

IPMSM의 쇄교자속 계산을 통한 릴럭턴스 토크 산정

The Reluctance Torque Estimate by Linkage Flux Calculation of IPMSM

조 규 원* · 김 철 민** · 김 규 탁†

(Gyu-Won Cho · Cheol-Min Kim · Jung-Gyu Lee · Gyu-Tak Kim)

Abstract - Classically, reluctance torque of IPMSM(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor) by using inductance according to current phase angle generates an error. This error is affected by total torque. From current phase angle 0° to large errors will occur, because reluctance torque include current phase angle. But, reluctance torque from steady-state voltage equation of IPMSM is represented by linkage flux. So, reluctance torque is unrelated to the current phase angle formula can be derived. In this paper, operating torque was analyzed by d, q-axis linkage flux of IPMSM and reluctance torque to perform calculations reduced the error of the total torque calculation.

Key Words : IPMSM, Reluctance torque, Current phase angle, Linkage flux, Voltage equation

1. 서 론

자동차용 전동기는 소형화, 경량화, 고폭특성이 요구되고 있다[1]. 그러므로 IPMSM은 동일 체적당 높은 토크, 고효율, 전류 벡터 제어를 이용한 다양한 구동 특성 등의 장점이 있어 자동차용 전장 시스템용 전동기로 매우 적합하다 [2]. 이와 같이, 단위 전류 당 토크가 높은 IPMSM은 릴럭턴스 토크를 이용하여 전체 발생 토크를 증가시킬 수 있으므로 토크 계산 시 이를 반드시 고려하여야 한다. 릴럭턴스 토크는 d, q 축 인덕턴스의 차이로 나타나며 이는 전류위상각에 대한 함수로 표현된다. 그러나 자동차용 IPMSM은 저전압, 고전류 특성으로 인해 적은 턴수와 굵은 권선 및 많은 연선을 사용하므로 인덕턴스의 크기는 아주 작게 된다. 따라서, 인덕턴스를 이용한 릴럭턴스 토크 산정에는 오차가 다소 포함되어 전체 발생 토크 산정에 오차를 수반하게 된다. 또한, 동기 인덕턴스가 토크에 비례하는 요소이므로 전동기의 제어 및 성능의 향상을 위해 실험 또는 해석적으로 정확한 인덕턴스 값을 구해야 한다[3][4]. 그러나 실험적인 인덕턴스는 실험 방법 및 측정 조건에 따라 오차가 크게 발생할 수 있으며 철손 및 포화 현상등 여러 가지 고려해야 할 사항이 많이 남아있다. 게다가, 철손을 고려하면 입력전류에서 철손분 전류와 자화분 전류로 분리되어 릴럭턴스 토크는 감소하게 되고 이는 전체 발생 토크를 감소시키게 된다[5].

따라서, 본 논문에서는 d, q 축 쇄교자속의 전류위상각에 따른 특성을 분석하고 철손이 고려된 릴럭턴스 토크 계산을 수행하여 릴럭턴스 토크 계산의 오차를 감소시켰다.

2. IPMSM의 릴럭턴스 토크 산정

2.1 IPMSM의 릴럭턴스 토크

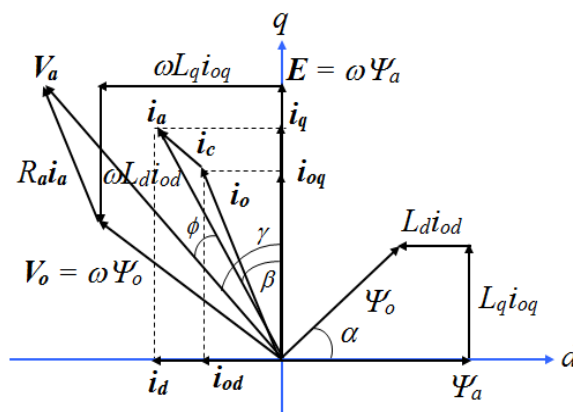


그림 1 IPMSM의 벡터도
 Fig. 1 Vector diagram of IPMSM

IPMSM의 전압방정식으로부터 유도된 벡터도는 그림 1과 같다. ψ_0, ψ_a 는 각각 합성쇄교자속과 영구자석에 의한 쇄교자속을 나타내고, i_d, i_q, i_a 는 d, q 축 전류, 상 입력전류 i_c 에 $\sqrt{3}$ 취해진 전류의 크기가 된다. d 축을 중심으로 우측에 d, q 축 자속항이 존재하므로 L_d, L_q 를 구할 수 있으며 각축 전류와 인덕턴스에 대해 수식을 정리하면 수식 (1)과 같다[6].

$$\begin{aligned}
 i_d &= -i_a \sin\beta \\
 i_q &= i_a \cos\beta \\
 L_d &= \frac{\psi_a - \psi_0 \cos\alpha}{i_d} \\
 L_q &= \frac{\psi_0 \sin\alpha}{i_q}
 \end{aligned} \tag{1}$$

* Dept. of Electrical Engineering, Changwon National University, Korea.

** Dept. of Electrical Engineering, Changwon National University, Korea.

† Corresponding Author : Dept. of Electrical Engineering, Changwon National University, Korea

E-mail : gtkim@changwon.ac.kr

Received : September 14, 2012; Accepted : January 16, 2013

IPMSM의 킬러턴스 토크에 대해 고찰하기 위해 벡터도를 이용한 출력항을 정리해보면 아래와 같다. 여기서, ρ 는 미분 연산자, ψ_d, ψ_q 는 각각 d, q 축 쇄교자속, T_r, T_m, T 은 킬러턴스 토크, 마그네틱 토크, 전체 발생 토크, ω 는 각속도, R_s 는 상 저항, P_n 은 극쌍수를 각각 나타낸다.

$$P_{out} = e_d i_d + e_q i_q = i_d \rho \psi_d + i_q \rho \psi_q + \omega(i_q \psi_d - i_d \psi_q) - R_s(i_d^2 + i_q^2) \quad (2)$$

$$T_r = i_q \psi_d - i_d \psi_q = i_q L_d i_d - i_d L_q i_q = (L_d - L_q) i_d i_q \quad (3)$$

$$T_m = P_n \psi_a i_q$$

$$T = P_n (\psi_a i_q + (L_d - L_q) i_d i_q)$$

$$= P_n (\psi_a (i_a \cos \beta) + (L_d - L_q) \times (-i_a \sin \beta \times i_a \cos \beta))$$

$$= P_n (\psi_a i_a \cos \beta + \frac{1}{2} (L_q - L_d) i_a^2 \sin 2\beta) \quad (4)$$

$$T = T_m + T_r$$

표 1 전동기 사양

Table 1 Specification of motor

Item	Specification
Rated Speed [rpm]	3000
Rated Torque [Nm]	2.0
Pole/Slot	8/12
Air-gap Length [mm]	1
Winding Type	Concentrated winding
Br [T]	1.3
Number of Turns	7
Stack Length [mm]	45
Stator Diameter [mm]	83.6
Phase resistance [ohm]@75°C	0.0235

수식 (4)에서 인덕턴스로 표현한 킬러턴스 토크의 경우 전류위상각 β 가 0°에서는 인덕턴스의 크기와 무관하게 0이 됨을 알 수 있다. 이는 인덕턴스의 영향을 받지 않는 상태로써 전체 발생 토크에 오차를 수반하게 된다. 그러나 수식 (3) 첫 항에서 볼 수 있는바와 같이 d, q 축 전류와 d, q 축 쇄교자속의 관계에 의해 정의된 킬러턴스 토크는 β 이 0이 되어도 존재함을 알 수 있다. 본 논문에서는 인덕턴스를 이용한 킬러턴스 토크의 오차를 보정하기 위해 쇄교자속에 의한 킬러턴스 토크를 산정하고 이를 고찰하였다.

본 연구에 적용한 모델의 사양을 표 1에 간략하게 요약하여 나타내었다.

2.2 철손이 포함되지 않은 킬러턴스 토크

그림 2는 수식 (4)를 이용하여 계산한 전체 발생 토크이다. 앞 절에서 명시한 바와 같이 낮은 전류위상각에서 오차가 발생하고 있으며 킬러턴스 토크는 전류의 자승에 비례하는 항이므로 전류가 커질수록 전체 발생 토크에 오차가 더욱 크게 기여하고 있음을 알 수 있다.

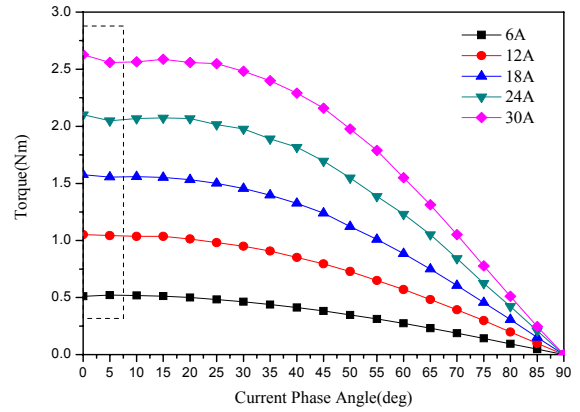


그림 2 인덕턴스를 이용한 발생 토크
Fig. 2 Generated torque by using inductance

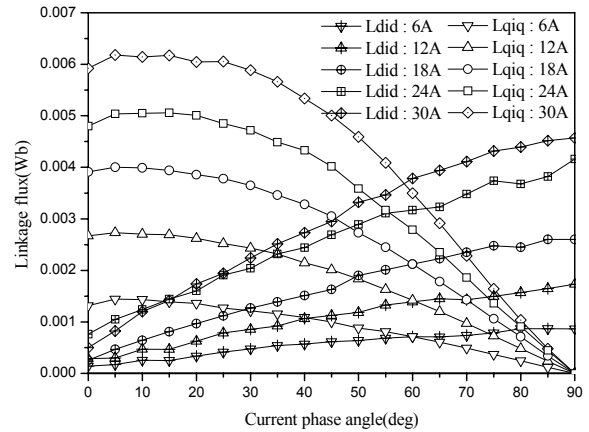


그림 3 전류 크기에 따른 위상별 d, q 축 쇄교자속
Fig. 3 The d, q -axis linkage flux according to current

그림 3은 전류 크기와 위상각에 대한 d, q 축 쇄교자속을 나타낸 것 이다. β 의 증가에 따라 q 축 쇄교자속은 감소하고 d 축 쇄교자속은 증가한다. 이 때 β 가 0°에서 d 축 쇄교자속이 0이 되지 않는 것을 알 수 있다. 그러나 수식 (1)과 같이 $\beta=0^\circ$ 시, i_d 는 0이 되고 $L_q i_q = \psi_a$ 의 관계를 가짐으로 d 축 쇄교자속 또한 0이 된다. 그러나 영구자석 기기에서는,

$$\begin{bmatrix} \psi_{od} \\ \psi_{oq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_a \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

수식 (5)에 의해 $\psi_{od} = L_d i_d + \psi_a$ 가 되어 i_d 가 0이라도 ψ_a 항에 의해 ψ_{od} 는 존재하게 되므로 d, q 축 쇄교자속의 양상은 타당한 양상으로 발생하고 있음을 알 수 있다[7].

그림 4는 쇄교자속 위상각(α)에 따른 d, q 축 쇄교자속을 나타낸다. q 축 전류는 크게 증가하고 d 축 전류의 증가는 상대적으로 미비하므로 $L_q i_q$ 성분이 크게 증가하며 쇄교자속 위상각이 증가한다. 또한 전류위상각의 초기 위치에 따라 쇄교자속벡터는 변화함 알 수 있다.

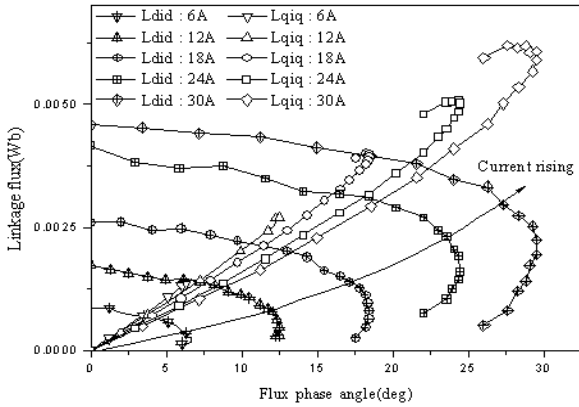


그림 4 쇠교자속 위상각에 따른 d, q축 쇠교자속
 Fig. 4 The d, q-axis linkage flux according to linkage phase angle

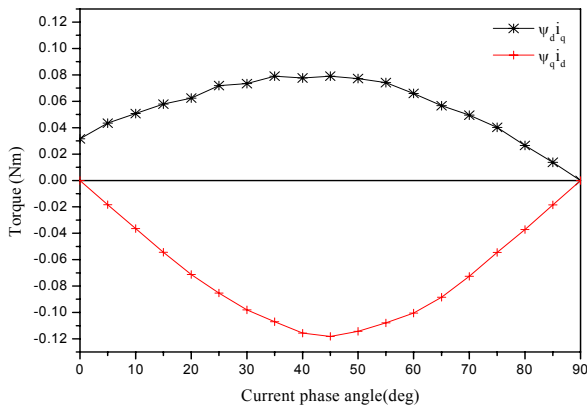


그림 5 릴럭턴스 토크 성분
 Fig. 5 Reluctance torque component

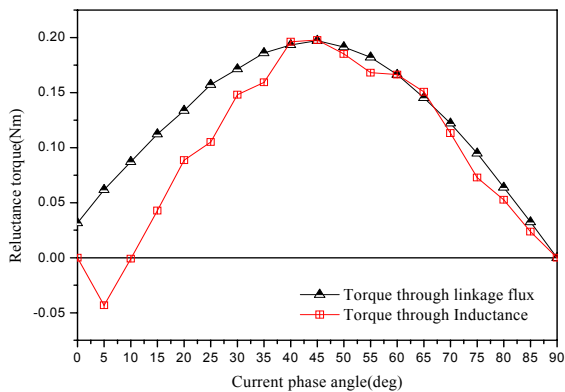


그림 6 릴럭턴스 토크
 Fig. 6 Reluctance torque

그림 5는 릴럭턴스 토크 성분을 나타내고 두 항의 차이가 그림 6의 릴럭턴스 토크로 계산된다. 그림 6의 결과와 같이 인덕턴스를 이용한 릴럭턴스 토크는 β 가 0° 에서 10° 이하에서 L_d 가 L_q 보다 크게 계산되어 돌극비가 1이하로 감소하는 구간에서는 음의 값이 나타난다. 그러나 쇠교자속

을 이용한 릴럭턴스 토크는 전압방정식에서 나타낸 바와 같이 $\beta=0^\circ$ 에서 0이 되지 않으며 음의 값이 발생하지 않음을 알 수 있다.

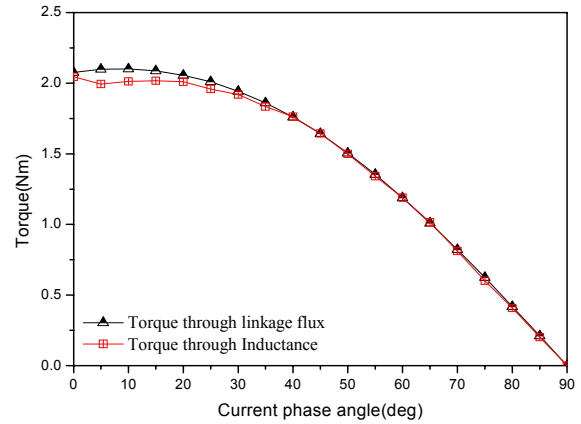


그림 7 토크 산정 결과 비교
 Fig. 7 Comparison of torque calculation result

그림 7은 정격 전류에서 전체 발생 토크를 비교한 결과이다. 결과와 같이 β 가 $0^\circ \sim 15^\circ$ 구간에서 토크 차이가 크게 발생하고 있으며, 이는 철손분 전류를 고려하지 않은 토크 계산이므로 철손분 전류를 고려하면 릴럭턴스 토크가 낮아지면서 전체 발생 토크 또한 다소 감소하게 된다.

2.3 철손을 고려한 릴럭턴스 토크

2.3.1 철손분 저항

철손은 등가회로에서 철손 저항으로 등가 표현된다. 고정자를 55개 영역으로 나누고 각 영역의 자계를 분석하였으며 주파수의 변화에 대응하여 철심 제작사에서 제공하는 철손 DATA를 CFM(Curve Fitting Method)을 통하여 재정의하여 주파수에 대한 철손 계수를 산정하였다[8][9]. 철손 계산은 식 (6)를 이용하였으며 등가 철손 저항 계산은 수식 (7)을 이용하였다.

$$W_i = k_h \times f \times B_m^2 + k_e \times f^2 \times B_m^2 + k_a \times f^{1.5} \times B_m^{1.5} \quad (6)$$

$$W_i = \frac{\omega^2 \{ (L_d i_{od} + \psi_a)^2 + (L_q i_{oq})^2 \}}{R_c} \quad (7)$$

여기서, k_h 는 히스테리시스 손실 계수, k_e 는 와전류 손실 계수, k_a 는 이상와전류 손실 계수, f 는 주파수, R_c 는 철손 저항을 각각 나타낸다. 그림 8은 철손 시험 장치들, 그림 9는 결과를 나타낸 것이다. 철손 시험 결과 180(Hz)에서 2.01(W)의 최대오차가 발생하였다. 산정된 철손을 이용하여 등가 철손저항을 산정하였다.

그림 10은 철손을 고려한 쇠교자속벡터의 궤적과 전류벡터를 나타낸다. d축 전류가 증가할수록 철손은 작아지므로 철손분 전류는 q축에서 가장 크게 발생한다. 철손분 전류를 고려하면 q축 전류를 전류위상각 0° 에서 5.5%의 감소시키며 이는 전체 발생 토크의 감소를 야기한다.

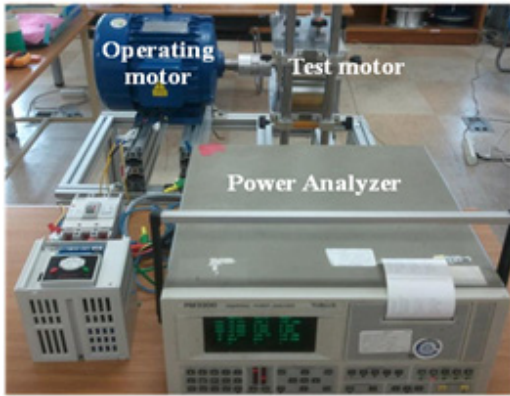


그림 8 철손 시험 장치
Fig. 8 Experiment equipment of Iron loss measure

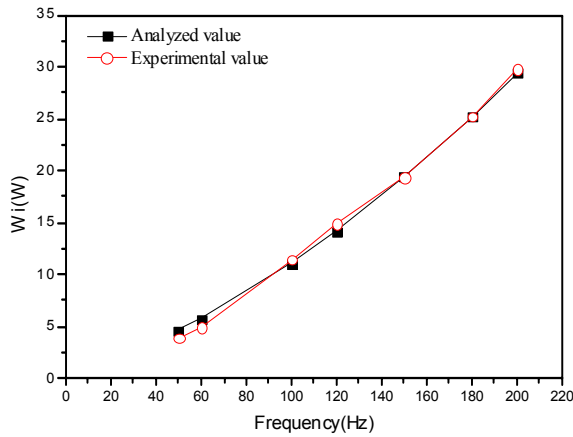


그림 9 철손 시험 결과
Fig. 9 Experiment result of Iron loss

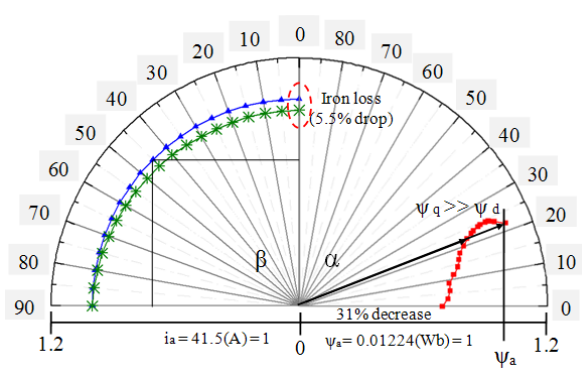


그림 10 철손을 고려한 쇄교자속벡터 궤적
Fig. 10 Iron loss adjustment trace of linkage flux vector

그림 10에서 알수 있는바와 같이 합성쇄교자속(ψ_0)은 전류위상각 90° 에서 정격 전류 시, 31% 감소하며 전류위상각의 증가에 따라 일정량 증가한 후 감소하는 양상을 나타낸다.

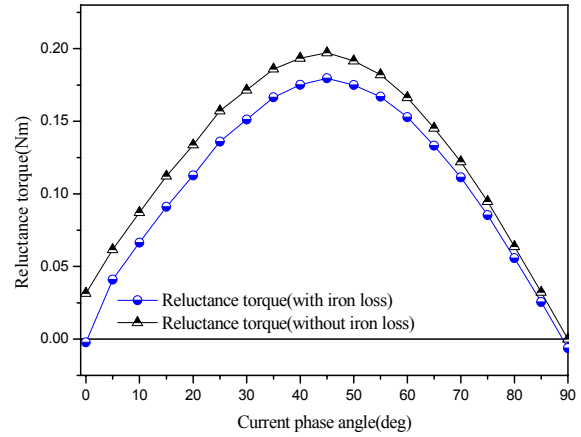


그림 11 철손을 고려한 릴럭턴스 토크
Fig. 11 Reluctance torque in consider of iron loss

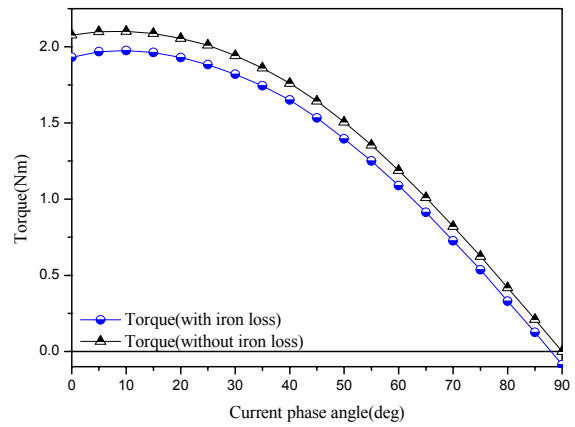


그림 12 철손을 고려한 발생 토크
Fig. 12 Generated torque in consider of iron loss

그림 11은 철손을 고려한 릴럭턴스 토크를 나타낸다. 철손분 전류가 고려된 릴럭턴스 토크는 전체적으로 감소하는 양상을 나타낸다. 이는 철손이 고려되기 전 i_d 와 i_q 는 철손분 전류 i_{cd}, i_{cq} 와 자화분 전류 i_{od}, i_{oq} 로 나누어지기 때문이다. 철손분 전류에 의한 토크의 감소는 마그네틱 토크 보다 릴럭턴스 토크가 크며 그 이유는 마그네틱 토크는 i_{oq} 와 쇄교자속의 함수이냐, 릴럭턴스 토크는 i_{od} 와 i_{oq} 의 함수로써 철손분 전류의 영향을 더 크게 받기 때문이다.

그림 12는 전체 토크 변화를 나타낸다. 가장 토크가 큰 전류위상각 10° 에서는 2.088(Nm)에서 5% 감소한 1.984(Nm)으로 계산되었다. 이는 q축 전류가 철손분 전류로 인해 감소하였기 때문이다.

3. 토크 실험

철손이 고려된 토크 실험을 위해 전기동력계와 제어기를 이용하여 전류위상각 변화에 따른 토크 실험을 수행하였다. 그림 13은 코어 및 제작된 전동기를 나타낸 것이며 그림 14는 실험 장치를 나타낸 것이다.

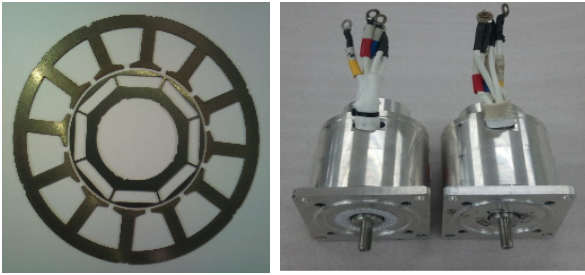


그림 13 전동기 코어 및 완성된 IPMSM
Fig. 13 Motor core and prototype model

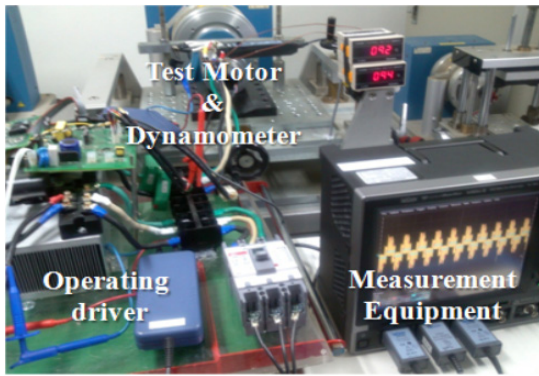


그림 14 토크 실험 장치
Fig. 14 Experiment equipment of torque

그림 15는 전류위상각에 따른 토크 실험 결과를 나타낸 것이다.

실험결과에서 최대 토크가 발생하는 전류위상각 10°에서 2.2%의 오차가 발생하며 그 외 전류위상각에서도 거의 오차가 적은 양호한 결과를 얻을 수 있었다. 그러나 전류위상각 30° 이후부터 오차가 크게 발생하고 있다. 이는 엔코더를 수동으로 조절하여 전류위상각을 제어하므로, 전류위상각이 크게 증가하면 속도 및 토크 제어가 원활히 이루어지지 않기 때문으로 사료된다. 즉, 전류위상각이 30° 이상이 되면 속도 및 토크 제어의 미흡으로 속도 리플이 크게 증가하여 기계손의 증가로 토크가 감소하였기 때문이다. 따라서 전류위상

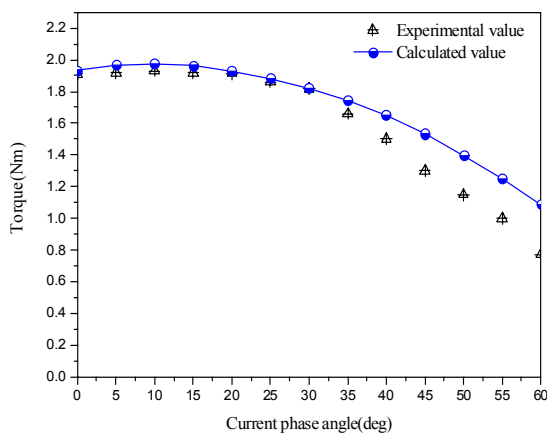


그림 15 토크 실험 결과
Fig. 15 Torque experiment result

각 증가에 따른 제어기의 알고리즘 보상은 추후 연구과제로 삼겠다.

그림 16은 전류위상각 0°, 10° 및 60°의 속도 진동을 전기동력계로 측정된 결과이다. 측정된 제어기는 속도 제어를 수행하고 있으나 전류위상각 60°에서는 시스템 전체에서 속도에 의한 큰 진동이 관측되고 있다. 이 진동에 의한 손실로 인해 토크 실험치가 크게 낮아진 것으로 사료된다. 이러한 제어기의 속도제어의 불안정 운전에 대한 알고리즘의 보완은 추후 연구에서 진행할 예정이다.

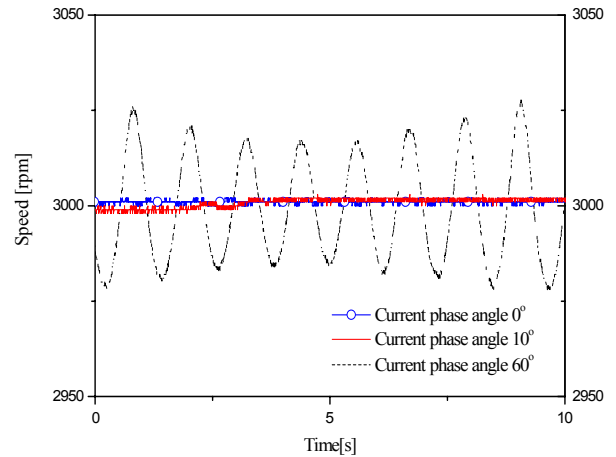


그림 16 속도 진동
Fig. 16 Speed oscillation

4. 결 론

본 논문에서는 자동차용 IPMSM의 쇄교자속 계산을 통한 릴럭턴스 토크 계산을 수행하였다. 유효요소해석을 이용한 쇄교자속의 양상은 IPMSM의 전압 방정식과 비교하여 타당함을 알 수 있고 이를 통해 계산된 릴럭턴스 토크는 전류위상각 5°~15° 구간에서 기존의 인덕턴스를 이용한 릴럭턴스 토크에 비해 전체 토크 발생 양상에서 오차가 줄어들을 수 있다.

철손이 포함된 토크 계산 결과, 릴럭턴스 토크의 크기 감소에 따라 전체 발생 토크가 감소하였으며 해당 연구에 적용된 전동기의 경우 약 5%의 토크 감소가 발생하였다. 토크 실험결과는 최대 토크가 발생하는 전류위상각 10°에서 2.2%의 오차를 발생하였으나 전류위상각 30° 이후부터는 오차가 발생하였다. 이는 토크 리플의 증가로 인해 제어기의 속도 제어가 불안정해짐에 따라 기계손이 매우 크게 발생하는 것으로 판단되며 이에 대하여는 제어기 알고리즘 보완이 요구된다. 이는 추후 연구에서 계속해서 연구될 것이다.

감사의 글

본 연구는 교육과학기술부와 한국연구재단의 지역 혁신인력양성사업으로 수행된 연구결과임

References

- [1] T. J. E. Miller, "Brushless Permanent-Magnet and Reluctance Motor Drives", Clarendon Press-Oxford, pp. 11-19, 1989.
- [2] Morimoto, S. Takeda, Y. Hirasa, T. Taniguchi, K. "Expansion of operating limits for permanent magnet motor by current vector control considering inverter capacity", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 26, no. 5. pp. 866-871, 1990.
- [3] M. Jovanovic. "Sensorless control of synchronous reluctance motor." Ph. D. thesis. University of New 1997.
- [4] V.B. Honsinger."The inductance Ld and Lq of reluctance machines." IEEE Trans. on Power Apparatus Systems, vol. 90, no. 1, pp. 298-304, 1970.
- [5] Jianyi Chen, Chemmangot V. nayar and Longya Xu, "Design and Finite-Element Analysis of an Outer-Rotor Permanenet-Magnet Generator for Directly Coupled Wind Tubines," IEEE Trans. on Magnetics, vol 36, no. 5, pp. 3802-3809, 2000.
- [6] S. Morimoto, M. Sanada and Y. Taketa, Wide-Speed Operation of interior Permanent Magnet Synchronous Motors with High-Performance Current Regulator," IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 30, no. 4, pp. 920-926, 1994.
- [7] T. M. Jahns, G. B. Kliman and T. W. Neumann, "Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor for Adjustable-Speed Drive", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 22, no.4, pp. 738-747, 1986.
- [8] Rahman, K. M, Hiti, S. "Identification of machine parameters of a synchronous motor," IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 41, no. 2, pp. 557-565, 2005.
- [9] Sadowski N, Lajoie-Mazenc M, Bastos J.P.A, erreira da Luz M.V, Kuo-Peng P "Evaluation and analysis of iron losses in electrical machines using the rain-flow method", IEEE Trans. on Magnetics, vol.36, no.4, pp. 1923-1926, 2000.



김철민 (金哲愍)

1989년 2월 16일생. 2012년 창원대학교 공대 전기공학과 졸업. 현재 동 대학원 전기공학과 석사과정
 Tel : 055-213-3640
 Fax : 055-263-9956
 E-mail : kimcheolmin@changwon.ac.kr



김규탁 (金奎卓)

1961년 11월 12일생. 1982년 한양대학교 공대 전기공학과 졸업. 1984년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1991년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1996년~2000년 일본 早稻田大 客員研究. 현재 창원대학교 공대 전기공학과 교수.
 Tel : 055-213-3635
 Fax : 055-263-9956
 E-mail : gtkim@changwon.ac.kr

저 자 소 개



조규원 (曹圭源)

1984년 3월 2일생. 2009년 창원대 전기공학과 졸업. 2011년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2011년 동 대학원 전기공학과 박사과정 입학.

Tel : 055-213-3640
 Fax : 055-263-9956
 E-mail : chogyuwon@changwon.ac.kr