 인가시간이다.



부경대학교

낼수 있다.

$$\begin{aligned} T_1 &= \frac{T}{2}(\sqrt{3} V_\alpha - V_\beta) \\ T_2 &= TV_\beta \end{aligned} \quad (2.18)$$

주기 T 를 기준으로 시간비로 나타내면 전압 지령 벡터에 인접한 두 벡터의 인가 시간 비는 식(2.19)과 같이 계산될 수 있다.

$$\begin{aligned} t_1 &= \frac{1}{2}(\sqrt{3} V_\alpha - V_\beta) \\ t_2 &= V_\beta \end{aligned} \quad (2.19)$$

각 섹터별로 시간 비를 계산하기 위해 식(2.20)과 같이 변수를 정의한다.

$$\begin{aligned} A &= V_{\alpha} \\ B &= \frac{1}{2}(\sqrt{3} V_{\alpha} + V_{\beta}) \\ C &= \frac{1}{2}(-\sqrt{3} V_{\alpha} + V_{\beta}) \end{aligned} \quad (2.20)$$

전압 지령 벡터의 위치에 따라 표 2.3과 같이 시간비가 계산될 수 있다.

표 2.3 각 섹터별 시간비

	Sector1	Sector2	Sector3	Sector4	Sector5	Sector6
t_1	C	B	-C	-A	A	-B
t_2	B	-A	A	C	B	-C

표 2.3에서 t_1 은 지령 벡터의 우측 유효 벡터의 시간 비이고 t_2 는 지령 벡터의 좌측 유효 벡터의 시간 비이다.

유효 벡터는 3상 a, b, c 벡터의 조합으로 나타내어진다. $1 = t_1 + t_2 + t_0$ 에서 각 시간 비 별로 표 2.4와 같이 상 전압 벡터가 인가되어 진다.

표 2.4 섹터 1에서의 시간 비 별로 인가되는 각 상 전압 벡터

t_1	Phase A
t_2	Phase A, Phase B
t_0	$\frac{1}{2} t_0$: Phase A,B,C Off
	$\frac{1}{2} t_0$: Phase A,B,C On

3상 전압 인버터에서 각 상별로 인가 되어야 하는 전압의 시간비는 표 2.5와 같다.

표 2.5 각 상 별로 인가되는 시간

A_{on}	$t_1 + t_2 + \frac{t_0}{2}$
B_{on}	$t_2 + \frac{t_0}{2}$
C_{on}	$\frac{t_0}{2}$

t_0 는 영 벡터로서 3상을 다 켜거나 끄는 상황이다. 본 논문에서는 3상 전압형 인버터에서 상단 게이트 신호를 켜기 위해서 게이팅 드라이버 소자에 부스트 커패시터를 사용했기 때문에 커패시터의 충전 시간이 필요하다. 따라서 영벡터 인가 시간동안 $t_0/2$ 는 a, b, c 모든 상을 켜고 끄게 설정을 하였다.

각 상별로 인가되는 전압은 마이크로 컨트롤러의 PWM Unit기능으로 구현하는데, 이 논문에서 사용된 기능은 Symmetric Timer Counter PWM 기능으로 그림 2.12에 나타내었다.

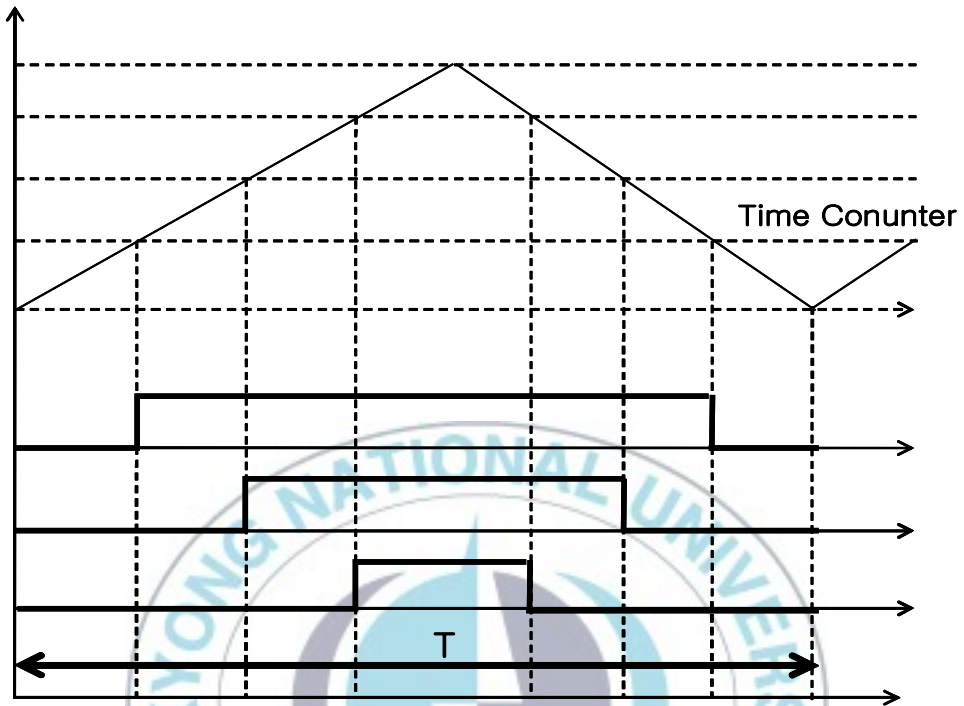


그림 2.12 PWM 패턴과 듀티비

그림 2.12를 보면 마이크로 컨트롤러의 타이머 카운터가 Per Unit 값으로 표현 되어 있고, 주기가 T 이다. 그리고 T_a , T_b , T_c 값에 듀티비가 반전 되어 있음을 알 수 있다. 따라서 섹터 1에서 주기 T 동안 각 상에 인가되는 시간 비는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
 t_{aon} &= 1 - t_1 - t_2 - \frac{t_0}{2} = \frac{1 - t_1 - t_2}{2} \\
 t_{bon} &= 1 - t_2 - \frac{t_0}{2} = t_{aon} + t_1 \\
 t_{con} &= 1 - \frac{t_0}{2} = t_{bon} + t_2
 \end{aligned} \tag{2.21}$$

각 섹터별로 타이머 카운터와 비교되는 T_a , T_b , T_c 는 표 2.6과 같이 나타낼 수 있다.

표 2.6 전압 지령 벡터 영역에 따른 타이머 카운터 비교값

	Sector1	Sector2	Sector3	Sector4	Sector5	Sector6
T_a	t_{aon}	t_{bon}	t_{con}	t_{con}	t_{bon}	t_{aon}
T_b	t_{bon}	t_{aon}	t_{aon}	t_{bon}	t_{con}	t_{con}
T_c	t_{con}	t_{con}	t_{bon}	t_{aon}	t_{aon}	t_{bon}



제 3 장 슬라이딩 모드 관측기

어떠한 시스템을 해석하고 제어하기 위해서는 시스템의 많은 정보가 필요하다. 하지만 필요한 정보를 센서 등으로 직접 얻기 힘든 경우가 대부분인데 관측기를 이용하면 측정이 가능한 다른 정보로부터 필요한 정보를 간접적으로 얻을 수 있다.

선형 시스템의 경우에는 비교적 쉽게 관측기를 설계할 수 있고 성능도 우수하다. 하지만 비선형 시스템의 경우에는 설계하기가 힘들어 많은 경우 시스템을 선형화 시켜 선형 관측기를 이용하는데 이러한 방법으로는 충분한 성능을 얻을 수 없다. 따라서 시스템의 비선형성과 불확실성, 그리고 계수의 변화 등에도 강인한 성능을 보이는 관측기가 요구되는데 본 논문에서는 그러한 조건을 만족시킬 수 있는 슬라이딩 모드 관측기를 제안한다. 슬라이딩 모드 기법은 강인성을 갖고 있는 반면 채터링(chattering) 때문에 이를 제어기에 적용할 경우 문제가 된다. 하지만 이를 관측기에 적용함으로써 채터링을 고려할 필요가 없고 강인한 성능을 얻을 수 있다.

3.1 슬라이딩 모드 제어

슬라이딩 모드는 가변구조 시스템에서 등장하였다. 슬라이딩 모드 제어는 이론적인 것 뿐만 아니라 실제 시스템의 적용으로 발전을 이루었는데 그것은 슬라이딩 모드가 선형계나 비선형계의 미지의 파라미터나 외란을 갖는 시스템에서 강인성을 보이며 컴퓨터의 발달로 인한 적은계산량과 고속 스위칭이 가능해졌기 때문이다.

다음과 같은 2차 시스템에 대해 슬라이딩 모드 제어를 고려해 본다.

$$\begin{aligned}\ddot{x} - ax &= u \quad (a > 0) \\ u &= -k|x| \operatorname{sign}(S) \\ S &= cx + \dot{x} \quad (k > 0, c > 0)\end{aligned}\tag{3.1}$$

여기서 S 는 전환함수(Switching function)라고 부르며 S 의 부호에 따라 2

차 시스템의 구조가 가변하게 된다. $S=0$ 인 선을 전환선이라 부른다. S 의 부호에 따른 위상 평면궤적은 그림 3.1과 그림 3.2과 같이 나타난다.

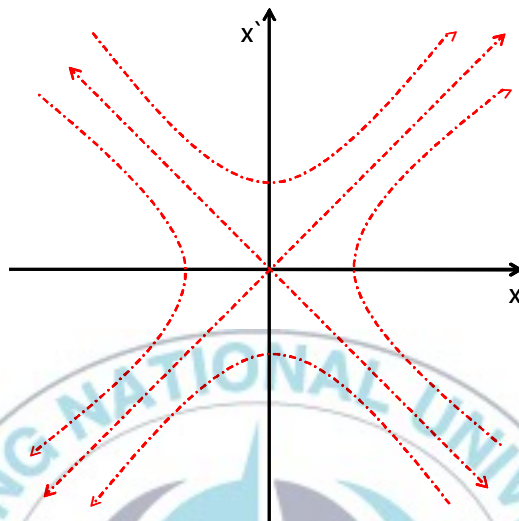


그림 3.1 $S < 0$ 일 때 위상 평면궤적

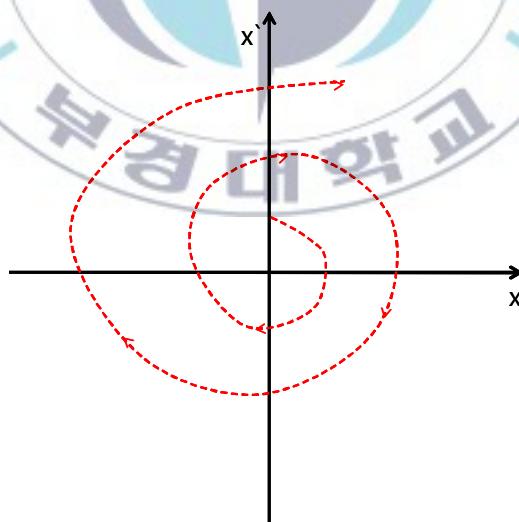


그림 3.2 $S > 0$ 일 때 위상 평면궤적

전환선을 고려한 위상 평면 궤적을 그리면 그림 3.3과 같다.

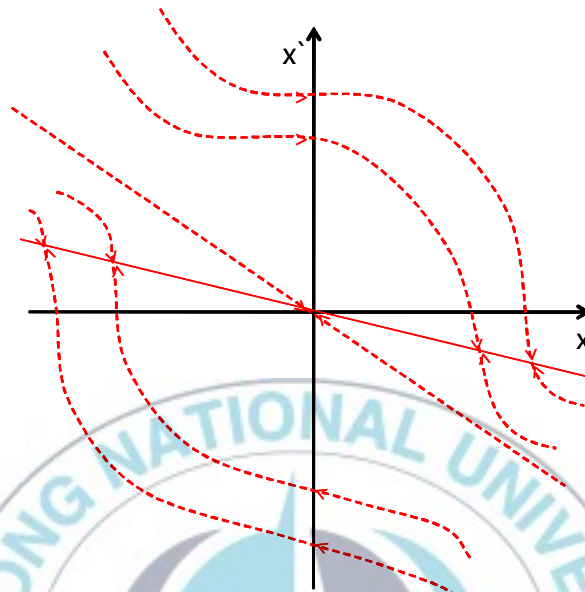


그림 3.3 전환선을 고려한 가변 구조의 위상 평면궤적

S 의 부호에 따라 스위칭이 이루어지면서 시스템 구조가 가변하게 된다. 전환선의 적절한 설계에 의해 시스템의 상태 값이 위상 공간 상에서 $S=0$ 전환선을 따라 스위칭을 하면서 위상 평면 궤적을 이루고 상태가 그 전환선상에서 원점을 향해 미끄러지는 상태를 슬라이딩 모드라고 부른다.

3.2 슬라이딩 모드 관측기 설계

본 논문에서 사용된 슬라이딩 모드 관측기는 매입자석 동기전동기의 전압 방정식으로부터 상전류 값을 이용하여 역기전력을 추정하고 그 추정된 역기전력을 바탕으로 전동기 회전자의 위치 정보를 알아낸다. 매입자석 동기전동기의 회전자 위치추정을 위한 슬라이딩 모드 관측기 설계를 위해서는 식(2.13)과 같은 매입자석 동기 전동기의 전압방정식이 필요하다.

$$L_d \begin{bmatrix} p i_\gamma \\ p i_\delta \end{bmatrix} = -R_a \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_\gamma \\ e_\delta \end{bmatrix} + w L_q \begin{bmatrix} i_\delta \\ -i_\gamma \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

식(3.2)로부터 슬라이딩 모드 관측기를 다음과 같이 구성할 수 있다.

$$L_d \begin{bmatrix} p \hat{i}_\gamma \\ p \hat{i}_\delta \end{bmatrix} = -R_a \begin{bmatrix} \hat{i}_\gamma \\ \hat{i}_\delta \end{bmatrix} - k \begin{bmatrix} \text{sign}(\hat{i}_\gamma - i_\gamma) \\ \text{sign}(\hat{i}_\delta - i_\delta) \end{bmatrix} + \hat{w} L_q \begin{bmatrix} i_\delta \\ -i_\gamma \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

여기서 $\hat{i}_\gamma, \hat{i}_\delta$ 는 추정된 전류 값이고, k 는 관측기 게인 값이다. 식(3.2)에서 식(3.3)을 빼면 추정된 전류 오차 값을 구할 수 있다. 추정된 오차 값은 다음과 같이 표현되어진다.

$$L_d \begin{bmatrix} p \bar{i}_\gamma \\ p \bar{i}_\delta \end{bmatrix} = -R_a \begin{bmatrix} \bar{i}_\gamma \\ \bar{i}_\delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\gamma \\ e_\delta \end{bmatrix} - k \begin{bmatrix} \text{sign}(\bar{i}_\gamma) \\ \text{sign}(\bar{i}_\delta) \end{bmatrix} + (\hat{w} - w) L_q \begin{bmatrix} i_\delta \\ -i_\gamma \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

여기서 $\bar{i}_\gamma, \bar{i}_\delta$ 는 추정된 전류 오차 값이다.

슬라이딩 모드 관측기는 관측기 에러 신호로부터 스위칭 함수를 통해 역기전력을 추정한다. 스위칭 함수로 시그넘 함수와 포화 함수가 주로 사용되는데 본 논문에서는 포화 함수를 관측기 스위칭 함수로 사용하였다. 그림 3.4와 그림 3.5에 각각 스위칭 함수가 나타나 있다.

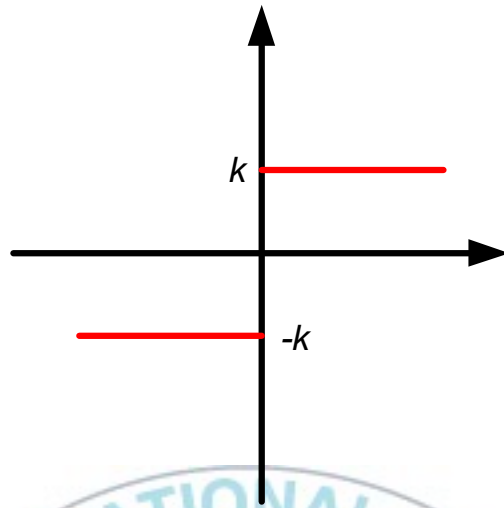


그림 3.4 시그넘 함수

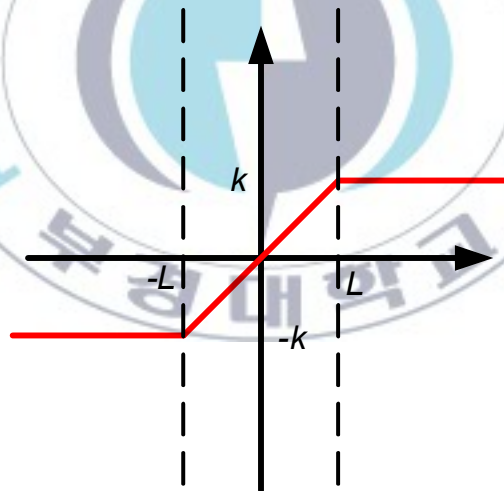


그림 3.5 포화함수

관측기 에러 신호로부터 시그넘 함수는 식(3.5), 포화함수는 식(3.6)을 사용하여 역기전력을 추정한다.

$$z = \begin{cases} k, & (\hat{i} - i) > 0 \\ -k, & (\hat{i} - i) < 0 \end{cases} \quad (3.5)$$

$$z = \begin{cases} k, & (\hat{i} - i) > L \\ \frac{k}{L}(\hat{i} - i), & |\hat{i} - i| \leq L \\ -k, & (\hat{i} - i) < -L \end{cases} \quad (3.6)$$

슬라이딩 모드로 동작하기 위해서는 식(3.7)과 같은 도달 조건을 만족해야 한다.

$$\overline{i_\gamma}(p\overline{i_\gamma}) < 0 \quad \text{and} \quad \overline{i_\delta}(p\overline{i_\delta}) < 0 \quad (3.7)$$

도달 조건이 만족 되기 위한 슬라이딩 모드 관측기 게인 k 의 조건은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$k > \max(|e_\gamma| + |(\hat{w} - w)L_q \dot{i}_\delta|, |e_\delta| + |(\hat{w} - w)L_q \dot{i}_\gamma|) \quad (3.8)$$

식(3.8)로부터 매입자석 동기 전동기에 관측기 이득 k 를 적용할 때 유도되어진 역기전력과 추정속도 오차 값에 비례한 부가적인 항 보다 커야 된다는 것을 알 수 있다.

이 시스템이 슬라이딩 모드로 동작을 하고 있는지를 제어 수식과 동등하게 적용하여 검토한다. 그러므로 다음과 같은 상태로 보여 져야 된다.

$$\overline{i_\gamma} = p\overline{i_\gamma} = 0, \quad \overline{i_\delta} = p\overline{i_\delta} = 0 \quad (3.9)$$

슬라이딩 초평면 위의 슬라이딩 모드 관측기의 특성은 식(2.13)과 식(3.4)로부터 다음과 같이 정의되어 진다.

$$Z \equiv k \begin{bmatrix} \text{sign}(\bar{i}_\gamma) \\ \text{sign}(\bar{i}_\delta) \end{bmatrix} = E_{ex} \begin{bmatrix} -\sin\theta_e \\ \cos\theta_e \end{bmatrix} - (\hat{w} - w)(L_q - L_d) \begin{bmatrix} i_\delta \\ -i_\gamma \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

여기서 스위칭 신호 Z 는 회전자의 위치정보를 포함하고 있다. 추정된 속도와 실제 속도에서의 오차는 충분히 작고, 스위칭 신호 Z 는 저역통 필터를 통과 했다고 가정하면, 필터링된 스위칭 신호는 다음과 같이 얻어진다.

$$\tilde{Z} = \begin{bmatrix} \tilde{Z}_\gamma \\ \tilde{Z}_\delta \end{bmatrix} = E_{ex} \begin{bmatrix} -\sin\theta_e \\ \cos\theta_e \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

식(3.11)로부터 회전자의 위치 오차는 다음과 같이 구해진다.

$$\theta_e = -\tan^{-1} \left(\frac{\tilde{Z}_\gamma}{\tilde{Z}_\delta} \right) \quad (3.12)$$

이때 비례·적분 보상기는 위치 추정 루프에 사용되어지며, 추정 값의 적용과 실제 회전자 위치는 다음과 같이 구해진다.

$$\frac{\hat{\theta}(s)}{\theta(s)} = \frac{K_p s + K_i}{s^2 + K_p s + K_i} \quad (3.13)$$

그림 3.6은 슬라이딩 모드 관측기를 적용하여 회전자의 위치를 추정하는 블록 다이어그램이다.

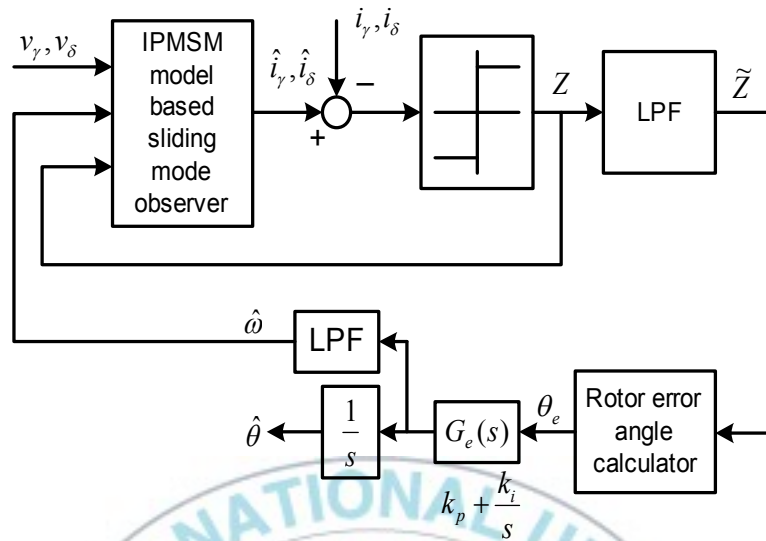


그림 3.6 슬라이딩 모드 관측기를 적용한 위치추정 블록 다이어그램

추정된 전류 값과 실제 전류 값으로부터 관측기 에러를 발생시키고 스위칭 함수의 입력으로 사용되었다. 스위칭 함수 사용으로 인한 리플 성분을 줄이기 위해 저역통 필터가 사용되었으며, 추정된 역기전력 파형으로부터 회전자의 위치가 계산된다.

제 4 장 시뮬레이션 결과 및 실험 결과

이번 장에서는 슬라이딩 모드 관측기를 적용하여 회전자 위치 추정 결과를 보여 준다. 그리고 적용된 매입자석 동기전동기의 각 파라메타들을 보여준다. 매입자석 동기전동기의 각 파라메타들의 목록은 표 4.1에 명시되어 있다. 그림 4.1은 슬라이딩 모드 관측기를 적용한 센서리스 속도 제어 시스템의 블록 다이어그램이다.

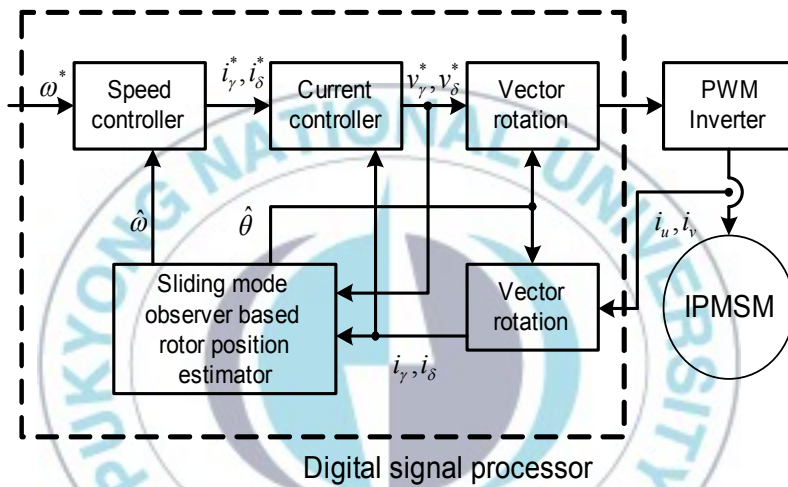


그림 4.1 슬라이딩 모드 관측기를 적용한 센서리스 속도 제어 시스템

표 4.1 매입자석 동기전동기의 각 파라메타

극 수	6
정격 속도	3000 rpm
정격 전압	120 V
전기자 저항 값 : R_a	0.3 Ω
d 축 인덕턴스 값 : L_d	4.04 mH
q 축 인덕턴스 값 : L_q	8.20 mH

4.1 MATLAB/Simulink를 이용한 시뮬레이션 결과

슬라이딩 모드 관측기를 적용한 센서리스 제어 알고리즘은 MATLAB/Simulink로 시뮬레이션을 수행 하였다. 그림 4.2는 슬라이딩 모드 관측기를 적용한 센서리스 속도 제어 시스템을 MATLAB/Simulink 블록으로 구성한 것이다. 그림 4.3은 슬라이딩 모드 관측기의 알고리즘을 적용하여 구성한 블록 다이어그램 이다.

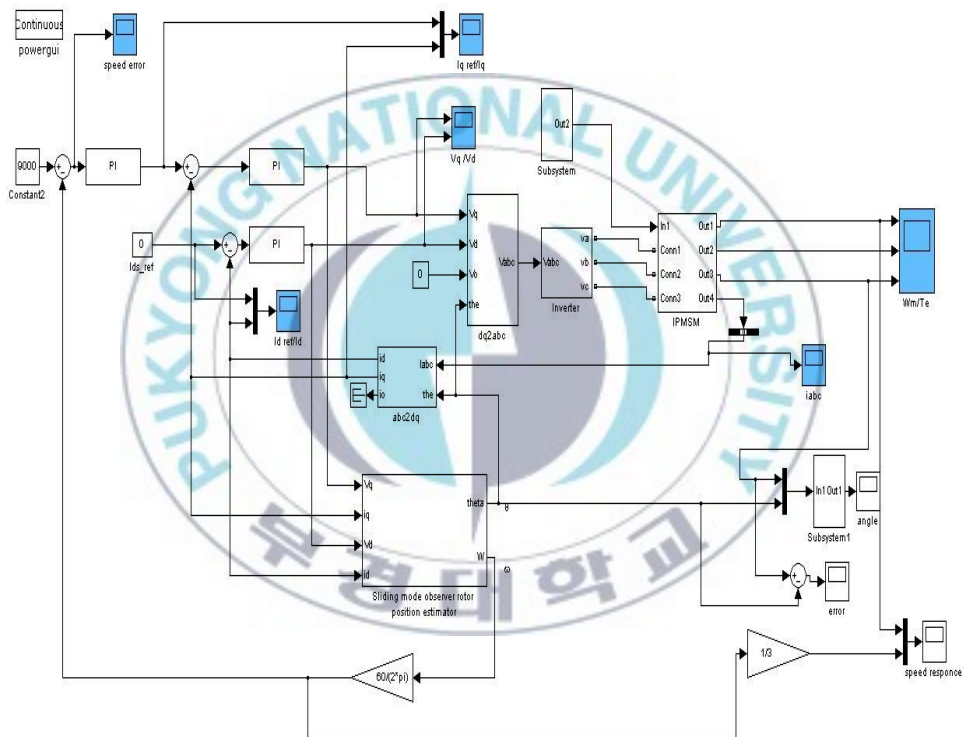


그림 4.2 센서리스 속도 제어 시스템의 MATLAB/Simulink 블록

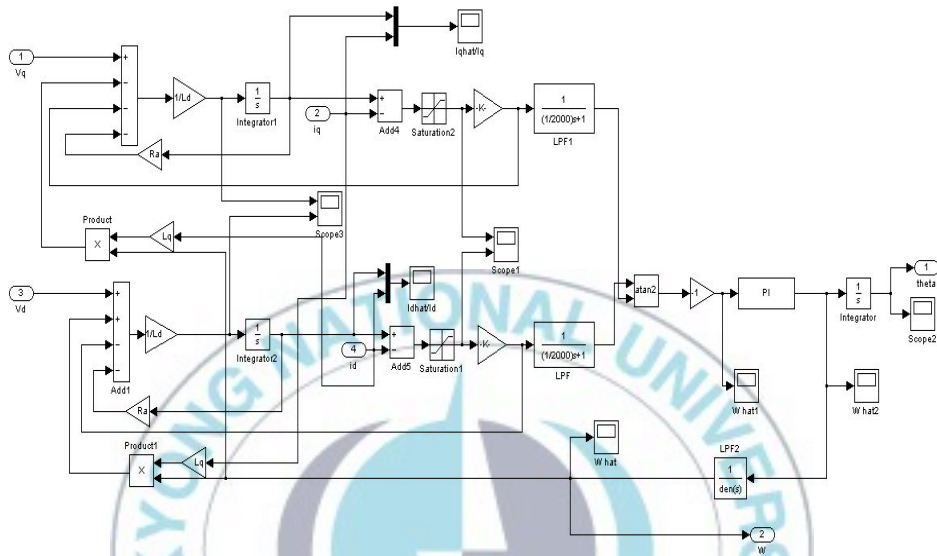


그림 4.3 슬라이딩 모드 관측기의 알고리즘

그림 4.4는 3000rpm의 속도 지령을 주었을 때 시뮬레이션 결과이다. 이 시뮬레이션의 목적은 실제 회전자의 위치가 슬라이딩 모드 관측기를 적용한 센서리스 제어 알고리즘의 위치추정이 정확하게 되고 있는지를 보여준다.

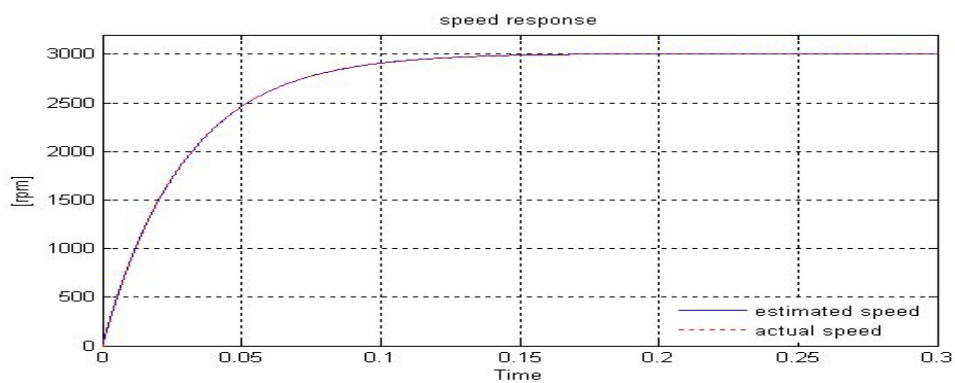


그림 4.4(a) 속도 응답 파형

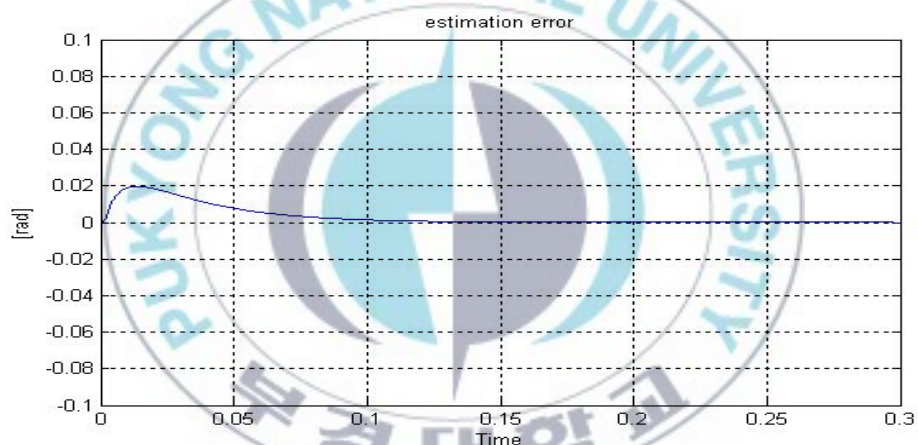


그림 4.4(b) 추정된 에러 응답 파형

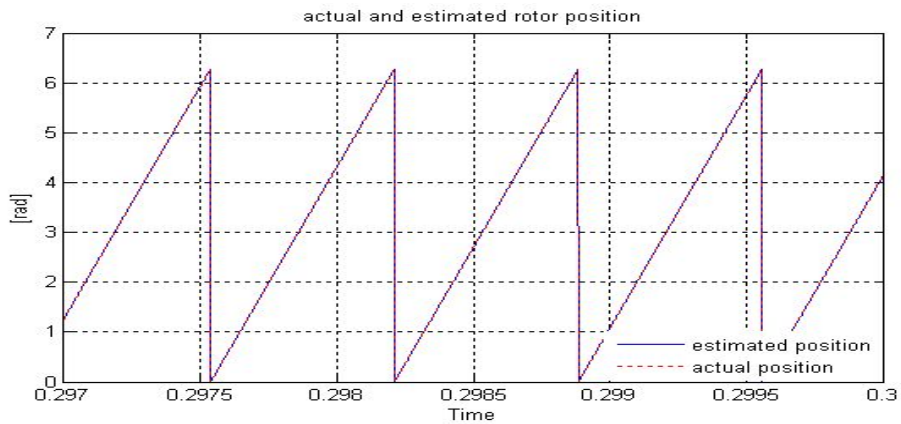


그림 4.4(c) 추정된 회전자 위치 응답 파형
그림 4.4 3000rpm 속도지령 응답 파형

그림 4.5는 슬라이딩 모드 관측기의 각 파라메타 중 저항 값을 1/3로 줄였을 때의 시뮬레이션 결과이다.

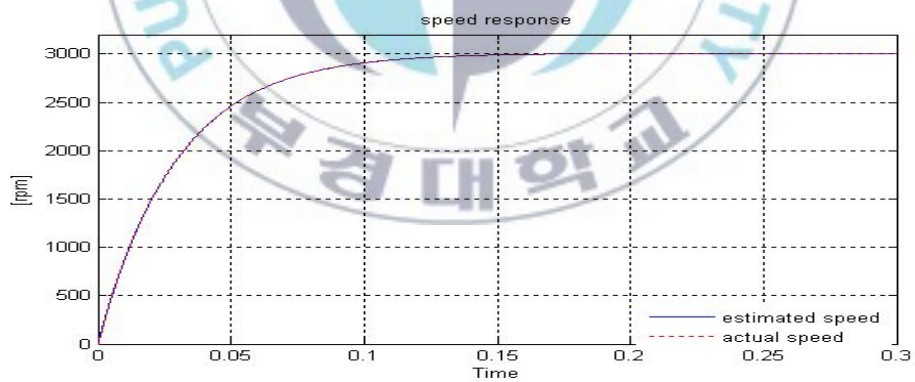


그림 4.5(a) 속도 응답 파형

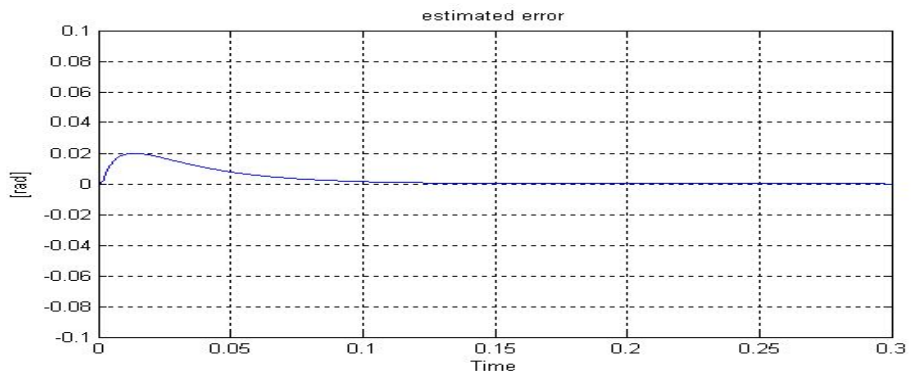


그림 4.5(b) 추정된 에러 응답 파형

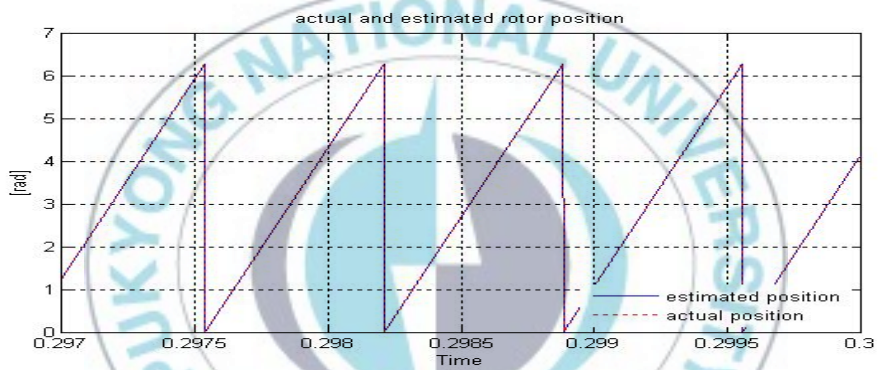


그림 4.5(c) 추정된 회전자 위치 응답 파형

그림 4.5 저항 값을 1/3으로 줄였을 때 응답 파형

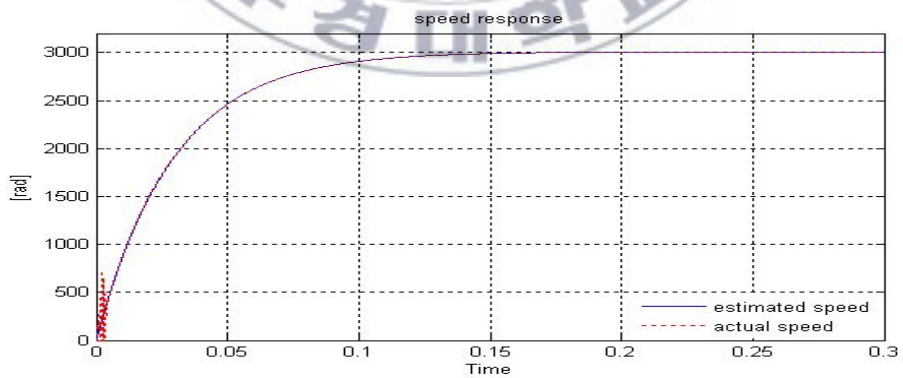


그림 4.6(a) 속도 응답 파형

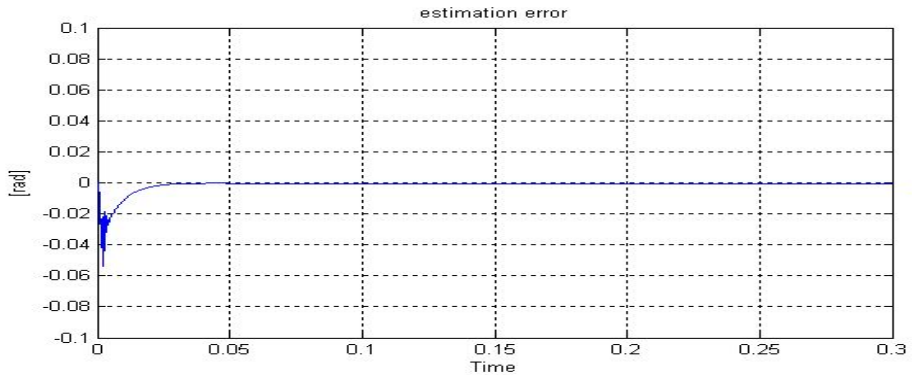


그림 4.6(b) 추정된 에러 응답 파형

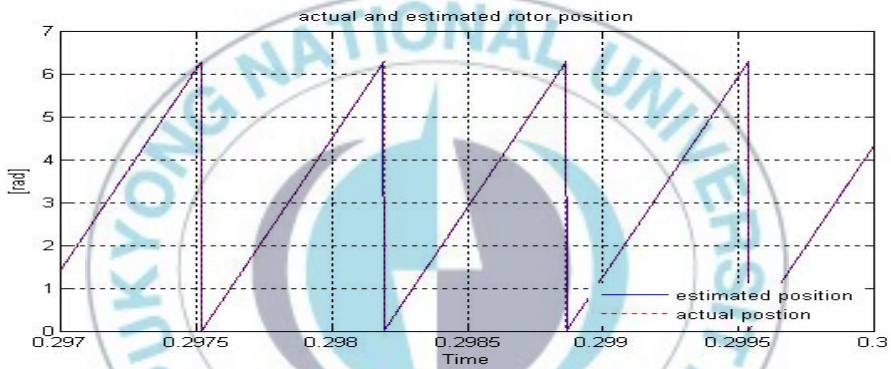


그림 4.6(c) 추정된 회전자 위치 응답 파형

그림 4.6 L_q 의 인덕턴스 값을 65% 줄였을 때 응답 파형

그림 4.6은 L_q 의 인덕턴스 값을 65%로 줄였을 때의 시뮬레이션 결과이다. 각 항들을 바꾸었을 때 적은 오차 값이 발생 되었지만 정상 상태에 도달 하는데는 문제가 없었다. 그러나 L_q 의 인덕턴스 값을 65% 미만으로 줄였을 때는 불안정한 상태가 되었다.

그림 4.7은 부하토크를 $2N/m$ 로 주었을 때 속도 응답에 대한 시뮬레이션 결과이다.

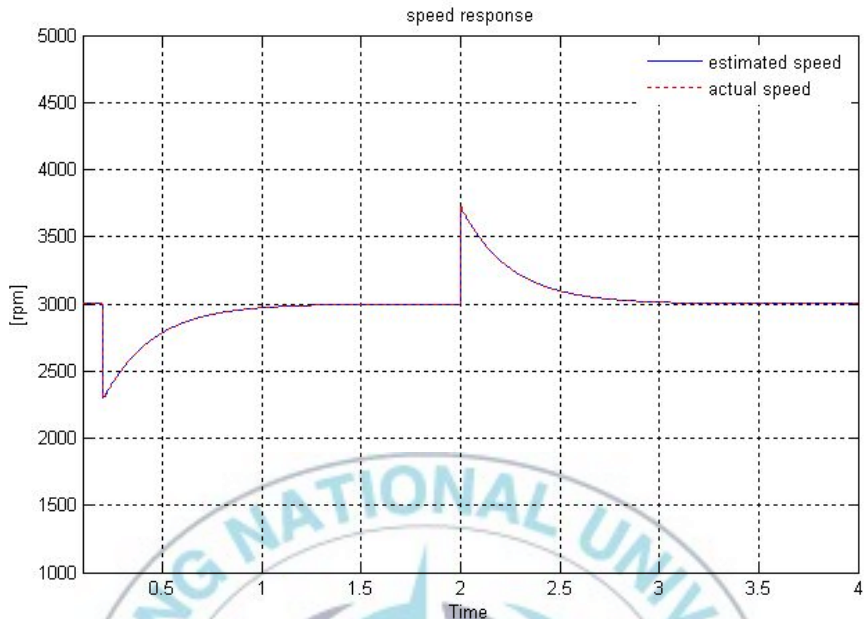
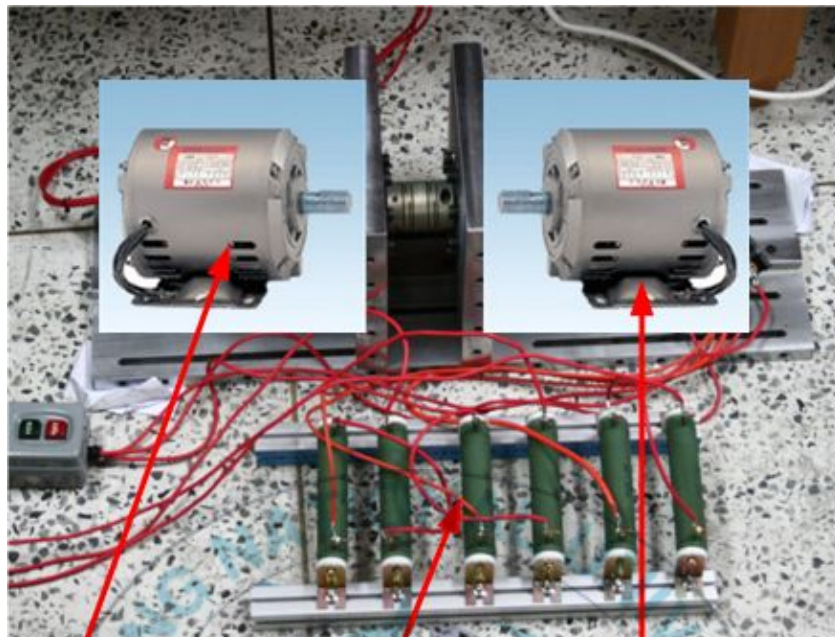


그림 4.7 부하토크를 $2N/m$ 로 주었을 때 속도 응답 파형

지금까지 실행 하였던 시뮬레이션 결과로 확인할 수 있듯이 제어기 설계가 잘 되었다. 이 결과로 다음 절에서는 실험을 수행 하였다.

4.2 실험 장치

실험에 사용된 모터는 매입자석 동기전동기이다. 그림 4.8은 실제실험에서 구현된 매입자석 동기전동기와 제너레이터 그리고 부하저항이다. 매입자석 동기전동기의 사양은 앞 절에서 시뮬레이션 한 모터 사양과 같다.



IPMSM

부하저항

제너레이터

그림 4.8 실험용 매입자석 동기전동기

그림 4.9는 모터를 제외한 나머지 실험 장치이다.

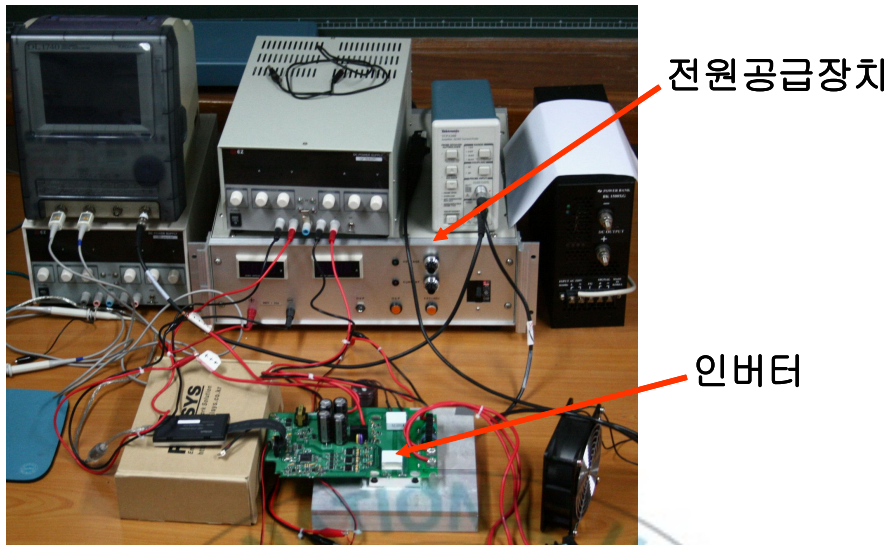


그림 4.9 실험 장치

실험에 사용된 제어기로는 DSP TMS320F28016PZA를 사용하였다. 이 제어기는 32비트 고정 소수점 연산기를 가지고 있으며 시스템 주파수는 60MHz이다. 이 제어기에서 GPIO 기능은 인버터 구동 신호로 사용되었고 PWM 모듈은 공간 벡터 PWM 신호를 만들기 위해 사용되었다. A/D 컨버터 모듈은 두 개의 상전류 값과 인버터 입력 전압의 측정을 위해 사용되었다. 제어 주기는 10KHz 이다.

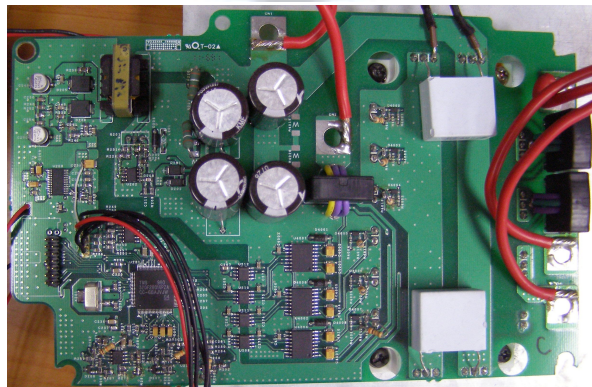


그림 4.10 사용된 인버터 회로기판

4.3 실험 결과

그림 4.11은 속도 응답을 1800 rpm Per Unit으로 나타냈다. 그림 4.12는 역기전력 파형을 기반으로 회전자의 위치를 추정한 파형을 360° Per Unit 단위로 나타내었다. 추정된 위치정보가 특별한 왜곡이 없이 잘 추정되고 있음을 알 수 있다.

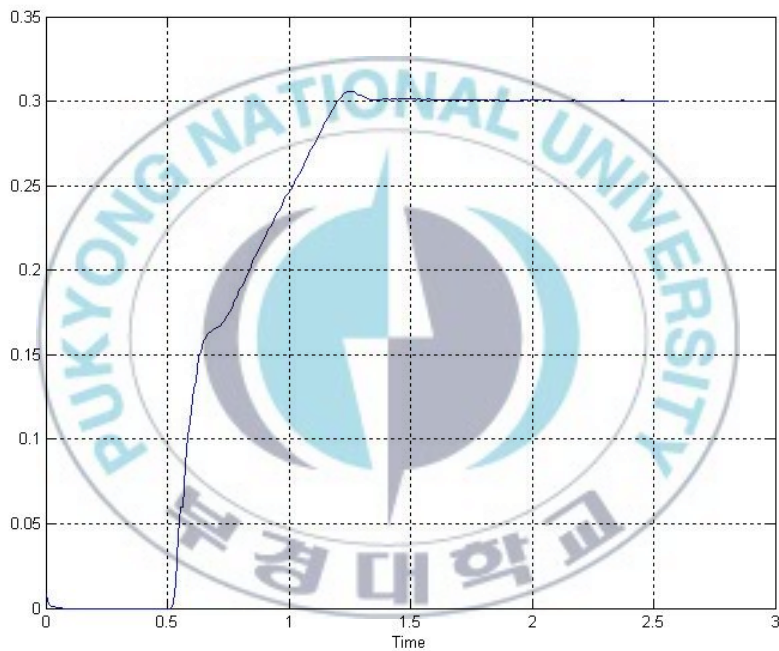


그림 4.11 1800rpm에서의 속도 응답 파형

그림 4.13은 그림 4.12에서 추정한 위치정보를 바탕으로 한 고정자 A상의 공간벡터 PWM 파형으로 120V Per Unit으로 나타내어졌다.



그림 4.12 1800rpm에서의 추정된 회전자 위치

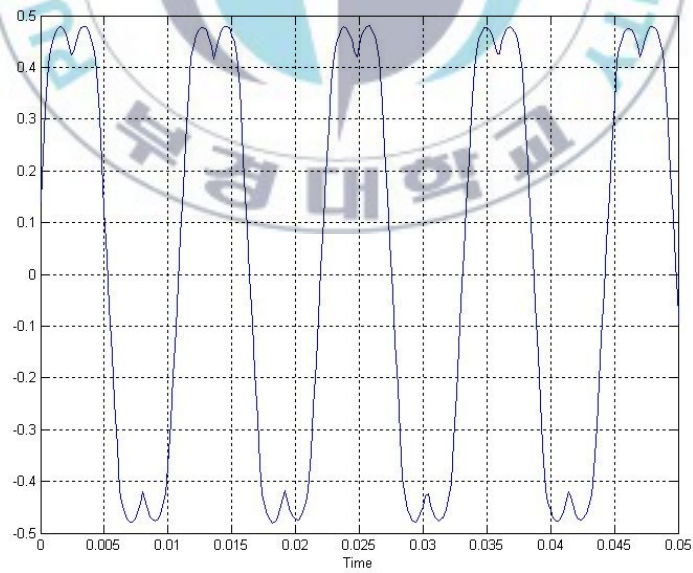


그림 4.13 1800rpm에서의 고정자 A상의 공간 벡터 PWM 파형

그림 4.14은 속도 응답을 3000 rpm Per Unit으로 나타냈다. 그림 4.15는 역기전력 파형을 기반으로 회전자의 위치를 추정한 파형을 360° Per Unit 단위로 나타내었다. 추정된 위치정보가 특별한 왜곡이 없이 잘 추정되고 있음을 알 수 있다.

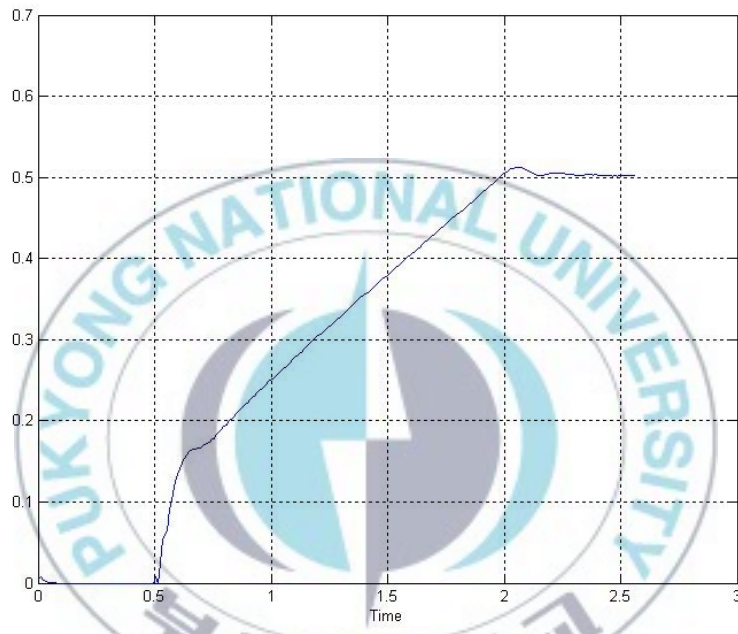


그림 4.14 3000rpm에서의 속도 응답 파형

그림 4.16은 그림 4.15에서 추정한 위치정보를 바탕으로 한 고정자 A상의 공간벡터 PWM 파형으로 120V Per Unit으로 나타내어졌다.

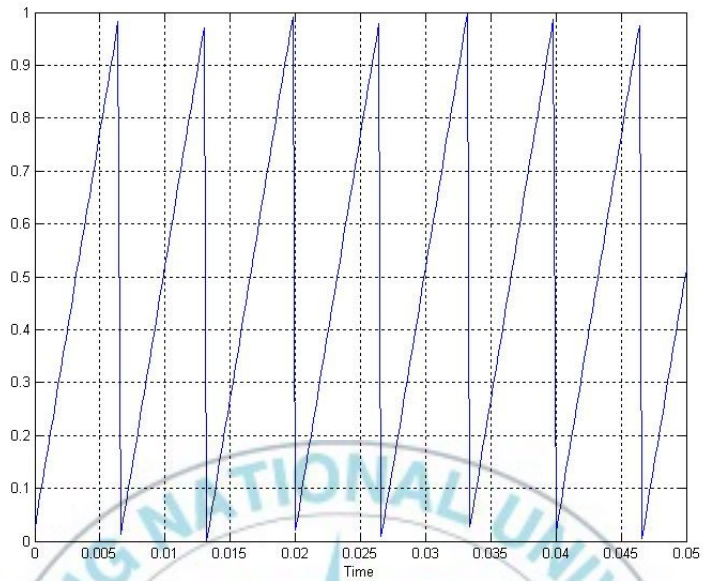


그림 4.15 3000rpm에서의 추정된 회전자 위치

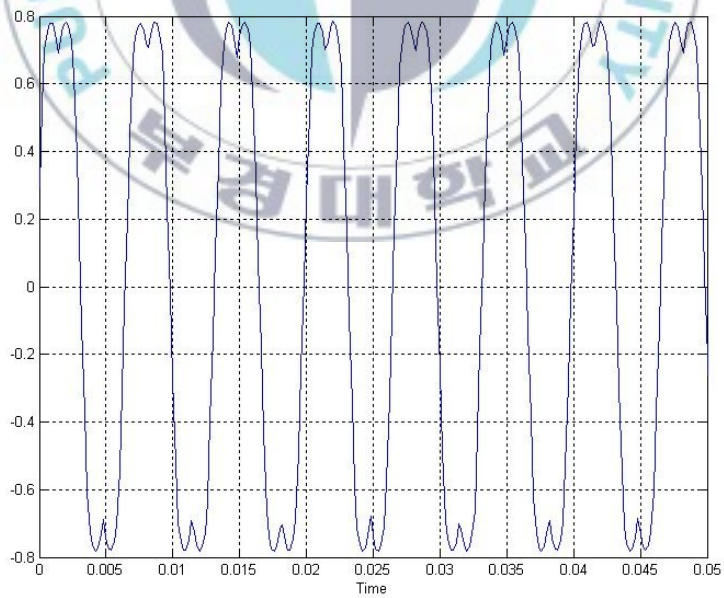


그림 4.16 3000rpm에서의 고정자 A상의 공간 벡터 PWM 파형

그림 4.17은 600 rpm에서 부하토크를 주어 실험한 결과이다. 그림에서도 보이듯이 부하토크를 주어도 속도 지령을 잘 추정해 가는 것을 알 수가 있다.

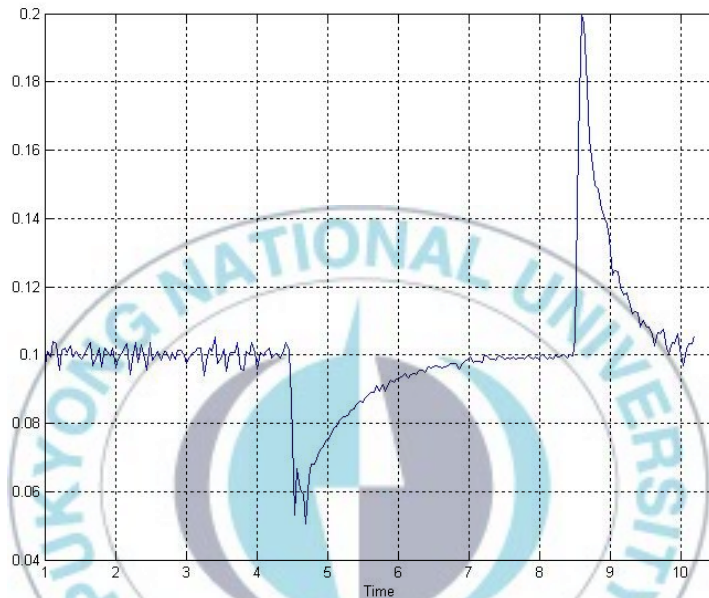


그림 4.16 600rpm에서의 부하토크 실험 파형

제 5 장 결론

본 연구는 매입자석 동기전동기의 센서리스 제어를 위한 슬라이딩 모드 관측기에 대한 연구를 수행하였다. 전동기의 위치 정보를 엔코더나 레졸버와 같은 센서를 사용하지 않고 슬라이딩 모드 관측기를 사용하여 매 제어 주기마다 회전자의 위치정보를 추정하였다. MATLAB/Simulink를 이용하여 매입자석 동기전동기의 속도 제어 블록을 설계하고 속도제어 블록 안에 슬라이딩 모드 관측기를 설계하여 시뮬레이션을 하였다. 또한 실험을 통하여 모터의 3000rpm 구동과 제어조건을 만족하였다. 시뮬레이션과 실험에 적용된 매입자석 동기전동기는 600W 급이다. 속도 지령과 부하토크를 바꾸었을 때, 위치와 속도 추정 오차가 발생한다. 그러나, 그 오차들은 작아서 모터를 구동하는데 거의 영향을 받지 않는다. 만족할만한 구동 특성은 슬라이딩 모드 관측기의 각항들인 q 축의 인덕턴스와 전기자 저항 값을 실제 구동 모터에 존재하는 값과 일치 시키면 된다. 그러나, 운전특성의 불안전을 야기 시킬 수 있으므로 관측기의 각 항들을 신중하게 선택하여야 한다. 특히 인덕턴스 값을 신중히 선택하여야 될 것이다. 향후 과제로는 현재 실험의 조건은 초기 기동시 회전자를 특정 위치에 고정 시켜 놓고 기동을 하는 방법을 제안하고 있지만 초기 기동시에 회전자를 특정 위치에 고정 시키지 않고 회전 자계를 이용하여 어느 위치에서든지 초기 기동을 할 수 있는 알고리즘 개발이 필요하다.

참 고 문 헌

- 1) J. I. Ha, K. Ide, T. Sawa, and S. K. Sul, "Sensorless rotor position estimation of an interior permanent-magnet motor from initial states", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 39, No. 3, pp. 761~767, May/Jun., 2003.
- 2) S. Morimoto, M. Sanada, and Y. Takeda, "Mechanical sensorless drives of IPMSM with online parameter identification", IEEE IAS., vol. 1, 2005, pp. 297~303.
- 3) Z. Chen, M. Tomita, S. Doki, and S. Okuma, "An extended electromotive force model for sensorless control of interior permanent-magnet synchronous motors", IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 50, No. 2, pp. 288~295, Apr. 2003.
- 4) N. Matsui, "Sensorless PM brushless DC motor drives", IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 43, No. 2, pp. 300~308, Apr. 1996.
- 5) S. Chi, and L. Xu, "Position sensorless control of PMSM based on a novel sliding mode observer over wide speed range", IEEE IPEDMC, pp. 597~605, 2006.
- 6) K. L. Kang, J. M. Kim, K. B. Hwang, and K. H. Kim, "Sensorless control of PMSM in high speed range with iterative sliding mode observer", in Conf. Rec. IEEE APEC, vol. 2, 2004, pp. 1111~1116.
- 7) M. Elbuluk and C. Li, "Sliding mode observer for wide-speed sensorless control of PMSM drives", in Conf. Rec. IEEE IAS., vol. 1, 2003, pp. 480~485.
- 8) Y. S. Han, J. S. Choi, and Y. S. Kim, "Sensorless PMSM drive with a sliding mode control based adaptive speed and stator resistance

estimator”, IEEE Trans. Magnetics, Vol. 36, pp. 3588~3591, Sep., 2000.

- 9) Ukin, Vadin, Jingxin Shi, "Sliding mode control in electromechanical systems", 1st Edition, Talor&Francis 1999
- 10) 설승기, “전기 기기 제어론”, 브레인 코리아 2000
- 11) 이주, “매입자석 동기모터의 설계 및 제어” 인터뷰전 2007
- 12) 정동화, “전력전자 및 전동기 제어” 인터뷰전 2005
- 13) Texas Instruments Application Report, "SPRA588", 1999



감사의 글

오늘이 있기까지 성심과 열의로써 지도하여 주신 정영석 교수님께 먼저 깊은 감사를 드립니다. 논문 심사과정에서 따끔한 질책과 아울러 격려를 아끼지 않으셨던 권순재 교수님, 김상봉 교수님께 거듭 감사의 마음을 올립니다.

그리고 전자제어 실험실에서 많은 기간을 연구하며 생활하는 동안 부족한 후배의 앞날을 위해 관심과 지도, 격려를 아끼지 않으신 김태완, 정재웅, 권용찬 선배님께 감사드립니다. 그리고 어려운 부탁에도 성의를 다해주신 백종복, 김상훈, 이성준 후배님들에게도 감사드립니다. 여건은 모두 달랐지만 한 가지 길로 전진하며 고락을 같이 했던 동기 조성원, 태성도 외 기계공학부 실험실 선후배님들에게 감사드립니다. 앞으로 좋은 결실을 맺으시길 바랍니다.

오늘이 있기까지 저를 사랑으로 길러주셨으며, 언제나 안쓰러운 마음으로 저를 지켜봐 주신 부모님께 깊은 감사를 드립니다. 이 조그마한 저의 완성이 있기까지 희생만으로 뒷바라지를 해 주신 부모님에 대한 마음의 빔을 조금이나마 돌려드리는 계기가 될 수 있기를 바라며 이 한편의 논문을 올립니다.

그리고 사랑하는 누나 이정아, 이정혜, 큰매형, 작은매형과 두 조카 송한빛양과 신다연양과 함께 이 기쁨을 나누고 싶습니다.

끝으로 항상 저를 걱정해 주시고 격려해주신 모든 분들께 감사의 마음을 전하며 행복을 빌어 봅니다.

2009년 1월

이 학 철 올림