

신재생 에너지 적용을 위한 고효율 영구자석 동기 전동/발전기의 해석 및 설계

논문

60-5-8

Analysis and Design of high-efficiency Permanent Magnet Synchronous Motor/Generator for Renewable Energy Application

유 대 준* · 김 일 중†
(Dae-Joon You · Il-Jung Kim)

Abstract - In renewable energy system such as flywheel energy storage system, wind power and solar power, the motor/generator is the important key for offering the electric energy to the electric loads. For example, the heavy and large flywheel is rotated by electromagnetic torque of permanent magnet synchronous motor (PMSM) and, in case of a breakdown of electric current, the PMSM used as generator supplies electric energy for the various electric utilities using mechanical rotation energy of the flywheel. Thus, design of a motor/generator should be performed in effort to reduce cogging torque and electromagnetic loss for high efficiency. In our paper, a slotless permanent magnet synchronous motor/generator (SPMSM/G) with output power 15kW at the rotor speed 18000rpm is designed from electromagnetic analysis and dynamic performance analysis. In analytical approach, design parameters such as back electro-motive force (back EMF), inductance and electromagnetic torque are derived from analytical method which is one of the electromagnetic analysis method. And using the design parameters, this paper deal with system design considering the driving characteristics and electric load in required power. Finally, the analytical results are verified by the experiment and finite element method (FEM).

Key Words : High efficiency motor/generator, Magnetic field analysis, Design parameters, Slotless

1. 서 론

최근 플라이휠 에너지 저장 시스템, 풍력 발전 시스템, 태양열 에너지 시스템 등과 같은 신재생 에너지 시스템의 응용과 연구가 활발해짐에 따라 에너지 변환의 핵심 부품이라 할 수 있는 전동발전기에 대한 고효율 설계의 필요성이 대두되고 있다. 고속 영구자석 기기에 관한 연구는 영국의 Atallah, Zhu, Howe가 마찰에 의한 용접 시스템에 20,000rpm, 1.3kW 용량의 슬롯형 영구자석 전동기를 적용한 경우를 비롯하여 슬롯리스 영구자석 기기에 대해 다루었으며, Isao Takahashi는 150,000rpm, 1.5kW를 갖는 기기에 관한 연구를 수행하였다[6,7,8]. 또한 플라이휠 에너지 저장 시스템을 위한 전동발전기의 연구는 UC. Berkely에서 50,000rpm으로부터 100,000rpm까지의 회전속도를 갖는 30kW급 계자권선형 단극 유도 전동/발전(Homopolar Inductor M/G)의 설계에 대해 진척한 바 있고, Texas Austin에서 40,000rpm, 250kW급 영구자석 동기 전동/발전기의 손실 해석이 진행되었다[2][5]. 그 외에 Hofmann, Sanders, Fukao는 동기형 릴럭턴스 전동발전기를 Merritt, Post는 영구자석 회전자 자화 배열을 해석/설계된 바 있다[3][9].

그러나 현재까지 신재생 에너지 시스템용 전동/발전기의 연구 사례를 분석해 보면 일반적으로 전동발전기 자체를 유효요소법이나 수치 해석적인 방법을 이용하여 설계하고 전동기의 특성을 해석하는 설계분야 기술과 전동발전기의 회로정수가 단정적으로 주어졌을 경우를 가정하고 신경망이나 퍼지이론 등의 알고리즘과 각종 제어기법 등을 적용하여 제어하는 제어분야 기술로 양분되어 있는 것이 현실이다. 즉 전동발전기를 설계 제작하는 설계엔지니어는 전동기 자체의 설계와 해석을 통한 단품수준에서의 정특성 해석에 주로 관심이 있는 반면에 반대로 전동발전기를 제어하는 제어 엔지니어는 전동발전기의 고유특성 및 성능한계 고려보다는 적용되는 소프트웨어적 알고리즘과 각종 제어변수 조정에 필요한 파라미터 식별을 통한 동특성 해석 등에 연구를 집중하고 있는 것이 대체적인 현실로서 두 분야를 유기적으로 연결해 줄 수 있는 시스템 통합분야에 대한 체계적인 식별과 연구는 많이 부족하여 기술적으로 여러 분야에서 해결해야 할 숙제를 가지고 있다.

따라서 본 논문은 영구자석 전동/발전기(PMSM/G)의 전자기적 특성과 동특성 해석으로부터 설계와 제어의 유기적인 관계를 고려하여 요구된 용량을 만족하기 위한 전동발전기의 시스템 설계에 대해 다룬다.

본 논문의 설계 모델은 18000rpm 15kW급 슬롯리스 영구자석 동기 전동발전기(SPMSM/G)로서 슬롯에 의한 코깅 토크가 존재하지 않으며, 영구자석 회전자에 의한 자계와 고정자 사이에 발생하는 전자기적 손실을 최소화한 고효율 전동/발전기이다. SPMSM/G의 설계를 위한 이론적 배경으로 전

* 정 회 원 : 충남도립청양대학 소방안전관리과 교수

† 교신저자, 정회원 : 호서대학교 기계공학과 교수

E-mail : ijkim@hoseo.edu

접수일자 : 2010년 11월 19일

최종완료 : 2011년 3월 23일

자장 해석을 통한 회로정수의 산출과 동특성 해석을 통한 전동/발전 시스템의 출력용량 산정을 제시한다. 전자장 해석은 영구자석 회전자와 고정자 권선에 의한 자계 특성식을 도출하는 과정으로 원통좌표계(r, θ, z)의 2차원 모델에 있어서 전동/발전기의 설계 변수 최적화를 위한 목적 함수로서 자기벡터 퍼텐셜과 자속 밀도를 계산한다[6,7][10,11]. 여기서 얻어진 자계 특성식은 고정자 코일의 공간적 분포와 함께 인덕턴스 및 역기전력 상수와 같은 회로정수의 산출에 이용된다. 동특성 해석은 시스템 용량 내에서 영구자석 회전을 일정 속도까지 운전하기 위해 요구되는 전류와 토크와의 관계 그리고 전압과 속도와의 관계에 대해 규명하며, 발전시 부하에 따른 출력전력의 특성을 예측한다[12,13,14,15]. 이러한 해석으로부터 SPMSM/G의 설계는 영구자석의 크기와 코일의 턴수에 의해 얻어진다. 영구자석의 최적화된 크기는 공극 내에 자속밀도를 증가시키며, 고정자 권선의 전류에 의한 전력 손실을 최소화 시킬 수 있다. 또한 코일의 턴수 선정에 따른 권선의 쇄교자속은 회전자 속도와의 관계로부터 인버터 전압을 고려한 전동/발전기의 설계 용량을 최적화시킬 수 있다.

그러므로 본 논문은 전자장 해석으로부터 역기전력, 인덕턴스, 토크 등과 같은 회로 정수를 산출하고 동특성 해석으로부터 요구전력 내에서 인버터와 부하를 고려한 영구자석 동기 전동/발전기의 시스템 설계를 다루고 있다. 해석적 방법에 의해 설계된 전동/발전기의 회로 정수 및 동특성 범위는 유한요소법(FEM)과 실험에 의해 검증된다.

2. 영구자석 동기 전동발전기의 전자장 해석

2.1 해석 모델

그림 1은 설계를 위한 영구자석 동기 전동발전기의 전자장 해석 모델을 보여주고 있다. 영구자석 회전자는 표면 부착형으로 2극의 직경방향 자화를 갖으며, 원심력에 의한 영구자석의 변형과 이탈을 방지하기 위한 Sleeve와 Shaft는 비자성체로 구성되어 있다. 또한 고정자는 병렬 도체수 2를 갖는 3상 권선이 이층권으로 이루어져 있으며, 영구자석 회전자와 고정자 코어 사이의 코깁 토크 및 철손을 감소시키기 위하여 고정자 코어는 슬롯리스 형태의 자성체를 채택하였다. 요구된 전동/발전기의 용량은 정격 속도 18000rpm으로 구동시키기 위해 15kW로 선정하였다. 그림 1의 해석 모델에 대한 전자장 해석은 영구자석 자화량과 3상 권선 전류 밀도에 의한 권선 내부의 자계 특성식을 목적으로 하며 각각의 매질이 갖는 자기적 특성은 투자율 μ 에 의해 표현된다. 본 논문에 사용된 영구자석, 공극, 권선 내부의 투자율은 공기와 같은 $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{H/m}$ 값을 가지며, 고정자 코어의 자성체는 무한대의 투자율을 갖는다고 가정하였다. 이러한 해석 모델과 가정에 있어서 전자장 해석은 영구자석과 권선의 전류밀도 모델링으로 시작한다. 그림 1(a)에 사용된 영구자석 NdFeB의 자화량 B_r/μ_0 은 (r, θ, z)의 원통 좌표계에 있어서 수직 M_{rn} , 수평 $M_{\theta n}$ 성분의 2차원 분포를 갖으며, 지수함수 푸리에 급수에 의해 식 (1)과 같이 정의된다. [4][6][7][10][11]

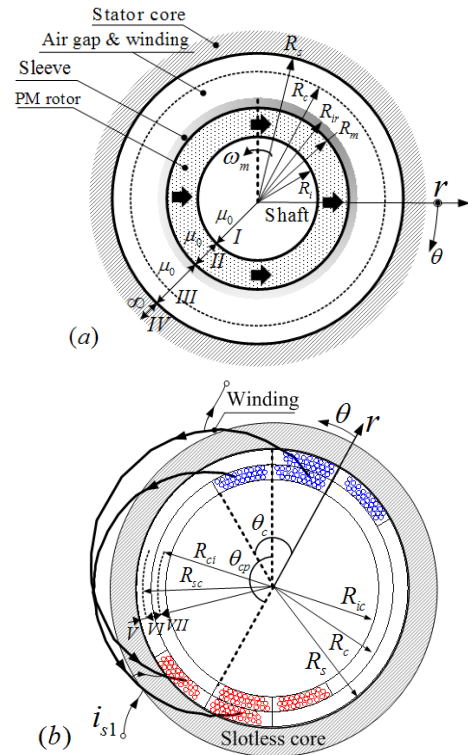


그림 1 전자장 해석 모델: (a) 영구자석 회전자의 해석 모델 및 (b) 슬롯리스 코어를 갖는 3상 권선 고정자의 해석 모델

Fig. 1 Electromagnetic analysis model: (a) Analysis model of PM rotor and (b) Analysis model of 3-phase winding stator with slotless core

$$\begin{aligned} \vec{M} &= \text{Real}(M_{rn}i_r + M_{\theta n}i_\theta)e^{-jq\theta} \\ &= \text{Real}\left(\frac{B_r}{\mu_0}i_r - \frac{B_r}{\mu_0}e^{j\frac{\pi}{2}}i_\theta\right)e^{-jq\theta} \end{aligned} \quad (1)$$

여기서, B_r 은 잔류자속밀도로서 1.23T의 값을 갖는다. q 는 np_s 로 쌍극수 p_s 와 n 차 고조파의 성분으로 표현되며, 2극을 갖는 직경 자화에 있어서 정현적 분포에 의해 q 는 1의 값을 갖는다.

그림 1(b)의 권선의 전류밀도는 z 방향의 크기에 대해 θ 방향으로 분포하며, 병렬 한상의 지수함수 푸리에 급수는 식 (2)와 같다.[7]

$$\vec{J} = \text{Real}\left[\sum_{n=1}^{\infty} J_{zn}e^{-jq\theta}\right]i_z \quad (2.1)$$

$$J_{zn} = \frac{J_0}{jn\pi}(e^{jn\theta_c} - 1)(1 - e^{jn\theta_{cp}}) \quad (2.2)$$

여기서, 전류밀도 J_0 (A/m²)의 값은 이층권의 단층권 등가 모델링으로부터 상단과 하단 권선의 평균값에 해당되는

$\frac{Ni_{s1}}{\pi(R_{sc}^2 - R_{ca}^2)} \frac{2\pi}{\theta_c}$ 로 표현되며, θ_c , N , i_{s1} 는 코일 길이, 상당 턴수, 병렬 한 상 전류를 각각 의미한다. 또한 R_{sc} , R_{ca} 는 그

림 1(b)의 실제 이층권 분포에 대해 코일 면적을 계산하기 위한 평균 코일 분포의 외반경과 내반경을 각각 나타낸다.

2.2 자계 특성식

영구자석과 권선에 의한 자계 분포 특성식은 Maxwell 방정식으로 부터 자기 벡터퍼텐셜 \vec{A} 의 도입에 의해 얻어진다. 해석 모델의 각 영역(I~ VII)에서 자속밀도 \vec{B} 와 자계 \vec{H} 는 매질의 투자율에 의해 관계를 가지며, 자기 벡터퍼텐셜은 영구자석과 권선 영역에서 포아송 방정식, 공극 영역에서 라플라스 방정식에 의해 식 (3)과 같다. [6][7]

$$\begin{aligned} \nabla^2 \times \vec{A} &= 0 \dots\dots\dots (\text{공극 내부}) \\ \nabla^2 \vec{A} &= -\mu_0 (\nabla \times \vec{M}) \dots (\text{영구자석 내부}) \\ \nabla^2 \vec{A} &= -\mu_0 \vec{J} \dots\dots\dots (\text{권선 내부}) \end{aligned} \quad (3)$$

식 (3)에 대한 원통 좌표계의 미분방정식은 자기 벡터 퍼텐셜 $\vec{A} = A_{zn}(r)e^{-jq\theta}i_z$ 의 정의로부터 식 (4)로 표현된다.

$$\begin{aligned} \frac{d^2 A_{zn}}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{dA_{zn}}{dr} - q^2 \frac{A_{zn}}{r^2} &= 0 \\ \frac{d^2 A_{zn}}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{dA_{zn}}{dr} - q^2 \frac{A_{zn}}{r^2} &= -\mu_0 \frac{jq}{r} M_n \\ \frac{d^2 A_{zn}}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{dA_{zn}}{dr} - q^2 \frac{A_{zn}}{r^2} &= -\mu_0 J_{zn} \end{aligned} \quad (4)$$

여기서 M_n 은 영구자석 자화 수직, 수평성분에 의해 $M_{rn} - jM_{\theta n}$ 으로 얻어진다. 또한, 식 (4)에 대한 자기 벡터 퍼텐셜의 일반해는 공극 영역에서는 라플라스 방정식의 해로서 영구자석 및 권선 영역에서는 포아송 방정식의 해로써 식 (5)와 같이 계산된다.

$$A_{zn}^{(air)}(r) = [A^{I,III,V,VII}r^q + B^{I,III,V,VII}r^{-q}] \quad (5a)$$

$$A_{zn}^{(pm)}(r) = -[A^{II}r^q + B^{II}r^{-q} - j\frac{1}{2}\mu_0 M_n r \ln(r)]_{q=1} \quad (5b)$$

$$A_{zn}^{(coil)}(r) = [A^{VI}r^q + B^{VI}r^{-q} + r^2 \frac{\mu_0 J_{zn}}{q^2 - 4}]_{q \neq 2} \quad (5c1)$$

$$A_{zn}^{(coil)}(r) = [A^{VI}r^q + B^{VI}r^{-q} - r^2 \ln(r) \frac{\mu_0 J_{zn}}{4}]_{q=2} \quad (5c2)$$

여기서, $A_{zn}^{(pm)}(r)$ 과 $A_{zn}^{(coil)}(r)$ 는 영구자석 자화량에 의한 영구자석 내부의 자기 벡터퍼텐셜과 코일의 전류밀도에 의한 코일 내부의 자기 벡터퍼텐셜을 각각 의미한다. 또한 $A^I \sim B^{VII}$ 는 자기 회로 구성에 따른 각 매질의 계수로서 자기적 경계 조건에 의해 얻어진다. 식 (5)의 자기 벡터 퍼텐셜은 $\vec{B} = \nabla \times \vec{A}$ 관계에 의해 자속 밀도 특성식을 식 (6)과 같이 유도한다.

$$\vec{B} = \frac{1}{r} \begin{vmatrix} i_r & r i_\theta & i_z \\ \frac{\partial}{\partial r} & \frac{\partial}{\partial \theta} & \frac{\partial}{\partial z} \\ 0 & 0 & A_{zn} e^{-jq\theta} \end{vmatrix} = \frac{-jq}{r} A_{zn} e^{-jq\theta} i_r - \frac{\partial}{\partial r} A_{zn} e^{-jq\theta} i_\theta \quad (6)$$

본 논문의 자계 특성식은 그림 1(a)의 영구자석 회전자와 고정자 코어 그리고 그림 1(b)의 고정자 권선과 고정자 코어를 고려한 각각의 자기 회로 구성에 있어서 제시된다. 또한, 매질이 갖는 투자율과 자기적 연속, 불연속성의 경계 조건으로부터 완성된다. 각 영역의 자속밀도 특성식은 회전자와 고정자 코어를 고려한 경계 조건에 의해 완성된다. 본 논문의 해석 모델에 있어서, 회전자 코어(shaft)는 비자성체로 이루어져 있으며, 고정자 코어는 투자율이 ∞ 인 자성체로 구성되어 있다. 그림 1(a)의 영구자석과 고정자 코어의 관계에 있어 공극과 영구자석 내부를 고려한 경계조건은 shaft 중심점의 자기 벡터 퍼텐셜이 존재하지 않음, 각 매질의 수직 자속밀도는 연속적임, 영구자석 표면에 있어서 수평성분의 자속밀도는 비연속적임, 고정자 코어 경계는 무한 투자율에 의해 수평 자속밀도는 존재하지 않음을 이용해 식 (7)과 같이 표현된다.[6][7][10][11]

$$\begin{aligned} r=0 & \quad A_{zn}^{III} = 0 \\ r=R_i & \quad B_{rn}^{II} = B_{rn}^{III} \\ & \quad B_{\theta n}^{II} - B_{\theta n}^{III} = -\mu_0 M_{\theta n} \\ r=R_m & \quad B_{rn}^{II} = B_{rn}^I \\ & \quad B_{\theta n}^{II} - B_{\theta n}^I = -\mu_0 M_{\theta n} \\ r=R_s & \quad B_{\theta n}^I = 0 \end{aligned} \quad (7)$$

여기서 I, II, III은 shaft, 영구자석, 공극 내부를 의미한다. 식 (7)의 경계조건으로부터 영구자석 자화량에 의한 그림 1(a)의 영역 III에 있어서 자기 벡터 퍼텐셜은 식 (8)과 같이 얻어진다.

$$\begin{aligned} r=R_m \sim R_s \text{ 일 때,} \\ A_{zn}^{(air)}(r) = \frac{\mu_0}{2} (j\frac{1}{2}M_n - M_{\theta n})(R_m^2 - R_i^2) (\frac{r}{R_s^2} + r^{-1}) \end{aligned} \quad (8)$$

여기서, $A_{zn}^{(air)}(r)$ 는 영구자석 회전자의 자화량에 의한 공극의 자기 벡터 퍼텐셜을 의미한다. 식(8)을 얻기 위한 과정과 마찬가지로, 그림 1(b)의 권선과 고정자 코어의 관계에 있어서 권선 전류밀도에 의한 자계특성을 위한 공극과 권선 내부를 고려한 경계조건은 권선 경계의 수직, 수평 자속밀도의 연속성에 의해 식 (9)와 같이 얻어진다.

$$\begin{aligned} r=R_s & \quad B_{\theta n}^V = 0 \\ r=R_{sc} & \quad B_{rn}^V = B_{rn}^{VI} \\ & \quad B_{\theta n}^V = B_{\theta n}^{VI} \\ r=R_{ci} & \quad B_{rn}^{VI} = B_{rn}^{VII} \\ & \quad B_{\theta n}^{VI} = B_{\theta n}^{VII} \\ r=0 & \quad A_{zn}^{VII} = 0 \end{aligned} \quad (9)$$

여기서 V, VI, VII은 평균 권선 분포에 의한 고정자 내부

공극, 권선 내부, 회전자 내부 공극을 각각 의미한다. 식 (9)의 경계조건으로부터 권선 전류밀도에 의한 그림 1(b)의 영역 VI에 있어서 등가화된 권선 내부 ($R_{ci} \sim R_{sc}$)의 자기 벡터 퍼텐셜 $A_{zn(coil)}^{(coil)}(r)$ 은 $q \neq 2$ 와 $q = 2$ 일 때의 조건에서 각각 구해진다. 그러므로 등가화된 권선 표면 R_{ci} 에 있어서 전체 수직, 수평 자속밀도는 식 (10)과 같이 표현된다.

$r = R_{ci}$ 일때,

$$B_{rn}(r) = \left[\frac{-j}{r} (A_{zn(pm)}^{(air)}(r) e^{j\theta_0} + A_{zn(coil)}^{(coil)}(r)) \right] e^{-j\theta} \quad (10a)$$

$$B_{\theta n}(r) = \left[-\frac{\partial}{\partial r} (A_{zn(pm)}^{(air)}(r) e^{j\theta_0} + A_{zn(coil)}^{(coil)}(r)) \right] e^{-j\theta} \quad (10b)$$

여기서, θ_0 는 영구자석 회전자의 이동에 따른 고정자 권선의 상대 좌표를 의미한다. 식(10.a)와 식(10.b)의 자속밀도 특성식은 전자기 토크를 얻기 위한 목적함수로서 사용될 수 있으며, 식(10.a)의 영구자석 회전자의 자화량에서 의한 수직 자속밀도 특성식은 고정자 코일과의 관계로 부터 역기전력 특성식을 예측하기 위해 사용된다. 또한, 식(10.a)의 코일에 의한 코일내부의 수직 자속밀도 특성식은 전류와 자계와의 관계로부터 고정자 코일의 인덕턴스 산출에 사용된다.

2.3 회로정수의 산출

영구자석 동기 전동발전기의 한 상에 있어서 전압방정식은 식 (11)와 같이 표현된다.

$$V_s = R_s i_s + \frac{d\lambda}{dt} \quad (11)$$

여기서 V_s , i_s 는 상전압, 상전류이며, R_s , λ 는 상저항, 상당 쇄교자속을 각각 의미한다. 상저항의 경우, 전동 발전기의 정격 구동에 있어서 온도 조건을 고려하면 식 (12)와 같이 계산된다.

$$R_s = \rho(T) \frac{N l_{av}}{S_{coil}} \quad (12)$$

여기서, l_{av} , $\rho(T)$, S_{coil} 은 코일 1개의 1턴 평균길이, 온도에 따른 도체의 저항률, 코일의 단면적을 각각 의미한다. 온도가 고려된 저항률은 식 (13)과 같은 관계를 갖는다.

$$\rho(T) = \rho_0 (1 + \alpha_c (T - T_c)) \quad (13)$$

여기서, T는 권선의 온도 $^{\circ}C$ 이다. 권선의 저항률 ρ_0 는 1.724×10^{-8} 의 값을 가지며 상온 $20^{\circ}C$ 에서 온도계수 α_c 는 4.3×10^{-3} 의 값을 갖는다. 본 논문의 정격전류 시 온도는 $80^{\circ}C$ 로 선정하였다.

쇄교자속 λ 는 영구자석 회전자와 고정자 권선의 전류밀도에 의한 권선 내부의 자속량 Φ 에 있어서 코일 턴수 N 에 유도되는 물리량을 의미하며, 권선 표면의 자속밀도 면적적분 또는 권선 내부의 자기 벡터 퍼텐셜의 선적분에 의해 식

(14)와 같이 얻어진다.[4]

$$\lambda = N \int_s \vec{B} \cdot ds = N \int_s (\nabla \times \vec{A}) \cdot ds = N \int_c \vec{A} \cdot dl \quad (14)$$

식 (14)로부터, 영구자석 회전자에 의한 상당 권선에 쇄교되는 자속은 식(8)의 자기 벡터퍼텐셜의 선적분으로 부터 식 (15)와 같이 구해진다.

$$\lambda_{(pm)} = d_m (\eta_{01} R_{ci} \int_0^{\theta_c} e^{-j\theta} d\theta \int_{R_{ci}}^{R_c} A_{zn(pm)}^{(air)}(r) dr + \eta_{02} R_{sc} \int_{\pi-\theta_c/2}^{\pi+\theta_c/2} e^{-j\theta} d\theta \int_{R_c}^{R_s} A_{zn(pm)}^{(air)}(r) dr) e^{j\theta_0} \quad (15)$$

여기서 d_m 은 전동/발전기의 축방향 길이이며, 자속이 지나가는 권선 당 면적밀도 η_{01} , η_{02} 는 각각 서로 다른 코일 높이에 있어서 $\frac{N}{\pi(R_c^2 - R_{ci}^2)} \frac{2\pi}{\theta_c}$ 와 $\frac{N}{\pi(R_s^2 - R_c^2)} \frac{2\pi}{\theta_c}$ 로 계산된다.

또한, 전류밀도에 의한 권선의 쇄교자속은 코일 높이 R_c 에 있어서 등가 코일 높이의 자기 벡터 퍼텐셜 적분에 의해 식 (16)과 같이 계산된다.

$$\lambda_{(coil)} = d_m \eta_0 \sum_{n=1}^{\infty} R_c \left(\int_0^{\theta_c} e^{-j\theta} d\theta - \int_{\pi-\theta_c/2}^{\pi+\theta_c/2} e^{-j\theta} d\theta \right) \int_{R_{ci}}^{R_{sc}} A_{zn(coil)}^{(coil)}(r) dr \quad (16)$$

여기서, 한 권선 당 면적밀도 η_0 는 등가 코일 높이에 있어서 $\frac{N}{\pi(R_{sc}^2 - R_{ci}^2)} \frac{2\pi}{\theta_c}$ 으로 얻어진다. 식(15)와 식(16)으로부터 영구자석 동기 전동발전기의 영구자석 자화량과 전류밀도에 의한 권선의 전체 쇄교자속은 식(17)과 같이 표현된다.

$$\lambda = \lambda_{(pm)} e^{j\theta_0} + \lambda_{(coil)} \quad (17)$$

식 (17)에 있어서 영구자석 가동자 가 θ 방향으로 회전 운동함에 따라 공극자속이 권선을 쇄교하여 유도되는 상당 역기전력은 쇄교자속의 시간적 변화율에 따라 식 (18)과 같이 얻어진다.

$$E_s = \frac{d\lambda_{(pm)}}{dt} = j\omega_r \lambda_{(pm)} \quad (18)$$

여기서 ω_r 은 영구자석 회전자의 각속도(rad/sec)이며, 역기전력 상수 k_e 는 상당 역기전력의 최대값으로 식 (19)와 같이 표현된다.

$$k_e = \lambda_f = \max(E_s) / \omega_r \quad (19)$$

회전에서 고정자 권선의 인덕턴스는 크게 3성분으로 구성된다. 권선 전류에 의한 자속이 유효공극으로 흐를 때 계산되는 자화성분 인덕턴스 L_m 와 권선의 엔드-턴에서 발생하는 누설자속에 의해 계산되는 누설성분 인덕턴스 L_l , 그리고 다른 상의 전류에 의한 상호 인덕턴스 L_M 으로 나누어진다. 따라서 상당 자기인덕턴스 L_{self} 는 자화성분과 누설성분을 각각 계산한 후 합산하여 산출될 수 있다. 본 논문에서 권선 전류밀도에 의한 쇄교자속으로 부터 각각의 인덕턴스는 식 (20)과 같이 얻어진다.

$$L_m = \lambda_{(coil)} / i_s \quad (20a)$$

$$L_{self} = L_m + L_l \quad (20b)$$

$$L_M = (L_m + L_l) \cos(2n\pi/3) \quad (20c)$$

한상 저항에 정격 전류가 흐를 때 회전체의 영구자석에 작용하는 토크는 맥스웰 응력법으로 계산될 수 있으며, 영구자석과 전류밀도에 의한 1고조파 성분의 토크는 식 (10)의 전체 자속밀도로 부터 식 (21)과 같이 계산된다.

$$T_e = -S < T_{r\theta}^{R_{ci}} >_{\theta} = -2\pi R_{ci} d_m R_e \left(\frac{B_{rn}(R_{ci}) B_{\theta n}^*(R_{ci})}{2\mu_0} \right) \quad (21)$$

여기서 *는 켈레 복소수를 의미하며, 상 전류 당 토크 상수는 식 (22)와 같이 정의된다.

$$k_t = \max(T_e) / i_s \quad (22)$$

표면 부착형 영구자석 회전자와 슬롯리스 고정자를 갖는 동기 전동발전기의 경우 인덕턴스 차에 의한 릴럭턴스 토크와 고정자 슬롯 사이에 발생하는 코깅 토크가 존재하지 않으므로 상당 역기전력 상수와 토크 상수는 같다.

3. 영구자석 동기 전동발전기의 동특성 해석

3.1 전동 모드 시 동특성 해석

영구자석 동기 전동발전기는 영구자석 회전자의 자계와 회전속도에 의해 3상 고정자 권선에 역기전력을 유도시키며, 전동 모드 시 입력 교류 전압과 역기전력의 전위차만큼 3상 권선에 전력을 공급하게 된다. 따라서 일정한 인덕턴스 값을 갖는 표면 부착형 영구자석 동기 전동발전기의 동특성 전압 방정식은 식 (23)과 같이 표현된다.[13][15]

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_{self} & -pL_M & -pL_M \\ -pL_M & R_s + pL_{self} & -pL_M \\ -pL_M & -pL_M & R_s + pL_{self} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \omega_r \lambda_f \sin \theta_e \\ \omega_r \lambda_f \sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \\ \omega_r \lambda_f \sin(\theta_e - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (23)$$

여기서, V_s, i_s 는 인버터로부터 공급되는 상전압, 상전류를 의미하며, λ_f 은 영구자석에 의한 권선의 쇄교자속 최대값으로 회전자 속도 ω_r 에 의해 상 역기전력 상수 k_e 와 같다. 이러한 순시($p = d/dt$) 전압 방정식은 (d-q)축 동기좌표계에 의해 간단히 식 (24)로 변환된다.[14]

$$\vec{V}_s = V_{de} + jV_{qe}, \quad \vec{i}_s = i_{de} + ji_{qe} \quad (24a)$$

$$\begin{bmatrix} V_{de} \\ V_{qe} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & -\omega_e L_s \\ -\omega_e L_s & R_s + pL_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{de} \\ i_{qe} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \lambda_f \end{bmatrix} \quad (24b)$$

여기서, $V_{(de,qe)}, i_{(de,qe)}$ 는 상당 교류 전압과 전류의 최대값이며, L_s 는 동기 인덕턴스로서 상 인덕턴스 성분 L_{self} 와 상호 인덕턴스 L_M 의 합으로 얻어진다.

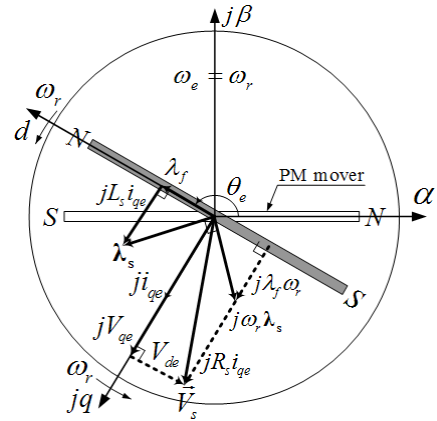


그림 2 전동 모드 시 phasor diagram ($i_{de} = 0, i_{qe} =$ 일정)
Fig. 2 The phasor diagram in motoring mode ($i_{de} = 0, i_{qe} =$ fixed)

그림 2는 식 (24)를 바탕으로 한 전동 모드 시 페이저 도로서 d-축의 i_{de} 성분이 0이고 i_{qe} 가 일정하게 전류 제어될 때의 정상상태를 보여주고 있다. 이러한 조건으로부터 3상 영구자석 전동기의 전체 전압 방정식과 전동기 유효 입력은 식 (25)와 식 (26)으로 각각 계산된다. [13][14][15]

$$|\vec{V}_s| = |V_{de} + jV_{qe}| = \sqrt{(-\omega_e L_s i_{qe})^2 + (R_s i_{qe} + \omega_r \lambda_f)^2} \quad (25)$$

$$P_M = \frac{3}{2} (V_{de} i_{de} + V_{qe} i_{qe}) = \frac{3}{2} R_s i_{qe}^2 + \frac{3}{2} \omega_r \lambda_f i_{qe} + P_{ext} \quad (26)$$

식 (26)의 유효출력 전력에 있어서, 우변의 첫 번째 항은 고정자 권선의 동손이며, 마지막 항은 동손을 제외한 기계적 마찰손을 비롯한 풍손 및 철손을 의미한다. 우변의 두 번째 항은 기계적 출력으로 회전자 속도를 제외하면 전자기적 토크는 식 (27)과 같이 얻어진다.

$$T_e = \frac{3}{2} \lambda_f i_{qe} = k_t i_{qe} \quad (27)$$

DC-link 전압을 갖는 인버터는 3상 정현파 구동에 있어서 전동기에 공급할 수 있는 최대 상 전압은 $V_{DC}/2$ 의 값을 갖는다. 그러므로 인버터의 제어방식이 3상 정현파 구동이고 회전자의 정격 토크 T_{rate} 와 정격 속도 w_{rate} 를 위한 요구되는 인버터의 DC-link 전압은 식(25)와 식(27)로부터 식(28)과 같이 계산된다.

$$V_{DC} = 2\sqrt{(w_{rate}L_s \frac{T_{rate}}{1.5\lambda_f})^2 + (R_s \frac{T_{rate}}{1.5\lambda_f} + w_{rate}\lambda_f)^2} \quad (28)$$

또한, DC-link 전압을 고려한 무부하시 최대 속도는 식(28)로부터 식(29)와 같다.

$$\omega_{max} = \frac{V_{DC}}{2\lambda_f} \quad (29)$$

영구자석 동기 전동기에 있어서 인버터의 DC-link 전압은 회전자의 속도를 결정하는 중요한 회로정수라 할 수 있다. 따라서 시스템 효율을 최대한 높이기 위한 노력에 있어서 요구된 회전자 속도에 따른 정확한 DC-link 전압의 예측은 설계 시 반영 되어야 한다.

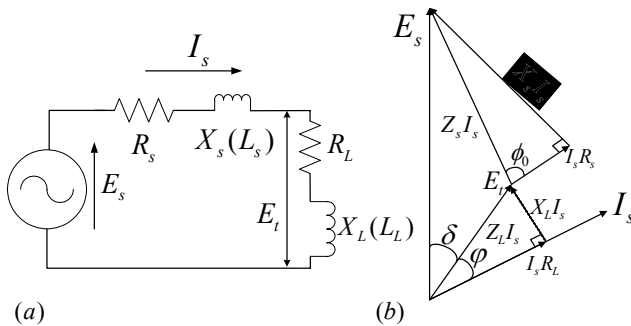


그림 3 발전 모드 시 (a) 등가회로 및 (b) 벡터도
Fig. 3 In generating mode: (a) Equivalent circuit and (b) vector diagram

3.2 발전 모드 시 동특성 전압방정식

그림 3(a)는 표면 부착형(인덕턴스 값이 일정) 영구자석 동기 발전기의 교류 부하 시 한상에 대한 등가회로 및 벡터도를 보여주고 있다. 본 논문에 사용된 교류 발전 상 전원 E_s 는 영구자석의 자계와 회전 속도에 의한 권선의 역기전력을 사용하고 있으며, 부하 전류에 의한 전기자 반작용은 고려하지 않았다. 따라서 그림 3(b)의 벡터도로부터 식(30)의 관계가 성립한다.

$$\frac{I_s Z_s}{\sin\delta} = \frac{E_s}{\sin(\phi_0 - \phi)} = \frac{E_t}{\sin(\phi_0 - \phi - \delta)} \quad (30a)$$

$$\delta = \sin^{-1}\left(\frac{\sqrt{R_s^2 + X_s^2} \sin(\phi_0 - \phi)}{\sqrt{(R_s + R_L)^2 + (X_s + X_L)^2}}\right) \quad (30b)$$

여기서, $Z_s = \sqrt{R_s^2 + X_s^2}$, $\phi_0 = \tan^{-1}(\frac{X_s}{R_s})$, $\phi = \tan^{-1}(\frac{X_L}{R_L})$,

E_s : 무부하 역기전력, I_s : 전기자 전류, ϕ_0 : 내부 상차각, ϕ : 부하 역률, δ : 부하각, R_s : 전기자 저항, X_s : 동기 리액턴스, R_L : 부하저항, X_L :부하 리액턴스

또한, 식(30)으로 부터 전기자 전류와 단자 전압의 관계는 부하각 δ 를 변수로 하여 식(31)과 (32)로 표현된다.

$$I_s = I_{ss} \frac{\sin\delta}{\sin(\phi_0 - \phi)} \quad (31)$$

$$E_t = E_s \frac{\sin(\phi_0 - \phi - \delta)}{\sin(\phi_0 - \phi)} \quad (32)$$

여기서, 부하회로를 단락한 경우의 단락전류 I_{ss} 는 식(33)과 같다.

$$I_{ss} = \frac{E_s}{Z_s} = \frac{E_s}{\sqrt{R_s^2 + X_s^2}} \quad (33)$$

식(31)부터 식(33)까지의 관계식을 고려하면 발전기의 유효 입력은 식(34)와 같이 얻어진다.

$$P_G = m(E_t I_s \cos\phi + R_s I_s^2) + P_{exl} \quad (34)$$

$$= m E_s I_{ss} \frac{\sin\delta \cos(\phi + \delta)}{\sin(\phi_0 - \phi)} + P_{exl}$$

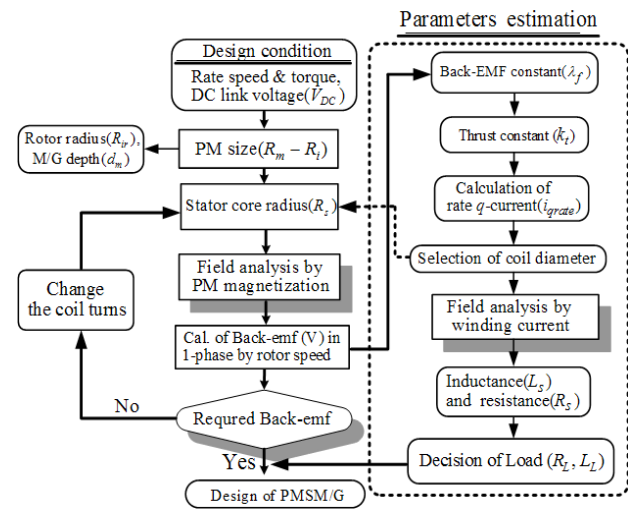


그림 4 슬롯리스 영구자석 동기 전동발전기의 설계 과정
Fig. 4 The design process of the SPMSM/G

여기서, m 은 상수를 의미한다. 또한, 동손과 철손 등을 제외한 발전기 유효 출력은 식(35)로 계산된다.

$$P_{Go} = m E_t I_s \cos\phi = m E_s I_{ss} \frac{\sin(\phi_0 - \phi - \delta) \sin\delta}{\sin^2(\phi_0 - \phi)} \cos\phi \quad (35)$$

$$= m E_s I_{ss} \frac{(\cos(\phi_0 - \phi - 2\delta) - \cos(\phi_0 - \phi))}{2\sin^2(\phi_0 - \phi)} \cos\phi$$

여기서, $\cos\phi$ 값이 일정하고 $\delta = (\phi_0 - \phi)/2$ 일 때 발전 출력은 최대가 된다. 따라서 식 (35)로부터 부하용량에 따른 발전 특성이 얻어짐을 알 수 있다.

4. 15(KW)급 PMSM/G의 설계 및 검증

4.1 슬롯리스 영구자석 동기 전동발전기의 설계

그림 4는 슬롯리스 영구자석 동기 전동발전기의 설계 과정에 대해 보여주고 있다. 설계 조건에 있어서 영구자석 회전자의 요구 속도는 18000rpm이며 요구 추력은 8Nm로서 정격 용량은 15kW이다. 또한 DC link 전압은 510V이다. 여기서, 전동 시 정현파 구동을 위한 교류 상전압 최대값은 255V로 계산되며 영구자석 회전자의 기계적 속도가 18000rpm일 때 상 역기전력 최대값은 255V가 됨을 알 수 있다.

설계를 위한 첫 번째 과정으로 영구자석 크기의 선정에 따른 전동발전기 회전자의 최적 반경과 축방향 길이를 제시한다. 일반적으로 영구자석의 크기는 전동발전기의 용량과 매우 밀접한 관계를 가지며 영구자석의 크기가 커질수록 공극의 자속밀도는 커지게 된다. 그러나 실제 제작 과정에 있어서 영구자석의 크기는 제한되므로 주어진 영구자석 크기에 있어서 공극의 자속밀도를 최대화하기 위한 회전자의 최적 반경을 계산해야만 한다. 다음으로, 요구된 역기전력을 만족하기 위한 고정자 권선의 코일 턴수 산정을 제시한다. 역기전력은 무부하시 인버터의 DC link 전압에 의한 최대 입력 상전압보다 클 수 없으며 부하 시 전압 강하 성분을 고려해야 한다.

표 1 PMSM/G의 설계 변수

Table 1 Geometry of the PMSM/G

항목 및 변수	사양 및 단위
기계적 공극	0.0015(m)
영구자석 내부 반경 (R_i)	0.046(m)
영구자석 외부 반경 (R_m)	0.059(m)
가동자 내반경 (R_{ir})	0.062(m)
고정자 권선 내반경 (R_{ic})	0.0655(m)
고정자 권선 중앙 (R_c)	0.0745(m)
고정자 코어 내반경 (R_s)	0.0835(m)
축방향 길이 (d_m)	0.06(m)

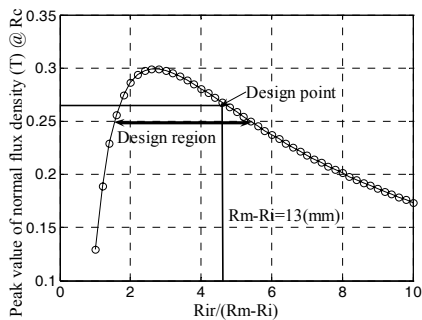


그림 5 영구자석 회전자의 내반경에 따른 수직 자속밀도
Fig. 5 Normal flux density according to inner radius of PM rotor

이때 역기전력의 예측은 전자장 해석에 의한 자계 특성식으로 부터 얻어진다. 설계를 위한 마지막 과정으로 전동모드 시 정격 토크를 위한 전류의 계산과 전류를 인가하기 위한 코일 직경의 선택이 이루어지며, 발전모드 시 부하의 선택에 따른 발전 용량을 산출하도록 하였다. 그림 5는 설계 과정의 결과로서 고정자 코어의 임의의 내반경에 있어서 영구자석 반경방향 크기가 13mm일 때 회전자의 내반경에 따른 공극의 수직 자속밀도 최대값을 보여주고 있다. 또한, 주어진 설계 변수로부터 18000rpm으로 회전 시 한상 권선의 코일 턴수에 따른 역기전력 최대값 특성을 그림 6에서 보여주고 있다. 여기서 표 1의 설계 변수 내에서 영구자석 회전자 속도 18000rpm일 때 3상 정현파 구동과 부하 시 전압강하를 고려한 요구된 상당 역기전력 230V를 만족하기 위한 상당 코일 턴수는 56turns이다. 그림 7은 전동발전기 정격 용량 15kW에 있어서 전류에 따른 토크를 보여주고 있다. 회전자 속도 18000rpm에서 정격 용량 15kW를 만족하기 위해서는 정격 토크 8Nm를 발생시키기 위한 q축 전류는 44A이며 전류를 인가하기 위한 코일의 단면적 전류 밀도는 시스템 내부가 진공과 수냉방식이라는 점을 고려하여 6A/mm²이하로 제한하였다. 따라서 1.6mm 직경을 갖는 2개의 코일이 1turn을 이루고 있다.

표 2는 영구자석 회전자와 3상 권선의 설계에 따른 회로정수를 제시하고 있다. 각각의 회로정수로부터 설계된 전동발전기는 정격 속도 18000rpm과 정격 토크 8Nm에서 동작한다. 따라서 그림 8은 q축 전류 44A에 의한 일정 토크 구동

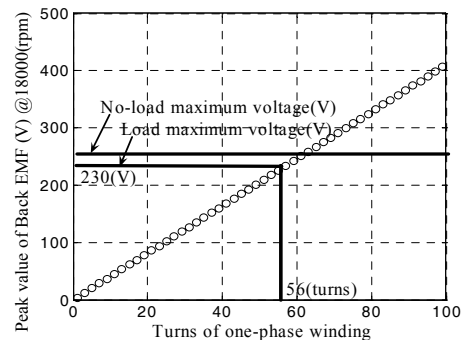


그림 6 한상 권선의 턴수에 따른 역기전력 최대값 @18000(rpm)
Fig. 6 Maximum back EMF according to turns per phase at 18000(rpm)

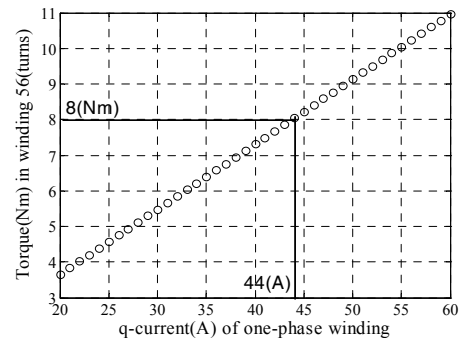


그림 7 한상 권선의 q축 전류에 따른 토크
Fig. 7 Torque according to q axis current

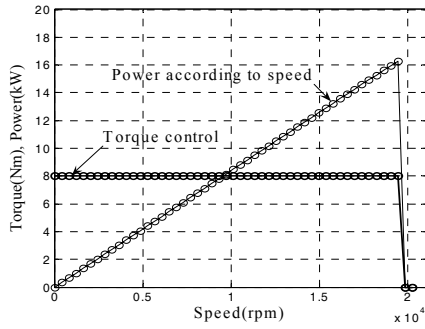


그림 8 설계된 영구자석 동기 전동기의 속도-토크 프로파일
Fig. 8 Speed-torque profile of designed PMSM

표 2 설계된 18000rpm-15kW급 PMSM/G의 회로정수
Table 2 Design parameters of the PMSM/G

항목 및 변수	사양 및 단위
DC link 전압 (V_{DC})	510 (V)
상당 권선 저항 (R_s)	0.1728 (Ω)
상당 자화 인덕턴스 (L_m)	0.1348 (mH)
상당 누설 인덕턴스 (L_l)	0.07465 (mH)
상당 상호 인덕턴스 (L_M)	0.085 (mH)
상당 동기 인덕턴스 (L_s)	0.294 (mH)
상당 역기전력 상수 (λ_f, k_e)	0.122 (V/(rad/sec))
상당 토크 상수 (k_t)	0.183 (Nm/A)

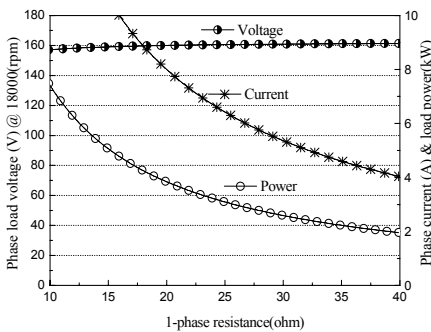


그림 9 회전자 속도 18000(rpm)에서 부하 저항 변화에 따른 발전 특성

Fig. 9 Generating characteristics according to load resistance at 18000 (rpm)

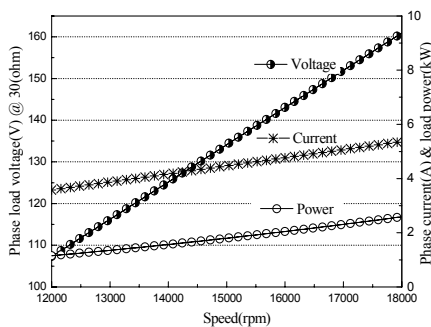


그림 10 부하 저항 30(Ω)에 있어서 회전자 속도(rpm) 변화에 따른 발전 특성

Fig. 10 Generating characteristics according to rotor speed for load resistance of 30(Ω)

에 있어서 속도에 따른 전동 모드 시 출력을 제시하며, 그림 9는 설계된 전동발전기의 부하 선택에 따른 부하에 걸리는 전압, 전류, 전력 특성을 보여주고 있다.

또한 그림 10은 부하 저항 30 Ω 의 선택에 따른 회전자 속도에 따른 부하의 전압, 전류, 전력 특성을 보여준다.

4.2 FEM 및 실험에 의한 검증

그림 11은 제작된 슬롯리스 영구자석 동기 전동발전기를 보여주며, 그림 12는 회전자 속도 3600rpm에서의 무부하 역기전력 실험파형을 보여준다. 여기서, 역기전력 상수의 예측값과 실제값이 0.122 (V/(rad/sec))로 같음을 알 수 있다. 그림 13과 그림 14는 영구자석 회전자와 고정자 권선의 전류 밀도에 의한 권선 내부의 수직 자속밀도 특성과 FEM 검증 결과를 보여주고 있다. 영구자석은 2극의 직경방향 착자에 의해 정현적인 특성을 갖으며 고정자 권선은 병렬 권선과 코일 극피치의 불균형에 의해 고조파 성분을 많이 내포함을 알 수 있다. 그림 15와 그림 16은 회전자 속도에 따른 상 역기전력과 고정자 3상 전류에 의한 정토크를 보여주고 있다. 여기서 토크 상수 즉 단위 전류 당 토크는 역기전력의 1.5 배임을 알 수 있으며, 정현적인 토크 파형으로부터 코깁 토크는 존재하지 않음을 알 수 있다.

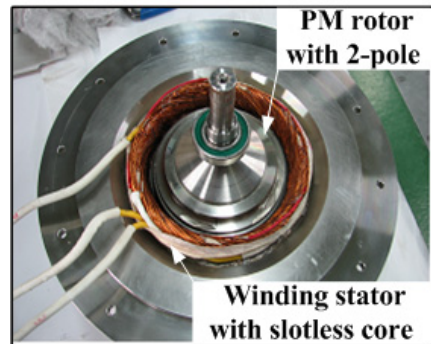


그림 11 제작된 슬롯리스 영구자석 동기 전동 발전기
Fig. 11 The manufactured SPMSM/G

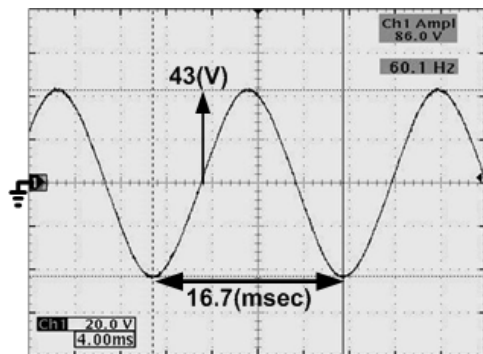


그림 12 영구자석 회전자의 속도 3600(rpm)에서의 무부하 역기전력 실험 파형

Fig. 12 No-load back EMF waveform by experiment at 3600(rpm)

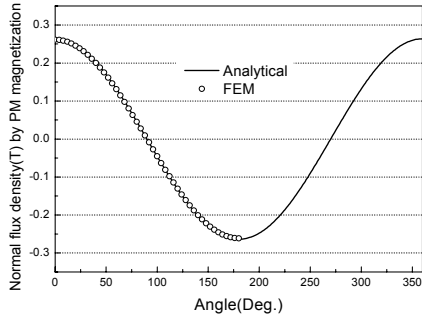


그림 13 영구자석 가동자에 의한 수직 자속밀도(@ R_c)
 Fig. 13 Normal flux density produced by PM rotor(@ R_c)

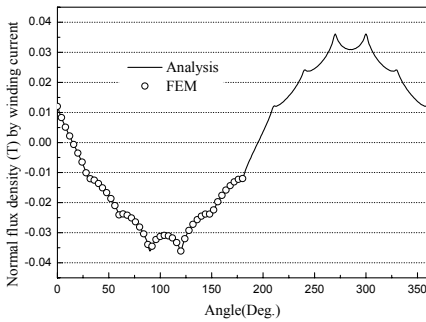


그림 14 고정자 권선 q축 전류 44(A)에 의한 수직자속밀도 (@ R_c)
 Fig. 14 Normal flux density produced by q axis current of stator winding(@ R_c)

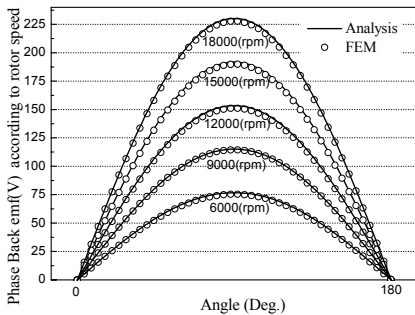


그림 15 영구자석 회전자 속도에 따른 상 역기전력
 Fig. 15 Phase back EMF according to PM rotor speed

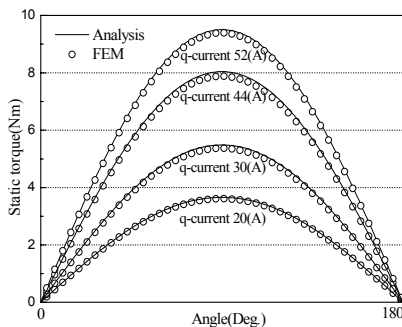


그림 16 고정자 3상 전류에 따른 정토크 특성
 Fig. 16 Static torque characteristic for various stator winding currents

5. 결 론

본 논문은 신재생에너지 적용을 위한 고효율 영구자석 슬롯리스 전동발전기의 해석과 설계를 다루고 있다. 슬롯리스 고정자 코어는 영구자석 회전자의 자계 특성을 정현적으로 분포시켜 코깅 토크와 철손을 저감시키는 역할을 함으로서 전동발전기의 효율을 높일 수 있다. 또한 인버터의 DC link 전압과 부하용량을 고려한 전동발전기의 동특성 해석은 보다 시스템 효율을 높일 수 있다. 슬롯리스 영구자석 동기전동발전기의 설계는 영구자석 회전자의 자화량과 고정자 코일의 전류 밀도에 의한 자계 특성식으로 부터 정확한 회로정수의 산출 특성식을 도출하여 전동발전기 용량을 산출하게 된다. 또한, 전동 및 발전 시 동특성 해석으로부터 최대 효율을 갖는 DC link 전압과 부하 용량으로부터 시스템 용량을 설계하게 된다. 따라서 고효율 영구자석 동기 전동발전기의 설계는 전동발전기의 구조적 형상에 의한 자계 특성식의 예측을 통한 회로정수의 산출 그리고 회로정수와 동특성 해석과의 유기적인 관계로부터 시스템 효율을 최대화할 수 있다.

감사의 글

이 논문은 2009년도 호서대학교의 재원으로 학술연구비 지원을 받아 수행된 연구임.(과제번호 : 20090165)

참 고 문 헌

- [1] Bowler, M. E., "Flywheel energy systems: Current status and future prospects," in Magnetic Material Producers Association Joint Users Conference, San Francisco, CA
- [2] Perry I-peí Tsao, "An Integrated Flywheel Energy Storage System with a Homopolar Inductor Motor/Generator and High-Frequency Drive," PhD thesis, Univ. of California, Berkeley. 2003
- [3] H. Hofmann, "High-speed Synchronous Reluctance Machine for Flywheel Application," PhD thesis, Univ. of California, Berkeley, 1998
- [4] J.Wang, G. W. Jewell, and D. Howe, "A general framework for the analysis and design tubular linear permanent magnet machine," IEEE Trans. Magn., vol. 35, May 1999.
- [5] Mark Matthew Flynn, "A Methodology for Evaluating and Reducing Rotor Losses, Heating, and Operational Limitations of High-Speed Flywheel Batteries", PhD thesis, University of Texas Austin, 2003
- [6] Z. Q. Zhu and D. Howe, "Instantaneous Magnetic Field Distribution in Brushless Permanent Magnet dc Motors," IEEE Trans. Magn., Vol. 29, Jan. 1993
- [7] Kais Atallah, Zi Qiang Zhu, David Howe, and Terry S. Birch, "Armature Reaction Field and Winding

- Inductances of Slotless Permanent-Magnet Brushless Machines", IEEE Trans. Magn. Vol. 34, No 5, pp3737-3744, Sep. 1998
- [8] Isao Takahassi, Takehisa Koganezawa, Guijia Su, "A Super High Speed PM Motor Dirve System by a Quasi-Current Source Inverter", IEEE Trans. on IAS, Vol. 30. 1994.
- [9] B. T. Merritt, R.F. Post, G.R. Dreifuerst, D.A. Bender, "Halbach Array Motor/Generators-A Novel Generalized Electric Machine", Lawrence Berkeley Laboratory, Unv. of California, Berkeley, CA, 1995
- [10] Keld F. Rasmussen, "Analytical Prediction of Magnetic Field from Surface Mounted Permanent MagnetMotor," IEMDC'99, pp. 34-36, 1999
- [11] J.R.Hendershot, TJE Miller, "Design of Brushless Permanent-Magnet Motors," Magna Physics, 1994.
- [12] I. Boldea, S.A. Nasar, "Linear Electric Actuators and Generators", Cambridge University Press, 1997
- [13] Erwan Simon, "Implementation of a Speed Field Oriented Control of 3-phase PMSM Motor using TMS320F240", Texas Instruments application report, SPRA588, 1999
- [14] Texas Instruments," Clarke & Park Transforms on the TMS320CXX", BPRA048, 1996
- [15] Texas Instrument," Field Oriented Control of 3-phase AC-Motors", BPRA073, 1997

저 자 소 개



유 대 준 (俞大濬)

1976년 3월 25일생. 2009년 충남대 대학원 전기공학과 박사 졸업. 2009년~현재 충남도립 청양대학 소방안전관리과 교수.
Tel : 041-940-6768
E-mail : yojgood@nate.com



김 일 중 (金一中)

1958년 12월 10일생. 1995년 충남대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1992년~2005년 주성대학 전기과 교수. 2006년 (주)일신엔지니어링 기술연구소장. 2007년~현재 호서대학교 기계공학과 교수.
Tel : 041-540-9633
E-mail : ilkim@hoseo.edu