

IPM모터의 턴쇼트 고장모델에 관한 연구

구본관[†]

Development of Inter Turn Short Fault Model of IPM Motor

Bon-Gwan Gu[†]

Abstract

In this study, inter-turn short fault models of interior permanent magnet synchronous motors (IPMSM) are developed by adding saliency modeling to surface-mounted permanent magnet motor models. The saliency model is obtained using the deformed flux models based on both fault-winding flux information and inductance variations caused by cross-flux linkages that depend on the distribution of the same phase windings. By assuming the balanced three-phase current injection, we obtain the positive and negative sequence voltages and the fault current in the positive and the negative synchronous reference frames. The output torque model is developed by adding the magnet and the reluctance torque, which are derived from the developed models. To verify the proposed IPMSM model with an inter-turn short fault, finite element method-based simulation and experimental measurement results are presented.

Key words: Inter-turn fault, Fault model, IPMSM, Positive sequence, Negative sequence

1. 서 론

PMSM(Permanent magnet synchronous motor, 영구자석 동기모터)는 영구자석의 주원료인 희토류물질이 저렴해지면서, 친환경자동차(하이브리드 자동차, 전기자동차)의 메인트랙션모터(Main traction motor), 풍력발전의 발전기와 같이 부피/무게 대비 출력밀도가 높고 효율이 중요한 응용에 많이 사용되고 있으며, 점차 그 응용 영역은 다양하게 확대 되어 가고 있다^[1]. 기존의 PMSM의 응용은 산업용 설비, 가전, 로봇등과 같이 정밀제어성과 효율이 중요시되는 응용에 장기간 사용되어 신뢰성향상 연구는 상대적으로 많이 이루어지지 않았으나, 최근 적용되고 있는 친환경 자동차의 경우에는 메인트랙션모터에서 고장이 발생하면 전체 운행이 정지되기에, 모터 고장 진단과 대응운전과 같은 신뢰성 향상 기술에 대한 요구가 커지고 있다. 또한, 풍력발전에서 발전기 고장이 발생하면 수리비용뿐 아니라 수리 받는 동안 발전하지 못

하여 발생하는 유희비용이 높기 때문에 작은 고장을 감지해서 미리 대처할 수 있도록 하는 고장진단기능을 많이 요구하고 있다^[2].

PMSM은 회전자에 영구자석이 부착되어 있고, 고정자에는 코일이 설치되어 있다. 고정자 코일에 도통되는 전류와 회전자 영구자석 자속의 상호작용으로 모터회전력 즉 토크(Torque)가 발생한다. 코일은 표면에 절연체로 코팅되어 고정자 코어에 겹겹이 감겨 있어서, 코일에 의한 자속의 세기를 높여주게 된다. 그런데 코일의 절연성분이 고전압에 의한 스트레스, 고온, 진동, 제작시의 오류 등으로 절연효과가 떨어지는 경우가 발생하는데, 이를 턴쇼트 고장(Inter-turn short fault)이라 한다. EPRI와 IEEE에 의해서 진행된 산업용 모터의 신뢰성 조사에 의하면, PMSM의 고장은 대부분 코일에서 발생하는 것으로 조사되었으며, 코일의 고장 중에 가장 빈번히 발생하는 것이 이 턴쇼트 고장으로 알려져 있다^{[3]-[5]}.

턴쇼트 고장이 발생하면, 코일 사이 절연효과가 떨어지게 되면서 인접한 코일 간에 전류를 직접적으로 도통할 수 있는 폐루프 통로가 발생하게 되어, 모터의 전체 토크/효율을 감소시킬 뿐 아니라 폐루프에 큰 전류를 유기시켜 손실 증가와 국부적인 온도 상승(Hot spot)을 가져오게 되어 절연체파괴 확대 즉 고장 범위 확대를 일으키는 문제점이 있다. 다시 말해서, 초기에 작은 범위의 고장이 발생하더라도, 폐루프 전류에 의한 발열로 그

Paper number: TKPE-2015-20-4-2

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

[†] Corresponding author: bggu@knu.ac.kr, School of Energy Eng., Kyungpook National University

Tel: +82-53-950-8975 Fax: +82-53-950-8979

Manuscript received Feb. 26, 2015; revised Apr. 30, 2015; accepted June 10, 2015

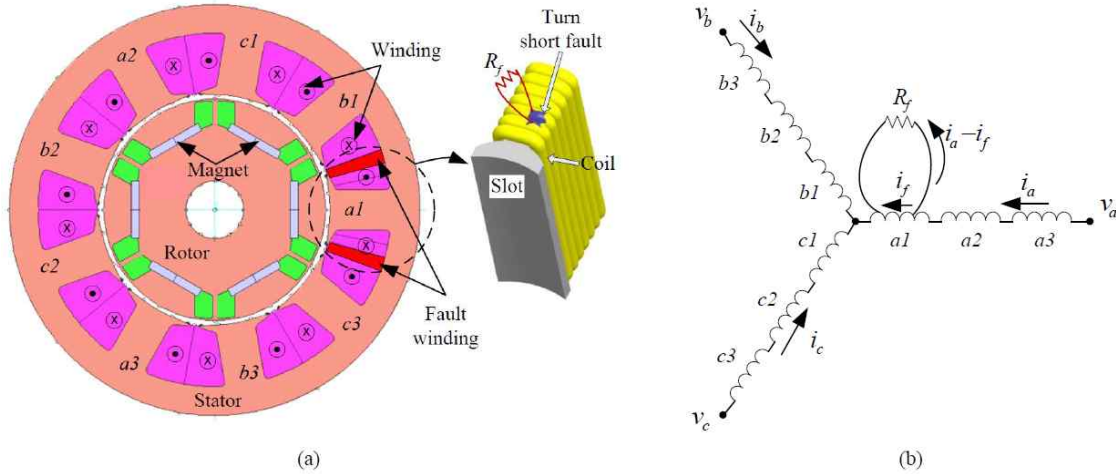


Fig. 1. (a) 6-pole 9-slot IPMSM cross-sectional figure, (b) winding configuration with turn short fault.

범위가 넓혀가게 되고, 이는 최종적으로 모터 소손 또는 화재와 같은 문제를 발생시키므로 초기 고장검출이 반드시 필요하다^{[2], [6]-[11]}.

기존 연구의 턴쇼트 고장진단 기술은 기본파를 제외한 2차 이상 주파수의 전압/전류(하모닉) 신호를 검출하고, 검출된 성분의 크기가 미리 설정된 고장 기준값 보다 크면 고장이라 간주하고 작으면 이상이 없는 것으로 판별하는 방법이 많이 사용되고 있다. 이 기법은 구현이 쉬운 장점이 있으나 고장검출의 핵심이 되는 기준값 설정에 상당히 어려움이 많은데, 이는 정확한 고장모델이 없어 모델 기반 기준값 설정이 되지 않고, 모터별로 많은 실험적 데이터를 기반으로 선정하여 왔기에 기술구현에 있어 많은 비용 및 시간을 요하는 문제점이 존재하였다^{[6]-[10]}.

PMSM은 영구자석의 위치에 따라 SPM(Surface Permanent Magnet) 모터와 IPM(Interior Permanent Magnet) 모터로 나뉜다. SPM모터의 턴쇼트 고장 모델링은 참고문헌 [2]에서 다루어 졌다. IPM 모터는 회전자 의 돌극성으로 인하여 SPM모터에 비하여 모델링의 복잡도가 증가하게 된다. 본 논문에서는 SPM모터의 고장 모델을 바탕으로 돌극성을 dq-동기좌표계에서 표현하여 최종 IPM모터의 고장모델을 개발 할 것이며, 이 모델을 활용하여 다양한 운전 및 고장환경(턴쇼트 고장 심각도, 속도, 전류, 전압)에서 실시간으로 운용될 수 있어 턴쇼트 고장진단과 대응운전 알고리즘 개발에 유용하게 활용할 수 있을 것이다. FEM 시뮬레이션과 실험을 통하

여 모델을 검증하고, 알고리즘의 효용성을 증명한다.

2. IPM모터의 턴쇼트 고장모델

그림 1(a)의 왼쪽에는 본 논문에서 고장 모델을 개발하는 6극 9슬롯의 IPM모터의 단면을 보여 주고 있다. 그림에서 $v_a, v_b, v_c, i_a, i_b, i_c$ 는 상전압과 상전류를 나타내고, $a1, a2, a3, b1, b2, b3, c1, c2, c3$ 는 각 상별 슬롯별 와인딩을 지칭한다. 그림에서 보는 바와 같이 영구자석이 회전자 내부에 매립되어 있어, 회전자 위치에 따라 인덕턴스의 변화가 있다. 그림 1(a)의 오른쪽에는 턴쇼트 고장이 발생 할 때의 코일의 상태를 표현하였다. 서로 접촉되어 있는 코일의 외벽에 절연체가 소실되어 전기적으로 연결되면서 접촉저항 R_f 를 통해 도통되는 상황을 보여준다^{[2],[11]}. 그림 1(b)는 권선의 연결도를 보여 준다. 그림에서 턴쇼트 고장이 발생하였을 때 접촉저항 즉 고장저항의 전기적인 통로가 발생하여 고장전류 i_f 가 발생한다. 본 논문에서는 a상 코일 중 $a1$ 코일에서 턴쇼트 고장이 발생한 것으로 가정하고 분석을 진행하였다.

IPM모터는 SPM모터에서 고정자 인덕턴스 돌극성을 추가하여 모델링이 가능하다. 아래 식(1)은 고정자 상전류 i_a, i_b, i_c 에 의한 자속 λ_{abc} 를 표현한 것이다. 여기서, $L_1 = (L_d + L_q)/3$, $L_2 = (L_q - L_d)/3$ 로 표현되고, L_d 와 L_q 는 IPM모터의 d-q 축 인덕턴스를 나타낸다. θ 는 회전자의 전기적 위치를 나타낸다. 식(1)에서 L_2 는 돌극성을

$$\lambda_{abc} = \begin{bmatrix} L_1 - L_2 \cos 2\theta & -\frac{L_1}{2} - L_2 \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{L_1}{2} - L_2 \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\frac{L_1}{2} - L_2 \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & L_1 - L_2 \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\frac{L_1}{2} - L_2 \cos 2\theta \\ -\frac{L_1}{2} - L_2 \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\frac{L_1}{2} - L_2 \cos 2\theta & L_1 - L_2 \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

나타내고 있으며, 자기인덕턴스(Self inductance)와 상호 인덕턴스(Mutual inductance) 항에 모두 코사인함수를 곱한 형태로 표현되어 회전자위치에 따른 인덕턴스의 크기가 변화하게 되므로 복잡한 자속식을 가지게 된다. 이 복잡한 돌극성은 동기좌표계로 변환하여 해석 하게 되면 코사인함수로 표현된 인덕턴스 항들이 서로 상쇄되어 없어지고, L_d 와 L_q 로만 표현되는 간략화된 모델을 가질 수 있어, IPM 모터의 해석 및 드라이브는 동기좌표계에서 모두 이루어지는 경우가 대다수를 차지하게 된다.

그러나, 턴쇼트 고장이 발생한 경우에는 IPM모터 돌극성은 동기좌표계에서의 서로 상쇄되지 않아서 수식의 복잡함을 가지게 된다. 아래 식(2)는 기존 SPM모터 모델을 기반으로 IPM모터의 돌극성을 표현하였다. 식(2)에서 R , ψ_m , ω 은 고정자 저항, 영구자석에 의한 Back-EMF 상수, 회전자 전기각속도를 나타낸다.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ 0 \end{bmatrix} = \mathbf{R}_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \mathbf{L}_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \end{bmatrix} + \omega \psi_m \begin{bmatrix} \left(\frac{2(1-x)}{P} - 1\right) \sin\theta \\ -\sin(\theta - 2\pi/3) \\ -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ -\frac{2(1-x)}{P} \sin\theta \end{bmatrix}, \quad (2)$$

where $\mathbf{R}_s = \begin{bmatrix} R_{s11} & 0 & 0 & R_{s14} \\ 0 & R_{s22} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_{s33} & 0 \\ R_{s41} & 0 & 0 & R_{s44} \end{bmatrix}$, $\mathbf{L}_s = \begin{bmatrix} L_{s11} & L_{s12} & L_{s13} & L_{s14} \\ L_{s21} & L_{s22} & L_{s23} & L_{s24} \\ L_{s31} & L_{s32} & L_{s33} & L_{s34} \\ L_{s41} & L_{s42} & L_{s43} & L_{s44} \end{bmatrix}$,

$$R_{s11} = R + (x-1) \frac{2}{P} R + R_f,$$

$$R_{s14} = R_{s41} = -R_f,$$

$$R_{s22} = R_{s33} = R,$$

$$R_{s44} = (1-x) \frac{2}{P} R + R_f,$$

$$L_{sij} = \begin{cases} k_{sj}(L_1 - L_2 \cos 2\theta) & \text{if } (i,j) = (1,1), (1,4), (4,1), (4,4) \\ k_{sj} \left(L_1 - L_2 \cos \left(2\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right) & \text{if } (i,j) = (2,2) \\ k_{sj} \left(L_1 - L_2 \cos \left(2\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right) & \text{if } (i,j) = (3,3) \\ k_{sj}(L_1 + 2L_2 \cos 2\theta) & \text{if } (i,j) = (2,3), (3,2) \\ k_{sj} \left(L_1 + 2L_2 \cos \left(2\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right) & \text{if } (i,j) = (1,2), (2,1), (2,4), (4,2) \\ k_{sj} \left(L_1 + 2L_2 \cos \left(2\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right) & \text{if } (i,j) = (1,3), (3,1), (3,4), (4,3) \end{cases}$$

$$\begin{bmatrix} \alpha_{s1} \\ \alpha_{s2} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta_s} \begin{bmatrix} R_{s44} \left[R_{s41} I_q + \frac{2\omega \psi_m (1-x)}{P} + \omega I_d L_1 (k_{s41} - k_{s42}) - \omega I_d L_2 \left(\frac{k_{s41}}{2} - 2k_{s42} \right) \right] \\ + \left(\omega k_{s44} L_1 - \frac{\omega k_{s44} L_2}{2} \right) \left[-R_{s41} I_d + \omega I_q L_1 (k_{s41} - k_{s42}) - \omega I_q L_2 \left(\frac{k_{s41}}{2} - 2k_{s42} \right) \right] \\ R_{s44} \left[-R_{s41} I_d + \omega I_q L_1 (k_{s41} - k_{s42}) - \omega I_q L_2 \left(\frac{k_{s41}}{2} - 2k_{s42} \right) \right] \\ + \left(\omega k_{s44} L_1 + \frac{\omega k_{s44} L_2}{2} \right) \left[R_{s41} I_q - \omega I_d L_1 (k_{s41} - k_{s42}) + \omega I_d \right] \end{bmatrix} \quad (8)$$

where $\Delta_s = R_{s44}^2 - \omega^2 k_{s44}^2 \left(\frac{1}{4} L_2^2 - L_1^2 \right)$

$$k_{s11} = 1 + \frac{2(x^2-1)}{P(1-\gamma)} + \frac{4\gamma(1-x)}{P(1-\gamma)},$$

$$k_{s12} = k_{s21} = k_{s13} = k_{s31} = -\frac{1}{2} + \frac{1-x}{P},$$

$$k_{s22} = k_{s33} = 1, \quad k_{s23} = k_{s32} = -\frac{1}{2},$$

$$k_{s14} = k_{s41} = -\frac{2(1-x)\gamma}{P(1-\gamma)} + \frac{2x(1-x)}{P(1-\gamma)},$$

$$k_{s24} = k_{s42} = k_{s34} = k_{s43} = -\frac{1-x}{P}, \quad k_{s44} = \frac{2(1-x)^2}{P(1-\gamma)}.$$

x 는 건강한 $a1$ 와인딩에서 정상 권선비율, γ 는 슬롯에서 동일한 슬롯으로 미치는 상수를 나타내며, 관련 상수에 대한 자세한 설명은 참고문헌 [2]에 표현 되어있다. 식(2)와 SPM모터의 고장모델과의 차이점은 \mathbf{L}_s 에서 나타나게 된다. SPM모터의 경우 회전자의 위치와 관계없이 일정한 인덕턴스크기를 가지지만, IPM모터는 위치에 따라 달라지게 된다. 따라서 기존의 SPM모델에서 위치에 따라 달라지는 식(1)의 돌극성이 추가된 형태로 모델링 하였다.

IPM모터 고장감지를 위해서는 모터의 제어가 주로 이루어지는 동기좌표계에서 해석을 하는 것이 유리한 측면이 있다. 식(2)의 수식을 동기좌표계로 변환하기 위해서는 현재의 복잡한 수식에서는 어렵게 되므로, 입력 상전류가 아래 식(3)-(5)와 같이 평형전류(Balanced current)라고 가정하여 수식을 단순화 시킨다.

$$i_a = -I_q \sin\theta + I_d \cos\theta, \quad (3)$$

$$i_b = -I_q \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + I_d \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right), \quad (4)$$

$$i_c = -I_q \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + I_d \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right). \quad (5)$$

식(3)-(5)에서 I_d , I_q 는 동기좌표계 d-q축 전류를 나타낸다. 회전자의 속도가 일정하다고 가정할 때, 턴쇼트 고장이 있는 모터에서 식(2)의 등호 오른쪽 두 번째 항은 평형전류(기본파)와 돌극성 인덕턴스(2차 하모닉) 곱으로 나타나므로, 3차 하모닉 전압 성분을 발생시켜 3차 하모닉의 i_f 를 발생시킨다. 3차 하모닉의 i_f 는 다시 5차 하모닉 전압/전류를 발생시켜서, 이러한 과정이 계속발생되면서 고주파 하모닉이 성분이 계속해서 생성되는

것을 알수 있다. 본 논문에서는 3차 이상의 하모닉 성분의 경우에는 기본과성분에 비하여 상대적으로 작은 양이므로, 수식의 단순화를 위하여 다음과 같이 하모닉 전류성분이 없다고 가정하였다.

$$\begin{aligned} i_f &= \alpha_{s1}\sin\theta + \alpha_{s2}\cos\theta + \alpha_{s3}\sin3\theta + \alpha_{s4}\cos3\theta \\ &\quad + \alpha_{s5}\sin5\theta + \alpha_{s6}\cos5\theta + \dots \\ &\approx \alpha_{s1}\sin\theta + \alpha_{s2}\cos\theta \end{aligned} \quad (6)$$

식(6)에서 $\alpha_{s1}, \alpha_{s2}, \alpha_{s3}, \alpha_{s4}, \alpha_{s5}, \alpha_{s6}$ 는 각 하모닉 성분크기를 나타내는 상수이다.

식 (3)-(6)을 식(2)의 대입하고, 행렬의 4행만을 사인과 코사인항으로 나누면 식 (7)과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} 0 &= \sin\theta \left(-I_q R_{s41} + R_{s44}\alpha_{s1} - \omega L_d L_1 (k_{s41} - k_{s42}) \right. \\ &\quad \left. + \omega L_d L_2 \left(\frac{1}{2}k_{s41} - 2k_{s42} \right) - \omega k_{s44} L_1 \alpha_{s2} \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{2}\omega k_{s44} L_2 \alpha_{s2} - \omega \psi_m (1-x) \frac{2}{P} \right) \\ &\quad + \cos\theta \left(I_d R_{s41} + R_{s44}\alpha_{s2} - \omega L_q L_1 (k_{s41} - k_{s42}) \right. \\ &\quad \left. - \omega L_q L_2 \left(\frac{1}{2}k_{s41} - 2k_{s42} \right) + \omega k_{s44} L_1 \alpha_{s1} \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{2}\omega k_{s44} L_2 \alpha_{s1} \right) \end{aligned} \quad (7)$$

식(7)은 식(2)-(6)에서 속도, 전류값들이 모두 정상상태일때를 가정하고 유도되었다. 사인과 코사인은 서로 직교함수(Orthogonal function)이므로, 어떠한 회전자의 위치 θ 에 상관없이 식(7)이 만족하려면, 각 괄호안의 수식이 0이 되어야 한다. 따라서, 식(7)의 괄호안의 수식을 0으로 만드는 α_{s1}, α_{s2} 를 식(7)에서 구하면 식(8)과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s11} & 0 & 0 & R_{s14} \\ 0 & R_{s22} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_{s33} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \end{bmatrix} + \omega \psi_m \begin{bmatrix} -(1 - (1-x)2/P)\sin\theta \\ -\sin(\theta - 2\pi/3) \\ -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} + L_1 \begin{bmatrix} k_{s11} & k_{s12} & k_{s13} & k_{s14} \\ k_{s21} & k_{s22} & k_{s23} & k_{s24} \\ k_{s31} & k_{s32} & k_{s33} & k_{s34} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} &+ L_2 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} -k_{s11}\cos2\theta & 2k_{s12}\cos(\theta - 2\pi/3) & 2k_{s13}\cos(\theta + 3\pi/3) & -k_{s14}\cos2\theta \\ 2k_{s21}\cos(\theta - 2\pi/3) & -k_{s22}\cos(\theta + 3\pi/3) & 2k_{s23}\cos2\theta & 2k_{s24}\cos(\theta - 2\pi/3) \\ 2k_{s31}\cos(\theta + 3\pi/3) & 2k_{s32}\cos2\theta & -k_{s33}\cos(\theta - 2\pi/3) & 2k_{s34}\cos(\theta - 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} V_{de}^+ \\ V_{qe}^+ \end{bmatrix} &= \frac{1}{3} \begin{bmatrix} (R_{s11} + 2R_{s22})I_d + R_{s14}\alpha_{s2} + \omega L_1(k_{s14} - k_{s24})\alpha_{s1} + \omega L_1(-k_{s11} + 2k_{s12} - 2k_{s22} + k_{s23})I_q \\ (R_{s11} + 2R_{s22})I_q - R_{s14}\alpha_{s1} + \omega L_1(k_{s14} - k_{s24})\alpha_{s2} \\ + \omega L_1(k_{s11} - 2k_{s12} + 2k_{s22} - k_{s23})I_d + \left(3 - \frac{2(1-x)}{P}\right)\omega \psi_m \end{bmatrix} \\ &+ \omega \frac{L_2}{6} \begin{bmatrix} (-k_{s11} + 8k_{s12} - 2k_{s22} + 4k_{s23})I_q + (k_{s14} - 4k_{s24})\alpha_{s1} \\ (-k_{s11} + 8k_{s21} - 2k_{s22} + 4k_{s23})I_d + (-k_{s14} + 4k_{s24})\alpha_{s2} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_{de}^- \\ V_{qe}^- \end{bmatrix} &= \frac{1}{3} \begin{bmatrix} (R_{s11} - R_{s22})I_d + R_{s14}\alpha_{s2} + \omega L_1(k_{s14} - k_{s24})\alpha_{s1} + \omega L_1(-k_{s11} + 2k_{s12} + k_{s22} - 2k_{s23})I_q \\ -(R_{s11} + 2R_{s22})I_q + R_{s14}\alpha_{s1} - \omega L_1(k_{s14} - k_{s24})\alpha_{s2} + \omega L_1(-k_{s11} + 2k_{s12} - 2k_{s22} + k_{s23})I_d + \frac{2(1-x)}{P}\omega \psi_m \end{bmatrix} \\ &+ \omega \frac{L_2}{6} \begin{bmatrix} (-k_{s11} + 2k_{s12} + k_{s22} - 2k_{s23})I_q + (k_{s14} + 2k_{s24})\alpha_{s1} \\ (k_{s11} - 2k_{s21} - k_{s22} + 2k_{s23})I_d + (k_{s14} + 2k_{s24})\alpha_{s2} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (12)$$

운전속도, 전류, 모터파라미터, 고장정보가 있게 되면, 상수 α_{s1}, α_{s2} 가 구해져 식(6)을 만족하는 고장전류를 구할 수 있다.

식(2)의 1-3번째 행을 다시 정리하면 아래 식(9)와 같다. 등호의 오른쪽의 1-3번째 항은 SPM모터의 톨쇼트 고장 모델링과 같으며, 4 번째 항이 돌극성을 나타내는 항으로 본 논문에서 추가로 모델링 되었다. 따라서 기존의 동기좌표계에서의 SPM모터 톨쇼트 고장모델에 돌극성을 동기좌표계로 변환한 후 합산하면 최종 고장 모델을 만들 수 있다. 식 (10)은 상전압과 동기좌표계에서 정상성분 (Positive sequence) 전압, 역상성분 (Negative sequence) 전압 사이의 변환관계식을 나타낸다. 식(10)을 이용하여 돌극성 전압성분을 정상/역상 동기좌표계로 변환하면 아래 식 (11)과 (12)와 같이 유도 된다.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \mathbf{T} \mathbf{e}^{-\mathbf{J}\theta} \begin{bmatrix} V_{de}^+ \\ V_{qe}^+ \end{bmatrix} + \mathbf{T} \mathbf{e}^{\mathbf{J}\theta} \begin{bmatrix} V_{de}^- \\ V_{qe}^- \end{bmatrix}, \quad (10)$$

$$\text{여기서, } \mathbf{T} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 - \sqrt{3}/2 & \end{bmatrix}, \quad \mathbf{e}^{\mathbf{J}\theta} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix}.$$

식(11)과 (12)는 각각 정상, 역상 동기좌표계에서의 IPM모터의 최종 전압모델을 나타낸다. 식(11)과 (12)의 등호 오른쪽 첫 번째항은 SPM모터모델에서 가져온 것이고, 두 번째항은 IPM모터의 돌극성에 의한 영향을 나타낸다.

IPM모터의 톨크는 영구자석에 의한 마그네틱토크

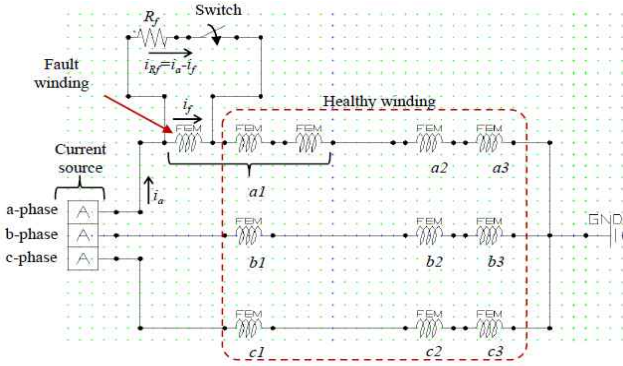


Fig. 2. FEM circuit model.

TABLE I
MOTOR SPECIFICATION

Items	Value
Pole number	6
Rated phase current	$10 A_{peak}$
Rated phase to phase voltage	$27 V_{rms}$
Inductance L_1	$702 \mu H$
Inductance L_2	$147 \mu H$
Phase resistance R	0.129Ω
Coupling factor γ	0.15135
Turn short resistance R_f	0.01Ω
Healthy turn ration x	0.5833

(Magnet torque)와 돌극성에 의한 릴럭턴스토크 (Reluctance torque)의 둘로 나뉜다. 턴쇼트 고장이 있는 상태에서 마그네틱토크는 SPM모터 모델에서 유도되어 있으므로, 릴럭턴스 토크를 본 논문에서 유도하여 그 합을 통하여 전체 토크식을 유도한다. 릴럭턴스 토크는 고정자의 코일에서 자속을 발생시키는 등가 d축 전류와 q축 전류를 구하여야한다. a상에 턴쇼트 고장이 있는 것을 가정하였으므로, 전체 a상 코일에 도통되는 전류를 구하고 이를 동기좌표계로 변환하여 식(13)과 같이 자속을 발생시키는 등가 전류 I_{de} , I_{qe} 를 유도 할 수 있다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} I_{de} \\ I_{qe} \end{bmatrix} &= \frac{2}{3} e^{j\theta} \mathbf{T} \begin{bmatrix} i_a - \frac{2}{P}(1-x)i_a + \frac{2}{P}(1-x)i_f \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \frac{4}{3P}(1-x)\cos\theta(I_q\sin\theta - I_d\cos\theta + i_f) + I_d \\ -\frac{4}{3P}(1-x)\sin\theta(I_q\sin\theta - I_d\cos\theta + i_f) + I_q \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} T &= \underbrace{\frac{3P}{4} I_q \psi_m}_{\text{마그네틱토크}} - (1-x)\psi_m \sin\theta(-i_a + i_f) - \underbrace{\frac{3P}{4} L_d L_q I_{de} I_{qe}}_{\text{릴럭턴스토크}} \\ &= \frac{3P}{4} I_q \psi_m - (1-x)\psi_m \sin\theta(-i_a + i_f) - \frac{27P}{16} (L_1^2 - L_2^2) I_d I_q + \frac{9}{4} (L_1^2 - L_2^2) I_d (1-x) \sin\theta(-i_a + i_f) \\ &\quad - \frac{9}{4} (L_1^2 - L_2^2) I_q (1-x) \cos\theta(-i_a + i_f) + \frac{3}{2P} (L_1^2 - L_2^2) (1-x)^2 \sin 2\theta(-i_a + i_f)^2 \end{aligned} \quad (14)$$

TABLE II
DIFFERENCE BETWEEN FEM SIMULATION AND PROPOSED MODEL (FIG. 3)

Speed [rpm]	I_q [A]	Error rate between model and FEM [%]					
		V_{de}	V_{qe}	$ V_e $	$I_d - \alpha_{s2}$	$I_q - \alpha_{s1}$	$ i_{rf} $
2000	0	6.3	0.2	1.5	3.8	2.4	3.3
	5	5.5	0.8	2.1	4.7	2.6	3.3
	10	2.2	2.4	0.7	6.2	2.2	2.8
2500	0	6.9	1.2	2.1	4.3	1.6	3.5
	5	6.1	0.4	2.6	5.3	2.1	3.5
	10	2.8	1.1	1.3	6.6	2.1	3.1
3000	0	7.2	1.8	2.5	4.6	0.7	3.6
	5	6.3	1.1	2.9	5.6	1.6	3.6
	10	3.1	0.2	1.6	6.8	1.7	3.2
3500	0	7.3	2.2	2.7	4.6	0.3	3.7
	5	6.4	1.6	3.0	5.7	1.0	3.7
	10	3.3	0.4	1.9	6.8	1.3	3.3
4000	0	7.4	2.5	2.9	4.6	1.4	3.7
	5	6.4	1.9	3.1	5.7	0.4	3.7
	10	3.4	0.8	2.0	6.8	0.9	3.3

TABLE III
DIFFERENCE BETWEEN FEM SIMULATION AND PROPOSED MODEL (FIG. 4)

θ_l [deg.]	I_s [A]	Error rate between model and FEM [%]					
		V_{de}	V_{qe}	$ V_e $	$I_d - \alpha_{s2}$	$I_q - \alpha_{s1}$	$ i_{rf} $
60	0	7.3	2.2	2.7	4.6	0.3	3.7
	5	6.0	2.4	3.3	6.5	1.2	4.6
	10	5.5	2.5	3.9	10.2	2.4	5.4
45	0	7.3	2.2	2.7	4.6	0.3	3.7
	5	6.0	2.1	3.2	6.5	1.3	4.4
	10	5.4	1.7	3.7	10.0	2.2	4.6
30	0	7.3	2.2	2.7	4.6	0.3	3.7
	5	6.1	1.9	3.1	6.3	1.2	4.1
	10	5.1	1.3	3.4	9.1	1.9	4.1
15	0	7.3	2.2	2.7	4.6	0.3	3.7
	5	6.3	1.7	3.1	6.0	1.1	3.9
	10	4.2	0.9	2.7	8.0	1.6	3.6
0	0	7.3	2.2	2.7	4.6	0.3	3.7
	5	6.4	1.6	3.0	5.7	1.0	3.7
	10	3.3	0.4	1.9	6.8	1.3	3.3

식(13)을 통해서 릴럭턴스토크를 포함한 전체 토크식을 식(14)와 같이 유도된다. 식(14)의 등호 오른쪽 1, 2 번째는 항은 마그네틱토크를 나타내고, 나머지 항들은 릴럭턴스토크를 나타낸다. 식(14)에서 보는 바와 같이 턴

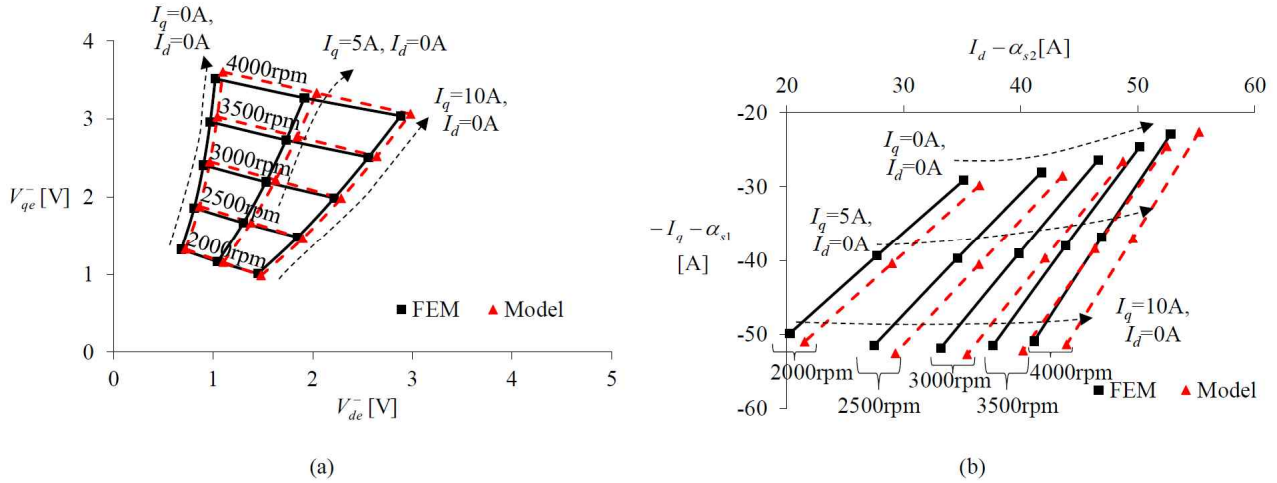


Fig. 3. Comparison result of model and FEM simulation (a) negative sequence voltage, (b) cosine and sine term magnitude of fault resistor current $i_{rf} = i_a - i_f$ for various speed and $\theta_l = 0$ using FEM simulation and proposed model for a turn short fault in the a-phase winding.

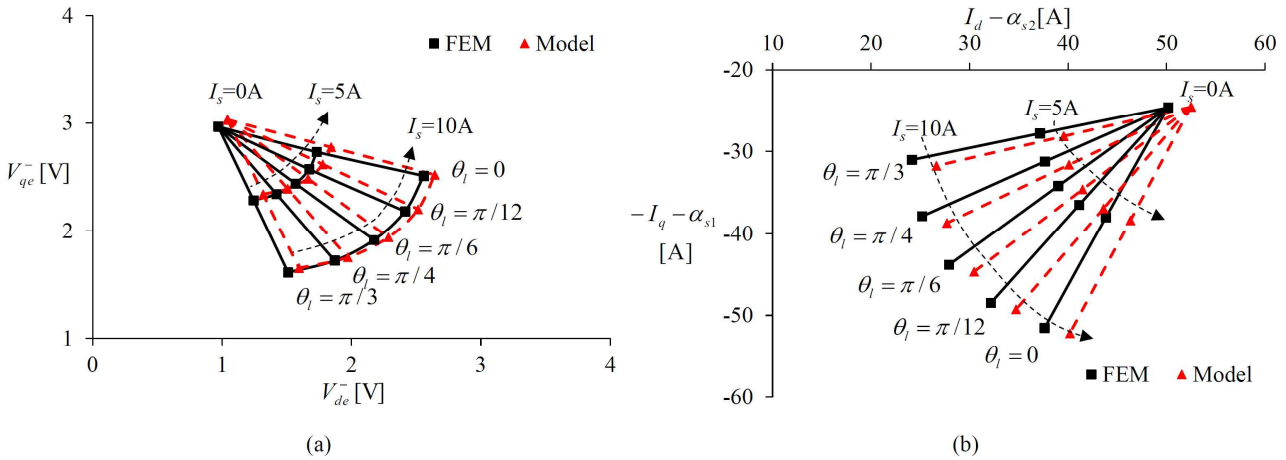


Fig. 4. Comparison result of model and FEM simulation (a) negative sequence voltage, (b) cosine and sine term magnitude of fault resistor current $i_{rf} = i_a - i_f$ at 3500rpm and $\theta_l = 0, \pi/12, \pi/6, \pi/4, \pi/3$ using FEM simulation and proposed model for a turn short fault in the a-phase winding.

쇼트 고장이 발생하면 SPM모터의 경우에는 기본과 토크리플이 존재하지만, IPM모터의 경우에는 기본과 토크리플이 존재하지 않거나 2차의 고조파와 토크리플이 존재하게 된다. 또한, 고장전류의 고조파를 무시하지 않게 되면 높은 고조파성분의 토크리플 또한 계산될 수 있다.

3. 모델검증을 위한 시뮬레이션

턴쇼트 고장모델을 검증하기 위하여 FEM (Finite Element Method) 시뮬레이션과 실험을 진행하였다. FEM 시뮬레이션은 JMAG을 이용하였으며, 그림 2는 회로 모델을 나타낸다. 회로 모델에서 a1 와인딩을 세부분으로 나눈 후에 한 와인딩에 Switch를 병렬로 연결하고 ON/OFF함으로써 턴쇼트 고장발생 또는 정상상태를

시뮬레이션 할 수 있도록 구현하였다. 표1은 모터와 턴쇼트 고장 파라미터를 보여준다.

그림 3과 4는 턴쇼트 고장이 있을 때 FEM 시뮬레이션과 제안된 모델을 통한 계산결과를 비교한 것이다. 그림 4에서 전류각 θ_l 과 전류크기 I_s 는 다음 식을 만족한다.

$$I_d = -I_s \sin \theta_l, \quad I_q = I_s \cos \theta_l, \quad I_s = \sqrt{I_d^2 + I_q^2} \quad (15)$$

그림 3(a)과 그림 4(a)는 역상전압성분을 동기좌표계 d-q영역에서 비교하고 있으며, 그림 3(b)와 그림 4(b)는 고장저항으로 도통되는 고장전류 i_{rf} 의 사인, 코사인 항의 크기를 비교하고 있다. 그림 3에서는 d축전류를 0으로 가정하고 q축 전류 I_q 의 크기와 속도의 변화에 따른

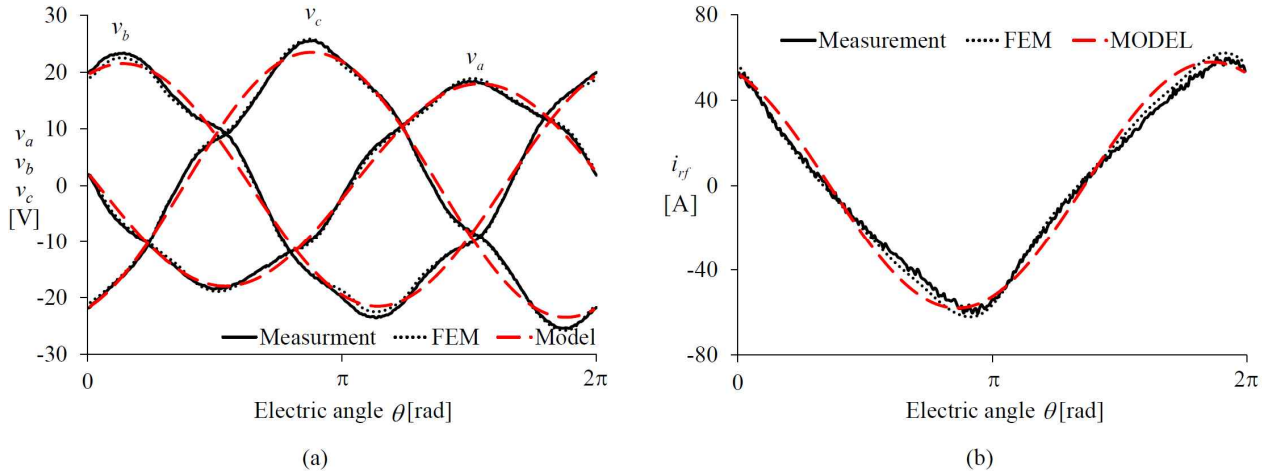


Fig. 6. Series winding connection IPMSM (a) three phase terminal voltage, (b) Fault resistor current i_{rf} at 3500rpm, $R_f = 0.01\Omega$, $x = 0.5833$ with measurement, FEM simulation, and proposed model for a turn short fault in the a-phase winding.

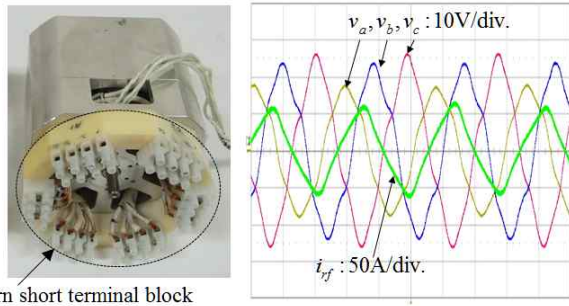


Fig. 5. picture of IPMSMs with turn short fault terminal block and three-phase voltage and fault current measurement results at 3500rpm, $R_f = 0.01\Omega$, $x = 0.5833$.

FEM 시뮬레이션 결과와 모델기반 계산결과의 차이를 비교하였다. 그림 4에서는 속도를 3500rpm으로 고정하고 동기좌표계에서 전류각 θ_i 에 따른 FEM 시뮬레이션 결과와 모델기반 계산결과의 차이를 관찰하였다. 그림 3과 4에서 FEM 시뮬레이션 결과와 모델기반 계산결과가 거의 일치함을 관찰 할 수 있으므로, 제안된 턴쇼트 고장모델이 정확한 것을 알 수 있다. 두 결과의 차이를 수치적으로 확인하기 위하여 표2와 표3에서 에러를 정리하여 표시하였다. 여기서 $V_e = |V_{dc} + jV_{qe}|$ 이다.

4. 실험

그림 5는 실험 구성을 보여준다. 모터의 뒷면에 터미널 블락을 설치하고 권선작업을 통하여 턴쇼트 고장을 외부에서 임의로 만들 수 있도록 구성하였다. 본 논문에서 제안된 모델의 정확성을 검증하기 위하여 외부에서 모터를 강제적으로 회전시키고, 모터 상전압을 통한 Back-EMF를 측정하고, 턴쇼트 고장저항의 전류 i_{rf} 를

측정하여 이를 모델의 결과와 비교하였다. 그림 6은 비교한 그림을 보여 주는 것으로, 측정된 결과, FEM 시뮬레이션결과, 제안된 모델의 계산 결과를 동시에 보여주고 있다. 그림 6(a)는 Back-EMF, (b)는 고장저항 전류의 측정 및 계산결과를 비교하였다. 측정된 Back-EMF와 FEM 시뮬레이션은 하모닉성분까지 일치하는 것을 관찰 할 수 있었으나, 계산결과는 기본파성분의 크기는 일치하나 고차 하모닉 성분에서는 차이를 보인다. 고차 하모닉 성분은 모터 설계 시부터 Back-EMF성분에 존재하는 성분이 큰 부분을 차지하고, 여기에 고장에 의해서 발생하는 작은 양의 하모닉 성분이 합쳐져서 관찰되고 있다. 턴쇼트에 의한 하모닉 성분은 역상동기좌표계에서의 전압성분이 기본파 크기이므로, 이보다 더 작은 크기의 성분이다. 따라서 고장의 정도가 아주 심하지 않을 경우를 제외하고 역상동기좌표계전압 식(12)의 크기가 작기 때문에, 대부분 모터가 원천적으로 가지는 하모닉 성분의 양에 비해 턴쇼트 고장에 의해서 발생하는 하모닉 성분은 아주 작다. 고장저항 전류에서도 기본파 성분은 거의 일치하지만, 고차 하모닉에서는 차이를 보였다.

5. 결론

본 연구에서는 턴쇼트 고장이 있는 IPM모터의 모델을 제안하였다. 제안된 모델은 동기좌표계에서 정상상태 (Steady state)의 전압 방정식과 토크식을 유도한 것으로, FEM 시뮬레이션과 실험을 통하여 그 정확성을 보였다. 개발한 모델은 고장시 발생하는 역상전압, 토크리플, 내부 고장전류를 모델링하여, 다양한 모델기반의 영구자석형 모터의 고장진단, 고장대응운전 알고리즘개발에 사용될 수 있을 것이다.

이 논문은 2014학년도 경북대학교 신입교수정착 연구비에 의하여 연구되었음

References

- [1] S. Y. Jung, J. Hong, and K. Nam, "Current minimizing torque control of the IPMSM using Ferrari's method," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 28, No. 12, pp. 5603-5617, Dec. 2013.
- [2] B. G. Gu, J. H. Choi, and I. S. Jung, "Development and analysis of inter-turn short fault model of PMSMs with series and parallel winding connections," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 29, No. 4, pp. 2016-2026, Apr. 2014.
- [3] P. O'Donnel, and Coordinating author, "Report of large motor reliability survey of industrial and commercial installations-Part 1," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-21, No. 4, pp. 853-864, Jul./Aug. 1985.
- [4] P. O'Donnel, and Coordinating author, "Report of large motor reliability survey of industrial and commercial installations-Part 2," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-21, No. 4, pp. 865-872, Jul./Aug. 1985.
- [5] O. V. Thorsen and M. Dalva, "A survey of faults on induction motors in offshore oil industry, petrochemical industry, gas terminals, and oil refineries," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 31, No. 5, pp. 1186-1196, Sep./Oct. 1995.
- [6] A. Gandhi, T. Corrigan, and L. Parsa, "Recent advances in modeling and online detection of stator interturn faults in electrical motors," *IEEE Trans. Industrial Electron.*, Vol. 58, No. 5, pp. 1564-1575, May 2011.
- [7] R. M. Tallam, T. G. Habetler, and R. G. Harley, "Stator winding turn-fault detection for closed-loop induction motor drives," *IEEE Trans. Industry Appl.*, Vol. 39, No. 3, pp. 720-724, May/June 2003.
- [8] M. A. Awadallah, M. M. Morcos, S. Gopalakrishnan, and T. W. Nehl, "A neuro-fuzzy approach to automatic diagnosis and location of stator inter-turn fault in CSI-Fed PM brushless DC motors," *IEEE Trans. Energy Conv.*, Vol. 20, No. 2, pp. 253-259, Jun. 2005.
- [9] K. H. Kim, B. G. Gu, and I. S. Jung, "Online fault-detecting scheme of an inverter-fed permanent magnet synchronous motor under stator winding shorted turn and inverter switch open," *IET Electric Power Appl.*, Vol. 5, No. 6, pp. 529-539, Jul. 2010.
- [10] B. Vaseghi, B. Nahid-Mobarakh, N. Takorabet, and F. Meibody-Tabar, "Inductance identification and study of PM motor with winding turn short circuit fault," *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 47, No. 5, pp. 978-981, May 2011.
- [11] I. Jeong, B. J. Hyon, and K. Nam, "Dynamic modeling

and control for SPMSMs with internal turn short faults," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 28, No. 7, pp. 3495-3508, Jul. 2013.



구본관(具本琯)

1976년 2월 6일생. 1998년 경북대 공대 전 자공학과 졸업. 2000년 포항공대 전기전자공학과 졸업(석사). 2005년 동 대학원 졸업(공학박). 2005년~2007년 LG전자 선임연구원. 2007년~2014년 전자부품연구원 책임연구원. 2014년~현재 경북대 에너지공학부 조교수.