

교차자화작용을 고려한 매입형 영구자석 동기전동기의 통합형 d-q축 쇠교자속 추출

論 文
56-12-10

D-Q Flux Linkage Identification for Interior Buried Permanent Magnet Synchronous Motor considering Cross-Magnetization

金 玟 碩* · 郭 尙 燁** · 鄭 炫 教*** · 鄭 相 龍†
(Min-Seok Kim · Sang-Yeop Kwak · Hyun-Kyo Jung · Sang-Yong Jung)

Abstract - Numerical identification of synthetic d-q flux linkage, representative parameters for analyzing interior buried PM synchronous Motor(IPMSM) with distinguished magnetic saturation, has been performed. Particularly, numerical identification of synthetic flux linkage using modified Finite Element Method(F.E.M) has been taken cross-magnetization of multi-layered PM configuration into consideration. Futhermore, experimental identification on the purpose-built prototype has been made to verify the validity of the numerically identified synthetic d-q flux linkages.

Key Words : Cross-magnetization, Interior Permanent Magnet Synchronous Motor, Finite Element Method, Magnetic saturation, field weakening control

1. 서 론

매입형 영구자석 동기전동기(IPMSM)는 영구자석이 회전자 내부에 매입된 구조로 영구자석에 의한 토크 성분(alignment torque) 뿐만 아니라 d-q축 자기저항 차이에 의한 토크성분(reluctance torque)을 가지므로 단위체적당 큰 토크를 얻을 수 있는 장점을 지닌다. 또한, 자기적 성질이 공극과 유사한 회전자 내부의 자석으로 인해 d-q축 인덕턴스 분포의 차이가 현저하며, 이러한 돌극비(saliency ratio, L_q/L_d)에 비례하여 약제자 제어를 통한 광범위한 가변속 운전 특성을 지니므로 IPMSM은 영구자석이 회전자의 내부에 다층으로 매입된 구조로 돌극성을 크게 설계한다.[1][2] 아울러, 영구자석이 매입된 구조로 회전자의 기계적 견고함이 우수하여 전기자동차용 모터 등 그 응용범위가 확대되고 있는 실정이다.[3]

일반적으로 전동기 벡터제어를 구현함에 있어서 영구자석 전동기의 전압 방정식은 d-q축 전류와 영구자석의 개별 여자에 의한 전압강하의 선형적인 합으로 구성된다.[4] 즉, 입력전류와 영구자석 여자에 의한 쇠교자속은 독립적인 관계를 유지하며 상호 자기적인 영향을 끼치지 않음을 의미한다. 하지만 영구자석이 다층으로 매입된 매입형 동기전동기는 철심(Core)의 자기포화 특성으로 인해 자속의 비선형적 형성을 초래하여 d-q축 전류 및 영구자석의 여자로 발생된 쇠교자속들 사이에 상호 자기적영향을 끼치는 교차자화작용

(Cross-Magnetization)을 증가시킨다.[5] 따라서 교차자화작용(Cross-Magnetization)을 고려하여 독립적으로 결합된 개별 쇠교자속을 추출할 수 있는 수치해석 기법이 필요하다. 본 논문에서 적용한 자기적인 포화특성을 고려한 수치해석 기법은 전동기의 부하상태 조건에서 비선형 FEM을 수행한 후 각 요소의 투자율을 고정시킨 다음, d-q축 전류 및 영구자석을 개별여자 시켜 선형 FEM 수행을 통하여 각각의 쇠교자속을 추출하는 방법으로, 회전자의 움직임에 따른 자속의 변화량을 고려할 수 있도록 하였다.

한편, 각각의 쇠교자속을 추출하기 위한 수치해석적인 분석조건과 같이, 부하조건하에서 d-q축 전류와 영구자석을 개별여자 시키는 것은 실험적으로 불가능하므로 제안된 수치해석 기법 적용을 통한 결과의 신뢰성을 확보하는데 어려움이 있다.[6] 따라서, 본 논문에서는 실험적으로 구현이 가능하며 교차자화작용을 고려할 수 있는 새로운 변수인 통합형 d-q축 쇠교자속을 제안하며, 이는 자속 발생원에 관계없이 쇠교자속의 개별성분을 통합적으로 표현한 변수로, 궁극적으로 d-q축 전압 지배방정식과 토크방정식이 제안된 변수를 기반으로 재정의하였다.

아울러 수치해석 기법을 통하여 추출한 통합형 d-q축 쇠교자속의 타당성은 제작된 시작기(85kW, 300Nm, 2700rpm)에서 실험을 통한 측정치와 비교하여 입증하였다. 특히, 쇠교자속 추출 실험에서는 종종 오류를 일으키는 부정확한 저항의 전압강하 성분을 소거하기 위하여 전동운전(Motoring)과 발전운전(Generating)에서 수행하여 결과를 조합시키는 새로운 방법을 적용하였으며, 궁극적으로 모터의 코일이나 리드선 그리고 인버터의 내부 도체 등에 의한 저항의 전압강하분이 소거될 수 있도록 하였다.

매입형 영구자석 동기전동기(IPMSM)는 영구자석이 회전자 내부에 매입된 구조로 영구자석에 의한 토크 성분(alignment torque) 뿐만 아니라 d-q축 자기저항 차이에 의한 토크성분(reluctance torque)을 가지므로 단위체적당 큰

* 學生會員 : 동아대학교 電氣工學科 碩士課程
 ** 學生會員 : 서울대학교 電氣工學部 博士課程
 *** 正會員 : 서울대학교 電氣工學部 政教授 · 工博
 † 교신저자, 正會員 : 동아대학교 電氣工學科 助教授 · 工博
 E-mail : syjung@dau.ac.kr
 接受日字 : 2007年 8月 14日
 最終完了 : 2007年 10月 2日

토크를 얻을 수 있는 장점을 지닌다. 또한, 자기적 성질이 공극과 유사한 회전자 내부의 자석으로 인해 d-q축 인덕턴스 분포의 차이가 현저하며, 이러한 돌극비(saliency ratio, L_q/L_d)에 비례하여 약계자 제어를 통한 광범위한 가변속 운전 특성을 지니므로 IPMSM은 영구자석이 회전자의 내부에 다층으로 매입된 구조로 돌극성을 크게 설계한다.[1][2] 아울러, 영구자석이 매입된 구조로 회전자의 기계적 견고함이 우수하여 전기자동차용 모터 중 그 응용범위가 확대되고 있는 실정이다.[3]

2. 매입형 영구자석 동기전동기의 자기적 포화특성

2.1 자기적 포화특성 및 교차자화작용

매입형 영구자석 동기전동기의 발생토크는 영구자석 토크와 자기저항 토크의 합으로 나타나므로 d축 전류를 제어하여 자기저항 토크를 적절히 이용함으로써 전동기의 속도-출력 특성을 개선할 수 있는 장점이 있으며, 이러한 약계자 제어성을 증대하기 위해 회전자는 d축 인덕턴스와 q축 인덕턴스 분포의 차이인 돌극성(saliency)을 크게 키울 수 있도록 설계한다. 돌극성을 키우기 위해서는 그림 1과 같이 영구자석이 다층으로 매입된 구조가 좋은데, 이와 같은 구조는 공극과 자석사이의 브릿지(Bridge)나 자석과 자석사이의 센터포스트(Center-Post) 등에서 자기포화가 현저하게 나타나도록 한다.[7][8]

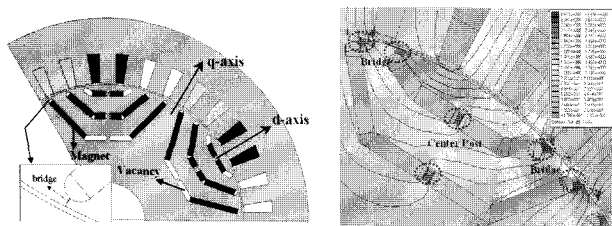


그림 1 IPMSM의 구조 및 자기포화
Fig. 1 Structure and magnetic saturation in IPMSM

일반적으로 자기적 비포화 영역에서 운전되는 영구자석 동기전동기의 전압방정식은 영구자석 여자에 의한 쇄교자속 및 전기자전류에 의한 쇄교자속에 의한 전압강하의 선형적인 합으로 구성되며, 이는 각각의 쇄교자속이 상호 영향을 주지 않는 독립적인 관계를 지님을 의미한다. 하지만, 자기적 포화 영역에서는 상호 영향을 주는 교차자화작용(Cross Magnetization)이 발생하여 선형적인 합으로 구성되기 어렵다. 특히, 고정자 전류의 d축과 q축 간에도 서로 영향을 끼쳐 d-q축 상호 인덕턴스 성분이 나타나게 된다. ($L_{dq} \neq L_{qd} \neq 0$)

따라서, IPMSM의 교차자화작용을 고려한 d-q축 전압방정식 및 토크방정식은 자기포화 조건하에서 d-q축 전류와 영구자석의 여자에 의한 쇄교자속으로 식(1)과 (2)와 같이 새롭게 나타낼 수 있다.

$$V_q = R_s i_q + w_r L_{dd} \dot{i}_d + w_r L_{dq} \dot{i}_q + w_r \lambda_{md} \tag{1}$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \{ \lambda_{md} i_q - \lambda_{mq} \dot{i}_d + L_{dq} \dot{i}_q^2 - L_{qd} \dot{i}_d^2 + (L_{dd} - L_{qq}) i_d i_q \} \tag{2}$$

일반적으로 IPMSM의 벡터제어에서는 L_{qd} , L_{dq} , λ_{mq} 등을 고려하지 않고 무시해 왔지만, 자기적 포화영역에서의 교차자화작용을 고려하기 위해서는 이를 필히 고려해야하며, 아울러 원활한 벡터제어를 수행하기 위해서는 서로 독립적인 관계를 가지는 d-q축 전류($L_{qq} i_q$, $L_{qd} \dot{i}_d$, $L_{dd} \dot{i}_d$, $L_{dq} \dot{i}_q$)와 영구자석(λ_{md} , λ_{mq})의 여자에 의해 교차자화된 쇄교자속들을 추출할 수 있는 수치해석적 기법이 필요하다.

일반적으로 자기적 비포화 영역에서 운전되는 영구자석 동기전동기의 대표적 인 회로정수인 d-q축 인덕턴스와 역기전력상수를 수치해석적으로 추출하는 경우, 영구자석만을 여자하여 역기전력상수를 구하고, d-q축 전류만을 여자하여 인덕턴스를 구하는 선형적인 방법이 적용되었다. 그러나 IPMSM에서와 같이 영구자석과 d-q축 전류 간의 교차자화작용이 두드러진 모델에서는 기존의 선형적인 방법으로 접근하기 힘들다. 따라서 본 논문에서는 부하조건 동작점(Operating Point)에서의 투자율을 고정하는 FEM을 적용하고자 한다.

그림 2와 같이, IPMSM이 자기적 포화상태(T지점, $B_T = \mu_T H_T$)에서 비선형 FEM을 수행하면, 각각 독립여자 조건(동작점 A, B)에서 비선형 해석을 수행한 결과와 비교할 때, $B_T = \mu_T(H_1 + H_2) \neq B_1 (= \mu_1 H_1) + B_2 (= \mu_2 H_2)$ 가 되면서, 동작점 투자율은 μ_T 가 된다. 이어 각 요소별 투자율(μ_T)을 고정하여, H_1 과 H_2 를 개별여자시켜 선형해석을 수행하면, C와 D점으로 귀결되어, $B_T = B_3 (= \mu_T H_1) + B_4 (= \mu_T H_2)$ 과 같은 결과를 도출할 수 있어 포화 영역에서도 선형적인 관계로 표시될 수 있는 회로정수를 추출할 수가 있다. 따라서 제안된 수치해석 기법 적용을 통하여 IPMSM에서의 식(1)과 (2)를 구성하는 모든 회로정수를 추출할 수 있으며, 기존의 벡터제어기법을 동일하게 적용할 수 있게 된다.[9],[10]

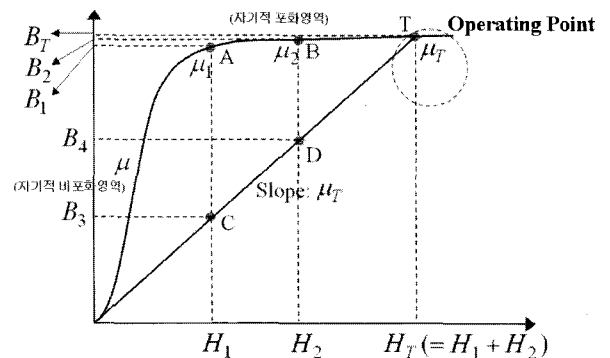


그림 2 자기적인 포화영역에서 전동기 파라미터 상관관계
Fig. 2 Motor parameter correlation in magnetically saturated region

3. 통합형 쇄교자속 추출

3.1 통합형 쇄교자속 (λ_d, λ_q)

제안된 수치해석 기법 적용을 통하여 식 (1)과 (2)의 교차자화작용을 고려한 IPMSM의 회로정수를 다양한 부하조건 (d-q축 전류 및 위상각)에 따라 수치해석적으로 추출할 수 있지만, 동일한 조건의 현실적 구현이 불가능하므로 실험적으로 타당성을 증명하기 어려워 추출된 결과의 신뢰성을 확보하기 어렵다. 따라서 본 논문에서는 실험적으로 구현이 가능한 새로운 변수인 통합형 d-q축 쇄교자속으로 IPMSM을 새롭게 정의하고자 한다. 이는 자속 발생원에 관계없이 교차자화 작용이 고려된 영구자석 및 d-q축 전류에 의한 개별자속을 통합화 시킨 것으로 아래와 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \lambda_d(i_d, i_q) &= L_{dd}(i_d, i_q)i_d + L_{dq}(i_d, i_q)i_q + \lambda_{md} \\ \lambda_q(i_d, i_q) &= L_{dq}(i_d, i_q)i_d + L_{qq}(i_d, i_q)i_q + \lambda_{mq} \end{aligned} \quad (3)$$

이를 바탕으로 d-q축 전압지배방정식 및 토크방정식도 아래와 같이 재정의 된다.

$$V_d = R_s i_d - \omega_r \lambda_q, \quad V_q = R_s i_q + \omega_r \lambda_d \quad (4)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \quad (5)$$

제안된 통합형 d-q축 쇄교자속 (λ_d, λ_q)의 추출은 앞서 제안된 투자율을 고정하는 FEM을 적용하여 다양한 부하조건별로 수치해석적 추출이 가능한데, 그림 3에 흐름도를 도식화하였다. [11]

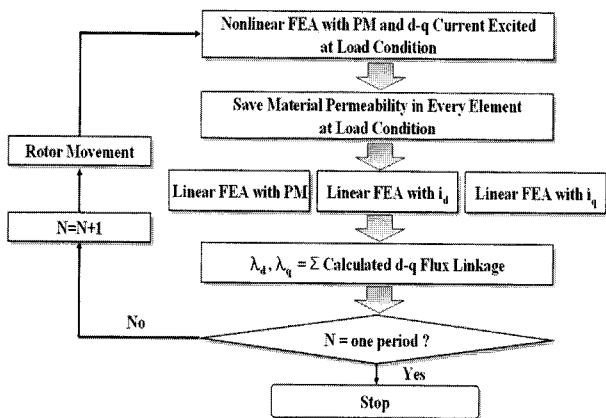


그림 3 수치해석적인 쇄교자속 추출을 위한 흐름도
Fig. 3 Flow chart of numerical identification of flux linkage

$$\lambda_{d,avg}(i_d, i_q) = \frac{\sum_{\theta_m=0}^{N-1} \lambda_d(i_d, i_q, \theta_m)}{N}, \quad \lambda_{q,avg}(i_d, i_q) = \frac{\sum_{\theta_m=0}^{N-1} \lambda_q(i_d, i_q, \theta_m)}{N} \quad (6)$$

여기서, $\lambda_{d,avg}$ 와 $\lambda_{q,avg}$ 는 회전자의 이동을 고려한 d축과 q축의 쇄교자속의 평균값이며, N 은 주기별 이산화된 값이다.

아울러, 실험을 통한 제안된 통합형 쇄교자속 추출은 아래 식을 적용하여 다양한 부하조건별로 d-q축 전압과 전류를 측정하여 간접적으로 얻을 수 있으며, 수치해석적으로 추출된 값과 비교하여 유효성을 입증할 수 있다.

한편, IPMSM의 d-q축 쇄교자속은 회전자의 이동에 따라 슬롯 및 치 구조에 따른 값의 주기성이 나타나는데, 다음과 같은 자속변화분의 평균치를 계산하여 적용하였다.

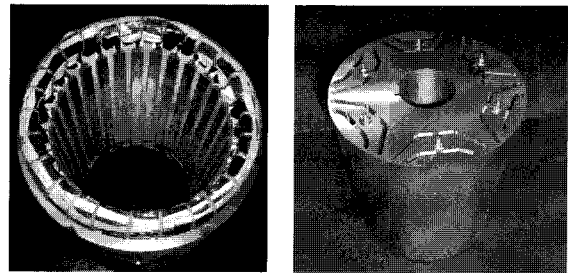
$$\lambda_d^* = (V_q^* - R_s i_q^*) / \omega_r, \quad \lambda_q^* = (-V_d^* + R_s i_d^*) / \omega_r \quad (7)$$

여기서, $\lambda_d^*, \lambda_q^*, i_d^*, i_q^*$ 는 정상상태 운전조건하에서 실험적으로 측정된 값이다.

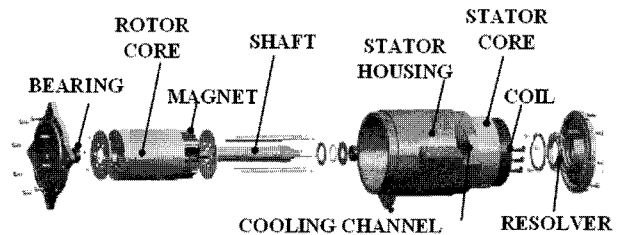
4. 시작기 실험 및 결과검증

4.1 시작기 제작 및 실험구성

제안된 이론의 타당성을 검증하기 위해 제작된 시작기 (85kW, 300Nm, 2700rpm)의 통합형 d-q축 쇄교자속을 수치해석기법 및 실험을 통하여 추출하여 결과를 비교하였다. 그림 4에는 제작된 시작기의 고정자의 코일구조 및 회전자의 자석 매입구조 그리고 각종 부품들의 조립도를 나타내었다. 제작된 시작기는 6극, 3상, 27슬롯, 2층 매입구조로, 표 1에 세부사양을 나타내었다.



(a) 제작된 매입형 영구자석 동기전동기
(a) Manufactured IPMSM



(b) 제작 조립도
(b) Assembly configuration

그림 4 제작된 매입형 영구자석 동기전동기
Fig. 4 The purpose-built prototype of IPMSM

표 1 제작된 IPMSM 시작기 사양

Table 1 Specifications of purpose-built IPMSM

IPM의 모델변수 및 재료	사양
공극 길이	1[mm]
회전자 외경	170[mm]
고정자 외경	240[mm]
고정자 내경	172[mm]
영구자석	NdFeB[Br=1.2T]
상당 권선 저항	5.5[mohm]

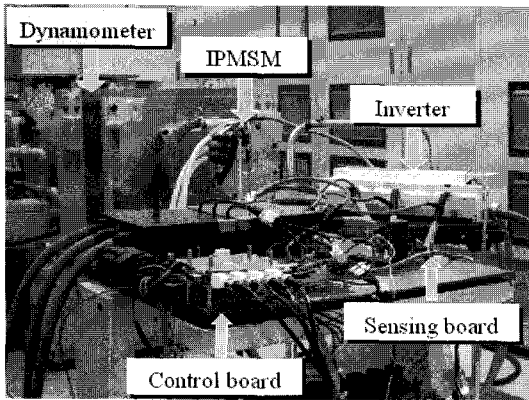


그림 5 쇠교자속 추출을 위한 하드웨어 구성
Fig. 5 Experimental setup for flux linkage identification

실험적으로 통합형 d-q축 쇠교자속을 추출하기 위해 그림 5와 같이 전동기, 인버터, 다이내모미터 등의 하드웨어를 구성하고 식(7)과 같이 d-q 전압(V_d^*, V_q^*) 및 전류(i_d^*, i_q^*)을 측정하여 최종값을 계산한다. 그러나 이러한 간접적인 방법은 전기자코일, 리드선, 인버터의 내부 도체 등의 부정확한 저항 전압강하에 의하여 종종 결과의 오차를 발생시킨다.[12] 따라서 본 논문에서는 이와 같은 저항성분의 전압강하 성분을 소거하기 위하여 전동운전(motoring)과 발전운전(generating)에서 실험을 수행하는 새로운 방법을 적용하였다.

전동운전($V_d^+, V_q^+, i_d < 0, i_q > 0$)과 발전운전($V_d^-, V_q^-, i_d < 0, i_q < 0$)에서 전압방정식은 아래와 같다.

본 논문에서 채택하는 방법은 혼합 테스트 구조이다. 이것은 의사 무작위 테스트를 수행하고 그것으로 잡아내기 어려운 고장을 결정 테스트로 해결하는 방식이다[4]. 무작위 저항 고장에 대한 패턴만을 FSM을 이용해서 가해주고 나머지 고장은 의사 무작위 패턴생성으로 잡아주는 방식을 채택하였다[5].

$$V_d^+ = i_d R_s - w_r L_q i_q = i_d R_s - w_r \lambda_q \quad (8)$$

$$V_q^+ = i_q R_s + w_r (L_d i_d + \lambda_{md}) = i_q R_s + w_r \lambda_d \quad (9)$$

$$V_d^- = i_d R_s + w_r L_q i_q = i_d R_s + w_r \lambda_q \quad (10)$$

$$V_q^- = -i_q R_s + w_r (L_d i_d + \lambda_{md}) = -i_q R_s + w_r \lambda_d \quad (11)$$

따라서 식 (8)-(11)에서 측정된 값으로 통합형 d-q축 쇠교자속은 다음과 같이 저항 전압 강하분을 소거시킬 수 있다.

$$\lambda_d^* = \frac{V_q^- + V_q^+}{2w_r}, \lambda_q^* = \frac{V_d^- - V_d^+}{2w_r} \quad (12)$$

4.2 통합형 d-q축 쇠교자속 추출 및 결과 비교

다양한 부하조건에 대응하는 여러 가지 d-q축 전류조합 ($\theta = 90^\circ \sim 180^\circ, i_d = I_{max} \cos \theta, i_q = I_{max} \sin \theta$)별로 수치해석적으로 추출된 d-q축 쇠교자속 값과 실험을 통한 측정치를 그림 6과 그림 7에 나타내었다. 해석치는 실선으로 실험치는 점선으로 나타내었으며, 결과값을 비교해보면 전체적인 분포형태나 개별 값의 크기가 매우 유사함을 알 수 있다. 하지만, 그림 7의 d축 쇠교자속 결과값의 낮은 전류 위상각($\approx 90^\circ$)부근에서 다소 오차를 보이는데 이는 약계자 제어가 이루어지지 않는 영역으로 총 자속량이 많아 자기적인 포화현상이 두드러져, 철심의 포화영역 모델링의 정확도에 따라 민감하게 나타나기 때문이다. 한편, 약계자 제어영역인 위상각이 증가하는 구간에서 d축 전류가 증가함에 따라 총 자속량이 감소하여 오차는 차츰 줄어드는 결과를 보여준다. 이와 같은 결과에 따라 약계자 제어가 일어나지 않는 저속 고투크 영역에서 다소 오차가 날 수 있으며 약계자 제어가 일어나는 고속영역으로 갈수록 오차가 낮게 나올 것을 예상할 수 있다.

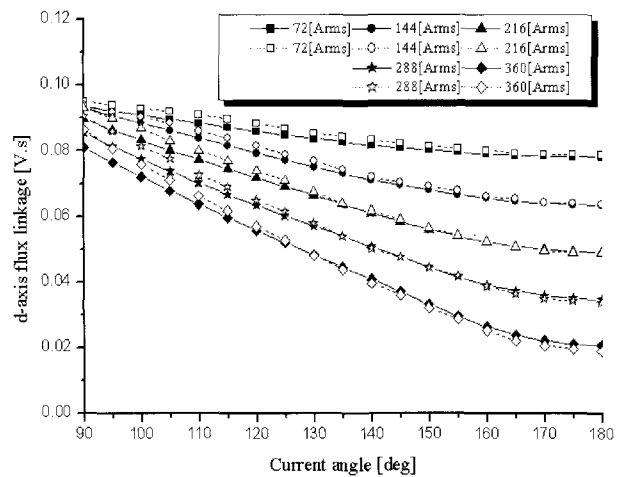


그림 6 d축 쇠교자속(λ_d)
Fig. 6 Synthetic d-axis flux linkage comparison
(수치해석 결과 : 실선, 실험적인 결과 : 점선)

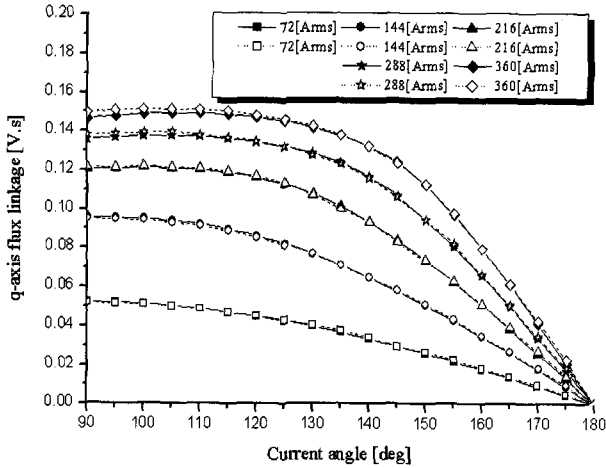


그림 7 q축 쇄교자속
Fig. 7 Synthetic q-axis flux linkage comparison

그림 8은 전류 조합별 측정된 λ_d^* , λ_q^* 를 바탕으로 식 (5)을 이용하여 계산된 토크 값으로 낮은 전류 위상각에서 약간의 오차를 제외하면 거의 일치하는 결과를 보인다. 특히, 그림 9의 실험치는 속도별로 직접적으로 측정된 토크 및 출력값으로 앞서 예측한 저속 고토크 영역에서 약간의 오차를 제외하곤 두 결과가 매우 일치함을 알 수 있다. 다만 7000rpm 이상의 고속 운전영역에서는 철손 및 기계손 등의 영향에 따라 다소 차이가 발생하였다. 향후, 철손 및 기계손 등을 고려한 IPMSM의 쇄교자속 추출을 통하여 좀 더 정밀하고 신뢰성 있는 결과를 예상할 수 있겠다.

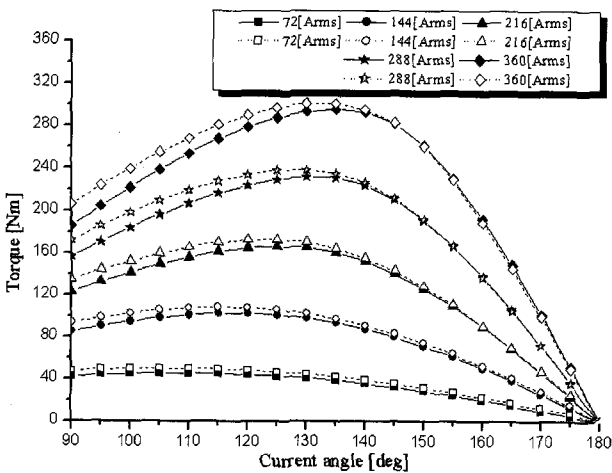


그림 8 토크특성 비교
Fig. 8 Torque characteristics comparison

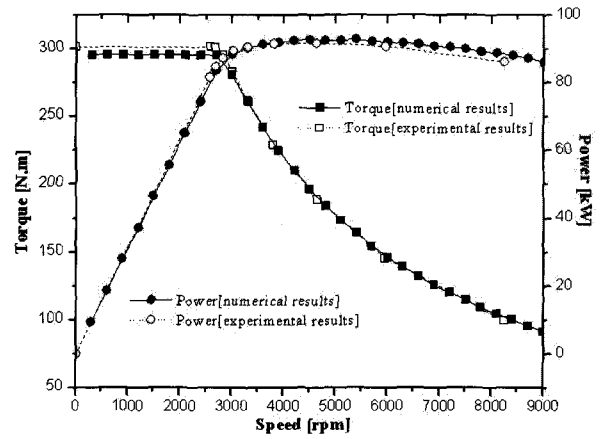


그림 9 출력특성 비교
Fig. 9 Power characteristic comparison

IPMSM의 교차자화작용을 고려한 통합형 d-q축 쇄교자속 추출의 수치해석 기법 및 실험을 통한 결과비교를 수행하여, 다양한 운전조건별로 두 결과가 상응함을 확인할 수 있었다. 따라서 제시된 방법을 통하여 자계 포화특성이 현저한 IPMSM의 모델링 및 특성해석이 효과적으로 수행될 수 있으며, 결과의 신뢰성을 바탕으로 기존의 벡터제어 로직을 쉽게 적용하면서 정밀도 높은 IPMSM 운전제어가 가능할 것이다.

한편, 본 논문에서 제안된 통합형 d-q축 쇄교자속은 IPMSM의 설계에도 확대 적용될 수 있는데 가령, 정토크 운전영역에서 식(11)의 토크방정식을 이용한 토크 최대화 설계 및 정출력 속도영역의 약제자 제어성능 극대화를 위한 $|\lambda_d^*(i_d = i_{max})|$ 최소화 설계 등이 가능하다.

5. 결론

결론적으로, 자기적인 포화특성을 효과적으로 고려할 수 있는 수치해석적 기법을 제안하였으며 제안된 수치해석적 기법은 전동기가 자기적인 포화영역에서 운전하더라도 매입형 영구자석 동기전동기의 회로정수들을 영구자석과 전기자전류 그리고 d-q축 간의 독립성을 유지하면서 선형적인 형태로 추출할 수 있게 한다. 또한 제안된 수치해석적 기법의 이론적 타당성을 바탕으로 실험적으로 추출가능하고 교차자화작용 또한 고려할 수 있는 매입형 영구자석 동기전동기의 대표적인 파라미터인 통합형 d-q축 쇄교자속을 추출하여 전압 및 토크 방정식을 제정의 하였으며, 수치 해석적 기법으로 추출된 통합형 d-q축 쇄교자속은 제작된 시작기에서 실험 측정치와 비교하여 타당성을 입증하였다.

감사의 글

이 논문은 2006년도 정부재원(교육인적자원부 학술연구조성사업비)으로 한국학술진흥재단의 지원을 받아 연구되었음.(KRF-2006-331-D00192)

참 고 문 헌

- [1] Wen L. Soong, Mesimi Ertugrul, "Field-Weakening Performance of Interior Permanent-Magnet Motors", IEEE Trans. on IA, Vol. 38, No.5, September 2002
- [2] T.J.E.Miller, J.R. Hendershot Jr., Brushless Permanent Magnet and Reluctance Motor Drives, Oxford, 1989.
- [3] N.Bianci, S.Bolognani, "Interior PM Synchronous Motor for High Performance Applications," PCC_Osaka 2002, Proceedings of the, Vol.1, pp. 148-153, 2002.
- [4] C. Mademlis, V.G.Agelidis, " A High-Performance Vector Controlled Interior PM Synchronous Motor Drive with Extended Speed Range Capability," IECON'01, Vol.2,pp.1475-1482,2001.
- [5] S. Y. Kwak, J. K. Kim and H. K. Jung, "Characteristic analysis of multi layer-buried magnet synchronous motor using fixed permeability method", IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. 20, pp. 549-555, Sept. 2005.
- [6] Rahman K. M, Hiti S, "Identification of machine parameters of a synchronous motor", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 41, issue 2, pp. 557-565, Mar-Apr. 2005.
- [7] Stumberger B, Stumberger G, Dolinar D, Hamler A, Trlep M, "Evaluation of saturation and cross-magnetization effects in interior permanent-magnet synchronous motor" IEEE Transactions on Industry Applications, vol.39, issue 5, pp.1264-1271, September.2003
- [8] N. Bianci and S. Bolognani, "Magnetic models of saturated interior permanent magnet motors based on finite element analysis," Proc. Of IAS Annual Meeting, pp.27-34, 1998.
- [9] Hu Jianhui; Zou Jibin; Liang Weiyang, "Finite element calculation of the saturation DQ-axes inductance for a direct drive PM synchronous motor considering cross-magnetization," Proc. Of PEDS'03, Vol. 1, No. 17-20, pp. 677-681, NOV. 2003.
- [10] E. Levi, "Saturation modeling in dq axis models of salient pole synchronous machines," IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. 14, pp.4450, Mar. 1999.
- [11] Erderlyi. E. A and Fuchs. E. F, "Nonlinear magnetic field analysis of DC Machine," IEEE. On power Apparatus and System, Vol. PAS-89, pp.1546-1583, 1970.
- [12] Lovelace.E.C., Keim.T., Lang.J.H., Wentzloff.D.D., Jahns.T.M., Wai.J., McCleer.P.J., "Design and experimental verification of a direct-drive interior PM synchronous machine using a saturable lumped-parameter model," Proc. of 37th IAS Annual Meeting, Vol. 4, pp.2486-2492, Oct. 2002.

저 자 소 개

**김민석 (金玟碩)**

1981년 6월 1일생. 2007년 동아대 전기공학과 졸업. 2007년~현재 동 대학원 전기공학과 석사과정

E-mail : formskim@naver.com

**곽상엽 (郭尙燁)**

1974년 5월 20일생. 2002년 서울대 공대 전기공학부 졸업. 2004년 동 대학원 졸업(공학석사). 현재 동 대학원 박사과정

E-mail : aceonepair@elecmech.snu.ac.kr

**정현교 (鄭炫敎)**

1955년 8월 17일생. 1979년 서울대 공대 전기공학부 졸업. 1981년 동 대학원 졸업(공학석사). 1984년 동 대학원 졸업(공학박사). 1985~1994년 강원대학교 전기공학과 교수. 1987~1989년 NY Polytech Univ. 방문 연구원. 현재 서울대학교 전기 컴퓨터 공학부 정교수

Tel : 02) 880-7242

Fax : 02) 878-1452

E-mail : hkjung@snu.ac.kr

**정상용 (鄭相龍)**

1973년 9월 20일생. 1997년 서울대 공대 전기공학부 졸업. 1999년 동 대학원 졸업(공학석사). 2003년 동 대학원 졸업(공학박사). 2003~2006년 현대자동차 연구개발본부 선임연구원. 현재 동아대학교 전기공학과 조교수.

Tel : 051) 200-6945

Fax : 051) 200-7732

E-mail : syjung@dau.ac.kr