ISSN 1975-8359(Print) / ISSN 2287-4364(Online)
The Transactions of the Korean Institute of Electrical Engineers Vol. 64, No. 1, pp. 64~71, 2015
http://dx.doi.org/10.5370/KIEE.2015.64.1.064

3상 집중권 권선을 갖는 코어리스/코어드 타입 리니어 발전기의 공간고조파 해석법을 이용한 전기자 반작용 자계특성 해석

Comparison and Analysis of Armature Reaction Magnetic Field of Linear Generator with Coreless/Cored Type Three Phases Concentrated Winding by using Space Harmonic Analytical Method

서 성 원* · 구 민 모* · 강 한 빛* · 최 장 영†
(Sung-Won Seo · Min-Mo Koo · Han-Bit Kang · Jang-Young Choi)

Abstract - This paper deals with analysis of armature reaction magnetic field of linear generator with three phases coreless/cored type concentrated winding. On the basis of a magnetic vector potential and Maxwell's equations, governing equations to predict armature reaction field are derived, and current density modeling is also performed analytically by using the Fourier series expansion. The analytical method used in this paper is confirmed by comparing with finite element analysis results.

Key Words : Armature reaction magnetic field, Linear generator, Analytical method

1. 서 론

최근 화석 에너지의 고갈 및 환경오염 문제로 인하여 다양한 신재생에너지의 개발에 대한 관심과 필요성이 증가하고 있다. 그 중에서도, 에너지 변환에 이용되는 발전기에 대한 중요성과 개발이 크게 진행되었고 이 중 영구자석을 이용한 발전기는 스스로 자력을 발생시키므로 별도의 전원공급이 필요 없을 뿐만 아니라, 고장 및 유지 보수 문제가 적은 장점이 있다. 또한 네오디움(NeFeB)을 사용한 합금 계열과 같은 높은 에너지밀도를 갖는 희토류계 자성체를 발견함으로써 영구자석형 발전기는 동기발전기의 권선을 영구자석으로 대체함으로 인해 발전기의 소량화 및 경량화가 가능해 지고, 뿐만 아니라 보다 높은 효율을 얻게 되어 다양한 용도로 사용되고 있다 [1]. 영구자석형 발전기는 크게 회전형 발전기와 리니어 발전기로 나눌 수 있다. 회전형 영구자석 발전기는 풍력 발전에 사용되는 등 다양한 신재생 에너지 분야에 연구가 진행 되고 있다. 회전형 영구자석 발전기는 회전운동을 전기에너지로 변환하여 사용하지만 병진운동을 하는 사용처에는 기계적인 변환을 거쳐야 하는 등 한계가 있다. 이러한 사용처에 영구자석을 이용한 리니어 발전기를 사용하면 회전형 영구자석 발전기에 비해 에너지 변환의 손실을 줄일 수 있으며 발전기의 유지 및 보수가 회전형 발전기에 비해 적기 때문에 효율과 신뢰성을 높여 준다 [2]. 리니어 발전기는 선형 운동을 이용한 발전기로 최근 신재생 에너지 분야에 활용되고 있으며, 특히 무게가 가볍고 소형으로도 고효율의 전력을 공급하는 장점을 이용하여 하이브리드 자동차, 공작기계, 콤프레서, 공장의 자동시스템에 이용되어지고 있고, 차세대 신재생 에너지인 파력에너지 변환에 이용되는 등 다양한 분야에 대한 연구가 이루어지고 있다 [3-12]. 이러한 리니어 발전기의 높은 효율을 얻기 위해 전기자 반작용 자계해석이 중요하다. 전기자 반작용의 해석은 발전기의 전압 변동률에 영향을 주며 소음 및 진동과 인덕턴스를 예측하는데 도움을 준다.

영구자석 리니어 발전기의 전기자 반작용 자계 해석방법에는 크게 유한요소 해석법과 같은 수치해석법과 공간고조파법과 같은 해석적 방법이 사용된다. 유한요소법을 기반으로 한 수치해석법은 높은 신뢰성을 갖으며 상용 소프트의 발전으로 사용하기 편리하지만 해석 모델의 설계에 있어 복잡하거나 3D 해석에 있어 하루 이상 해석시간이 걸리는 어려움이 있고 제어정수도출에도 어려움을 갖는다 [13]. 따라서, 본 논문은 해석적 방법을 이용하여 그림 1에 제시된 양측식 영구자석 리니어 발전기에 대해 코어리스/코어드 타입의 전기자 반작용 자계특성 해석을 하였다. 2차원 직각좌표계를 이용하여 영구자석을 모델링 한 후, 푸리에 급수 전개를 이용하여 자화성분을 확인 하였고 양측의 영구자석과 공극을 영역으로 표현하여 지배방정식을 유도하고, 자기벡터퍼텐셜과 경계조건을 이용하여 자속밀도 해석 해를 도출 하였다. 이 과정을 이용하여 전기자 반작용 자계의 분포를 확인하였다. 또한

† Corresponding Author : Dept. of Electrical Engineering, Chungnam National University, Korea.
E-mail: choi_jy@cnu.ac.kr
* Dept. of Electrical Engineering, Chungnam National Univerity, Korea.
Received : September 01, 2014; Accepted : December 29, 2014

Copyright ⓒ The Korean Institute of Electrical Engineers
This is an Open-Access article distributed under the terms of the Creative Commons Attribution Non-Commercial License (http://creativecommons.org/licenses/by-nc/3.0/)which permits unrestricted non-commercial use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.

각 타입의 자계분포 해석 결과를 바탕으로 인덕턴스 값을 도출하여 비교하였다.

2. 자계 특성 해석

2.1.1 해석모델

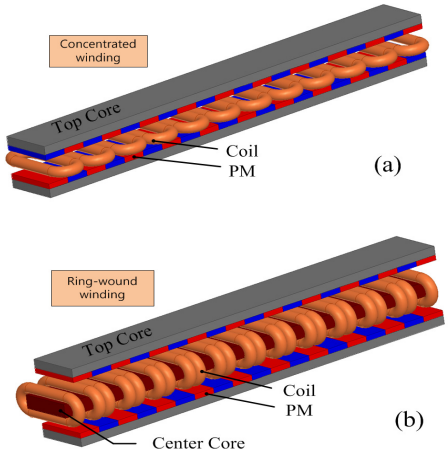


그림 1 리니어 발전기의 구조 : (a) 코어리스 타입 (b) 코어드 타입

Fig. 1 Structure of linear generator : (a) coreless type (b) cored type

전기자 반작용 자계 해석을 위한 직각좌표계 해석 모델을 그림 2에 나타내었다. 그림 2의 코어리스 타입 (a)의 각 영역은 상측 공극 I영역, 코일 II영역, 하측 공극III영역으로 구분하였고, 해석 모델의 영구자석 투자율과 공극 영역의 투자율은 같고 코어의 투자율은 무한대로 가정하였다. 해석의 편의를 위하여 코일 영역의 중앙을 y축의 영점에 위치 시켰고 코일 중앙에서 코일 표면의 거리를 α로 나타냈고, 공극 영역과 코어 표면을 β로 나타내었다. 코일에 의한 자계 특성식은 코일 영역에 전류가 흘러 전류밀도 J가 존재한다고 할 때, 맥스웰 방정식에 의해 구할 수 있다. 자속밀도 B에 관한 식 $\mathbf{B}=\mu_0(\mathbf{H}+\mathbf{M})$ 과 암페어의 법칙 식 $\nabla\times\mathbf{H}=\mathbf{J}$, 자기벡터포텐셜 A의 정의 식$\nabla\times\mathbf{A}\equiv\mathbf{B}$ 를 이용하여 지배방정식을 유도 하였다. 자속밀도 B에 관한 식의 μ_0은 진공중의 투자율로 $4\pi\times10^{-7}$H/m의 값을 갖고, 전기자 반작용 자계는 코일에 전류를 흘러 생기기 때문에 자화 M은 0이 된다. 자속밀도 B의 양변에 curl을 취하고 암페어의 법칙과 자기포텐셜 정의를 대입하여 정리하면 $\nabla\times(\nabla\times\mathbf{A})=\nabla\times\mu_0\mathbf{J}$식이 유도되고 쿨롱게이지 식과 벡터 삼중곱에 관한 항등식$\nabla\times\nabla\times\mathbf{A}=\nabla(\nabla\cdot\mathbf{A})-\nabla^2\mathbf{A}$을 이용하면 식 (1)과 같은 지배방정식을 유도할 수 있다.

$$\nabla^2\mathbf{A}=-\mu_0\mathbf{J} \tag{1}$$

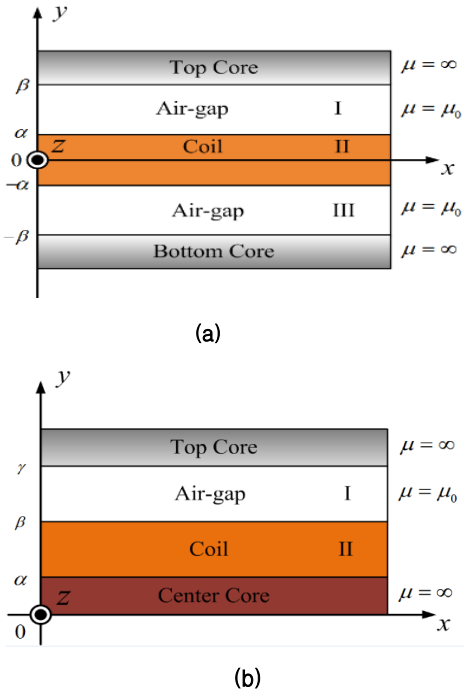


그림 2 리니어 발전기 전기자 반작용 자계 해석을 위한 직각좌표계 해석모델 : (a) 코어리스 타입 (b) 코어드 타입

Fig. 2 Analytical model for armature reaction magnetic field of linear generator : (a) coreless type (b) cored type

2.1.2 전류밀도 모델링

해석적 방법을 이용한 전기자 반작용에 의한 자계분포 해석은 권선의 전류밀도 모델링이 필수적이다. 코어리스 타입과 코어드 타입 권선의 전류모델링은 같다. 그림 3은 이동자의 권선을 갖는 해석 모델의 전류밀도 모델링을 보여준다. 3상 권선을 가지고 있으며 τ는 극 간격을 나타내고 τ_c는 코일피치, d은 한상 권선의 x방향 두께를 의미한다. k_n은 $n\pi/\tau$로 공간고조파 계수를 나타내며 A상, B상, C상의 d값과 코일피치 τ_c는 모두 같다. 3상 평형조건에 의해 A상이 최대값 J_0의 값을 갖을 때 B상과 C상은 $J_0/2$가 된다. 각 상의 전류밀도 식은 푸리에 급수 전개로 나타내었고, A상, B상, C상에 대한 전류밀도 분포식은 다음 식과 같이 푸리에 계수 I_{n_a}, I_{n_b}, I_{n_c}에 대한 전개를 통하여 구할 수 있다. 각 상의 푸리에 전개식은 식 (2)로 보여준다.

$$\mathbf{J_a}=\sum_{n=-\infty}^{\infty} I_{n_a}e^{-jk_nx}\mathbf{i_a} \tag{2a}$$

$$I_{n_a}=\frac{J_0}{j2k_n\pi}\left\{\begin{matrix}e^{jk_nd}-1-e^{jk_n(\tau_c+d)}+e^{jk_n\tau_c}-e^{jk_n(3\tau_c+4d)}\\+e^{3jk_n(\tau_c+d)}+e^{4jk_n(\tau_c+d)}-e^{jk_n(4\tau_c+3d)}\end{matrix}\right\}$$

$$\mathbf{J_b}=\sum_{n=-\infty}^{\infty} I_{n_b}e^{-jk_nx}\mathbf{i_b} \tag{2b}$$

$$I_{n_b}=\frac{J_0}{j2n\pi}\left\{\begin{matrix}-e^{jkn(\tau_c+2cl)}+e^{jkn(\tau_c+cl)}+e^{2jkn(\tau_c+cl)}-e^{jkn(2\tau_c+cl)}\\+e^{jkn(4\tau_c+5cl)}-e^{4jkn(\tau_c+cl)}-e^{5jkn(\tau_c+cl)}+e^{jkn(5\tau_c+4cl)}\end{matrix}\right\}$$

$$\mathbf{J_c}=\sum_{n=-\infty}^{\infty} I_{n_c}e^{-jk_nx}\mathbf{i_c} \tag{2c}$$

$$I_{n_b}=\frac{J_0}{j2n\pi}\left\{\begin{matrix}e^{jkn(2\tau_c+3cl)}-e^{2jkn(\tau_c+cl)}-e^{3jkn(\tau_c+cl)}+e^{jkn(3\tau_c+2cl)}\\-e^{jkn(5\tau_c+6cl)}+e^{5jkn(\tau_c+cl)}+e^{6jkn(\tau_c+cl)}-e^{jkn(6\tau_c+5cl)}\end{matrix}\right\}$$

전류 벡터 $\mathbf{J}$는 3상 전류밀도를 모두 더한 것과 같으므로 식 (3)과 같이 나타내었다.

$$\mathbf{J}=\mathbf{J_a}+\mathbf{J_b}+\mathbf{J_c} \tag{3}$$

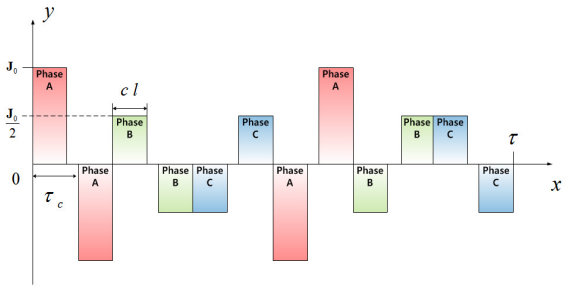


그림 3 전기자 전류밀도 모델링을 위한 개념도
Fig. 3 Schematic for modeling of armature current distribution

2.2 해석적 접근법을 이용한 전기자 반작용 자계 분포 특성 해석

2.2.1 코어리스 타입 전기자 반작용 자계

그림 2의 코어리스 타입 해석모델 (a)를 이용하여 각 영역의 지배방정식을 도출하였다. 앞의 식(1)을 이용하여 I영역, II영역, III영역의 지배방정식은 식(4) ~ (6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\nabla^2\mathbf{A^I}=0 \tag{4}$$

$$\nabla^2\mathbf{A^{II}}=-\mu_0\mathbf{J} \tag{5}$$

$$\nabla^2\mathbf{A^{III}}=0 \tag{6}$$

각$\mathbf{A}=\sum_{n=-\infty}^{\infty}A_{zn}(y)e^{-jk_nx}\mathbf{i_z}$ 식의 윗 첨자 I, II, III은 해석모델의 I영역, II영역, III영역에서의 성분임을 나타낸다. 코어리스 타입의 자기벡터 포텐셜 $\mathbf{A}$는 전류와 방향이 같아 z방향의 성분만 갖게 된다. 따라서 자기벡터포텐셜 $\mathbf{A}$는 z성분을 갖는 식으로 나타낼 수 있다. 이 식을 이용하여 앞에서 구한 I영역, II영역, III영역의 지배방정식에 대입하면 다음과 같은 미분방정식 형태의 식 (7) ~ (9)를 구할 수 있다.

$$-k_n^2A_{zn}^I(y)+\frac{\partial^2}{\partial y^2}A_{zn}^I(y)=0 \tag{7}$$

$$-k_n^2A_{zn}^{II}(y)+\frac{\partial^2}{\partial y^2}A_{zn}^{II}(y)=-\mu_0\mathbf{J} \tag{8}$$

$$-k_n^2A_{zn}^{III}(y)+\frac{\partial^2}{\partial y^2}A_{zn}^{III}(y)=0 \tag{9}$$

미분방정식형태의 식 (7) ~ (9)를 전기자 반작용 자계에 대한 지배방정식의 일반해로 나타내면 식 (10) ~ (12)로 나타낼 수 있다.

$$A_n^I(y)=C_n^Ie^{k_ny}+D_n^Ie^{-k_ny} \tag{10}$$

$$A_n^{II}(y)=C_n^{II}e^{k_ny}+D_n^{II}e^{k_ny}+\frac{\mu_0 J}{k_n^2} \tag{11}$$

$$A_n^{III}(y)=C_n^{III}e^{k_ny}+D_n^{III}e^{-k_ny} \tag{12}$$

각 영역에서의 자속밀도는 앞에서 정리한 자기벡터포텐셜의 정의를 이용하여 구할 수 있고, I영역, II영역, III영역의 자속밀도는 수평방향의 $\mathbf{B_x}$와 수직방향의 $\mathbf{B_y}$로 나누어 식 (13) ~ (18)로 정리하였다.

$$B_x^I=\sum_{n=-\infty}^{\infty}k_n(C_n^Ie^{k_ny}-D_n^Ie^{-k_ny})e^{-k_nx} \tag{13}$$

$$B_x^{II}=\sum_{n=-\infty}^{\infty}k_n(C_n^{II}e^{k_ny}-D_n^{II}e^{-k_ny})e^{-k_nx} \tag{14}$$

$$B_x^{III}=\sum_{n=-\infty}^{\infty}k_n(C_n^{III}e^{k_ny}-D_n^{III}e^{-k_ny})e^{-k_nx} \tag{15}$$

$$B_y^I=\sum_{n=-\infty}^{\infty}jk_n(C_n^Ie^{k_ny}+D_n^Ie^{-k_ny})e^{-k_nx} \tag{16}$$

$$B_y^{II}=\sum_{n=-\infty}^{\infty}jk_n(C_n^{II}e^{k_ny}+D_n^{II}e^{-k_ny}+\frac{\mu_0 J}{k_n^2})e^{-k_nx} \tag{17}$$

$$B_y^{III}=\sum_{n=-\infty}^{\infty}jk_n(C_n^{III}e^{k_ny}+D_n^{III}e^{-k_ny})e^{-k_nx} \tag{18}$$

위 식의 $C_n^I, D_n^I, C_n^{II}, D_n^{II}, C_n^{III}, D_n^{III}$는 미정계수를 나타낸다. 미정계수는 표 1의 각 경계조건을 이용하여 구할 수 있다.

표 1 각 영역의 경계조건
Table 1 Boundary conditions of each region

$y=\beta$	$B_x^I=0$
$y=\alpha$	$B_x^I=B_x^{II},\quad B_y^I=B_y^{II}$
$y=-\alpha$	$B_x^{II}=B_x^{III},\quad B_y^{II}=B_y^{III}$
$y=-\beta$	$B_x^{III}=0$

2.2.2 코어드 타입 전기자 반작용 자계

코어리스 타입과 같은 방법으로 발전되는 코어드 타입의 리니어 발전기는 그림 1의 (b)로 코일사이에 코어를 넣는 구조로 되어있다. 코어리스 타입과 다르게 양측의 자석은 같은 극의 구조

로 되어있고 코일 또한 중간의 코어를 기준으로 상-하 집중권 권선형태를 가지고 있다. 코어드 타입의 직각좌표계 해석모델에서 코어리스 타입과 같이 x축을 기준으로 (-)부호의 대칭구조로 모델을 놓지 않은 이유는 영역이 많아지면 각 영역의 전기자 반작용 자계해석이 많이 복잡해지고 코어리스의 결과를 확인한 것과 같이 해석결과의 수평방향 $\mathbf{B_x}$값만 반대로 나타나기 때문에 결과를 예측할 수 있다. 따라서 그림 2의 (b)와 같이 해석모델을 설정하고 코일에 의한 자계 특성식은 코어리스 타입과 동일하게 코일 영역에 전류가 흘러 전류밀도 J가 존재한다고 할 때, 맥스웰 방정식에 의해 구하였다. 코어드 타입의 전류모델링은 코어리스타입의 그림 3과 같고 구하는 방법은 식(2)와 같이 보일 수 있다. 지배방정식 $\nabla^2\mathbf{A}=-\mu_0\mathbf{J}$을 이용하여 코어드 타입의 각 영역의 지배방정식을 나타내면 다음 식 (19) 및 (20)과 같다.

$$\nabla^2\mathbf{A}^{\mathrm{I}}=0 \tag{19}$$

$$\nabla^2\mathbf{A}^{\mathrm{II}}=-\mu_0\mathbf{J} \tag{20}$$

코어리스타입의 전기자 반작용 자계의 지배방정식 유도와 같은 방법으로 자기벡터포텐셜 A정의를 이용한 식 $\mathbf{A}=\sum_{n=-\infty}^{\infty}A_{zn}(y)e^{-jk_nx}\mathbf{i_z}$을 각각 I영역과 II영역의 지배 방정식에 대입하여 미분방정식 $-k_n^2A_{zn}^I(y)+\frac{\partial^2}{\partial y^2}A_{zn}^I(y)=0$와 $-k_n^2A_{zn}^{II}(y)+\frac{\partial^2}{\partial y^2}A_{zn}^{II}(y)=-\mu_0\mathbf{J}$로 나타낼 수 있고, 코어드 타입의 전기자 반작용자계의 지배방정식 일반해는 식 (21)과 (22)로 나타낼 수 있다.

$$A_n^I(y)=C_n^Ie^{k_ny}+D_n^Ie^{-k_ny} \tag{21}$$

$$A_n^{II}(y)=C_n^{II}e^{k_ny}+D_n^{II}e^{k_ny}+\frac{\mu_0J}{k_n^2} \tag{22}$$

코어리스 타입과 마찬가지로 코어드 타입의 각 영역에서의 자속밀도 식은 수직 수평방향으로 식 (23) ~ (26)으로 나타낼 수 있다.

$$B_x^I=\sum_{n=-\infty}^{\infty}k_n(C_n^Ie^{k_ny}-D_n^Ie^{-k_ny})e^{-k_nx} \tag{23}$$

$$B_x^{II}=\sum_{n=-\infty}^{\infty}k_n(C_n^{II}e^{k_ny}-D_n^{II}e^{-k_ny})e^{-k_nx} \tag{24}$$

$$B_y^I=\sum_{n=-\infty}^{\infty}jk_n(C_n^Ie^{k_ny}+D_n^Ie^{-k_ny})e^{-k_nx} \tag{25}$$

$$B_y^{II}=\sum_{n=-\infty}^{\infty}jk_n(C_n^{II}e^{k_ny}+D_n^{II}e^{-k_ny}+\frac{\mu_0J}{k_n^2})e^{-k_nx} \tag{26}$$

미정계수 $C_n^I, D_n^I, C_n^{II}, D_n^{II}$는 코어리스 타입과 같이 적절한 경계조건을 이용하여 구할 수 있다.

표 2 각 영역의 경계조건
Table 2 Boundary conditions of each region

$y=\gamma$	$B_x^I=0$
$y=\beta$	$B_x^I=B_x^{II}, \quad B_y^I=B_y^{II}$
$y=\alpha$	$B_x^{II}=\mu_0J$

2.2.3 인덕턴스

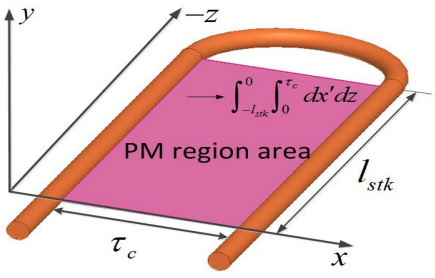


그림 4 쇄교자속 해석을 위한 모델
Fig. 4 Analytical model for flux linkage analysis

각 상의 인덕턴스는 자기 인덕턴스, 상호 인덕턴스, 누설 인덕턴스의 합으로 나타낼 수 있다는데 누설 인덕턴스는 상대적으로 매우 작은 값을 가지므로 무시할 수 있고 자기 인덕턴스 또한 포함되어져야 하는 end-turn 인덕턴스도 같은 이유로 본 논문에서는 다루지 않았다. a상 전류에 의해 a상에 쇄교되는 자속 λ_a는 자기 인덕턴스로 표현되고 $\lambda_a=L_{self}i_a$로 나타낼 수 있다. 식 (27)은 a상 코일에 쇄교하는 자속을 전기자 반작용 자계를 이용하여 표현하였다.

$$\lambda_a=L_{self}i_a=N_{turn}N_{sp}l_{stk}\frac{B_y}{-jk_n}(e^{-jk_n(\tau_c+cl/2)}-e^{-jk_n\cdot cl/2}) \tag{27}$$

식 (27)에서 N_{turn}은 코일의 턴 수를 의미하며 N_{sp}는 상당 슬롯수를, l_{stk}는 적층 길이를 나타낸다. 각 상의 위상차는 120도를 가지고 3상 기기의 상호 인덕턴스 M은 식 $-1/2L_{self}$과 관계를 가진다. 이 식을 이용하여 한상 코일에 쇄교되는 총 자속은 식 (28)과 같이 나타낼 수 있다 [14].

$$\lambda=L_{self}i_a+Mi_b+Mi_c=\frac{3}{2}L_{self}i_a=L_si_a \tag{28}$$

3. 해석 결과

본 논문에서 다룬 해석 모델의 설계사양은 표 3과 같다. 두 모델은 이동자 코어의 유, 무에 따라 각각 와인딩 방식이 달라지며 이에 따른 전기자 반작용 해석 및 인덕턴스를 도출하였다.

표 3 해석 모델 설계 사양
Table 3 Design Specification of Analysis model

코어리스 타입		코어드 타입	
전체 길이	8 [m]	전체 길이	8 [m]
전류	1 [A]	전류	1 [A]
공극 길이	68 [mm]	공극 길이	68 [mm]
상측 코어 두께	35 [mm]	이동자 코어	20 [mm]
		하측 두께	35 [mm]
코일 턴 수	2 [turn]	코일 턴 수	2 [turn]
코일 두께	40 [mm]	코일 두께	40 [mm]

3.1 코어리스 타입 2차원 유한요소 해석 모델 및 공간고조파법 해석

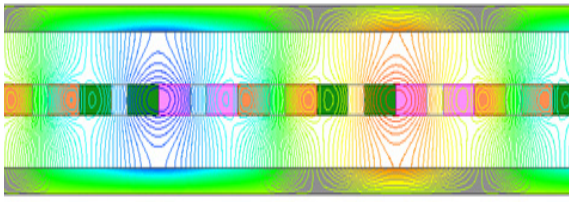
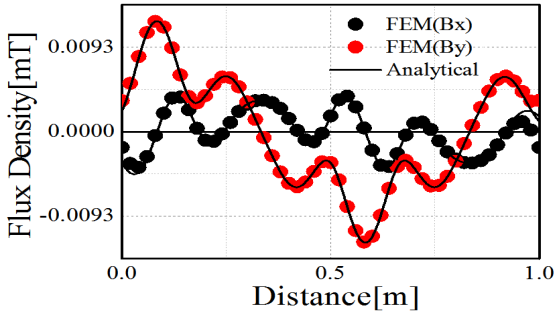
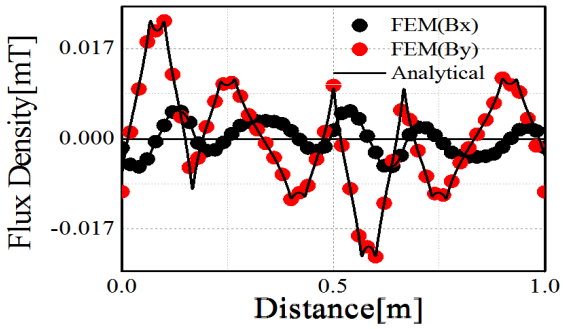


그림 5 코어리스 타입 2차원 유한요소 해석 모델
Fig. 5 2D Finite elements analysis model of coreless type

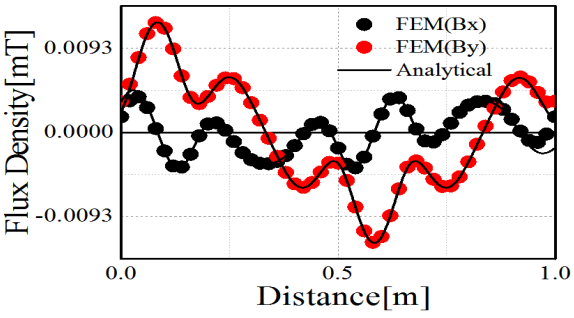
그림 5는 코어리스 타입의 2차원 유한요소 해석 모델을 보여준다. 그림 6은 해석 모델의 I영역, II영역, III영역의 전기자 반작용 자계분포를 공간고조파법과 유한요소법의 해석 결과를 비교하였다. I영역과 III영역은 해석모델의 직각좌표계상에서 y축의 부호만 다르기 때문에 해석결과의 수평방향 B_x의 값만 반대로 나타나고 나머지 결과는 동일하다. 각 영역에서의 해석 결과는 유한요소법의 결과와 잘 일치함을 확인할 수 있다.



(a)



(b)



(c)

그림 6 전기자 반작용에 의한 자계 분포 : (a) I영역, (b) II영역, (c) III영역
Fig. 6 Flux density distribution by armature reaction : (a) I area (b) II area (c) III area

3.2 코어드 타입 2차원 유한요소 해석 모델 및 공간고조파법 해석

그림 7은 코어드 타입의 2차원 유한요소 해석 모델을 나타낸다. 코어리스 타입과 동일한 방법으로 그림 2의 (b)와 같이 직각좌표계 모델과 동일한 영역으로 나타내어 해석 하였다. 그림 8은 코어드 타입의 I영역, II영역의 전기자 반작용 자계분포를 공간고조파법과 유한요소법의 해석 결과를 비교하여 나타내었다. 코어리스 타입의 I영역과 III영역 결과의 수평방향 B_x의 값만 반대로 나타남을 이용하여 코어드 타입의 $-x$축의 전기자 반작용 자계분포를 예측할 수 있다. 코어드 타입 또한 각 영역에서의 해석 결과는 유한요소법의 결과와 잘 일치함을 보여준다.

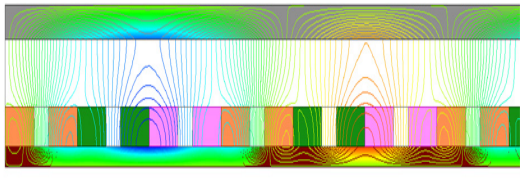


그림 7 코어드 타입 2차원 유한요소 해석 모델
Fig. 7 2D Finite elements analysis model of cored type

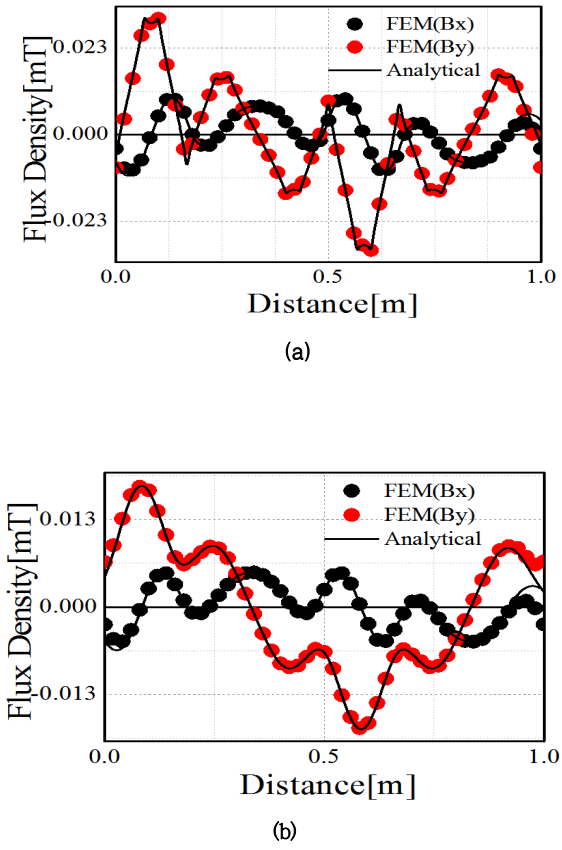


그림 8 전기자 반작용에 의한 자계 분포 : (a) I영역, (b) II영역

Fig. 8 Flux density distribution by armature reaction : (a) I area (b) II area

3.3 코어리스 타입과 코어드 타입 및 인덕턴스 비교

그림 9는 코어리스 타입과 코어드 타입의 전기자 반작용 자계 분포를 비교한 결과를 보여준다. 각각 공극영역에서의 전기자 반작용 분포와 코일영역에서의 전기자 반작용 분포를 나타내었고, 비교하는데 있어서 편의를 위해 각각 수평방향 B_x와 수직방향 B_y로 나누어 나타내었다. 표 3은 전기자 반작용을 이용한 인덕턴스 값을 보여준다. 코어리스 타입의 전기자 반작용 분포와 코어드 타입의 전기자 반작용 분포에서 코어드 타입이 코어리스 타입에 비해 전기자 반작용 자계가 더 높음을 알 수 있다. 따라서 코어드 타입의 인덕턴스 역시 이 더 높음을 확인 할 수 있다. 또한 각각의 결과를 통하여 각 타입의 경향성을 고려했을 때 해석 방법의 정확성을 보여주고 인덕턴스 값 또한 유한요소해석과 비교를 통해 값이 큰 오차 없이 비슷한 결과를 보아 해석적 기법의 타당성을 확인 할 수 있다.

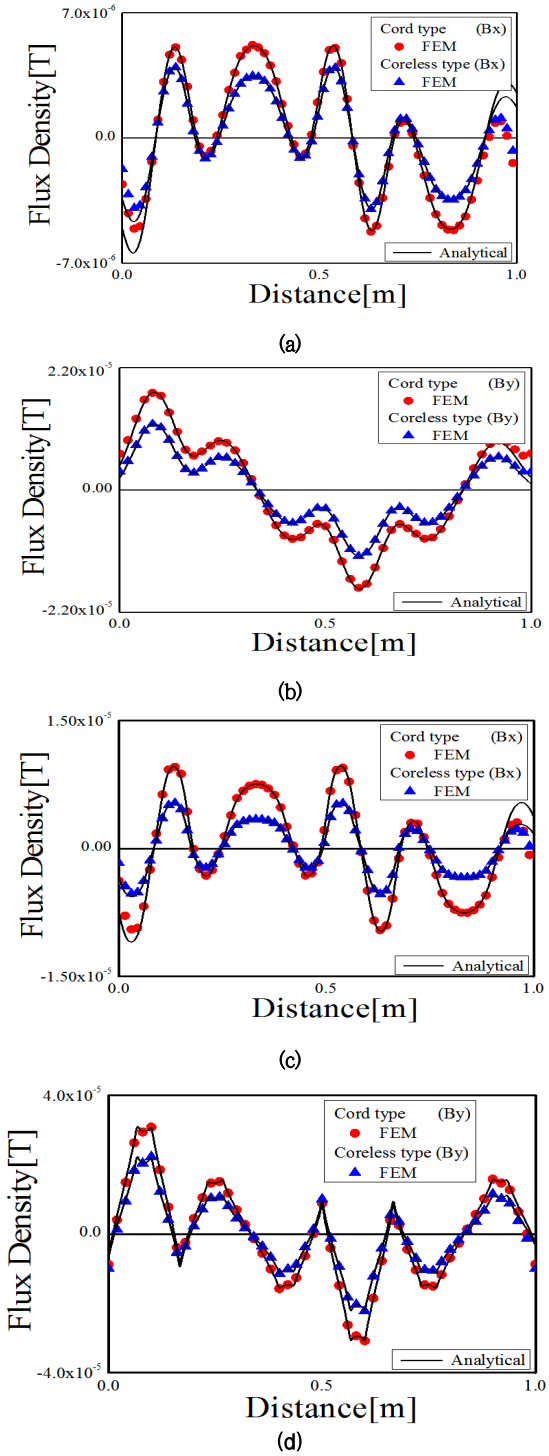


그림 9 각 타입의 전기자 반작용 자계 분포 비교 : (a) 공극 영역 [B_x], (b) 공극 영역[B_y], (c) 코일 영역[B_x], (d) 코일 영역 [B_y]

Fig. 9 Flux density distribution by armature reaction of each type : (a) Air-gap area[B_x] (b) Air-gap area [B_y] (c) Coil area [B_x] (d) Coil area [B_y]

4. 결 론

표 4 인덕턴스의 해석 결과 및 오차
Table 4 Analysis results and error rate of Inductance

자기 인덕턴스	해석결과	유한요소해석	오차
코어리스 타입	0.0000472 [H]	0.0000466 [H]	약 1.2%
코어드 타입	0.0000688 [H]	0.0000718 [H]	약 4.1%

본 논문에서는 3상 집중권 권선을 갖는 코어리스/코어드 타입의 양측식 영구자석형 리니어 발전기의 전기자 반작용에 의한 자계분포특성해석을 하였다. 코어리스/코어드 타입을 각각 편미분 방정식으로 표현되는 맥스웰 방정식을 기반으로 지배방정식의 해를 구하여 나타내고자하는 영역의 전기자 반작용에 의한 자속밀도 특성식을 도출해 내었고 유한요소 결과와 비교하여 일치함을 확인 할 수 있었다. 또한 코어리스/코어드 타입의 전기자 반작용 자계분포를 비교함으로 코어드 타입의 전기자 반작용 자계분포가 코어리스 타입의 값보다 큼을 알 수 있다. 계산된 자계 특성은 에너지 관계를 통해 자기 인덕턴스를 도출하였고, 이를 이용하여 동기 인덕턴스 또한 유도 하였다. 모든 해석 결과는 2차원 유한요소해석 결과와 비교하였으며 잘 일치하였다. 본 논문의 연구 결과로 공간고조파법을 이용한 해석방법의 타당성을 입증 하였고, 리니어 발전기의 초기 설계에 매우 유용할 것이라고 사료된다.

감사의 글

본 연구는 해양수산부의 해양청정에너지개발사업 "10MW급 부유식 파력-해상풍력 연계형 발전시스템 개발"의 지원으로 수행되었으며, 연구비 지원에 감사드립니다.

References

[1] G. R. Slemon, “On the design of high-performance surface-mounted PM motors,” IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 30, pp.134 - 140, 1994.

[2] Y. Amara, J. B. Wang, and D. Howe, “Analytical prediction of eddy-current loss in modular tubular permanent-magnet machines,” IEEE Trans. on Energy Conv., vol. 20, pp. 761-770, Dec 2005.

[3] Boldea and S. A. Nasar, “Linear electric actuators and generators,” IEEE Trans. Energy Conv., vol. 14, no. 3, pp.712 - 716, 1999.

[4] M. Inoue and K. Sato, “An approach to a suitable stator length for minimizing the detent force of permanent magnet linear synchronous motors,” IEEE Trans. Magn., vol. 36, no. 4, pp.1890 - 1893, 2000.

[5] M. A. Mueller, “Electrical generators for direct drive wave energy converters,” Proc. Inst. Elect. Eng. Gen., Trans. Distrib., vol. 149, no. 4, pp.446 - 456 2002.

[6] Baker, N.J., Mueller, M.A., and Brooking, P.R.M., “Electrical power conversion in direct drive wave energy converters’. European Wave Energy Conf., Cork, Ireland, pp. 197 - 204. 2003.

[7] J. Wang , W. Wang , G. W. Jewell and D. Howe “A low power, linear, permanent-magnet generator/energy storage system,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 49, no. 3, pp.640 - 648 2002.

[8] S. M. Geng , G.E. Schwarze and J.M Niedra “A 3-D Magnetic Analysis of a Linear Alternator for a Stirling Power System,” Proceedings of the 35th Intersociety Energy Conversion Engineering Conference, 2000.

[9] W. R. Cawthorne, P. Famouri, J. Chen, N. N. Clarke, T. I. McDaniel, R. J. Atkinson, S. Nandkumar, C. M. Atkinson, and S. Petreanu, "Development of a linear alternator-engine for hybrid electric vehicle applications", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 48, no. 6, pp.1797 - 1802 1999.

[10] P. Famouri, W. R. Cawthrone, N. Clark, S. Nandkumar, C. Atkinson, R. Atkinson, T. McDaniel, and S. Petreanu, “Design and testing of a novel linear alternator and engine system for remote electrical power generation,” Proc. IEEE Power Engineering Society Winter Meeting, vol. 1, pp.108 -112 1999

[11] B. Drew, A. Plummer, and M. Sahinkaya, “A review of wave energy converter technology,” Proc. IMechE Part A: Journal of Power and Energy, vol. 223, pp. 887 - 902, 2009.

[12] M. Leijon , H. Bernhoff , O. Agren , J. Isberg , J. Sundberg , M. Berg , K. Karlsson and A. Wolfbrandt “ Multiphysics simulation of wave energy to electric energy conversion by permanent magnet linear generator,” IEEE Trans. Energy Convers., vol. 20, no. 1, pp.219 - 224. 2005.

[13] J. Wang, G. W. Jewell, and D. Howe, “A general framework for the analysis and design of tubular linear permanent magnet machines,” IEEE Trans. Magn., vol. 35, pp.1986 - 2000. 1999.

[14] Seok-Myeong Jang, Jang-Young Choi, and Sang-Sub Jeong “Electromagnetic Analysis and Control Parameter Estimation of Moving-Coil Linear Oscillatory

Actuator," J. Appl. Phys., vol. 99, no 8, 08R307, April 2006.

저 자 소 개

서 성 원(Sung-Won Seo)

1988년 2월 10일생. 2014년 호서대학교 전기공학과 졸업, 2014 3월 ~현재 충남대학교 전기공학과 석사과정

Tel : 042-821-7601

Email : dd1059@naver.com

구 민 모(Min-Mo Koo)

1984년 3월 30일생. 2011년, 2013년 충남대학교 전기공학과 학사, 석사 졸업. 2013년 ~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.

Tel : 042-821-7601

Email : mmkoo@cnu.ac.kr

강 한 빛(Han-Bit Kang)

1987년 3월 11일생. 2013년 충남대학교 전기공학과 학사 졸업. 2013년 ~현재 동 대학원 전기공학과 석사과정.

Tel : 042-821-7601

Email : kangbit@cnu.ac.kr

최 장 영(Jang-Young Choi)

1976년 10월 20일 생. 2003년 충남대학교 전기공학과 학사졸업. 2005년 동대학원 전기공학과 석사졸업. 2009년 동 대학원 전기공학과 박사 졸업. 2009년 1월 ~2009년 8월 ㈜ 한라공조 기술연구소. 2009년 9월 ~현재 충남대학교 전기공학과 부교수.

Tel : 042-821-7610

E-mail : choi_jy@cnu.ac.kr