

PMA-SynRM의 최대출력제어를 위한 시뮬레이션 연구

편경범, 이주  
한양대학교

A study of Maximum-Power Control Simulation for PMA-SynRM

KyungBum Pyun, Ju Lee  
Hanyang University

**Abstract** - This paper presents the maximum-power control simulation for PMA-SynRM. For maximum power, the maximum torque / current control method is conducted in constant-torque range and flux-weakening control method is conducted in constant-power range. For considering the nonlinear characteristics of inductance, machine constant is determined by FEM. Finally, experiment is conducted to calculate the efficiency.

1. 서 론

넓은 정출력 운전범위를 필요로 하고 고속 정출력 운전 영역에서 경부하시에도 포함하여 고효율 운전을 실현하는 것은 돌극비가 큰 영구자석형 동기 릴럭턴스 전동기(이하 PMA-SynRM : Permanent-Magnet Assisted Synchronous Reluctance Motor)가 매우 적합하다. PMA-SynRM은 동기 릴럭턴스 전동기(이하 SynRM : Synchronous Reluctance Motor)에 보조적으로 영구자석을 추가시킨 것으로 릴럭턴스 토크가 대부분이고 마그네틱 토크를 보조적으로 사용하는 전동기이다. [1]

본 논문은 PMA-SynRM의 전압, 전류 제한시 전류 벡터를 이용한 최대출력제어에 대해 수학적인 모델링과 시뮬레이션을 수행한다. 이 경우, 비선형성을 고려한 정확한 기기정수를 산출하기 위하여 유한요소법(이하 FEM : Finite Elements Method)을 이용한다. 표 1은 본 연구에 사용한 PMA-SynRM의 상세 스펙이며, 고정자와 회전자 코어는 기존의 SynRM과 같으며 여기에 영구자석만 삽입한 형태로 그림 1에 단면도를 나타내었다. 그림 2는 PMA-SynRM의 권선도를 나타낸 그림이다.

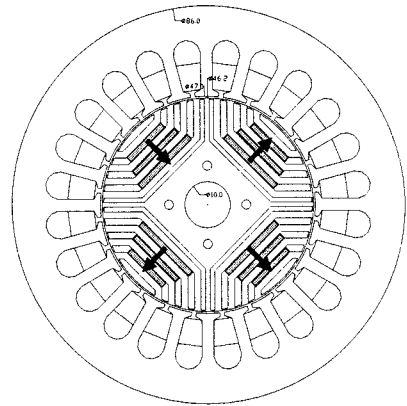


그림 1. PMA-SynRM의 단면도

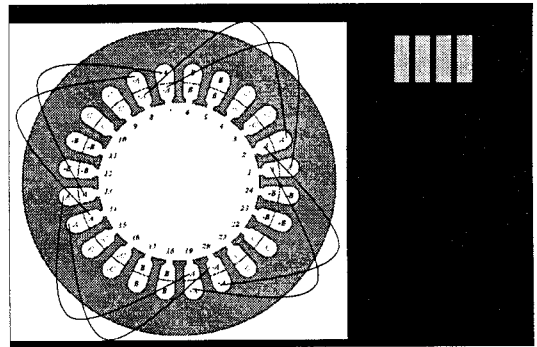


그림 2. PMA-SynRM의 권선도

표 1. PMA-SynRM의 상세 스펙

항목	단위	값
고정자 외경	mm	86
고정자 내경	mm	47
축방향 길이	mm	40
극수 상수 슬롯수		4 / 3 / 24
도체 절연	mm	0.02
슬롯 면적	mm <sup>2</sup>	51.944
점적률		39.444
정격전류	A	10.5
전류밀도	A/mm	5.94
상저항	ohm	0.0965

2. PMA-SynRM의 최대출력제어

2.1 최대 토크 / 전류 제어

PMA-SynRM은 동일 전류에 대하여 발생 토크를 최대로 하는 전류 위상이 존재한다. 이것은 결국 전기자 전류에 대하여 가장 효율적으로 토크를 발생하는 조건에 해당된다. 항상 이런 상태가 되도록 전류 벡터를 제어하는 방법을 토크 / 전류 최대제어라고 한다. 전압이 낮은 저속도 운전영역에서는 전압여유가 있기 때문에 전류제한만 고려하면 되므로 토크 / 전류 최대제어를 적용하는 것이 가능하다. 이 조건을 만족하는 최적 전류 위상은 기본 영구자석에 의한 마그네틱 토크와 릴럭턴스 차이에 의한 릴럭턴스 토크로 나누어 계산하는 토크식 (1)을  $\beta$ 로 편미분하여 0으로 두는 것으로 식 (2)와 같다.

$$T = P_n \left\{ \Psi_a i_a \cos \beta + \frac{1}{2} (L_q - L_d) I_a^2 \sin 2\beta \right\} = T_m + T_r \quad (1)$$

$$\frac{\partial T}{\partial \beta} = P_n \left\{ -\Psi_a I_a \sin \beta + (L_q - L_d) I_a^2 (1 - 2 \sin^2 \beta) \right\} \quad (2)$$

$$\beta = \sin^{-1} \left( \frac{-\Psi_a + \sqrt{\Psi_a^2 + 8(L_q - L_d) I_a^2}}{4(L_q - L_d) I_a} \right)$$

식 (3)은 d, q축 전류의 관계를 나타낸 것이다.

$$i_d = -\sqrt{i_d^2 + i_q^2} \left( \frac{-\Psi_a + \sqrt{\Psi_a^2 + 8(L_q - L_d)^2 (i_d^2 + i_q^2)}}{4(L_q - L_d) \sqrt{i_d^2 + i_q^2}} \right) \quad (3)$$

$$i_q = \frac{\Psi_a}{2(L_q - L_d)} - \sqrt{\frac{\Psi_a^2}{4(L_q - L_d)^2} + i_q^2}$$

운전 포인트는 최대 토크 / 전류 곡선과 전류제한원의 교점이 되고, 그 때의 좌표를  $i_{d1}$ ,  $i_{q1}$ 이라 하면 d, q축 전류와 전기자 쇄교자속은 식 (4)와 같다.

$$i_{d1} = \frac{\Psi_a}{4(L_q - L_d)} - \sqrt{\frac{\Psi_a^2}{16(L_q - L_d)^2} + \frac{I_{am}^2}{2}} \quad (4)$$

$$i_{q1} = \sqrt{I_{am}^2 - i_{d1}^2}$$

$$\Psi_{o1} = \sqrt{(\Psi_a + L_d i_{d1})^2 + (L_q i_{q1})^2}$$

유기전압  $V_0$ 가 제한 값  $V_{om}$ 에 도달하는 전기자속도는 식 (5)로, 최대 발생 토크에서 운전될 수 있는 속도의 상한값(기저속도)을 나타내며, 여기까지가 정토크 운전영역이 된다.

$$\omega_{base} = \frac{V_{om}}{\Psi_{o1}} \quad (5)$$

## 2.2 약자속 제어

기저속도 이상의 속도영역에서는 전류제한에다가 전압 제한도 고려할 필요가 있다. 이 영역에서 발생 토크를 최대가 되도록 하기 위해서 전류 벡터를 전류 제한원과 전압제한 타원의 교점에서 제어한 경우이고, 이 때의 d, q축 전류는 식 (6)과 같다.

$$i_{d2} = \frac{\Psi_a L_d - \sqrt{(\Psi_a L_d)^2 + (L_q^2 - L_d^2) \left\{ (L_q I_{am})^2 - \left( \frac{V_{om}}{\omega} \right)^2 \right\}}}{L_q^2 - L_d^2} \quad (6)$$

$$i_{q2} = \sqrt{I_{am}^2 - i_{d2}^2}$$

이 제어는 약자속제어에 대하여 전류값을  $I_a = I_{am}$ 로 한 경우에 해당하고, 전류 및 전압은 항상  $I_a = I_{am}$ ,  $V_o = V_{om}$ 이 된다.

위 2가지 제어에 사용되는 대부분의 파라미터들은 이미 설계 스펙에서 구할 수 있지만, 몇몇 파라미터들은 시험적인 방법이나 유한요소해석을 통해 계산되어야 한다. 본 논문은 시험기 제작에 앞서 시뮬레이션을 통해 현상 예측을 하는 것을 목표로 하기 때문에 정확한 유한요소 해석을 통해 기기정수를 산정한다.

## 3. 비선형 기기특성 고려를 위한 FEM 해석

최대출력제어 알고리즘을 실제 구현하기 위해서는 반드시 영구자석의 쇄교자속  $\Psi_a$  및 d, q축 inductance  $L_d$ ,  $L_q$ 의 정확한 계산이 수반되어야 한다. 특히 인가전류가 커짐에 따라 전기자 반작용 자속이 커져 자속밀도가 포화영역에 근접하게 되어 d, q축 인덕턴스가 변화된다. 또 d, q축 인덕턴스는 부하각에 따라 전기 강판 내의 자속 밀도 분포가 달라지며 포화현상이 발생해 비선형 특징을 갖는다. 본 논문에서는 비선형성을 고려한 정확한 인덕턴스 계산을 위해 FEM으로 no load의 경우 역기전력과 쇄교자속 실효값, 전류를 인가해 주었을 경우 쇄교자속 실효값, 두 쇄교자속의 기본과간 위상차를 구하여 최종적으로 식 (7)에 대입한다.

$$i_d = \frac{\Psi_a + \Delta \Psi_d}{L_d}, \quad i_q = \frac{\sqrt{\Psi_o^2 - \Delta \Psi_d^2}}{L_q} \quad (7)$$

$$\Delta \Psi_d = \frac{-L_q \Psi_a + \sqrt{(L_q \Psi_a)^2 + 8(L_q - L_d)^2 \Psi_o^2}}{4(L_q - L_d)}$$

그림 3은 FEM과 식 (7)을 이용하여 위상각별 인덕턴스를 계산한 값이다. 그림 4는 계산된 인덕턴스를 이용하여 토크턴스 토크와 마그네틱 토크를 분리하여 계산하였으며, 최대 토크 지점에서 토크턴스 토크가 마그네틱 토크에 비해 5배 정도 큰 것을 확인할 수 있다. 또한 Maxwell stress tensor를 이용해 계산된 토크와의 비교를 통해 인덕턴스 계산법의 타당성을 검증하였다. 그림 5는 유한요소법을 통해 얻은 정격 토크 발생시의 자속 분포도이다.

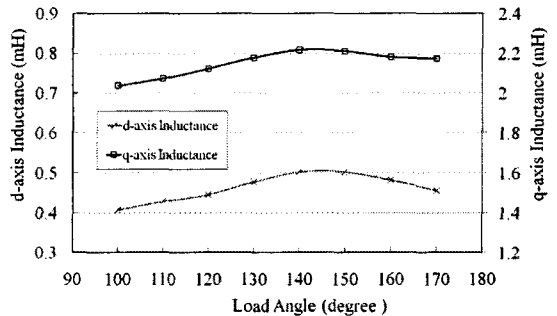


그림 3. 위상각별 d, q축 인덕턴스

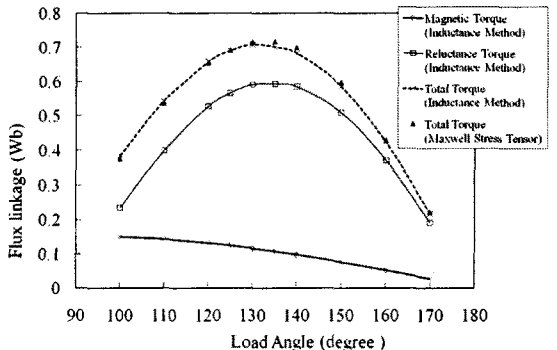


그림 4. 부하각에 따른 토크 곡선 비교

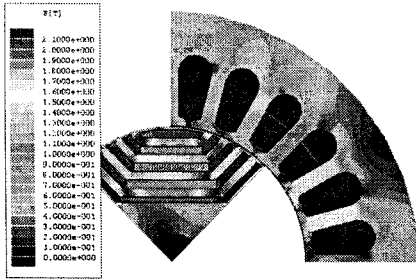


그림 5. 정격 토크 발생시의 자속 분포도

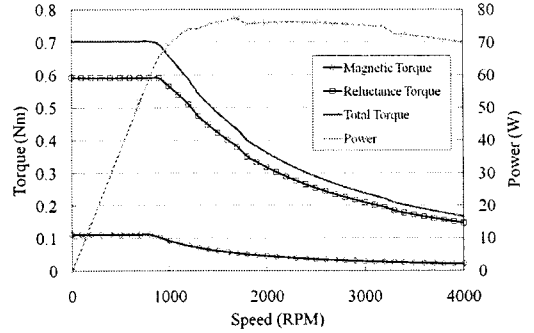


그림 8. 속도에 따른 토크와 출력 운전 특성

#### 4. 시뮬레이션을 통한 운전 특성 확인

최대 감자 기자력이 주어졌을 때의 최소 d축 쇄교자속이며 고속출력 운전 영역의 특성을 결정하는 중요한 파라미터인  $\psi_{dmin}$ 을 0으로 가져 가는 것이 중요한데, FEM을 통해 계산한 값은 0.003으로 약계자 영역에 유리함을 예상할 수 있다. [2] 이를 증명하기 위해 최대토크 제어 수식을 이용한 알고리즘에 FEM에서 계산한 PMA-SynRM의 기기정수를 이용하여 본 모델의 운전 특성을 시뮬레이션하였다. 그림 6은 시뮬레이션을 통해 속도에 따른 전류위상각 및 d축과 q축 전류를 나타낸 것으로 약계자영역이 매우 넓은 것을 확인할 수 있다. 그림 7은 전압, 전류 제한원과 이에 따른 두가지 제어 방식에 따른 전류 벡터 추적을 시뮬레이션을 통해 나타낸 것이다. 그림 8은 속도에 따른 토크와 출력 운전 특성 그래프를 나타낸 것이다.

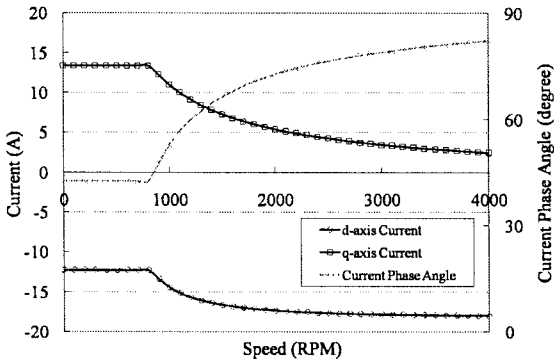


그림 6. 속도에 따른 전류위상각 & d, q축 전류

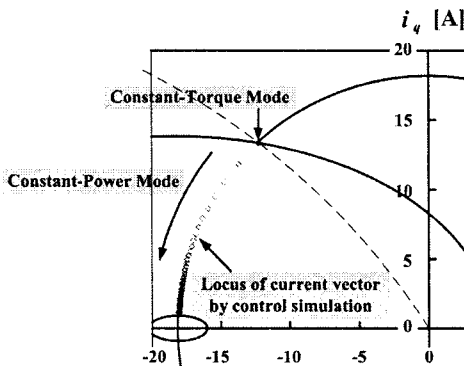


그림 7. 전압, 전류 제한원과 전류벡터 추적

#### 5. 시험을 통한 특성 확인 및 결론

본 특성해석의 타당성을 검증하기 위하여 시험기를 제작하고 검증을 수행하였다. 그림 9는 제작된 시험기의 고정자와 회전자를 나타낸 사진이다. 이들을 이용해 DC 전류 감소 시험법을 통해 인덕턴스를 정격 전류에서 수행한 결과 d축 인덕턴스가 0.6mH, q축 인덕턴스가 0.3mH로 약간의 오차가 발생하였지만 이는 인덕턴스의 정확한 시험이 어렵기 때문에 발생할 수 있는 차이라고 사료된다. 마지막으로 시험기의 토크에 따른 속도, 효율 곡선을 그림 10에 나타내었다.

본 논문은 PMA-SynRM의 최대출력 약계자 시뮬레이션을 수행하였으며, 이의 정확성을 위해 FEM을 통한 기기정수를 계산하였다. 마지막으로 시험을 통하여 타당성 검증을 수행하였다.

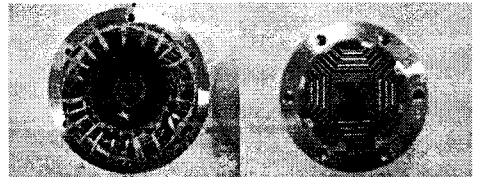


그림 9. 제작된 시험기의 고정자와 회전자

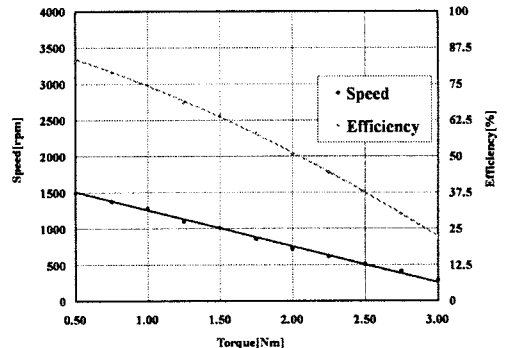


그림 10. 시험기의 토크에 따른 속도, 효율 곡선.

#### [참고 문헌]

- [1] T. M. Jahns, "Flux-weakening regime operation of an interior permanent-magnet synchronous motor drive," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol.23, pp. 681-689, July/Aug. 1987.
- [2] A. Fratta, A. Vagati, and F. Villata, "On the evolution of A.C. machines for spindle drive applications," in Conf. Rec. I EEE-IAS Annu. Meeting, 1989, pp. 699-704.