

해석적 방법을 이용한 양측식 선형 영구자석 발전기의 특성해석

Characteristic Analysis of Double sided Permanent Magnet Linear Generator by using Analytical Method

강 한 빛* · 최 장 영[†] · 김 경 환** · 홍 기 용**

(Han-Bit Kang · Jang-Young Choi · Kyong-Hwan Kim · Keyyong Hong)

Abstract - This paper deals with characteristic analysis of double sided permanent magnet linear generator using analytical method. We derived magnetic field solutions produced by permanent magnet and armature reaction based on the 2D polar coordinate and magnetic vector potential. based on the derived magnetic field solutions, Induced voltage is obtained when arbitrary sinusoidal input condition. In addition, electrical parameters such as back-EMF constant, resistance, and inductance are obtained. Finally, generating performance characteristic at the rated load and various load is examined by using equivalent circuit.

Key Words : Double sided permanent magnet linear generator, Analytical method

1. 서 론

석유 에너지 고갈 및 환경오염 문제가 대두됨에 따라, 전기 에너지에 대한 필요성이 점차 확대되고 있다. 이에 따라 에너지를 변환하는 발전기에 대한 중요성 또한 증가하고 있다. 이 중 영구자석 발전기는, 높은 에너지 밀도를 가지고 있는 희토류 자성체의 발견으로 인하여 보다 경량화, 소형화가 가능해 지고, 보다 높은 효율을 가질 수 있는 등의 장점 때문에 다양한 용도로 사용되고 있다. 특히 회전형 영구자석 동기발전기는 신재생 에너지인 풍력 발전에 사용됨으로써 활발하게 그 연구가 진행되었다 [1]. 이러한 회전형 발전기는 회전하는 운동 에너지를 전기에너지로 변환하는데 있어서 효과적이지만, 병진운동을 하는 사용처에 사용되기에는 기계적인 변환장치를 거쳐야 하는 등의 한계를 가지고 있다. 이와 같이 병진운동을 하는 사용처에 선형 발전기를 사용하면, 병진운동 에너지를 직접적으로 변환할 수 있기 때문에, 기어와 같은 기계적인 변환장치에 대한 의존도를 제거할 수 있으며 지속적인 유지보수가 필요하지 않으므로 보다 높은 효율과 신뢰성을 확보할 수 있다 [2]. 따라서 선형 영구자석 발전기는 차세대 신재생 에너지로 각광받고 있는 파력 에너지 발전의 에너지 변환장치 [3-4], 하이브리드 차량의 free piston energy converter [5-6], 저용량 에너지 저장 장치 [7] 등의 다양한 사용처에 대한 연구가 활발하게 이루어지고 있다.

발전기의 특성 해석을 위한 전자기 해석 방법에는 크게 해석적 방법과 유한요소 해석법이 사용된다. 이중 널리 사용되는 유한요소해석법은 보다 정확한 해석 결과를 제공하는 반면, 유연성이 부족하여 설계변수가 특성에 미치는 영향을 파악하기 위해서는 해석모델을 일일이 다시 그려야 하므로 많은 시간을 소모한다는 단점이 있다. 반면에 해석적 방법은 우수한 정확도를 가지면서, 설계변수를 변경하여 해석하는데 수초의 시간만이 걸린다. 따라서 본 논문에서는 해석적 방법 중 D. L. Trumper [8] 가 제시한 전자기 전달관계 해석법을 이용하여 양측식 선형 영구자석 발전기의 특성 해석을 수행하였다. 먼저, 2차원 직각좌표계를 이용하여 영구자석을 모델링하고 푸리에 급수 전개를 통하여 영구자석의 자화성분을 표현하였다. 양 측의 영구자석 영역과 공극 영역에서의 지배방정식을 유도하고, 각 영역에서의 자기벡터 퍼텐셜과 경계조건을 이용하여 자속밀도의 해석 해를 도출하여 전달관계 행렬로 표현하였다. 얻어진 자속밀도 해석해를 이용하여 정현적인 입력에 의해 유기되는 역기전력 특성식을 유도하였다. 영구자석에 의한 자계분포 해석과 동일한 과정을 통하여 전자기 반작용에 의한 자속밀도 분포를 해석하고, 해석 결과들을 바탕으로 인덕턴스 등의 회로정수들을 구하였다. 마지막으로, 회로 정수 및 등가회로법을 이용하여 정격 부하 및 부하 조건에 따른 출력 특성을 파악하였다.

2. 자계 특성 해석 및 회로 정수 도출

본 논문에서 다룬 양측식 선형 영구자석 발전기의 구조는 그림 1과 같다. 이동자는 coreless로 구성되어 있으며, 영구자석이 위치한 고정자는 이동자의 양측에 위치함으로써 기존의 단측식 보다 높은 공극자속밀도를 가지게 된다.

2.1 영구자석에 의한 자계분포 특성 해석

공간고조파법을 이용하여 자계분포특성을 파악하기 위한

[†] Corresponding Author : Dept. of Electrical Engineering, Chungnam National University, Korea

E-mail : choi_jy@cnu.ac.kr

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

** Offshore Plant Research Division, Korea Research Institute of Ships & Ocean Engineering, Korea

Received : February 28, 2014; Accepted : March 27, 2014

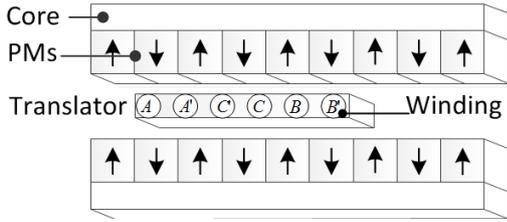


그림 1 양측식 선형 영구자석 발전기의 구조
 Fig. 1 Structure of double sided permanent magnet linear generator

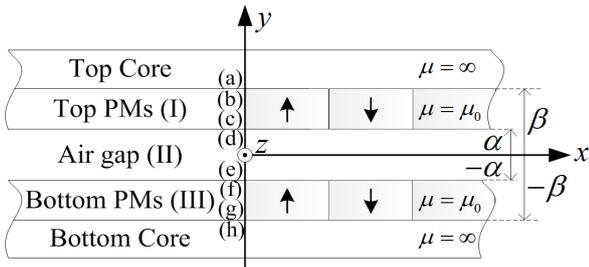


그림 2 영구자석에 의한 자계분포 해석을 위한 해석 모델
 Fig. 2 Analytical model for magnetic field distribution produced by permanent magnets

해석 모델을 그림 2에 나타냈다. 상측 영구자석을 I 영역, 공극을 II 영역, 하측 영구자석을 III 영역으로 구분하였다. 해석의 편의를 위하여 공극의 중앙을 영점에 위치시키고, 공극 중앙으로부터 상측 및 하측 영구자석의 표면까지의 거리를 α , 공극 중앙에서 core 표면까지의 거리를 β 로 정의하였다. 그리고 각 영역의 경계를 (a)~(h)로 나타냈다. 또, 자석의 투자율은 공기와 같고, 고정자 core의 투자율은 무한대와 같다고 가정하였다.

평행방향으로 착자된 영구자석의 자화성분(\mathbf{M})은 식 (1)과 같이 푸리에급수를 이용하여 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{M} = \sum_{n=-\infty, odd}^{\infty} M_{yn} e^{-jk_n x} \mathbf{i}_y \quad (1)$$

$k_n = \frac{n\pi}{\tau}$ 이고, n 은 고조파 성분의 차수를 의미하고, τ 는 극 간격을 의미한다. 푸리에계수 M_{yn} 은 식 (2)와 같다.

$$M_{yn} = \frac{2jM_0}{n\pi} \sinh(jn\pi\alpha_p) \quad (2)$$

이때 $M_0 = \frac{B_r}{\mu_0}$ 이고, B_r 은 영구자석의 잔류자속밀도, $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{H/m}$ 로 공기의 투자율, α_p 는 극호비를 각각 나타낸다. 영구자석에서의 자속밀도(\mathbf{B})는 식 $\mathbf{B} = \mu_0(\mathbf{H} + \mathbf{M})$ 과 같이 나타낼 수 있다. 이때 양변에 curl 연산을 취하면, 식 (3)과 같이 정리된다. 이때 외부 자계에 의한 유도자화 성분은 무시할 수 있다고 가정하였다 [9].

$$\nabla \times \mathbf{B} = \nabla \times \mu_0 \mathbf{M} \quad (3)$$

자기벡터퍼텐셜(\mathbf{A})의 정의는 $\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A}$ 와 같다. 양변에 curl 연산을 취하고, 벡터 항등식과 Coulomb's gauge ($\nabla \cdot \mathbf{A} = 0$)를 적용하면 식 (4)와 같이 정리 된다 [8].

$$\nabla^2 \mathbf{A} = -\nabla^2 \mathbf{A} \quad (4)$$

식 (3)과 (4)를 결합하여 식 (5), (6)과 같이 영구자석 영역 및 공극 영역에서의 지배방정식을 구할 수 있다 [10].

$$\nabla^2 \mathbf{A}^{I,III} = -\mu_0 (\nabla \times \mathbf{M}) \quad (5)$$

$$\nabla^2 \mathbf{A}^{II} = 0 \quad (6)$$

이때 자기벡터퍼텐셜(\mathbf{A})은 전류와 같은 방향을 가지며, x 방향으로 분포하며, y 방향의 크기를 가지므로 $\mathbf{A} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_{zn}(y) \cdot e^{-jk_n x} \mathbf{i}_z$ 와 같이 표현될 수 있다. 자기벡터퍼텐셜을 식 (5), (6)에 대입하면 식 (7), (8)과 같이 각 영역에 대한 미분방정식을 유도할 수 있고, 그 해를 구하여 식 (9), (10)과 같이 자기벡터퍼텐셜을 표현할 수 있다. 이때 A_1, A_2 는 미정계수이다.

$$-k_n^2 A_{zn}^{I,III}(y) + \frac{\partial^2}{\partial y^2} A_{zn}^{I,III}(y) = jk_n \mu_0 M_{yn} \quad (7)$$

$$-k_n^2 A_{zn}^{II}(y) + \frac{\partial^2}{\partial y^2} A_{zn}^{II}(y) = 0 \quad (8)$$

$$\mathbf{A}^{I,III} = \sum_{n=-\infty, odd}^{\infty} \left(A_1 e^{k_n y} + A_2 e^{-k_n y} - \frac{j\mu_0}{k_n} M_{yn} \right) \cdot e^{-jk_n x} \cdot \mathbf{i}_z \quad (9)$$

$$\mathbf{A}^{II} = \sum_{n=-\infty, odd}^{\infty} \left(A_1 e^{k_n y} + A_2 e^{-k_n y} \right) \cdot e^{-jk_n x} \cdot \mathbf{i}_z \quad (10)$$

본 논문에서 다른 해석 모델과 같이 해석영역이 다층영역으로 이루어진 경우에, 전자기 전달관계를 이용하면 각 영역의 지배방정식을 푸는 과정을 행렬방정식으로 바꾸어 프로그램화함으로써, 보다 신속하고 간략하게 풀 수 있다 [11]. 이를 위하여 식 (9) ~ (10)을 자기벡터퍼텐셜의 정의를 이용하여 자속밀도에 관한 식으로 정리하고, 각 영역의 경계에 대입하면 식 (11) ~ (13)과 같이 각 영역의 성분별 자속밀도계수와 자기벡터퍼텐셜과의 전달관계 행렬로 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} B_{xn}^b \\ B_{xn}^c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_n(h_m) - S_n(h_m) \\ S_n(h_m) - C_n(h_m) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{zn}^b \\ A_{zn}^c \end{bmatrix} + M_p \begin{bmatrix} X_n \\ -X_n \end{bmatrix} \quad (11a)$$

$$\begin{bmatrix} B_{yn}^b \\ B_{yn}^c \end{bmatrix} = jk_n \begin{bmatrix} A_{zn}^b \\ A_{zn}^c \end{bmatrix} \quad (11b)$$

$$\begin{bmatrix} B_{xn}^d \\ B_{xn}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_n(2h_g) - S_n(2h_g) \\ S_n(2h_g) - C_n(2h_g) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{zn}^d \\ A_{zn}^e \end{bmatrix} \quad (12a)$$

$$\begin{bmatrix} B_{yn}^d \\ B_{yn}^e \end{bmatrix} = jk_n \begin{bmatrix} A_{zn}^d \\ A_{zn}^e \end{bmatrix} \quad (12b)$$

$$\begin{vmatrix} B_{xn}^f \\ B_{xn}^g \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} C_n(h_m) - S_n(h_m) \\ S_n(h_m) - C_n(h_m) \end{vmatrix} \begin{vmatrix} A_{zn}^f \\ A_{zn}^g \end{vmatrix} + M_p \begin{vmatrix} X_n \\ -X_n \end{vmatrix} \quad (13a)$$

$$\begin{vmatrix} B_{yn}^f \\ B_{yn}^g \end{vmatrix} = jk_n \begin{vmatrix} A_{zn}^f \\ A_{zn}^g \end{vmatrix} \quad (13b)$$

C_n, S_n 은 함수로써 각각 $C_n(x) = k_n \coth(k_n x), S_n(x) = k_n \frac{1}{\sinh(k_n x)}$ 이다. $h_m = \beta - \alpha, h_y = \alpha$ 를 각각 나타내며, $M_p = \frac{j\mu_0 M_{yn}}{k_n}, X_n = C_n(h_m) - S_n(h_m)$ 이다. 이와 같은 자속밀도 특성식을 아래 표 1에 나타난 경계조건에 대입하여 정리하면, 각 경계에서의 자기벡터퍼텐셜 계수들을 구할 수 있다.

식 (9) 이후의 일련의 과정과 같은 방법으로 공극영역 내 임의의 지점 Y에서의 자속밀도를 일반화 할 수 있으며, 자속밀도 계수는 식 (14), (15)와 같다.

$$B_{xn}^Y = C_n(Y+h_y)A_{zn}^Y - S_n(Y+h_y)A_{zn}^c \quad (14)$$

$$B_{yn}^Y = jk_n A_{zn}^Y \quad (15)$$

표 1 각 영역의 경계조건

Table 1 Boundary conditions of each region

(a) / (b)	$\tilde{B}_x^I = 0$
(c) / (d)	$B_y^I = B_y^{II}, B_x^I = B_x^{II}$
(e) / (f)	$B_y^{II} = B_y^{III}, B_x^{II} = B_x^{III}$
(g) / (h)	$B_x^{III} = 0$

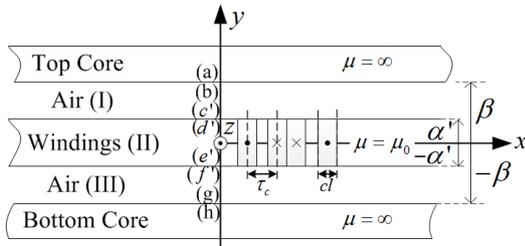


그림 3 전기자 반작용에 의한 자계분포 해석을 위한 해석 모델

Fig. 3 Analytical model for magnetic field distribution produced by armature reaction

2.2 전기자 반작용에 의한 자계 분포 특성 해석

해석적 방법을 이용하여 인덕턴스를 구하기 위해서는 전기자 반작용에 의한 자계 해석이 필수적이다 [12]. 전기자 반작용에 의한 자계 분포 특성 해석을 위한 해석 모델은 그림 3과 같다. 권선의 투자율은 공기와 같고, 고정자 core의 투자율은 무한대와 같다고 가정하였다. 또, 전기자 반작용에 의해서 생성된 자계만을 해석하기 위하여 영구자석을 공기로 가정하였다. 각 영역의 경계를 이전과 같이 나타냈고, 이동자에 위치한 권선의 두께는 이전의 해석모델에서의 공극

영역 두께와 다르므로 (c') ~ (f')으로 나타냈다. 이때 공극 중앙으로부터 권선의 위쪽 표면까지의 거리는 α' 과 같다.

전기자 반작용에 의한 자계 분포 특성 해석을 위하여 한 상의 전류밀도를 모델링하여 푸리에급수를 이용하여 표현하면 식 (16)과 같이 나타낼 수 있다.

$$J_a = \sum_{-\infty}^{\infty} J_{na} e^{-jT_n x} \mathbf{i}_z \quad (16a)$$

$$J_{na} = \frac{J_0}{2jn\pi} \left\{ -e^{jT_n(c-d-T)} + e^{-jT_n T} + e^{jT_n(\tau_c+cl-T)} \right. \\ \left. - e^{jT_n(\tau_c-T)} + e^{jT_n cl} - 1 - e^{jT_n(\tau_c+cl)} + e^{jT_n \tau_c} \right\} \quad (16b)$$

이때 J_{na} 는 전류밀도 푸리에 계수를 나타내고, T_n 은 공간 고조파 계수로써 $T_n = \frac{n\pi}{T}$ 이며, 이때 T 는 권선 분포 주기의 1/2이다. cl 은 한 상 권선의 x방향 두께이고, τ_c 는 코일 피치를 의미한다. 식 (16)에 위상차를 고려하여 각 상을 더해 주면 평형 3상 권선의 전류밀도를 푸리에급수로 표현할 수 있다. 각 영역의 지배방정식은 식 (17) ~ (18)과 같다 [13]. 영구자석에 의한 자계분포 특성 해석에서 수행하였던 일련의 과정을 동일하게 적용하면, 공극 영역의 임의지점 Y에서의 성분별 자속밀도계수와 자기벡터퍼텐셜과의 관계는 식 (19)와 같이 전달관계 행렬로 나타낼 수 있다.

$$\nabla^2 \mathbf{A}^{I,III} = 0 \quad (17)$$

$$\nabla^2 \mathbf{A}^{II} = -\mu_0 \mathbf{J} \quad (18)$$

$$\begin{vmatrix} B_{xn}^Y \\ B_{xn}^c \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} C_{n2}(h_y) - S_{n2}(h_y) \\ S_{n2}(h_{ma}) - C_{n2}(h_{ma}) \end{vmatrix} \begin{vmatrix} A_{zn}^Y \\ A_{zn}^c \end{vmatrix} \quad (19a)$$

$$\begin{vmatrix} B_{yn}^Y \\ B_{yn}^c \end{vmatrix} = jT_n \begin{vmatrix} A_{zn}^Y \\ A_{zn}^c \end{vmatrix} \quad (19b)$$

C_{n2}, S_{n2} 은 함수로써 각각 $C_{n2}(x) = T_n \coth(T_n x), S_{n2}(x) = T_n \frac{1}{\sinh(T_n x)}$ 이다. $h_{ma} = \beta - \alpha', h_c = \alpha'$ 를 각각 나타낸다. 이와 같은 자속밀도 특성식을 이전과 같은, 표 1의 경계조건에 대입하여 정리하면 각 경계에서의 자기벡터퍼텐셜 계수들을 구할 수 있다.

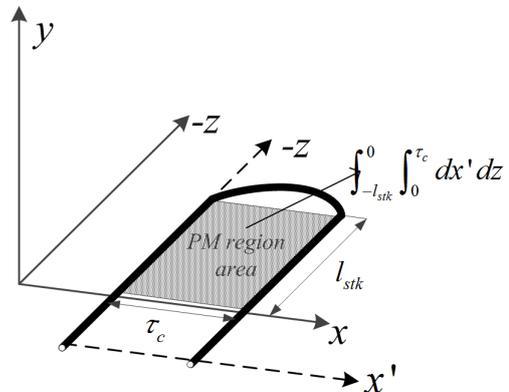


그림 4 쇄교자속 해석을 위한 해석모델

Fig. 4 Analytical model for flux linkage analysis

2.3 회로정수 도출

2.3.1 역기전력 상수

영구자석에 의하여 생성된 자계 내에서 운동하는 코일에 유기되는 기전력(E_{emf})은 식 (20)과 같이 나타낼 수 있다 [14].

$$E_{emf} = \frac{d\psi}{dt} = N_{turn} K_{dn} N_{sp} \frac{d\phi}{dt} \quad (20)$$

이때 N_{turn} 은 슬롯당 턴수, K_{dn} 은 분포 계수, N_{sp} 는 상당 슬롯수, 그리고 ϕ 는 코일 1턴당 쇄교하는 자속을 나타낸다. 턴당 쇄교자속 $\phi = \int_s B ds$ 로 나타낼 수 있고, 이를 구하기 위한 해석적 모델은 그림 4와 같다.

l_{stk} 은 적층 길이를 의미한다. 영구자석에 의해서 분포된 자계의 축을 (x, y, z)로 나타냈고, 이동자의 축을 (x', y, z)로 나타냈다. 영구자석의 수평방향 축 x 와 이동자의 축 x' 는 $x' = x + \int V dt$ 의 관계를 가진다. V 는 전기자의 이동 속도를 나타내며, 본 논문에서는 임의의 정현파로 가정하여 $V = v_p \sin(\omega t)$ 와 같다. v_p 는 최대속도, t 는 시간을 각각 나타내며, $\omega = 2\pi f$ 이고 f 는 주파수를 의미한다. 따라서 전기자에 위치한 코일에 턴당 쇄교하는 자속(ϕ)은 식 (21)와 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \phi &= \int_{-l_{sk}}^0 \int_0^{\tau_c} B_y da dz \quad (21) \\ &= -\frac{l_{stk} B_y}{jk_n} e^{-jk_p \cos(\omega t)/w} \cdot (e^{-jk_n \tau_c} - 1) \end{aligned}$$

식 (21)를 식 (20)에 대입하여 정리하면, 식 (22)과 같이 정리된다.

$$E_{emf} = -N_{turn} K_{dn} N_{sp} l B_y v_p \sin(\omega t) e^{-jk_p \cos(\omega t)/w} (e^{-jk_n \tau_c} - 1) \quad (22)$$

이때 해석모델의 역기전력상수(K_e)는 식 (23)와 같다 [11].

$$K_e = \max(E_{emf}/V) \quad (23)$$

2.3.2 저항

각 상의 권선 저항(R_{ph})은 식(24)에 의해 구해질 수 있다.

$$R_{ph} = \rho_0 \frac{l_w}{A_c} \quad (24)$$

본 논문에서는 상온으로 가정하여, 온도에 따른 저항 특성을 고려하지 않았다. ρ_0 는 상온에서의 구리의 저항률로써 $\rho_0 = 1.724 \times 10^{-8} \Omega \cdot m$ 의 값을 가진다. l_w 는 한 상 권선의 총 길이, A_c 는 코일하나의 단면적을 의미하며 각각 $l_w =$

$N_{turn} N_{sp} (2l_{stk} + \pi\tau_c)$, $A_c = \frac{d \cdot h_c \cdot s_f}{N_{turn}}$ 의 값을 가진다. 이때 h_c 는 공극 중앙으로부터 코일의 y 방향 높이이고, s_f 는 점적률로써 0.35의 값을 가진다.

2.3.3 인덕턴스

각 상의 인덕턴스는 자기 인덕턴스, 상호 인덕턴스, 누설 인덕턴스 성분의 합으로 나타낼 수 있는데, 누설 인덕턴스는 작은 값을 가지기 때문에 본 논문에서는 무시하였다. 또한 자기인덕턴스에 포함되어야 하는 end-turn 인덕턴스 또한 같은 이유로 본 논문에서는 다루지 않았다.

한 상에 의하여 한상 코일에 쇄교하는 자속은 $\lambda_a = L_{self} i_a$ 와 같이 구할 수 있다. 이때 λ_a 는 a 상의 전기자 반작용에 의하여 a 상 권선에 쇄교되는 자속을, L_{self} 는 한 상의 자기 인덕턴스, i_a 는 a 상의 전류를 각각 의미한다. 이때 한상 코일에 쇄교하는 자속은 전기자 반작용 자계에 의해서도 표현 가능하며 식 (25)과 같이 정리되고, 이를 이용하여 한 상의 자기 인덕턴스를 구할 수 있다. 각 상간의 위상차가 120도인 3상 권선을 가지는 기기의 상호인덕턴스는 자기인덕턴스와 식 (26)와 같은 관계를 가진다. 이때 M 은 상호인덕턴스를 의미한다. 따라서 한 상 코일에 쇄교되는 총 자속 λ 는 식 (27)과 같이 구할 수 있으며 [15], 이를 이용하여 동기 인덕턴스를 구할 수 있다.

$$\lambda_a = N_{turn} N_{sp} l_{stk} A_{zn} (e^{-jT_n(\tau_c + d/2)} - e^{-jT_n \cdot d/2}) \quad (25)$$

$$M = -\frac{1}{2} L_{self} \quad (26)$$

$$\lambda = L_{self} i_a + M i_b + M i_c = \frac{3}{2} L_{self} i_a = L_s i_a \quad (27)$$

2.4 발전특성 해석

2.4.1 등가회로

발전기의 출력특성 해석을 위한 단상 등가회로는 그림 5와 같다. 등가회로의 회로정수는 이전의 해석 방법으로 도출할 수 있고, 발전기의 부하단에 저항 부하가 연결되어 있다. E_0 는 상당 유도된 기전력, V_t 는 상당 단자전압, I_{ph} 는 상전류, 그리고 R_{load} 는 상당 부하저항을 각각 의미한다. X_s 는 동기리액턴스로 $X_s = \omega L_s$ 의 값을 가진다.

그림 5의 등가회로를 이용하여 벡터도를 그리면 그림 6과 같다. δ 는 전류와 유도기전력 사이의 위상각, ϕ 는 내부 위상각을 나타내며, $\phi = \tan^{-1} \frac{X_s}{R_{ph}}$ 의 값을 가진다. 등가회로 및 벡터도를 이용하여 단자전압(V_t), 상전류(I_{ph}), 그리고 역기전력(E_0)에 관한 식을 유도하면 식 (28)과 같다.

$$V_t = I_{ph} R_{load} = E_0 \times \frac{R_{load}}{\sqrt{(R_{ph} + R_{load})^2 + X_s^2}} \quad (28a)$$

$$I_{ph} = \frac{V_t}{R_{load}} = \frac{E_0}{\sqrt{(R_{ph} + R_{load})^2 + X_s^2}} \quad (28b)$$

$$E_0 = V_t + I_{ph} R_{ph} + j I_{ph} X_s \quad (28c)$$

2.4.2 출력 특성 해석

정격부하조건에서 3상의 출력(P_o)은 식 (29)와 같이 표현된다. 아래첨자 a, b, c 는 각각 a 상, b 상, c 상을 의미하고, I_a, I_b, I_c 는 각 상의 전류, V_{ta}, V_{tb}, V_{tc} 는 각 상의 단자전압을 나타낸다.

$$P_o = V_{ta}I_a + V_{tb}I_b + V_{tc}I_c \quad (29)$$

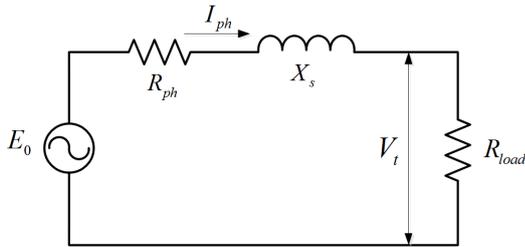


그림 5 발전특성해석을 위한 등가 회로
Fig. 5 Equivalent circuit for power characteristic analysis

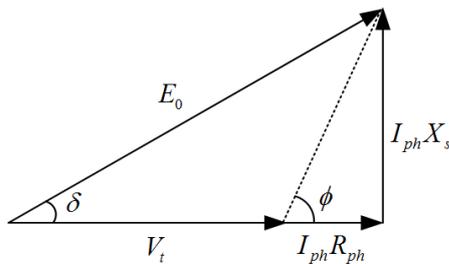


그림 6 등가회로의 벡터도
Fig. 6 Vector diagram of equivalent circuit

3. 해석 결과

발전특성해석을 위하여 고려한 양극식 선형 영구자석 발전기의 사양은 표 2와 같다. 본 논문에서 다룬 해석 모델은 파력 에너지 변환용 직선형 발전기로서, 정격 입력시 30kW의 최대 출력을 가지도록 설계되었으며 2차 전력 변환의 용이성을 위하여 최대 단자 전압은 250V 미만으로 제한되었다. 발전기의 입력은 정격 최대 입력 속도를 만족시키는 정현파로 가정하였다.

공간고조파법을 이용한 해석 결과에 대한 타당성은 그림 7와 같이 2차원 유한요소 모델을 이용하여 검증하였다. 먼저 공극 자속밀도 해석 결과를 비교하여 그림 8에 나타냈

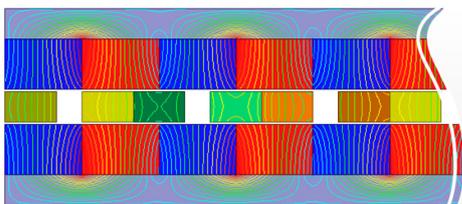


그림 7 2차원 유한요소해석 모델
Fig. 7 2D Finite elements analysis model

표 2 해석 모델의 설계 사양 및 정격 사양

Table 2 Design and Rated Specification of Analysis model

전체 길이	9 [m]	전기자 길이	2 [m]
극 수	90 [poles]	극 피치	100 [mm]
영구자석 잔류자속밀도	1.3 [T]	적층 길이	270 [mm]
접착률	35 [%]	자석 두께	65 [mm]
공극 길이	3 [mm]	코일 두께	40 [mm]
core 두께	40 [mm]	극당 상당 슬롯수	4
슬롯당 턴수	29 [turns]	코일 피치	100 [mm]
정격 최대 입력 속도	3.5 [m/s]	정격 선간 전압	245 [Vmax]
정격 출력	30 [kWmax]	전류밀도	2.2 [A/mm ²]
제한 선간 전압	250 [Vmax]	정격 효율	94.96 [%]

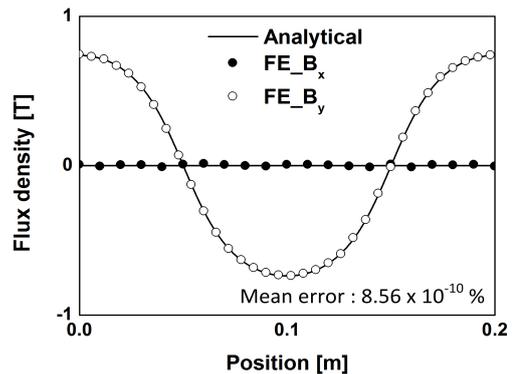


그림 8 공극자속밀도 해석 결과
Fig. 8 Analysis results of the magnetic flux density at air gap

다. 그림에서 확인할 수 있듯이, 공극 영역에서의 자계분포 해석 결과는 2차원 유한요소해석 결과와 거의 일치함을 알 수 있다.

그림 9에 해석 모델의 정격 입력 파형을 나타냈다. 최대 속도 $v_p = 3.5\text{m/s}$ 이며, 주기는 6초 이다. 공극영역에서의 자계 분포 해석 결과 및 식 (22)을 이용하여, 이동자가 정격 입력 파형일 때 역기전력 해석 결과는 그림 10과 같다. 본 논문에서 다룬 해석모델의 권선은 집중권 방식이고, 코일피치와 영구자석의 극 피치가 같으므로 분포계수(K_{dn})는 1과 같다. 이동자의 초기 위치를 유한요소해석과 공간고조파법을 이용한 해석시에 동일하게 설정하여, 한 주기동안 해석한 결과를 그림 10에 나타내고, 보다 정확한 해석결과 비교를 위해서 2.5초 ~ 3.5초 구간을 확대하여 그림 11에 나타냈다. 이동자의 초기 위치를 동일하게 설정해 주었을 경우, 유한요소해석 및 공간고조파법을 이용한 해석의 결과는 거의 일치한다는 것을 확인할 수 있다.

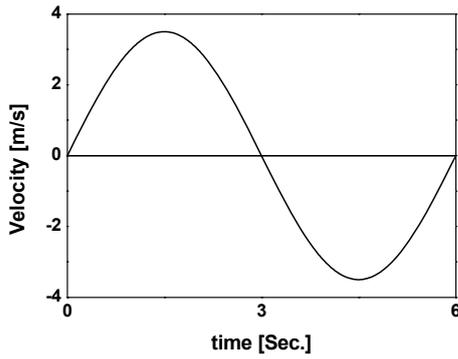


그림 9 정격 입력 파형 속도
Fig. 9 Rated input wave velocity

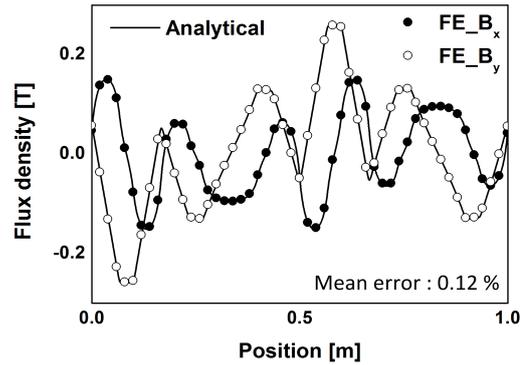


그림 12 전기자 반작용에 의한 공극 자계 분포
Fig. 12 Air gap flux density distribution by armature reaction

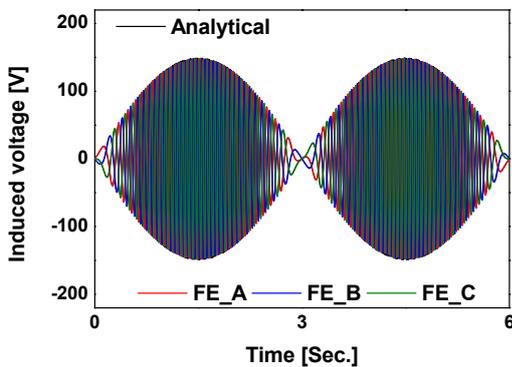


그림 10 유도기전력 해석 결과
Fig. 10 Analysis results of the induced voltage.

표 3 회로정수 해석 결과

Table 3 Analysis results of electrical parameters

회로정수	해석 결과	유한요소해석
역기전력 상수 (Vrms/(m/sec))	42.6198	42.5193
자기 인덕턴스 (mH)	0.6783	0.6830
권선 저항 (ohm)	0.0531	-

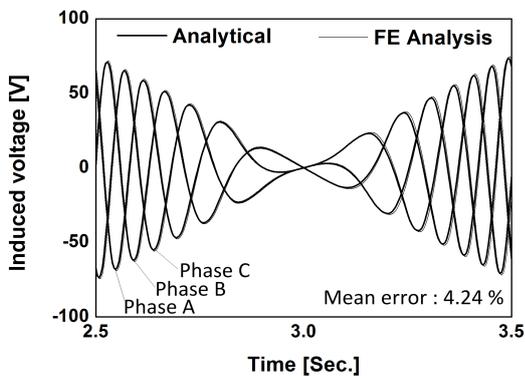


그림 11 비교를 위한 유도기전력 해석 결과의 2.5초~3.5초 구간
Fig. 11 2.5 ~ 3.5 seconds section of the analysis results of the induced voltage for comparison

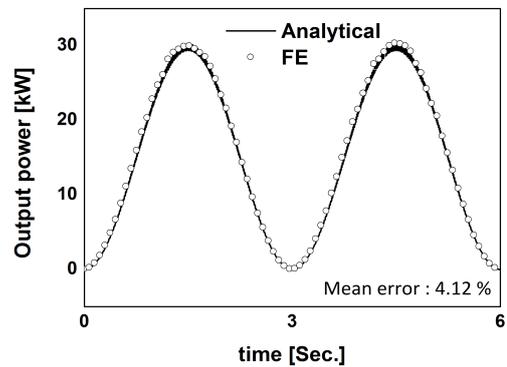


그림 13 정격 부하 조건에서의 출력
Fig. 13 Output power at the rated load condition

또한 전기자 반작용에 의한 자속밀도 분포를 확인하기 위하여 I영역 공극 내의 y=22mm 일 때의 전기자 반작용에 의한 공극자속밀도 해석 결과를 그림 12에 나타냈다. 이 또한 유한요소해석 결과와 비교되었고, 매우 잘 일치한다. 전기자 반작용에 의한 자계분포를 이용하여 얻어진 자기 인덕턴스를 포함한 회로정수를 계산하여 표 3에 그 결과를 나타냈다. 정격 부하 조건에서의 출력 해석 결과는 그림 13과 같다.

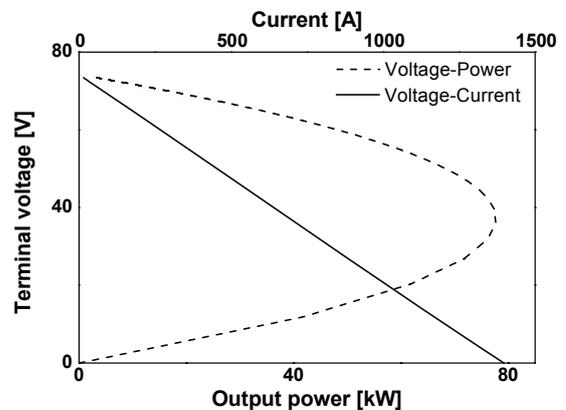


그림 14 부하 조건에 따른 출력 특성
Fig. 14 Output characteristic according to load condition

해석적 방법의 신뢰성을 바탕으로, 식 (29)을 이용하여 부하 조건에 따른 출력 특성 해석을 수행하여 그 결과를 그림 14에 나타냈다. 이를 통해 발전기의 전압-출력 및 전압-전류의 관계를 파악할 수 있다.

3. 결 론

본 논문에서는 공간고조파법 중 전달관계 해석법을 이용하여 양축식 선형 영구자석 발전기의 특성 해석을 수행하였다. 먼저 영구자석에 의한 자계분포특성을 해석하고, 이를 바탕으로 역기전력 특성 식과 역기전력 상수를 유도하였다. 전기자 반작용에 의한 자계분포특성 해석을 통하여 자기인덕턴스를 도출하였으며, 이를 통해 동기인덕턴스 또한 유도하였다. 이동자 권선의 구조를 고려하여 저항 값을 계산하고, 얻어진 회로정수와 등가회로법을 바탕으로 유도기전력 및 단자전압, 전류와의 상관관계를 파악하여 해석 모델의 출력특성을 해석하였다. 모든 해석 결과는 2차원 유한요소해석 결과와 비교되었으며, 매우 잘 일치하는 것을 확인하였다. 따라서 해석적 방법을 이용한 양축식 선형 발전기 해석에 대한 신뢰성이 검증되었다. 본 논문의 연구 결과는 양축식 선형 발전기의 초기 설계 및 설계변수 민감도 해석, 그리고 성능 평가에 참고할 수 있을 것으로 사료된다. 또한 본 논문의 후속 연구로, 양축식 선형 영구자석 발전기를 실제로 제작하여 본 논문에서 제시한 해석 방법을 통한 해석 결과와 비교해 볼 수 있을 것으로 생각된다.

감사의 글

본 연구는 해양수산부의 해양청정에너지기술개발사업 "10MW급 부유식 파력-해상풍력 연계형 발전시스템 설계기술 개발 및 인프라 구축"의 지원으로 수행되었으며, 연구비 지원에 감사드립니다.

References

- [1] H. Polinder, F. F. A. van der Pijl, G. J. de Vilder, and P. J. Tavner, "Comparison of direct-drive and geared generator concepts for wind turbines," *Ieee Transactions on Energy Conversion*, vol. 21, pp. 725-733, Sep 2006.
- [2] Y. Amara, J. B. Wang, and D. Howe, "Analytical prediction of eddy-current loss in modular tubular permanent-magnet machines," *Ieee Transactions on Energy Conversion*, vol. 20, pp. 761-770, Dec 2005.
- [3] M. Leijon, H. Bernhoff, O. Agren, J. Isberg, J. Sundberg, M. Berg, et al., "Multiphysics simulation of wave energy to electric energy conversion by permanent magnet linear generator," *Ieee Transactions on Energy Conversion*, vol. 20, pp. 219-224, Mar 2005.
- [4] B. Drew, A. R. Plummer, and M. N. Sahinkaya, "A review of wave energy converter technology," *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers Part a-Journal of Power and Energy*, vol. 223, pp. 887-902, Dec 2009.
- [5] W. R. Cawthorne, P. Famouri, J. D. Chen, N. N. Clark, T. I. McDaniel, R. J. Atkinson, et al., "Development of a linear alternator-engine for hybrid electric vehicle applications," *Ieee Transactions on Vehicular Technology*, vol. 48, pp. 1797-1802, Nov 1999.
- [6] W. Jiabin and D. Howe, "A Linear Permanent Magnet Generator for a Free-Piston Energy Converter," in *Electric Machines and Drives, 2005 IEEE International Conference on*, 2005, pp. 1521-1528.
- [7] W. Jiabin, W. Weiya, G. W. Jewell, and D. Howe, "A low-power, linear, permanent-magnet generator/energy storage system," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 49, pp. 640-648, 2002.
- [8] D. L. Trumper, W. J. Kim, and M. E. Williams, "Design and analysts framework for linear permanent-magnet machines," *Ieee Transactions on Industry Applications*, vol. 32, pp. 371-379, Mar-Apr 1996.
- [9] Boules, N., "Prediction of No-Load Flux Density Distribution in Permanent Magnet Machines," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. IA-21, no.3, pp.633,643, May 1985.
- [10] J. B. Wang, G. W. Jewell, and D. Howe, "A general framework for the analysis and design of tubular linear permanent magnet machines," *Ieee Transactions on Magnetics*, vol. 35, pp. 1986-2000, May 1999.
- [11] J. Seok-Myeong, K. Kyoung-Jin, and C. Jang-Young, "Performance Evaluation of Small-Scaled Wind Power Generator with Outer Permanent Magnet Rotor considering Electromagnetic Losses (1) - Magnetic Field Analysis and Electrical Parameters Derivation using Electromagnetic Transfer Relations Theorem," *THE TRANSACTION OF THE KOREAN INSTITUTE OF ELECTRICAL ENGINEERS*, vol. 59, pp. 2179-2189, 12 2010.
- [12] Z. Q. Zhu and D. Howe, "Instantaneous Magnetic-Field Distribution in Brushless Permanent-Magnet Dc Motors, 2. Armature-Reaction Field," *Ieee Transactions on Magnetics*, vol. 29, pp. 136-142, Jan 1993.
- [13] Atallah, K., Zi Qiang Zhu, Howe, D., "Armature reaction field and winding inductances of slotless permanent-magnet brushless machines," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol.34, no.5, pp.3737,3744, Sep 1998.
- [14] Zhu, Z.Q., Howe, D., "Instantaneous magnetic field

distribution in permanent magnet brushless DC motors. IV. Magnetic field on load," Magnetics, IEEE Transactions on , vol.29, no.1, pp.152,158, Jan 1993.

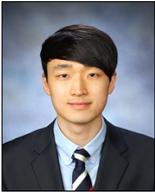
[15] S. M. Jang, J. Y. Choi, and S. S. Jeong, "Electromagnetic analysis and control parameter estimation of moving-coil linear oscillatory actuator," Journal of Applied Physics, vol. 99, Apr 15 2006.



홍기용 (洪起庸)

1960년 12월 5일 생. 1984년 서울대학교 조선공학과 학사 졸업. 1986년 동 대학원 석사 졸업. 1993년 Texas A&M Univ. Dep't of Ocean Engineering 박사 졸업. 1994년 ~ 현재 선박해양플랜트연구소 책임연구원, 선임연구부장
Tel : 042-866-3003
E-mail : khong@kriso.re.kr

저 자 소 개



강한빛 (姜한빛)

1987년 3월 11일생. 2013년 충남대학교 전기공학과 학사 졸업. 2013년 ~ 현재 동 대학원 전기공학과 석사과정.
Tel : 042-821-7601
E-mail : kangbit@cnu.ac.kr



최장영 (崔璋英)

1976년 10월 20일 생. 2003년 충남대학교 전기공학과 학사 졸업. 2005년 동 대학원 전기공학과 석사 졸업. 2009년 동 대학원 전기공학과 박사 졸업. 2009년 1월 ~2009년 8월 (주) 한라공조 기술연구소. 2009년 9월 ~ 현재 충남대학교 전기공학과 조교수.
Tel : 042-821-7610.
E-mail : choi_jy@cnu.ac.kr



김경환 (金敬桓)

1980년 10월 15일 생. 2006년 서울대학교 조선해양공학과 학사 졸업. 2011년 동 대학원 박사 졸업. 2011년 9월 ~ 2012년 12월 서울대학교 선박해양성능고도화 연구사업단. 2013년 ~ 현재 선박해양플랜트연구소 선임연구원.
Tel : 042-866-3941
E-mail : kkim@kriso.re.kr