

부하 전류에 따른 자기적 중성점 이동을 고려한 센서리스 구동용 영구자석 매입형 동기전동기(IPMSM)설계

IPMSM Design for Sensorless Control Considering Magnetic neutral Point Variation according to the Load Current Change

최재완*, 설현수*, 정동훈*, 김승주**, 이주*†

Jae Wan Choi*, Hyun-soo Seol*, Dong-Hoon Jung*, Seung-Joo Kim**, Ju Lee*†

Abstract In this paper, We suggest Interior Permanent Magnet Synchronous Motor(IPMSM) design for sensorless drive based on inductance. When sensorless drive control, induced voltage is very small at zero speed or low speed. So It used to Rotor position estimation based on inductance. IPMSM have minimum inductance characteristic at the d-axis. however, if magnetic saturation lead to magnetic neutral point variation following the load current change, There is a change in minimum point of inductance. In this case, it can lead to failure of initial rotor position estimation. So, in this paper, We suggest IPMSM minimum inductance design at the d-axis by blocking magnetic neutral point change. After Figuring out Inductance Profile Based on the Finite Element Analysis(FEA), the result of proposed method were verified.

Keywords : IPMSM, Magnetic Saturation, Inductance, Sensorless Control, Loading distribution method

초 록 본 논문에서는 센서리스 구동용 영구자석 매입형 동기전동기(IPMSM)의 설계를 제안하였다. 센서리스 구동 시 영속 또는 저속에서는 역기전력이 매우 작기 때문에 인덕턴스에 기반한 초기 회전자 위치 추정을 한다. IPMSM은 역돌극성을 갖는 전동기로서 d축에서 인덕턴스가 최소인 특성을 갖는다. 하지만 부하 전류에 따라 자기포화가 발생하여 자기적 중성점이 이동한다면 인덕턴스의 최소 지점이 바뀌는 경우가 발생한다. 이는 인덕턴스에 기반을 둔 센서리스 제어 시 초기 회전자 위치 추정의 오류의 원인이 된다. 본 논문에서는 부하 변동에 따른 인덕턴스 위상각 변화를 줄이는 설계 방법을 제안한다. 유한 요소해석(FEA)을 통해 인덕턴스 Profile을 산출하여 제안된 방법의 타당성을 검증하였다.

주요어 : 영구자석 매입형 동기전동기, 자기 포화, 인덕턴스, 센서리스 제어, 장하분배법

1. 서 론

영구자석 매입형 동기전동기(IPMSM)은 기구적 안정성과 높은 출력밀도, 넓은 운전 범위를 갖는 유리함을 바탕으로 폭넓은 산업분야에서 이용되고 있다. 앞서 언급한 장점들로 인해 철도 차량의 견인용 전동기에도 IPMSM이 적용 된다. 견인용 전동기는 제어 신뢰성이 사람의 목숨과도 직결 될 만큼 중요하기 때문에 정밀한 위치 제어가 필수적이다. 이를 위해 엔코더, 레졸버와 같은 고가의 위치센서를 전동기의 축 방향에 장착 하게 된다.

† 교신저자: 한양대학교 공과대학 전기공학과(julee@hanyang.ac.kr)

* 한양대학교 공과대학 전기공학과

** 한국기계전기전자시험연구원

하지만, 만일의 사고 발생으로 위치 센서가 고장 난다면 대형 참사로 이어질 수 있다. 따라서 이에 대비한 센서리스 보조 제어 기술력 확보가 중요하다. 센서리스 제어 방식의 경우 역기전력에 기반을 둔 방식과 인덕턴스 변화에 기반을 둔 방식이 있다. 역기전력에 기반을 둔 방식의 경우, 저속 및 영속 영역에서의 역기전력이 작거나 유기되지 않아 초기 회전자 위치 추정의 오차가 발생할 수 있다. 이를 보완하기 위한 방법이 들극비를 이용하는 방법이다. 저속에서 고주파 주입법을 이용할 경우, 전압 주입각에 따라 인덕턴스가 가장 작은 부분을 추정하여 회전자 초기 위치정보를 산출한다. 일반적으로 IPMSM은 역돌극성($L_d < L_q$)을 갖는 전동기로서 q축 인덕턴스가 최대, d축 인덕턴스가 최소인 특성을 갖는다. 즉, 이 특성을 바탕으로 초기 회전자 위치를 추정하기 때문에 센서리스 구동용 IPMSM은 d축에서의 인덕턴스가 최소여야 한다. 하지만 부하 조건에 따라 자기적 중성점이 이동하여 인덕턴스 특성이 바뀌게 된다. 따라서 본 논문에서는 부하 조건에 따라 변화하는 인덕턴스 Profile의 특성을 분석한 후 Profile 변화를 줄이기 위한 IPMSM의 개선 설계 방안을 제안한다.

2. 본론

2.1 초기 모델

2.1.1 초기 모델의 제원 및 Inductance Profile

Table 1 110kW급 센서리스 제어용 견인전동기의 제원

상수/극수/슬롯수	3상 8극 48슬롯
정격 / 최고 속도	2400 rpm / 6000 rpm
토크	433 Nm (@2400 rpm) / 75 Nm (@6500 rpm)
영구자석 및 코어재질	Nd-Fe-B(Br = 1.32T) / 35PN230
적층 길이	280mm (End-Turn 길이 제외)
고정자 / 회전자 외경	316mm / 170mm
전류 밀도 및 전압 제한	4 A/mm ² / 750 V _{dc}

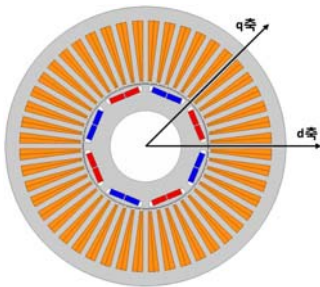


Fig. 1. 초기 모델

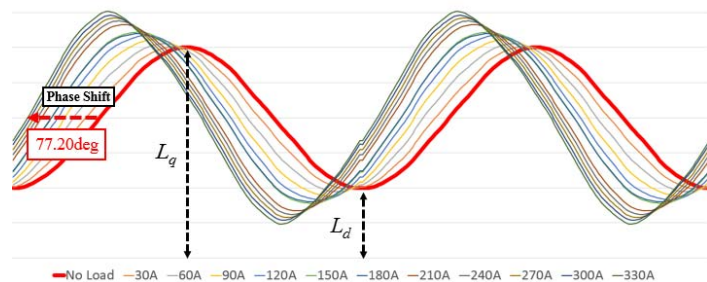


Fig. 2 초기 모델의 Inductance Profile

철도 차량의 견인전동기로 적용되는 110kW 급 IPMSM을 초기 모델로 설계하였다. Fig. 2는 Fig. 1의 초기 모델을 유한 요소해석으로 산출한 Inductance Profile이다. 무부하 대비 정격전류 인가 시(450A) 인덕턴스의 위상이 77.20도 이동하고, 인덕턴스의 최소 지점 이동하게 된다. 때문에 초기 모델의 경우, 저속에서 인덕턴스에 기반을 둔 센서리스 제어에 부적합함을 알 수 있다.

2.2 IPMSM의 제어

2.2.1 IPMSM의 센서리스 제어

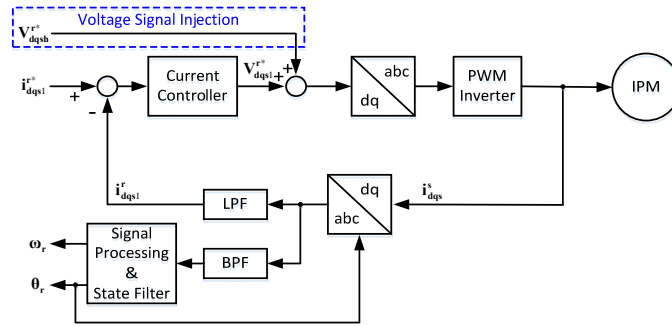


Fig. 3 IPMSM의 센서리스 제어블럭도

인덕턴스에 기반을 둔 센서리스 제어의 경우 Fig. 2 와 같이 전류 제어기 출력 부분에 식 (1) 과 같이 맥동하는 고주파 전압을 주입한다.

$$V_{dsh}^r = \cos\omega_h t, V_{qsh}^r = 0 \quad (1)$$

주입된 고주파 전압과 유기된 고주파 전류의 관계식을 정리하면 식 (2)를 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} i_{dsh}^s \\ i_{qsh}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{dh}^r \omega} \cos(\theta_r) \sin \omega_h t \\ \frac{1}{L_{dh}^r \omega} \sin(\theta_r) \sin \omega_h t \end{bmatrix} \quad (2)$$

식(2)를 통해 알 수 있듯이 전류 신호가 회전자의 각 정보와 주파수 성분을 포함하고 있다. 이 식에서 주파수 성분을 제거하면 전류 신호를 통해 회전자의 위치를 알 수 있다. 즉, 식에 포함되어 있는 인덕턴스 성분이 회전자 위치 추정에 중요한 파라미터임을 알 수 있다.

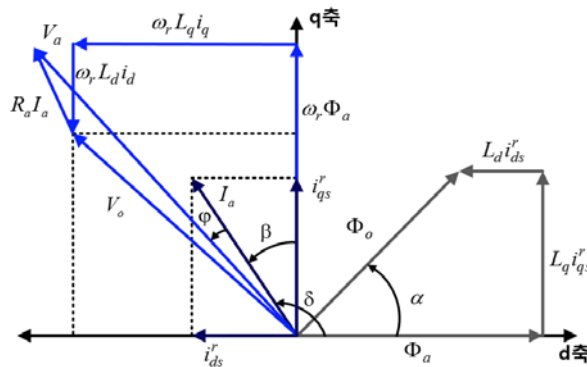


Fig. 4 IPMSM의 벡터도

IPMSM은 마그네틱 토크와 릴럭턴스 토크를 모두 이용하는 전동기로서 Fig. 4의 벡터도 기준으로 2사분면 전류 벡터를 인가하여 최대토크를 발생시킨다. 하지만 앞선 Fig. 2의 초기 모델의 인덕턴스 Profile처럼 위상각이 이동하는 경우가 발생한다. 만일 위상각이 90도 이상 이동한다면 1사분면 or 3사분면 전류 벡터 지령을 내리게 되어 역회전 or 발전기 동작을 하게 된다. 즉, 초기 모델은 인덕턴스 기반의 센서리스 벡터 제어용 전동기로 부적합함을 알 수 있다.

2.3 개선 모델(Improvement Model)

2.3.1 장하의 정의

식(7)은 총 자기장하, 식(8)는 비자기장하이며, p 는 극쌍수, ϕ_g 는 극당 평균 공극자속량이다.

$$\text{Total magnetic loading} = 2p\phi_g \quad (7)$$

$$B_{gav} = \frac{2p\phi_g}{\pi D_g L_{stk}} \text{ [T]} \quad (D_g : \text{회전자 직경}, L_{stk} : \text{적층길이}) \quad (8)$$

식(9)은 총 전기장하라 부르고 이를 공극에서의 원주로 나눈 값(식(10))은 비전기장하 이다.

$$\text{Total electric loading} = I_a Z \text{ [Ampere Conductor]} \quad (I_a : \text{부하 전류}, Z : \text{총 도체 수}) \quad (9)$$

$$ac = \frac{I_a Z}{\pi D_g} \text{ [Ampere Conductor/m]} \quad (10)$$

2.3.2 IPMSM의 토크식

마그네틱 토크(T_m)와 릴럭턴스 토크(T_r)를 분리하여 쓴 IPMSM의 토크식은 식(11)과 같다.

위의 식은 앞서 언급한 비자기장하와 비전기장하를 포함한 식(12)로 표현할 수도 있다.

$$T = \frac{3}{2} p \lambda_{pm} I_a \cos \theta + \frac{3}{4} p (L_d - L_q) I_a^2 \sin 2\beta = T_m + T_r \text{ [N} \cdot \text{m]} \quad (11)$$

식(12)을 통해 알 수 있듯이, 토크는 비자기장하와 비전기장하의 곱이 된다.

$$T = \frac{\pi}{4} k_w B_{g1} ac D_g^2 L_{stk} \quad (12)$$

2.3.3 개선 모델의 설계

초기 모델과 동일한 제한 조건에서 장하분배법을 진행하여 비전기장하를 줄이는 개선 설계를 진행하였다. 개선 모델은 초기 모델에서 비자기장하를 증가시킨 1차 개선 모델(회전자 직경 40mm ↑ : 140→180mm, 영구자석 사용량 1.8배)과 2차 개선 모델(회전자 직경 80mm ↑ : 140→220mm, 영구자석 사용량 3.3배)을 설계하였다. 회전자의 형상은 기존 Bar-type 대비 자속을 집중시키기 위해 U-type으로 설계하였고, 유한 요소해석(FEA)으로 각 모델을 비교 분석하였다.

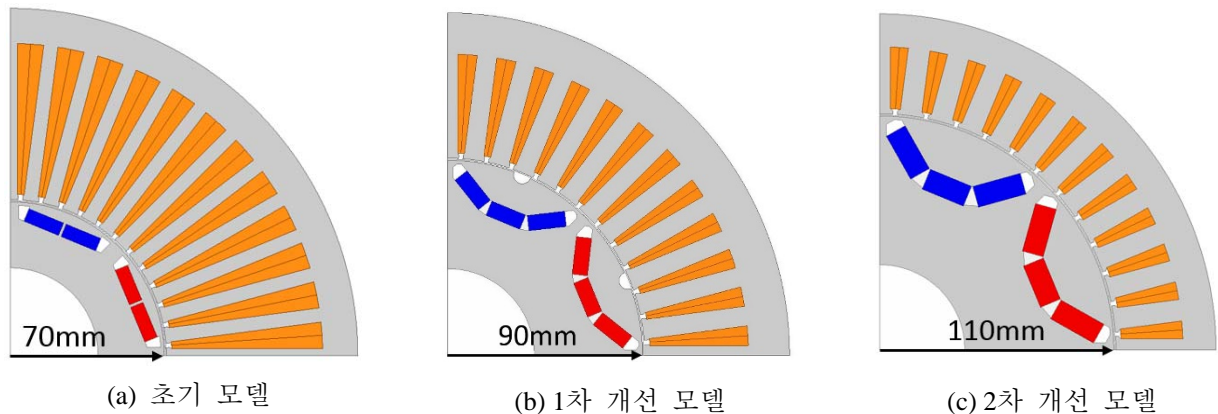
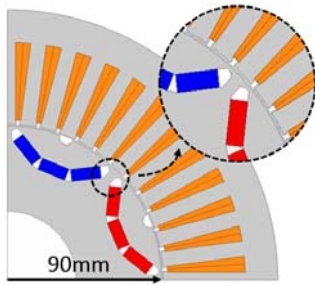
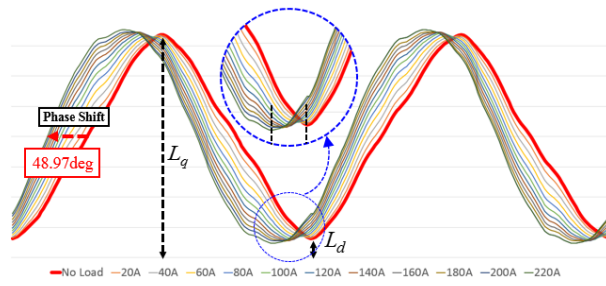


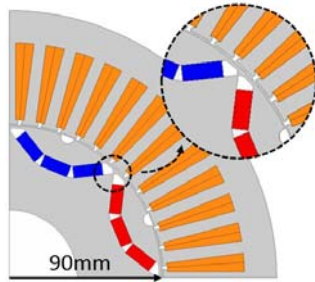
Fig 5. 개선 전/후 모델의 형상



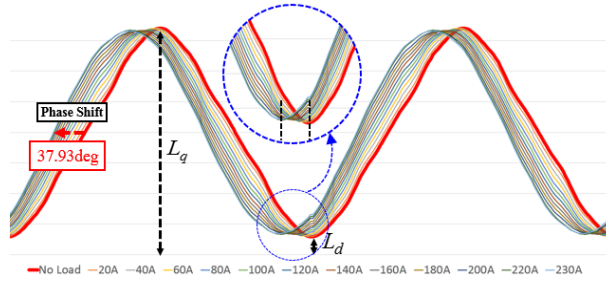
(a) Model.1



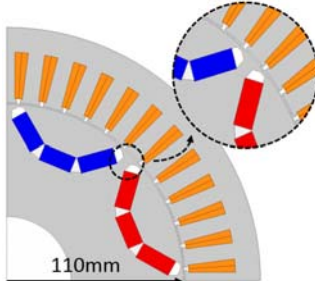
(b) Model.1 Inductance Profile



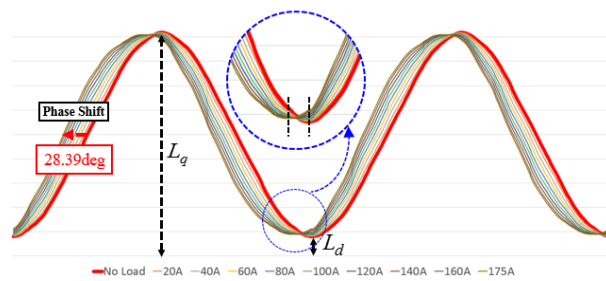
(c) Model.2



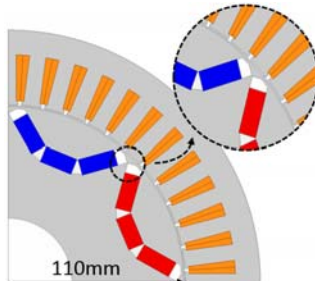
(d) Model.2 Inductance Profile



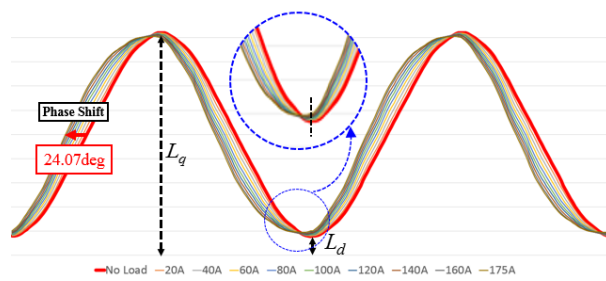
(e) Model.3



(f) Model.3 Inductance Profile



(g) Model.4



(h) Model.4 Inductance Profile

Fig. 5 개선 모델(Improvement Model)

토크 분 전류인 i_q 에 의한 q축 자로의 포화가 인덕턴스에 미치는 영향을 살펴보기 위해 Model.2와 Model.4를 설계하였다. Model.2는 Model.1과 동일한 모델에서 Web(웹) 폭을 4mm(5 → 1mm) 감소시킨 모델이고, Model.4는 Model.3과 동일한 모델에서 웹폭을 6mm(6.5 → 0.5mm) 감소시킨 모델이다. Fig. 5의 (d), (h)를 통해 알 수 있듯 웹 폭이 좁을수록 인덕턴스 위상각 변화가 작아짐을 알 수 있다.

결과적으로 비자기장하 증대 및 웹 폭을 최소화시킨 Model.4의 경우(Fig.5 (h)) 인덕턴스의 위상각 변동을 24.07deg로 타 모델에 비해 최소화시킬 수 있었다. 또한, Model.4는 인덕턴스의 최소점은 Model.1 ~ 3과 달리 No Load / 정격 부하 시에 거의 차이가 없음을 알 수 있다.

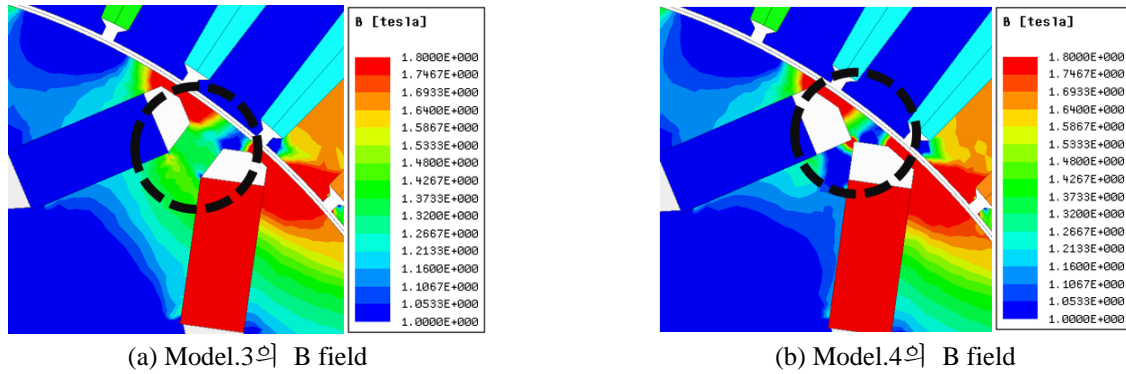


Fig. 6 2차 개선모델의 B Field

Fig. 6은 2차 개선 모델에 대한 B field를 이다. Fig. 6의 (b)를 살펴보면 Model.4는 웹을 최대한 좁게 설계하였기 때문에 웹이 쉽게 포화된다. 즉, 앞서 살펴봤던 결과와 종합하여 볼 때 웹 폭에 의한 자기포화 또한 자기적 중성점 이동에 영향을 미치는 파라미터임을 알 수 있다.

3. 결론

본 논문은 인덕턴스에 기반을 둔 센서리스 제어 용 IPMSM 설계에 관한 연구를 다루었다. 전류의 크기 변화에 Inductance Profile 변동이 작도록 하기 위해 비자기장하 증가시키는 설계를 진행하였다. 이외에도, 웹 폭 변화에 의한 포화 양상 변화가 인덕턴스 Profile 위상각에 미치는 영향을 살펴보았다. 향후 민감도 분석을 통해 센서리스제어용 IPMSM 설계를 위한 파라미터 선정에 관한 연구를 진행할 것이다.

후 기

이 성과는 2017년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임. (No. 2016R1A2A1A05005392)

참고문헌

- [1] Seung-Hee Chai, Byeong-Hwa Lee, Jung-Pyo Hong, Seung-Ki Sul, Sang-Min Kim(2011), "Design of IPMSM having high power density for position sensorless operation with high-frequency signal injection and the method of calculating inductance profile", *International Conference on Electrical Machines and systems(ICEMS 2011)*, pp.1-5
- [2] 윤영두(2010), "구형과 전압 주입을 이용한 교류 전동기의 센서리스 제어에 관한 연구", 박사학위논문, 서울대학교 대학원
- [3] Ting Yuan, Shinji Doki(2014), "An experimental study of position sensorless control at low speed of IPMSM with heavy magnetic saturation", *40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society(IECON 2014)*, pp.398-403
- [4] 배재남(2010), "비장하 자동 선정을 통한 영구자석 동기전동기의 설계기법에 관한 연구", 박사학위논문, 한양대학교 대학원