



저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



변경금지. 귀하는 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공할 수 없습니다.

- 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 제어에서의
속도리플저감 알고리즘에 관한 연구



2015년 12 월

부 경 대 학 교 대 학 원

기계설계공학 전공

이 송 철

공 학 석 사 학 위 논 문

IPMSM 센서리스 제어에서의
속도리플저감 알고리즘에 관한 연구

지도 교수 정영석

이 논문을 공학석사 학위논문으로 제출함.

2015 년 12 월

부 경 대 학 교 대 학 원

기계설계공학 전공

이 송 철

이송철의 공학석사 학위논문을 인준함.

2015년 12 월 12 일



주 심 공학박사 권 순 재 (인)

위 원 공학박사 강 인 필 (인)

위 원 공학박사 정 영 석 (인)

목 차

Abstract	2
제 1 장 서 론	3
1.1 연구의 배경 및 필요성	3
1.2 논문의 구성	5
제 2 장 IPMSM의 수학적 모델링	7
2.1 IPMSM의 내부 구조 및 특징	7
2.2 좌표변환	11
2.3 IPMSM의 수학적 모델링	14
2.4 공간 벡터 변조법	18
제 3 장 자속 관측기를 이용한 센서리스 제어	26
3.1 유효 자속 개념을 이용한 토크 관계식	26
3.2 전류 추정기를 이용한 자속관측기	27
제 4 장 고조파 맥동 보상기	29
4.1 압축기의 맥동 부하토크 발생원리	29
4.2 맥동 부하토크에 의한 속도 리플	30
4.3 속도 리플 관측기	32
4.4 PI보상기 및 벡터 회전	34
4.5 IPMSM 센서리스 제어에서의 고조파 맥동 보상기	39

제 5 장 시뮬레이션 및 실험 결과	41
5.1 Matlab/Simulink를 이용한 시뮬레이션	41
5.1 실험장치 및 구성	46
5.1 실험 결과	47
제 6 장 결론	52
참고문헌	53

그림 및 표 목차

표 2.1 3상 인버터 입력 신호에 따른 3상의 순시 전압	21
표 2.2 3상 인버터 입력 패턴에 따른 3상 전압의 Clark 변환	22
표 5.1 IPMSM의 파라미터	34
그림 2.1 SPMSM의 회전자 단면도	8
그림 2.2 IPMSM의 회전자 단면도	8
그림 2.3 IPMSM의 전기자 반작용에 의한 d축 자속 흐름도	9
그림 2.4 IPMSM의 전기자 반작용에 의한 q축 자속 흐름도	9
그림 2.5 Clark 변환	12
그림 2.6 Park 변환	13
그림 2.7 IPMSM의 등가 모델	15
그림 2.8 IPMSM의 등가 회로	18
그림 2.9 3상 등가 시스템	19
그림 2.10 3상 인버터 회로	20

그림 2.11 유효 벡터와 각 섹터	23
그림 2.12 인접한 두 벡터의 조합	23
그림 2.13 벡터의 크기 조절	24
그림 2.14 정현파를 인가하기 위한 최대 벡터의 크기	25
그림 3.1 전류 추정기를 이용한 자속 관측기의 블록도	28
그림 4.1 압축기 모터의 회전에 따른 전동기 부하 변화	30
그림 4.2 토크와 속도 리플과의 관계 블록도	31
그림 4.3 토크와 속도 리플과의 관계 블록도	32
그림 4.4 d-q축에 투영된 속도 리플 계수	33
그림 4.5 위상 검출기 블록도	33
그림 4.6 속도 리플과 보상 토크와의 위상 관계	34
그림 4.7 보상 토크로 인한 속도 리플 감소	35
그림 4.8 속도 리플을 제거하기 위한 PI 보상기	36
그림 4.9 PI 보상기 블록도	36
그림 4.10 벡터 회전 및 토크 생성 블록도	38
그림 4.11 제어시스템 전체 블록도	38
그림 4.12 센서리스 제어시 저역통과필터에 의한 추정속도	39
그림 5.1 센서 제어시 고조파 맥동 보상기의 게인 값에 따른 속도 응답($K_i = 0.0035$, $K_p = 0$, $\alpha = 90^\circ$, 지령속도 = 800rpm)	40
그림 5.2 센서 제어시 고조파 맥동 보상기의 게인 값에 따른 속도 응답($K_i = 0.007$, $K_p = 0$, $\alpha = 90^\circ$, 지령속도 = 800rpm)	41
그림 5.3 센서 제어시 고조파 맥동 보상기의 게인 값에 따른 속도 응답($K_i = 0.014$, $K_p = 0$, $\alpha = 90^\circ$, 지령속도 = 800rpm)	41
그림 5.4 센서 제어시 고조파 맥동 보상기의 게인 값에 따른 속도 응답($K_i = 0.0035$, $K_p = 0.0033$, $\alpha = 90^\circ$, 지령속도 = 800rpm)	42

그림 5.5 센서 제어시 고조파 맥동 보상기의 게인 값에 따른 속도 응답($K_i = 0.007$, $K_p = 0.066$, $\alpha = 90^\circ$, 지령속도 = 800rpm)	42
그림 5.6 센서 제어시 고조파 맥동 보상기의 게인 값에 따른 속도 응답 특성($K_i = 0.014$, $K_p = 0.132$, $\alpha = 90^\circ$, 지령속도 = 800rpm) · 43	
그림 5.7 센서리스 제어시 저역통과필터의 영향을 고려하지 않은 고조파 맥동 보상기에 의한 속도 응답($K_i = 0.014$, $K_p = 0.132$, $\alpha =$ 90° , 지령속도 = 800rpm)	43
그림 5.8 센서리스 제어시 저역통과필터의 영향을 고려한 고조파 맥동 보상기에 의한 속도 응답($K_i = 0.014$, $K_p = 0.132$, $\alpha = 60^\circ$, 지령속도 = 800rpm)	44
그림 5.9 센서리스 제어시 저역통과필터의 영향을 고려하지 않은 고조파 맥동 보상기에 의한 속도 응답($K_i = 0.014$, $K_p = 0.132$, $\alpha =$ 90° , 지령속도 = 1500rpm)	44
그림 5.10 센서리스 제어시 저역통과필터의 영향을 고려한 고조파 맥동 보상기에 의한 속도 응답($K_i = 0.014$, $K_p = 0.132$, $\alpha = 42^\circ$, 지령속도 = 1500rpm)	45
그림 5.11 실험 장치	46
그림 5.12 적분 제어만 사용한 경우 고조파 맥동 보상기의 효과($K_i =$ 0.010 , $K_p = 0$, $\alpha = 30^\circ$, 지령속도 = 800rpm)	47
그림 5.13 비례 적분 제어를 사용한 경우 고조파 맥동 보상기의 효과($K_i = 0.010$, $K_p = 0.132$, $\alpha = 30^\circ$, 지령속도 = 800rpm)	48
그림 5.14 비례 적분 제어를 사용한 경우 고조파 맥동 보상기의 효과($K_i = 0.014$, $K_p = 0.132$, $\alpha = 30^\circ$, 지령속도 = 800rpm)	48
그림 5.15 고조파 맥동 보상기 적용 전/후($K_i = 0.014$, $K_p = 0.132$, α $= 90^\circ$, 지령속도 = 800rpm)	49

그림 5.16 고조파 맥동 보상기 적용 전/후($K_i = 0.014$, $K_p = 0.132$, $\alpha = 30^\circ$, 지령속도 = 800rpm)	49
그림 5.17 센고조파 맥동 보상기 적용 전/후($K_i = 0.014$, $K_p = 0.132$, $\alpha = 37^\circ$, 지령속도 = 600rpm)	50
그림 5.18 고조파 맥동 보상기 적용 전/후($K_i = 0.014$, $K_p = 0.132$, $\alpha = 47^\circ$, 지령속도 = 1000rpm)	50



Study on Speed Ripple Reduction Algorithm in Sensorless Controlled IPMSM

Song-Cheol Lee

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

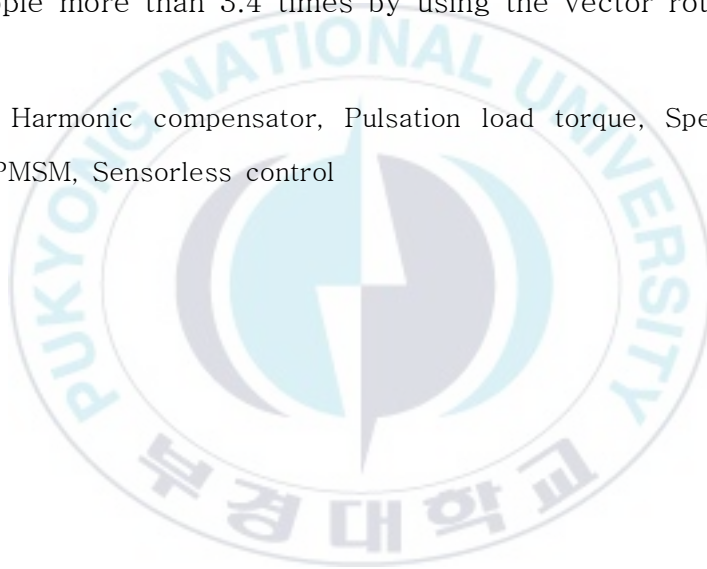
Abstract

An interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM) has many advantages such as high efficiency, high power density, mechanical robustness of rotor construction and wide flux-weakening range and so on. Therefore it is widely used for compressors, spindles and electric vehicles in industries. In case of compressors, a torque pulsation happens during suction and discharge processes and it consequently produces fatigue failure, noise in a pipe and speed ripple which leads a control system to unstable.

This paper presents a harmonic-pulsation-compensator to reduce the speed ripple and the compensator algorithm is consisted with a phasor detector, a PI compensator and a vector rotation. To design the phasor detector, coefficients of speed ripple are obtained from literature surveys. The PI compensator is designed by simulations and experiments. In order to reduce the speed ripple, the vector rotation is introduced by considering a vector relationship between the torque and the speed ripple.

The compensator results are approved by simulations and experiments. The harmonic compensator can not only improve speed ripple reduction time more than 20% but reduces the ripple amplitude more than 3.4 times compared with conventional compensators by using PI compensation and vector rotation respectively. The harmonic compensator involving PI compensation can reduce the speed ripple 20% faster than conventional integrated compensators. The harmonic compensator can reduce speed ripple more than 3.4 times by using the vector rotation.

Keywords : Harmonic compensator, Pulsation load torque, Speed ripple reduction, IPMSM, Sensorless control



제 1 장 서론

1.1 연구 배경 및 필요성

최근 들어 전 세계적으로 환경 문제와 석유 자원 고갈 문제 등을 직면함에 따라 새로운 에너지원과 기존의 에너지원의 효율 상승에 많은 관심을 갖고 있다. 그 중의 일환으로 산업체 전반에 널리 이용되고 있는 전동기의 기술 개발에 대한 노력이 활발히 이루어지고 있다.

직류 전동기는 가장 오랫동안 사용되어 왔고 제어가 쉬운 장점을 가지고 있지만 기계적인 정류기구가 존재하기 때문에 고속에서의 응용이 힘들며 정기적인 유지보수가 필요한 단점이 있다. 이를 대신하여 현재 유도전동기와 동기전동기 등의 교류 가변속 시스템이 널리 사용되고 있다^[1-2]. 유도전동기는 구조적으로 간단한 특징이 있으며 인버터에 의해 구동시스템의 완성도를 높일 수 있다. 그러나 원리적으로 슬립이 필요하고 그에 비례하여 2차 동손이 로터내부에 발생하게 된다. 반면에 동기전동기는 슬립이 없고 특히 고성능의 영구자석을 사용한 동기전동기는 여자손실이 없고 역률, 토크, 전류 그리고 효율의 면에서 장점이 있다. 영구자석 동기전동기(PMSM : Permanent Magnet Synchronous Motor)는 영구자석의 배치에 따라 매입형 영구자석 동기전동기(IPMSM : Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)과 표면형 영구자석 동기전동기(SPMSM : Surface Permanent Magnet Synchronous Motor)으로 나눌 수 있다. 이 중 IPMSM은 마그네틱 토크 외에 릴럭턴스 토크를 생성시킬 수 있는 고효율의 가변속 범위가 넓은 모터로서 컴프레서, 스피들

그리고 전기자동차용 전동기 등에 사용되는 등 널리 응용되고 있다^[3].

IPMSM의 고성능 제어를 위해서는 회전자의 위치정보가 필수적이다. 회전자 위치정보는 엔코더 또는 레졸버와 같은 센서를 사용하여 얻을 수 있지만 비용상승, 부피증가, 신호의 정밀성 그리고 신뢰성 등에 대한 단점이 있다. 따라서 센서 없이 위치정보를 얻어 내기 위한 센서리스 알고리즘에 대한 연구가 활발히 진행 중이고 비교적 좋은 결과를 얻어 오고 있다^[4-12]. 여러 센서리스 알고리즘 중 본 논문에서는 개선된 전류 추정기를 적용한 자속 추정 방식을 적용하였다^[12].

IPMSM이 많이 응용되고 있는 컴프레서의 경우 냉매의 압축과 토출을 반복하는 과정에서 기계적 진동이 발생하게 되고 특히 저속 운전 구간에서 진동이 더 커지게 되고 토크의 맥동도 더 크게 발생하게 된다^[13]. 이러한 진동은 배관의 피로파괴 및 소음을 발생시키게 된다^[14-16]. 또한 토크 맥동으로 인해 전동기 회전자 속도의 리플을 만들어 원하는 속도 제어를 할 수 없게 되고 제어시스템을 불안정하게 만든다.

기존의 부하토크에 의한 영향을 줄이기 위한 몇 가지 알고리즘이 제시되었다^[15-18]. 전동기 시스템을 역모델링하여 부하 토크를 추정하는 방법의 경우 필터가 사용되어서 추정 부하 토크의 위상지연이 발생하게 된다. 동특성이 느린 부하 토크의 경우 비교적 잘 보상하지만, 컴프레서와 같은 맥동 부하의 경우 동특성이 빠르기 때문에 토크 관측기의 게인을 키우지 않으면 좋은 보상 효과를 기대할 수 없다. 하지만 디지털 시스템 상에서 게인을 키우게 되면 노이즈 영향에 취약해져서 제어 시스템이 불안정하게 된다^[15-16]. 속도 정보를 이용한 속도 리플 계수를 얻어서 토크 보상기를 구현하는 방법의 경우 주기적으로 진동하는 속도 리플을 비교적 잘 보상해준다^[17-18]. 하지만 기존의 방법으로 보상기를 구현할 때 임의의 게인값을 선정하여 구현하므로 게인값 선정 방법이 비교적 복잡하고 센서리

스 제어에 의한 위상 지연의 영향까지 고려한다면 더 복잡하게 된다.

본 논문에서 벡터 회전을 이용하는 고조파 맥동 보상기를 제안한다. 기존의 보상기에서 임의의 계인으로 정해놓은 값 대신 전동기 시스템의 벡터 관계에 따른 회전각을 계산하여 가장 빠르게 속도 리플을 감소시킬 수 있는 알고리즘을 제시한다. 벡터 회전을 이용하면 센서리스 제어에서 발생하는 위상 지연에 의한 영향까지도 고려한 최적의 회전각을 찾아낼 수가 있다. 또한 기존의 보상기의 경우 보상 토크를 계산하는 과정에 적분기만을 사용하였는데 본 논문에서는 PI보상기를 사용하여 보다 빠르게 속도 리플을 감소시킬 수 있음을 보여준다.

1.2 논문의 구성

본 논문은 총 6장으로 구성되어 있으며 각 장의 연구 내용은 다음과 같다. 제 1 장 서론에서는 매입형 영구자석 동기 전동기의 이점과 센서리스 제어의 필요성 및 압축기에서 발생하는 맥동 토크를 상쇄시키는 보상 알고리즘의 필요성에 대해 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 매입형 영구자석 동기전동기의 센서리스 제어에 사용된 자속 관측기와 회전자 위치 추정에 대해 간략하게 다루었다. 제 4장에서는 본 논문에서 압축기에서 발생된 맥동 부하에 의한 속도 리플을 저감시킬 수 있는 고조파 맥동 보상기에 대해 소개한다. 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.

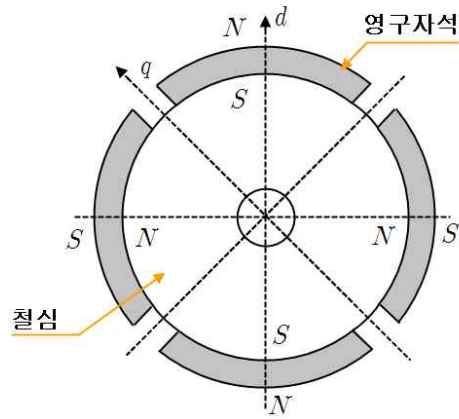


제 2 장 IPMSM의 수학적 모델링

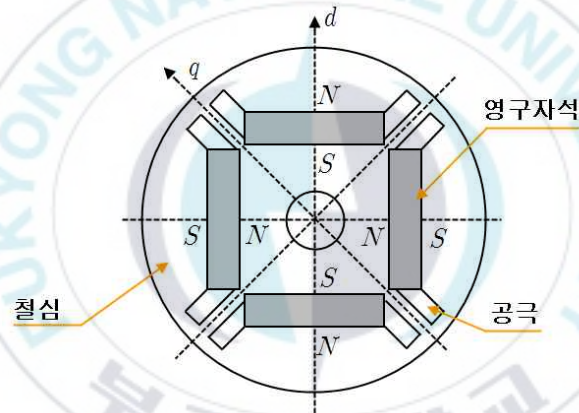
제어 시스템을 이해하고 설계하기 위하여 시스템의 동적 모델의 해석이 매우 중요하다. 매입자석 동기 전동기(IPMSM)의 동적 모델은 일반적인 교류전동기의 해석에 적용되었던 방식을 유사하게 이용할 수 있다. 즉, 직류전원에 의해 계자에 여자되는 동기전동기와 영구자석으로부터 자속을 공급받는 IPMSM은 여자방식만 상이하기 때문에 IPMSM의 수학적 모델링은 동기전동기를 해석하는 방법과 매우 유사하다.

2.1 IPMSM의 내부 구조 및 특징

영구자석 동기 전동기(PMSM: permanent magnet synchronous motor)는 기존의 DC 전동기에서 브러시와 정류자를 반도체의 스위칭 작용으로 대체한 전동기를 총칭한다. PMSM은 회전자 영구자석의 배치에 따라 IPMSM과 SPMSM으로 구분 된다. 두 전동기의 차이는 영구자석이 회전자 표면에 부착되어있는 것과 회전자 내부에 매입되어 있는 것만 다를 뿐 고정자권선은 일반 교류전동기의 권선과 동일하다. [그림 2.1], [그림 2.2]는 PMSM의 두 종류인 SPMSM과 IPMSM을 나타낸다^[7].

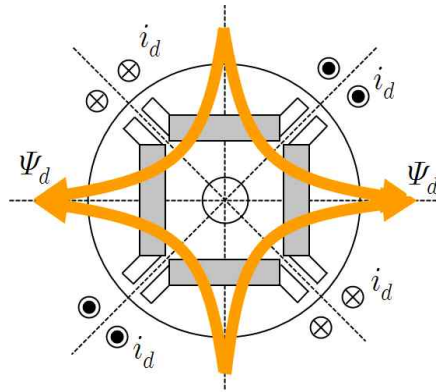


[그림 2.1] SPMSM의 회전자 단면도

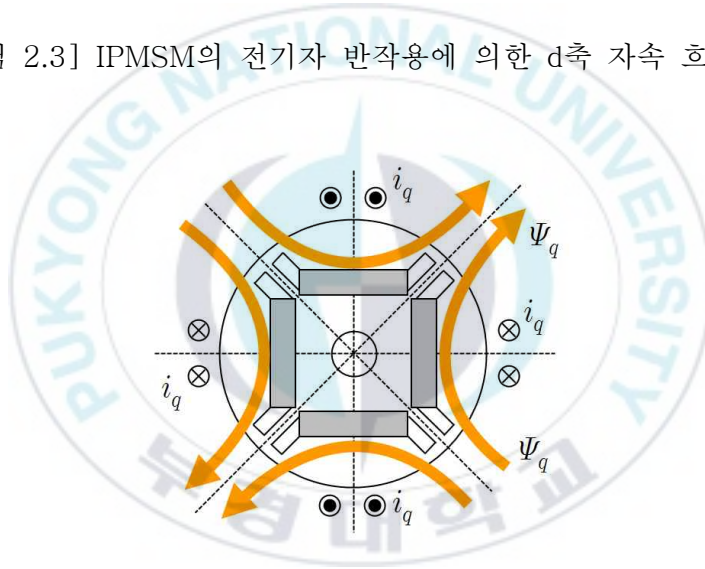


[그림 2.2] IPMSM의 회전자 단면도

두 모터에서 회전자의 영구자석은 N극과 S극이 교대로 배치되어 있다. 영구자석에 의한 자화방향은 반경 방향의 중심축에 평행한 방향이다. 자석에 의한 자속의 방향을 고려하여 반경 방향과 자석의 중심축을 d축으로 정하고 d축으로부터 전기각 90° 만큼 떨어져 있는 자석 사이의 중심축을 q축으로 정한다.



[그림 2.3] IPMSM의 전기자 반작용에 의한 d축 자속 흐름도



[그림 2.4] IPMSM의 전기자 반작용에 의한 q축 자속 흐름도

SPMSM은 영구자석이 회전자 표면에 부착되어 있고 d축 자로는 철심, 자석, 공극으로 이루어져 있으며 q축 자로는 공극과 철심만으로 이루어져 있다. IPMSM의 자로구성 또한 SPMSM과 같다. 그러나 자로구성과 기계적인 형상은 유사하지만 전기적으로 현저한 차이가 있다. 일반적으로 페라이트나 회토류 계통의 영구자석의 투자율은 공극과 거의 같으므로

영구자석에 의한 공간을 공극으로 볼 수 있다. SPMSM은 회전자의 영구자석이 회전자 표면에 부착되어 있기 때문에 공극의 길이는 회전자의 위치에 관계없이 일정하다. 따라서 d-q축 자로의 자기저항 차이가 없고 기계적인 구조뿐만 아니라 전기적으로도 대칭이다.

IPMSM은 영구자석이 회전자 내부에 삽입되어 있기 때문에 회전자 표면의 기계적인 구조는 대칭이지만 자기적으로는 q축과 다르게 d축은 영구자석에 의한 공극이 존재하는 효과가 있다. 공극이 크면 자기저항이 증가하는 효과가 생겨서 큰 자속을 얻기 어렵다. 그러므로 자석을 통과하지 않는 q축의 인덕턴스가 d축 보다 크다. 따라서 IPMSM은 영구자석이 회전자 내부에 삽입되어 회전자에 돌극성이 생기기 때문에 SPMSM과 다른 독특한 특성을 갖는다.

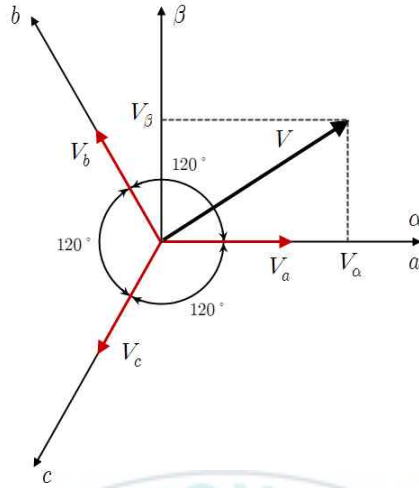
돌극의 효과로서 회전자의 영구자석에 의한 마그네틱 토크 이외에도 IPMSM의 특징인 d-q축 자기저항 차에 의한 추가적인 릴럭턴스 토크 성분이 존재하므로 이들 토크를 적절하게 이용하면 영구자석 단일에 의한 토크 보다 더 큰 토크를 발생시킬 수 있다. 릴럭턴스 토크까지 발생시키려 할 경우 토크는 기존의 전동기와는 다르게 동기 좌표축상의 90° 인 q축 보다 큰 전류 위상각에서 발생한다. 마그네틱 토크와 릴럭턴스 토크의 합성 토크인 전기적 토크가 맥동이 없이 일정하게 발생하기 위해서는 일정한 토크와 속도를 갖는 회전자계를 필요로 하게 된다. 따라서 이 전동기는 구형파 전원으로 구동할 수 없고 정현파 전원으로 구동해야 한다.

IPMSM은 SPMSM과는 다르게 영구자석이 회전자 내부에 보호되고 있고 유효공극이 작아 고정자의 인덕턴스가 크다. 이 때문에 전기자 반작용의 효과가 현저하게 나타나며 고정자 전류에 의하여 공극 자속을 감소시킬 수 있으므로 일정 출력영역에서 약계자 운전이 가능하며 매우 높은 속도까지 운전이 가능하다.

또한 IPMSM의 회전자 내부에 있는 영구자석이 고정자 권선에서 발생하는 열의 영향을 SPMSM과 같이 직접 받지 않으므로 온도 상승에 의한 감자작용의 가능성이 적어 보다 열악한 환경에서도 운전이 가능하다.

2.2 좌표변환

교류전동기의 경우 전동기의 인덕턴스가 전동기의 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 3상 변수를 고정된 2상 변수로 변환 시키고 Park 변환은 고정 2상 변수를 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 2.5]에 나타내었다^[19-20].



[그림 2.5] Clark 변환

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

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

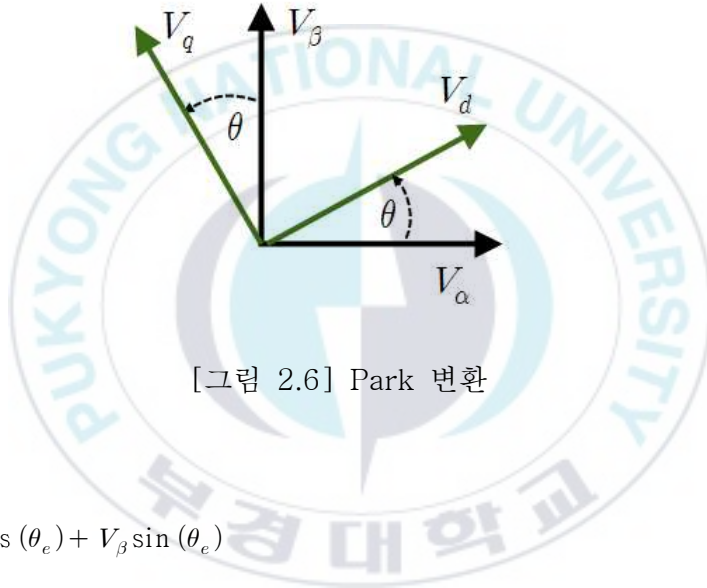
3상 평형이므로 다음 식을 만족한다.

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

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

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

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 2.6] 를 통해 시각적으로 나타내었다.



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

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 변환

을 거쳐 만들어지는 V_d , V_q 의 2상 변수는 다음과 같이 표현될 수 있다 [19].

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

여기서,

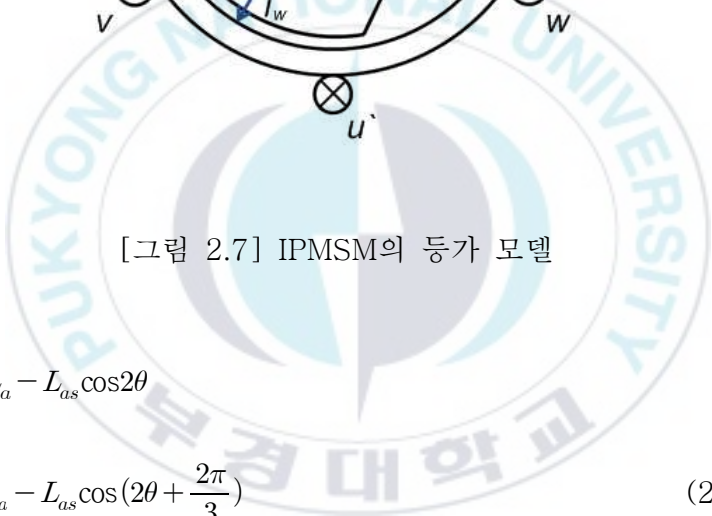
$$(V_{qd0})^T = [V_{qs} \ V_{ds} \ V_{0s}] \quad (2.7)$$

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

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

2.3 IPMSM의 수학적 모델링

[그림 2.7]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 90° 앞선 축을 q축으로 결정한다. u 상 권선 축을 기준으로 시계 방향으로 회전하는 d축 사이각을 θ 라고 하면, 전기자 자기인덕턴스(L_u, L_v, L_w)와 상호인덕턴스(M_{uv}, M_{vw}, M_{wu})는 다음 식(2.10), 식(2.11)으로 표현할 수 있다.


$$s(2\theta + \frac{2\pi}{3})$$

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

$$L_v = l_a + L_a - L_{as} \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) \quad (2.10)$$

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

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

$$M_{vw} = M_{wv} = -\frac{1}{2}L_a - L_{as}\cos 2\theta \quad (2.11)$$

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

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 바탕으로 3상 전압 방정식을 전압벡터 V , 전류 벡터 I 그리고 쇠교자속 Ψ 를 이용하여 다음과 같이 표현 할 수 있다.

$$V = R_a I + \frac{d\Psi}{dt} \quad (2.12)$$

$$V = \begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix}, \quad I = \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

$$\Psi = \begin{bmatrix} \Psi_u \\ \Psi_v \\ \Psi_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_u & M_{uv} & M_{uw} \\ M_{vu} & L_v & M_{vw} \\ M_{wu} & M_{wv} & L_w \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + \Psi_f \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

여기서, Ψ_f : 한 상당 영구자석에 의한 전기자 쇠교자속의 최댓값

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

식(2.12) 를 (2.13) 와 (2.14)에 의해 다시 나타내면 다음과 같다.

$$V = \begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_u & pM_{uv} & pM_{uw} \\ pM_{vu} & R_a + pL_v & pM_{vw} \\ pM_{wu} & pM_{wv} & R_a + pL_w \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + w\Psi_f \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

여기서, w : 전기각속도

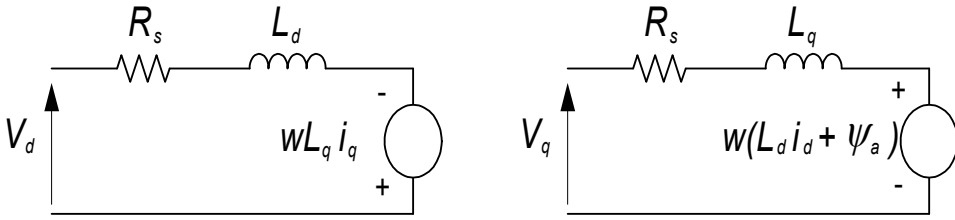
식(2.15)과 같이 IPMSM을 3상 전압 방정식으로 표현 할 수 있고 이 식을 Clark 변환과 park 변환을 거쳐 $d-q$ 축의 회전자 동기 좌표계로 다시 표현 할 수 있다. 앞에서 보았던 좌표변환 식(2.6)을 이용하여 동기 좌표계로 변환하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -wL_q \\ wL_d & R_a + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ w\Psi_a \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

여기서,

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

식 (2.16)을 회로로 나타내면 그림 2.6과 같이 나타낼 수 있다.



[그림 2.8] IPMSM의 등가 회로

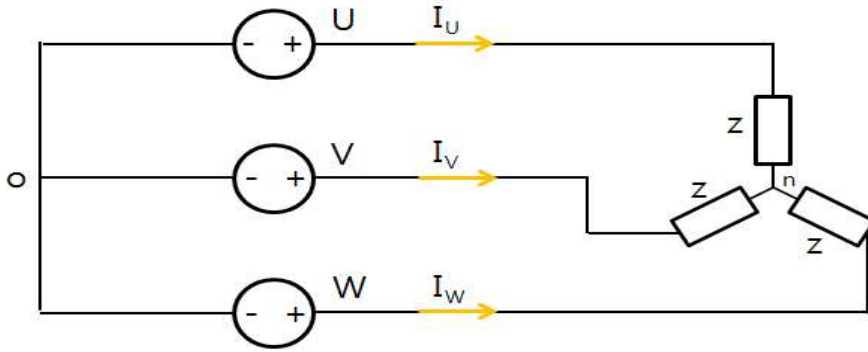
2.4 공간 벡터 변조법

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^[19].

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

[그림 2.8]과 같은 3상 시스템에서,



[그림 2.9] 3상 등가 시스템

전동기 고정자의 각 상 전압은 다음 식과 같이 나타낼 수 있다.

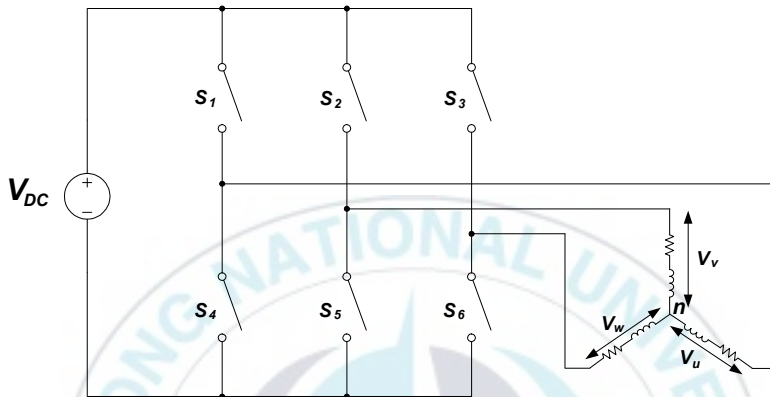
$$\begin{aligned} V_{ou} &= V\sqrt{2}\cos(w_e t) \\ V_{ov} &= V\sqrt{2}\cos(w_e t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{ow} &= V\sqrt{2}\cos(w_e t - \frac{4\pi}{3}) \end{aligned} \quad (2.17)$$

$$\begin{aligned} V_{on} &= V_{ou} + ZI_U \\ V_{on} &= V_{ov} + ZI_V \\ V_{on} &= V_{ow} + ZI_W \end{aligned} \quad (2.18)$$

시스템이 3상평형이라면 $I_U + I_V + I_W = 0$ 이고 전동기 중성점에서의 각 상 전압은 식(2.19)로 나타내어질 수 있다.

$$\begin{aligned} V_{un} &= \frac{2V_{uo} - V_{vo} - V_{wo}}{3} \\ V_{vn} &= \frac{2V_{vo} - V_{uo} - V_{wo}}{3} \\ V_{wn} &= \frac{2V_{wo} - V_{uo} - V_{vo}}{3} \end{aligned} \quad (2.19)$$

전동기 고정자에 정현과 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 2.10] 3상 인버터 회로

[그림 2.10]에서 S1, S2, S3은 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

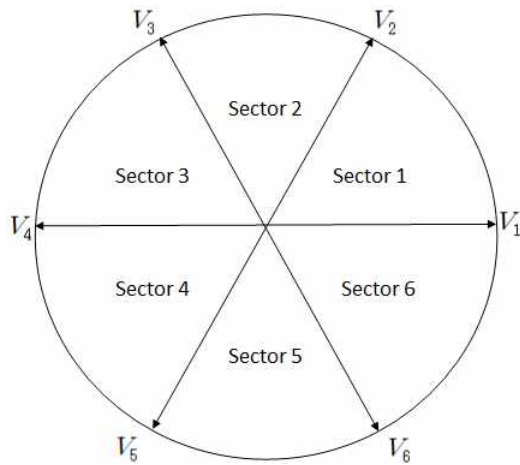
S1	S2	S3	V_{UN}	V_{VN}	V_{WN}	V_{UV}	V_{VW}	V_{WU}
0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	$\frac{2V_{DC}}{3}$	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$-\frac{V_{DC}}{3}$	V_{DC}	0	$-V_{DC}$
1	1	0	$\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{3}$	$-\frac{2V_{DC}}{3}$	0	V_{DC}	$-V_{DC}$
0	1	0	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{2V_{DC}}{3}$	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$-V_{DC}$	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 2.1]에 표현된 3상 전압을 Clark 변환을 하여 나타내면 [표 2.2]와 같이 나타낼 수 있다.

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

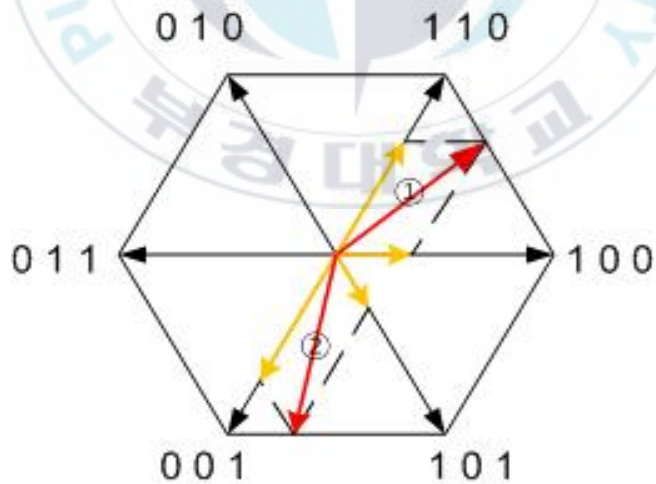
S1	S2	S3	V_{sa}	V_{sb}	Vector
0	0	0	0	0	V_0
1	0	0	$\frac{2V_{DC}}{3}$	0	V_1
1	1	0	$\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$	V_2
0	1	0	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$	V_3
0	1	1	$-\frac{2V_{DC}}{3}$	0	V_4
0	0	1	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$-\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$	V_5
1	0	1	$\frac{V_{DC}}{3}$	$-\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$	V_6
1	1	1	0	0	V_7

인버터의 패턴에 따라서 8가지 전압 벡터가 형성된다. 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 2.11] 유효 벡터와 각 섹터

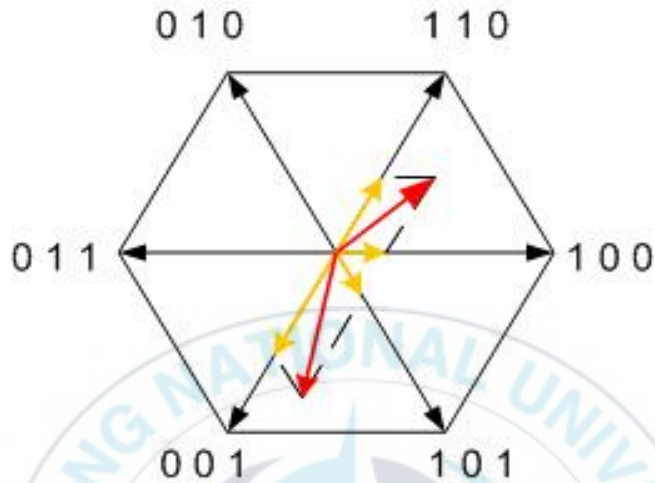
위 [표 2.2]와 [그림 2.11]를 통해 실제 인가되는 벡터는 총 7가지(0,7 벡터 중복)임을 확인할 수 있다. 그리고 정해진 7가지 벡터 이외의 벡터는 인접한 두 벡터의 조합으로 나타낼 수 있다.



[그림 2.12] 인접한 두 벡터의 조합

①번 벡터는 인버터상태1과 2의 조합

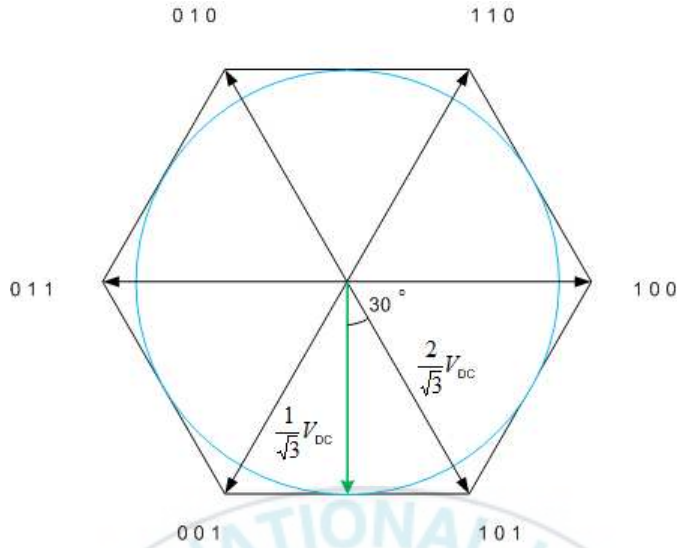
②번 벡터는 상태 6과 5의 조합으로 나타낼 수 있다.



[그림 2.13] 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 2.14] 정현파를 인가하기 위한 최대 벡터의 크기

공간벡터를 구현하기 위해 인접한 벡터의 인가시간 비율을 구하는 식은 (2.22) 와 같다^[19]. 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.

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

$$d_n = m_s \frac{\sin(\theta - \theta_m)}{\sin(60^\circ)} \quad (2.20)$$

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

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

본 장에서는 IPMSM의 센서리스 제어에 사용된 자속 관측기^[12]에 대해서 설명한다.

3.1 유효 자속 개념을 이용한 토크관계식

기존의 연구 중 유효 자속(active flux) 개념을 이용하여 IPMSM을 SPMSM처럼 다룰 수 있음이 제시되었다^[5-6]. 따라서 유효 자속 개념에 대해 간단히 설명한다.

IPMSM의 d-q축에서 전압 방정식은 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 v_d 와 v_q 는 d-q축 전압, R_s 는 고정자 저항, i_d 와 i_q 는 d-q축 전류, λ_d 와 λ_q 는 d-q축 자속, λ_f 는 영구자석 자속, L_d 와 L_q 는 각각 d-q축 인덕턴스 그리고 ω 는 회전자 속도를 나타낸다. IPMSM의 토크 관계식은 아래와 같다^[21].

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

여기서 유효 자속을 다음과 같이 정의한다

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

식 (3.2)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.

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

유효 자속의 α - β 축 값은 다음과 같다.

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

유효 자속의 α - β 축 값으로부터 식 (3.7)과 같이 회전자의 위치 정보를 구할 수 있다.

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{\lambda_{act,\beta}}{\lambda_{act,\alpha}} \right) \quad (3.7)$$

3.2 전류 추정기를 이용한 자속 관측기

이성준에 의해 제안된 자속 관측기는 다음과 같다^[12].

$$\frac{d}{dt} \hat{\lambda}_{\alpha,\beta} = -R_s i_{\alpha,\beta} + v_{\alpha,\beta} + K \tilde{i}_{\alpha,\beta} \quad (3.8)$$

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 오차성분을 나타

낸다. 즉 $\tilde{i} = i - \hat{i}$ 을 나타낸다.

식(3.5)를 전류에 대해 전개하면 다음과 같다.

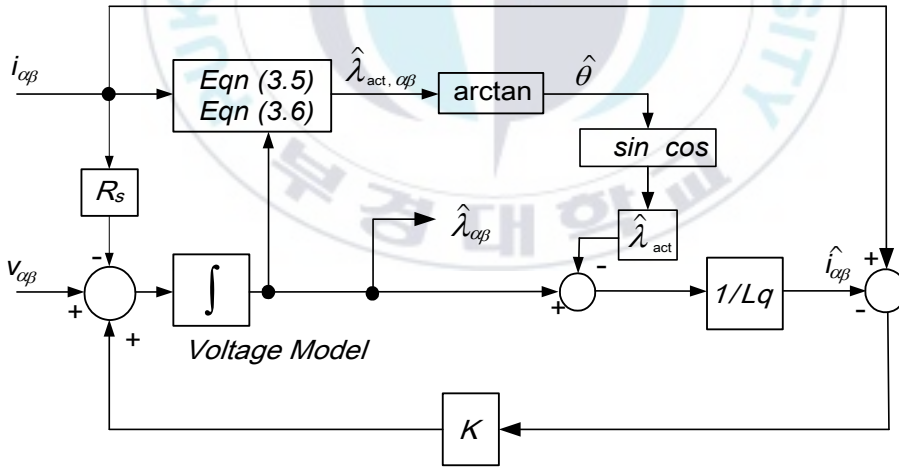
$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1/L_d & 0 \\ 0 & 1/L_q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{pmatrix} - \frac{\lambda_f}{L_d} \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (3.9)$$

좌표변환을 이용하여 d-q축 전류를 α - β 축으로 변환하면,

$$i_{\alpha,\beta} = \frac{1}{L_q} \left[\lambda_{\alpha,\beta} - \lambda_{act} \begin{pmatrix} \cos\theta \\ \sin\theta \end{pmatrix} \right] \quad (3.10)$$

따라서 전류 추정기는 다음과 같이 설계할 수 있다.

$$\hat{i}_{\alpha,\beta} = \frac{1}{L_q} \left[\hat{\lambda}_{\alpha,\beta} - \hat{\lambda}_{act} \begin{pmatrix} \cos\hat{\theta} \\ \sin\hat{\theta} \end{pmatrix} \right] \quad (3.11)$$



[그림 3.1] 전류 추정기를 이용한 자속 관측기의 블록도

제 4 장 고조파 맥동 보상기

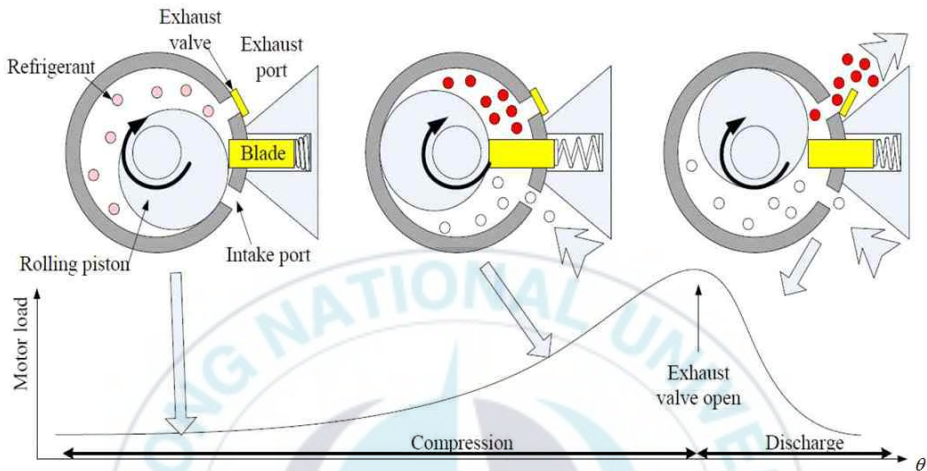
본 장에서는 고조파 맥동 보상기에 대해 소개한다. 먼저 4.1절에서 압축기의 압축 사이클에 의한 맥동 부하 토크 발생원리에 대해 설명한다. 그리고 4.2절에서는 맥동 부하 토크에 의한 속도 리플의 발생에 대해 벡터적으로 이해하고 이를 바탕으로 보상 토크가 어떻게 만들어져야 하는지 설명한다. 4.3절에서는 속도 리플 계수를 관측하는 위상 검출기에 대해 소개한다. 위상 검출기를 통해 속도 리플의 계수를 관찰 한 뒤 보상 토크 성분으로 만드는 PI보상기와 벡터 회전에 대해 4.4절에서 소개한다.

4.1 압축기의 맥동 부하토크 발생원리

압축기는 냉매를 단열압축하여 고온상태로 만들어 응축기로 보내고, 실외기 팬을 통해서 응축기 냉매의 열을 배출하게 된다. 온도가 낮아진 냉매는 실내기의 증발기에서 압력이 낮아져 단열 팽창으로 급격히 기화되면서 온도가 낮아지게 된다. 기화된 냉매는 실내기 팬을 통해서 차가운 공기를 배출한다. 이러한 압축사이클을 통해서 에어컨은 실내에 차가운 공기를 공급하게 되는데 압축기 모터는 압축 사이클에서 냉매의 흐름과 상태를 바꾸어주는 주요 동력원으로 사용된다.

압축기의 종류로는 싱글로터리, 트윈로터리 그리고 스크롤 방식 등 여러 종류가 있다. 본 논문에서는 싱글로터리 압축기에 대해서 다룬다. 기계적으로 냉매를 압축하여 토출하는 압축기는 진동이 발생하게 되는 데 싱글로터리 압축기의 경우는 압축기 모터가 기계적으로 1회전 할 때 1번의 압축과 토출을 하게 된다. 냉매 압축시에는 높은 부하토크가 발생하다가 토출밸브가 열린 직후에는 부하토크가 빠르게 낮아진다. 이러한 부하

토크의 변화는 속도의 변화를 가져와 진동을 일으킨다. 이러한 진동은 배관의 피로파괴와 소음을 발생시킨다. 압축기 모터의 회전에 따른 전동기 부하의 변화를 [그림 4.1]에 나타내었다^[15].



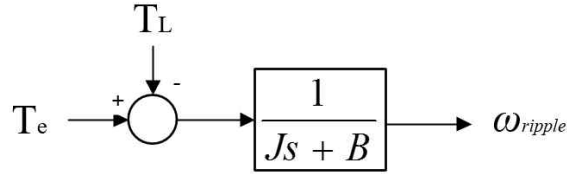
[그림 4.1] 압축기 모터의 회전에 따른 전동기 부하 변화

4.2 맥동 부하토크에 의한 속도 리플

직류성분의 부하 토크의 경우 속도 제어기의 게인이 크지 않더라도 일정 시간이 지나면 직류성분 부하 토크를 상쇄시키는 전기적 토크가 발생하게 된다. 하지만 동특성이 빠른 교류성분의 부하토크의 경우 제어기 게인이 충분히 크지 못하면 전기적 토크가 제대로 보상하지 못하게 된다. 따라서 본 논문에서는 직류성분을 제외한 하모닉 성분의 토크만을 고려하여 고조파 맥동 보상 알고리즘을 설명한다. 하모닉 성분만 고려하여 토크와 속도와의 관계식을 나타내면 다음과 같다.

$$\omega_{ripple} = \frac{1}{Js + B}(T_e - T_L) \quad (4.1)$$

블록도로 나타내면 아래와 같다.



[그림 4.2] 토크와 속도 리플과의 관계 블록도

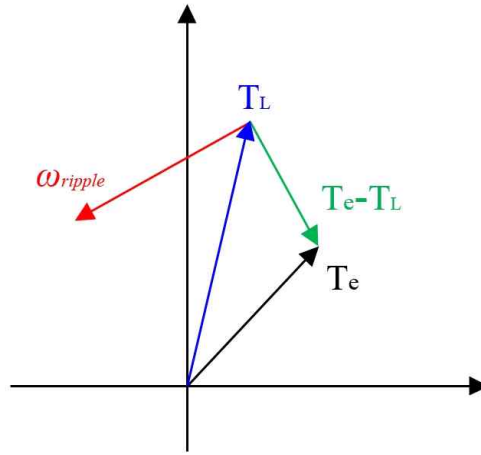
모터의 전달함수를 통과하는 ω_{ripple} 의 크기응답은 아래와 같고,

$$M(\omega_m) = \frac{1}{B} \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\omega_m \frac{J}{B}\right)^2}} \quad (4.2)$$

위상응답은 아래와 같다.

$$\Phi(\omega_m) = -\tan^{-1}\left(\omega_m \frac{J}{B}\right) \quad (4.3)$$

여기서 ω_m 은 기계각 주파수이다. 토크와 속도 리플과의 벡터 관계를 그림으로 나타내면 [그림 4.3]과 같다.



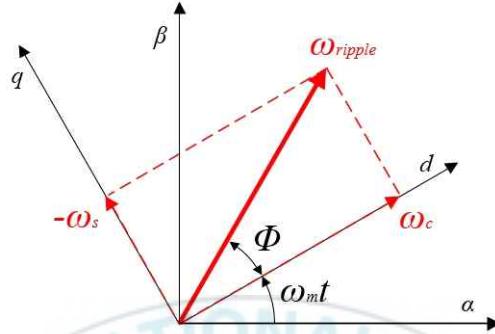
[그림 4.3] 토크와 속도 리플과의 관계 벡터도

위 벡터들은 d-q축에 동기되어 생성되는 벡터들이다. 부하 토크와 전기적 토크의 벡터가 다르다면 토크 오차가 발생하게 되고 이는 속도 리플을 발생시키게 된다. 회전하는 d-q축에 동기되어 생성되는 벡터들을 임의의 실수축으로 투영시키게 되면 진동하는 형태의 속도 리플이 발생하게 됨을 알 수 있다.

4.3 속도 리플 관측기

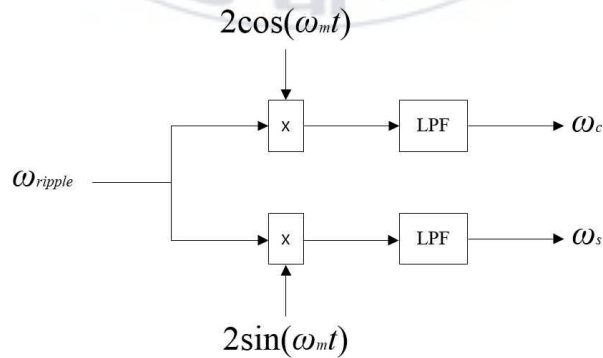
속도 리플의 경우 실수축에 투영시키게 되면 맥동 토크와 전기적 토크의 오차와 같은 주파수로 진동하게 된다. 싱글로터리 압축기의 경우 기계 각 주파수와 동기된 속도 리플이 발생하게 된다. 따라서 기계각 좌표계의 d-q축에서 바라본 속도 리플 벡터는 일정하게 된다. 속도 리플 식을 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned}
\omega_{ripple} &= \omega_a \cos(\omega_m t + \phi) \\
&= \omega_a \cos\phi \times \cos\omega_m t - \omega_a \sin\phi \times \sin\omega_m t \\
&= \omega_c \cos\omega_m t + \omega_s \sin\omega_m t
\end{aligned} \tag{4.4}$$



[그림 4.4] d-q축에 투영된 속도 리플 계수

여기서 ω_a 는 속도 리플의 크기이고, ω_c 를 $\omega_a \cos\phi$ 그리고 ω_s 를 $-\omega_a \sin\phi$ 라고 정의하고 ω_c 와 $-\omega_s$ 는 d-q축에 투영된 속도 리플 계수이다. ω_c 와 $-\omega_s$ 를 얻기 위한 방법은 기존의 논문에서 제시된 바 있다^[17]. 블록 다이어그램으로 나타내면 아래와 같다.



[그림 4.5] 위상 검출기 블록도

속도 리플 성분에 $2\cos(\omega_m t)$ 와 $2\sin(\omega_m t)$ 를 곱하는 과정을 수식으로 나타내면 다음과 같다.

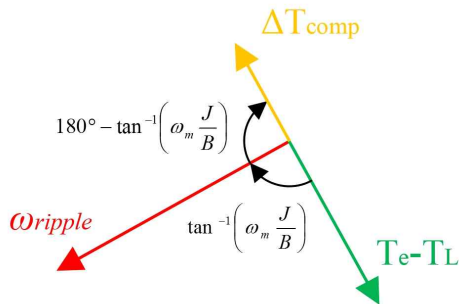
$$\begin{aligned}\omega_{ripple} \times 2\cos(\omega_m t) &= 2\omega_c \cos^2(\omega_m t) + 2\omega_s \sin(\omega_m t)\cos(\omega_m t) \\ &= \omega_c + \omega_c \cos(2\omega_m t) + \omega_s \sin(2\omega_m t)\end{aligned}\quad (4.5)$$

$$\begin{aligned}\omega_{ripple} \times 2\sin(\omega_m t) &= 2\omega_c \cos(\omega_m t)\sin(\omega_m t) + 2\omega_s \sin^2(\omega_m t) \\ &= \omega_s - \omega_s \cos(2\omega_m t) + \omega_c \sin(2\omega_m t)\end{aligned}\quad (4.6)$$

위 결과를 차단주파수가 $2\omega_m$ 보다 상당히 낮은 저역통과필터에 통과시키게 되면 교류성분은 거의 제거되고 직류성분인 ω_c 와 ω_s 만 얻을 수 있게 된다.

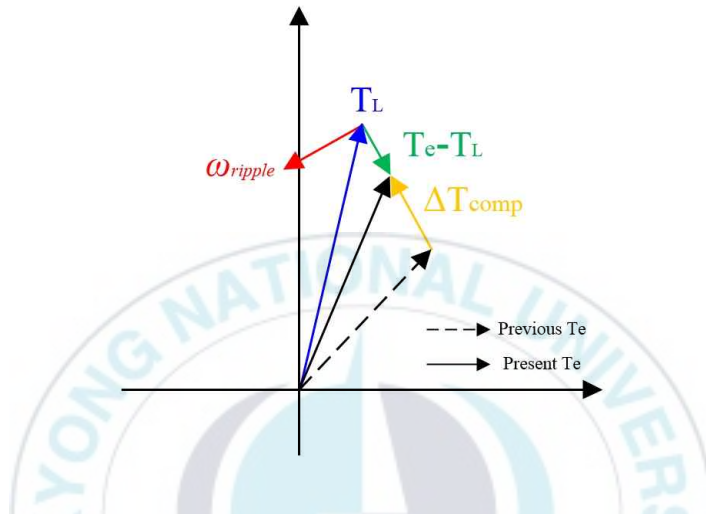
4.4 고조파 맥동 보상기

전기적 토크 벡터를 부하 토크 벡터와 일치시키게 되면 속도리플을 없앨 수가 있다. 그 원리는 속도 리플 벡터로부터 보상 토크 벡터를 구해 낸 뒤 토크 오차 벡터와 180도 위상차를 가지게 회전 시켜서 보상시켜주는 것이다. 이 원리를 그림으로 나타내면 아래와 같다.



[그림 4.6] 속도 리플과 보상 토크와의 위상 관계

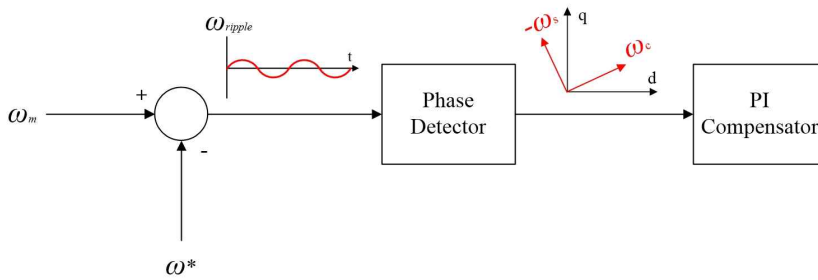
보상 토크 벡터를 전기적 토크 벡터에 보상해주면 전기적 토크 벡터를 부하 토크 벡터에 가까이 가게 할 수 있어 속도 리플을 줄여주게 된다. 그 효과를 아래의 그림으로 이해할 수 있다.



[그림 4.7] 속도 리플과 보상 토크와의 위상 관계

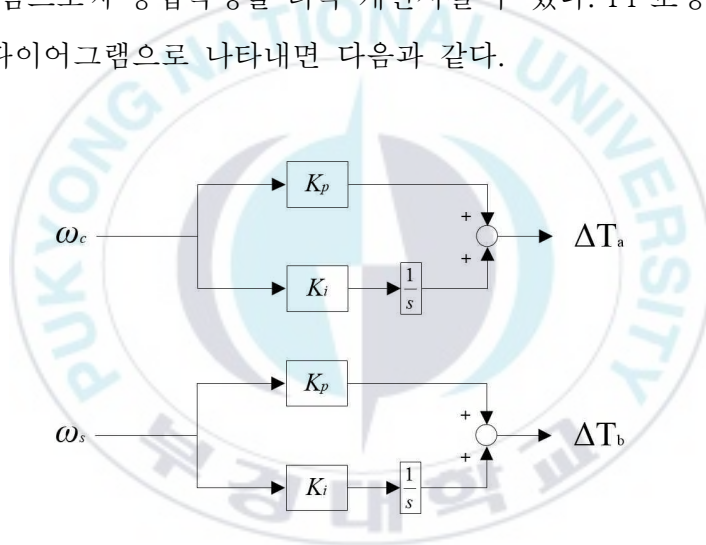
고조파 맥동 보상기는 PI 보상기와 벡터 회전 부분으로 나눌 수 있다. 속도 리플 관측기로부터 구한 속도 리플 계수를 PI 보상기에 통과시키면 보상 토크 성분으로 나오게 된다. 이 토크 성분들을 벡터 회전으로 회전시켜서 보상해주면 전기적 토크와 부하토크와의 차이를 줄이게 되면서 속도 리플이 줄어들게 된다.

PI 보상기의 입력 부분을 보면 속도 리플 계수가 들어오게 된다. 이 속도 리플 계수는 지령 속도와 실제 속도간의 속도 오차 성분이다. 결국 PI 보상기는 속도 리플 계수를 0으로 만들기 위한 출력을 만들어낸다고 볼 수 있다. 이 과정을 블록 다이어그램으로 다음과 같이 나타낼 수 있다.



[그림 4.8] 속도 리플을 제거하기 위한 PI 보상기

기존의 논문에서는 적분기만 사용하여 보상기를 구성하였는데 PI보상기를 사용함으로써 응답특성을 더욱 개선시킬 수 있다. PI 보상기의 구조를 블록 다이어그램으로 나타내면 다음과 같다.



[그림 4.9] PI 보상기 블록도

PI 보상기를 통해 보상할 토크성분의 크기를 구하였다. 이제 전기적 토크 벡터가 부하 토크 벡터에 가장 빠르게 접근할 수 있는 회전각을 찾아 보상하려는 토크 성분 벡터를 회전시켜주면 된다.

회전시키려는 각을 α° 라고 하면 다음과 같은 관계식으로 구할 수 있다.

$$\alpha = -\left(180^\circ - \tan^{-1}\left(\omega_m \frac{J}{B}\right)\right) \quad (4.7)$$

속도 리플 벡터를 회전각 α 만큼 회전시키면 아래의 식으로 나타낼 수 있다.

$$\omega_a \cos(\omega_m t + \phi - \alpha) = \omega_a \cos(\phi - \alpha) \cos \omega_m t - \omega_a \sin(\phi - \alpha) \sin \omega_m t \quad (4.8)$$

여기서

$$\begin{aligned} \cos(\phi - \alpha) &= \cos \phi \cos \alpha + \sin \phi \sin \alpha \\ \sin(\phi - \alpha) &= \sin \phi \cos \alpha - \cos \phi \sin \alpha \end{aligned} \quad (4.9)$$

식(4.9)를 식(4.8)에 대입하고 ω_c 와 ω_s 를 사용하여 전개하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \omega_a \cos(\omega_m t + \phi - \alpha) \\ = (\omega_c \cos \alpha - \omega_s \sin \alpha) \cos \omega t + (\omega_s \cos \alpha + \omega_c \sin \alpha) \sin \omega t \end{aligned} \quad (4.10)$$

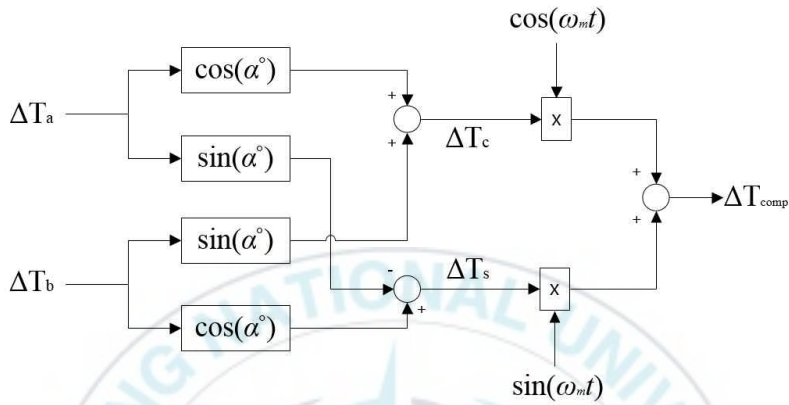
행렬로 나타내면 다음과 같다.

$$\omega_a \cos(\omega_m t + \phi - \alpha) = (\cos \omega t \quad \sin \omega t) \begin{pmatrix} \cos \alpha & -\sin \alpha \\ \sin \alpha & \cos \alpha \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \omega_c \\ \omega_s \end{pmatrix} \quad (4.11)$$

기존의 논문에서는 벡터 회전의 개념을 이용하지 않고 회전각이 아닌 특정 계인값들을 선정하여 보상하였기 때문에 전동기 파라미터 및 속도에 따라 달라지는 최적의 회전각을 찾아내기가 쉽지 않다. 또한 센서리스 제어의 경우 추정 속도 계산시 저역통과 필터의 사용이 불가피한데 이로 인해 추정 속도의 위상 지연이 발생하게 된다. 벡터 회전 개념을 이용하면 간단히 최적의 회전각을 계산 해낼 수 있게 된다.

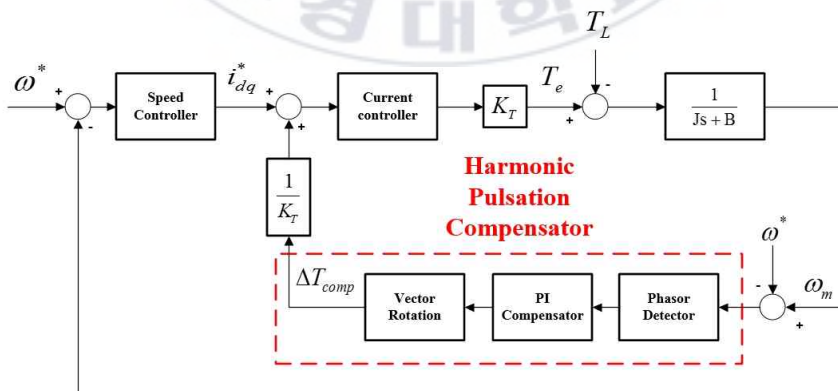
벡터 회전으로 보상 토크 계수를 구하고 나면 속도 리플 계수를 구하기

위해서 제거하였던 $\cos(\omega_m t)$ 와 $\sin(\omega_m t)$ 을 곱해주고 두 항을 더해지게 되면 최종적으로 보상해야 할 보상 토크가 나오게 된다. 블록 다이어그램으로 나타내면 다음과 같다.



[그림 4.10] 벡터 회전 및 보상 토크 생성 블록도

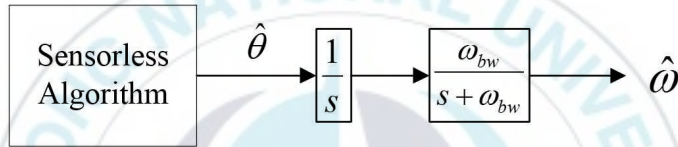
고조파 맥동 보상을 포함하는 전동기 제어시스템의 전체 블록도를 나타내면 [그림 4.11]과 같다.



[그림 4.11] 제어시스템 전체 블록도

4.6 IPMSM 센서리스 제어에서의 고조파 보상기

센서리스 제어의 경우 속도를 추정하는 과정에서 저역통과필터를 사용하게 된다. 이로 인해 실제 속도와 추정 속도와의 위상 지연이 발생하게 되고 앞에서 구하였던 고조파 맥동 보상기의 최적의 회전각 α 값이 달라지게 된다. 속도를 추정하는 과정을 블록 다이어그램으로 나타내면 다음과 같다.



[그림 4.12] 센서리스 제어시 저역통과필터에 의한 추정속도

저역통과필터에 의한 위상지연은 다음과 같다.

$$\Phi(\omega_m) = -\tan^{-1}\left(\frac{\omega_m}{\omega_{bw}}\right) \quad (4.12)$$

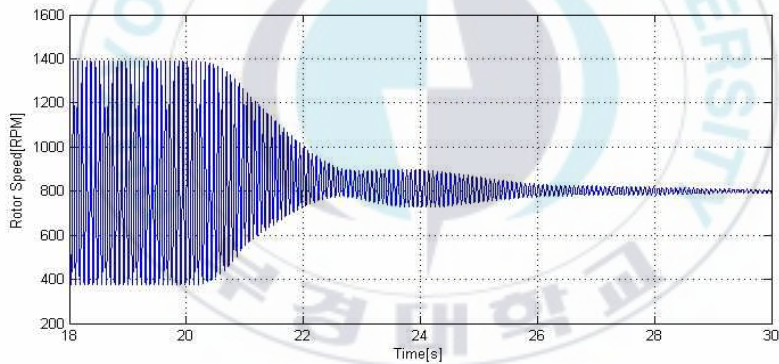
저역통과필터에 의한 위상지연까지 고려하여 센서리스 제어에서의 고조파 맥동 보상기를 적용할 때 회전각은 최종적으로 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$\alpha = -\left(180^\circ - \tan^{-1}\left(\omega_m \frac{J}{B}\right) + \tan^{-1}\left(\frac{\omega_e}{\omega_{bw}}\right)\right) \quad (4.13)$$

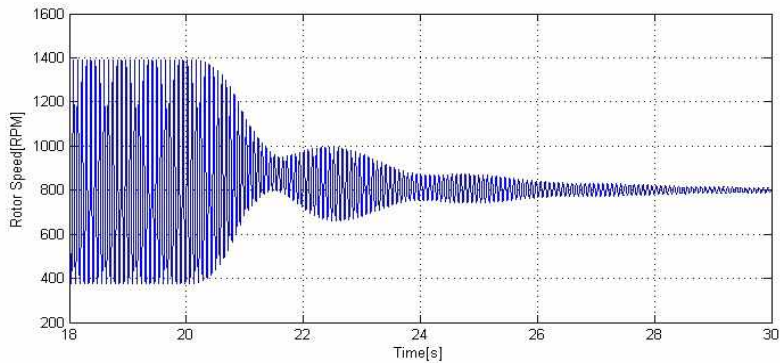
제 5 장 시뮬레이션 및 실험 결과

5.1 Matlab/Simulink를 이용한 시뮬레이션

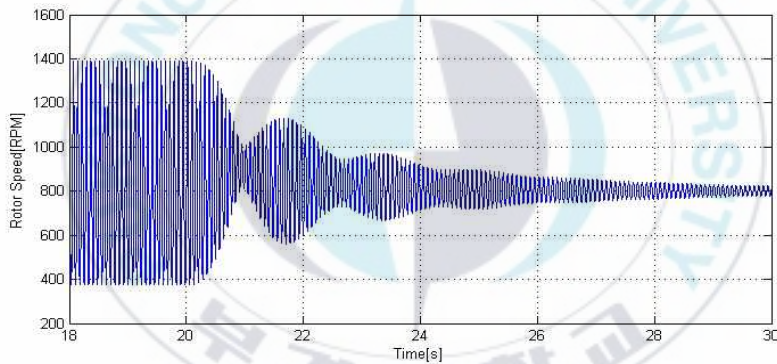
[그림 5.1]에서 [그림 5.3]은 센서 제어시 고조파 맥동 보상기의 적분 제어만 할 경우의 적분 게인 값에 따른 속도 응답의 결과이다. 적분 게인 값이 클수록 속도 리플을 빠르게 감쇠시키려 하지만 수렴해가면서 추가적인 맥동 성분이 만들진다. 시뮬레이션에서 사용된 센서리스 알고리즘의 저역 통과필터의 차단주파수는 $140[\text{rad/s}]$ 이다.



[그림 5.1] 센서 제어시 고조파 맥동 보상기의 게인 값에 따른 속도 응답($K_i = 0.0035$, $K_p = 0$, $\alpha = 90^\circ$, 지령속도 = 800rpm)

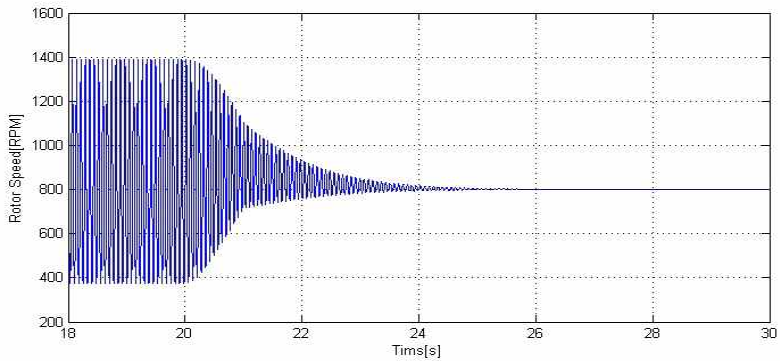


[그림 5.2] 센서 제어시 고조파 맥동 보상기의 게인 값에 따른 속도 응답($K_i = 0.007$, $K_p = 0$, $\alpha = 90^\circ$, 지령속도 = 800rpm)

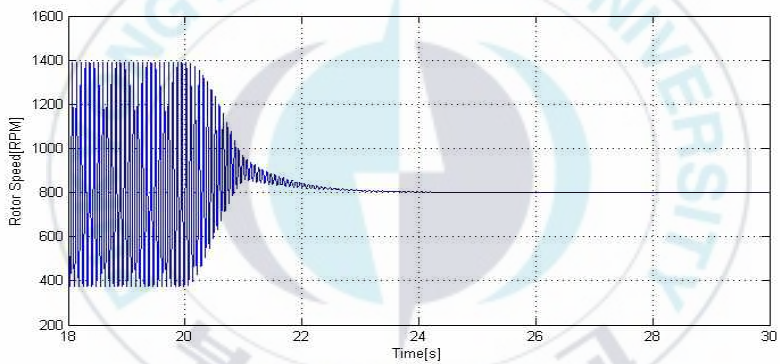


[그림 5.3] 센서 제어시 고조파 맥동 보상기의 게인 값에 따른 속도 응답($K_i = 0.014$, $K_p = 0$, $\alpha = 90^\circ$, 지령속도 = 800rpm)

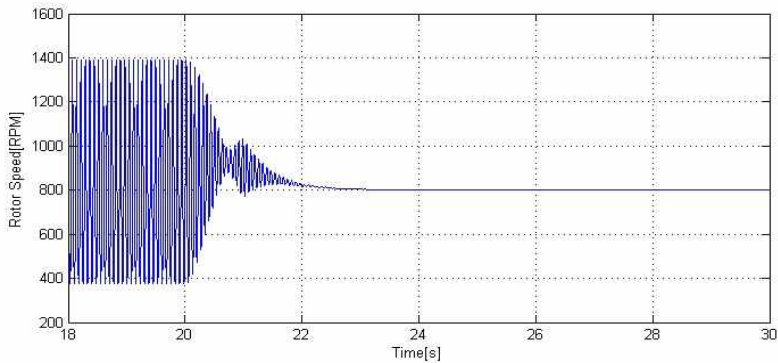
[그림 5.4]에서 [그림 5.6]은 적분 제어와 함께 비례 제어를 사용할 경우의 속도 응답 결과이다. 비례 제어로 인해 적분 제어만 했을 경우 발생하였던 추가적인 진동 성분 없이 빠르게 속도 리플을 감쇠시켜주는 결과를 확인할 수 있다.



[그림 5.4] 센서 제어시 고조파 맥동 보상기의 게인 값에 따른 속도 응답($K_i = 0.0035$, $K_p = 0.0033$, $\alpha = 90^\circ$, 지령속도 = 800rpm)

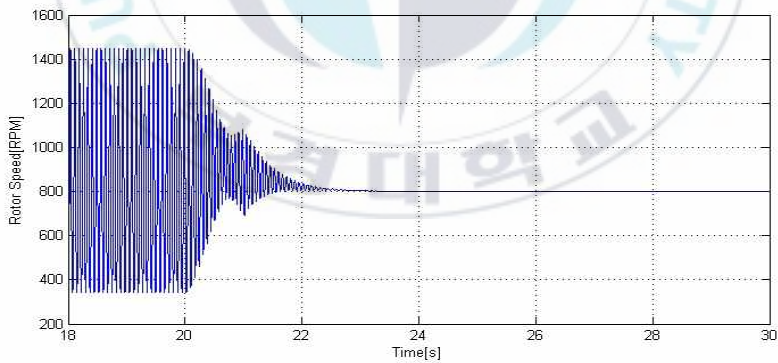


[그림 5.5] 센서 제어시 고조파 맥동 보상기의 게인 값에 따른 속도 응답($K_i = 0.007$, $K_p = 0.066$, $\alpha = 90^\circ$, 지령속도 = 800rpm)

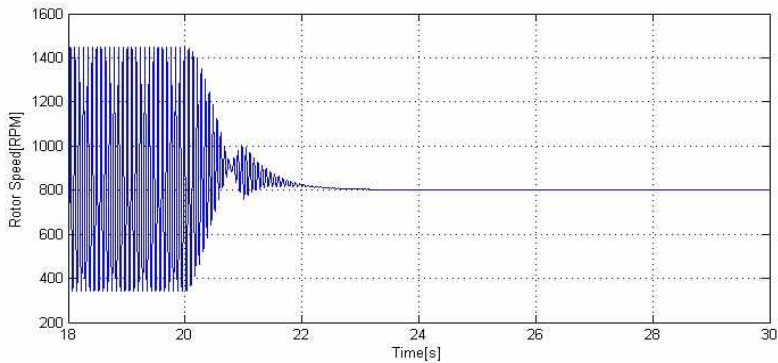


[그림 5.6] 센서 제어시 고조파 맥동 보상기의 게인 값에 따른 속도 응답 특성($K_i = 0.014$, $K_p = 0.132$, $\alpha = 90^\circ$, 지령속도 = 800rpm)

[그림 5.7]과 [그림 5.8]을 비교하면 센서리스 제어시에는 저역통과 필터의 영향을 고려하여 회전각을 선정하는 것이 보다 더 빠르게 속도 리플을 줄여 주는 것을 확인 할 수 있다.

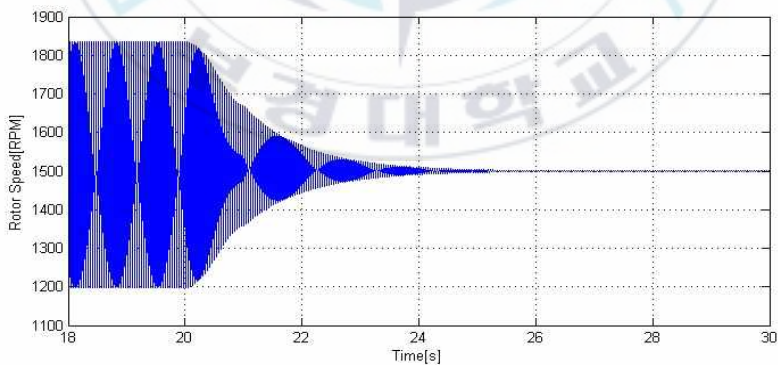


[그림 5.7] 센서리스 제어시 저역통과필터의 영향을 고려하지 않은 고조파 맥동 보상기에 의한 속도 응답($K_i = 0.014$, $K_p = 0.132$, $\alpha = 90^\circ$, 지령속도 = 800rpm)

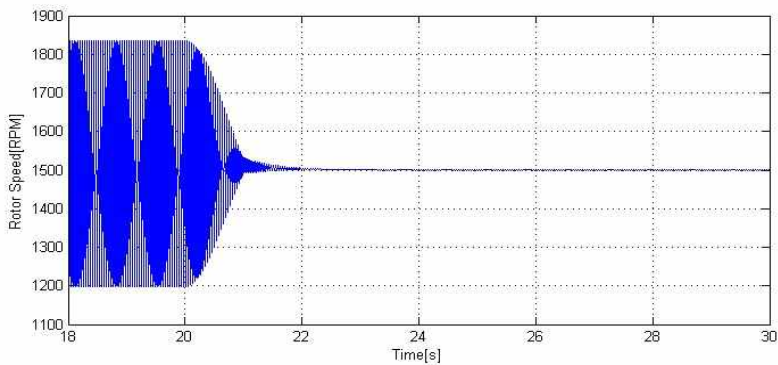


[그림 5.8] 센서리스 제어시 저역통과필터의 영향을 고려한 고조파 맥동 보상기에 의한 속도 응답($K_i = 0.014$, $K_p = 0.132$, $\alpha = 60^\circ$,
지령속도 = 800rpm)

저역통과필터에 의한 위상 지연은 모터의 운전 속도가 커질수록 지연도 커지므로 고속 구간으로 갈수록 그 영향이 더 크게 나타난다. [그림 5.9]와 [그림 5.10]을 통해서 그 차이를 더욱 확실히 알 수 있다.



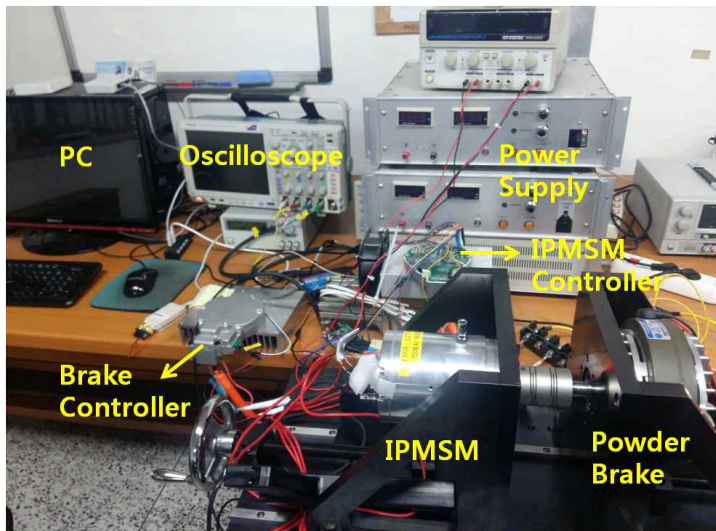
[그림 5.9] 센서리스 제어시 저역통과필터의 영향을 고려하지 않은 고조파 맥동 보상기에 의한 속도 응답($K_i = 0.014$, $K_p = 0.132$, $\alpha = 90^\circ$,
지령속도 = 1500rpm)



[그림 5.10] 센서리스 제어시 저역통과필터의 영향을 고려한 고조파 맥동 보상에 의한 속도 응답($K_i = 0.014$, $K_p = 0.132$, $\alpha = 42^\circ$,
지령속도 = 1500rpm)

5.2 장치 및 구성

[그림 5.5]는 실험에 사용되었던 실험 장치의 구성을 나타내었다. 사용된 마이크로프로세서는 Microchip사의 dsPIC33FJ 계열로 16비트 컨트롤러이다. 실험에 사용된 모터는 3상 IPMSM이며 부하조절 장치로는 파워더 브레이크가 사용되었다. 압축기의 맥동 부하 상황을 모사하기 위해 파워더 브레이크에 제어기를 연결하였다.



[그림 5.11] 실험 장치

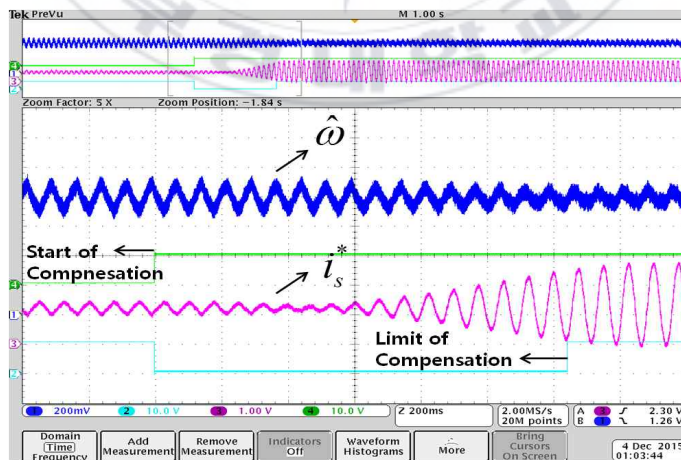
5.3 실험 결과

실험결과는 모두 센서리스 제어에 대한 결과이다. 그리고 실제 실험에서는 인버터의 용량이 제한적이기 때문에 전류를 무한정 키울 수가 없다. 따라서 본 실험에서는 보상 토크 크기에 제한을 걸어 일정 크기 이상 보상하지 못하도록 하였다. 추정 속도를 계산하기 위해 사용된 저역통과필터의 차단주파수는 $140[\text{rad/s}]$ 이다. 실험에 사용된 모터에 대한 파라미터를 [표 5.1]에 나타내었다.

[표 5.1] 전동기 파라미터

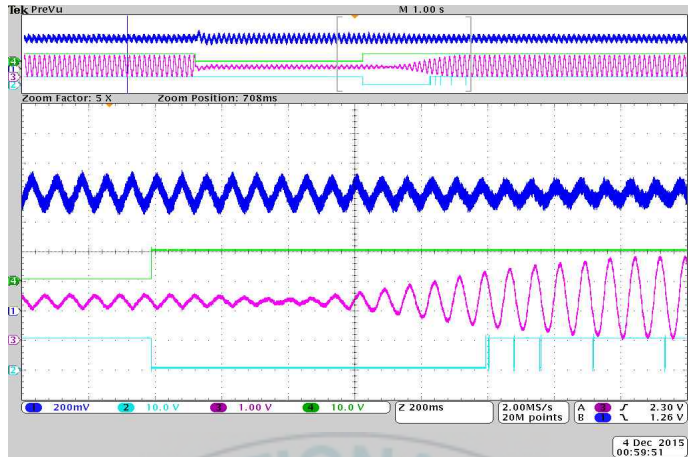
Number of pole-pairs	3
DC link Voltage	250 V
R_s	0.435Ω
L_d	1.92 mH
L_q	3.35 mH
λ_f	0.0626 Vs/rad

[그림 5.12]에서 [그림 5.14]의 실험결과를 보면 토크 보상 제한이 걸리는 시간이 적분 제어만을 사용한 경우보다 비례 적분 제어를 같이 사용한 보상기가 짧고 게인 값이 큰 보상기가 더 빠르게 보상 토크 제한이 걸리게 된다. 보상 시점부터 보상 토크 제한이 걸리는 시간이 결국 일정 크기의 속도 리플을 감쇠시켜주는 시간과 같다. 즉, 큰 게인 값의 비례 적분 제어기를 사용하는 경우가 가장 속도 리플을 빠르게 줄여줄 수 있다.

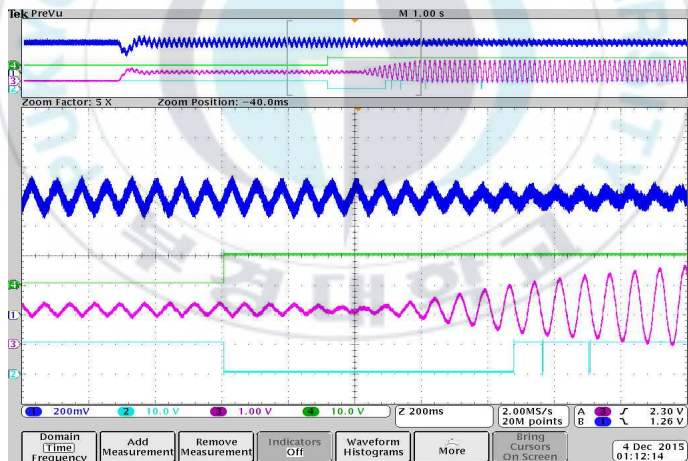


[그림 5.12] 적분 제어만 사용한 경우 고조파 맥동 보상기의 효과($K_i =$

0.010, $K_p = 0$, $\alpha = 30^\circ$, 지령속도 = 800rpm)



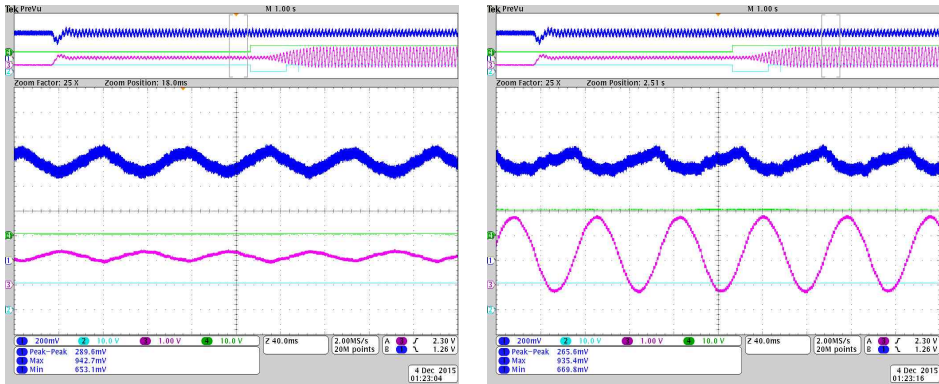
[그림 5.13] 비례 적분 제어를 사용한 경우 고조파 맥동 보상기의 효과($K_i = 0.010$, $K_p = 0.132$, $\alpha = 30^\circ$, 지령속도 = 800rpm)



[그림 5.14] 비례 적분 제어를 사용한 경우 고조파 맥동 보상기의 효과($K_i = 0.014$, $K_p = 0.132$, $\alpha = 30^\circ$, 지령속도 = 800rpm)

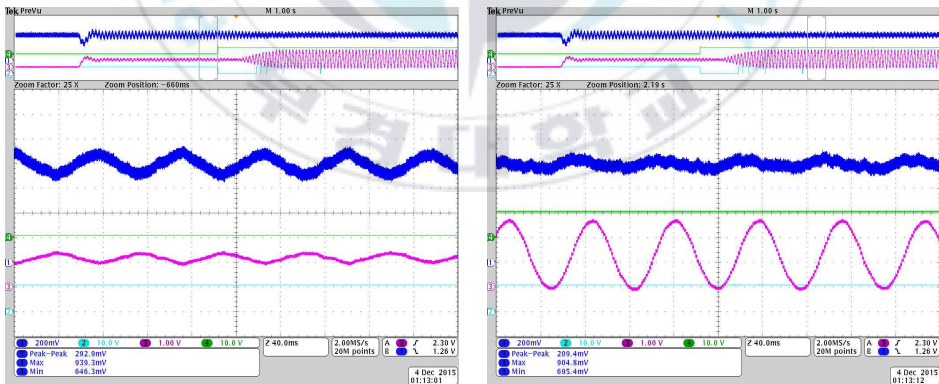
[그림 5.15]는 센서리스 제어에서 저역통과필터에 의한 위상지연을 고려하지 않고 회전각을 선정한 경우이다. 고조파 맥동 보상기를 적용한 후

에 속도 리플이 약 24rpm정도 감소하였다.



[그림 5.15] 고조파 맥동 보상기 적용 전/후($K_i = 0.014$, $K_p = 0.132$, $\alpha = 90^\circ$, 지령속도 = 800rpm)

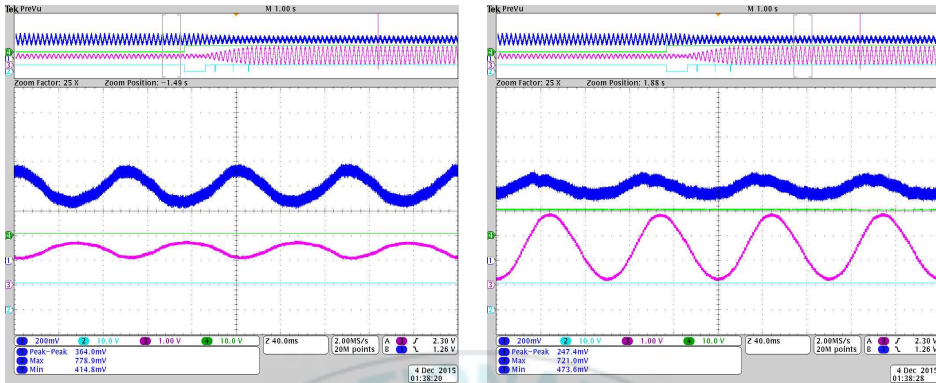
[그림 5.16]은 센서리스 제어에서 저역통과필터에 의한 위상지연을 고려하여 회전각을 선정한 경우이다. 고조파 맥동 보상기를 적용한 후에 속도 리플이 약 83rpm정도 감소하였다.



[그림 5.16] 고조파 맥동 보상기 적용 전/후($K_i = 0.014$, $K_p = 0.132$, $\alpha = 30^\circ$, 지령속도 = 800rpm)

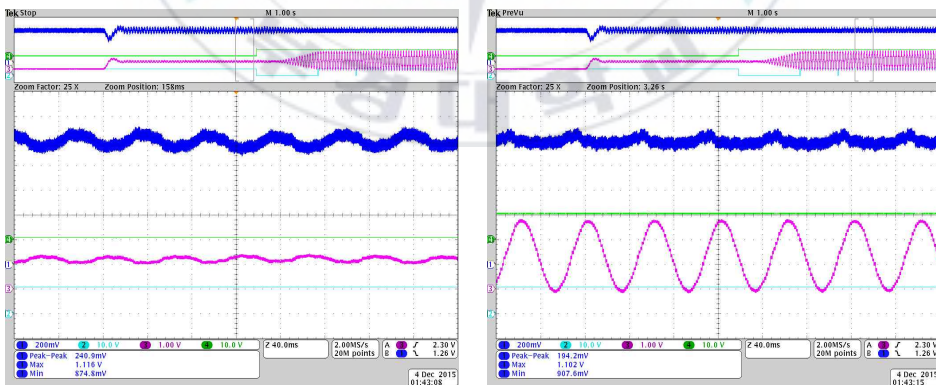
[그림 5.17]은 센서리스 제어에서 저역통과필터에 의한 위상지연을 고

려하여 회전각을 선정하여 600rpm에서 운전하는 경우이다. 고조파 맥동 보상기를 적용한 후에 속도 리플이 약 117rpm정도 감소하였다.



[그림 5.17] 고조파 맥동 보상기 적용 전/후($K_i = 0.014$, $K_p = 0.132$, $\alpha = 37^\circ$, 지령속도 = 600rpm)

[그림 5.18]은 센서리스 제어에서 저역통과필터에 의한 위상지연을 고려하여 회전각을 선정하여 1000rpm에서 운전하는 경우이다. 고조파 맥동 보상기를 적용한 후에 속도 리플이 약 45rpm정도 감소하였다.



[그림 5.18] 고조파 맥동 보상기 적용 전/후($K_i = 0.014$, $K_p = 0.132$, $\alpha = 47^\circ$, 지령속도 = 1000rpm)

제 6 장 결론

본 논문에서는 IPMSM 센서리스 제어에서의 속도리플저감 알고리즘에 관한 연구를 수행하였다.

비례 적분 제어를 하는 고조파 맥동 보상기를 설계하여 기존의 적분 제어만 하는 경우보다 동일한 속도 리플의 크기를 감소시키는 시간이 약 20%정도 단축되었다. 그리고 센서리스 제어에서 저역통과필터의 영향까지 고려하여 회전각을 선정함으로써 동일 보상 토크 제한 조건에서 기존 대비 약 3.45배까지 속도 리플을 감소시킬 수 있었다.

압축기 운전 중 발생하는 토크 리플의 경우 기계각 주파수에 해당하는 성분의 리플 말고도 다른 주파수 영역의 리플도 포함하게 된다. 특히 벡터 제어의 경우 전기각 주파수의 1배, 2배 그리고 6배 성분이 두드러지게 나타나게 된다^[17-18,22-24]. 이후 이러한 주파수 성분의 맥동 보상기까지 추가적으로 설계하게 된다면 성능을 더욱 개선시킬 수 있을 것으로 기대된다.

참 고 문 헌

- [1] S. Nonaka, "Variable-speed control of brushless half-speed synchronous motor by voltage source inverter", IEEE Trans Ind Appl, Vol.27, No.3, 1991, pp.545-551, IEEE
- [2] P. Pillay "Modeling, simulation, and analysis of permanent-magnet motor drives", IEEE Trans Ind Appl, Vol.25, No.2, 1989, pp.517-522, IEEE
- [3] 이주 (2010), "매입자석 동기모터의 설계 및 제어", pp.2-7, 교보문고
- [4] 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., Vol. 5, No. 12, 1997, pp. 528-536
- [5] A. Consoli, "Sensorless control of PM synchronous motors at zero speed", IEEE Ind Appl Conf, Vol.2, 1999, pp.1033-1040, IEEE
- [6] M. H. Shin, "An improved stator flux estimation for speed sensorless stator flux orientation control of induction motors", IEEE Trans Power Elec, Vol.15, No.2, 2000, pp.312-318, IEEE
- [7] Pippo A., Hinkkanen M., Luomi J., "Signal injection in sensorless PMSM drives equipped with inverter output filter", IEEE Trans. Ind. Applica., Vol. 9, No. 44, 2008, pp. 1614-1620

- [8] 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., Vol. 3, No 2, 2008, pp. 88-98
- [9] 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., Vol. 3, Iss. 6, 2009, pp. 551-561
- [10] 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, 2008, pp.2612-2618
- [11] 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., Vol. 4, Iss. 3, 2010, pp. 131-139
- [12] 이성준, (2013) "유효 자속 개념을 이용한 IPMSM 센서리스 제어의 전류 추정기에 의한 성능개선", 석사학위논문, 부경대학교
- [13] Kwan-Yuhl Cho, "Sensorless Control for a PM Synchronous Motor in a Single Piston Rotary Compressor", Journal of Power Electronics, Vol.6,

No.1, 2006, pp.29-37

- [14] C. M. Young, C. C. Liu, and C. H. Liu, "Vibration analysis of rolling piston-type compressors driven by single-phase induction motor", in Proc. IECON'93, Vol. 2, 1993, Nov. pp. 918-923,
- [15] B.G. Gu, "Online Load Torque Ripple Compensator for Single Rolling Piston Compressor", KIPE Trans, Vol.19, No.5, 2014, pp.457-462
- [16] M. Iwasaki and N. Matsui, "Robust Speed Control of IM with Torque Feedforward Control", IEEE Trans. Ind. Applica., Vol.40, No.6, 1993, pp.553-560
- [17] J.W. Choi, S.S. Lee, S.Y. Yu and S.J. Jang, "Novel Periodic Torque Ripple Compensation Scheme in Vector Controlled AC Motor Drives", Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1998, pp.81-85
- [18] B.S. Kim and J.W. Choi, "Compensation Algorithm for Periodic Torque Ripple of AC Motors", KIPE Trans, Vol.11, No.6, 2006, pp.551-557
- [19] 노의철 (2008), "전력전자공학", pp.407-410, 문운당
- [20] 이학철 (2009), "슬라이딩 모드 관측기를 이용한 매입자석 동기 전동기 센서리스 제어에 관한 연구", 석사학위논문, 부경대학교

- [21] 김상훈, (2010), "DC, AC, BLDC 모터제어“, pp.318~339, 복두출판사
- [22] Dae-Woong Chung and Seung-Ki Sul, "Analysis and Compensation of Current Measurement Error in Vector Controlled AC motor Drives, " IEEE Transaction on Industry Application, 1998, pp. 340~345.
- [23] Roberto Barro and Ping Hsu, "Torque Ripple Compensation of Induction Motors under Field Oriented Control," IEEE APEC Conference, 1997, pp. 527~533.
- [24] Weizhe Qian and S.K. Panda, "Torque ripple minimization in PM synchronous motors using iterative learning control," Power Electronics, IEEE Transactions on, 2004, pp. 272~279.