



공 학 석 사 학 위 논 문

- 역기전력 추정 방식 센서리스 제어를
 - 이용하는 IPMSM의 기동특성 개선



메카트로닉스 공학 전공

김 상 훈

공 학 석 사 학 위 논 문

역기전력 추정 방식 센서리스 제어를

이용하는 IPMSM의 기동특성 개선

지도교수 정영석

이 논문을 공학석사 학위논문으로 제출함.

2011 년 2 월 25 일

부경대학교 대학원

메카트로닉스 공학 전공

김 상 훈

김상훈의 공학석사 학위논문을 인준함.

2011 년 2 월 25 일



목 차	
-----	--

제 1 장 서 론	2
1.1 연구 배경 및 필요성	
	3
1.2 논문의 구성	4
제 2 장 매입자석 동기 전동기의 수학적 모델링	5
2.1 매입자석 동기 전동기의 구조와 특징	5
2.2 좌표변환	7
2.3 매입자석 동기전동기의 모델링	10
2.4 공간 벡터 변조법	13
제 3 장 영구자석 동기전동기의 센서리스 제어 ~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~	21
3.1 슬라이딩 모드 제어	21
3.2 슬라이딩 모드 관측기	23
제 4 장 초기 구동 알고리즘	28
4.1 기존의 초기구동	29
4.2 제안된 초기구동	32
제 5 장 시뮬레이션 및 실험 결과	37
5.1 시뮬레이션	38
5.1.1 IPMSM 시뮬레이션 모델	38
5.1.2 Matlab/Simulink를 이용한 시뮬레이션	41
5.2 실험	48
5.2.1 실험 장치 및 구성	48
5.2.2 실험 결과	50
계 < 자 겨르	52
제 0 경 결근	

그림 및 표 목차

표 2.1 인버터의 8가지 상태1	5
표 5.1 IPMSM의 파라미터 ····································	7
그림 2.1 SPMSM 의 회전자 단면도	5
그림 2.2 IPMSM 의 회전자 단면도	5
그림 2.3 IPMSM의 전기자반작용 자속 흐름도	6
그림 2.4 Clark 변환	7
그림 2.5 Park 변환	8
그림 2.6 IPMSM의 등가 모델	0
그림 2.7 IPMSM의 등가 회로1	3
그림 2.8 3상 인버터 회로1	4
그림 2.9 인버터 상태와 3상 전압1	5
그림 2.10 인버터의 8가지 상태(1,3,5)	6
그림 2.11 인버터의 8가지 상태(2,4,6)1	7
그림 2.12 인버터의 8가지 상태(0,7)1	8
그림 2.13 인접한 두 벡터의 조합1	9
그림 2.14 벡터의 크기 조절1	9
그림 2.15 정현파를 인가하기 위한 최대 벡터의 크기 2	0
그림 3.1 점진적으로 안정한 가변구조 시스템 2	3
그림 3.2 센서리스 제어를 위한 모터 모델 2	4
그림 3.3 가상 피드백	7
그림 4.1 초기구동 좌표계 ~~~~ 2	8
그림 4.2 기존의 초기 기동 profile 2	9
그림 4.3 초기정렬 과정	0
그림 4.4 동기가속 과정	0
그림 4.5 폐루프 천이 과정	1
그림 4.6 부하의 크기에 따른 위상차	2
그림 4.7 제안된 초기 기동 profile 3	2
그림 4.8 부하의 상태와 폐루프 천이	3
그림 4.9 과도한 q축 전류의 증가 3	4
그림 4.10 위상차 제어기의 추가와 폐루프 천이	4
그림 4.11 센서리스 알고리즘의 블록선도	5
그림 4.12 제안된 제어기의 블록선도	5
그림 5.1 제안된 제어기가 포함된 전체 제어 블록도	6

그림 5.2 초기구동 제어 내부 블록
그림 5.3 q축 전류 제어
그림 5.4 기존의 속도 응답
그림 5.5 기존의 $i_{q_{-}\mathrm{ref}}$ ~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~
그림 5.6 위상각 제어기 추가 후 속도 응답 42
그림 5.7 위상각 제어기 추가 후 $i_{q_{\rm ref}}$
그림 5.8 회전자의 위치와 위상차
그림 5.9 회전자의 위치와 위상차 제어
그림 5.9 K _P , K _I 게인과 시스템 응답의 관계 45
그림 5.10 속도, 전류 응답① K _P : 0.2, K _I : 10 ~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~
그림 5.11 속도, 전류 응답② K _P : 1, K _I : 5 ~~~~ 46
그림 5.12 속도, 전류 응답③ K _P : 0.2, K _I : 1 ~~~~ 46
그림 5.13 속도, 전류 응답④ K _P : 3, K _I : 5 ~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~
그림 5.14 속도, 전류 응답⑤ K _P : 1.5, K _I : 12 ~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~
그림 5.15 IPMSM 과 발전기 ~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~
그림 5.16 부하 조절 장치 ~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~
그림 5.17 실험 장치
그림 5.18 사용된 인버터 ~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~
그림 5.19 기존의 부하별 속도 응답 50
그림 5.20 기존의 부하별 전류 응답 [5A/div, 1s/div] 50
그림 5.21 제안된 방식에 의한 부하별 속도 응답 51
그림 5.22 제안된 방식에 의한 부하별 전류 응답[5A/div] 51
9 41

Improvement of Start-up Characteristic of IPMSM Using Back EMF estimation based Sensorless Control

Sang-Hun Kim

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

Abstract

This study is improvement of start-up characteristic of IPMSM using back EMF estimation based sensorless control.

In this paper using method is SMO(Sliding Mode Observer) that is an one among of back EMF estimation based sensorless control. Sliding Mode control is useful to variable system such as motor control system, because the system's parameters are variable according surround condition. Sensorless algorithm using SMO needs back EMF. So, This method is difficult to apply when the motor speed is low. In order to solve this problem, the high frequency injection method was have been study. But, This method needs complex calculations, and is difficult for realization. Thus, this method is not used widely in industry applications. Widely utilized method is the synchronous acceleration one. In this method, the rotating magnetic field is generated for synchronous acceleration during open loop control period. However, the responses of speed and current are varied according to load condition. This brings to overshoot in speed response and undershoot in current response. In this paper a method employing another controller to solve the problem is presented. Simulation and experimental results are presented to verify proposed method.

Keywords : Start-up, Sensorless contorl, IPMSM

제 1 장 서론

1.1 연구 배경 및 필요성

최근 에너지 고갈 및 환경문제에 직면함에 따라 새로운 에너지원 또는 에너지 효율 상승에 관심이 집중되고 있다. 이에 따라 기계 에너지 및 전 기 에너지를 상호 변환시키는 전동기의 효율을 높이기 위한 노력 또한 계 속되고 있다. 전동기는 산업의 발전에 따라 이젠 생활에 없어서는 안 될 물건으로 자리 잡았으며 수요가 상당하므로 전동기의 효율을 조금만 높 여도 많은 에너지 절약효과를 거둘 수 있다.

현재까지 개발된 다양한 전동기 중 직류 전동가(DC Motor)는 속도제 어가 쉽고 넓은 속도제어 범위를 가지므로 많이 사용되어 왔으나 구조상 요구되는 정류자와 브러시로 인해 고속 응용에 부적합 하고 정기적인 유 지보수가 필요하다는 단점이 있다. 교류전동기(AC Motor)는 정류자와 브러시를 반도체의 스위칭 작용으로 대체하여 정기적인 유지보수 없이 반영구적으로 사용할 수 있다. 이러한 장점으로 인해 직류전동기에서 교 류전동기로 전환이 활발히 진행 되고 있다^{[1][2]}.

교류전동기 중에서도 특히 자속을 생성하기 위해 영구자석을 사용하는 영구자석 동기 전동기(PMSM: Permanent Magnet Synchronizing Motor)는 단위 무게 당 토크 비율이 뛰어난 장점으로 인해 수요가 증가 하고 있다. 영구자석 동기 전동기는 영구자석의 위치에 따라 매입형 영구 자석 동기 전동기(IPMSM: Interior PMSM)와 표면형 영구자석 동기전동 기(SPMSM: Surface PMSM) 두 가지 타입이 있으며 그 중 IPMSM은 영 구자석에 의한 마그네틱 토크 외에도 릴럭턴스 토크가 존재 하므로 작은 체적의 회전자로 큰 토크를 발생시킬 수 있으며 고속 운전 시 영구자석의 비산 우려가 없다는 장점이 있다^[3]. 이러한 IPMSM의 원활한 토크 제어 를 위해서는 회전자의 정확한 위치정보가 반드시 필요 하다. 회전자의 위 치 정보를 얻기 위해서 레졸버나 절대엔코더 등의 기계적 위치센서가 부 착되어 사용되어 왔으나 위치센서의 부착으로 인한 크기 증대 및 가공 부 위의 증가로 인한 가격상승, 노이즈에 의한 위치센서 출력 신호 왜곡 등 의 단점이 수반된다. 따라서 위치센서 없이 IPMSM의 회전자 위치정보를 얻기 위한 센서리스 제어에 대한 연구가 활발히 진행 되고 있다.

현재까지 연구 되어온 센서리스 알고리즘 중 인덕턴스 추정 방법^[4~6]은 IPMSM의 특징인 d축과 q축의 인덕턴스 차이를 이용하여 위치를 추정한 다. 이와 유사한 방법으로 고주파 주입 방법^{[7][8]}은 전동기 구동에 영향을 주지 않을 만큼 높은 주파수의 전압을 인가하고 주파수의 크기에 따라 달 라지는 d축과 q축 임피던스의 차를 이용한다. 이러한 방법은 직접적으로 회전자 위치를 추정하는 방법이므로 외란토크의 영향을 받지 않으며 정 확한 위치 추정이 가능하다. 하지만 전동기 구동을 위한 전압 외에 위치 추정을 위한 전압이 인가되어야 하므로 효율이 떨어지는 단점이 있다. 또 다른 방법으로 역기전력 추정 방법^{[9][10]}이 있다. 이 방법은 전동기가 어 떠한 물리적인 법칙 즉, 수학적으로 표현할 수 있는 방정식에 의해 동작 한다고 가정하고 실제 전동기에 인가되는 전류를 이 방정식과 비교하여 오차를 0으로 제어함으로써 추정된 역기전력을 이용하여 위치를 추정한 다.

역기전력을 이용하여 위치를 추정하는 방법 중 슬라이딩 모드 관측기 (SMO : Sliding Mode observer)를 이용한 위치추정방법은 파라미터의 오차에 강인한 모습을 보인다. 따라서 본 논문에서는 센서리스 알고리즘 중 SMO를 이용한 방법을 사용하였다.

그러나 SMO를 이용한 센서리스 제어는 역기전력을 반드시 필요로 하 므로 정지 상태나 역기전력이 낮은 저속영역에서는 추정이 불가능 하다. 따라서 회전자계를 생성하여 충분한 역기전력이 나오는 속도까지 동기가 속 하는 개루프 제어를 거친 후 페루프 제어로 천이 하는 과정을 추가한 다. 하지만 기동 후 SMO에서 얻은 위치정보로 모터를 제어하기위해 폐 루프 제어로 천이하는 과정에서 부하에 따라 속도제어 양상이 달라지며 속도응답이 불량해진다. 이는 기동 시 부하를 고려하지 않고 필요 이상의 큰 회전자계를 만들어 주기 때문에 야기 된다. 페루프 천이 시 불량한 과 도응답을 개선하고자 본 연구에서는 폐루프 천이 전 단계에서 새로운 제 어기를 추가하여 천이과정에서의 과도응답특성을 개선하는 방법을 제시 한다.

1.2 논문의 구성

본 논문은 총 6장으로 구성되어 있으며 각 장의 연구 내용은 다음과 같 다. 제 1 장 서론에서는 매입자석 동기 전동기의 센서리스 제어 방법에 대한 기존 연구에 대해 고찰하고 연구의 배경과 필요성을 기술하였으며 본 논문의 내용 및 구성에 대해 간략하게 제시하였다. 제 2장에서는 SMO를 꾸미기 위한 매입자석 동기전동기의 수학적 모델링에 대해 다루 었다. d-q모델링을 위해 필요한 좌표변환에 대해 설명하고 3상 전압 방 정식을 구하고 이를 회전자기준의 2상 좌표계로 표현 하였다. 또한 전통 기를 구동하기 위한 공간 벡터 변조법에 대해 간략하게 설명 하였다. 제 3장에서는 영구자석 동기전동기의 센서리스 제어에 사용된 슬라이딩 모 드 관측기와 슬라이딩 모드 제어에 대해 간략하게 다루었다. 제 4장에서 는 본 논문에서 가장 핵심이 되는 초기 구동 알고리즘에 대해 다루었으며 기존의 알고리즘을 살펴 본 후 그의 단점을 보완하는 개선된 알고리즘을 제시한다. 제 5장에서는 시뮬레이션 및 실험 결과를 수록한다. 시뮬레이 션은 Matlab/ Simulink를 이용하였으며 실험은 4.5kW급 6구 전동기를 활용하여 수행 하였다. 제 6 장은 실험 결과를 바탕으로 본 논문의 결론 에 대해서 기술한다.

제 2 장 매입자석 동기 전동기의 수학적 모델링

2.1 매입자석 동기 전동기의 구조와 특징

영구자석 동기 전동기(PMSM: permanent magnet synchronous motor)는 종래의 DC 전동기에서 브러시와 정류자를 반도체의 스위칭 작용으로 대체한 전동기를 총칭한다. PMSM은 회전자 영구자석의 배치 에 따라 IPMSM과 SPMSM 로 구분 된다. [그림 2.1], [그림 2.2]는 PMSM의 두 종류를 나타낸다^[11].



[그림 2.2] IPMSM 의 회전자 단면도

[그림 2.1]에 나타낸 SPMSM은 철심 외부에 영구자석이 붙어있는 구 조이고, [그림 2.2]에 나타낸 IPMSM은 영구자석이 철심 내부에 들어가 있는 구조이다. 구조상 SPMSM은 고속 회전 시 영구자석이 철심으로부 터 떨어져 나갈 우려가 있는 반면 IPMSM은 영구자석이 떨어져나갈 우려 가 없다.

영구자석의 투자율과 공극의 투자율은 진공중의 투자율과 거의 같으며 영구자석이 존재하는 부분은 자기적으로 공극과 같다. 따라서 SPMSM의 자기저항은 회전자의 위치와 무관하게 되고 전기자 권선의 d축 인덕턴스 L_d 와 q축 인덕턴스 L_q 의 크기가 동일한 비돌극형 전동기가 된다. 그러나 IPMSM은 전기자권선이 만드는 d축 방향 자속의 자로에는 공극과 동일 하게 자기저항이 큰 자석이 존재하여 자속이 흐르기 어렵지만 q축방향의 자속은 자석을 통과 하지 않고 철심만을 통해 흐르기 때문에 이 방향의 자기저항은 작게 되고 이 결과 $L_d < L_q$ 의 돌극형 전동기 된다. [그림 2.3]은 자속의 흐름을 직관적으로 확인할 수 있도록 도와준다.



SPMSM에서는 회전자의 위치에 따라서 자기저항이 변화하지 않으므로 자기 인덕턴스 및 상호인덕턴스가 일정하여 $L_d = L_q$ 가 되는 특징이 있다. 그러나 영구자석의 전기자 쇄교자속은 회전자의 회전각에 따라 정현적으 로 변화하므로 SPMSM에서는 영구자석의 전기자 쇄교자속의 변화에 의 한 토크만 발생한다. 이러한 토크를 마그네틱 토크라고 한다. 한편 IPMSM에서는 자기적인 돌극성에 의해 전기자 권선의 자기 인덕턴스 및 상호 인덕턴스가 회전자의 위치에 따라 변화하고 이것에 따라 공극에 저 장된 자기 에너지가 기계 에너지로 변환되어지는 릴럭턴스 토크가 마그 네틱 토크와 함께 발생한다. 따라서 IPMSM은 SPMSM에 비해 그 구조가 견실하고 단위 무게 당 토크가 높은 장점이 있다.

2.2 좌표변환

IPMSM을 비롯한 유도전동기 등 교류전동기의 경우 전동기의 인덕턴스 가 전동기 회전자 위치에 관한 함수로 나타난다. 운전 중에는 회전자의 위치가 변하므로 교류전동기의 전압방정식은 전동기가 정지하고 있는 경 우를 제외하고는 시변 미분방정식으로 나타나게 된다. 이러한 복잡한 시 변 미분방정식을 보다 쉽게 해석하기 위해서 좌표변환을 사용한다. 본 논 문에서 사용되는 좌표의 변환은 Clark 변환과 Park 변환이 사용된다. Clark 변환은 고정된 3상변수를 고정된 2상변수로 변환 시키고 Park 변 환은 고정 2상변수를 전동기 회전자와 동기 되어 움직이는 회전 2상 변 수로 변환 시킨다. 전동기의 3상 변수 V_a , V_b , V_c 를 직교하는 2상 변수 V_a , V_β 로 변환하는 Clark 변환을 [그림 2.4]에 나타 내었다^{[12][13]}.



[그림 2.4] Clark 변환

또한 전동기가 3상평형 상태에 있다고 가정하고 Clark 변환을 식으로 나타내면 다음과 같다.

$$V = V_{\alpha} + j V_{\beta}$$

= $\frac{2}{3} (V_a + V_b e^{j\frac{2}{3}\pi} + V_c e^{-j\frac{2}{3}\pi})$ (2.1)

3상평형 이므로 다음 식을 만족한다.

 $V_a + V_b + V_c = 0 \tag{2.2}$

식 (2.1)을 다음과 같이 실수부와 허수부로 나누어 행렬식으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha} \\ V_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \sqrt{(3)} & -\frac{\sqrt{(3)}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}$$
(2.3)

고정 2상 변수(α, β)를 전동기 회전자와 동기 되어 움직이는 회전 2상 변수(*d*, *q*)로 변환하는 Park 변환은 식(2.4) 와 같이 표현되며 [그림 2.5] 를 통해 시각적으로 나타내었다.



[그림 2.5] Park 변환

$$V_{d} = V_{\alpha} \cos(\theta_{e}) + V_{\beta} \sin(\theta_{e})$$

$$V_{q} = -V_{\alpha} \sin(\theta_{e}) + V_{\beta} \cos(\theta_{e})$$
(2.4)

Park 변환을 행렬로 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix}$$
(2.5)

 V_a, V_b, V_c 로 나타낼 수 있는 3상 변수로부터 Clark 변환과 Park 변환

 을 거쳐 만들어지는 V_d, V_q 의 2상 변수는 다음과 같이 표현될 수 있다

 [14]

$$V_{qd0} = K_s V_{abc}$$
(2.6)
E,

$$(V_{qd0})^T = [V_{qs} V_{ds} V_{0s}]$$
(2.7)

$$(V_{abc})^T = [V_{as} V_{bs} V_{cs}]$$
(2.8)

$$K_{s} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\theta & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$
(2.9)

$$w = \frac{d\theta}{dt} \tag{2.10}$$

$$(K_s)^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 1\\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1\\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix}$$
(2.11)

2.3 매입자석 동기전동기의 모델링

[그림 2.6]은 3상 2극 IPMSM의 등가모델이다. 고정자는 3상 Y 결 선이며 고정자 권선은 전기적으로 상호 120° 간격으로 감겨져 있고 고 정자 권선은 u, v, w 로 표시되어 있다. 영구자석의 N극 방향을 d축으로 결정하고 이것보다 90° 앞선 축이 q축이다. u상 권선을 기준으로 시계 방향으로 d축의 각을 θ라고 하면, 전기자 자기인덕턴스(L_u,L_vL_w), 상호인 덕턴스(M_{uv},M_{vw},M_{wu})는 다음 식(2.12), 식(2.13)으로 표현 할 수 있다.



[그림 2.6] IPMSM의 등가 모델



이를 토대로 3상 전압 방정식을 전압벡터V와 전류 벡터 I 그리고 쇄 교자속 Ψ 를 이용하여 다음과 같이 표현 할 수 있다.

$$V = R_a I + \frac{d\Psi}{dt} \tag{2.14}$$

$$V = \begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix}, \quad I = \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix}$$
(2.15)

$$\Psi = \begin{bmatrix} \Psi_u \\ \Psi_v \\ \Psi_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_u & M_{uv} & M_{uw} \\ M_{vu} & L_v & M_{vw} \\ M_{wu} & M_{wv} & L_w \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + \Psi_f \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$
(2.16)

여기서, Ψ_f : 한 상당 영구자석에 의한 전기자 쇄교자속의 최댓값 $\Psi_{f_u}, \Psi_{f_v}, \Psi_{f_w}$: 각 상의 영구자석의 전기자 쇄교자속

식(2.14) 를 (2.15) 와 (2.16)에 의해 다시 나타내면 다음과 같다.

FIONA

$$V = \begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_u & pM_{uv} & pM_{uw} \\ pM_{vu} & R_a + pL_v & pM_{vw} \\ pM_{wu} & pM_{wv} & R_a + pL_w \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + w\Psi_f \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} (2.17)$$

여기서, w: 전기각속도

식(2.17)과 같이 IPMSM을 3상 전압 방정식으로 표현 할 수 있고 이 식을 Clark 변환과 park 변환을 거쳐 d-q 축의 회전자 동기 좌표계로 다 시 표현 할 수 있다. 앞에서 보았던 좌표변환 식(2.6)을 이용하여 동기 좌 표계로 변환하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -wL_q \\ wL_d & R_a + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ w\Psi_a \end{bmatrix}$$
(2.18)

여기서,

$$\begin{split} L_d &= l_a + \frac{3}{2}(L_a - L_{as}) \\ L_q &= l_a + \frac{3}{2}(L_a + L_{as}) \\ \Psi_a &= \sqrt{\frac{3}{2}} \Psi_f \end{split}$$

식 (2.18)을 회로로 나타내면 [그림 2.7]과 같이 나타낼 수 있다.



[그림 2.7] IPMSM의 등가 회로

2.4 공간벡터 변조법

현재 개발된 3상 인버터는 여러 가지가 있지만 그 중 공간벡터 변조법 은 입력 전압을 최대한 이용할 수 있고 고조파를 매우 저감시킬 수 있는 특성 때문에 다른 PWM 방식보다 우수하다고 알려져 있다. 공간벡터 변 조법은 3상의 6개 스위치를 한꺼번에 고려하여 인버터의 스위칭 상태를 미리 계산된 순서(sequence)와 지속시간에 따라 전환해주는 방식이다. 이때 기준(reference)이 되는 부하 상전압과 각상의 부하 상전압이 스위 칭주기 T 동안 평균적으로 각각 같도록 인버터 상태(inverter state)의 순서와 각 상태의 지속시간을 정한다. 공간벡터 변조법은 각 스위칭 주기 마다 수치계산을 필요로 하므로 마이크로프로세서를 포함하는 디지털 하 드웨어에 의하여 구현된다^[12].

3상 전압은 하나의 등가벡터 전압으로 나타낼 수 있으며 그 역도 성립 한다. 다음과 같은 3상 인버터를 고려해 보자. 각 상전압 V_a, V_b, V_c 는 하 나의 등가 벡터 V로 나타 낼 수 있다. 당연히 등가벡터 V 를 V_a, V_b, V_c 로 나타 낼 수도 있다. 공간벡터 변조법은 사용자가 원하는 등가벡터 V를 3상전압 V_a, V_b, V_c 로 바꾸는 방법이다. 6개의 스위치를 V와 V_a, V_b, V_c 가 스위칭 주기 동안 평균적으로 같도록 제어하여 원하는 목적을 이룰 수 있 다.



각 상의 스위치 상태에 따라 8가지 경우의 수가 생기며 그에 대응되는 3상전압과 공간벡터를 표로 나타내면 다음과 같다.

인버터	스위치	부 하 상 전 압		공 간 법	티터 V_k	
상 태	상 태				$(V_k = \iota$	$v_d + jv_q)$
k	$\begin{bmatrix}S_1 & S_3 & S_5\end{bmatrix}$	v_a	v_b	v_c	v_d	v_q
0	[000]	0	0	0	0	0
1	[100]	$\frac{2}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$-rac{1}{3}V_{DC}$	$-rac{2}{3}V_{DC}$	0
2	[110]	$rac{1}{3}V_{DC}$	$rac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{2}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{\sqrt{3}}{3}V_{DC}$
3	[010]	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$-rac{2}{3}V_{DC}$	$-rac{1}{3}V_{DC}$	$-rac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{\sqrt{3}}{3}V_{DC}$
4	[011]	$-rac{2}{3}V_{DC}$	$rac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3} V_{DC}$	$-rac{2}{3}V_{DC}$	0
5	[001]	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{2}{3} V_{DC}$	$-rac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{\sqrt{3}}{3}V_{DC}$
6	[101]	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{2}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{\sqrt{3}}{3}V_{DC}$
7	[111]	0	0	0	0	0
			and the second s			

[표 2.1] 인버터의 8가지 상태

위 표를 통해 실제 인가되는 벡터는 총 7가지(0벡터중복)임을 확인할 수 있다. 인버터의 스위치상태와 각 상 전압을 그림으로 나타내면 다음과 같다.



[그림 2.9] 인버터 상태와 3상 전압



[그림 2.10] 인버터의 8가지 상태(1,3,5)



[그림 2.11] 인버터의 8가지 상태(2,4,6)



이상의 8가지 벡터를 스위치의 조작으로 나타낼 수 있으며 정해진 7가 지 벡터이외의 벡터는 인접한 두 벡터의 조합으로 나타낼 수 있다.



이때의 전압 크기 역시 스위칭 인가시간을 조절함으로서 제어할 수 있 다. 한편 생성가능한 벡터의 크기는 육각형을 벗어날 수 없으므로 공간벡터 에서 만들 수 있는 최대 크기의 전압은 벡터의 방향에 따라 다르며 0°, 60°, 120° 등에서 가장 크고 30°, 90°, 150° 등에서 가장 작다. 3상 정현파의 전압을 발생시키기 위해서는 벡터의 방향에 관계없이 벡터의 크기는 일정해야 한다. 따라서 정현파를 인가하기 위한 최대 벡터의 크 기는 육각형 내접원의 반지름이 되어야 하며 그 크기는 <u>1</u>√3 V_{DC} 이다.



[그림 2.15] 정현파를 인가하기 위한 최대 벡터의 크기

공간벡터를 구현하기위해 인접한 벡터의 인가시간 비율을 구하는 식은 (2.19) 와 같다^[12]. 구현 하고자 하는 전압 벡터의 크기 m_s 와 각 θ를 대 입하여 인접한 2개의 벡터 인가 시간(d_m, d_n)과 0벡터 인가 시간(d_z)을 계 산 할 수 있다.

$$\begin{aligned} d_m &= m_s \frac{\sin(\theta_n - \theta)}{\sin(60^\circ)} \\ d_n &= m_s \frac{\sin(\theta - \theta_m)}{\sin(60^\circ)} \\ d_z &= 1 - (d_m + d_n) \\ c q \forall |\mathcal{A}|, \ \theta_m < \theta < \theta_n \circ |\mathcal{I}|, \ \theta_n - \theta_m = 60^\circ \circ |\mathcal{I}|. \end{aligned}$$

$$(2.19)$$

$$m_s$$
: 공간벡터 변조지수 (정현파를 구현하기 위해서는 $0{<}m_s{\leq}\frac{\sqrt{(3)}}{2})$

제 3 장 영구자석 동기전동기의 센서리스 제어

3.1 슬라이딩 모드 제어

제어장치는 작동 환경이나 부하의 변동에 따라 그 응답 특성이 변하지 않아야 한다. 하지만 실제 시스템에서는 비선형, 가정, 간략화, 파라메타 의 불확실 등으로 인하여 제어 장치의 정확한 모델링을 기대하기 어렵다. 따라서 이와 같은 시스템에서는 제어의 강인함이 중요한 조건이 된다. 슬 라이딩 모드 제어는 가변 구조 시스템 이론에 기초를 두고 있으므로 시스 템의 변동, 모델링 오차, 플랜트의 비선형 및 외란에 대해 강인한 제어 특 성을 가지고 있다^{[15][16]}.

슬라이딩모드 제어는 시스템의 상태를 상태공간상에 존재하는 임의의 표면에 도달시키고 계속 유지하도록 설계된다. 이 임의의 표면은 사용자 가 지정해 줄 수 있으며 이 표면을 슬라이딩 평면(Sliding Surface) 이라 한다. 슬라이딩 평면에 시스템의 동적인 동작이 머물러 있을 때를 이상적 슬라이딩 동작이라고 한다. 시스템이 슬라이딩 평면에 구속되어 있는 경 우 시스템의 차수는 슬라이딩 평면의 차수만큼 낮아지며 모델 불확실성 과 파라미터 변동 및 외란에 대해 영향을 받지 않는 불변성을 가질 수 있 다. 그러나 리칭 페이즈(Reaching Phase) 문제와 채터링(Chattering) 문 제는 슬라이딩 모드의 단점으로 지목 받고 있다. 리칭 페이즈는 시스템의 상태가 슬라이딩 면에 도달하는 과정으로 슬라이딩 모드의 강인성을 보 장 받을 수 없는 구간이다. 또한 채터링 문제는 불연속 제어 입력에 의해 슬라이딩 면을 기준으로 떨림 현상이 발생하는 것이다. 이는 무한대의 스 위칭을 실제로 구현할 수 없으므로 발생하는 문제점으로 필수불가결한 혀상이다. 채터링 문제는 불연속적인 시그넘 함수 대신에 포화함수를 사 용함으로써 줄여줄 수 있고 리칭 페이즈 문제는 도달조건(Reaching Condition)을 만족시키는 제어 법칙을 결정함으로써 해결 될 수 있다.

가변구조 시스템은 제어 구조를 슬라이딩 법칙에 따라 변화시킴으로서 각각 다른 구조의 유용한 성질을 조합하여 빠르고 안정한 제어 구조로 변 화 시킬 수 있다. 가변 구조라는 것은 상태공간에서의 위치에 따라 제어 구조를 변화시키는 시스템이라는 의미 이다. 이러한 기본 개념은 다음과 같은 2차 시스템을 고려함으로써 익힐 수 있다.

 $\ddot{x} = -\psi x$

(3.1)

여기서 ψ가 α,인 경우와 α,(단, α,>1>α,)의 값을 가지는 경우 각각의 상태 공간상에서의 궤적은 [그림 3.1]의 (a)와 (b)와 같이 타원들로 구성 되어 있으므로 어떤 구조도 점진적으로 안정하지 않는다. 그러나 다음과 같이 ψ 의 값이 슬라이딩 된다고 가정하여 보자.

(3.2)

NATIONAL UNIL = α_2 , if xx < 0

 $\psi = \alpha_1$, if $\dot{x}x > 0$

가정된 식 (3.1)에 의한 상태공간에서의 궤적은 [그림 3.1]의 (c)와 같 이 x와 x축을 따라 (a)와 (b)구조를 교대로 가지면서 점진적으로 안정함 을 알 수 있다.



(a) $\psi = 7$



(b) $\psi = 0.3$



[그림 3.1] 점진적으로 안정한 가변구조 시스템

3.2 슬라이딩 모드 관측기

상태 관측기는 시스템 제어 입력과 출력을 이용하여 상태를 추정하게 되는데 추정된 출력과 실제 출력의 차가 0이 되도록 하는데 그 목적이 있 다. 이러한 원리를 이용한 슬라이딩 모드 상태 관측기가 Utkin 및 몇몇 과학자들에 의해 제안되었다^[16]. 슬라이딩 모드 상태 관측기는 슬라이딩 모드 제어기법에 의해 알려진 것처럼 외란과 파라메타 변동 등 시스템의 불확실성에 대해 강인한 성격을 가진다.

[그림 3.2]는 센서리스 제어를 위한 모터 모델이다. 그림에서 d, q축은 앞 절에서 설명한 회전자 동기 좌표축이며 센서리스 제어 시에는 실제의 d, q축을 직접 알기 어렵기 때문에 컨트롤러에서는 [그림 3.2]에서 보인 바와 같이 본래의 d, q축에 대해 임의의 γ, δ축으로 바꾸고 이 가정한 축 상에서 전류제어와 속도제어를 한다. γ, δ축은 컨트롤러 내에서 가정한 축이기 때문에 d, q좌표축과의 사이에는 그림에 보인 바와 같이 Δθ 의각 도 오차가 있는 것으로 생각하는 것이 일반적이다. 센서리스 제어 알고리 즘에 은 인버터에서 얻은 전압과 전류 정보를 이용하여 어떤 경우에도 반 드시 안정하고 빠르며 또한 정확하게 Δθ 를 0으로 수렴시켜야 한다^[19].



[그림 3.2] 센서리스 제어를 위한 모터 모델

본 논문에서 사용된 슬라이딩 모드 관측기는 IPMSM의 전압 방정식으 로부터 *i_γ,i_δ* 를 관측하도록 만들어 졌다. 인버터의 전압 전류 정보로부터 SMO가 *i_γ,i_δ*가 오차 없이 관측되면 역기전력을 추정할 수 있게 되고 이 역기전력으로부터 전동기의 회전자 위치 정보를 알아낸다.

2장에서 살펴보았던 전압 방정식(2.18)을 γ-δ축으로 쉽게 변환하기 위해 다음과 같이 다시 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -wL_q \\ wL_q & R_a + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ E_{ex} \end{bmatrix}$$
(3.3)
$$\Rightarrow \forall E_{ex} = w[(L_d - L_q)i_d + \Psi_a] - (L_d - L_q)(pi_q) \quad \forall E_{ex}.$$

Park 회전 변환을 이용해 *d*-*q*축 으로 나타내어진 모터 식을 γ-δ축으 로 정리하면 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} v_{\gamma} \\ v_{\delta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -wL_q \\ wL_q & R_a + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\gamma} \\ i_{\delta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{\gamma} \\ e_{\delta} \end{bmatrix}$$
(3.4)
$$\begin{bmatrix} e_{\gamma} \\ e_{\delta} \end{bmatrix} = E_{ex} \begin{bmatrix} -\sin\theta_e \\ \cos\theta_e \end{bmatrix} - (\hat{w} - w)L_d \begin{bmatrix} i_{\delta} \\ -i_{\gamma} \end{bmatrix}$$
(3.5)

여기서 $\theta_e = \theta_1 - \hat{\theta_1}$ 이며, $\hat{\theta_1}$ 과 \hat{w} 는 추정위치와 추정속도를 나타낸다.

슬라이딩 모드 관측기를 설계하기 위해 위에서 구한 IPMSM 모델 식을 다음과 같이 다시 정리할 수 있다.

$$L_{d} \begin{bmatrix} p i_{\gamma} \\ p i_{\delta} \end{bmatrix} = -R_{a} \begin{bmatrix} i_{\gamma} \\ i_{\delta} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_{\gamma} \\ e_{\delta} \end{bmatrix} + wL_{q} \begin{bmatrix} i_{\delta} \\ -i_{\gamma} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{\gamma} \\ v_{\delta} \end{bmatrix}$$
(3.6)

위 식으로부터 회전자 위치 정보가 포함된 역기전력을 얻을 수 있는 관 측기는 다음과 같다.

$$L_{d} \begin{bmatrix} p\hat{i}_{\gamma} \\ p\hat{i}_{\delta} \end{bmatrix} = -R_{a} \begin{bmatrix} \hat{i}_{\gamma} \\ \hat{i}_{\delta} \end{bmatrix} - k \begin{bmatrix} sign(\hat{i}_{\gamma} - i_{\gamma}) \\ sign(\hat{i}_{\delta} - i_{\delta}) \end{bmatrix} + \hat{w} L_{q} \begin{bmatrix} i_{\delta} \\ -i_{\gamma} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{\gamma} \\ v_{\delta} \end{bmatrix}$$
(3.7)

여기서 $\hat{i_{\gamma}}, \hat{i_{\delta}}$ 는 추정전류, k는 관측기 이득을 의미 한다. 식(3.7)에서 식

(3.6)을 뺀 오차 함수는 다음과 같이 정의 할 수 있다.

$$L_{d} \begin{bmatrix} p \, \overline{i_{\gamma}} \\ p \, \overline{i_{\delta}} \end{bmatrix} = -R_{a} \begin{bmatrix} \overline{i_{\gamma}} \\ \overline{i_{\delta}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{\gamma} \\ e_{\delta} \end{bmatrix} - k \begin{bmatrix} sign(\overline{i_{\gamma}}) \\ sign(\overline{i_{\delta}}) \end{bmatrix} + (\hat{w} - w) L_{q} \begin{bmatrix} i_{\delta} \\ -i_{\gamma} \end{bmatrix}$$
(3.8)

여기서 $\overline{i_{\gamma}}$, $\overline{i_{\delta}}$ 는 추정 오차를 나타낸다. 관측기에 의해 전류오차가 0이 되었다면 다음 식을 얻을 수 있다.

$$Z = k \begin{bmatrix} sign(\overline{i_{\gamma}}) \\ sign(\overline{i_{\delta}}) \end{bmatrix} = E_{ex} \begin{bmatrix} -\sin\theta_e \\ \cos\theta_e \end{bmatrix} + (\hat{w} - w)(L_q - L_d) \begin{bmatrix} i_{\delta} \\ -i_{\gamma} \end{bmatrix}$$
(3.9)

여기서 Z는 스위칭 신호를 의미하며 이 식에서 고주파 스위칭 성분을 제외한 저주파 성분만을 고려한다. 회전자의 회전속도와 추정속도가 근사 적으로 작다고 하면 다음과 같은 결론을 얻을 수 있다.

$$\tilde{Z} = \begin{bmatrix} \tilde{Z}_{\gamma} \\ \tilde{Z}_{\delta} \end{bmatrix} = E_{ex} \begin{bmatrix} -\sin\theta_e \\ \cos\theta_e \end{bmatrix}$$
(3.10)

식(3.10) 으로부터 회전자의 위치오차는 다음 식(3.11) 과 같이 구할 수 있다.

$$\theta_e = -\tan^{-1} \left(\frac{\widetilde{Z}_r}{\widetilde{Z}_\delta} \right) \tag{3.11}$$

이 식은 다음 [그림 3.3]과 같은 관계를 의미하며 이로부터 회전자 위 치로부터 추정 위치까지의 전달 함수를 구할 수 있다.



제 4 장 초기 구동 알고리즘

슬라이딩 모드 관측기와 같이 역기전력 추정방식을 이용하는 센서리스 알고리즘은 저속영역이나 정지 상태에서 그 성능을 발휘할 수 없다. 따라 서 센서리스 알고리즘을 적용할 만큼 큰 역기전력이 발생하는 속도까지 는 다른 방법으로 제어해야할 필요성이 있다. 고주파 주입법을 이용한 방 법도 사용되고 있지만 이는 계산이 어렵고 구현이 복잡하여 아직 산업체 에서 널리 사용되지 못한다.

본 장에서는 영속이나 저속에서 전동기를 회전시키는 기존의 초기 구동 의 원리와 과정을 살펴보고 이 때 발생할 수 있는 문제점을 해결하는 방 안을 제시한다.



[그림 4.1]은 초기 구동에 사용된 좌표계를 표현 한다.

[그림 4.1] 초기구동 좌표계

 d,q: 회전자 기준 좌표 축

 d^{*},q^{*}: 개루프 기준 좌표 축

 I_a: 기동 전류

 φ: d 와 d^{*}의 각도 차

 θ₁: 회전자 실제 위치

 θ₂: 개루프 좌표계 위치

4.1 기존의 초기 구동

산업체에서 주로 사용하는 방법은 회전자계를 생성하여 충분한 역기전 력이 나오는 속도까지 동기가속 하는 개루프 제어를 거친 후 폐루프제어 로 천이 하는 것이다^[20].

개루프 제어를 이용한 기동과정은 [그림 4.2]와 같이 초기정렬(a), 동 기가속 회전자계 생성(b), 폐루프 천이 (c)의 3단계를 거치며, 이후 SMO 를 이용한 속도제어로 전환된다.



기존의 초기구동 3단계를 [그림 4.3] ~ [그림 4.5]를 통하여 자세히 알아본다.

a. 초기정렬

회전자의 위치를 미리 정해둔 방향으로 정렬시키는 과정.

전동기를 구동하는 시점에 회전자의 위치를 알 수 없으므로 임의의 자 계를 생성하여 미리 정해둔 방향으로 회전자의 위치를 강제 이동시킨다. 개루프 좌표계(개루프 제어 시 사용하는 2축 직교 좌표계 $d^* - q^*$)를 생 성하고 q^* 축 방향으로 전류를 인가하여 q^* 축 방향으로 자계를 만들어 주 면 자석으로 구성된 회전자는 사용자가 만들어준 방향으로 정렬된다. [그 림 4.3]에 초기정렬 과정을 알기 쉽게 도식적으로 나타내었다.



b. 동기 가속

개루프 제어기는 초기정렬 시간이 경과하면 일정가속도로 개루프 좌표 축을 회전시킨다. 개루프 좌표계를 회전시켜 자계를 회전시키면 전동기의 회전자는 자계와 함께 회전하며 개루프 좌표축의 회전속도와 동일한 속 도로 회전 하게 된다. 개루프 좌표축의 회전속도를 역기전력이 충분히 나 오는 속도까지 서서히 증가 시키는 동시에 큰 부하에 무리 없이 기동시키 기 위해 q축 전류량을 늘려서 회전자계를 크게 만든다.



[그림 4.4] 동기가속 과정

c. 폐루프 천이

역기전력이 충분히 나오는 속도(센서리스 제어 알고리즘으로 회전자의 위치를 추정할 수 있을 정도)까지 개루프 구동을 한 후 폐루프 제어로 부 드럽게 진입하기 위한 제어 과정을 거친다.

[그림 4.5]는 폐루프 천이 과정을 그림으로 나타낸 것이다. 폐루프 제 어시 q축 전류의 크기를 제어함으로써 속도를 제어하는데 [그림 4.5]에 서 볼 수 있듯이 개루프 제어 시에는 실제 전류 인가 방향이 q축과 φ만 큼 벌어져 있기에 별다른 조치 없이 폐루프 제어로 진입하면 제어가 불안 정하게 된다. 따라서 추정된 각과 개루프 각의 차이를 서서히 줄이는 과 정을 거쳐 개루프 각과 폐루프 각의 차이가 없어지면 폐루프 제어로 전환



초기 기동 시 q^* 축으로만 전류를 인가하므로 q^* 축과 q축의 각도 차이는 전류 위상과 이라고 볼 수 있다. 전류 위상은 전동기의 발생 토크와 밀접 한 관계가 있으며 발생토크는 부하의 크기, 회전속도에 관계가 있다. 따 라서 폐루프로 천이 시작하는 순간(구간c의 시작부분)에 부하의 크기에 따라 개루프 각과 폐루프 각의 크기가 달라진다. [그림 4.6]에 부하의 크 기에 따른 위상차를 도식적으로 나타 내었다.



[그림 4.6] 부하의 크기에 따른 위상차

4.2 제안된 초기 구동

앞 절에서 부하의 크기에 따라 전류위상이 달라짐을 알 수 있었다. 부하 의 크기에 따라 전류위상이 달라지는 이러한 현상이 속도응답의 오버슈트 와 전류응답의 언더슈트 등 불량한 과도응답을 유발하는 원인이다.



[그림 4.7] 제안된 초기 기동 profile (a:초기 정렬, b:동기 가속, c:위상차 제어, d:폐루프 천이)

따라서 본 논문에서는 전류 위상을 일정하게 유지하는 제어기를 추가함 으로써 불량한 과도응답을 제거한다. 먼저 전류 위상차가 폐루프 천이 시 어떠한 영향을 주는지 확인해 보자.



앞서 설명한 폐루프 천이 과정에서 응답을 양호하게 하기 위해 전류위상 을 q축과 일치시키는 과정을 고부하와 저부하를 비교하여 [그림 4.8]에 나 타 내었다. 천이 후 실제 모터에 인가되는 q축 전류의 크기를 비교하면 고 부하시 에는 천이 과정 전과 후 전류 크기차이가 거의 없지만 저부하시 에 는 천이 전 후 크기차이가 매우 크게 나타납을 확인 할 수 있다. 이 q축 전 류의 크기는 전동기의 회전속도에 영향을 주게 되므로 저부하시 천이 후 급 격하게 증가된 q축 전류는 속도를 과도하게 높이는 악영향을 주게 된다. q 축 전류와 회전자 속도와의 관계는 IPMSM의 토크 식을 통해 확인할 수 있 다. IPMSM의 토크 식은 식 (4.1)과 (4.2)로 나타낼 수 있다^{[17][18]}.

$$T_{e} = P_{n} (K_{e} i_{q} + (L_{d} - L_{q}) i_{d} i_{q})$$
(4.1)

$$T_e = T_L + j \frac{dw_m}{dt} + Bw_m \tag{4.2}$$

식 (4.1)에서 q축 전류가 증가하면 전기적 토크 T_e 가 증가함을 알 수 있 고 부하 T_L 이 일정하고 속도의 변화가 없다면 식 (4.2)에서 T_e 의 증가는 전 동기의 회전속도 w_m 의 증가로 나타남을 알 수 있다. 즉 [그림 4.9]에 점선 으로 표시한 부분이 속도증가에 원인이 되어 불량한 과도응답을 야기 시킨 다.



[그림 4.9] 과도한 q축 전류의 증가

이를 통해 초기 구동 시 넓은 부하영역에서 양호한 기동성능을 나타내 기 위하여 큰 회전자계를 만들어 제어 하였던 것이 저부하시 속도나 전류 의 과도응답으로 나타남을 알게 되었다. 따라서 저부하시에는 그에 맞는 적당한 크기의 회전자계를 만들어 폐루프 천이 시 불량한 과도응답을 제 거하는 PI제어기를 추가한다.



[그림 4.10] 위상차 제어기의 추가와 폐루프 천이

[그림 4.11]은 센서리스 알고리즘의 블록선도 이며 본 논문에서 추가 한 부분은 점선 안에 포함된다. [그림 4.12]는 [그림 4.11]에서 점선으로 표시된 부분을 상세하게 나타낸 것이다. 점선으로 표시한 부분에는 기존 의 개루프 알고리즘에 위상차 ϕ 를 일정하게 유지하기 위한 PI제어기가 추가 되어 있다. 초기정렬(a) 과 동기가속(b)의 q축 전류는 기존의 방법 대로 전류 profile을 따라 제어되지만 위상각제어가 들어가는 (c)영역에 서는 위상 제어기에 의해서 제어된다.



[그림 4.12] 제안된 제어기의 블록선도

본 논문에서 제안된 제어기의 게인 K_p, K_i 는 기동시간과 전동기 파라미 터 값 등에 따라 결정해야 한다. 제어기의 응답속도는 치명적인 오류를 유발하지 않으므로 기동시간이나 플랜트에 가해질 수 있는 부하조건 등 을 토대로 설정 한다. 응답 속도는 폐루프 천이가 시작되기 전까지 지령 위상각에 도달할 수 있을 정도만 만족하면 된다.

본 논문에서 사용한 게인 값은 $K_p=0.2$, $K_i=10$ 이다.



제 5 장 시뮬레이션 및 실험 결과

제안한 제어기법의 유용성을 확인하기 위하여 Matlab Simulink를 사용하 여 시뮬레이션 하였다.

시뮬레이션에 사용된 모터의 파라미터 값은 실험에 사용된 IPMSM과 동 일하며 그 값은 [표 5.1]에 나타낸다.

120					
정격출력	W	4.5[kW]			
정격전압	V	300[V]			
정격전류	A	15[A]			
극 수	Р	6			
저 항	R_s	0.365 [<i>\Omega</i>]			
이더터스	L_d	2.0 [mH]			
인덕년스	L_q	3.6 [mH]			
정격속도	N_r	3000 [rpm]			
aus					

[표 5.1] IPMSM의 파라미터

5.1 시뮬레이션

5.1.1 IPMSM 시뮬레이션 모델

[그림 5.1]은 본 논문에서 제안한 제어기를 포함한 IPMSM의 전체 센서 리스 제어 블록도이다. 동그라미 표시한부분이 본 논문에서 추가한 부분이 며 자세한 블록은 [그림 5.2]에 표시하였다.



[그림 5.1] 제안된 제어기가 포함된 전체 제어 블록도



[그림 5.2]에 나타낸 초기 구동 제어 내부 블록은 개루프 제어 angle을 만들어 주는 부분, 개루프와 폐루프의 경계를 판단하고 제어하는 부분, 위상차를 계산하는 부분 그리고 q축 전류 지령치를 만드는 부분으로 구 성되어 있다. 사각형으로 표시한 블록은 가장 핵심이 되는 초기정렬과 *q* 축 전류제어를 구현한 부분이다.

[그림 5.3]을 통하여 q축 전류 지령치를 만드는 부분과 본 논문에서 추 가한 제어기를 살펴본다.



[그림 5.3]의 두 개의 동그라미 부분 중 아랫것은 부분은 초기 기동 과 정 (a), (b)에 해당하는 부분으로 초기 정렬과 동기 가속을 위한 q축 전류 지령 생성부분을 나타낸다. 0.3초 동안 3A의 크기로 q축 전류를 제어하 여 초기정렬을 하고 6A 까지 서서히 전류를 키우며 모터를 회전시킨다. 이때 전류를 키우는 것은 큰 부하에서도 무리 없이 모터를 회전시키기 위 함이다.

[그림 5.3]의 위에 동그라미 표시 부분은 본 논문에서 추가한 위상차 제어기를 나타낸다. 시뮬레이션 블록의 서브루틴으로부터 SMO에 추정한 q축 각도와 개루프 q축 각도의 차이를 계산해 실제 위상차를 구하고 이 위상차를 피드백 받아 원하는 위상차 까지 줄어들도록 PI 제어기를 꾸며 개루프 q축 전류의 크기를 제어한다. 이로 인해 부하의 크기에 관계없이 일정한 위상차를 유지한 후 페루프 천이가 이루어지며 불량한 과도 특성 이 제거 된다.





[그림 5.5] 기존의 i_{a-ref}

[그림 5.4]는 기존의 초기 구동 속도응답 시뮬레이션의 결과이다. (a) 고부하 조건과 (b)저부하 조건을 비교하였으며 (a)저부하 상태는 (b)고부 하 상태와 달리 10%이상의 오버슈트가 발생됨을 확인할 수 있다.

[그림 5.5]는 기존의 초기 구동 i_q -ref 를 측정한 결과이다. 초기정렬을 위해 3A의 전류를 인가하고 동기가속을 하면서 큰 부하에 견디기 위해 전류의 크기를 6A까지 증가시키는 과정이 나타난다.



[그림 5.6] 위상각 제어기 추가 후 속도 응답



[그림 5.6]은 본 논문에서 제안한 위상각 제어기 추가 후 속도응답을 시뮬레이션 결과이다. (a)고부하 조건과 (b)저부하 조건을 비교하였으며 추가된 제어기의 효과로 인해 저부하와 고부하 모두 오버슈트나 언더슈 트 없이 양호한 속도응답을 보여준다.

[그림 5.7]은 위상각 제어기 추가 후 i_q -ref 를 측정한 결과이다. 전동 기 속도가 증가하여 SMO를 이용하여 위치 추정이 가능해 지면 위상각 제어기가 작동하면서 저부하시 i_q -ref 를 감소시키는 부분이 관찰된다(저 부하 2~3초). 고부하 상태에서는 기존의 알고리즘과 동일하게 전류의 크 기가 일정하게 유지됨을 확인할 수 있다.



[그림 5.8]은 부하의 크기에 따른 위상차의 크기를 회전자의 위치 정보 와 함께 나타내었으며 저부하에서의 위상차의 크기가 고부하에서 위상차 의 크기보다 큼을 알 수 있다.



[그림 5.9]는 추가한 제어기에 의해 위상차가 줄어드는 모습을 나타낸 다. 저부하 상태에서 시뮬레이션 하였으며 2초 부근에서는 위상차가 크지 만 1초 후 3초 부근에서는 고부하 상황과 유사하게 위상차가 줄어든 모 습을 볼 수 있다.

[그림 5.9]는 본 논문에서 제안한 제어기의 K_P , K_I 게인과 시스템 응 답의 관계를 영역별로 나타낸 것이다. 안정 영역에서는 안정된 속도 응답 을 기대할 수 있고, 한계 안정 영역에서는 개루프 제어 시 속도응답의 울 렁거림이 발생한다. 성능저하 영역에서는 q축 전류가 천천히 줄어들어 추 가된 제어기의 위상제어 효과가 감소하므로 속도응답에 오버슈트가 발생 한다. 불안정 영역에서는 동기가속영역에서 전류지령치가 발산하며 기동 실패로 빠지게 된다.

제어기의 게인이 ① ~ ⑤의 조건일 때 속도, 전류 응답을 [그림 5.10]~[그림 5.14]에 나타내었다.



[그림 5.9] K_P, K_I 게인과 시스템 응답의 관계





5.2 실험

5.2.1 실험 장치 및 구성



[그림 5.16] 부하 조절 장치

부하용 발전기에 연결된 저항이다. 3층으로 구성되어 한 층당 한 상씩 연결되어 있다. 스위치를 이용하여 부하의 크기를 조절할 수 있게 구성되 었다.



[그림 5.17] 실험 장치

실험에 사용된 제어기는 16bit MCU 이며 40 MIPS operation 이 가능 한 dsPIC33Fj128 을 사용하였다. 내장된 PWM 모듈을 이용하여 SVPWM을 구현하였다. 스위칭 소자로 IGBT 6개가 사용 되었으며 A/D 컨버터 모듈은 두 개의 상전류 값과 인버터 입력전압의 측정을 위해 사용되었다. 제어주기는 10kHz 이다.



[그림 5.18] 사용된 인버터



[그림 5.20] 기존의 부하별 전류 응답 [5A/div, 1s/div]

기존 제어방법을 이용한 속도응답을 그림 [그림 5.19]에 나타내었다. 지 령 속도는 1000rpm이며 약 4.2초부터 1초간 정속제어 후 폐루프 제어로 천이 한다. [그림 5.19]에서 저부하시 폐루프 천이 순간 과도한 오버슈트가 발생함을 알 수 있으며 [그림 5.20]의 전류 역시 저부하시에는 천이 순간 크기가 급격히 줄어들며 불안정한 과도응답을 나타낸다.



[그림 5.22] 제안된 방식에 의한 부하별 전류 응답 [5A/div, 1s/div]

제안된 알고리즘이 적용된 시스템의 속도응답을 [그림 5.21]에 나타내 었으며 이 그림에서는 큰 오버슈트가 발생하지 않음을 확인 할 수 있고 [그림 5.22]에 나타낸 전류응답 역시 안정된 모습을 보임을 확인 할 수 있다.

제 6 장 결론

본 논문에서는 역기전력 추정 방식 센서리스 제어를 이용하는 IPMSM 의 기동특성에 대한 연구를 수행함으로써 속도제어 응답특성을 개선하였 다. 폐루프 천이 시 부하의 크기에 따라 속도, 전류 응답이 불량해 지는 이유는 기동 시 전류위상이 부하에 따라 달라짐에 따라 폐루프 천이 시 실제 인가되는 q축 전류의 크기가 달라지기 때문임을 확인할 수 있었다.

이 문제점을 해결하기 위해 기존방식에 위상차를 일정하게 유지하게 하는 PI제어기를 추가 하여 넓은 부하 영역에서 양호한 천이가 이루어지도 록 하였다.

제안된 제어기의 성능은 Matlab을 이용한 시뮬레이션과 4.5kW급 6극 IPMSM을 이용한 실험을 통해 확인 되었다. 기존 알고리즘과 제안된 알 고리즘을 부하의 상태를 바꿔가며 실험 하였고 제안된 알고리즘을 사용 시 저부하 상황에서의 불량한 과도특성이 현저히 줄어든 것을 확인 할 수 있었다.

참 고 문 헌

- S. Nonaka (1991), "Variable-speed control of brushless half-speed synchronous motor by voltage source inverter", IEEE Trans Ind Appl, Vol.27, No.3, pp.545-551, IEEE
- [2] P. Pillay (1989), "Modeling, simulation, and analysis of permanent-magnet motor drives", IEEE Trans Ind Appl, Vol.25, No.2, pp.517-522, IEEE
- [3] R. B. Sepe (1991), "Real-time adaptive control of the permanent-magnet synchronous motor", IEEE Trans Ind Appl, Vol.27, No.4, pp.706-714, IEEE
- ☞ 인덕턴스 추정 방법
- [4] P. B. Schmidt (1997), "Initial rotor angle detection of a nonsalient pole permanent magnet synchronous machine", IEEE Ind Appl Conf, Vol.1, pp.459-463, IEEE
- [5] S. Nakashima (2000), "Sensorless initial rotor position estimation of surface permanent-magnet synchronous motor", IEEE Trans Ind Appl, Vol.36, No.6, pp.1598-1603, IEEE
- [6] W. J. Lee (2006), "A New Starting Method of BLDC Motors Without Position Sensor", IEEE Trans Ind Appl, Vol.42, No.6, pp.1532-1538, IEEE
- ☞ 고주파 주입 방법
- [7] A. Consoli (1999), "Sensorless control of PM synchronous motors at zero speed", IEEE Ind Appl Conf, Vol.2, pp.1033-1040, IEEE
- [8] M. H. Shin (2000), "An improved stator flux estimation for speed sensorless stator flux orientation control of induction motors", IEEE Trans

Power Elec, Vol.15, No.2, 312-318, IEEE

- ☞ 역기전력 추정 방법
- [9] 양순배 (2002), "영구자석 동기전동기의 상수변동을 보상한 센서리스 제어", 전력전자학회 논문지, 제7권, 제6호, pp.517-523, 전력전자학회
- [10] R. Mizutani (1998), "Current model-based sensorless drives of salient-pole PMSM at low speed and standstill", IEEE Trans Ind Appl, Vol.34, No.4, pp.841-846, IEEE

☞ 구조 및 모델링

[11] 이 주 (2007), "매입자석 동기모터의 설계 및 제어", pp.8, 인터비젼

- ☞ 좌표변환 SVPWM
- [12] 노의철 (2008), "전력전자공학", pp.407~410, 문운당
- ☞ 좌표변환
- [13] 이학철 (2009), "슬라이딩 모드 관측기를 이용한 매입자석 동기 전동기 센서리스 제어에 관한 연구", 석사학위논문, 부경대학교
- [14] P. C. Krause (2002), "Analysis of electric machinery and drive systems", pp.111, A John Wiley & Sons

☞ 슬라이딩 모드

- [15] 김정희 (1999), "비선형 플랜트에 강인한 PI-Sliding mode 제어기 설계", pp.16~21, 석사학위논문, 동아대학교
- [16] 최승옥, (2009), "슬라이딩 모드 기반의 감소 차수 상태 관측기를 이용한 초정밀 스테이지 적응제어", pp.23~32,15, 석사학위논문, 성균관대학교

SVPWM

[17] 김상훈, (2010), "DC, AC, BLDC 모터제어", pp.318~339, 복두출판사

☞ 릴럭턴스토크

[18] 김남훈, (2002), "직접 토크 제어를 이용한 릴럭턴스 동기 전동기의 최대 효율제어", 전력전자학회 논문지, 제8권, 제3호, pp.211~220, 전력전자학회

IN SMO

- [19] Y. S. Jung, (2009), "Sliding Mode Observer for Sensorless Control of IPMSM Drives", Journal of Power Electronics, Vol.9, No.1, pp.117-123, KIPE
- [20] 김상훈, (2010), "슬라이딩 모드 관측기를 이용한 IPMSM의 센서리스 제어의 기동특성에 관한 연구", 전력전자학술대회 논문집, pp.526~527, 전력전자학회



감사의 글

시간은 말없이 흘러 어느덧 졸업할 때가 다 되었습니다. 지나간 시간을 뒤돌아 보면 저는 혼자서 할 수 있었던 것이 아무 것도 없었습니다. 저를 세상에 존재하 게 해주신 부모님께 진심으로 감사의 말씀을 드립니다. 부족한 저를 흔쾌히 제자 로 삼아 주신 정영석 교수님께 감사드립니다. 학업의 지도뿐만 아니라 인생의 지 도까지 함께 해주신 은혜 평생 잊지 않겠습니다. 아울러 부족한 저의 논문을 평 가해주시고 조언해주신 권순재 교수님과 김상봉 교수님께 고개 숙여 감사드립니 다.

전자제어가 뭔지도 잘 모르는 저를 이 길로 들어서게 인도해준 이학철 선배님, 강정호 형님께 깊은 감사의 말씀을 드립니다. 공부하다 의문점이 생기면 언제든 찾아갈 곳이 되어 주신 정재웅 선배님, 후배들을 위해 힘든 앞길을 먼저 걸어가 신 김태완 선배님께 감사드리며, 인간의 무한한 가능성을 보여주신 이효재 선배 님께 감사드립니다. 짧은 만남이었지만 많은 것을 가르쳐준 백종복 형님께도 감 사드립니다. 2년전 외로웠던 실험실을 활기차고 에너지 넘치는 곳으로 만들어준 주효, 부족한 선배를 싫은 내색 없이 도와준 성준이, 대원이, 태우 와 승진이 그 리고 친구 승욱이 에게도 감사의 말을 전하고 싶습니다.

비록, 한 학기 동안 밖에 배우지 못했지만 너무나도 많은 것을 깨우치게 해주 신 노의철 교수님께 이 자리를 빌어 깊은 감사를 드리며, 함께 했던 전기과 학생 들에게도 감사의 말을 전하고 싶습니다.

그리고, 투정만 부리는 어린 동생을 마음으로 아껴주는 평생 든든한 버팀목이 되어줄 하나 밖에 없는 형, 정훈이형 에게 감사드립니다. 이 외에 도움을 주신 많은 분들께 감사의 말씀을 드립니다.

항상 어떤 과정을 끝마칠 때이면 아쉬움이 남습니다. 사람들은 시간이 없다고 걱정하면서 시간이 무한정 많은 것처럼 생활 한다고 합니다. 저의 2년 역시 걱정 속에서 말없이 빠르게 지나갔습니다. 하지만, 이 길을 들어 설 때 가슴에 새겼던 초심을 잃지 않고 부단히 노력하여 도움을 주신 모든 분들에게 은혜를 갚을 수 있는 사람이 되겠습니다.

 2010年12月

 김상훈