

## 보조극형 자동차 시동용 직류전동기의 특성해석

배준영<sup>†</sup> · 김진구<sup>\*</sup> · 이상룡<sup>\*\*</sup>  
(2002년 4월 10일 접수, 2002년 11월 4일 심사완료)

### The Characteristic Analysis of an Automotive Starter Motor with Pole Core

Joon-Young Bae, Jin-Goo Kim and Sang-Ryong Lee

**Key Words:** Starter Motor(시동모터), Pole Core(보조극), 3D Equivalent Magnetic Circuit Network (3D 등가자기회로방법), Overhang effect(오버행 효과)

#### Abstract

This paper describes an analysis method based on the experimental parameter for the 0.9kW starter motor of vehicle with permanent magnet and pole core, and analyzed the influence by the effect of pole core of starting motor by using the 2D-FEM analysis technique to reflect the structural characteristic of 3D. A starter motor consists mainly of armature, yoke and permanent magnet with the pole core. Additionally, there is different the axial length of each part. Therefore, the effective of analysis method is needed to improve the characteristic of it. This paper approached the 2D-FEM analysis estimated by the 3D-EMCN(Three Dimensional Equivalent Magnetic Circuit Network) instead of the 3D-FEM analysis to minimize parameters. As a result, this paper is proposed the validity of 2D-FEM analysis and obtained reasonable results for improving a performance.

#### 1. 서론

자동차 시동용으로 사용되는 전동기는 자동차 엔진의 공회전 속도(Idle speed)에 부합한 공기연료의 혼합비를 발생시킬 수 있는 규정된 최소한의 속도(시동 최저속도)로 엔진을 시동해야 한다.

또한, 전동기의 발생 토크는 엔진의 압축저항, 피스톤, 커넥팅 로드, 크랭크축의 베어링 마찰력을 극복해야 하고 이 마찰력은 엔진구조, 링 기어 수, 기온 및 윤활유의 종류와 상태에 따라 큰 영향이 있으며 그 최대치는 엔진의 상태가 저온일 때가 된다. 따라서, 시동저항의 극복과 동력전달장치의 가속에 필요한 높은 수준의 초기 토크를 발생하기 위해 부하에 따라 특성을 갖는 계자

권선을 이용한 직류 직권전동기를 사용해 왔다.

최근들어, 자동차에 사용되는 전동기는 경량화 및 소형화뿐만 아니라 고성능, 고효율에 초점을 두고 개발을 가속화하고 있다. 따라서, 이러한 추세에 맞춰 기존의 계자권선을 에너지 밀도가 높은 영구자석으로 대체하여 권선에 의한 점유공간과 무게를 줄이고 계자권선 전류에 기인한 발열 및 손실을 저감시킴으로써 단위체적당 출력을 증대시켜 소형, 경량화가 가능하도록 구현하고 있다. 특히, 기존의 계자권선을 영구자석으로만 대체 하지않고 보조극(Pole core)을 추가로 채택하여 유효자속량을 더욱 증가시켜 성능 향상에 기여함으로써 단위 체적당 출력을 증대시켜 소형, 경량화를 실현하고 있다.

하지만, 지금까지는 보조극이 자기회로에 미치는 영향에 대한 정확한 연구가 미흡하고 대부분 시행착오적(Trial and error)인 방법을 통해 보조극을 설계하고 있는 실정에 있다. 그러므로, 자동차 시동을 위한 부하사양을 만족하는 우수한 전동기를 설계하기 위해서는 정확한 해석 기법을 바탕

<sup>†</sup> 책임저자, 회원, 경북대학교 대학원 기계공학과

E-mail : bjypot@hanmir.com

TEL : (053)952-2229 FAX : (053)950-6550

<sup>\*</sup> (주)카스코 기술연구소 제품개발부

<sup>\*\*</sup> 회원, 경북대학교 공과대학 기계공학부

으로 한, 보조극(Pole core)의 설계가 필요하다.

본 논문에서는 자동차의 시동을 위한 구동원으로써 보조극을 갖는 0.9kW급 영구자석 계자형 직류전동기 즉, 시동모터(Starter motor)를 대상으로, 해석모델을 수립하고 이를 3차원의 구조적 특성을 반영한 2차원 해석기법을 이용하여 해석을 수행하였으며, 양산품의 실험치와 비교분석함으로써 해석기법의 타당성을 검증하고 신뢰성을 확보하였다.<sup>(1-5)</sup>

또한, 해석모델에서 계자요크는 포화현상을 고려하여 등가단면적으로 보정하였으며, 영구자석과 전기자 축방향의 길이 차이로 인한 오버행 효과(Overhang effect)는 3차원 등가자기회로망법(3D Equivalent Magnetic Circuit Network : 3D EMCN)을 통해 그 계수를 산정하여 2차원 유한요소해석을 보정하였다. 그리고, 브러시 취부형 전동기에서 발생하는 브러시 접촉저항 및 기계적인 손실을 해석 대상의 전동기로부터 추출하여 이 파라미터를 이론적 특성해석 결과에 반영하였다.<sup>(6-9)</sup>

끝으로, 본 논문은 보조극이 전동기의 전자기 현상에 미치는 영향을 분석하였으며 보조극의 파라미터 변화에 따른 특성 해석으로부터 성능을 향상시키기 위한 보조극의 위치와 치수를 제시하고 있다.

## 2. 직류전동기의 구조

### 2.1 직류전동기의 요구사항

엔진에서 요구되는 특성에 따라 시동모터를 선정하는 것이 중요하며, 특히 시동모터의 출력특성 선정에 있어서는 엔진 및 전력 공급원에 있는 배터리의 적합성이 우선적이며 이것이 맞지 않는 시동모터는 그 힘을 충분히 발휘할 수가 없게 된다. 엔진의 최저 시동 회전수, 배터리 선정, 배선 저항, 시동모터의 용량 등이 기본적인 요구사항이 될 수 있다.

#### 2.1.1 엔진의 최저 시동 회전수

엔진을 기동시키기 위해서는 착화 및 완전 폭발에 필요한 최저 회전수 이상으로 구동 시켜줄 필요가 있다. 최저 착화 회전수에 영향을 미치게 하는 인자는 엔진의 사양(점화방식, 사이클 수, 기통수, 실린더 용량, 압축비), 배기 대상 시스템, 시동 보조시스템 및 사용조건(흡기온도, 연료) 등이 있다. 이처럼 영향인자가 많기 때문에 최저

Table 1 Cable resistance of Starter motor circuit

STARTER MOTOR		MOTOR CIRCUIT	STARTER CIRCUIT	RELAY CIRCUIT
12V	Gasoline	0.002Ω	0.050Ω	-
	Diesel	Max.	Max.	-
24V	Medium type Diesel	0.002Ω	0.025Ω	-
	Heavy-duty type Diesel	0.002Ω	0.500Ω	0.010Ω
Remark		the shield circuit included	the contact-resistance in circuit included	

시동 회전수를 일률적으로 보여 주는 것은 곤란하나 일반적으로 엔진에서의 실측에 의해 산정하고 있다.

### 2.1.2 배터리의 선정

시동모터의 출력특성곡선에서 알 수 있듯이 시동모터의 출력특성은 인가되는 전압강하특성에 의해 좌우된다. 따라서, 엔진에서 요구하는 출력을 얻기 위해서는 배터리의 결정이 매우 중요하며, 다음 사항을 충분히 고려해야 한다. 배터리는 시동모터와 최저 착화 회전수가 얻어질 수 있도록 전압강하 특성내에 있어야 하며, 배터리 방전 특성은 시동보증 온도에 있어서 3/4 충전상태 이상이 되어야 한다. 또한, 반복시동을 행할 경우, 전압저하량 및 시동배선저항을 고려해야 한다.

### 2.1.3 시동모터의 배선저항

전동기 회로의 케이블 단면적은 저온 엔진 시동시의 전류 밀도  $15[A/mm^2]$ 이하가 되도록 하고 길이는 저항  $0.002[\Omega]$ 이하로 한다. Table 1은 일반적인 배선저항의 적용 예를 나타내고 있다.

또한, 배선 이외에 차량샤시를 시동모터의 회로에 포함시킬 경우는 차량샤시의 저항과 접촉부 저항이 가능한 작게 하여야 한다. 시동모터의 출력 선정에서 시동모터회로 배선 저항과 차량샤시에 의한 저항을 고려하여 산출할 필요가 있다. 그리고, 시동 스위치 회로 및 릴레이 회로의 배선도 접촉 저항을 고려하여 배선 저항을 선정해야한다.

## 2.2 시동모터의 구조 및 작동원리

일반적으로 엔진의 시동장치에 있어서 시동모터가 이용되는 것은 조작성이 간단하고, 신뢰성이 높을 뿐만 아니라 소형·경량화가 가능한 장점을

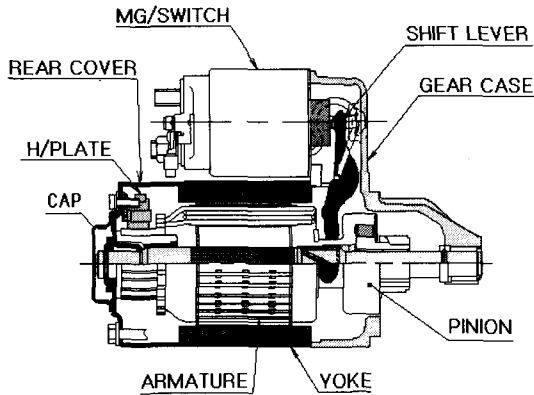


Fig. 1 Construction of Starter motor

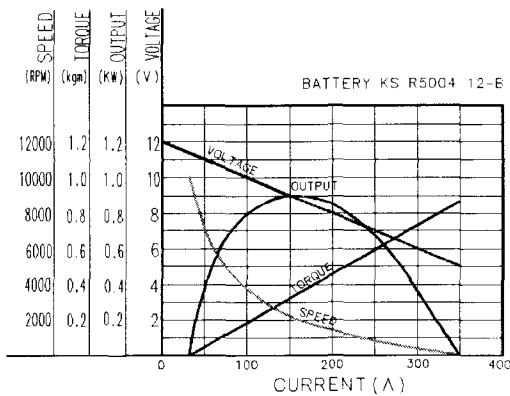


Fig. 2 Basic characteristic curve of Starter motor

갖기 때문이다. 에너지원은 차량내의 배터리를 사용하고 엔진 시동을 위해서 큰 기동토크를 유도하며, 동시에 착화를 위해서 큰 회전수를 얻는 Fig. 1과 같은 구조의 직권 전동기를 사용하고 있다. 정격시간은 30초이내로 짧은 시간이기 때문에 일반적으로 소형이지만 큰 출력이 가능하다.

2.2.1 출력특성곡선

시동모터의 표준 곡선은 Fig. 2와 같으며, 회전수는 부하전류가 증가하면 감소하고 배터리 전압은 내부저항에 의해 부하전류의 증가와 함께 감소한다. 그리고, 토크는 부하전류의 증가에 비례한다.<sup>(7)</sup>

2.2.2 시동모터의 동작원리

차량내 부착된 시동 스위치(Key S/W)를 ON 하는 순간 마그네트 스위치의 흡인코일(P-Coil)과 유지코일(H-Coil)에 전류가 흘러 마그네트 스위치가 여자되면서 흡인력이 발생한다. 한편, 전동기

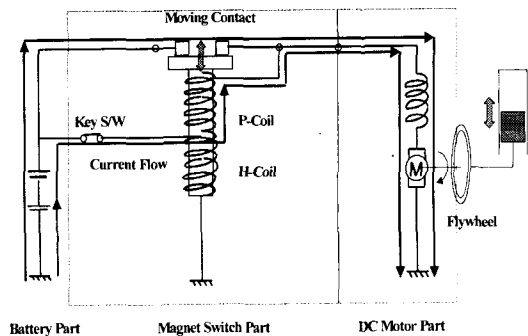


Fig. 3 Circuit diagram of Magnet switch "ON"

로도 전류는 흐를 수 있지만, 흡인코일이 직렬로 연결되어 전류 흐르기 때문에 미소량의 전류만이 전동기부로 흘러 모터는 거의 회전하지 않는다.

Fig. 3은 마그네트 스위치를 “작동한 경우의 회로도를 나타낸 것으로 마그네트의 가동접점이 이동하여 배터리 단자와 모터의 단자가 연결되면서 배터리로부터 대전류가 흘러 시동모터가 회전하여 엔진이 시동된다. 이때, 흡인코일은 마그네트 접점에서 단락(Short)되어 전류는 흐르지 않는다. 아울러, 시동이 걸린 상태에서 시동 스위치를 놓으면, 시동순서의 역순으로 진행된다.

3. 직류전동기 이론해석

3.1 전동기 파라미터 추출

3.1.1 브러시 접촉저항의 산정

브러시 취부형 직류전동기에서 전체 저항( $R_T$ )은 식 (1)과 같이 전기자 권선저항( $R_a$ )과 브러시( $R_b$ ) 및 브러시 접촉저항( $R_{bc}$ ), 정류자 편저항( $R_c$ )을 포함한 것으로, 전체 저항은 측정치의 전압, 회전수, 토크로부터 구할 수 있으며, 역기전력상수는 실험치를 통해 구한 값을 사용하고, 식 (1)로 부터 계산된 전체 저항에서 측정된 전기자 권선저항을 제외한 저항  $R$ 을 계산한다. Fig. 4는 브러시접촉저항을 산정하는 순서도이다.

$$V = IR_T + K_E N, \quad E = K_E N \tag{1}$$

$$R_T = \frac{V - E}{I}$$

$$R = R_{bc} + R_b + R_c = R_T - R_a$$

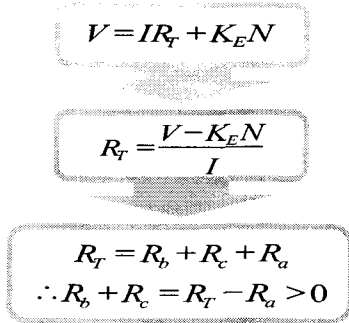


Fig. 4 Procedure to calculate contact resistance of Brush

3.1.2 손실 토크의 산정

전기적 입력( $P_{in}$ )은 기계적 유효 출력분 ( $P_{out}$ )과 철손, 기계손을 포함하는 무부하손실 ( $P_{loss}$ ), 전기적 손실인 동손( $P_{coil}$ )의 합과 같으며 따라서, 회전형 전동기에서 기계적인 운동 방정식은 식 (3)과 같다.

$$P_{in} = P_{out} + P_{loss} + P_{coil} \quad (2)$$

$$T = J \frac{d\omega_r}{dt} + \omega_r D + T_{eff} \quad (3)$$

여기서,  $J$ 는 회전자의 관성모멘트,  $D$ 는 회전자의 댐핑계수이다.

한편, 정상상태에서는 전동기의 회전속도가 일정하다고 볼 수 있으므로 식 (3)은 식 (4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$T = \omega_r D + T_{eff} \quad (4)$$

$$\omega_r T = \omega_r^2 D + \omega_r T_{eff} = \omega_r^2 D + P_{out}$$

여기서,  $T$ 는 전동기의 순수 발생토크,  $T_{eff}$ 는 다이내모메트로 측정된 토크,  $\omega_r$ 는 전동기의 각속도를 나타낸다.

식 (3)과 식 (4)의 관계로부터 철손, 기계손을 포함하는 무부하손실은 식 (5)와 같다.

$$P_{loss} = \omega_r T - \omega_r T_{eff} = \omega_r^2 D \quad (5)$$

여기서, 전동기의 순수 발생 토크는 실험치에 의해 산정된 토크 상수와 전류로 산출할 수 있고 댐핑계수는 순수 발생토크와 다이내모메트로 측정된 토크의 차이로 산출할 수 있다.

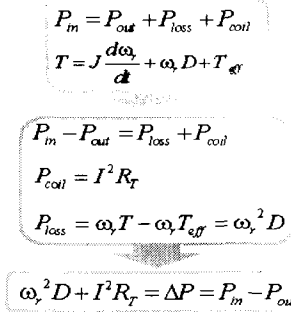


Fig. 5 Procedure to calculate loss parameters

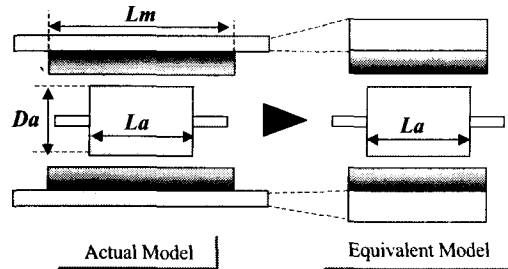


Fig. 6 Equivalent model of field yoke

Fig. 5는 실험치로부터 각종 파라미터를 산정하기 위한 순서도를 나타낸다.

3.1.3 2차원 유한요소해석을 위한 보정

일반적으로, 전동기의 구조는 3차원 전자계 해석이 필요하나 본 연구에서는 해석시간을 단축하고 보다 효율적인 설계를 위해 3차원의 자계분포 현상을 반영한 효과적인 2차원 해석기법을 적용하였다. 2차원 해석모델에서 계자요크는 포화현상을 고려하여 등가 단면적으로 보정하였으며, 영구자석의 길이와 전기자 축방향의 길이의 차이에 의한 오버행 효과는 3차원 등가자기회로망법(3D Equivalent Magnetic Circuit Network : 3D EMCN)을 통해 오버행 계수를 산정하여 2차원 유한요소해석을 보정하였다.<sup>(6)</sup>

2차원 유한요소 해석시에 계자요크의 축 방향 길이가 전기자 요크의 축방향 길이보다 길게 되어 발생하는 현상과 측면의 커버에 의한 영향을 고려하기 위해, Fig. 6과 같이 등가모델화하여 해석에 사용하였다. 계자요크의 유효폭 산정은 실제모델의 계자요크와 측면 커버의 체적을 기준으로 등가모델의 유효폭을 산정하였다.

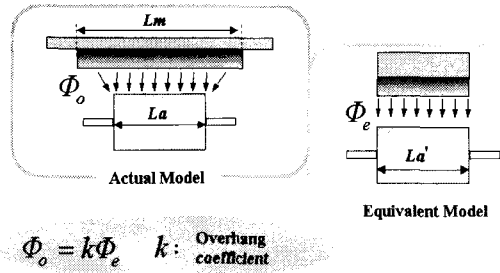


Fig. 7 Equivalent model of overhang

Fig. 7과 같이 실제모델은 영구자석의 길이와 전기자 적층폭보다 길어, 두 길이가 동일한 경우에 비해 유효자속량이 증가하게 되므로써 이에따른 영향을 2차원 해석에 반영하기 위해, 오버행 계수의 산정을 수행하였다.

오버행 계수를 산정은 3D EMCN을 이용하였으며 유효공극은 식 (6)과 같은 카터 계수( $k_c$ )를 사용하여 산출하였다.<sup>(6)</sup>

$$k_c = \frac{\tau_s(4.4l_g + 0.75W_s)}{\tau_s(4.4l_g + 0.75W_s) - W_s^2} \quad (6)$$

여기서,  $\tau_s$  는 슬롯 피치(치 피치),  $l_g$  는 기계적 공극의 길이,  $W_s$  는 슬롯의 개구폭이다.

### 3.2 해석 모델링

변위전류를 무시할 수 있는 준 정상상태에서의 맥스웰 방정식과 보조 방정식은 다음과 같다.<sup>(7-9)</sup>

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J}_0 \quad (7)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (8)$$

$$\vec{B} = \mu_0(\vec{H} + \vec{M}) \quad (9)$$

$$\vec{M} = \chi_m \vec{H} + \vec{M}_r \quad (10)$$

여기서,  $\vec{H}$ 는 자계세기,  $\vec{J}_0$ 는 입력전류밀도,  $\vec{B}$ 는 자속밀도,  $\mu_0$ 는 공기의 투자율,  $\vec{M}$ 은 자화량,  $\chi_m$ 은 자화율,  $\vec{M}_r$ 은 영구자석의 잔류자화량이며, 따라서, 자속밀도  $\vec{B}$ 와 자기벡터포텐셜  $\vec{A}$ 의 관계로 식 (11)과 같이 정의된다.

$$\vec{B} = \nabla \times \vec{A} \quad (11)$$

식 (7~11)을 정리하면, 식 (12)를 얻을 수 있다.

$$\nabla \times \left( \frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{A} \right) = \vec{J}_0 + \nabla \times \frac{1}{\mu_r} \vec{M}_r \quad (12)$$

여기서,  $\mu$ 는 재료의 투자율,  $\mu_r$ 은 영구자석의 비투자율을 나타낸다.

따라서, 다음과 같은 가정을 통해, 유한요소 정식화를 수행하면 식 (13)과 같은 2차원 지배방정식을 얻을 수 있다.

㉠ 모델의  $z$  방향의 기하학적, 물리적 양 일정

㉡ 전류밀도  $\vec{J}_0$ 는  $z$  축 방향성분만을 가짐

㉢ 재료의 투자율은 등방성, 영구자석의 잔류자화량  $\vec{M}_r$ 은  $x, y$ 성분만 존재함.

$$\frac{1}{\mu} \left( \frac{\partial^2 A}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A}{\partial y^2} \right) = -J_0 - \frac{1}{\mu_r} \left( \frac{\partial M_{rx}}{\partial x} - \frac{\partial M_{ry}}{\partial y} \right) \quad (13)$$

여기서,  $A, J_0$ 는 각각  $\vec{A}$  및  $\vec{J}_0$ 의  $z$  방향의 성분을 의미한다.

해석영역을 1차 삼각요소로 분할하고, 각각의 삼각요소내에서의 자기벡터포텐셜은 선형적으로 변한다고 가정하면, 요소 내에서의 근사값은 식 (14)와 같이 된다.

$$A^{(e)} = \sum_{i=1}^3 N_{ie}(x, y) A_{ie} \quad (14)$$

식 (14)에서  $N_{ie}$ 는 요소형상함수이며, 2차원 평면에 대한 식 (15)와 같이 좌표의 함수로 표현된다.

$$N_{ie}(x, y) = \frac{1}{2\Delta^e} (b_{ie} + c_{ie}x + d_{ie}y) \quad (15)$$

여기서,  $\Delta^e$ 는 삼각요소의 면적이며,  $b_{ie}, c_{ie}, d_{ie}$ 는 식 (16)과 같다

$$\begin{aligned} b_{ie} &= x_{ie}y_{ke} - x_{ke}y_{je} \\ c_{ie} &= y_{ie} - y_{ke} \\ d_{ie} &= x_{ke} - x_{je} \quad (i, j, k \text{는 순환수}) \end{aligned} \quad (16)$$

요소 내에서의 근사함수  $A^{(e)}$ 를 식 (13)에 대입하고 가중잔차법의 하나인 Galerkin법을 사용하여 각 요소에 대해, 정식화하면 잔차  $I_{je}$ 는 식 (17)과 같이 된다.

$$\begin{aligned} I_{je} &= \int_s \frac{1}{\mu} \sum_{i=1}^3 \left( \frac{\partial N_{ie}}{\partial x} \frac{\partial N_{je}}{\partial x} + \frac{\partial N_{ie}}{\partial y} \frac{\partial N_{je}}{\partial y} \right) A_{ie} dx dy \\ &\quad - \int_s J_0^e N_{je} dx dy - \int_s \frac{1}{\mu_r} \left( M_{rx}^e \frac{\partial N_{je}}{\partial y} - M_{ry}^e \frac{\partial N_{je}}{\partial x} \right) dx dy \quad (17) \\ &\quad (j = 1, 2, 3) \end{aligned}$$

식 (17)을 행렬로 나타내면 식 (18)과 같으며 요소행렬의 계수값은 식 (19), 식 (20)과 같다.

$$[I_{je}^{(e)}] = [S_{je}^{(e)}] \{A_{je}^{(e)}\} - \{F_j^{(e)}\} \quad (18)$$

$$S_{ij}^{(e)} = \frac{1}{4\mu\Delta^{(e)}} (c_{ie}c_{je} + d_{ie}d_{je}) \quad (19)$$

$$F_j^{(e)} = \frac{J_0^{(e)}}{3}\Delta^{(e)} + \frac{1}{2\mu_r} (M_{rx}^{(e)}d_{ie} - M_{ry}^{(e)}c_{ie}) \quad (20)$$

식 (18)의 요소 방정식을 모든 요소에 대하여 조립하여 잔차가 0이 되도록 하면, 식 (21)과 같은 계의 방정식을 구할 수 있다.

$$[S]\{A\} = \{F\} \quad (21)$$

식 (21)의 행렬 연산으로부터 각 절점에서의 계변수  $A$ 를 구할 수 있다. 전동기의 특성해석은 각 요소 내부에서의 벡터포텐셜  $A$ 로부터 자속밀도 및 전자력을 계산하여 수행할 수 있다.

각 요소내부에서의 자기벡터포텐셜  $A^{(e)}$ 는 식 (15)의 형상함수 관계식으로부터 식 (22)와 같이 주어진다.

$$A^{(e)} = \frac{1}{2\Delta^{(e)}} [1 \ x \ y] \begin{bmatrix} b_{1e} & b_{2e} & b_{3e} \\ c_{1e} & c_{2e} & c_{3e} \\ d_{1e} & d_{2e} & d_{3e} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{1e} \\ A_{2e} \\ A_{3e} \end{bmatrix} \quad (22)$$

따라서, 2차원 문제에서 임의의 한 요소에 자속밀도의  $x, y$ 성분인  $B_x^{(e)}, B_y^{(e)}$ 는 식 (11)에 의해 식 (23), (24)와 같이 된다.

$$B_x^{(e)} = \frac{\partial A^{(e)}}{\partial y} = \frac{1}{2\Delta^{(e)}} (d_{1e}A_{1e} + d_{2e}A_{2e} + d_{3e}A_{3e}) \quad (23)$$

$$B_y^{(e)} = \frac{\partial A^{(e)}}{\partial x} = -\frac{1}{2\Delta^{(e)}} (c_{1e}A_{1e} + c_{2e}A_{2e} + c_{3e}A_{3e}) \quad (24)$$

자계내에서 자성체에 작용하는 전자력  $\vec{F}$ 는 식 (25)와 같이, 그 자성체를 둘러싸는 표면에 대해 맥스웰 응력 텐서(Maxwell stress Tensor)를 폐적분함으로써 산출할 수 있다.

$$\vec{F} = \oint_s \vec{P} dS \quad (25)$$

여기서, 임의의 한 요소 내에서 발생하는 맥스웰 응력 텐서의  $x, y$ 성분인  $P_x^{(e)}, P_y^{(e)}$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$P_x^{(e)} = \frac{1}{2\mu_0} \{ (B_x^{(e)2} - B_y^{(e)2})n_x + 2B_x^{(e)}B_y^{(e)}n_y \} \quad (26)$$

$$P_y^{(e)} = \frac{1}{2\mu_0} \{ 2B_x^{(e)}B_y^{(e)}n_x + (B_y^{(e)2} - B_x^{(e)2})n_y \} \quad (27)$$

공극에 작용하는 토크성분은 식 (25)에서 구한 전자력으로부터 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$T = r_g h \oint_l P_x^{(e)} dl \quad (28)$$

여기서,  $r_g$ 는 회전자 반경,  $h$ 는 해석 모델의  $z$  축 방향 길이를 의미한다.

3.3 해석모델 및 사양

해석대상은 6극(Pole), 30슬롯(Slot)을 갖는 0.9kW 영구자석 계자형 직류전동기로 보조극이 각 영구자석의 측면에 위치하고 있으며, 각 부분에 사용된 재질 및 자로방향은 Fig. 8(a)와 같으며, Fig. 8(b)는 전동기의 축방향 단면도로서 영구자석이 기이 케기크 기이 저기키이 초바한 기이 각각 다른 구조가 됨을 나타내고 있다.

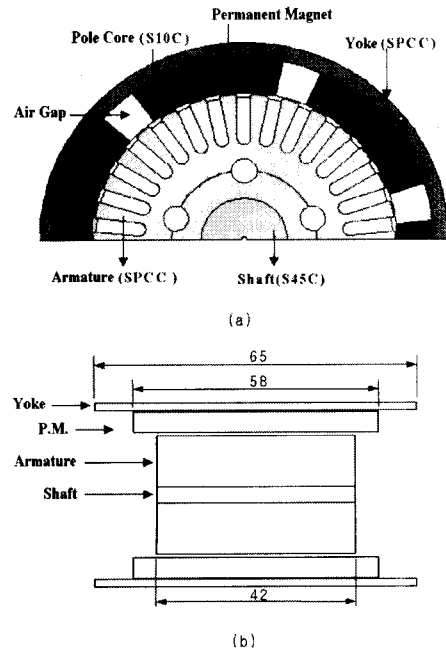


Fig. 8 Configuration and material of motor

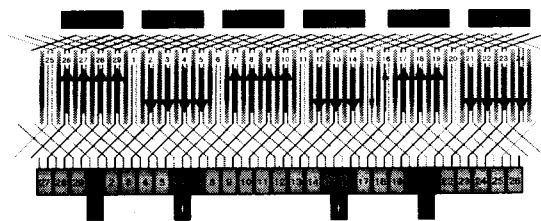


Fig. 9 Coil arrangement diagram

Table 2 Armature coil resistance

Total Resistance measured by Nano-meter	Coil Resistance with Dead slot
0.04825 [ Ω ]	0.009579 [ Ω ]

Fig. 9는 권선에 의해 전기자와 정류자 및 슬롯 사이의 상호연결관계를 설명하기 위한 권선 배치도이다. 권선방식은 파권의 권선도를 나타낸 것으로 1번의 정류자편에서 출발하여 각 자극의 슬롯을 지나 전기자를 돌아 2번의 정류자편에 접속되는 방법으로 권선을 시행하였다. 이 권선 방식은 최종코일의 길이를 줄임으로써 권선량을 줄일 수 있는 장점이 있다.

3.4 해석모델의 보정

해석모델은 3차원적인 자기회로의 구조를 가지고 있으므로 2차원 해석만으로는 많은 오차를 수반하게 된다. 따라서, 2차원 유한요소해석에 대한 해석결과의 정확도를 높이기 위하여 3차원 형상을 반영한 효율적인 해석기법과 이를 정확히 반영한 해석이 필요하다.

3.4.1 사구슬롯 (Dead slot)

브러시의 위치에 따라 도체간에 등전위가 되어 전류 통전이 되지 않는 슬롯이 존재함에 따라 이를 고려하기 위해 30개의 슬롯을 24개의 슬롯으로 하여 해석을 수행하였다. 이때, 전동기의 동작 상태에서의 전기자 권선저항은 나노미터를 이용하여 측정된 전체 직렬저항에서 사구슬롯을 고려한 Table 2와 같이 산정된다.

3.4.2 계자요크

일반적으로 전동기는 계자요크의 포화현상을 방지하기 위해 계자요크의 두께는 얇지만 축방향 길이는 전기자의 적층폭에 비해 훨씬 길게 설계한다. 이러한 해석모델의 구조적인 특징으로 축방향길이에 대해 변화가 없는 2차원 유한요소법을 적용하는데는 한계가 있다. 따라서, 3차원의 자로를 고려하기 위해 실제모델과 등가모델의 퍼미언스(Permeance)가 같도록 유효두께를 계산할 필요가 있다. 계자요크의 유효두께는 실제모델의 요크두께와 이와 체결되는 리어커버의 체적을 3차원 측정 및 해석을 통해 유효두께를 산출하였고, 그 결과를 Table 3에 나타내었다.

Table 3 Effective thickness value of field yoke

Field Yoke	Effective Field Yoke
3 [mm]	6 [mm]

3.4.3 오버행 계수

3D EMCN법을 이용하여 계산된 오버행 계수는 1.181로써 유효자속량은 전기자와 영구자석의 길이가 동일한 경우에 비해 18.1[%] 증가하였음을 알 수 있다. 한편, 3D EMCN법에서 해석의 편의를 위해 유효공극을 계산하여 평활철심으로 모델링하여 해석을 수행하였다. 이때, 유효공극을 계산하기 위한 각 계수는 Table 4와 같다.

3.4.4 파라미터의 추출

Fig. 10은 전동기를 다이노미터로 측정한 특성곡선을 나타낸다. 이 특성곡선을 기초로 토크상수와 역기전력상수를 산정하여 브러시의 접촉저항, 기계손실 등과 같은 제반 파라미터를 추출하게 된다. Table 5에 나타난 바와 같이 실험치의 전류에 대한 토크특성의 기울기로부터 계산한 토크상수는 0.02881 [N·m/A]로 해석결과와 잘 일치함을 알 수 있다. 따라서, 역기전력 상수는 해석으로부터 산출된 수치를 이용하여 파라미터를 추출하였다.

Table 4 Overhang coefficient

Air Gap	Effective Gap	$k_c$	Overhang Coef.
0.4[mm]	0.5275[mm]	1.31875	1.181

Table 5 Torque and Back E.M.F. constant

Measured Value	Theoretical Value	
Torque Constant	Torque Constant	Back E.M.F. Constant
0.02881 [N·m/A]	0.02881[N·m/A]	0.01543 [V/rpm]

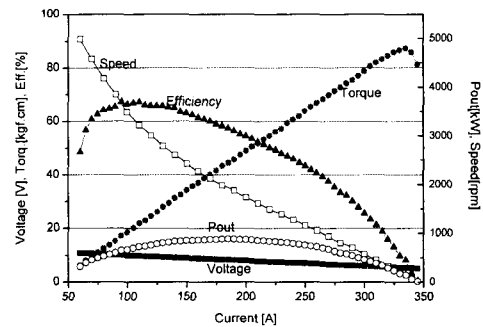


Fig. 10 Output characteristic curves (experimental value)

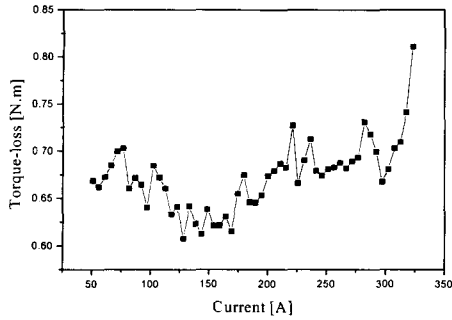


Fig. 11 Torque loss by current

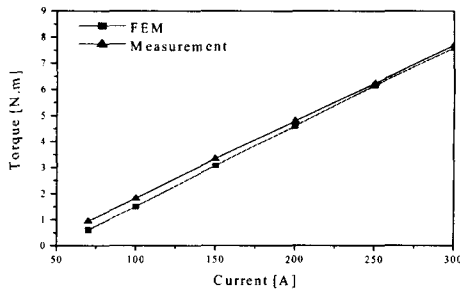


Fig. 12 Torque comparison of experiment and analysis results

Fig. 11은 전류의 변화에 따른 토크 손실의 변화를 나타낸 것으로 평균 토크 손실은 0.67[N·m]로서 유한요소해석으로부터 얻은 전기적 출력의 토크에 이 손실 토크를 산정하여 유효토크를 얻을 수 있다. Fig. 12는 유한요소해석으로부터 산정된 토크에 기계적 손실을 반영한 유효토크 성분을 실험치와 비교한 것으로써, 거의 유사한 토크특성을 얻을 수 있었다. 따라서, 본 논문에서 제시된 3차원 형상을 고려한 2차원 유한요소해석의 타당성을 검증하였다.

3.5 해석결과

보조극의 역할을 분석하기 위해, Fig. 13과 같이 전기자에 흐르는 전류가 지면축을 향하도록 -z축을 설정하고 영구자석의 자화방향이 y축일 때 전기자는 시계방향으로 회전하게 된다. 이때, 고정자의 영구자석 측면에 부착된 보조극이 전동기의 특성에 미치는 영향을 분석하였다. 전류가 여자되고 영구자석의 자화 방향을 가질 경우에 대해, 다음의 3가지 조건을 기준으로, 해석을 수행하였다.

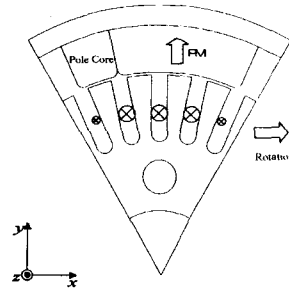


Fig. 13 Position of pole core

- ㉠ 보조극이 전기자 회전방향에 놓인 경우 (Pole position left, CW)
- ㉡ 보조극이 전기자 회전방향의 반대방향에 놓인 경우 (Pole position right, CCW)
- ㉢ 보조극이 없는 경우 (Without pole)

Fig. 14는 각 경우에 대한 자속밀도의 Normal 성분을 비교한 것으로써 보조극이 회전방향에 놓인 경우, 영구자석에 의한 자속의 방향과 전기자 전류에 의하여 생성된 자속의 방향이 동일한 방향 성분을 가진다. 그러나, 보조극이 회전방향의 반대에 위치하는 경우, 보조극을 자로로 통과하는 자속의 방향이 반대가 됨으로써 전자에 비해 평균자속밀도는 감소하게 된다.

Fig. 15는 각 경우에 대하여 전류 변화에 따른 토크특성 변화를 비교한 것으로써 보조극이 회전 방향에 놓인 경우, 가장 큰 토크가 발생하며 보조극이 회전 방향의 반대에 위치한 경우 토크를 감소시키고, 특히 전류가 증가할수록 보조극에 기인한 발생토크는 현저히 감소함을 알 수 있다. 이는 Fig. 14에서 자속밀도를 비교한 결과와 같이 보조극이 회전 반대방향에 놓이는 경우, 유효자속량이 감소하기 때문이다.

Fig. 16은 보조극이 회전방향에 놓인 경우, 전류의 증가에 따른 공극자속밀도의 변화를 비교한 것으로써 전류가 증가할수록 철심의 포화 때문에 보조극을 통과하는 자속량이 비선형적으로 증가함을 나타내고 있다.

따라서, 보조극은 전기자 전류에 의해 생성된 자속의 자로 역할을 함으로써 유효 자속을 증가시키고 구동토크를 증가시킬 뿐 아니라, 기동시 전기자 전류의 증가에 따른 자로의 경로를 제공함으로써 영구자석의 감자(Demagnetization)를 방지하는 역할도 겸하고 있음을 알 수 있다.



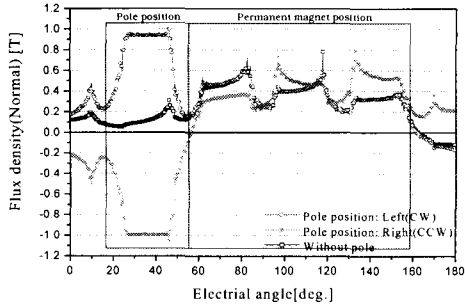


Fig. 14 Airgap flux density according to pole core existence

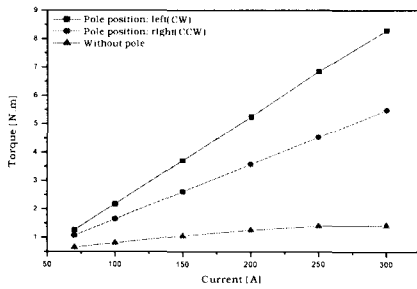


Fig. 15 Torque characteristic comparison by current variety

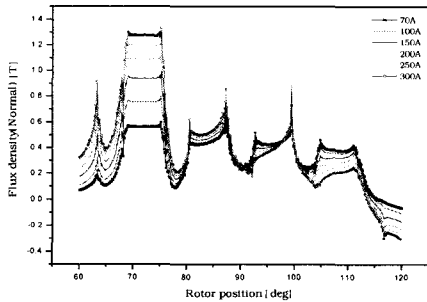


Fig. 16 Airgap flux density comparison by current variety

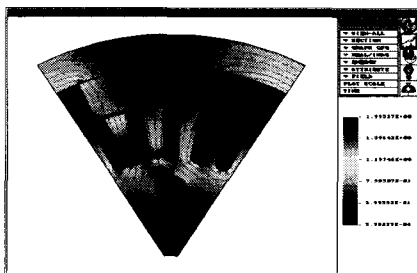


Fig. 17 Equivalent potential and energy density distribution (CW)

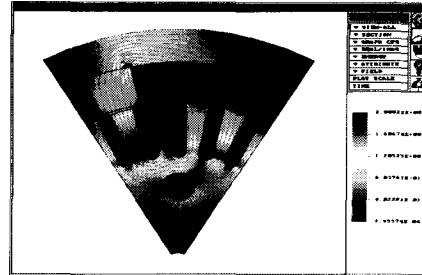


Fig. 18 Equivalent potential and energy density distribution (CCW)

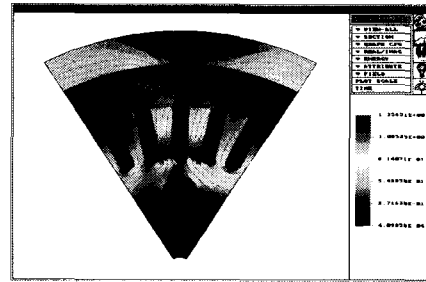


Fig. 19 Equivalent potential and energy density distribution (without pole)

Fig. 17~19는 앞서 언급된 3가지 경우에 대해, 전기자의 입력전류가 150[A] 일 때 자속밀도의 분포 및 등포텐셜 분포를 나타내고 있다.

한편, 검증된 해석기법을 이용하여 보조극의 폭과 높이의 변화에 따른 구동특성의 변화를 해석하였다. 기준모델에서 보조극의 두께는 영구자석의 자화방향 두께와 동일한 7[mm]이며 보조극의 폭은 12[deg]로서 이 치수를 기준으로 수치를 변화시켜 해석을 수행하였다.

Fig. 20은 보조극의 두께가 5~7[mm]까지 변화할 때 토크특성의 양상을 도시한 결과로, 보조극의 두께가 작을수록 토크가 선형적으로 감소함을 보인다. 이는 폭의 감소와 퍼미언스의 감소로 보조극을 통과하는 전기자 전류에 의한 유효자속이 감소하였기 때문이다. Fig. 21은 보조극의 폭 변화에 따른 토크 특성을 도시한 것으로, 전류가 낮은 영역에서는 토크의 변화가 거의 없으나 전류가 상승할 경우에는 보조극의 폭이 작을수록 토크가 향상됨을 나타내고 있다. 이는 전기자 전류에 의한 유효자속이 보조극을 통과할 경우, Tangential 성분이 증가하기 때문이다.

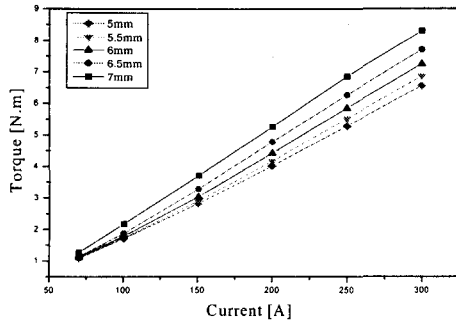


Fig. 20 Torque characteristic comparison to pole core thickness

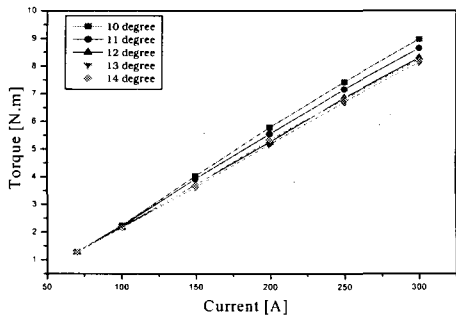


Fig. 21 Torque characteristic comparison to pole core width

#### 4. 결론

본 논문에서는 비교적 낮은 전압과 대용량에 적합한 자동차 엔진 시동용 보조극을 가지는 영구자석 계자형 직류전동기를 대상으로 3D EMCN 법과 2차원 유한요소법을 이용하여 구동특성 해석하고 보조극에 따른 특성 변화를 예측하였다.

자동차 시동을 위한 구동원으로 적용하기 위하여 요구되어지는 전동기의 요구사양과 구조 및 동작원리에 대하여 설명하였다. 이러한 시스템의 요구사양에 적합한 신뢰성 있는 전동기를 설계하거나 특성을 예측하기 위한 이전 단계로, 효율적인 2차원 유한요소해석 기법을 제시하였고 해석방법의 타당성을 검증하였으며, 양산제품에 대해 전동기의 특성곡선으로부터 무부하손실 토크와 같은 제반 파라미터의 변화를 추출하여 이론적 해석결과에 반영하였다. 또한, 정량적 분석으로부터 보조극이 전동기의 구동특성에 미치는 영향을 검토하였고, 보조극의 치수 및 형상의 변화에 따라 특성해석으로부터 전동기의 성능을 향상시키기 위한 방향을 제시하였다.

끝으로, 본 해석기법을 통해 확보된 분석 내용은 시동모터의 부하사양을 만족하는 우수한 성능의 전동기를 설계하고, 원가절감 및 소형·경량화가 가능한 전동기를 제작하는데 유용한 자료가 될 것으로 사료된다.

#### 참고문헌

- (1) Jung, J. H., Shin, S. H. and Lee, S. R., 2002a, "Optimization of the Design Variables of Linear Motor by FEM," *Transactions of the KSME A*, Vol. 26, No. 7, pp. 1232~1240.
- (2) Ko, H. S. and Kim, K. J., 2000a, "Analytical Analysis of Cogging torque in Motors of Permanent Magnetic Type," *Transactions of the KSME A*, Vol. 24, No. 7, pp. 1795~1800.
- (3) Kang, G. H. and Hong, J. P., 1999, "Design and Characteristic analysis of Permanent Magnetic Apparatus," *Transactions of the KIEE*, Vol. 48, No. 6, pp. 15~30.
- (4) Hur, J., Jung, I. S. and Hyun, D. S., 1998, "Lateral Characteristic Analysis of PMLSM Considering Overhang Effect by 3 Dimensional Equivalent Magnetic Circuit Network Method," *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 34, No. 5, pp. 3528~3531.
- (5) Kawase, Y., Yamaguchi, T. and Hayashi, Y., 1995, "Analysis of Cogging Torque of Permanent Motor by 3-D Finite Element Method," *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 31, No. 3, pp. 2044~2047.
- (6) Hong, J. P. and Im, D. H., 1994, "Magnetic Field Analysis of Permanent Magnetic Motor by 3D Equivalent Magnet Circuit Network Method," *Transactions of the KIEE*, Vol. 43, No. 9, pp. 1432~1439.
- (7) 大川光吉, 1984, "永久磁石回轉機の設計・特性計算法," TDK CORPORATION.
- (8) 任達鎬, 1986, "電氣界의 有限要素法," 東朋社.
- (9) Salon, S.J., 1995, "Finite Element Analysis of Electrical Machines," Kluwer Academic Publishers.