

IPMSM의 선간단락고장에 따른 새로운 $d-q$ 등가회로

Simplified $d-q$ Equivalent Circuit of IPMSM Considering Inter-Turn Fault State

강 봉 구* · 허 진*

(Bong-Gu Kang and Jin Hur)

Abstract - The inter-turn fault (ITF) causes the negative sequence components in the $d-q$ voltage equation due to an increase in the unbalance of three-phase input currents. For this reason, $d-q$ voltage equation become complicate as the voltage equation is classified into positive and negative components. In this study, we propose a simplified $d-q$ equivalent circuit of an interior permanent magnet synchronous motor under ITF state. First, we proposed modeling method for $d-q$ current based on the finite element method simulation results. Then, we developed the simplified $d-q$ equivalent circuit by applying the proposed $d-q$ current modeling.

Key Words : Inter-turn fault, IPMSM, Voltage equation, Equivalent circuit

1. 서 론

매입형영구자석동기모터(IPMSM)는 좋은 출력특성과 상대적으로 높은 효율뿐만 아니라 구조적 안정성으로 전기자동차나 항공기와 같은 다양한 분야에서 많이 사용되고 있다. 특히 최근에는 전기자동차와 하이브리드 자동차에 대한 높은 관심은 모터에 대한 높은 강건성과 신뢰성이 중요한 요소로 대두되고 있어 모터의 고장에 대한 대응 및 관련연구가 증대되고 있다. [1-4]

이러한 모터의 고장 중 고정자 권선고장은 모든 타입의 전기 모터에서 발생하는 고장이며 특히 고정자 절연파괴로 인해서 인근한 권선 간에 발생하는 선간단락고장(ITF: Inter-turn fault)은 전체 고장발생 비율 중 약 21%로 빈번하게 발생하는 고장 중 하나이다.[2] 코일의 절연 파괴로 인하여 ITF가 발생하면 단락된 권선에 높은 순환전류가 흘러 높은 열이 발생하며 그로인해 다른 권선의 절연도 파괴시켜 고장이 빠른 속도로 확산된다.

ITF로 인해 발생하는 대표적인 현상은 고장이 발생한 상의 코일 턴 수의 감소 및 쇄교자속의 변화에 의한 저항 및 인덕턴스의 변화와 단락된 권선으로 구성된 폐회로에 유도되는 순환전류의 발생이다. 이러한 현상으로 인해서 모터입력전류의 불평형이 발생하고 대칭 좌표법에 의해 역상분(negative sequence)성분과 영상분(zero sequence)성분이 발생하게 된다.

이러한 역상분과 영상분 성분은 모터의 특성에 나쁜 영향을 미칠 뿐만 아니라, 정상분 성분을 기준으로 $d-q$ 변환하여 적용되

는 모터의 제어 시에 이러한 성분이 고려되지 않아, 모터를 제어할 수 없을 뿐만 아니라, 특성을 급격하게 악화시키는 원인이 된다. 즉 모터의 고정자 권선고장 등이 발생하였을 때, 고장의 원인을 검출하고, 이로부터 고장의 악화를 최소화 하면서 고장대응을 위한 시간의 확보를 위해서는 이러한 고장을 고려한 모터의 모델링이 무엇보다 중요하다.

따라서 모터의 고장 시에 발생하는 특성변화를 고려한 등가회로의 구성은 정상상태에서의 모터의 제어뿐만 아니라 고장 발생 시에 모터의 특성변화를 고려한 고장대응 제어에 필수적인 요소이다. 이러한 IPMSM의 고장을 고려한 등가회로의 구성에 있어 $d-q$ 축 변환 시 전압방정식이 정상분과 역상분으로 나누어져 수식이 매우 복잡해질 뿐만 아니라 단락된 권선에 의한 폐회로에 발생하는 순환전류에 의한 영향으로 기존의 $d-q$ 축 변환 수식을 이용한 고장 등가회로를 구성하기 힘들다. 특히 순환전류는 측정이 불가능하여 몇 가지 가정을 통한 계산으로 값을 얻는 방법이 있으며 많은 연구자들이 역상분 성분을 분리 계산하여 모델링하는 방법을 사용하였다. [5-7]

[5]에서는 표면자석동기모터(SPM)의 고장을 정상분과 역상분으로 분리하여 두 개의 제어기를 사용하여 제어하는 방법을 제안하였고, [6]에서는 모터의 자기회로를 고려하여 고장상태에서 저항과 인덕턴스를 계산하고 Y결선에서 영상분 전류가 0임을 가정하여 순환전류를 계산하여 모터의 고장상태를 권선법에 따라 직렬권과 병렬권 두 가지 형태로 동기좌표계에서 전압방정식과 토크식을 유도하여 모델링하였다. 이렇게 기존에 보고된 고장 방정식들은 정확도는 높으나 필요한 모터 파라미터가 매우 많고 수식이 복잡하며 대칭좌표법에 의해 정상분과 역상분으로 분리된 방정식이 나오기 때문에 $d-q$ 등가회로로 만들기가 매우 어려워 간단하게 모터의 고장상태의 파라미터 변화를 파악하기위해 사용하거나 대략적인 값을 추측하기에 사용하기 좋지 않다.

+ Corresponding Author : Dept. of Electrical and Electronic Engineering, Incheon University, Korea.
E-mail: jinhur@inu.ac.kr

* Dept. of Electrical and Electronic Engineering, Ulsan University, Korea .

Received : July 11, 2016; Accepted : July 29, 2016

본 논문에서는 $d-q$ 축 파라미터와 고장비율을 이용하여 정상분과 역상분을 분리하지 않고 사용할 수 있는 간략화된 새로운 $d-q$ 축 고장 등가회로를 제안한다. 우선, 전압방정식을 간단히 만들기 위하여 정상분과 역상분을 고려한 새로운 $d-q$ 축 전류 모델링 방법을 제안하였다. 그리고 모델링된 $d-q$ 축 전류 식을 이용하여 전압방정식을 만들었고 순환전류에 의한 영향을 수식적으로 계산하여 역자계 항이라 정의하였다. 이를 이용하여, ITF상태에서도 성립하는 새로운 $d-q$ 축 전압 방정식과 등가회로를 제안한다.

2. 선간단락고장 (ITF: Inter-turn fault)

2.1 선간단락고장(ITF)의 특성

A상에 ITF가 발생하였을 때의 3상권선 회로를 그림 1에 나타내었다. as1과 as2는 각각 정상과 단락 권선을 나타내며 i_s 는 단

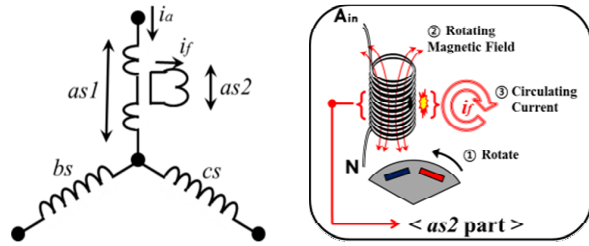
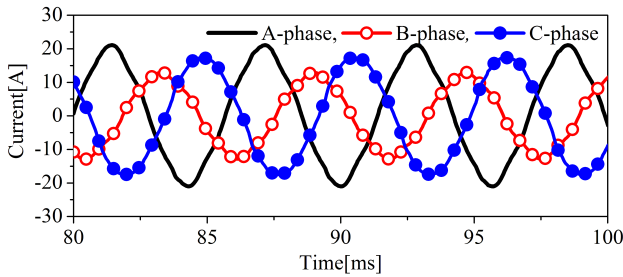
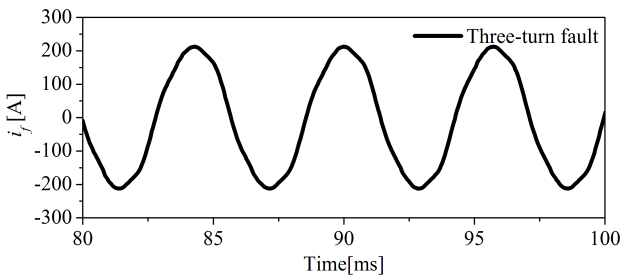


그림 1 ITF 모델
Fig. 1 ITF Model



(a) 3턴 고장시의 3상전류



(b) 3턴 고장시의 순환전류(i_f)

그림 2 ITF 발생 시 전류과정
Fig. 2 Current at ITF

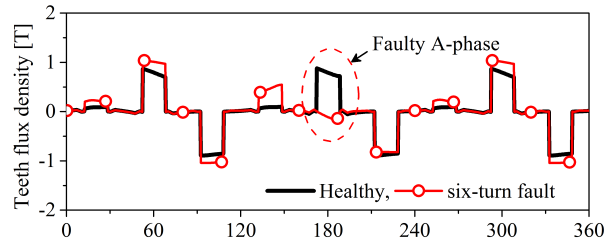


그림 3 치 자속 밀도 분포
Fig. 3 Distribution of teeth flux density

락권선 as2에 흐르는 순환전류를 나타낸다. 고장이 발생하면 고장이 발생한 상의 턴 수 감소에 의한 as1부분의 저항 및 인덕턴스의 변화가 발생하고, 이로 인해 그림 2(a)에서와 같이 3상전류의 불평형이 발생한다. 또한, 고장 초기단계(3턴 고장)에서는 낮은 단락권선 저항으로 인해 단락권선 as2에는 그림 2(b)에서와 같이 매우 큰 단락 전류가 발생하는데 본 논문에서는 이를 순환전류(i_f)라고 정의하였다. 높은 순환전류는 과도한 열을 야기하기 때문에 고장을 매우 빠르게 확산시키고 순환전류에 의해서 발생하는 자속은 주 자속과 반대방향으로 발생하기 때문에 그림 3에서와 같이 치 자속 밀도 분포(teeth flux density distribution)를 왜곡시킨다. 이로 인해 공극자속밀도 및 3상전류의 불평형을 더욱 악화시킨다. 본 논문에서는 이를 역자계 현상이라고 정의한다.

2.2 선간단락고장(ITF)의 성분변화

고장이 발생한 상의 턴 수 감소에 의한 저항 및 인덕턴스 변화를 살펴보면 저항 R 은 코일의 양에 의해 발생하기 때문에 턴 수에 비례하고 인덕턴스 L 은 아래의 식 (1)에 의해 턴 수의 제곱에 비례 한다. [8],[10],[11]

$$\begin{aligned} N_i &= R_m \psi, \psi = \frac{N_i}{R_m} \\ \lambda &= Li = N_i \psi \\ L &= \frac{\lambda}{i} = \frac{N_i \psi}{i} = \frac{N_i^2}{i R_m} = \frac{N^2}{R_m} \end{aligned} \quad (1)$$

여기서 N 은 코일 턴수, i 는 전류, R_m 은 자기 저항, ψ 은 자속, λ 는 쇄교자속이다.

한 상의 정상 턴 수를 N_a , 고장 턴 수를 N_f 라고 하였을 때, 고장 비율 x 는 식 (2)와 같이 얻을 수 있으며 이를 이용하여 고장발생 시의 저항과 인덕턴스를 식 (3)과 같이 계산할 수 있다. 상호 인덕턴스 또한 식 (4)에서와 같이 턴 수 변화를 이용하여 구할 수 있다.

$$\frac{N_a - N_f}{N_a} = x \quad (2)$$

$$R_{af} = x R_a, L_{af} = x^2 L_a \quad (3)$$

$$M = \frac{\mu N_1 N_2 A}{l} \cos \theta \quad (4)$$

이렇게 구한 고장비율과 저항 그리고 인덕턴스 사이의 관계식들을 ITF모델에 적용하여 A상에 대한 행렬식으로 풀어보면 식 (5), (6)과 같다. 인덕턴스 L_a 는 정상상태의 자기 인덕턴스를 의미하고 M_a 는 상호 인덕턴스를 의미 하며 l_a 는 누설 인덕턴스, L_r 은 누설을 제외한 자기인덕턴스의 평균값, L_2 는 인덕턴스의 진폭을 의미한다. 이 관계식을 식 (7)에 나타내었다.

$$R_s = \begin{bmatrix} xR_a & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_a & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_a & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_f \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$L_s = \begin{bmatrix} x^2L_a & xM_a & xM_a & x(1-x)L_a \\ xM_a & L_a & M_a & (1-x)M_a \\ xM_a & M_a & L_a & (1-x)M_a \\ x(1-x)L_a & (1-x)M_a & (1-x)M_a & (1-x)^2L_a \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$L_a = L_1 - L_2 \cos\theta + l_a, M_a = -\frac{1}{2}L_1 - L_2 \cos\theta \quad (7)$$

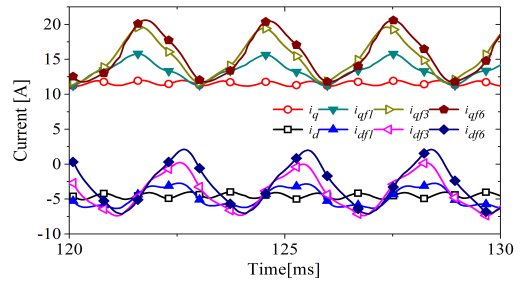
ITF에 따른 3상전류와 순환전류를 적용하여 고장 전압 방정식을 구성해 보면 아래 식 (8)과 같다. 고장이 발생한 상의 역기전력은 고장이 발생한 A상과 같은 위치를 가지고 턴 수에 따라 감소된다. 하지만 순환전류 값은 코일내부에서 발생하는 값이라 측정이 불가능하며 다양한 조건을 가정한 계산방법으로 얻을 수 있는데 수식이 매우 복잡하다. 특히, $d-q$ 변환을 하면 수식이 정상분(positive sequence)과 역상분(negative sequence)성분으로 분리되어 매우 복잡지기 때문에 기존의 정상상태에서의 등가회로와 같이 간단한 $d-q$ 등가회로로 만들기 어렵다.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \\ V_f \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} L_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \end{bmatrix} + \omega \psi \begin{bmatrix} x \sin\theta \\ \sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) \\ \sin(\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ (x-1)\sin\theta \end{bmatrix} \quad (8)$$

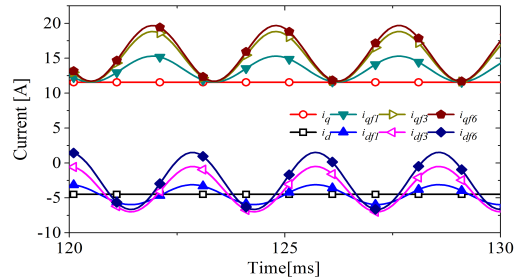
3. $d-q$ 전류 모델링

기존의 정상상태에서의 $d-q$ 등가회로와 같이 간단히 활용할 수 있는 ITF가 고려된 $d-q$ 등가회로를 만들기 위해서 FEM 시뮬레이션 결과를 이용한 새로운 $d-q$ 전류 모델링 방법을 제안한다.

$$\begin{aligned} i_{df} &= i_d + i_{fd(av)} + \frac{i_{fd(pk-pk)}}{2} \cos\theta + a_1 \cos 3\theta + \dots \\ &= i_d + i_{fd(av)} + \frac{i_{fd(pk-pk)}}{2} \cos\theta \\ i_{qf} &= i_q + i_{fq(av)} + \frac{i_{fq(pk-pk)}}{2} \cos(\theta + \frac{\pi}{2}) + a_1 \cos(3\theta + \frac{\pi}{2}) + \dots \\ &= i_q + i_{fq(av)} + \frac{i_{fq(pk-pk)}}{2} \cos(\theta + \frac{\pi}{2}) \end{aligned} \quad (9)$$



(a) FEA에 의한 $d-q$ 전류



(b) 모델링에 의한 $d-q$ 전류

그림 4 $d-q$ 전류 파형 비교

Fig. 4 Comparison of $d-q$ current

그림 4(a)를 보면 정상상태에서는 3상전류가 평형하기 때문에 $d-q$ 전류도 일정하다. 하지만 ITF가 발생하면 3상전류가 왜곡되어 역상분과 영상분 전류가 발생하며 $d-q$ 전류에 진동성분이 발생한다. 따라서 그림 5에서와 같이 $d-q$ 전류를 정지좌표계로 나타내면 고장 비율에 따른 $d-q$ 전류 왜곡현상을 확인할 수 있다. ITF 발생 시 $d-q$ 전류 값을 FFT(fast Fourier transform)으로 고조파 성분을 확인해보면 그림 6과 같이 회전주파수의 두 배인 주파수에서 정현파성분을 가지며 고차항의 성분은 크지 않음을 확인할 수 있으며 이를 이용하여 푸리에 급수 전계를 하여 정상 일 때의 전류 값에 고장으로 발생하는 전류 값으로 분리하고 고장으로 발생하는 항의 고차항 부분을 무시하여 식 (9)와 같이 $d-q$ 전류를 모델링하였다. d 축과 q 축의 진폭의 크기는 거의 같아 식 (10)과 같이 하나의 항으로 사용하였고 $d-q$ 전류 수식을 간략하게 만들기 위한 식 (11)에서 i_{fd} , i_{fq} 는 고장에 의해 발생한 항을 말하며, 식 (12)에서 식을 정상 성분과 고장 성분으로 분리하여 간략화 하여 정의하였다. 그림 4(b)는 제안된 전류모델링 수식으로 계산한 결과 값이다. 고조파 성분을 제거하여서 기존의 파형과 모양의 차이는 있지만 전류의 크기와 파형의 양상이 동일

$$\frac{i_{fd(pk-pk)}}{2} \approx \frac{i_{fq(pk-pk)}}{2} = i_{fp} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} i_{fd} &= i_{d(av)} + i_{fp} \cos\theta \\ i_{fq} &= i_{q(av)} + i_{fp} \cos(\theta + \frac{\pi}{2}) \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} i_{df} &= i_d + i_{fd}, \quad i_{fd} = i_{df} - i_d \\ i_{qf} &= i_q + i_{fq}, \quad i_{fq} = i_{qf} - i_q \end{aligned} \quad (12)$$

하며 수식을 간략함으로써 이용하기 용의하다.[9],[12]

4. d-q 등가회로

4.1. 제안한 전류 식을 이용한 전압방정식

일반적인 d-q 전압방정식 식 (13)에 고장 전류를 적용시키면 식 (14)과 같다 하지만 이 방정식은 고장된 수에 의한 저항, 인덕턴스 값의 변화와 특히 고장 시 발생하는 역 자계 현상의 영향 때문에 성립되지 않는다.

$$\begin{aligned} v_d &= R_a i_d - \omega_m L_q i_q + L_d \frac{di_d}{dt} \\ v_q &= R_a i_q - \omega_m L_d i_d + L_q \frac{di_q}{dt} + E_q \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} v_{df} &= R_a i_{df} - \omega_m L_q i_{qf} + L_d \frac{di_{df}}{dt} \\ v_{qf} &= R_a i_{qf} - \omega_m L_d i_{df} + L_q \frac{di_{qf}}{dt} + E_q \end{aligned} \quad (14)$$

여기서 V_d, V_q 는 d-q축 입력 전압이고 V_{df}, V_{qf} 는 기존의 전압방정식에 고장전류만을 대입한 경우의 값이다. i_d, i_q 는 d-q 전류이며, i_{df}, i_{qf} 는 고장상태의 d-q 전류를 의미하며 E_q 는 역기전압의 최대 값을 의미한다. 이 식은 고장 턴 수에 대한 영향과 역 자계성분이 고려되지 않아 방정식이 성립되지 않는다. 이 전압방정식을 완전하게 만들기 위해 우선 고장 턴 수의 변화에 따른 파라미터들을 계산해야한다. 앞에서 정의한 고장비율 x 를 사용하여 계산한 식 (5)와 식 (6)의 저항과 인덕턴스 값을 d-q 변환하여 식 (15), (16)로 근사적으로 정의하였다.

$$R_{df} = \frac{1}{3}(x+2)R_a, E_{df} = \frac{1}{3}(x+2)E_q \quad (15)$$

$$L_{df} = \frac{1}{3}(x^2+2)L_d, L_{qf} = \frac{1}{3}(x^2+2)L_q \quad (16)$$

여기서 R_{df}, E_{df}, L_{df} , 그리고 L_{qf} 는 고장상태의 변화된 파라미터 값을 의미한다. 이렇게 구한 고장 파라미터 식 (15), (16)과 모델링한 전류 식 (11)을 전압방정식에 적용한 후 정상 상태의 값을 항의 앞쪽으로 정리하면 식 (17)과 같다. 식 (17)에서 고장상태에서의 전압방정식이 성립하려면 좌측항과 우측항의 계산이 같아야 하는데 계산해보면 식이 성립되지 않는다. 그 이유는 4상 방정식

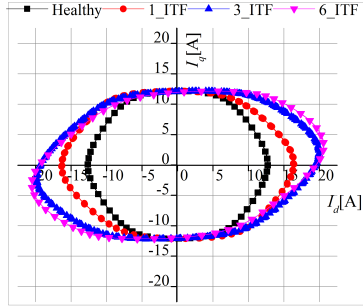
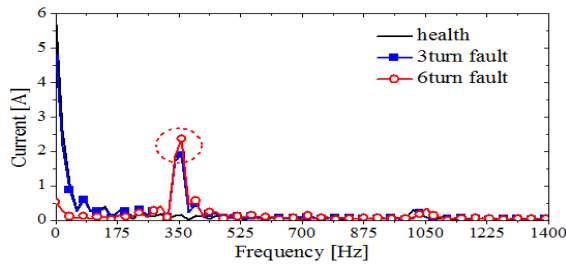
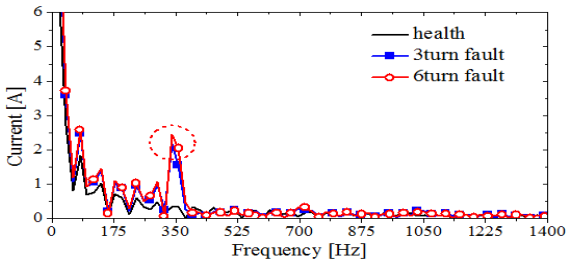


그림 5 정지좌표계에서 d-q 전류 변화 파형 비교
Fig. 5 Comparison of d-q current locus



(a) d축 전류 FFT결과(3500rpm)



(b) q축 전류 FFT결과(3500rpm)

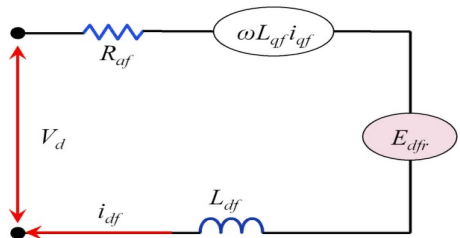
그림 6 d-q 전류 FFT 결과 비교
Fig. 6 Comparison of d-q current FFT results

$$\begin{aligned} V_d &= R_a i_d - \omega L_q i_q + R_a i_{df(avg)} + \frac{1}{2} R_a i_{fp} \cos \theta - \frac{1}{3} x R_a i_{df(avg)} - \frac{1}{6} x R_a i_{fp} \cos \theta - \omega L_q i_{qf(avg)} \\ &\quad - \frac{1}{2} \omega L_q i_{fp} \cos(\theta + \frac{\pi}{2}) + 2x \omega L_q i_{qf(avg)} + x \omega L_q i_{fp} \cos(\theta + \frac{\pi}{2}) - \omega x^2 L_q i_q - \omega x^2 L_q i_{qf(avg)} \\ &\quad - \frac{1}{2} \omega x^2 L_q i_{fp} \cos(\theta + \frac{\pi}{2}) + L_d \frac{d}{dt} (\frac{1}{2} i_{fp} \cos \theta) - 2x L_d \frac{d}{dt} (\frac{1}{2} i_{fp} \cos \theta) + x^2 L_d \frac{d}{dt} (\frac{1}{2} i_{fp} \cos \theta) \\ V_q &= R_a i_q + \omega L_d i_d + E_q + R_a i_{qf(avg)} + \frac{1}{2} R_a i_{fp} \cos(\theta + \frac{\pi}{2}) - \frac{1}{3} x R_a i_q - \frac{1}{3} x R_a i_{qf(avg)} - \frac{1}{6} x R_a i_{fp} \cos(\theta + \frac{\pi}{2}) \\ &\quad + \omega L_d i_{df(avg)} + \frac{1}{2} \omega L_d i_{fp} \cos \theta - 2x \omega L_d i_d - 2x \omega L_d i_{df(avg)} - x \omega L_d i_{fp} \cos \theta + \omega x^2 L_d i_d + \omega x^2 L_d i_{df(avg)} \\ &\quad + \frac{1}{2} \omega x^2 L_d i_{fp} \cos \theta + L_q \frac{d}{dt} (\frac{1}{2} i_{fp} \cos(\theta + \frac{\pi}{2})) - 2x L_q \frac{d}{dt} (\frac{1}{2} i_{fp} \cos(\theta + \frac{\pi}{2})) \\ &\quad + x^2 L_q (\frac{1}{2} i_{fp} \cos(\theta + \frac{\pi}{2})) - \frac{1}{3} x E_q \end{aligned} \quad (17)$$

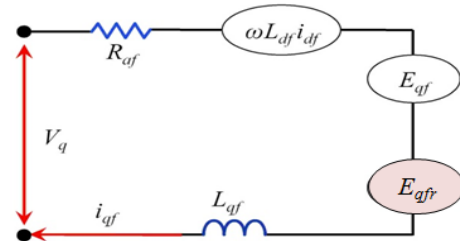
인 식 (8)에서 4번째 상인 고장 상을 포함하지 않은 정상일 때와 동일한 3상을 기준으로 d - q 변환을 하여서 고장전류 i_f 에 의한 영향이 고려되지 않아 역자계 항이 없기 때문이다. 따라서 고장 파라미터를 적용하였을 때에도 전압방정식이 성립하도록 위의 식을 이용하여 역자계 항을 계산하였다. 식 (18)은 역자계 항을 정리하여 정의한 것이다. i_{df} 와 i_{qf} 는 식 (12)에서 정의된 값을 사용하였다. 최종적으로 전압방정식에 고장 파라미터들을 적용하고 역자계항을 추가하면 ITF 상태에 적용할 수 있는 d - q 전압 방정식을 식 (19)을 정의할 수 있다.

4.2. 간략화된 d - q 등가회로

제안된 고장 d - q 전압방정식 (19)를 이용하여 등가회로를 구성하면 그림 7과 같다. 추가된 역자계항 식 (18)은 교류성분을 가진 전압원으로 동작한다. d - q 축에서 입력되는 전압은 직류성분인데 고장발생시 교류성분을 가지는 전류가 발생하는 것은 교류 입력이 있다는 것이고 그 입력을 앞에서 정의한 역자계항에서 발생시켜 고장 등가회로를 성립한다. 다른 고장 파라미터들은 앞



(a) d 축 등가회로



(b) q 축 등가회로

그림 7 d - q 등가회로

Fig. 7 d - q equivalent circuit

$$E_{df_r} = -\frac{1}{3}xR_a i_{df} + \frac{2-x}{3}x\omega L_q i_{qf} + \left(1 - \frac{1}{3}x\right)R_a i_{fd} - \omega L_q \left(1 - \frac{2-x}{3}x\right) i_{fq} + \left(1 - \frac{2-x}{3}x\right)L_d \frac{di_{fd}}{dt} \quad (18)$$

$$E_{qf_r} = -\frac{1}{3}xR_a i_{qf} - \frac{2-x}{3}x\omega L_q i_{df} + \left(1 - \frac{1}{3}x\right)R_a i_{fq} - \omega L_q \left(1 - \frac{2-x}{3}x\right) i_{fd} + \left(1 - \frac{2-x}{3}x\right)L_q \frac{di_{fq}}{dt}$$

$$v_d = R_{af} i_{df} - \omega_m L_{qf} i_{qf} + L_{df} \frac{di_{df}}{dt} - E_{df_r} \quad (19)$$

$$v_q = R_{af} i_{qf} + \omega_m L_{df} i_{df} + L_{qf} \frac{di_{qf}}{dt} + E_{qf} - E_{qf_r}$$

에서 정의한 고장비율에 따른 식 (15), (16)을 따른다.

5. 시뮬레이션 결과

그림 8은 시뮬레이션에 사용한 IPM모터 모델이며 사양은 표 1에 나타내었다. 모터사양의 수치들은 FEA 시뮬레이션을 통해 구하였고 제안한 등가회로를 확인하기 위해 그림 9에서와 같이 ANSYS Corp.의 SIMPLORER 시뮬레이션 회로도를 이용하였다.

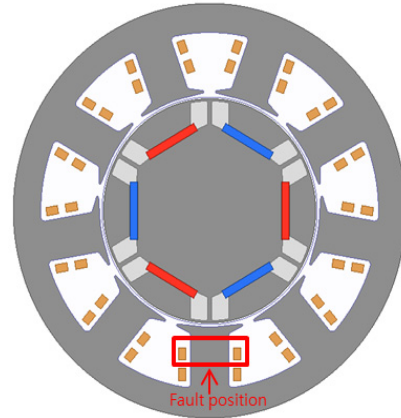


그림 8 해석 모델

Fig. 8 Analysis model

표 1 모터 사양

Table 1 Motor spec.

Item	Value	Unit
Rated Power	400	W
Rated Speed	3500	rpm
Rated torque	1	N-m
DC linkage voltage	48	V
Slot/poles number	9/6	slot/pole
Turns per phase	72	turn
Stator resistance	0.07	Ω
Stator inductance	0.52	mH

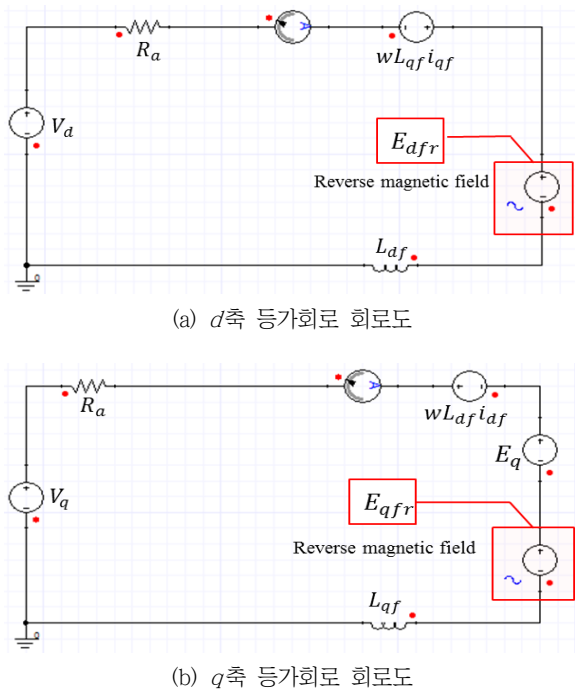


그림 9 SIMPLORER 시뮬레이션 회로도
Fig. 9 Circuit for SIMPLORER simulation

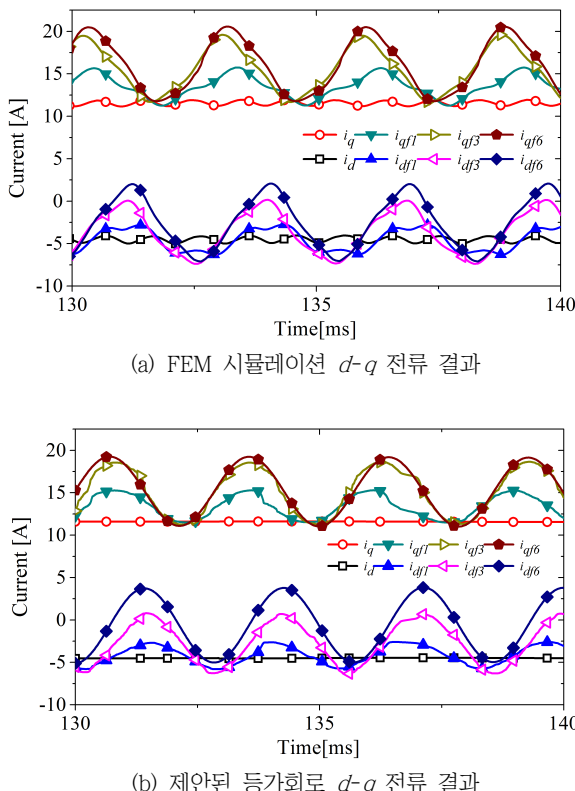


그림 10 d - q 전류 결과 비교
Fig. 10 Comparison of d - q current results

그림 10의 FEM 시뮬레이션을 한 결과와 등가회로로 구성한 회로의 d - q 전류 값 결과를 보면 고차 고조파성분을 무시하여 근사화하였기 때문에 파형의 모양의 차이가 발생하며 저항과 인덕터스 또한 d - q 변환을 하였을 때 수식을 간략화 하기위해 무시한 값들이 있어 오차가 발생하나 제안된 회로의 평균값과 진폭의 크기를 비교해보면 오차율이 대부분 10% 미만이며 크기 또한 매우 작아서 허용 가능한 오차이다. 다만 턴 수가 증가할수록 d 축의 평균값의 오차율이 증가하나 높은 턴 수의 고장은 이미 고장이 많이 진행되어 모터가 완전히 파괴된 상태이므로 고려하지 않았다. 결과적으로 낮은 턴 수의 고장 상태(8.34% 이하)에서 제안된 등가회로의 수식을 적용 할 수 있음을 확인하였다.

6. 결 론

본 논문은 IPMSM의 ITF고장에 대해서 분석하고 고장상태에서 적용될 수 있는 새로운 d - q 등가회로를 제안하였다. 제안한 방법은 기존의 제어에서 주로 사용하는 3상변환을 그대로 사용하고 고장에 의해 발생한 순환전류를 모델링한 전류식을 이용하여 역자계 항으로 정의하여 전압방정식에 추가하여 ITF고장을 고려한 d - q 전압방정식을 만들었으며, 이렇게 만들어진 d - q 전압 방정식은 기존의 전압방정식의 형태와 유사하여 간단하게 역자계 항이 추가된 d - q 등가회로를 구성할 수 있다.

제안된 등가회로를 이용하면 간단한 계산으로 권선고장에 따른 영구자석 모터의 특성 파라미터를 구할 수 있고 고장이 증가함에 따른 양상을 확인해 볼 수 있다.

또한 고장 발생 시 기존의 등가회로에 의한 전압방정식을 이용한 전류제어 시에 모터의 고장을 더욱 급격하게 악화시키게 되는데, 제안된 고장권선을 고려한 등가회로는 영구자석모터의 고장대응제어시에도 유용하게 적용될 수 있다.

감사의 글

본 연구는 산업통상자원부(MOTIE)와 한국산업기술평가관 리원(KEIT)의 산업원천기술개발사업에서 지원을 받아 수행한 연구 과제입니다. (No. 10062426)

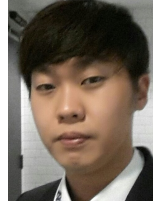
본 연구는 산업통상자원부(MOTIE)와 한국에너지기술평가원(KETEP)의 지원을 받아 수행한 연구 과제입니다. (No. 20162010103940)

References

[1] J. Hur, "Characteristic analysis of interior permanent magnet synchronous motor in electro-hydraulic power steering system," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 55, no.

- 6, pp. 2316–2322, Jun. 2008.
- [2] S. Nandi, et. al., “Condition Monitoring and Fault Diagnosis of Electrical Motors — A Review” IEEE Trans. Energy Conversion., vol. 20, no. 4, pp. 719-729, Dec. 2005.
- [3] “Report of large motor reliability survey of industrial and commercial installations, part I”, IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-21, no. 4, pp. 853-864, 1985
- [4] A. Bonnett and C. Yung, “Increased efficiency versus increased reliability,” IEEE Ind. Appl. Mag., vol. 14, no. 1, pp. 29–36, Feb. 2008.
- [5] I-S Jeong, et al. “Dynamic modeling and control for SPMSMs with internal turn short fault” IEEE Trans. Power Electron., vol. 28, no. 7, Jul. 2013.
- [6] B-G. Gu, et al., “Development and analysis of interturn short fault model of PMSMs with series and parallel winding connections” IEEE Trans. Power Electron., vol. 29, no. 4, pp 2016–2026 Apr 2014.
- [7] M. A. Cash, T. G. Habetler and G. B. Kliman “Insulation failure prediction in AC machines using line-neutral voltages” IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 34, no. 6, pp. 1234-1239, 1998.
- [8] S.-C. Yang “Online Turn Fault Detection of Interior Permanent-Magnet Machines Using the Pulsating-Type Voltage Injection” IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 52, pp. 2340–2349, May. 2016.
- [9] Bo Yin, “An Output-Power-Control Strategy for a Three-Phase PWM Rectifier Under Unbalanced Supply Conditions” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 55, no. 5, pp. 2140–2151, May. 2008.
- [10] Nicolas Leboeuf, et. al. “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] Vaseghi. B, et. al., “Inductance Calculations in Permanent-Magnet Motors Under Fault Conditions” IEEE Trans. Magn., vol. 48, no. 10, pp. 2605–2616, Oct 2012.
- [12] Chul-Oh Yang, et. al., “Study on Distortion Ratio Calculation of Park’s Vector Pattern for Diagnosis of Stator Winding Fault of Induction Motor” KIEE trans. Vol. pp.643-649, Apr, 2012

저 자 소 개



강 봉 구 (Bong-Gu Kang)

2015년 울산대학교 전기공학부 졸업, 공학
학사, 2015년~현재, 울산대학교 대학원 전기
공학부 석사과정.



허 진 (Jin Hur)

1999년 공학박사, 한양대(전기공학), 1999
년~2000년 Texas A&M Univ. Postdoctoral
Research Associate, 2000년~2001년 한양대
연구교수, 2002년~2008년 전자부품연구원
지능메카트로닉스연구센터장/책임연구원,
2008년~2015년 울산대 전기공학부 부교수,
2015년~현재, 인천대 전기공학부 교수, 학생
처장.