

오버행 효과를 고려한 단상 유도동기전동기의 특성해석 및 설계

論 文
58-1-9

Analysis and Design of the Single-phase Line Start Permanent Magnet Motor Considering Overhang Effect

姜 한 별* · 金 炳 澤** · 白 守 黃*** · 金 弘 錫§ · 權 丙 一†

(Han-Byul Kang · Byung-Taek Kim · Soo-Whang Baek · Hong-Seok Kim · Byung-Il Kwon)

Abstract - This paper shows the characteristic analysis of single-phase line start permanent magnet (LSPM) motors considering the overhang structure. To achieve the low-cost design of an LSPM motor, the overhang structure is adapted for the rotor with a constraint of a fixed magnet volume. To obtain the dynamic and steady performance of the motor, the circuit parameters are extracted using the 3D-static FEM(Finite Element Method) and the d-q equivalent circuit is used. The performance of the model with overhang is compared with the conventional model without overhang on the condition that both models have a fixed volume for the permanent magnet.

Key Words : Single-phase, Line start, Permanent magnet, Overhang

1. 서 론

최근 에너지 절약에 대한 관심이 고조되면서 전 세계적으로 에너지 소비규제를 법제화하고 있으며, 총 전력 소비량의 60%를 차지하는 전동기의 고효율화도 시급하게 다루어지고 있다. 국내에서도 이를 위해 고효율 전동기를 대상으로 장려금을 지원하고 있으며 그 대상을 넓혀가고 있다. 고효율 전동기의 보급 확대는 국내 전력절감에 기여하며, 부가적으로 발전소, 핵폐기 시설 등에 대한 비용을 줄일 수 있고 나아가 기업의 원가와 환경 비용의 절감에 기여할 수 있을 것이다 [1].

전동기의 고효율화가 요구되는 분야는 산업계는 물론이며, 가전분야의 경우도 예외가 아니다. 가전분야에 가장 많이 쓰이는 전동기는 단상 유도전동기로서 간단하며 튼튼한 구조, 값싼 가격과 쉬운 운전을 장점으로 갖고 있는 전동기이다. 그러나 불규칙한 권선 구조와 콘덴서에 의한 불평형 자계, 유도전동기의 고유한 특성인 2차 저항에 의한 손실과 슬립으로 인해 낮은 효율을 갖는 단점을 가진다. 이를 극복하기 위하여 최근 단상 유도기의 대체 방안으로 영구자석 매입형의 단상 유도동기전동기 (Single-phase Line Start Permanent Magnet Synchronous Motor, 이하 "단상 LSPM 전동기")가 연구대상으로 주목받고 있다[2].

단상 LSPM전동기의 고정자 구조는 단상 유도전동기와 같지만, 회전자는 농형 유도전동기의 회전자에 영구자석을

삽입한 구조이다. 회전자의 도체 바에 의해 기동하기 때문에 별도의 구동 회로가 필요 없으며 영구자석의 영향으로 동기 운전을 하므로 기존 유도전동기에 비해 효율이 높은 장점이 있다. 하지만 LSPM전동기는 고가의 영구자석을 사용하므로 기존의 유도전동기에 비해 재료비 및 제작 단가가 상승하게 된다. 따라서 본 연구에서는 단상 LSPM의 저가격 및 고효율을 구현하기 위해 회전자 오버행구조를 제안하고 그 효과를 분석한다. 실제로 오버행구조는 BLDC전동기에서 많이 적용되며, 이는 회전자 위치감지 및 축 방향 힘의 불평형 개선 목적을 하는 경우가 많다 [3]-[5]. 반면 이 같은 요구가 없는 LSPM전동기에는 오버행구조를 적용한 바가 없다. 그러나 LSPM전동기와 같은 영구자석 매입형 구조에서 회전자 오버행을 갖는 경우, 오버행부분의 자석에 발생한 자속이 회전자 표면의 철심자료를 통해 공극으로 집중되어 고정자의 부가적인 적층 없이 쇠교자속량이 증가하며, 성능개선이 가능하다.

본 논문에서는 기존 상용 모델에 대해 오버행을 적용함으로써 고효율 설계를 수행하였다. 이때 영구자석의 사용량은 기존과 동일하도록 함으로써 가격상승을 제한하였다. LSPM 전동기와 같이 전원 직입 구동형 전동기의 설계와 해석에서는 기동토크와 정동 및 효율성능이 모두 중요하며, 이를 분석하기 위해서는 동특성해석이 필수적이다. 이 때, 3차원구조의 오버행을 갖는 LSPM전동기에 대해 3차원 동특성 해석을 하는 데에는 요소의 이동 등의 기술적 문제와 상당한 해석시간을 요하게 된다. 이 같은 문제를 효율적으로 해결하기 위해 3차원 정자계 해석을 통해 회로정수를 추출하고, 등가회로를 이용한 동특성해석을 수행하였다. 즉, 오버행 구조를 갖는 회전자 및 영구자석과 고정자 및 고정자 권선을 3차원 모델링했고, 영구자석과 고정자 권선 전류에 의한 공극 자속밀도 값을 각각 시뮬레이션 하였다. 영구자석에 의한 공극에서의 정자계 자속 밀도 결과로부터 역기전력을 유도하였으며, 권선 권선의 인덕턴스 계산 시 영구자석과 권선이

† 교신저자, 終身會員 : 漢陽大 電子컴퓨터工學科 教授 · 工博
E-mail : bikwon@hanyang.ac.kr

* 正 會 員 : 三星重工業 메카트로닉스센터 研究員

** 正 會 員 : 國立群山大 電子情報工學部 助教授 · 工博

*** 正 會 員 : 漢陽大 電子電氣制御計測工學科 博士課程

§ 正 會 員 : ㈜모터넷인터내셔널 技術研究所 先任研究員

接受日字 : 2008年 3月 11日

最終完了 : 2008年 12月 8日

동시 여자되었을 때의 투자율을 고정하여 인덕턴스를 계산하는 고정 투자율법을 이용하여 계산하였다[6][7].

연구의 목적인 저가격화에 부합하도록, 고정된 자석사용량에 대해 오버행 길이에 따른 역기전력과 인덕턴스의 관계를 제시한 방법을 이용하여 추출하였으며, 오버행 모델에 적합한 권선의 선경과 턴 수를 설계하였다. 추출된 전동기 회로정수를 DQ등가회로법에 적용하여 기동을 포함한 과도특성과 정상운전에서의 효율을 계산하였다. 결과로부터 단상 LSPM전동기에 오버행을 적용함으로써 기존과 동일한 영구자석의 체적으로 전동기의 효율을 향상시킬 수 있음을 확인하였다.

2. 오버행이 있는 단상 LSPM 전동기의 회로정수 계산

2.1 기본모델의 구조와 사양

오버행이 없는 기본모델로서 현재 유럽시장에서 상용화된 단상 LSPM전동기를 선택하였으며, 사양과 구조를 표 2.1과 그림 2.1에 각각 나타내었다. 그림과 같이 유도전동기와 같은 고정자구조를 가지며, 도체 바, 엔드링 등을 갖는 농형 회전자에 영구자석을 삽입한 구조를 갖는다. LSPM의 영구자석은 일반적으로 기동 시 고정자 전류에 의한 감자의 우려가 있으므로, 선형적인 감자 특성을 가지며 높은 보자력과 잔류 자속밀도를 갖는 Nd 계열의 영구자석이 사용되며, 표 2.2에 세부적 사양을 나타내었다.

표 2.1 단상 LSPM전동기 종래 모델 사양

Table 2.1 The specification of the conventional single-phase LSPM motor

구분	내용	구분	내용
정격 출력	120 W	고정자 외경	124 mm
정격 전압	220 V	고정자 슬롯 수	36개
정격 주파수	50 Hz	회전자 외경	60 mm
극 수	2극	회전자 슬롯 수	30개
장판 재질	S18	고정자 적층길이	45 mm

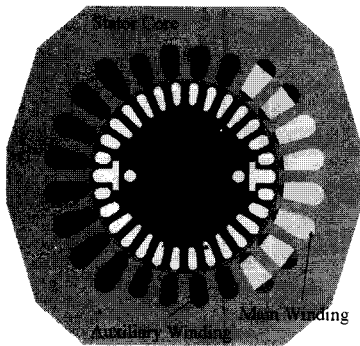


그림 2.1 단상 LSPM전동기의 구조

Fig. 2.1 The structure of single-phase LSPM motor

표 2.2 영구자석 사양

Table 2.2 The specification of the permanent magnet

구분	내용	구분	내용
영구자석 두께	1.8 mm	영구자석 재질	Nd-Fe-B
영구자석 길이	22.5 mm	영구자석 Br	1.1 T

2.2. 3차원 정자장 유한요소법을 이용한 회로정수 계산

오버행 구조는 회전자의 적층 길이가 고정자의 적층 길이보다 긴 구조를 갖기 때문에 2차원 해석으로는 오버행 구조의 효과를 파악하기 힘들다. 따라서 3차원 유한요소법을 이용하여 오버행 구조를 갖는 단상 LSPM전동기의 특성을 해석하되 해석 시간을 줄이기 위하여 3차원 정자장 유한요소법을 이용하여 회로정수를 추출하였다. 오버행 구조에 대해 회전자의 영구자석과 고정자의 권선 전류에 의한 공극자속 밀도를 각각 해석하고 그 결과로부터 쇄교자속량을 각각 산출하였다. 그리고 단상 LSPM전동기의 특성 해석에 필요한 파라미터인 역기전력과 인덕턴스는 각각의 쇄교자속량으로부터 계산하였다.

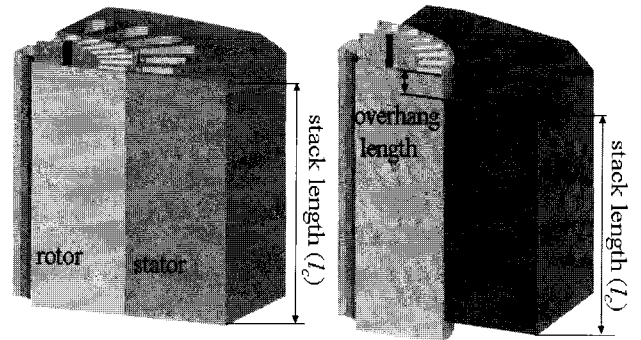
2.2.1 오버행 길이에 따른 자석 및 회전자 형상결정

고정자의 적층 길이는 종래의 45mm로 고정된 후, 회전자의 오버행 길이를 증가시키되 기존 영구자석의 부피를 고정하기 위해 자석의 두께를 축소하였다. 이 때, 영구자석 제작의 공정조건을 고려하여 1.5mm를 두께의 최솟값으로 설정하였다. 그에 따라 회전자의 최대 적층 길이 54mm로 하고 총 검토대상을 3가지 모델로 결정하였으며 이를 표 2.3에 나타내었다. 그림 2.2에 종래모델과 오버행 모델의 구조적 형태를 나타내었다.

표 2.3 오버행 모델의 분류

Table 2.3 The classification of the overhang models

구분	회전자 적층 길이	영구자석 두께	영구자석 부피
종래 모델	45 mm	1.8 mm	1822.5 mm ³
모델 A	50 mm	1.62 mm	
모델 B	54 mm	1.5 mm	



(a) 종래 모델

(b) 오버행 모델

(a) The conventional model

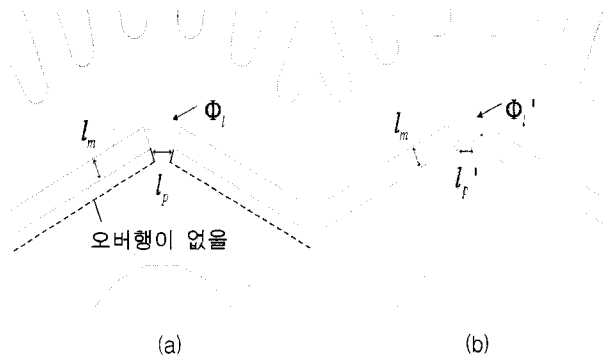
(b) overhang model

그림 2.2 종래 모델과 오버행 모델의 구조

Fig. 2.2 Structures of the conventional and overhang model

오버행을 고려하여 영구자석의 두께 l_m 를 회전자 표면방향으로 줄이면 그림 2.3(a)와 같이 영구자석 양단의 누설 자속 경로의 폭 l_g 가 커지는 문제가 발생한다. 자석으로부터의 발생한 총 자속 중 누설자속 Φ_l 이 증가하면 공극에서의 자속 밀도 값이 감소하므로 그림 2.3(b)와 같은 자속 장벽을

설계하여 자속 경로를 l_p' 으로 줄임으로서 누설 자속량을 줄였다. 이를 2차원 정자장 FEM을 이용하여 자속 장벽의 효과를 확인하였다. 모델 B에 대해 자속 배리어 유무에 따른 자속선도와 공극자속밀도에 대한 해석 결과를 그림 2.3과 2.4에 나타내었다. 이로부터 자속 배리어를 설치하는 경우가 자석 양단의 누설 자속을 저감시켜 공극으로 향하는 자속을 증가시키는 것을 알 수 있다.



(a) 배리어 미설치된 모델의 자속 경로
(a) Flux lines without flux barrier
(b) 배리어 설치된 모델의 자속 경로
(b) Flux lines with flux barrier

그림 2.3 자속 장벽에 따른 모델 B의 자속 경로
Fig. 2.3 Flux lines of the model B according to the geometry of flux barrier

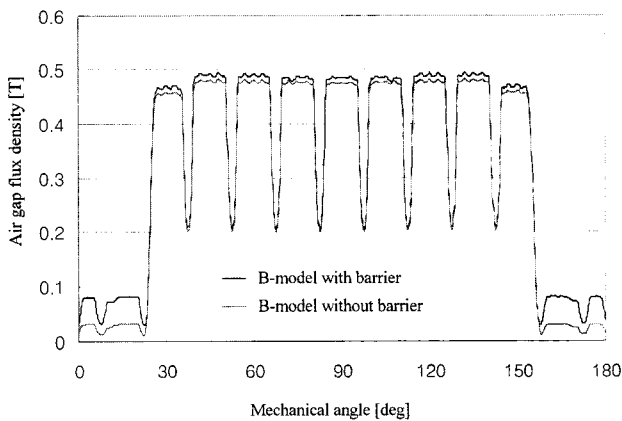
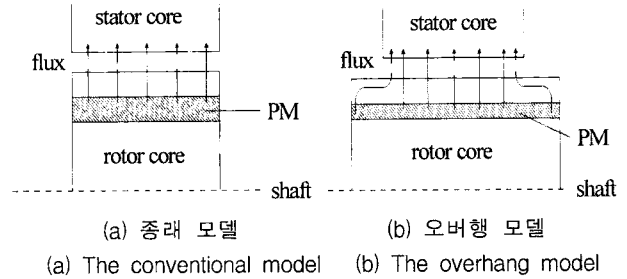


그림 2.4 자속장벽에 따른 모델 B의 공극자속밀도
Fig. 2.4 Air gap flux densities of the model B according to the flux barrier

회전자의 영구자석에서 발생한 자속이 공극과 만나는 회전자의 강판, 공극을 지나 고정자로 쇄교하는데 오버행을 적용할 경우, 오버행 부분의 자속이 공극에서 집중되는 현상이 발생하며 그림 2.5에 개념도를 나타내었다. LSPM전동기의 특성을 등가회로로 해석하기 위하여 전동기의 역기전력과 인덕턴스가 요구된다. 그림 2.6에 종래의 오버행이 없는 모델과 회전자의 길이가 54mm인 모델 B를 나타내었다. 그림의 3차원모델에 대해 3차원 정자계 해석을 수행하였으며, 계산된 자속벡터 결과를 그림 2.7에 제시하였다. 이로부터 그림

2.5의 개념도와 같이 고정자의 축 방향 끝단 부분에서, 회전자의 영구자석에서 발생한 자속이 공극에서 집중됨을 알 수 있다.



(a) 종래 모델 (a) The conventional model
(b) 오버행 모델 (b) The overhang model
그림 2.5 종래 모델과 오버행 모델의 공극 자속 경로 비교
Fig. 2.5 The comparison of the flux path with the conventional model and overhang structured model

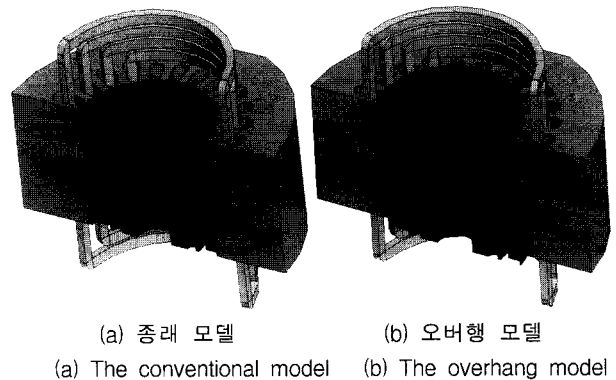
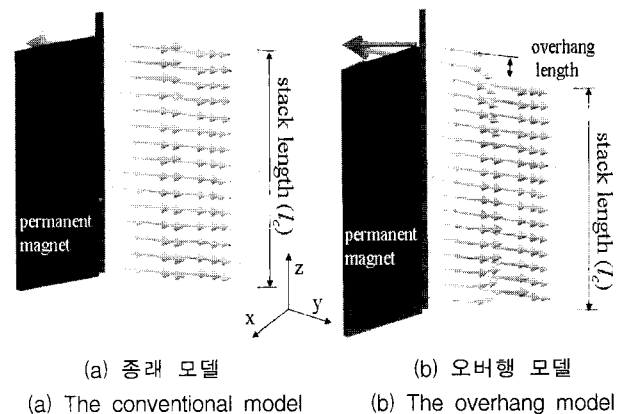


그림 2.6 종래 모델의 3차원 모델링
Fig. 2.6 3-dimensional modeling of the conventional model



(a) 종래 모델 (a) The conventional model
(b) 오버행 모델 (b) The overhang model
그림 2.7 종래 모델과 오버행 모델의 공극 자속 벡터 비교
Fig. 2.7 3D The comparison of vector plots for the magnetic flux density with the conventional and overhang structured model

2.2.2 영구자석에 의한 공극자속밀도 및 역기전력계산

3차원 정자장 유한요소법을 통하여 얻은 영구자석에 의한 공극자속밀도 파형과 고정자 권선분포를 그림 2.8에 나타내었다. 그림은 파형의 대칭성을 고려하여 한 극의 1/2만을 나타내었으며, NI~N4는 주권선의 턴 수를 나타낸다.

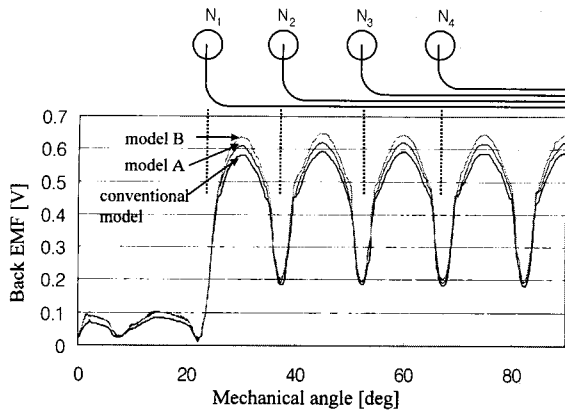


그림 2.8 축방향 중심선상의 영구자석에 의한 공극자속밀도 분포

Fig. 2.8 Distribution of air gap flux densities by permanent magnet according to the overhang length at the center line of axial direction

이와 같이 얻은 공극자속밀도를 이용하여 역기전력을 다음과 같이 구할 수 있다. 그림 2.8의 각 오버행 모델에 대한 공극자속밀도 값 B_g 로 부터 식 (2.1)을 이용하여 영구자석에 의한 쇄교자속량 λ_{mag} 를 구한다. 여기서, r 은 공극의 반경, 각 권선의 스펠 각은 $\alpha_k \sim \beta_k$ 으로 나타내었고 k 는 슬롯번호이다.

$$\hat{\lambda}_{mag} = \sum_k N_k \int_0^{l_c} \int_{\alpha_k}^{\beta_k} B_{g,mag}(r, \theta, z) r d\theta dz \quad (2.1)$$

회전자가 회전속도 ω_r 로 회전할 때, 역기전력 E_0 는 식 (2.1)에서 계산된 쇄교자속량 λ_{mag} 을 시간에 대해 미분한 값이므로 식 (2.2)와 같이 계산할 수 있다.

$$E_0 = \frac{d\lambda_{mag}}{dt} = \frac{\partial(\hat{\lambda}_m \sin \theta)}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} = \omega_r \hat{\lambda}_{mag} \cos \omega_r t \quad (2.2)$$

오버행 길이에 따라 계산된 역기전력을 그림 2.9에 나타내었다. 그림으로부터 영구자석의 사용량은 고정되었지만 회전자의 오버행 길이가 증가함으로써 전동기의 역기전력이 상승하였음을 알 수 있다. 이는 오버행모델의 성능이 종래 모델보다 우수한 성능을 얻을 수 있음을 간접적으로 증명한다.

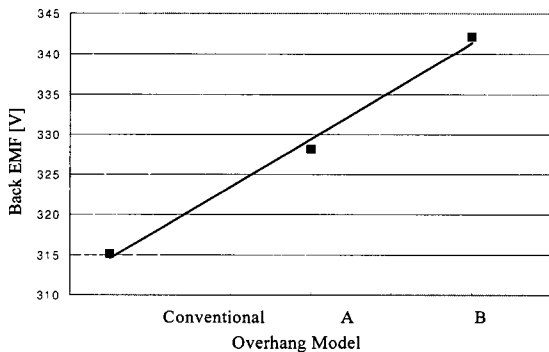


그림 2.9 오버행 모델에 따른 역기전력

Fig. 2.9 The back EMFs according to the overhang model

2.2.3 D축, Q축 인덕턴스 산출

고정자 권선전류에 의한 쇄교자속량을 계산함으로써 전동기의 인덕턴스를 산정할 수 있으며, 역기전력 산출에서와 마찬가지로 3차원 정자장 유한요소법을 이용한다. 단상 LSPM 전동기를 포함하여 대부분의 전기기기는 운전 시, 철심 포화 영역에서의 동작이 불가피하다. 특히 단상 LSPM전동기의 인덕턴스 계산에서는 권선 전류와 영구자석에 의한 자계가 철심에 영향을 주므로 이를 동시에 고려해서 해석하여야 하며, 고정투자율법(FPM, Fixed Permeability Method)을 적용하여 철심의 비선형성을 고려하였다 [6][7]. 해석된 공극 자속 밀도 결과로부터 식 (2.3)을 사용하여 고정자 쇄교자속량을 구하며, 이 때 회전자가 돌극형이므로 회전자위치에 따른 D축, Q축의 인덕턴스 값을 각각 산출한다. 인덕턴스는 식 (2.4)를 사용하여 계산하였으며, 여기서 i_0 는 유한요소 해석 시 권선에 인가한 전류를 나타낸다.

$$\hat{\lambda}_{m,(d,q)} = \sum_k N_k \int_0^{l_c} \int_{\alpha_k}^{\beta_k} B_{g,(d,q)}(r, \theta, z) r d\theta dz \quad (2.3)$$

$$L_{m,(d,q)} = \hat{\lambda}_{m,(d,q)} / i_0 \quad (2.4)$$

그림 2.10은 고정투자율법 적용 전과 후의 인덕턴스 값을 보여준다. D축 인덕턴스의 경우 고정투자율법을 적용하면 오버행에 따라 인덕턴스 증가율이 낮아짐을 알 수가 있다. Q축 인덕턴스는 고정투자율법을 적용할 경우 전체적인 인덕턴스 값이 작아지며 오버행에 따른 증가율도 낮아짐을 알 수 있다. 이로써, Q축의 포화가 D축의 포화보다 심함을 알 수 있으며, 특히 Q축의 경우 고정투자율법의 적용 여부에 따라 값의 변동이 심하므로 단상 LSPM전동기의 특성 해석 시 고정투자율법을 반드시 적용해야 함을 알 수 있다.

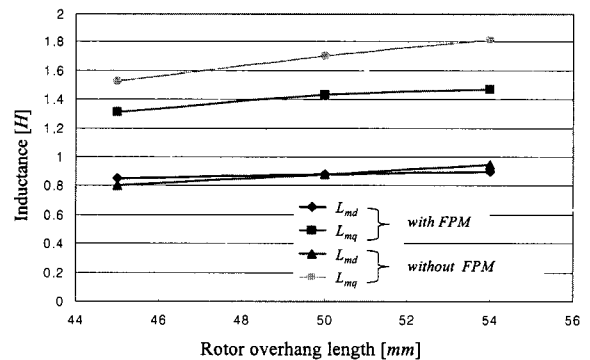


그림 2.10 고정투자율법 적용 시 오버행 길이에 따른 D-Q 인덕턴스

Fig. 2.10 D-Q inductances with Fixed Permeability Method according to the overhang length

2.3 역기전력 상승을 고려한 권선 재설계

일반적으로 전동기의 공극자속량이 다르며 권선사양이 같은 두 전동기의 특성을 특정 운전점에 대해 단순 비교하는 것은 쉽지 않다. 왜냐하면, 두 전동기의 역기전력이 다르므로 최대 출력과 정격운전점도 서로 다르기 때문이다. 반면

본 논문의 목적은 동일한 자석량을 조건으로 전동기 특성 개선가능성을 검토하는 것이므로, 각 전동기의 정격운전점을 일치시킨 후 특성을 비교할 필요가 있다. 이를 위해 정격과 최대출력에 가장 큰 영향을 미치는 역기전력을 동일하도록 하기 위해 권선사양을 변경한다. 즉 역기전력은 턴 수에 비례하므로 식 (2.5)와 같이 A, B 두 모델 간의 역기전력을 비교하여 권선 턴 수를 재설계하였고 인덕턴스는 식 (2.6)을 사용하여 다시 계산하였다. 또한 권선에 사용되는 동선의 양을 고정하기 위하여 식 (2.7)로 턴 수의 제곱근에 반비례하게 동선의 선경을 재계산하였다.

$$N_{mod} = N_{ini}(\hat{E}_0/\hat{E}'_0) \quad (2.6)$$

$$L_{m(d,q),mod} = L_{m(d,q),ini}(N_{mod}/N_{ini})^2 \quad (2.7)$$

$$d_{mod} = d_{ini}\sqrt{(N_{ini}/N_{mod})} \quad (2.8)$$

여기서, 아래첨자 mod 는 선경과 턴 수, 인덕턴스의 재설계된 값을 나타내며 종래의 값은 ini 로 표기하였다. E0 와 E0' 는 각각 오버행이 없는 모델의 역기전력과 오버행이 적용된 모델 A, B의 역기전력을 나타낸다.

3. 오버행을 고려한 단상 LSPM전동기의 과도특성해석

3.1 과도특성 해석

단상 LSPM전동기는 주권선과 보조권선을 가지며, 보조 권선에는 기동 후 PTC소자에 의해 개방되는 기동 콘덴서와 운전 콘덴서가 연결되어 있다. 주권선과 보조권선의 턴 수, 선경 등이 각각 다르기 때문에 권선의 저항도 다르며, 따라서 두 권선전류의 크기와 위상은 차이를 보인다. 이 같은 고정자 권선의 비대칭을 고려하기 위하여 이상적인 2상으로 변환하고 회전자 비대칭을 고려하기 위하여 회전자 동기 기준 좌표 이론을 이용하였다. 그림 3.1은 DQ 변환을 위한 순서도를 나타낸다. 1번 변환과정에서는 식 (3.1)을 이용하여 주권선과 보조권선이 서로 기계적으로 각 ζ 을 갖는 경우, 전기적으로 90°의 공간적 배치를 갖는 가상의 a, b상 권선에 인가된 전압으로 변환한다. 여기서 v_a 와 v_m 은 보조권선과 주권선에 인가된 전압으로 보조권선의 경우, 콘덴서전압을 제외한 나머지를 의미한다. 그림 3.1에서 2번 과정은 상이한 두 권선의 권수비에 의해 나타나는 계산의 복잡성을 단순화하기 위해 식(3.2)를 이용하여 b상을 a상 기준으로 변환한다 [8]. 여기서 α 는 주권선 대 보조권선 턴 수의 비를 나타낸다.

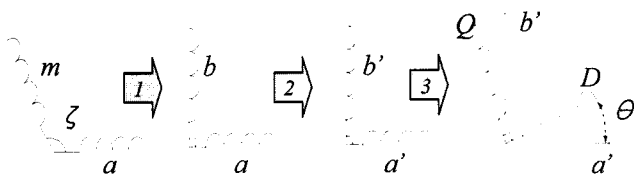


그림 3.1 회로방정식 구성을 위한 순서도
Fig. 3.1 Flow chart for construction of circuit equation

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \cos \zeta \\ 0 & \sin \zeta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_m \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \cos \zeta \\ 0 & \sin \zeta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_m \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

$$\begin{bmatrix} v_a' \\ v_b' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} i_a' \\ i_b' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1/\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

마지막으로 3번 변환과정으로 회전자의 회전을 고려하기 위해 회전자기준의 d, q축 좌표로 변환하며 식(3.3)~(3.5)와 같다. 여기서 θ 는 회전자의 각 위치를 의미한다.

$$\begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a' \\ i_b' \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

$$\begin{bmatrix} v_q \\ v_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a' \\ v_b' \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_a' \\ \lambda_b' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_q \\ \lambda_d \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} \lambda_q \\ \lambda_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_a' \\ \lambda_b' \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

이상의 변환과정을 통해 고정자와 회전자의 DQ 전압방정식을 얻으면 (3.6)~(3.9)와 같다. 여기서 p는 미분 연산자 d/dt를 의미한다.

$$v_d = (R_s + pL_d)i_d - \omega_r L_q i_q + pL_{md} i_{2d} - \omega_r L_{mq} i_{2q} \quad (3.6)$$

$$v_q = \omega_r L_d i_d + (R_s + pL_q)i_q + \omega_r L_{md} i_{2q} + (\omega_r/\omega_s)\hat{E}_0 \quad (3.7)$$

$$0 = pL_{md} i_d + (R_d + pL_{2d})i_{2d} + pL_{md} i_{fm} \quad (3.8)$$

$$0 = pL_{mq} i_q + (R_q + pL_{2q})i_{2q} \quad (3.9)$$

전동기에서 발생되는 토크는 식 (3.10)에 의해 계산되며 과도특성은 기계방정식 (3.11)과 결합하여서 해석한다.

$$T_e = (L_d i_d + L_{md} i_{2d} + \hat{\lambda}_{mag})i_q - (L_q i_q + L_{md} i_{2q})i_d \quad (3.10)$$

$$T_r = T_L + J \cdot d\omega_m/dt + B \cdot \omega_m \quad (3.11)$$

여기서, TL은 부하 토크, J는 관성 모멘트이며 B는 댐핑 계수를 나타낸다. 전동기의 최종 출력은 식(3.12)와 같다.

$$P_{out} = \omega_r (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \quad (3.12)$$

이상의 식을 이용하여 토크의 과도특성을 해석하였으며, 그림 3.2에 나타내었다. 오버행이 적용된 모델이 종래의 모델보다 기동 초기 부분에서 더 큰 토크를 가지며, 이는 역기전력에 따라 권선을 재설계하면서 권선의 턴 수가 줄며 선경이 증가했기 때문에 역기전력을 제외한 나머지 회로정수의 크기가 감소한 결과로 사료된다. 이는 그림 3.3의 속도 곡선에서도 나타나게 되며, 오버행 구조를 단상 LSPM전동기에 적용할 경우 기동 토크 개선에 의해 기동 성능 향상에 도움이 됨을 알 수 있다.

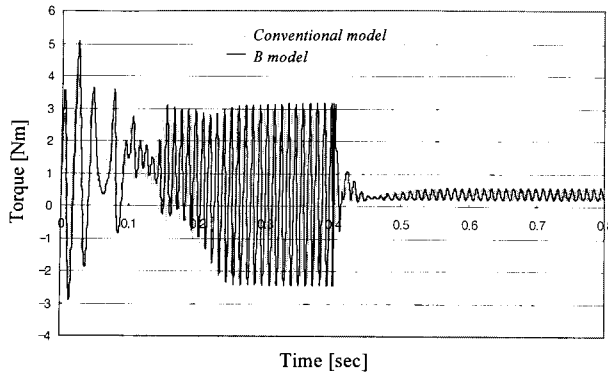


그림 3.2 종래 모델과 B 모델의 토크 특성
 Fig. 3.2 Simulation result of torque characteristic of the conventional and B model

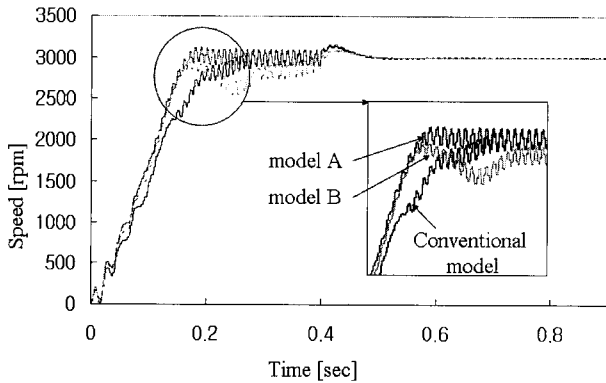


그림 3.3 오버행 모델에 따른 속도 특성
 Fig. 3.3 Simulation result of speed characteristic according to the overhang model

3.2 효율 특성

그림 3.4는 표 1의 사양을 갖는 종래의 단상 LSPM전동기에 대한 시작품을 보여준다. 그림 3.5와 같은 실험장치를 이용하여 50Hz, 220V 운전에서 종래 모델의 특성을 측정하였으며 정격효율은 90%로 확인되었다. 제시된 등가회로 해석방법의 정밀도를 검증하기 위해 종래 모델과 오버행 모델의 정격 효율을 해석하였으며 그림 3.6에 실험결과와 비교하였다. 그림으로부터 종래 모델의 정격효율 해석치가 90.1%로서 실험 결과인 90%와 거의 일치하므로 수행된 해석방법이 비교적 타당함을 알 수 있다. 해석방법의 정확성을 인정할 때, 그림 3.5에 나타난 바와 같이 영구 자석의 부피를 고정된 상태에서 오버행 구조를 적용한 모델 A와 모델 B는 각각 91.7%와 92.1%의 효율을 갖는 것으로 해석되었으며, 이는 종래 모델에 비해 최대 2%의 효율이 향상된 결과이다. 즉 회전자 오버행 구조가 LSPM전동기의 고효율설계에 유효한 방법임을 의미한다. 이 같은 효과는 진술한 바와 같이, 회전자 오버행 효과에 의하여 역기전력과 인덕턴스가 상승하였고 이에 따른 권선 채설계 과정에서 권선의 턴 수와 선경이 변경되면서 권선 저항이 줄어들었기 때문으로 볼 수 있다. 그림 3.7에서는 부하 변동에 따른 전동기의 효율을 비교하였으며, 오버행을 적용한 모델이 전 부하영역에서 우수한 특성을 나타냄을 보여준다.

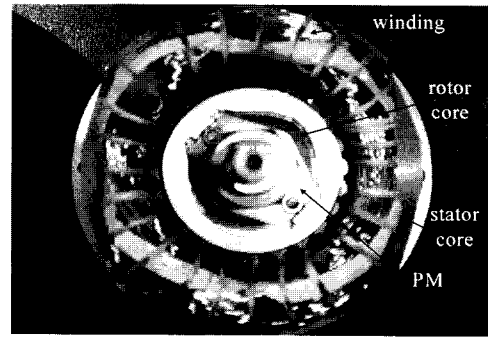


그림 3.4 단상 LSPM전동기 시작품
 Fig. 3.4 A prototype of the conventional single-phase LSPM motor

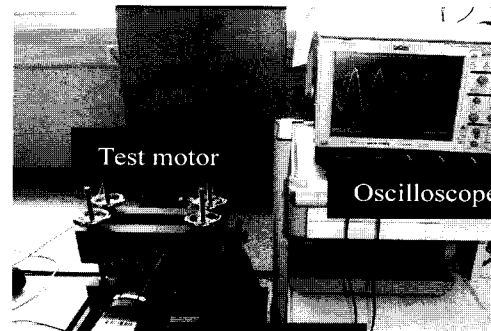


그림 3.5 LSPM 성능 측정 장치
 Fig. 3.5 Equipments for experimental test

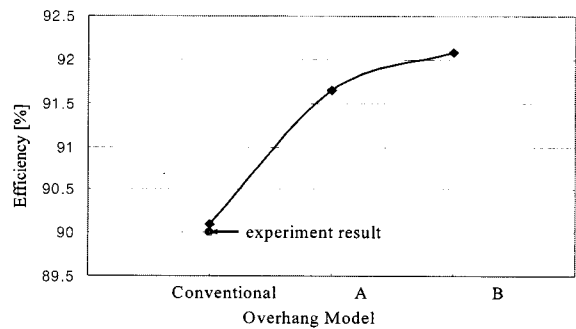


그림 3.6 오버행 길이에 따른 정격 효율
 Fig. 3.6 The rated efficiency according to overhang length

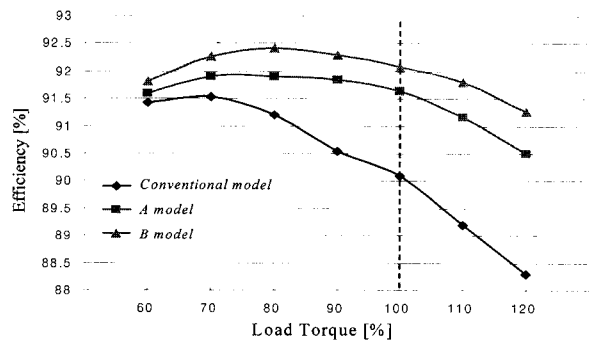


그림 3.7 부하 변동에 따른 모델별 효율
 Fig. 3.7 The rated efficiency according to variation of load torque

4. 결 론

본 논문에서는 영구자석 매입형 단상 LSPM동기전동기의 설계 시, 영구자석의 사용량을 최소로 하며 효율을 개선시킬 수 있는 방법으로서 회전자 오버행 구조를 제안하고 해석하였다. 오버행 구조를 고려하기 위하여 3차원 정자장 유한요소법을 사용하여 공극 자속 밀도를 해석한 후 전동기 해석에 필요한 파라미터인 역기전력과 권선의 인덕턴스를 계산하였다. 과도특성 해석에는 회전자는 회전자 동기 기준 좌표를 이용한 DQ 등가회로법을 이용하였다.

영구자석의 부피를 고정하기 위하여 영구자석의 두께를 감소시키고 영구자석의 축 방향 길이를 증가시키는 방법으로 단상 LSPM전동기에 오버행 구조를 적용하였다. 영구자석의 두께 감소에 따른 회전자 내의 자속경로 변화를 최소화하기 위해 영구자석 양단에 자속 장벽을 설치하여 누설 자속을 감소시켰다.

오버행 구조의 효과인 영구자석에 의한 공극 자속 밀도 증가와 더불어 고정자측 인덕턴스의 변화를 고려하기 위해 3차원 권선 모델링을 통해 고정자 측 회로정수를 추출하였다. 이때, 전동기 철심의 포화를 고려하기 위해 고정자측을 적용하여 인덕턴스와 역기전력을 계산하였다. 실험을 통해 해석방법의 정밀도를 검증하였으며, 해석결과로부터 오버행이 적용된 모델의 효율이 종래 모델의 정격효율보다 최대 2%가 상승함을 알 수 있었다. 부가적으로 기동 토크의 개선으로 기동 성능이 비교적 향상되었음을 알 수 있었다. 이상의 연구결과로부터 오버행 구조가 단상 LSPM전동기의 저가격화 및 효율 개선을 위한 효과적인 방안이라고 사료된다.

참 고 문 헌

[1] 이성근, "산업부문의 고효율유도전동기 보급실태 조사 및 활성화 방안 연구", 에너지경제 연구원, 2003. 12.
 [2] 오시덕 외, "3.7kW급 유도성 기동 영구자석 매입형 동기전동기 기술개발에 관한 연구 최종보고서", 산업자원부, 2002.10.
 [3] Y. D. Chun, J. Lee, and Shinji Wakao, "Overhang Effect Analysis of Brushless DC Motor by 3-D Equivalent Magnetic Circuit Network Method", IEEE, TRANS. on MAGNETICS, VOL. 39, NO. 3, MAY 2003
 [4] J. Hur, Y. D. Chun, J. Lee and D. S. Hyun, "Dynamic analysis of radial force density in brushless DC motor using 3-D equivalent magnetic circuit network method," IEEE, TRANS. on MAGNETICS, VOL. 34, NO. 5, pp. 3142-3145, Sep. 1998.
 [5] J. P. Wang, D. K. Lieu, W. L. Lorimer and A. Hartman, " Influence of the Permanent Magnet Overhang on the Performance of the BLDCM", IEEE, MMM-Intermag Conference, 1998. Abstracts., The 7th Joint 6-9 Jan. 1998

[6] S. Y. Kwak, J. K. Kim and H. K. Jung, "Characteristic Analysis of Multilayer-Buried Magnet Synchronous Motor Using Fixed Permeability Method", IEEE, TRANS. on ENERGY CONVERSION, VOL. 20, NO. 3, Sep. 2005.
 [7] 이상엽, 박상엽, 김재광, 정현교, "교차 결합 현상을 고려한 매입형 영구자석 전동기의 인덕턴스 특성 해석", 전기학회논문지, 55B권, 4호, 2005. 04.
 [8] B. N. Chaudhari and B. G. Fernandes, "Equivalent Circuit of Single Phase Permanent Magnet Synchronous Motor", IEEE, Power Engineering Society Winter Meeting, VOL. 3, 2001

저 자 소 개



강한별 (姜 韓 別)

1979년 12월 27일생. 2005년 한양대 전자 컴퓨터공학부 졸업. 2007년 동 대학원 메카트로닉스공학과 졸업(석사). 2007~ 현재 삼성중공업 메카트로닉스센터 연구원.
 Tel : 042-865-4717
 E-mail : onestar.kang@samsung.com



김병택 (金 炳 澤)

1969년 2월 10일생. 1994년 한양대 전기 공학과 졸업. 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001년 동대학원 전기공학과 졸업(공학박). 2001년~2002년 삼성전기 종합연구소 CAE팀 선임연구원. 2002년~2005년 LG전자 DA연구소 요소기술 그룹 책임연구원. 2005년~현재 국립군산대학교 전자정보공학부 조교수.
 Tel : 063-469-4744
 E-mail : btkim@kunsan.ac.kr



백수황 (白 守 黃)

1982년 2월 24일생. 2005년 한양대 전자 컴퓨터공학부 졸업. 2005년~현재 동 대학원 전자전기 제어계측공학과 석박사통합과정.
 Tel : 031-409-1277
 Fax : 031 409-1277
 E-mail : ryanpaek@hanmail.net



김 홍 석 (金 弘 錫)

1974년 12월 15일생. 2001년 한양대 전자
컴퓨터공학부 졸업. 2003년 동 대학원 전
자전기제어계측공학과 졸업(석사). 2003
년 한양대학교 공학기술연구원 연구원.
2003년~현재 ㈜모터넷인터네셔널 기술연
구소 선임연구원.

Tel : 032-621-2825

E-mail : hskim@motor-net.co.kr



권 병 일 (權 丙 一)

1956년 2월 1일생. 1981년 한양대 전기공
학과 졸업. 1983년 동 대학원 전기공학과
졸업(석사). 1989년 일본 동경대 대학원
졸업(공학박). 1990년 도시바(주) 시스템 소
프트웨어 연구소 연구원. 1991년 한국 기
계연구소 자기부상열차사업단 선임연구원.
2001년University of Wisconsin-Madison
직원교수, 1991년~현재 한양대학교 전자
컴퓨터공학부 교수.

Tel : 031-400-5165

Fax : 031-406-5073

E-mail : bikwon@hanyang.ac.kr