

유한요소법을 이용한 매입형 영구자석 동기전동기의 인덕턴스 산정 및 속도-출력 특성

論 文
48B-8-3

Inductance Calculation and Speed-Power Characteristic of Interior Type Permanent Magnet Synchronous Motor by FEM

姜 圭 洪* · 洪 正 杓** · 金 奎 卓***
(Gyu-Hong Kang · Jung-Pyo Hong · Gyu-Tak Kim)

Abstract - The characteristics of permanent magnet synchronous motor are defined by airgap flux and circuit parameters. Interior Permanent Magnet Synchronous Motor(IPMSM) has a nonlinear characteristics due to structural speciality of rotor, so it is difficult to analyze circuit parameters and field-weakening characteristics of IPMSM. This paper presents the calculation of circuit parameters by using Finite Element Method(FEM) taken into consideration of nonlinear characteristics. Using the circuit parameters by FEM, IPMSM is analyzed to field-weakening characteristics and is compared with the Equivalent Magnetic Circuit(EMC) in which lumped parameter is consideration.

Key Words : IPMSM(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor), EMC(Equivalent Magnetic Circuit), FEM(Finite Element Method), field-weakening.

1. 서 론

영구자석을 이용한 교류 서보 전동기로는 표면부착형 전동기와 매입형 영구자석 전동기(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor : IPMSM)로 분류되어진다[1, 2]. 매입형 영구자석 동기전동기는 속도 및 위치제어가 용이하고 에너지 밀도가 높아 단위 전류당 발생 토크가 크고 효율이 높기 때문에 압축기 및 전기자동차 구동원으로 연구가 활발히 진행 되고있다[2-4].

IPMSM은 회전자 구조적 특징으로 인하여 돌극성에 의한 릴럭턴스가 존재하기 때문에 토크 및 출력 특성을 정밀하게 해석할 필요가 있다. 특히 인버터 구동시 속도 - 출력영역을 확장하기 위해서는 약계자(field Weakening) 운전이 필요하고 약계자 운전시 속도 - 출력 특성은 기기의 회로정수에 의해 결정되기 때문에 회로정수를 정밀하게 해석해야 한다. IPMSM은 부분적으로 자기 포화가 심하여 집중정수회로를 이용하는 등가 자기회로법(Equivalent Magnetic Circuit : EMC)으로는 회전자의 위치에 따른 비선형 특성을 해석 할 수 없기 때문에 수치해석적인 방법이 요구된다[3, 5-7].

IPMSM은 자극의 위치에 따라 d, q축 리액턴스의 차가 비선형적이기 때문에 회로정수 산정의 정밀도에 따라 속도-출력특성이 크게 변화한다. 약계자 운전시 속도-출력 영역을 결정하기 위해서는 자극의 위치에 따른 d, q축 리액턴스와 역기전력의 상

관관계를 파악할 필요가 있다[7].

본 논문에서는 수치해석적인 방법으로 널리 이용되고 있는 유한요소법(FEM)을 이용하여 d, q축 인덕턴스를 정밀하게 산정하였다[6,8]. 인덕턴스를 산정하는 방법으로는 자속 쇄교에너지를 중첩법이 널리 이용되고 있다. 자속 쇄교법은 계산은 간단하나 권선의 형태가 복잡한 경우에는 적용하기가 어렵기 때문에 복잡한 형태를 고려하지 않고도 해석이 용이한 에너지 중첩법을 이용하였다. 회전자의 위치에 따른 d, q축 리액턴스를 산정하기 위해서는 회전자를 이동시키면서 해석하는 방법이 주로 적용되고 있지만 이는 회전자 이동에 따라 요소를 재분할해야 하고 계산 시간이 길어지는 문제점이 있어 결정된 해석 모델에서 전류 위상(Current angle)을 변경하면서 d, q축 인덕턴스를 산정하는 방식을 적용하였다[5-6, 8]. 이러한 방법은 전기자동차와 같은 가변속 운전을 하는 전동기에 있어서 속도-출력 증가시 전원의 한계를 극복하기 위해서 전류 위상의 변화에 의한 약계자 운전을 하는 전동기에 주로 적용되어진다[3, 7]. 특히 매입형 영구자석 동기전동기는 구조적으로도 비선형 영역을 가지기 때문에 전류 위상의 변화에 따른 인덕턴스 비선형적인 변화를 정밀하게 산정하여 속도 및 출력 특성을 해석해야만 한다[7-9].

따라서 본 논문에서는 FEM으로 산정한 회로정수를 이용하여 약계자 운전시 속도 및 출력 특성을 EMC와 비교, 분석하였다.

2. 등가 자기회로법에 의한 특성해석

2.1 등가 자기회로법에 의한 d-q축 인덕턴스 산정

등가 자기회로법(EMC)으로 IPMSM의 파라미터를 산정한다. EMC는 자기회로의 형상과 자속밀도의 분포를 단순한 형태로 가정하고 기자력과 퍼미언스의 관계로부터 자속을 구하는 방법

* 正 會 員 : 昌 原 大 電 氣 學 科 博 士 課 程

** 正 會 員 : 昌 原 大 電 氣 學 科 助 教 授 · 工 博

*** 正 會 員 : 昌 原 大 電 氣 學 科 副 教 授 · 工 博

接受日字 : 1998年 11月 4日

最終完了 : 1999年 6月 23日

이다[1, 2, 10]. d, q 축상에서의 IPMSM의 단면도와 해석 모델의 제원을 그림 1과 표 1에 나타내었다. 회전자 철심의 링크부로서 영구자석의 비산을 방지하고 있다

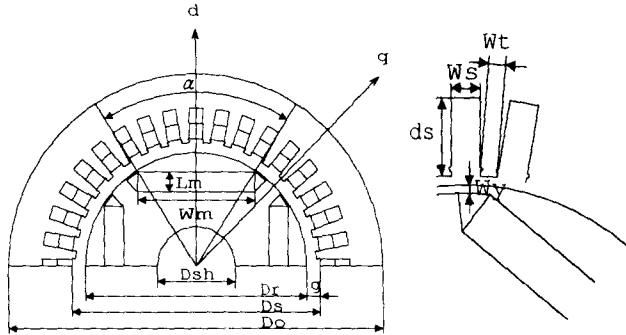


그림 1 IPMSM의 해석 모델
Fig. 1 Analysis model

표 1 해석모델의 제원

Table 1 The specification of analysis model

출력/극수	15kW-4P	고정자 (단위:mm)	
상전압(Vmax)	98[V]	Do	171
정격전류(I)	85[A]	Ds	91
기저속도	3000 rpm	적층 폭(L)	87
슬롯수/극,상	3	Ws	5.8
단절을	8/9	Wt	2.1405
g	2.2	ds	30
Br	1.12[T]	회전자 (단위:mm)	
Hc	21[KOe]	Dr	87
alpha	67.5°	Dsh	40
Wm	47	링크 폭(Wy)	1
자석길이(Lr)	91	Lm	9

고정자 자화 인덕턴스는 고정자 전류에 의한 기자력과 자속 경로의 퍼미언스를 이용하여 공극 자속밀도를 구함으로써 인덕턴스의 계산식을 도출한다. 해석을 위해 다음과 같은 가정을 한다.

- 1) 전기자 반작용에 의한 자속은 영구자석에 의한 자속에 중첩 된다.
- 2) 링크부는 영구자석의 자속에 의해 완전히 포화되며 반작용 자속에 의한 영향을 받지 않는다.

고정자 d 축 전류에 의한 d 축 자속의 경로는 고정자, 공극, 회전자, 영구자석으로 구성되어 있고 q 축은 고정자와 공극, 회전자로 이루어져 영구자석이 포함되지 않아 자기저항의 차가 발생한다. 따라서 리액턴스를 산정하기 위해서는 d 축과 q 축의 퍼미언스와 기자력을 계산해야한다. 퍼미언스의 산정을 위하여 d, q 축의 유효 등가공극은 다음과 같다.

$$g_d'' = \frac{g'}{k_{1ad} - \frac{k_1 k_{ad}}{1 + P_m R_g}} \quad (2.1)$$

$$k_{1ad} = \alpha + \frac{\sin(\alpha\pi)}{\pi}$$

$$k_{ad} = \frac{\sin(\alpha\pi/2)}{\alpha\pi/2}$$

$$k_1 = \frac{4}{\pi} \sin \frac{\alpha\pi}{2}$$

$$g_q'' = \frac{g'}{k_{1aq}} \quad (2.2)$$

$$k_{1aq} = \alpha + \kappa + \frac{\sin \kappa \pi - \sin \alpha \pi}{\pi}$$

- k_1 : 기본파 계수
- g' : 카터계수를 고려한 유효공극 길이
- P_m : 영구자석의 퍼미언스
- R_g : 공극 중심의 반경
- κ : 자극간의 철심 폭
- α : 극호율

고정자 d, q 축 전류에 의한 기자력과 d, q 축의 유효 등가공극을 계산하여 산정한 리액턴스 X_d, X_q 는 각각 식(2.3), (2.4)와 같다.[1][3].

$$X_d = \frac{6 \mu_0 D_s L f}{p^2 g_d''} (k_{w1} N_{ph})^2 + X_\sigma \quad (2.3)$$

$$X_q = \frac{6 \mu_0 D_s L f}{p^2 g_q''} (k_{w1} N_{ph})^2 + X_\sigma \quad (2.4)$$

- X_σ : 누설리액턴스[Ω]
- k_{w1} : 권선계수의 기본파 성분
- N_{ph} : 상당 턴수
- p : pole pairs
- D_s : 고정자 내경
- L : 적층 폭
- f : 전기적 주파수

2.2 IPMSM의 파라메터 변화에 따른 속도-출력 특성

IPMSM은 회전자의 구조적 돌극성에 의한 d - q 축의 인덕턴스가 서로 다른 값을 가진다. 이와같은 돌극성을 가지는 전동기는 d, q 축 인덕턴스와 역기전력, 전압의 비에 의해서 기기의 출력 및 속도 영역이 결정되어지기 때문에 파라메터들의 관계를 분석할 필요가 있다[1, 7, 9].

IPMSM의 출력은 영구자석에 의한 자속과 고정자 전류에 의해 발생하는 전기기적 출력과 돌극성과 고정자 전류에 의해 발생하는 릴럭턴스 출력으로 구성되어진다. 전류위상에 따른 d, q 축 전류의 크기와 리액턴스의 차가 결정되면 속도에 비례하여 영구자석의 자속에 의한 역기전력 E_0 와 출력은 증가하지만 인가 전압의 한계에 의해 속도 증가 범위가 제한되어진다. 따라서 기저속도 이상에서 전압과 전류의 크기는 일정하게 유지하고 전류의 위상을 변화하여 d 축 전류의 크기를 부의 방향으로 증가한다

면 공극자속이 감소하여 전압의 상승 없이 속도를 증가시킬 수 있다[3, 7]. d축 전류에 의한 감자계를 고려한 역기전력 E와 출력은 다음과 같다.

$$P_0 = 3 [E_0 I_0 + (X_d - X_q) I_d I_q] \quad (2.5)$$

$$E = E_0 + X_d I_d \quad (2.6)$$

E_0 , d, q축 리액턴스의 차 및 d축 전류의 크기에 의해 출력 특성과 속도영역이 결정되어지므로 속도-출력 영역에 따른 파라미터들의 상관관계를 비례계수 R_T 로서 정의할 수 있다.

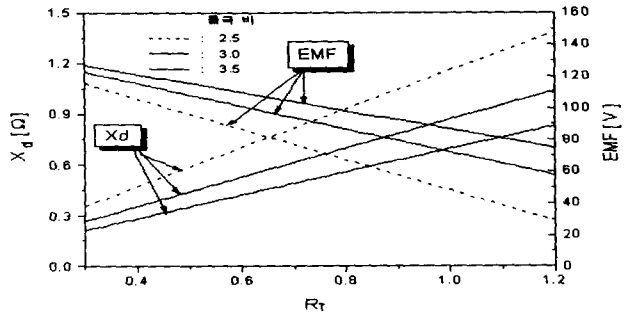
$$R_T = \frac{X_d - X_q}{E_0} I_d \quad (2.7)$$

IPMSM은 X_q 가 X_d 보다 큰 역돌극성을 가진다. 비례계수 R_T 대 돌극비 X_q/X_d , E_0 , 최대속도의 변화에 따른 각각의 관계를 파라미터 X_d 와 역기전력 E를 통해 살펴보았다. 최대속도는 기저속도의 2.5배, 기저속도에서 마그네트 자속에 의한 역기전력 E_0 는 전압의 60[%]로 결정하고 85[A]의 전류로 15[kW]의 출력을 만족하는 R_T 대 돌극비의 변화에 따른 파라미터의 변화를 그림 2(a)에 나타내었다. 전압의 한계를 고려한 속도를 증가시키기 위해서는 X_d 를 증가 시켜야 하지만 출력을 고려한다면 R_T 를 적절히 선정하여야 한다. 전압의 한계가 98[V]일 때 돌극비가 2.5인 경우 X_d 는 0.54[Ω], R_T 는 0.46 이상이 되어야 일정전압을 만족하고, 돌극비가 증가할수록 R_T 도 증가해야 하지만 X_d 의 값은 거의 일정하다. 돌극비와 전류가 결정된 상태에서 R_T 를 증가시키기 위해서는 d축 전류를 부의 방향으로 증가시켜야 하고, 부의 방향으로 d축 전류를 증가시키기 위해서는 전류위상을 -d축으로 이동시켜야 하므로 출력 특성을 만족하는 속도증가가 어렵다. 따라서 돌극비의 증가는 토크턴스 토크의 증가에 의해 출력은 증가하지만 속도영역을 확장시키는데 큰 영향이 없음을 알 수 있다.

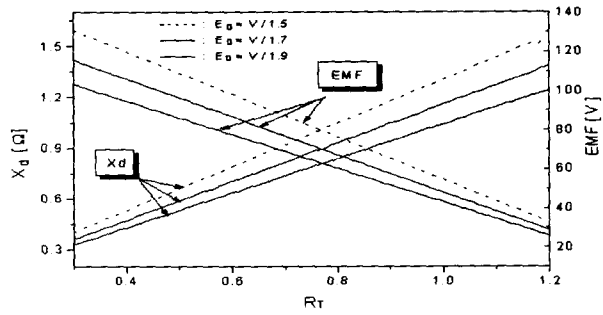
그림 2(b)는 돌극비는 2.5, 최대속도는 기저속도의 2.5배로 결정하고 R_T 대 E_0 의 관계를 나타내었다. E_0 가 증가하면 R_T 와 X_d 가 함께 증가해야 하므로 설계시 최대속도 범위를 고려하여 E_0 를 결정해야 한다.

그림 2(c)는 돌극비와 E_0 를 2.5와 전압의 60[%]로 결정하고 출력을 만족하는 최대속도를 R_T 의 변화와 함께 고려하였다. IPMSM의 파라미터가 결정되면 속도를 증가시키기 위해서는 전류위상을 변화하여 R_T 를 증가해야 하지만 기기의 파라미터가 속도확장 범위에 적절하지 못하면 속도 증가가 어려울 수 있다.

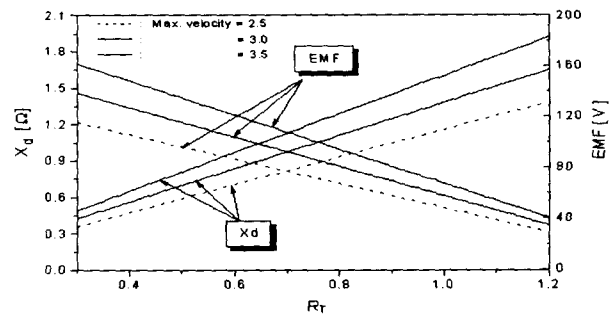
그림 2(d)는 돌극비를 2.5, E_0 는 전압의 60[%]로 결정하고 최대속도는 기저속도의 2.5배, 출력은 15[kW]를 만족하는 R_T 와 전류위상의 특성을 나타내었다. 따라서 IPMSM은 파라미터들의 상관관계에 의해 속도-출력 영역이 결정됨을 알 수 있다.



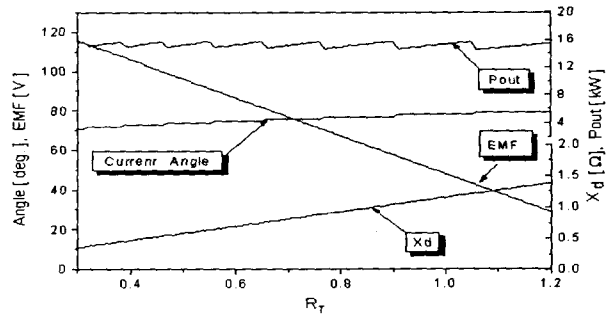
(a) R_T 대 돌극비의 변화에 따른 파라미터 특성



(b) R_T 대 E_0 의 변화에 따른 파라미터 특성



(c) R_T 대 최대속도의 변화에 따른 파라미터 특성



(d) R_T 의 변화에 따른 IPMSM의 특성

그림 2 R_T 의 변화에 따른 특성

Fig. 2 Characteristics according to R_T

2.3 등가 자기회로법에 의한 특성해석

IPMSM의 출력은 영구자석에 의한 공극자속과 d, q축의 리액턴스 차에 따른 돌극성으로 부터 구할 수 있고, 속도-출력 특성은 공극자속과 d축 리액턴스, d축 전류의 크기로부터 해석할 수 있다. 등가 자기회로법에 의해 해석 모델의 인덕턴스, 영구자석에 의한 공극자속과 E_0 를 산정한 결과를 표 2에 나타내었다. EMC에 의한 해석 모델의 돌극비는 2.94의 값을 가진다.

표 2 등가 자기회로법으로 산정된 파라미터
Table 2 Calculating parameters by using EMC

L_d	0.3589 [mH]	L_q	1.0555 [mH]
ψ_f	0.0027294 [wb]	E_0	56.02 [V]

EMC로 산정한 파라미터를 이용하여 기저속도에서의 토크 및 효율특성을 그림 3에 나타내었다. 전자기적 토크는 전류 위상각 0° 에서 44[N.m], 릴럭턴스 토크는 45° 에서 15[N.m]로 전자기적 토크의 1/3정도 발생하였다. 따라서 합성토크는 전류 위상각 24° 에서 52[N.m]이 발생하여 전자기적 토크에 비해 18.2[%] 증가하였고 효율도 93.9[%]에서 94.7[%]로 약간 증가하였다.

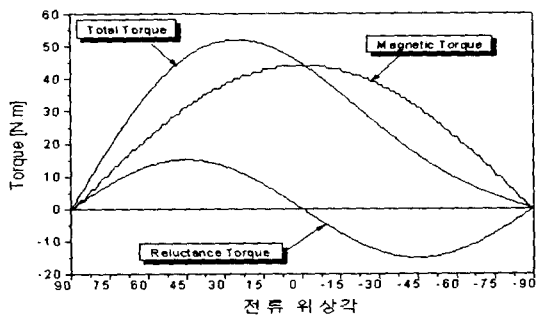
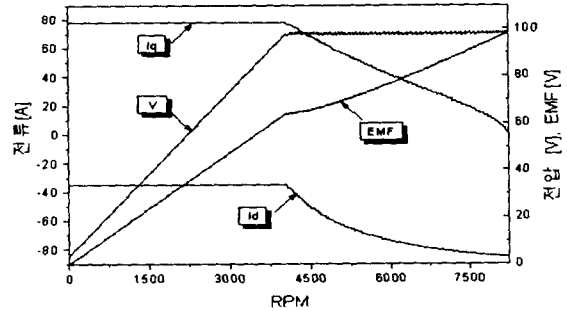


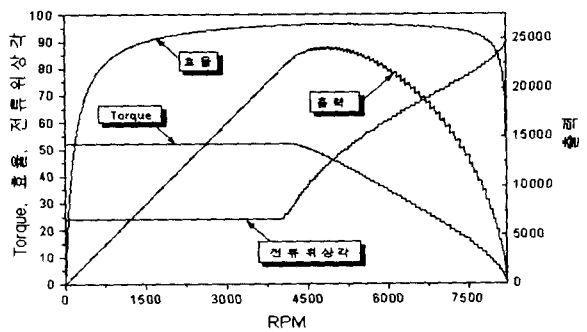
그림 3 전류위상각 변화에 따른 토크 특성
Fig. 3 Torque Characteristics according to current angle

등가자기회로법으로 산정한 파라미터들을 이용하여 약계자 운전에 의한 속도-출력 특성을 그림 4에 나타내었다. 전압의 포화가 발생하기까지는 단위 전류당 최대토크를 발생하는 정토크로 운전하고 전압의 포화가 발생하면 약계자(Flux Weakening)운전을 시행하였다. 정토크 운전 결과 4000[rpm]에서 전압의 포화가 나타나 기저속도가 증가하였다. 이는 릴럭턴스 토크에 의해 정토크 영역에서 단위전류당 최대토크가 발생하는 전류의 위상이 24° 가 되어 정토크 영역에서도 공극자속이 감소되어 운전함을 알 수 있다. 약계자 운전에 의한 속도의 영역은 E_0 와 X_d , I_d 에 의해 결정되어진다. EMC에 의한 해석 결과 E_0 는 최대 공급 전압의 56[%] 정도이고 돌극비는 1:2.94이므로 기저속도의 2배인 8000[rpm]까지 15[kW]의 출력으로 속도를 증가하기 위해서는 R_T 와 파라미터의 관계에 의해 X_d 가 약

0.67[Ω]이 되어야 한다. 해석모델의 d축 리액턴스 X_d 는 8000[rpm]에서 0.6[Ω]으로 속도 증가 범위는 7300[rpm]까지 15[kW]의 출력으로 운전되어진다.



(a) 속도에 따른 전압-전류 특성



b) 토크, 출력 특성

그림 4 등가자기회로법에 의한 속도-출력 특성
Fig. 4 Speed-output power by EMC

3. 유한요소법에 의한 특성해석

IPMSM의 약계자에 의한 속도 증가 범위는 E_0 , X_d 와 I_d 의 크기와 상호관계에 의해 결정되어진다. IPMSM은 회전자 위치에 따라 자기저항의 변화가 발생하기 때문에 리액턴스는 비선형적인 특성을 가진다. 비선형적인 리액턴스를 산정하기 위해서는 회전자의 위치에 따라 각각의 자속의 경로와 등가 자기저항을 계산해야 한다. 그러나 등가 자기회로법에서는 자속의 경로 선정시에 발생하는 오차나, 링크부의 비선형 포화 자속밀도와 프린징을 고려한 자기저항의 계산이 어려워 회전자의 위치를 고려한 리액턴스를 정밀하게 계산하는데 한계가 있기 때문에, 회전자의 위치를 d축과 q축으로 결정하고 각각의 리액턴스를 계산하고 있다. 이러한 방법으로 계산된 리액턴스를 이용하여 약계자 운전시 전류위상 변화에 따른 리액턴스의 변화를 무시하고 속도-출력 특성을 산정하므로 큰 오차를 수반하고 있다.[6-8]

따라서 본 논문에서는 수치 해석적인 방법으로 널리 적용되고 있는 유한요소법을 이용하여 IPMSM의 비선형 특성을

고려한 리액턴스와 누설자속을 계산하고, 유한요소법으로 산정한 리액턴스를 이용하여 IPMSM의 속도 확장시 약계자 특성을 해석하고자 한다.

3.1 유한요소법의 정식화

IPMSM의 2차원 유한요소법을 풀기 위하여 Maxwell의 전자기 방정식으로부터 지배방정식을 유도하면 다음과 같다.

$$\frac{1}{\mu} \nabla^2 \vec{A} = \vec{j} + \nabla \times \vec{M} \tag{3.1}$$

여기서 μ 는 투자율, \vec{A} 는 자기벡터포텐셜, \vec{j} 는 전류밀도 [A/m^2], \vec{M} 은 영구자석에 의한 자화량이다. 해석 모델의 축방향으로의 변화는 없다고 가정하면, 자기벡터포텐셜 \vec{A} 와 전류밀도 \vec{j} 는 z방향으로만 존재하고, 자화량 M은 x성분과 y성분만 존재한다. 지배방정식 (3.1)을 Galerkin법으로부터 정식화한다. 각 요소에서의 자기벡터포텐셜 \vec{A}^e 는 형상함수(shape function) N_j^e 를 이용하여 근사화하고, 가중함수 N_j^e 에 의한 가중잔차를 구하면 식(3.2)와 같다.

$$R_j^e = \int_s \sum_{i=1}^3 \frac{1}{\mu^e} \left(\frac{\partial N_i^e}{\partial x} \frac{\partial N_j^e}{\partial x} + \frac{\partial N_i^e}{\partial y} \frac{\partial N_j^e}{\partial y} \right) A_i^e dx dy - \int_s \left[j N_j^e + \frac{1}{\mu^e} \left(M_x \frac{\partial N_j^e}{\partial y} - M_y \frac{\partial N_j^e}{\partial x} \right) \right] dx dy \tag{3.2}$$

해석영역 전체에 대한 요소 matrix를 구성하여 자기벡터포텐셜을 미지수로 하는 계방정식으로 표현하면 다음과 같이 표현된다.

$$[S_{ij}] [A_j] = [F_i] \tag{3.3}$$

$[S_{ij}]$ 는 해석영역 전체의 요소 matrix이고 $[A_j]$ 는 각 절점에서의 자기벡터포텐셜, $[F_i]$ 는 구동 벡터가 된다.

3.2 유한요소법에 의한 자속 및 리액턴스 산정

유한요소법으로부터 구한 자기벡터포텐셜을 이용하여 자속을 계산할 수 있다. 2차원 해석의 경우 영구자석 및 공극, 철심 각 부위의 자속은 해석영역 경계상에서의 두 자기벡터포텐셜의 선적분으로부터 계산한다.

$$\psi = l (A_1 - A_2) \tag{3.4}$$

여기서 l 은 해석 모델의 축방향 길이이고 A_1 과 A_2 는 경계상의 두 점에서의 자기벡터포텐셜이다. IPMSM은 영구자석의 자속과 공극에서의 자속을 산정하므로써 누설자속과 링크부의 자속밀도를 계산할 수 있다.

인덕턴스를 계산하는 방법으로는 자속 쇄교법과 에너지 중

첩법이 널리 이용되고 있다. 본 논문에서는 에너지 중첩법을 이용하여 IPMSM의 비선형적인 특성을 가지는 인덕턴스를 계산한다.[6][8]

에너지 중첩법은 여자전류와 저장에너지로부터 인덕턴스를 계산하는 방법이다. IPMSM은 자기적으로 비선형 영역이 존재하기 때문에 에너지 중첩법을 성립시키기 위해서 영구자석과 고정자 전류를 동시에 여자하여 비선형해석을 한 후 각 요소에서의 투자율을 저장하고 저장된 투자율을 이용하여 인덕턴스를 계산하였다. 인덕턴스 계산을 위한 과정을 그림 5에 나타내었다.

이 경우 각 상의 전류로 비선형 해석하여 각 요소에서의 비투자율을 계산한 후 변환행렬로부터 구한 미소 d, q축 전류를 인가하여 선형해석을 하면 상호 인덕턴스가 사라지고 d, q축 인덕턴스를 계산할 수 있다. 각상의 전류로부터 변환행렬에 의한 d, q축 전류는 다음과 같다.

$$I_d = \frac{2}{3} \left(I_a \sin(\omega_e t) + I_b \sin\left(\omega_e t - \frac{2}{3}\pi\right) + I_c \sin\left(\omega_e t + \frac{2}{3}\pi\right) \right) \tag{3.5}$$

$$I_q = \frac{2}{3} \left(I_a \cos(\omega_e t) + I_b \cos\left(\omega_e t - \frac{2}{3}\pi\right) + I_c \cos\left(\omega_e t + \frac{2}{3}\pi\right) \right) \tag{3.6}$$

저장에너지로부터 전류 위상각 변화에 따른 인덕턴스를 계산하면 다음과 같다.

$$W_m = \int_0^B H dB = \int_0^\lambda i_{d,q}(\lambda) d\lambda \tag{3.7}$$

$$L_{d,q}(\gamma) = \frac{\lambda i_{d,q}(\gamma)}{i_{d,q}^2(\gamma)} = \frac{2 W_m}{i_{d,q}^2(\gamma)} \tag{3.8}$$

여기서 γ 는 전류 위상각이다.

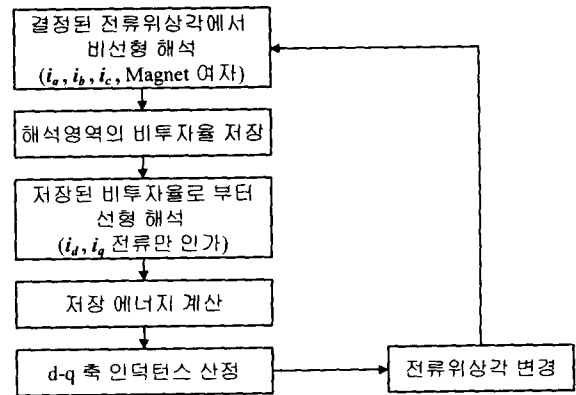


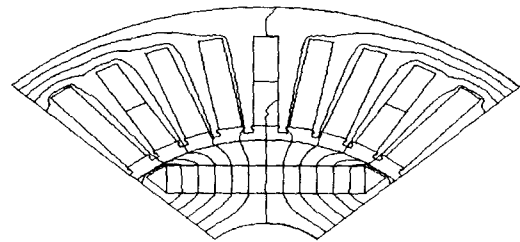
그림 5 인덕턴스 계산 과정

Fig. 5 Process for inductance calculation

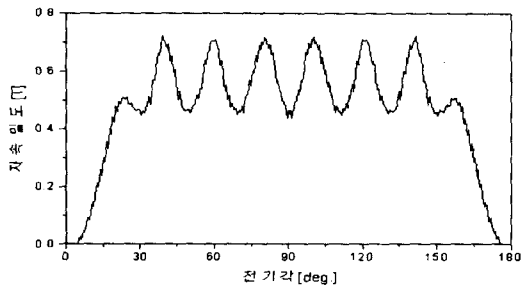
3.3 유한요소 해석 결과

IPMSM은 영구자석이 회전자 내부에 매입된 구조로서 영구자석과 공극사이에 철심이 존재하고 있다. 따라서 해석 모

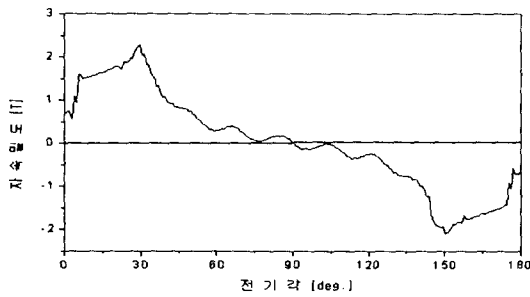
델의 자극각도는 67.5°지만 영구자석에 의해 공극 자속은 한 극에서 전 영역에 분포하고 있다. 영구자석만 여자한 경우의 자속 분포와 공극과 링크부의 자속밀도를 그림 6에 나타내었다.



(a) 등포텐셜도



(b) 공극 자속밀도

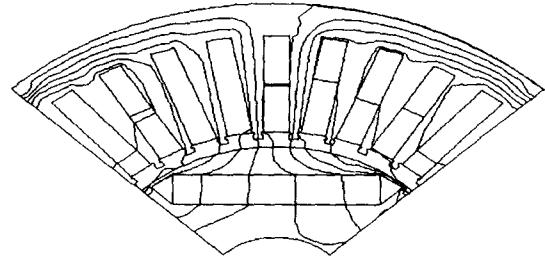


(c) 링크부 자속밀도

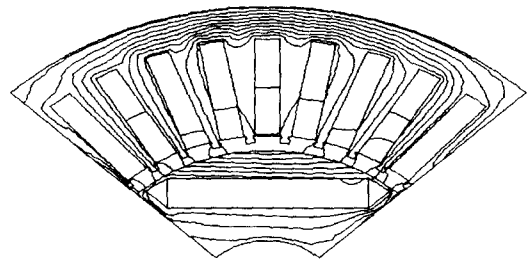
그림 6 영구자석에 의한 자속밀도 분포
Fig. 6 Flux density distribution by permanent magnet

공극을 통한 자기회로를 구성하기 위해서 링크부는 자기적으로 완전히 포화 되도록 치수를 결정하여야 한다. 영구자석만 여자 한 경우 링크부의 자속밀도는 1.8[T] 정도로서 자기적으로 포화가 된 것으로 추정할 수 있다. 그러나 포화의 정도에 따라 누설자속이 다르고 인덕턴스가 변화한다. 인버터 구동 가변속 전동기에서는 전류의 위상을 변경하여 공극자속을 변화시켜 속도를 증가시키기 때문에 전류위상에 따른 누설자속 및 인덕턴스의 변화를 정밀하게 산정해야 한다.

링크부의 포화에 의해 d축 자속의 경로는 철심과 공극, 영구자석으로 구성되고 q축은 공극과 철심으로 구성되어 자기 저항의 차에 의한 릴럭턴스가 발생한다. d축과 q축의 자속분포를 그림 7에 나타내었다.



(a) d축 등포텐셜도



(b) q축 등포텐셜도

그림 7 d, q축 등포텐셜도
Fig. 7 d, q axis Equivalent potential distribution

d축과 q축은 상호인덕턴스가 존재하지 않기 때문에 d, q축 인덕턴스를 계산할 경우에는 회전자를 이동시키지 않고 전류의 위상을 변화시켜서 누설자속 및 인덕턴스를 계산할 수 있다. 전류 위상각 변화를 위한 벡터도를 그림 8에 나타내었다.

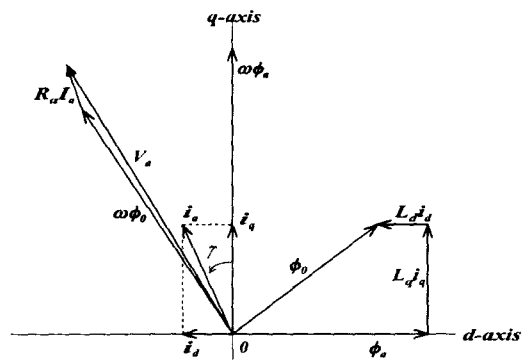


그림 8 벡터도
Fig. 8 Vector diagram

전류위상각(γ) 0°에서 자속 분포는 q축 전류에 의한 자속의 경로로 자속이 많이 흐르고 있어, q축 인덕턴스를 계산하기 위한 q축 전류를 여자시켜도 자속의 변화는 작다. 그러나 90°에서는 자속의 경로가 d축과 일치하여 자속의 변화가 최대가 되어 q축 인덕턴스도 최대가 된다. -90°에서도 동일하게 q축 인덕턴스가 증가하는 비선형 특성을 나타낸다. 전류 위상의 변화에 의한 자속의 분포를 그림 9에 나타내었다.

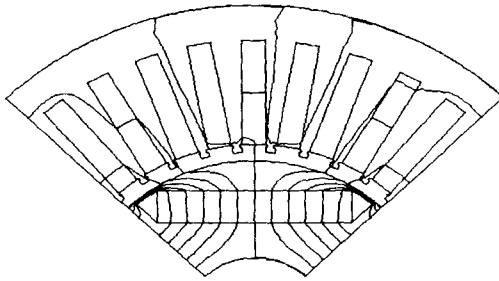
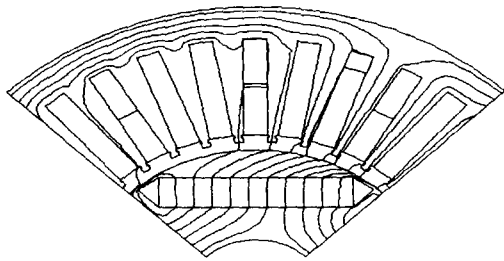


그림 9 전류 위상각에 따른 자속 분포
Fig. 9 Flux distribution according to current angle

전류 위상각 변화에 의한 공극자속과 누설자속, 링크부 자속밀도를 그림 10에 나타내었다. 링크부가 포화되었다면 d축 자속은 선형적인 영역을 통과하지만 전류의 위상이 변하여 자속이 링크부와 자극 사이의 철심을 지나는 위상에서는 누설자속이 급격히 증가한다. EMC로 해석한 결과 공극자속은 0.0027294[Wb]로 일정한 값을 가지지만 FEM에서는 전류 위상각 0°에서 0.00292[Wb]로 EMC에 비해 7[%]정도 큰 값을 가지고 90°에서는 0.00238[Wb]로 13[%]정도 작은 값을 가진다. 따라서 전류의 위상이 변하여 부의 방향으로 진상하는 경우 감자계에 의해 영구자석과 공극에서의 자속이 선형적으로 감소하지만 누설자속은 비선형적으로 급격히 변화한다. 이때 링크부의 자속밀도도 누설자속에 의해 포화의 정도가 달라진다.

이러한 특징으로부터 인덕턴스도 비선형적으로 변화한다. d축 인덕턴스는 전류위상에 따라 큰 변화가 없고 선형적으로 변화하지만 q축 인덕턴스는 링크부의 포화 정도에 따라 비선형 영역에서의 자속밀도와 누설자속의 변화에 의해 자기에너지가 변하게 되고 인덕턴스도 변하게 된다. 전류 위상에 따른 누설자속의 변화에서 -45°에서 60°에서 변화가 급격함을 알 수 있다. 이때 자기에너지의 변화가 커 인덕턴스의 변화도 급격함을 알 수 있다 IPMSM에서는 이러한 특징이 비선형적으로 변화하기 때문에 전류 위상의 변화에 의한 가변속 운전에서는 속도-출력 영역이 변하기 때문에 파라미터를 정밀하게 산정해야한다.

전류 위상각 변화에 따른 인덕턴스와 톨러턴스 토크의 크기를 결정하는 돌극비의 변화는 그림 11에 나타내었다.

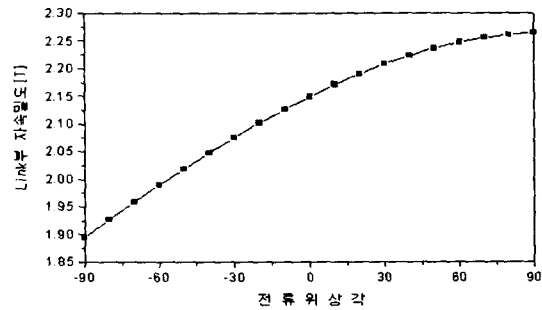
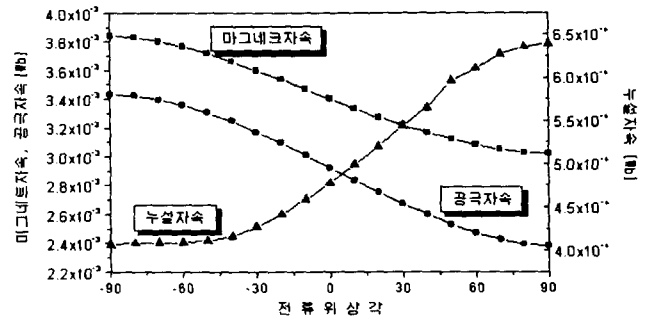


그림 10 전류 위상각에 따른 자속 및 Link부 자속밀도
Fig. 10 Flux and Flux density in Link according to current angle

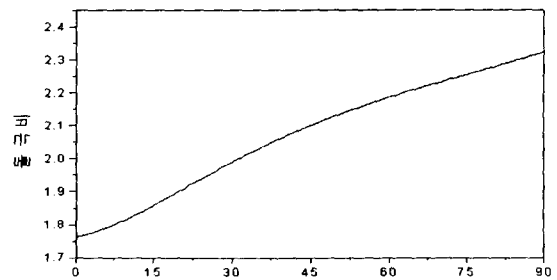
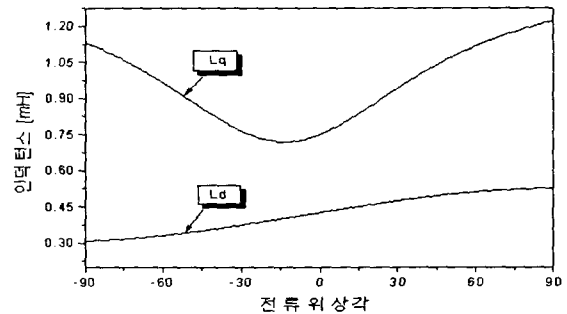
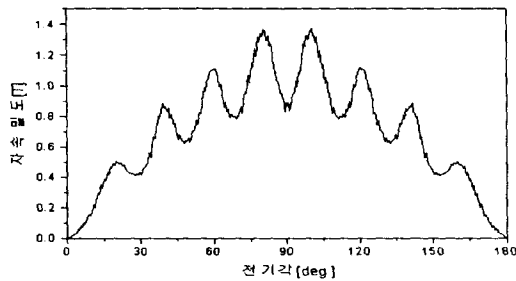


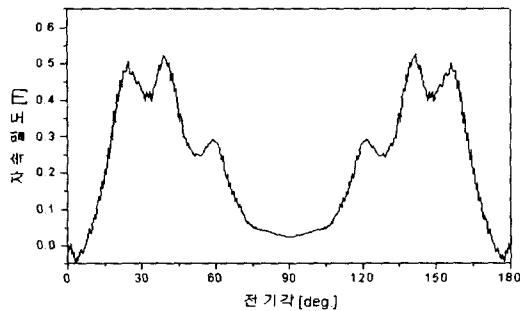
그림 11 전류 위상각에 따른 인덕턴스 및 돌극비
Fig. 11 Current angle vs. Inductance and salient ratio

4. IPMSM의 약계자 운전 특성

전류위상을 변화했을 때 IPMSM의 공극 자속밀도의 변화를 등가자기회로법과 유한요소법으로 각각 해석하였다. 전류위상각이 90° 인 경우는 영구자석에 의한 자속과 전류에 의한 자속이 중첩이 되어 공극 자속밀도는 증가하고 -90° 에서는 자속의 방향이 서로 반대가 되어 공극 자속밀도가 감소한다. 전류위상에 따른 공극자속 밀도를 그림 12에 나타내었다. 따라서 속도를 위한 약계자시 전류의 위상을 부의 d축 방향으로 증가 해야 한다.[7][9]



(a) 전류위상각 90° 에서의 공극 자속밀도

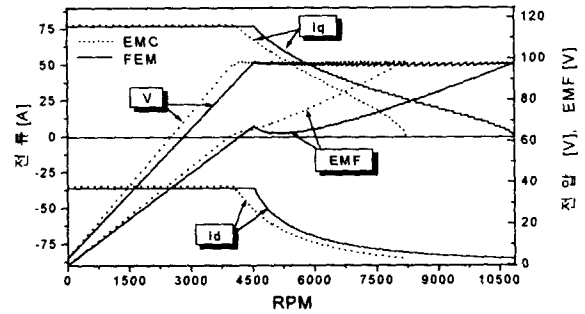


(b) 전류위상각 -90° 에서의 공극 자속밀도

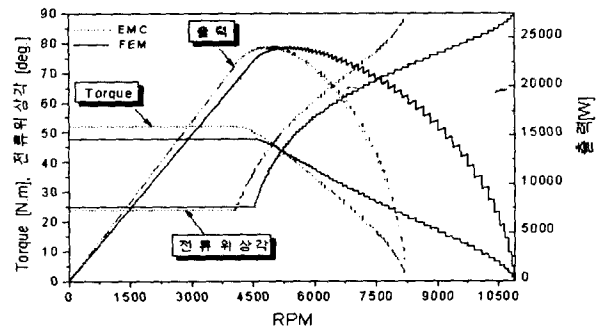
그림 12 유한요소법에 의한 공극 자속밀도의 변화
Fig. 12 Variation of Airgap flux density by FEM

IPMSM은 비선형 영역의 존재에 의해 회전자의 위치에 따라 인덕턴스와 돌극비의 변화가 발생하지만 EMC에서는 비선형 특성을 해석 할 수 없어 일정한 인덕턴스를 계산하기 때문에 약계자 운전시 속도-출력 특성은 큰 오차를 수반한다. FEM으로 산정한 d, q축 인덕턴스를 이용하여 약계자 운전에서의 속도-출력 특성을 그림 13에 나타내었다. EMC에 비해 q축 인덕턴스와 돌극비가 적어 발생 토크는 줄어든 반면 d축 인덕턴스는 커 단위전류당 최대토크를 발생하는 전류위상각은 보다 더 진상하여 기저속도가 4000[rpm]에서 4500[rpm]으로 증가하였다. 약계자 운전에서는 전류 위상에 따라 d축 인덕턴스가 증가하여 최대속도는 8000[rpm]에서 11000[rpm]으로 1.375배 증가하였고 15[kW]의 출력을 만족하는 속도 영역은 9500[rpm]으로 EMC에서 해석한 7300[rpm]과 큰 차이가 있다. 또한, 돌극비도 증가하면서 기저속도 이상의 영역에서는

토크가 증가하고 있다. 따라서, IPMSM의 출력을 만족하는 속도특성의 해석하기 위해서는 파라미터를 정밀하게 해석하는 것이 중요하다.



(a) 속도에 따른 전압-전류 특성



(b) 토크, 출력 특성

그림 13 속도-출력 특성

Fig. 13 Speed vs. out power

5. 결론

매입형 영구자석 동기전동기는 파라미터들의 크기와 상호 관계에 의해 속도 및 출력 영역이 결정된다. 속도 및 출력 영역의 상관관계를 결정하는 비례계수를 정의하여 파라미터 변화에 따른 속도-출력 영역을 고찰하였다. 파라미터에 따라 속도-출력 특성이 크게 변화하기 때문에 파라미터의 정밀한 계산이 필요함을 확인하였다.

본 논문에서는 R_T 를 0.6으로 선정하고 설계된 IPMSM의 d, q축 인덕턴스를 등가 자기회로법과 유한요소법으로 각각 해석하여 속도-출력 특성을 비교 분석하였다. 등가 자기회로법에서는 회전자의 위치에 따른 인덕턴스를 고려할 수 없는 반면 유한요소법에서는 전류의 위상을 변경하면서 인덕턴스의 변화를 분석하였다. 해석 결과 q축 인덕턴스는 전류 위상에 따라 비선형적인 변화가 나타나 속도 및 출력 영역이 등가 자기회로법과는 큰 차이가 있다.

속도 및 출력 영역이 시스템의 성능을 결정하는 가변속 전동기는 파라미터들의 비선형적인 특성을 정밀하게 해석해야

한다. 특히, IPMSM은 비선형성에 의해 속도 및 출력 영역이 크게 변화함을 알 수 있다

본 연구는 한국과학재단 지정 창원대학교 공작기계기술 센터의 지원에 의한 것입니다.

참고문헌

[1] T.J.E. Miller, Design of Brushless Permanent Magnet Motor, Clarendon Press, Oxford, 1994.

[2] M.A. Rahman, T.A Little and G.R. Sleman, "ANALYTICAL MODEL FOR INTERIOR-TYPE PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTORS", IEEE Trans. on Magn, vol. MAG-21, no.5, pp. 1741~1743, Sep. 1985

[3] THOMAS M. JAHNS, GERAND B. KLIMAN and TOMMAS W. NEUMANN, "Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors for Adjustable-Speed Drives" IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. IA-22, No.4, July/Aug 1986, pp. 738~747.

[4] Z.Zhang, F.Profumo and A.Tenconi, "Axial Flux Interior PM Synchronous Motor Torque Performance Analysis For Traction Drive", T.IEE Japan, Vol. 116-D, No.12, pp. 1246~1253, 1996.

[5] D.Pavlik, V.K.Garg, J.R.Repp and J.Weiss, "A FINITE ELEMENT TECHNIQUE FOR CALCULATING THE MAGNET SIZE AND INDUCTANCES OF PERMANENT MAGNET MACHINES", IEEE Trans. on Energy Conv, vol. 3, No.1, Ind. pp. 116~122, Mar. 1988

[6] Liuchen Chang, "In Improved FE Inductance Calculation for Electrical Machine", IEEE Trans. on Magn, Vol. 32, No. 4, pp. 3237~3245, July.1996

[7] 森本茂雄, 武田洋次, "PM 모터의出力範圍に關する一般的な解析と定出力運轉に適した機器定數の檢討", T.IEE, vol. 177-D, No. 6, pp. 751~757, 1997

[8] S.J. SALON. Finite Element Analysis of Electrical Machine, Kluwer Academic Publishers, Boston, 1995.

[9] Masayuki Sanada, Shigeo Morimoto and Yoji takeda, "Interior Permanent Magnet Linear Synchronous Motor for High-Performance Drives", IEEE Trans. on Ind, VOL. 33, NO. 4, pp. 966~972, JULY/AUGUST 1997

[10] Tomy Sebastian and Gordon R. Slemon M.A, Rahman. "MODELING OF PERMANENT MAGNET MOTORS", IEEE Trans. on Magn, vol. MAG-22, no.5, pp. 1069~1071, Sep. 1986

저자 소개



강규홍 (姜圭洪)

1967년 11월 5일생. 1992년 창원대 공대 전기공학과 졸업. 1994년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1994년~1998년 LG전자(주) 주임연구원. 현재 동 대학원 전기공학과 박사과정

Tel : 0551-279-7519

E-mail : kgshjw@hanmail.net



홍정표 (洪正杓)

1959년 4월 17일생. 1983년 한양대 공대 전기공학과 졸업. 1985년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1985년~1990년 LG정밀(주) 중앙연구소 주임연구원 1990년~1992년 삼성전기(주) 종합연구소 선임연구원. 1995년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1996년~1996년 한양대 산업 과학연구소 선임연구원. 현재 창원대 공대 전기공학과 조교수

Tel : 0551-279-7517

E-mail : jphong@sarim.changwon.ac.kr



김규탁 (金奎卓)

1961년 11월 12일생. 1982년 한양대 공대 전기공학과 졸업. 1984년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1991년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 현재 창원대 공대 전기공학과 부교수. 1996년~1997년 일본

早稲田大 客員研究員

Tel : 0551-279-7515

E-mail : gtkim@sarim.changwon.ac.kr