



저작자표시-비영리-동일조건변경허락 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.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



동일조건변경허락. 귀하가 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공했을 경우에는, 이 저작물과 동일한 이용허락조건하에서만 배포할 수 있습니다.

- 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

IPMSM 센서리스 제어의
전류 추정기에 의한 성능개선



2013년 12 월

부 경 대 학 교 대 학 원

메카트로닉스 공학 전공

이 성 준

공 학 석 사 학 위 논 문

IPMSM 센서리스 제어의 전류 추정기에 의한 성능개선

지도교수 정영석

이 논문을 공학석사 학위논문으로 제출함.



2013 년 12 월

부 경 대 학 교 대 학 원

메카트로닉스 공학 전공

이 성 준

이성준의 공학석사 학위논문을 인준함.

2013년 12 월 12 일



주 심 공학박사 권 순 재 (인)

위 원 공학박사 김 경 준 (인)

위 원 공학박사 정 영 석 (인)

목 차

Abstract	1
제 1 장 서 론	2
1.1 연구의 배경 및 필요성	2
1.2 논문의 구성	4
제 2 장 IPMSM의 모델링	5
2.1 IPMSM의 원리 및 내부구조	5
2.2 IPMSM의 수학적 모델링	9
2.2.1 좌표변환	9
2.2.2 IPMSM의 수학적 모델링	12
2.2.3 공간 벡터 변조법	16
제 3 장 자속 관측기를 이용한 센서리스 제어	24
3.1 유효 자속 개념을 이용한 토크 관계식	24
3.2 회전자 위치 및 속도 추정	25
3.3 자속 관측기	27
제 4 장 자속 관측기의 전류 추정기	28
4.1 기존의 전류 추정기	28
4.2 제안된 전류 추정기	30
제 5 장 시뮬레이션 및 실험 결과	33

5.1 Matlab/Simulink를 이용한 시뮬레이션	34
5.2 장치 및 구성	36
5.3 실험 및 결과	37
 제 6 장 결론	 44
 참고문헌	 45

그림 및 표 목차

표 2.1 3상 인버터 입력 신호에 따른 3상의 순시 전압	19
표 2.2 3상 인버터 입력 패턴에 따른 3상 전압의 Clark 변환	20
표 5.1 IPMSM의 파라미터	33
그림 2.1 SPMSM의 회전자 단면도	6
그림 2.2 IPMSM의 회전자 단면도	6
그림 2.3 Clark 변환	9
그림 2.4 Park 변환	11
그림 2.5 IPMSM의 모델	13
그림 2.6 IPMSM의 등가 회로	15
그림 2.7 3상 등가 시스템	16
그림 2.8 3상 인버터 회로	18
그림 2.9 유효벡터와 각 섹터	21
그림 2.10 인접한 두 벡터의 조합	21
그림 2.11 벡터의 크기 조절	22
그림 2.12 정현파를 인가하기 위한 최대 벡터의 크기	23

그림 3.1	자속 관측기를 이용한 회전자 위치 관측기의 블록도	27
그림 4.1	제안된 전류 추정기가 적용된 회전자 위치 관측기의 블록도	32
그림 5.1	기존의 전류 추정기를 적용한 경우 회전자 위치 오차	34
그림 5.2	제안된 전류 추정기를 적용한 경우 회전자 위치 오차	34
그림 5.3	L_q 오차가 존재할 경우 회전자 위치 오차	35
그림 5.4	L_d 오차가 존재할 경우 회전자 위치 오차	36
그림 5.5	실험에 사용된 IPMSM과 부하 장치	37
그림 5.6	기존의 전류 추정기를 적용한 경우 상전류 및 회전자 위치 오차	38
그림 5.7	제안된 전류 추정기를 적용한 경우 상전류 및 회전자 위치 오차	38
그림 5.8	기존의 전류 추정기를 적용한 경우 정상상태 회전자 위치 오차	39
그림 5.9	제안된 전류 추정기를 적용한 경우 정상상태 회전자 위치 오차	39
그림 5.10	기존의 전류 추정기를 적용한 경우 상전류 및 회전자 위치 오차(L_q 오차가 존재할 경우)	40
그림 5.11	제안된 전류 추정기를 적용한 경우 상전류 및 회전자 위치 오차(L_q 오차가 존재할 경우)	40
그림 5.12	기존의 전류 추정기를 적용한 경우 상전류 및 회전자 위치 오차(L_d 오차가 존재할 경우)	41
그림 5.13	제안된 전류 추정기를 적용한 경우 상전류 및 회전자 위치 오차(L_d 오차가 존재할 경우)	41
그림 5.14	부하 조건을 달리했을 경우 회전자 위치 오차	42

그림 5.15 구동 속도 및 권선 저항 오차 조건을 달리했을 경우 회전자 위치오차	43
--	----



Performance Improvement of Sensorless Control of IPMSM
by Improved Current Estimators

Sung-Joon Lee

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

Abstract

In this paper a method employing another controller to solve the problem is presented. Simulation and experimental results are presented to verify proposed method. In this paper, the performance improvement of the sensorless control of IPMSM employing the active flux concept by the improved current estimator is presented. The accuracy of the current estimator used in a previous report is degraded when the motor parameters are not known exactly. A simple current estimator derived from estimated flux is proposed to improve the position estimation performance. In order to show the usefulness of the proposed estimation method, the simulation results using Matlab/Simulink and the experiment results are presented.

Keywords : Active flux, IPMSM, Sensorless control

제 1 장 서론

1.1 연구 배경 및 필요성

최근 들어 세계는 환경 문제와 에너지 고갈이라는 문제에 직면함에 따라 신재생 에너지원 개발과 에너지 효율 상승에 많은 관심을 가지고 있다. 자동차 산업을 포함한 수많은 분야에서 기계 및 전기 에너지를 상호 변환하는 전동기의 효율을 높이기 위한 연구 또한 이러한 흐름을 반영하고 있다.

현재까지 개발된 다양한 전동기 중에서 직류 전동기는 단순한 제어 방식으로 인해 속도 제어가 쉽고, 저속부터 고속까지 넓은 속도 제어 범위를 가지고 있어 많이 사용되어 왔으나 구조 특성상 정류자와 브러시를 요구하고 있어 마찰로 인한 손상을 야기할 수 있다. 이로 인해 직류 전동기는 고속 응용에 부적합하고 정기적인 유지 보수가 필요한 단점을 가지고 있다. 반면에 교류 전동기는 직류 전동기의 정류자와 브러시를 반도체의 스위칭 작용으로 대체하기 때문에 유지 보수 없이 반영구적인 사용이 가능하다. 이러한 장점으로 인해 산업 전반에 걸쳐 교류 전동기의 사용이 증가하고 있으며 이에 대한 연구가 활발히 이루어지고 있다^[1-2].

다양한 교류 전동기 중에서도 특히 영구자석을 사용하는 영구자석 동기 전동기는 단위 무게 당 토크 비율이 뛰어나다는 장점으로 인해 수요가 증가하고 있다. 영구자석 동기 전동기는 영구자석이 배치되는 구조에 따라 매입형 영구자석 동기 전동기(IPMSM: Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)와 표면형 영구자석 동기전동기(SPMSM: Surface

Permanent Magnet Synchronous Motor)로 나눌 수 있으며, 그 중 매입형 영구자석 동기 전동기는 영구자석에 의한 마그네틱 토크(Magnetic torque) 외에도 L_d , L_q 인덕턴스 차로 인한 릴럭턴스 토크(Reluctance torque)가 존재하기 때문에 상대적으로 작은 체적의 회전자로도 큰 토크를 발생시킬 수 있고 그 구조의 안정성으로 인해 관심이 증대되고 있다.

고성능 동작을 위해 벡터제어를 사용하고 있으며, 이를 위해 회전자의 위치 정보는 필수 요건이다. 엔코더 등의 회전자 위치 센서는 비용 상승, 신뢰성 저하 등의 문제를 야기 할 수 있어 회전자 위치 센서가 없는 센서리스 제어에 대한 많은 연구가 진행 중이다.^[3-12] 이들 센서리스 제어방식은 크게 역기전력 추정 방식, 고주파 신호 인가 방식, 자속 추정 방식으로 나눌 수 있다. 역기전력 추정방식은 저속 구간에서 추정이 어려워져 성능 저하가 발생할 수 있으며^[3-5], 고주파 신호 인가 방식은 소음 및 효율 저하 문제가 발생할 수 있으며^[6-8], 자속 추정 방식은 저속 구간에서도 우수한 성능을 보이나 모터 파라미터 오차에 의한 성능 저하 가능성이 있다^[9-12].

자속 추정 방식 중 유효 자속 개념을 적용한 논문이 발표되었으며, 저속 운전 영역에서도 회전자 추정이 가능함을 보이고 있다^[10-12]. 자속 추정을 위해 전류 추정 오차를 피드백하고 있어 전류 추정기의 사용이 필요하다. 하지만 제시된 전류 추정기는 비교적 복잡한 형태이며, 모터 파라미터 오차에 따른 위치 추정 성능 저하가 발생한다^[12].

본 논문은 유효 자속 개념을 적용한 회전자 위치 센서가 없는 속도 제어에 관한 기존의 연구 결과 중 전류 추정기에 따른 성능평가를 행하였다. 기존방식에서는 회전자 위치 오차에 따른 자속 추정의 부정확성에 대한 고찰이 없으며, 파라미터 오차에 따른 회전자 위치추정의 오차에 대한 평가가 이루어져 있지 않아, 전류 추정기에 의한 성능 개선 가능성에 대

해 고찰하지 않았다. 본 논문에서는 기존과 다른 비교적 간단한 방식의 전류 추정기를 적용하여, 파라미터 오차에 따른 성능이 기존 방식에 비해 개선됨을 기존 방식과 비교 평가하였다. 본 논문에서는 성능평가를 위해 Matlab/Simulink 프로그램을 이용한 시뮬레이션 결과 및 실험 결과를 제시한다.

1.2 논문의 구성

본 논문은 총 6장으로 구성되어 있으며 각 장의 연구 내용은 다음과 같다. 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 매입자석 동기전동기의 구조와 특징, 수학적 모델링에 대해 다루었다. $d-q$ 모델링을 위해 필요한 좌표변환에 대해 설명하고 3상 전압 방정식을 구하고 이를 회전자기준의 2상 좌표계로 표현 하였다. 또한 전동기를 구동하기 위한 공간 벡터 변조법에 대해 간략하게 설명 하였다. 제 3장에서는 영구자석 동기전동기의 센서리스 제어에 사용된 자속 관측기와 회전자 위치 및 속도 추정에 대해 간략하게 다루었다. 제 4장에서는 본 논문에서 가장 핵심이 되는 자속관측기에서 기존의 전류 추정기를 살펴 본 후 그의 단점을 보완하는 개선된 전류 추정기를 제시한다. 제 5장에서는 시뮬레이션 및 실험 결과를 수록한다. 시뮬레이션은 Matlab/ Simulink를 이용하였으며 실험은 6극 전동기를 활용하여 수행 하였다. 제 6 장은 실험 결과를 바탕으로 본 논문의 결론에 대해서 기술한다.

제 2 장 IPMSM의 모델링

제어 시스템을 이해하고 설계하기 위하여 시스템의 동적 모델의 해석이 매우 중요하다. 매입자석 동기 전동기(IPMSM)의 동적 모델은 일반적인 교류전동기의 해석에 적용되었던 방식을 유사하게 이용할 수 있다. 즉, 직류전원에 의해 계자에 여자되는 동기전동기와 영구 자석으로부터 자속을 공급받는 IPMSM은 여자방식만 상이하기 때문에 IPMSM의 수학적 모델링은 동기전동기를 해석하는 방법과 매우 유사하다.

2.1 IPMSM의 원리 및 내부구조

영구자석 동기 전동기(PMSM: permanent magnet synchronous motor)는 종래의 DC 전동기에서 브러시와 정류자를 반도체의 스위칭작용으로 대체한 전동기를 총칭한다. PMSM은 회전자 영구자석의 배치에 따라 IPMSM과 SPMSM로 구분된다. 이 두 전동기의 차이는 영구자석의 배치만 다를 뿐 고정자권선은 일반 교류전동기의 권선과 동일하다. 그림 2.1, 그림 2.2는 PMSM의 두 종류를 나타낸다^[13].

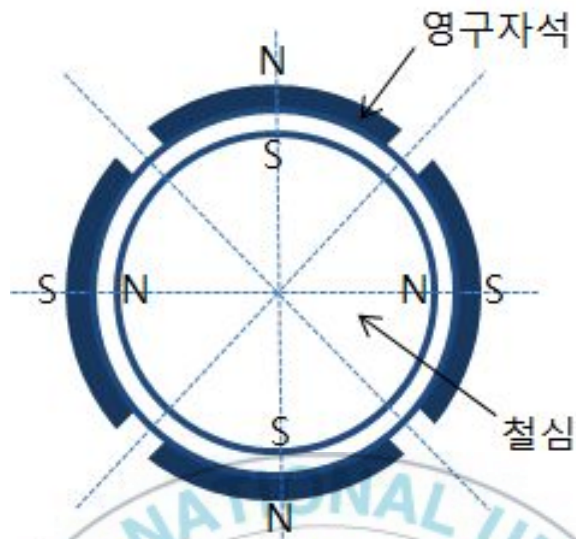


그림 2.1 SPMSM 의 회전자 단면도



그림 2.2 IPMSM 의 회전자 단면도

IPMSM과 SPMSM에서 회전자의 영구 자석 배치는 N, S 극이 교대로

놓여 있다. 회전자의 영구 자석에 의한 자화방향은 반경 방향의 중심축에 평행한 방향으로 자화되어 있다.

자석에 의한 자속의 방향을 고려하여 반경 방향과 자석의 중심축을 d축으로 하고 d축으로부터 전기각이 90° 만큼 떨어져 있는 자석 사이의 중심축을 q축으로 정한다.

매입자석 동기전동기는 영구자석이 회전자 표면에 부착되어 있고 d축 자로는 철심, 자석, 공극으로 이루어져 있으며 q축은 공극과 철심만으로 이루어져 있다. 매입자석 동기전동기는 역시 d축 자로는 철심, 자석, 공극으로 이루어져 있으며 q축은 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 희토류 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 q축과 다르게 d축은 공극이 d축 자로에 존재하는 효과가 있다. 그러므로 자석을 통과하지 않는 q축의 인덕턴스가 d축 보다 크다. 따라서 매입자석 동기전동기는 영구자석이 회전자 내부에 삽입되어 회전자에 돌극성이 생기기 때문에 표면자석 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 영구자석 단일에 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 토크 효과를 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 나타나며 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 IPMSM의 수학적 모델링

2.2.1 좌표변환

IPMSM을 비롯한 유도전동기 등 교류전동기의 경우 전동기의 인덕턴스가 전동기 회전자 위치에 관한 함수로 나타난다. 운전 중에는 회전자의 위치가 변하므로 교류전동기의 전압방정식은 전동기가 정지하고 있는 경우를 제외하고는 시변 미분방정식으로 나타나게 된다. 이러한 복잡한 시변 미분방정식을 보다 쉽게 해석하기 위해서 좌표변환을 사용한다. 본 논문에서 사용되는 좌표의 변환은 Clark 변환과 Park 변환이 사용된다. Clark 변환은 고정된 3상변수를 고정된 2상변수로 변환 시키고 Park 변환은 고정 2상변수를 전동기 회전자와 동기 되어 움직이는 회전 2상 변수로 변환 시킨다. 전동기의 3상 변수 V_a , V_b , V_c 를 직교하는 2상 변수 V_α , V_β 로 변환하는 Clark 변환을 그림 2.3에 나타내었다^[14-15].

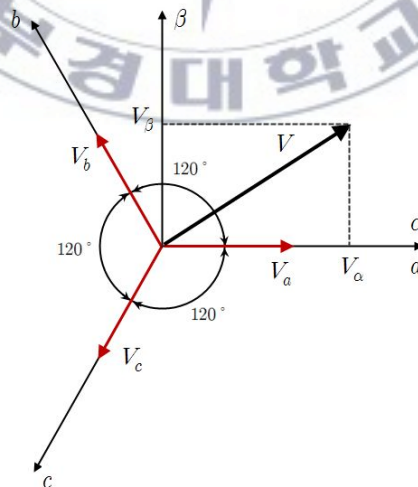


그림 2.3 Clark 변환

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

$$\begin{aligned} V &= V_{\alpha} + jV_{\beta} \\ &= \frac{2}{3}(V_a + V_b e^{j\frac{2}{3}\pi} + V_c e^{-j\frac{2}{3}\pi}) \end{aligned} \quad (2.1)$$

3상평형 이므로 다음 식을 만족한다.

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad (2.2)$$

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

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

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 2.4를 통해 시각적으로 나타내었다.

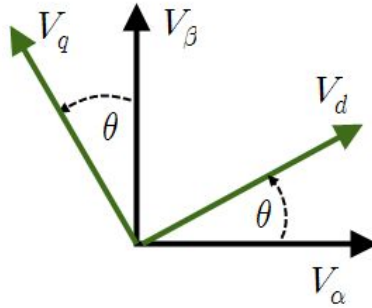


그림 2.4 Park 변환

$$\begin{aligned} V_d &= V_\alpha \cos(\theta_e) + V_\beta \sin(\theta_e) \\ V_q &= -V_\alpha \sin(\theta_e) + V_\beta \cos(\theta_e) \end{aligned} \quad (2.4)$$

Park 변환을 행렬로 나타내면 다음과 같다.

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

V_a, V_b, V_c 로 나타낼 수 있는 3상 변수로부터 Clark 변환과 Park 변환을 거쳐 만들어지는 V_d, V_q 의 2상 변수는 다음과 같이 표현될 수 있다 [14].

$$V_{qd0} = K_s V_{abc} \quad (2.6)$$

여기서,

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

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

$$K_s = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos (\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos (\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin \theta & \sin (\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin (\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$$w = \frac{d\theta}{dt} \quad (2.10)$$

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

2.2.2 IPMSM의 수학적 모델링

[그림 2.6]은 3상 2극 IPMSM의 등가모델이다. 고정자는 3상 Y 결선이며 고정자 권선은 전기적으로 상호 120° 간격으로 감겨져 있고 고정자 권선은 u, v, w 로 표시되어 있다. 영구자석의 N극 방향을 d축으로 결정하고 이것보다 90° 앞선 축이 q축이다. u 상 권선을 기준으로 시계방향으로 d축의 각을 θ 라고 하면, 전기자 자기인덕턴스(L_u, L_v, L_w), 상호인덕턴스(M_{uv}, M_{vw}, M_{wu})는 다음 식(2.12), 식(2.13)으로 표현 할 수 있다.

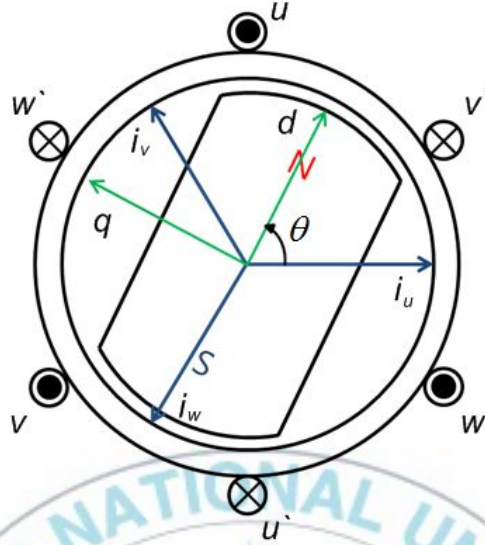


그림 2.5 IPMSM의 등가 모델

$$L_u = l_a + L_a - L_{as} \cos 2\theta$$

$$L_v = l_a + L_a - L_{as} \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) \quad (2.12)$$

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

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

$$M_{vw} = M_{wv} = -\frac{1}{2} L_a - L_{as} \cos 2\theta \quad (2.13)$$

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

여기서, l_a : 한 상당 누설 인덕턴스

L_a : 한 상당 유효 인덕턴스의 평균값

L_{as} : 한 상당 유효 인덕턴스의 진폭

θ : d 축과 u 상의 사이 각

이를 토대로 3상 전압 방정식을 전압벡터 V 와 전류 벡터 I 그리고 쇄교자속 Ψ 를 이용하여 다음과 같이 표현 할 수 있다.

$$V = R_a I + \frac{d\Psi}{dt} \quad (2.14)$$

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

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

여기서, Ψ_f : 한 상당 영구자석에 의한 전기자 쇄교자속의 최댓값

$\Psi_{fu}, \Psi_{fv}, \Psi_{fw}$: 각 상의 영구자석의 전기자 쇄교자속

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

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

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 다시 표현 할 수 있다. 앞에서 보았던 좌표변환 식(2.6)을 이용하여 동기 좌표계로 변환하면 다음과 같다.

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

여기서,

$$L_d = l_a + \frac{3}{2}(L_a - L_{as})$$

$$L_q = l_a + \frac{3}{2}(L_a + L_{as})$$

$$\Psi_a = \sqrt{\frac{3}{2}} \Psi_f$$

식 (2.18)을 회로로 나타내면 그림 2.6과 같이 나타낼 수 있다.

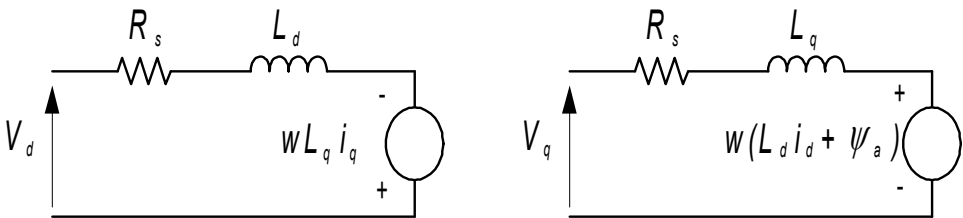


그림 2.6 IPMSM의 등가 회로

2.2.3 공간 벡터 변조법

최근 전력용 반도체 소자와 고성능 마이크로프로세서의 발달에 따라 전력전자기술이 진보하였다. 이에 따라 고도의 정밀도를 요구하는 전동기 제어 기술이 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^[14].

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

그림 2.7과 같은 3상 시스템에서,

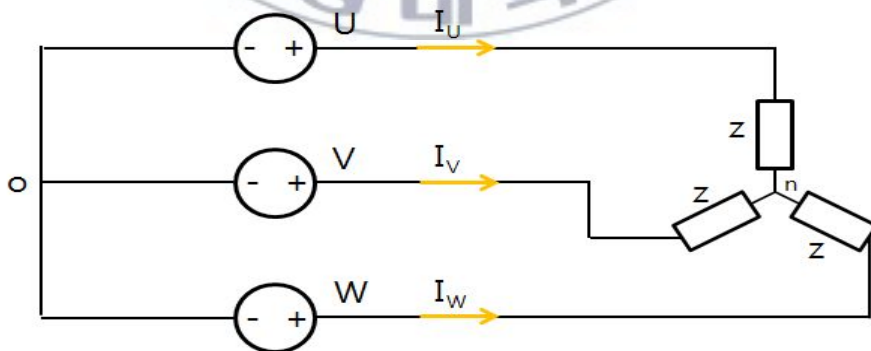


그림 2.7 3상 등가 시스템

모터 고정자의 각 상 전압은 다음 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} V_{ou} &= V\sqrt{2}\cos(w_e t) \\ V_{ov} &= V\sqrt{2}\cos(w_e t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{ow} &= V\sqrt{2}\cos(w_e t - \frac{4\pi}{3}) \end{aligned} \quad (2.19)$$

$$\begin{aligned} V_{on} &= V_{ou} + ZI_U \\ V_{on} &= V_{ov} + ZI_V \\ V_{on} &= V_{ow} + ZI_W \end{aligned} \quad (2.20)$$

시스템이 3상평형이라면 $I_U + I_V + I_W = 0$ 이고 모터 중성점에서의 각 상 전압은 식(2.21)로 나타내어질 수 있다.

$$\begin{aligned} V_{un} &= \frac{2V_{uo} - V_{vo} - V_{wo}}{3} \\ V_{vn} &= \frac{2V_{vo} - V_{uo} - V_{wo}}{3} \\ V_{wn} &= \frac{2V_{wo} - V_{uo} - V_{vo}}{3} \end{aligned} \quad (2.21)$$

모터 고정자에 정현파 전압을 인가하여 회전 자계를 형성하기 위해서 3상 전압형 인버터가 사용된다. 3상 전압형 인버터는 직류 입력 전원으로 부터 3상 교류 출력을 발생시켜 고정자에 인가된다. 그림 2.8은 3상 전압형 인버터의 시스템을 나타내었다.

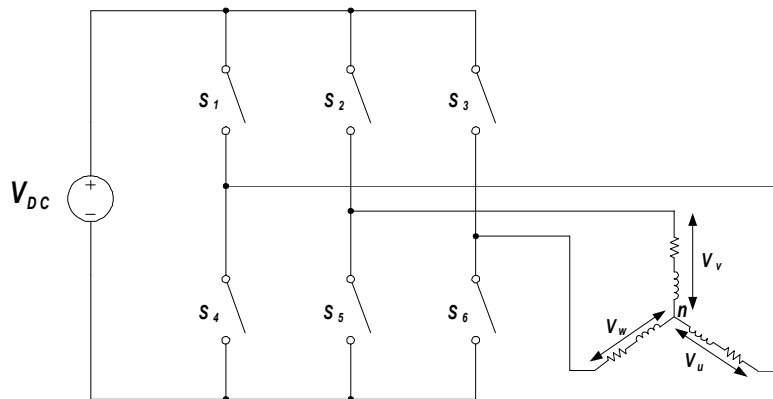


그림 2.8 3상 인버터 회로

그림 2.8에서 S_1 , S_2 , S_3 은 각 상의 게이팅 신호로 On 신호시 1로 표현하였으며 Off 신호시 0으로 표현하였다. 인버터의 각 게이트 신호 패턴에 따른 3상 순수 전압은 표 2.1과 같이 표현된다.

표 2.1 3상 인버터 입력 신호에 따른 3상의 순시 전압

S1	S2	S3	V_{UN}	V_{VN}	V_{WN}	V_{UV}	V_{VW}	V_{WU}
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	$-V_{DC}$
1	1	0	$\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{3}$	$-\frac{2V_{DC}}{3}$	0	V_{DC}	$-V_{DC}$
0	1	0	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{2V_{DC}}{3}$	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$-V_{DC}$	V_{DC}	0
0	1	1	$-\frac{2V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{3}$	$-V_{DC}$	0	V_{DC}
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
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

S1	S2	S3	$V_{s\alpha}$	$V_{s\beta}$	Vector
0	0	0	0	0	V_0
1	0	0	$\frac{2V_{DC}}{3}$	0	V_1
1	1	0	$\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$	V_2
0	1	0	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$	V_3
0	1	1	$-\frac{2V_{DC}}{3}$	0	V_4
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
1	1	1	0	0	V_7

인버터의 패턴에 따라서 8가지 전압 벡터가 형성이 된다. 이때 발생되는 8가지 벡터를 유효 벡터라고 부르며 모터가 3상평형을 이루고 있다고 가정하면 V_0 , V_7 은 영벡터로 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 2.9는 각 유효 벡터와 섹터로 표현한 것이다.

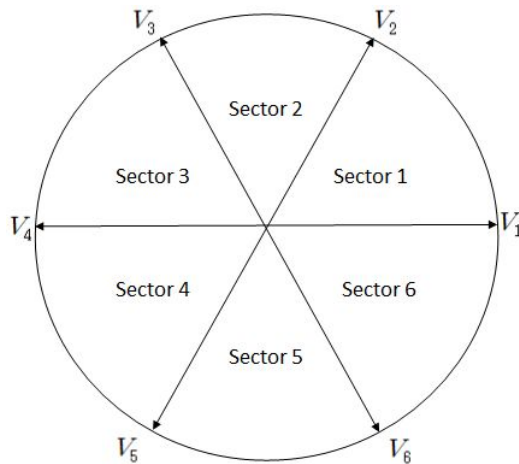


그림 2.9 유효 벡터와 각 섹터

위 표 2.2와 그림 2.9를 통해 실제 인가되는 벡터는 총 7가지(0,7 벡터 중복)임을 확인할 수 있다. 그리고 정해진 7가지 벡터 이외의 벡터는 인접한 두 벡터의 조합으로 나타낼 수 있다.

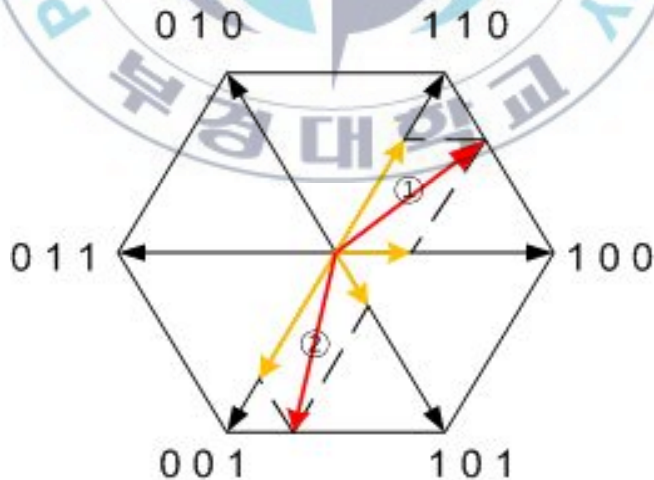


그림 2.10 인접한 두 벡터의 조합

①번 벡터는 인버터상태1과 2의 조합

②번 벡터는 상태 6과 5의 조합으로 나타낼 수 있다.

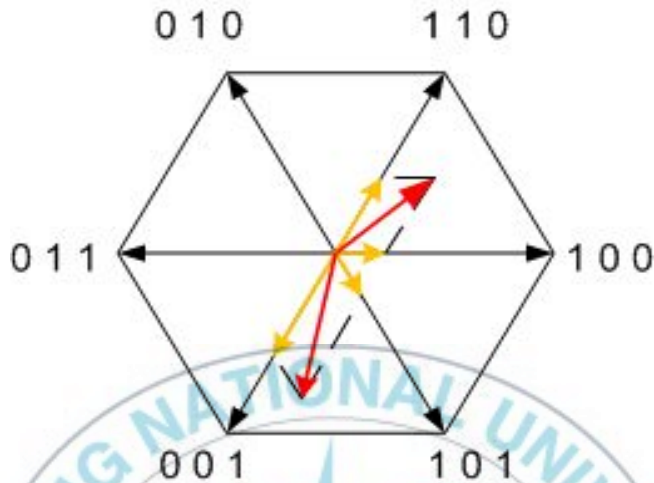


그림 2.11 벡터의 크기 조절

이때의 전압 크기 역시 스위칭 인가시간을 조절함으로써 제어할 수 있다.

한편 생성 가능한 벡터의 크기는 육각형을 벗어날 수 없으므로 공간벡터에서 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 크기는 육각형 내접원의 반지름이 되어야 하며 그 크기는 $\frac{1}{\sqrt{3}} V_{DC}$ 이다.

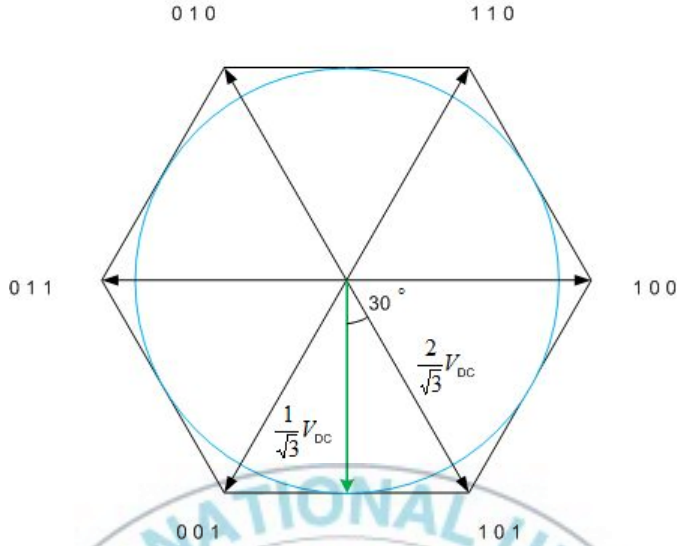


그림 2.12 정현파를 인가하기 위한 최대 벡터의 크기

공간벡터를 구현하기 위해 인접한 벡터의 인가시간 비율을 구하는 식은 (2.22) 와 같다^[14]. 구현 하고자 하는 전압 벡터의 크기 m_s 와 각 θ 를 대 입하여 인접한 2개의 벡터 인가 시간(d_m, d_n)과 0벡터 인가 시간(d_z)을 계 산 할 수 있다.

$$d_m = m_s \frac{\sin(\theta_n - \theta)}{\sin(60^\circ)}$$

$$d_n = m_s \frac{\sin(\theta - \theta_m)}{\sin(60^\circ)} \quad (2.22)$$

$$d_z = 1 - (d_m + d_n)$$

여기서, $\theta_m < \theta < \theta_n$ 이고, $\theta_n - \theta_m = 60^\circ$ 이다.

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

제 3 장 자속 관측기를 이용한

센서리스 제어

기존의 연구 중 유효 자속(active flux) 개념을 이용하여 매입형 영구 자석 동기 전동기(IPMSM)를 표면형 영구자석 동기전동기(SPMSM)처럼 다룰 수 있음이 제시된 바 있다^[5-7]. 본 장에서는 이에 대해 간단히 기술한다.

3.1 유효 자속 개념을 이용한 토크 관계식

앞장에서 살펴본 것처럼 IPMSM의 d-q축에서의 모터 모델식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} v_d &= R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q \\ v_q &= R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega L_d i_d + \omega \lambda_f \end{aligned} \quad (3.1)$$

여기서 R_s 는 고정자 저항, λ_f 는 영구자석 자속, L_d 와 L_q 는 각각 d, q축 인덕턴스, λ_d 와 λ_q 는 고정자 자속, i_d , i_q 는 고정자 전류, v_d , v_q 는 고정자 전압, ω 는 회전자 속도를 나타낸다. IPMSM의 토크 관계식은 아래와 같다^[16].

$$T = \frac{3}{2} P [\lambda_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (3.2)$$

여기서 유효 자속을 다음과 같이 정의하면,

$$\lambda_{act} = \lambda_f + (L_d - L_q)i_d \quad (3.3)$$

식 (2.25)의 토크 관계식은 다음과 같이 표현 가능하다.

$$T = \frac{3}{2}P\lambda_{act}i_q \quad (3.4)$$

그리고 d-q 축 자속은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \lambda_d &= L_d i_d + \lambda_f = L_q i_d + \lambda_{act} \\ \lambda_q &= L_q i_q \end{aligned} \quad (3.5)$$

유효 자속의 α - β 축 값은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \lambda_{act,\alpha} &= \lambda_{act} \cos \theta = \lambda_\alpha - L_q i_\alpha \\ \lambda_{act,\beta} &= \lambda_{act} \sin \theta = \lambda_\beta - L_q i_\beta \end{aligned} \quad (3.6)$$

3.2 회전자 위치 및 속도 추정

앞에서 구한 유효 자속의 α - β 축 값으로부터 식 (3.8)과 같이 회전자의 위치 정보를 구할 수 있다.

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{\lambda_{act,\beta}}{\lambda_{act,\alpha}} \right) \quad (3.8)$$

회전자 속도는 구해진 회전자 위치를 미분하여 추정할 수 있다.

$$\hat{w}_{re} = \frac{d}{d\theta} \tan^{-1} \left(\frac{\lambda_{act,\beta}}{\lambda_{act,\alpha}} \right) \quad (3.8)$$

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} \tan^{-1} \left(\frac{\lambda_{act, \beta}}{\lambda_{act, \alpha}} \right) \frac{dt}{d\theta} &= \frac{1}{1 + \left(\frac{\lambda_{act, \beta}}{\lambda_{act, \alpha}} \right)^2} \frac{dt}{d\theta} \\
&= \frac{1}{1 + \left(\frac{\lambda_{act, \beta}}{\lambda_{act, \alpha}} \right)^2} \frac{\lambda'_{act, \beta} \cdot \lambda_{act, \alpha} - \lambda'_{act, \alpha} \cdot \lambda_{act, \beta}}{\lambda_{act, \alpha}^2} \\
&= \frac{\lambda'_{act, \beta} \cdot \lambda_{act, \alpha} - \lambda'_{act, \alpha} \cdot \lambda_{act, \beta}}{\lambda_{act, \alpha}^2 + \lambda_{act, \beta}^2}
\end{aligned} \tag{3.9}$$

마이크로프로세서에서 샘플링 주기 T동안 유효 자속 α - β 축 값의 변화량을 고려하여 식을 전개하면

$$\frac{\frac{\lambda_{act, \beta(k)} - \lambda_{act, \beta(k-1)}}{T} \cdot \lambda_{act, \alpha(k)} - \frac{\lambda_{act, \alpha(k)} - \lambda_{act, \alpha(k-1)}}{T} \cdot \lambda_{act, \beta(k)}}{\lambda_{act, \alpha(k)}^2 + \lambda_{act, \beta(k)}^2} \tag{3.10}$$

식 (3.11)을 정리하면

$$\frac{\lambda_{act, \beta(k)} \cdot \lambda_{act, \alpha(k-1)} - \lambda_{act, \alpha(k)} \cdot \lambda_{act, \beta(k-1)}}{T(\lambda_{act, \alpha(k)}^2 + \lambda_{act, \beta(k)}^2)} \tag{3.11}$$

식 (3.12)를 이용하여 다음과 같은 속도 추정기를 설계할 수 있다.

$$\hat{w}_{re} = \frac{\hat{\lambda}_{act, \beta(k)} \cdot \hat{\lambda}_{act, \alpha(k-1)} - \hat{\lambda}_{act, \alpha(k)} \cdot \hat{\lambda}_{act, \beta(k-1)}}{T(\hat{\lambda}_{act, \alpha(k)}^2 + \hat{\lambda}_{act, \beta(k)}^2)} \tag{3.12}$$

3.3 자속 관측기

G.Foo에 의해 제안된 자속 관측기는 다음과 같다^[12].

$$\frac{d}{dt}\hat{\lambda}_{\alpha,\beta} = -R_s i_{\alpha,\beta} + v_{\alpha,\beta} + K\tilde{i}_{\alpha,\beta} \quad (3.13)$$

여기서 아래첨자 α, β 는 α 및 β 축 성분으로 구성된 벡터를 나타낸다. 그리고 위첨자 $\hat{\cdot}$ 은 추정성분을 $\tilde{\cdot}$ 는 실제값과 추정값 간의 오차를 나타낸다. 즉 $\tilde{i} = i - \hat{i}$ 을 나타낸다.

그림 3.1은 식 (3.7)로 나타낸 회전자 위치 관측기의 블록도이다.

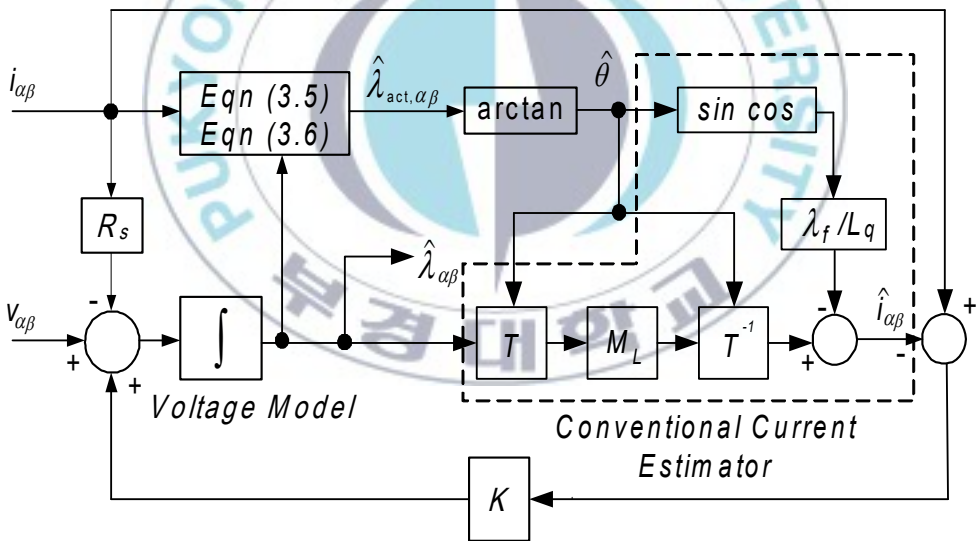


그림 3.1 자속 관측기를 이용한 회전자 위치 관측기의 블록도

제 4 장 자속 관측기의 전류 추정기

본 장에서는 G.Foo에 의해 제안된 자속 관측기^[12]에서 기존의 전류 추정기와 본 논문에서 유효 자속(active flux) 개념을 이용하여 제안한 간단한 전류 추정기에 대해 서술한다.

4.1 기존의 전류 추정기

기존의 전류 추정기는 앞장에서 언급한 식 (3.5)에서 d-q축 자속을 d-q축 전류에 대해 첫 번째 항을 전개하여 추정 전류를 구할 수 있다. 식 (3.5)를 다시 쓰면,

$$\begin{aligned}\lambda_d &= L_d i_d + \lambda_f \\ \lambda_q &= L_q i_q\end{aligned}\quad (4.1)$$

식 (4.1)을 전류에 대해 풀어서 벡터형태로 정리하면,

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1/L_d & 0 \\ 0 & 1/L_q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{pmatrix} - \frac{\lambda_f}{L_d} \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix}\quad (4.2)$$

좌표 변환 관계식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$i_{d,q} = T(\theta) i_{\alpha,\beta}\quad (4.3)$$

여기서,

$$T(\theta) = \begin{pmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{pmatrix}$$

식 (4.3)을 이용하여 식 (4.2)를 전개하면,

$$T(\theta)i_{\alpha,\beta} = M_L T(\theta)\lambda_{\alpha,\beta} - \frac{\lambda_f}{L_d} \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (4.4)$$

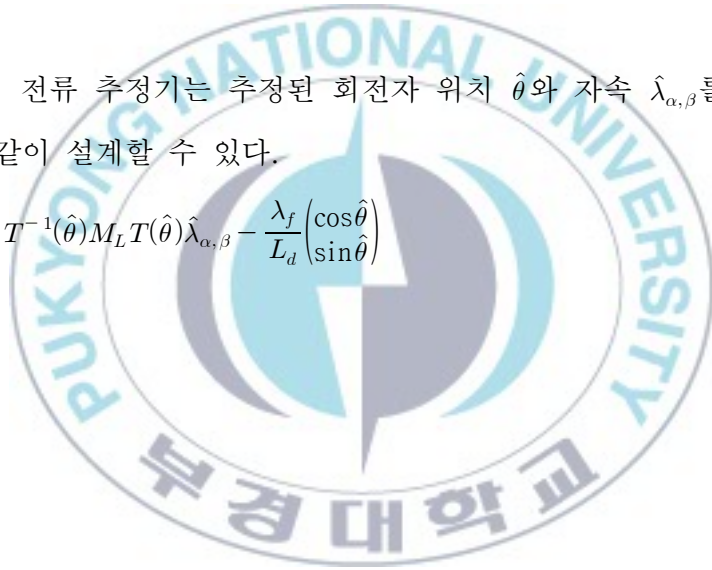
$$i_{\alpha,\beta} = T^{-1}(\theta)M_L T(\theta)\lambda_{\alpha,\beta} - \frac{\lambda_f}{L_d} \begin{pmatrix} \cos\theta \\ \sin\theta \end{pmatrix} \quad (4.5)$$

여기서,

$$M_L = \begin{pmatrix} 1/L_d & 0 \\ 0 & 1/L_q \end{pmatrix}$$

따라서 전류 추정기는 추정된 회전자 위치 $\hat{\theta}$ 와 자속 $\hat{\lambda}_{\alpha,\beta}$ 를 이용하여 다음과 같이 설계할 수 있다.

$$\hat{i}_{\alpha,\beta} = T^{-1}(\hat{\theta})M_L T(\hat{\theta})\hat{\lambda}_{\alpha,\beta} - \frac{\lambda_f}{L_d} \begin{pmatrix} \cos\hat{\theta} \\ \sin\hat{\theta} \end{pmatrix} \quad (4.6)$$



4.2 제안된 전류 추정기

앞 절에서 식 (4.1)을 전류에 대해 전개하여 기존의 전류 추정기를 구하는 방법을 살펴보았다. 그러나 기존의 방식으로 구현된 전류 추정기는 비교적 복잡한 연산을 수행하여야 하며, α 및 β 축의 추정 자속으로부터 d-q축 자속을 추정하고 이로부터 α - β 축으로 재 환산하는 과정을 거친다. 모든 추정이 α - β 추정자속에 근거하여 이루어지므로 파라미터 오차에 따른 α - β 축 추정자속의 오차가 전류 추정 오차 및 위치 추정 오차를 야기한다. 따라서 이러한 문제점을 보완하기 위해 본 논문에서 제안하는 전류 추정기는 식 (3.5)에서 두 번째 항을 전개하여 얻을 수 있다.

식 (3.5)에서 두 번째 항을 다시 쓰면,

$$\begin{aligned}\lambda_d &= L_q i_d + \lambda_{act} \\ \lambda_q &= L_q i_q\end{aligned}\quad (4.7)$$

여기서,

$$\lambda_{act} = \lambda_f + (L_d - L_q) i_d \quad (4.8)$$

전류에 대해 풀어서 벡터 형태로 정리하면,

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = \frac{1}{L_q} \begin{pmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{pmatrix} - \frac{\lambda_{act}}{L_q} \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (4.9)$$

좌표변환을 이용하여 d-q축 전류를 α - β 축으로 변환하면,

$$i_{\alpha, \beta} = \frac{1}{L_q} \begin{bmatrix} \lambda_{\alpha, \beta} - \lambda_{act} \cos \theta \\ \lambda_{act} \sin \theta \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

따라서 본 논문에서 제안한 전류 추정기는 다음과 같이 설계할 수 있다.

$$\hat{i}_{\alpha,\beta} = \frac{1}{L_q} \left[\hat{\lambda}_{\alpha,\beta} - \hat{\lambda}_{act} \begin{pmatrix} \cos \hat{\theta} \\ \sin \hat{\theta} \end{pmatrix} \right] \quad (4.11)$$

여기서,

$$\hat{i}_d = i_{\alpha} \cos \hat{\theta} + i_{\beta} \sin \hat{\theta} \quad (4.12)$$

식 (4.13)과 식 (4.14)는 각각 식 (4.6)과 식 (4.11)을 $\hat{\theta} = \theta + \delta\theta$ 와 위치 추정 오차가 작은 경우 $\hat{i}_d \cong i_d$, $\hat{\lambda}_{act} \cong \lambda_{act}$, $\hat{\lambda}_{\alpha,\beta} \cong \lambda_{\alpha,\beta}$ 로 가정한 경우의 전류 오차 $\delta i_{\alpha,\beta} = \hat{i}_{\alpha,\beta} - i_{\alpha,\beta}$ 를 나타낸 것이다.

$$\delta i_{\alpha,\beta} \cong (\dot{T}^{-1}(\theta) M_L T(\theta) + T^{-1}(\theta) M_L \dot{T}(\theta)) \hat{\lambda}_{\alpha,\beta} \delta\theta - \frac{\lambda_f}{L_d} \begin{pmatrix} -\sin\theta \\ \cos\theta \end{pmatrix} \delta\theta \quad (4.13)$$

$$\delta i_{\alpha,\beta} \cong -\frac{1}{L_q} \lambda_{act} \begin{pmatrix} -\sin\theta \\ \cos\theta \end{pmatrix} \delta\theta \quad (4.14)$$

기존의 전류 추정기를 사용한 경우 제안된 간략한 전류 추정기를 사용한 것에 비해 전류 추정 오차가 자속의 크기에 비례한 항이 더 존재함을 알 수 있으며, 일반적으로 $L_d < L_q$ 이므로 식 (4.13)의 두 번째 항의 크기가 식 (4.14)의 해당 항보다 큰 값을 가져 전류 오차 증가 및 회전자 위치 추정 오차 증가를 야기한다. 제안된 전류 추정기는 기존의 전류 추정기와 달리 유효자속 추정과정에서 실제 전류 정보를 사용하며, 여러 단계의 회전 연산을 수행하지 않아 연산 시간을 단축 할 수 있다. 그림 4.1은 본 논문에서 제안된 전류 추정기를 포함한 회전자 위치 관측기의 블록도이다.

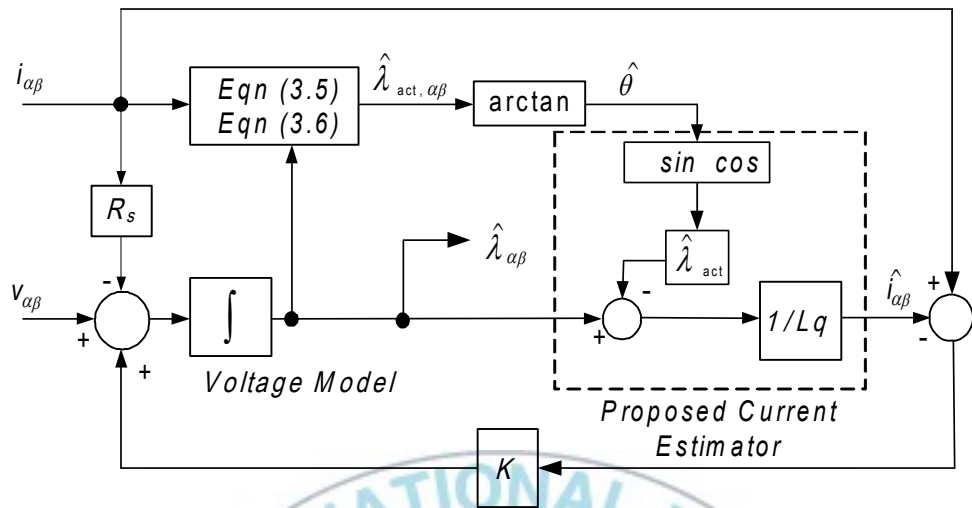


그림 4.1 제안된 전류 추정기가 적용된 회전자 위치 관측기의 블록도

제 5 장 시뮬레이션 및 실험 결과

본 장에서는 모터 파라미터 오차가 존재하는 자속 관측기에 앞에서 구한 전류 추정기를 각각 적용하여 시뮬레이션 프로그램인 Matlab/Simulink를 사용해 얻은 결과와 비교한다. 본 논문에서 사용한 모터 파라미터는 다음의 표 5.1에 정리하였다.

표 5.1 모터 파라미터

Number of pole-pairs	3
Rated Speed	5000 rpm
DC link Voltage	250 V
R_s	$0.435 \ \Omega$
L_d	3.14 mH
L_q	6.58 mH
λ_f	0.0658 Vs/rad

5.1 Matlab/Simulink를 이용한 시뮬레이션

그림 5.1과 그림 5.2는 권선 저항 R_s 의 오차가 10~50% 만큼 존재할 때 두 전류 추정기에 따른 자속 관측기의 회전자 위치 오차를 나타내었다. 400rpm 운전 조건에서 전부하 인가시의 회전자 위치 오차를 나타낸다.

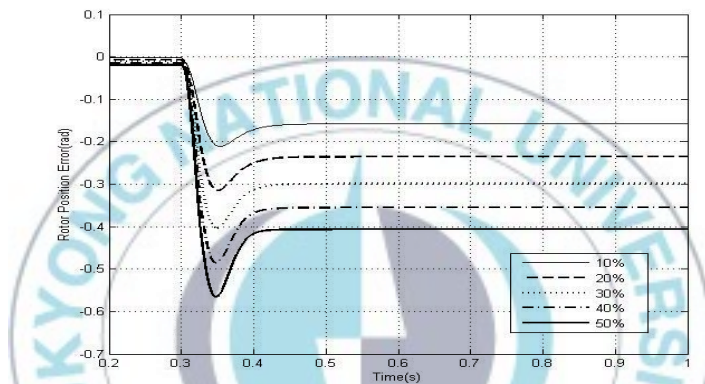


그림 5.1 기존의 전류 추정기를 적용한 경우 회전자 위치 오차

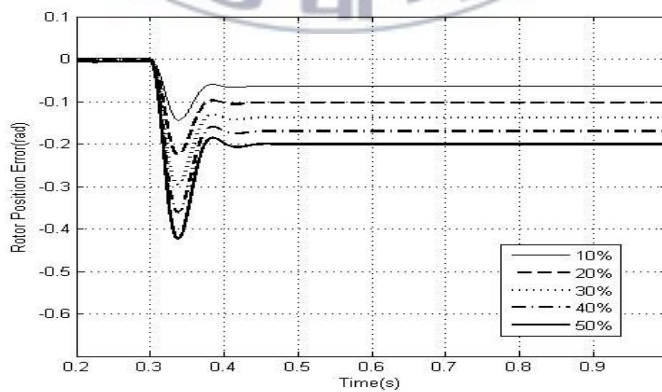


그림 5.2 제안된 전류 추정기를 적용한 경우 회전자 위치 오차

그림 5.1은 기존의 전류 추정기가 적용되었을 때 저항 오차가 10~50% 있을 경우에 대하여 자속 관측기가 추정한 회전자 위치와 실제 회전자 위치 간의 오차를 나타낸다. 정상상태에서 저항 오차가 10%인 경우 회전자 위치 오차는 약 -0.15rad 을 나타내며, 저항 오차가 50%인 경우 위치 오차는 약 -0.4rad 을 나타낸다. 그림 5.2는 제안된 전류 추정기가 적용되었을 때 저항 오차에 대하여 자속 관측기가 추정한 회전자 위치와 실제 회전자 위치 간의 오차를 나타낸다. 정상상태에서 저항 오차가 10%인 경우 회전자 위치 오차는 약 -0.05rad 을 나타내며, 저항 오차가 50%인 경우 위치 오차는 약 -0.2rad 을 나타낸다. 시뮬레이션에서 제안된 전류 추정기를 적용했을 때 기존의 전류 추정기를 적용한 경우보다 약 50% 정도 오차가 적은 결과를 나타낸다.

그림 5.3과 그림 5.4는 L_q , L_d 인덕턴스 오차가 존재하는 경우 회전자 위치 오차를 나타내고 있다(기존의 전류 추정기 : Estimator1, 제안된 전류 추정기 : Estimator2).

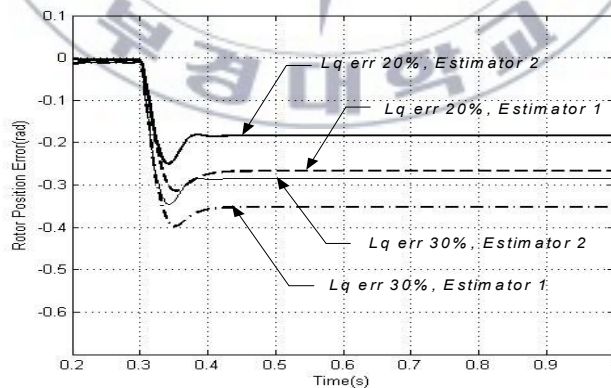


그림 5.3 L_q 오차가 존재할 경우 회전자 위치 오차

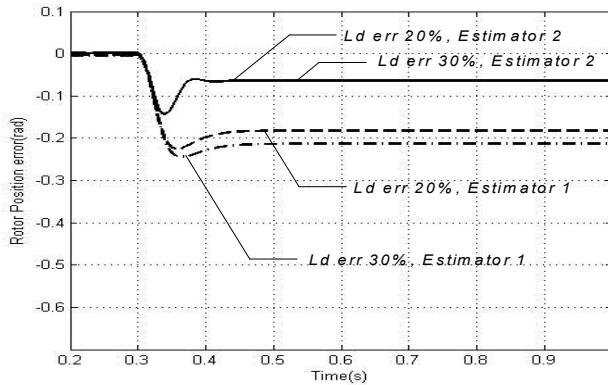


그림 5.4 Ld 오차가 존재할 경우 회전자 위치 오차

20~30%의 인덕턴스 오차에 대해 기존의 전류 추정기보다 제안된 전류 추정기를 적용했을 때 오차가 적어짐을 확인할 수 있다.

5.2 장치 및 구성

그림 5.5는 시뮬레이션을 검증하기 위해 사용된 실험 장치 구성을 나타내었다. 사용된 마이크로프로세서는 Microchip사의 dsPIC33FJ 계열로 16비트 컨트롤러이다. 이 마이크로프로세서에는 MCU의 연산시간을 줄이기 위해 H/W multiplier/divider가 내장되어 있다. 내장된 PWM 모듈을 사용하여 SVPWM을 구현하였다. 스위칭 소자로 IGBT 6개가 사용되었다. 실험에 사용된 모터는 3상 IPMSM이며 부하로는 파우더 브레이크가 사용되었다.

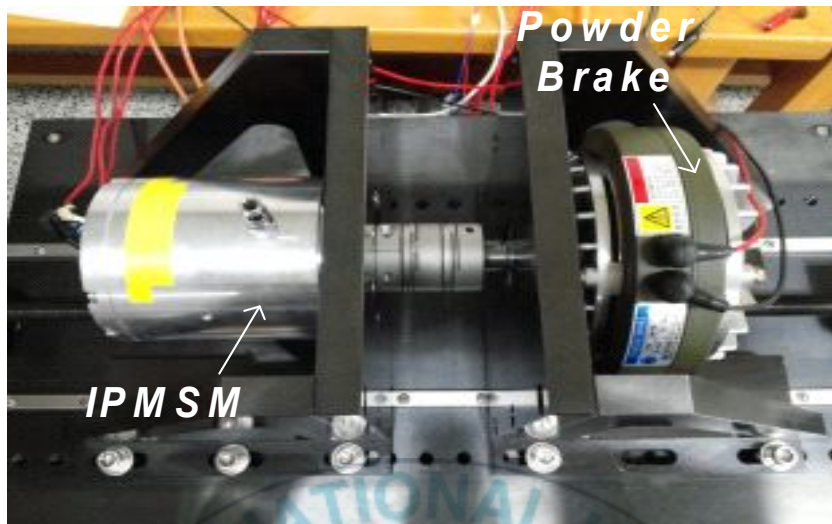


그림 5.5 실험에 사용된 IPMSM과 부하 장치

5.3 실험 결과

그림 5.6과 그림 5.7은 자속 관측기에 서로 다른 전류 추정기를 적용했을 때 각 모델별 실험결과를 나타내었다. 두 그림은 권선 저항오차가 -30%일 때 회전자 위치 오차를 나타낸다. 모터는 400rpm으로 구동하였으며 전부하가 적용된 이후부터 과도응답을 포함한 정상상태의 회전자 위치 오차를 나타내었다.

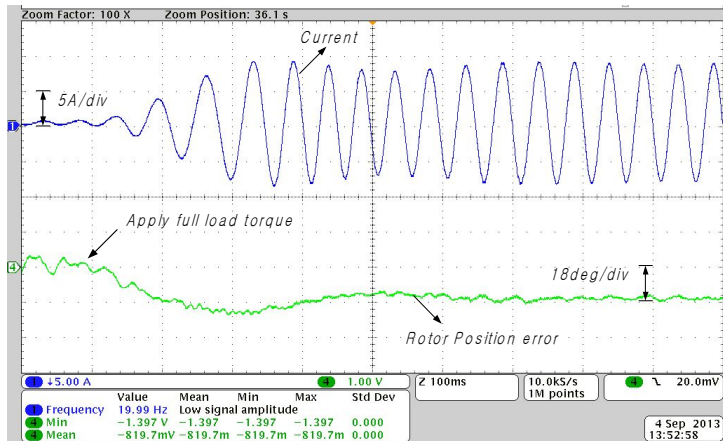


그림 5.6 기존의 전류 추정기를 적용한 경우
상전류 및 회전자 위치 오차

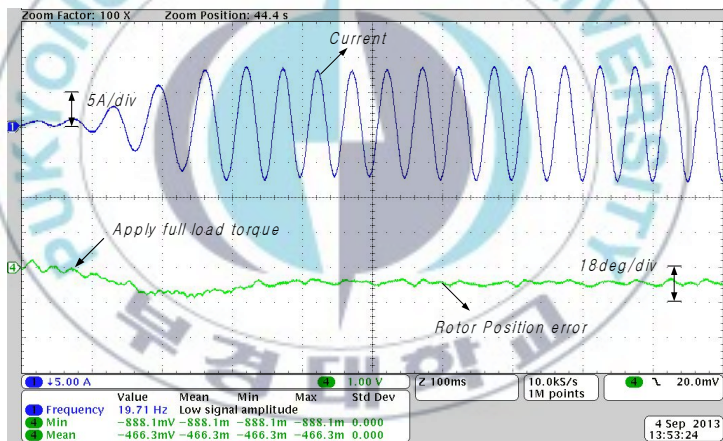


그림 5.7 제안된 전류 추정기를 적용한 경우
상전류 및 회전자 위치 오차

그림 5.8과 그림 5.9는 정상상태에서 기존의 전류 추정기를 적용했을 경우에 비해 제안된 전류 추정기를 적용했을 경우 회전자 위치 오차는 약 40%가량 줄어든 결과를 보인다. 또한 MCU의 전류 추정 연산과정에 기존의 전류 추정기를 적용하였을 경우 연산에 소요된 시간이 28us였으나

제안된 전류 추정기를 적용하였을 경우 소요된 시간은 25us로 약 10% 가량의 연산시간이 단축되는 결과를 나타내었다.

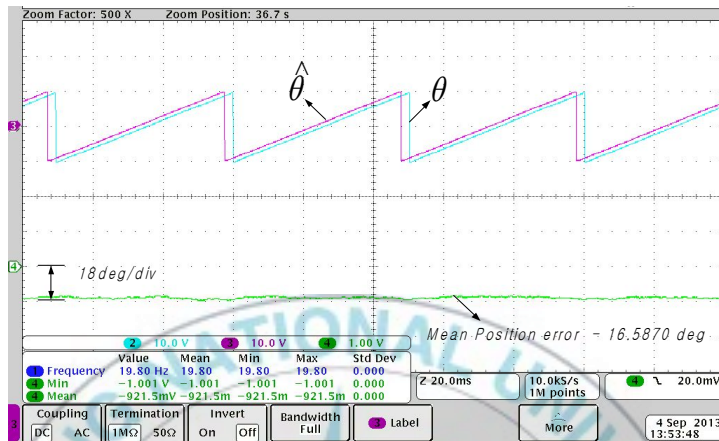


그림 5.8 기존의 전류 추정기를 적용한 경우 정상상태 회전자 위치 오차

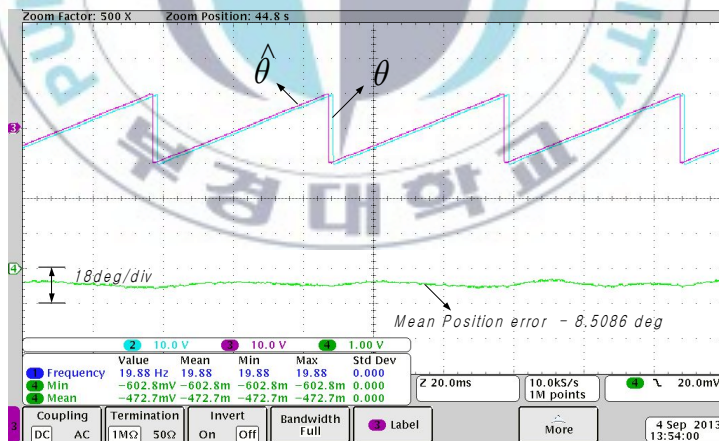


그림 5.9 제안된 전류 추정기를 적용한 경우 정상상태 회전자 위치 오차

그림 5.10과 그림 5.11은 L_q 인덕턴스 오차가 30% 존재하는 경우 회전자 위치 오차를 나타내고 있다. 기존의 전류 추정기를 적용하였을 경우

에 비해 제안된 전류 추정기를 적용하였을 경우 회전자 위치 오차는 약 47% 가량 줄어든 결과를 보인다.

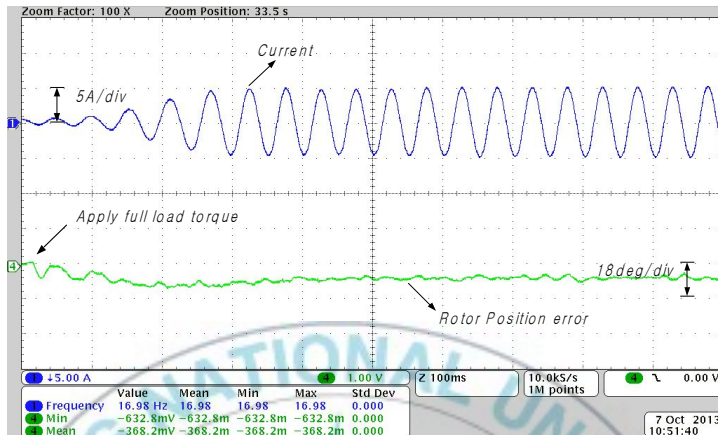


그림 5.10 기존의 전류 추정기를 적용한 경우 상전류 및 회전자 위치 오차(Lq 오차가 존재할 경우)

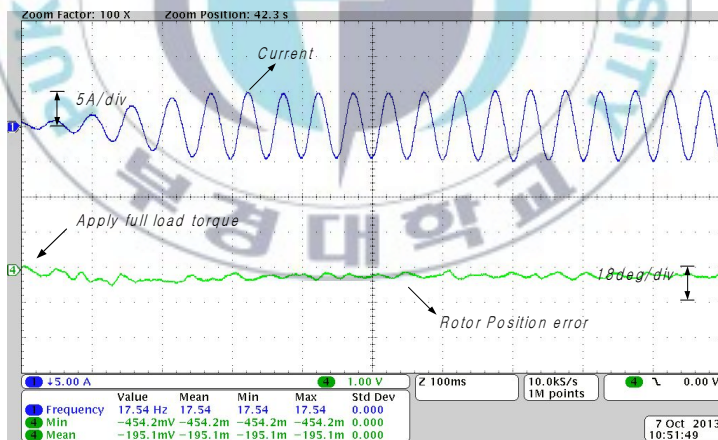


그림 5.11 제안된 전류 추정기를 적용한 경우 상전류 및 회전자 위치 오차(Lq 오차가 존재할 경우)

그림 5.12와 그림 5.13은 Lq 인덕턴스 오차 없이 Ld 인덕턴스 오차가 30% 존재하는 경우 회전자 위치 오차를 나타내고 있다.



그림 5.12 기존의 전류 추정기를 적용한 경우
상전류 및 회전자 위치 오차(Ld 오차가 존재할 경우)

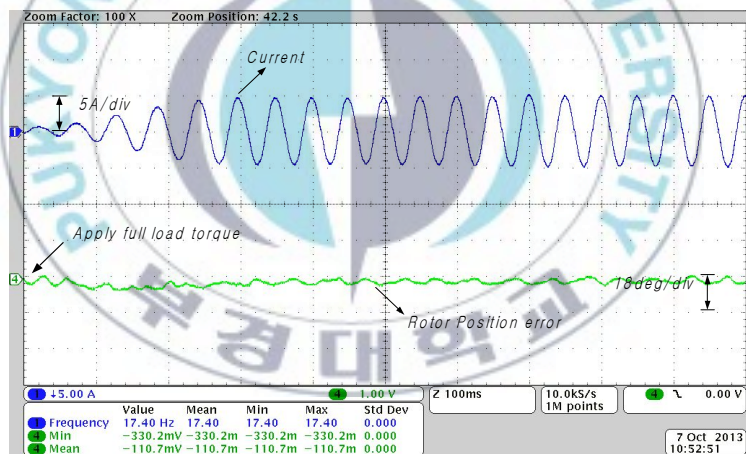


그림 5.13 제안된 전류 추정기를 적용한 경우
상전류 및 회전자 위치 오차(Ld 오차가 존재할 경우)

그림 5.14는 권선 저항 오차가 약 -30%일 때 400rpm으로 구동중인 모터에 부하 조건을 달리했을 경우 회전자 위치 오차를 나타내며, 그림 5.15 일정한 부하가 인가되는 상황에서 구동 속도 및 권선 저항 오차 조

건을 달리했을 경우 회전자 위치 오차를 나타낸다(기존의 전류 추정기 : Estimator1, 제안된 전류 추정기 : Estimator2).

모든 영역에서 기존의 전류 추정기를 적용하였을 경우보다 제안된 전류 추정기를 적용하였을 경우 회전자 위치 오차가 줄어든 결과를 나타내었다.

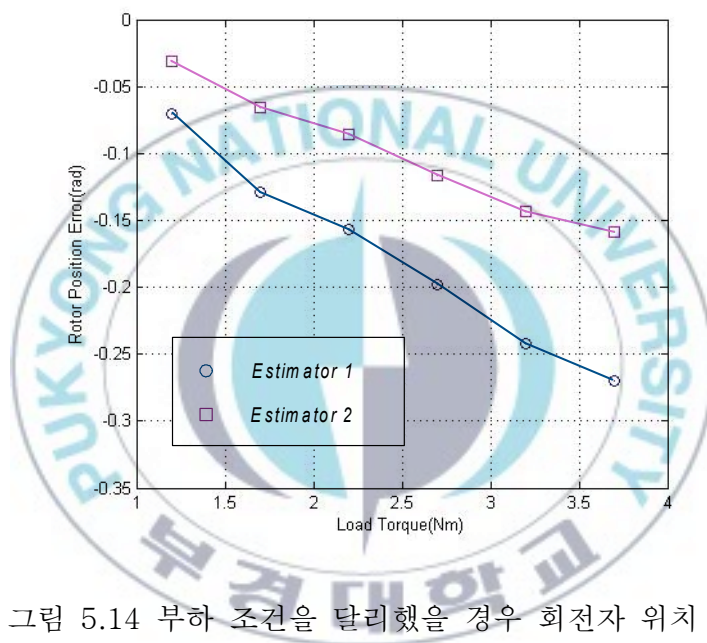


그림 5.14 부하 조건을 달리했을 경우 회전자 위치 오차

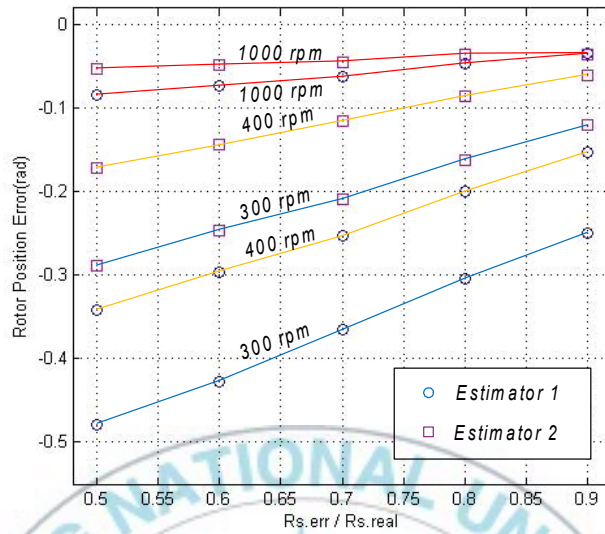


그림 5.15 구동 속도 및 권선 저항 오차 조건을 달리했을 경우
회전자 위치 오차

제 6 장 결론

본 논문에서는 유효 자속 개념을 적용한 자속 관측기에 다른 두 전류 추정기를 적용한 경우에 대하여 성능을 평가하였다.

성능평가를 위해 Matlab/Simulink 프로그램을 이용하여 시뮬레이션 결과를 비교하고, 3상 IPMSM과 dsPIC 마이크로프로세서를 이용한 실험 결과를 제시하였다.

모터의 권선 저항 및 인덕턴스 오차가 존재할 때 본 논문에서 제안한 간략화 시켜 적용된 전류 추정기가 기존의 전류 추정기를 적용할 때보다 10% 정도의 연산시간 단축뿐만 아니라 회전자 위치 추정 오차도 상당수 개선할 수 있음을 확인하였다.

참 고 문 헌

- [1] 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
- ☞ 역기전력 추정 방법
- [3] 양순배 (2002), "영구자석 동기전동기의 상수변동을 보상한 센서리스 제어", 전력전자학회 논문지, 제7권, 제6호, pp.517-523, 전력전자학회
- [4] 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
- [5] Zhong L., Rahman M.F., Hu W.Y., Lim K.W., "Analysis of direct torque control in permanent magnet synchronous motor drives", IEEE Trans. Power Electron., 1997, Vol. 5, No. 12, pp. 528-536

☞ 고주파 주입 방법

- [6] A. Consoli (1999), "Sensorless control of PM synchronous motors at zero speed", IEEE Ind Appl Conf, Vol.2, pp.1033-1040, IEEE

- [7] 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
- [8] Pippo A., Hinkkanen M., Luomi J., "Signal injection in sensorless PMSM drives equipped with inverter output filter", IEEE Trans. Ind. Applica., 2008, Vol. 9, No. 44, pp. 1614-1620
- ☞ 자속 추정 방법
- [9] Chan T.F., Wang W., Borsje P., Wong Y.K., Ho S.L., "Sensorless permanent magnet synchronous motor drive using a reduced order rotor flux observer", IET Power Applicat., 2008, Vol. 3, No 2, pp. 88-98
- [10] M.C. Paicu and I. Boldea and G.-D. Andreescu and F. Blaabjerg, "Very low speed performance of active flux based sensorless control: interior permanent magnet synchronous motor vector control versus direct torque and flux control", IET Electr. Power Appl., 2009. Vol. 3, Iss. 6, pp. 551-561
- [11] Ion Boldea and Mihaela Codruta Paicu and Gheorghe -Daniel Andreescu, "Active Flux Concept for Motion -Sensorless Unified AC Drives", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 23, No. 5, September 2008

- [12] G. Foo and M.F. Rahman, “Sensorless vector control of interior permanent magnet synchronous motor drives at very low speed without signal injection”, IET Electr. Power Appl., 2010, Vol. 4, Iss. 3, pp. 131-139

☞ 구조 및 모델링

- [13] 이 주 (2007), “매입자석 동기모터의 설계 및 제어”, pp.8, 인터비전

☞ 좌표변환 SVPWM

- [14] 노의철 (2008), “전력전자공학”, pp.407~410, 문운당

☞ 좌표변환

- [15] 이학철 (2009), “슬라이딩 모드 관측기를 이용한 매입자석 동기 전동기 센서리스 제어에 관한 연구”, 석사학위논문, 부경대학교

☞ SVPWM

- [16] 김상훈, (2010), "DC, AC, BLDC 모터제어“, pp.318~339, 북두출판사

감사의 글

인생의 터닝포인트에서 삶을 돌아보니 제게 있어 학위과정의 길은 학문의 길 보다는 어쩌면 인격수양의 과정에 더 가깝지 않았나 싶습니다. 이제 비로소 석사과정을 마치고 논문의 마지막 마무리를 글로 남기려 하니 옛일이 스쳐 지나가면서 베풀지는 못하고 받기만 한 삶을 반성하게 됩니다. 저를 도와주신 분이 이렇게도 많았음에도 불구하고 일일이 찾아뵙고 감사드리지 못하는 점 용서를 구합니다.

아무것도 모르던 대학교 2학년 때부터 부족한 저를 제자로 받아주시고 ‘신뢰’라는 단어의 참뜻을 깨우쳐 주신 평생의 스승인 지도교수 정영석 교수님의 은혜에 고개 숙여 깊이 감사드립니다. 그리고 저의 학위논문을 평가해주시고 수정을 위한 조언을 아끼지 않으셨던 권순재 교수님과 김경준 교수님께도 감사의 말씀 드리고 싶습니다.

멀리서 뜨거운 지원을 아끼지 않으셨던 김태완 선배님께 감사의 말씀 전하고 싶습니다. 제게는 ‘정신적 지주’라는 한 단어로 수식 가능한 김상훈 선배님, 감사합니다. 늘 제게 따뜻한 조언 아끼지 않으셨던 이효재 선배님께도 감사드립니다.

기쁠 때나 슬플 때나 항상 함께하며 우정을 나누고 서로의 버팀목이 되어 주던 주효형, 준영이에게도 고맙다는 말을 전하고 싶습니다. 동병상련의 마음으로 서로에게 힘이 되어주던 동생들 태용이, 성용이, 재홍이, 필호, 그리고 부족한 실험실 선배를 든든하게 받쳐주던 성원이, 상현이형, 태구, 그리고 송철이 모두 고맙습니다. 이들의 미래에 찬란한 영광이 함께하길 바랍니다.

힘이 들고 지칠 때면 늘 따스하게 안아주고 격려해주시던 권남조 이모님, 권장배 숙부님내외분께 한없이 부족하지만 이렇게 서면으로나마 감사드립니다. 석사의 길을 처음 소개하고 학위과정의 끝까지 물심양면으로 지원을 아끼지 않으셨던 이봉희 숙부님내외분께 고개 숙여 감사드립니다. 부족한 형에게 늘 자신감을 주고 많은 것을 도와준 사랑하는 동생 진호에

게도 고맙다는 말을 전하고 싶습니다.

언제나 곁에서 한결같은 모습으로 나를 지지해준 수지에게 사랑한다는 말을 전합니다. 끝으로 이 모든 것을 가능하게 해주신 부모님께 작은 이 기쁨을 바칩니다.

2013 年 12 月

이 성 준 올림

