

유전 알고리즘을 이용한 매입형 영구자석 동기전동기의 최적 설계

조동혁 · 심동준 · 천장성 · 정현교

서울대학교 공과대학 전기공학과

(1996년 1월 15일 받음, 1996년 8월 26일 최종수정본 받음)

매입형 영구자석 전동기는 d, q 축 인덕턴스의 차이로 인해 출력이 자석 토크와 릴럭턴스 토크의 합성토크로서 나타난다. 본 논문에서는 등가자기회로법으로 계산된 공극 자속밀도와 d, q 축 인덕턴스를 유한요소법을 이용하여 식을 보정하였다. 전동기의 효율을 목적 함수로 채택하였으며 유전 알고리즘(genetic algorithm)을 이용하여 최대 효율을 갖는 전동기를 설계하였다. 그리고, 설계된 전동기의 타당성을 기존의 전동기와의 비교를 통해 확인하였다.

I. 서 론

영구자석 전동기는 여타의 전동기에 비하여 단위 체적당 토크가 크며 역율이 높으므로 소형 서보전동기로 적합하다. 이중 브러시리스 직류전동기는 제어의 용이성으로 인해 활발히 이용되고 있다. 제어 이론의 진보와 전력소자의 발달로 영구자석형 동기전동기의 제어가 용이해짐에 따라 최근에는 정밀 제어분야에서의 영구자석형 동기전동기의 사용이 확대되고 있다. 국내에서도 이 분야에서의 연구가 진행되고 있으나 미국, 일본 등의 선진국에 비하면 기술이 낙후한 편이다. 이에 본 논문에서는 영구자석형 동기전동기의 하나로서 고속에 적합한 매입형 영구자석 동기전동기의 최적설계 방법을 제시한다.

대용량 고속 컴퓨터를 이용하는 최적화 기술의 발달로 전동기의 최적 설계가 가능해졌다. 지금까지 전동기의 설계에 이용되는 최적화 방법은 주로 결정론적인 방법에 기반을 두고 있다.[1] ~ [3] 그러나, 이러한 방법은 목적함수가 많은 국부최적점(local extrema)을 가지고 있을 경우 찾는 해가 절대최적점(global extrema)이라는 보장을 하기가 어렵다. 이러한 단점을 보완하기 위해 최근에는 확률적인 방법을 사용한 최적화 기법이 사용되고 있다. 본 논문에서 사용한 방법은 유전 알고리즘인데 이 알고리즘은 다변수함수에 적용하기가 쉬우며 전체최적점으로 잘 수렴한다는 것이 일반적으로 알려져 있다. 이 방법을 이용하여 회전자 구조의 돌극성으로 인해 복잡한 형태의 특성식을 갖는 매입형 영구자석 동기전동기를 대상으로 전동기의 효율을 최적화하는 설계방법을 제시한다.

먼저, 공극자속밀도와 인덕턴스의 식을 유도하고 유한요소해석을 통해 그 식을 보정한다. 그리고, 전동기의 효율을 목적함수로 선정하고, 주요 설계변수를 이용하여 손실식과 출력식을 유도하여 효율을 계산한다. 유전 알고리

즘을 이용하여 목적함수를 최소로 하는 설계변수의 값을 도출한 후, 이를 이용하여 최적화전동기의 특성을 계산한다. 그리고, 설계식에 의한 계산치가 실험에 의한 측정치와 잘 일치함을 확인하고, 샘플전동기와 최적화전동기의 특성을 비교하여 본 논문에서 제안된 알고리즘의 타당성을 확인한다.

II. 유전 알고리즘

본 논문에서 사용되는 최적화 기법은 생명체의 자연 진화 법칙에 기초한 유전 알고리즘이다. 초기에 원하는 갯수만큼의 문자열 형태의 설계점을 무작위 발생시켜 그중 적합성이 좋은 점들이 다음 생성 단계에서 생존할 확률이 크게 되며 자기 복제, 자기 변이, 교배의 세 단계를 거쳐 보다 좋은 방향으로 탐색을 진행하는 방법으로, 전체 최적점을 구하는 최적화 방법 중, 범용성과 이식성이 높은 것으로 알려진다.[4][5] 본 논문에서는 설계변수가 다섯

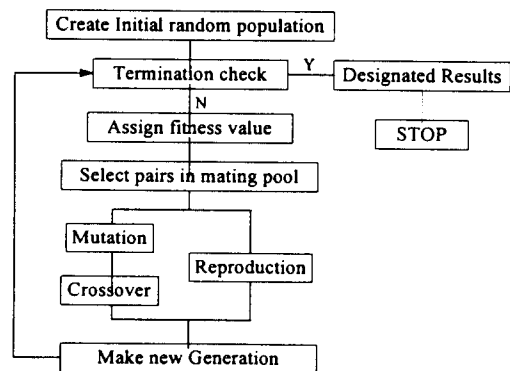


Fig. 1. Flowchart of Genetic Algorithm

개이고 각각의 설계점을 120개로 잡았으며 변이율은 0.001로 하였다. 그리고 각각의 설계점은 10개의 코드로 이루어졌다. Fig. 1에 일반적인 유전 알고리즘의 흐름도를 나타내었다.

III. 공극자속밀도와 인덕턴스

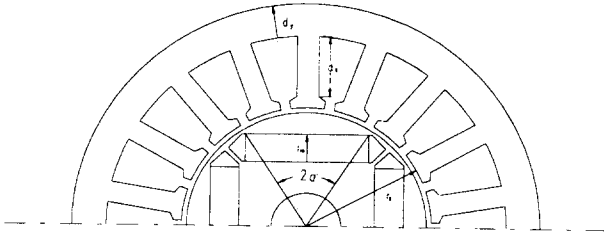


Fig. 2. Cross section of Interior Permanent Magnet Motor

매입형 영구자석 동기전동기는 Fig. 2에 보인 바와 같이 회전자철심 내부에 영구자석이 매입되어 있어 자기회로적으로 복잡한 형상을 가지고 있다. 본 논문에서는 등가자기회로를 이용하여 해석한 전동기의 특성식을 유한요소해석을 통해 보정하여 사용한다. 공극자속밀도는 이상적인 가정으로 구형파를 가지고 등가자기회로법에 의한 해석에 의해 식 (1)과 같이 근사적으로 나타낸다.[6]

$$B_g = \frac{B_r w_m l_r - \Phi_l}{\mu_r k_c g w_m l_r / l_m + 2\pi r_s l_r / p} \quad (1)$$

여기서,

- B_r : 자석의 잔류자속밀도(residual flux density of magnet)
- g : 공극 길이(air gap length)
- k_c : 카터 계수(Carter coefficient)
- l_m : 자석의 두께(magnet thickness)
- l_r : 고정자 축방향 길이(stator axial length)
- p : 극쌍수(number of pole pairs)
- r_s : 고정자 내경(stator bore radius)
- w_m : 자석의 폭(magnet width)
- 2α : 극호각(pole arc angle)
- μ_r : 자석의 비투자율(relative permeability of the magnet)
- Φ_l : 누설자속(leakage flux)

전동기의 특성계산에 이용되는 것은 공극자속밀도의 기본파성분이므로 자석각도를 보정한 특성식과 유한요소법으로 구한 공극자속밀도의 기본파성분의 크기를 계산하여 타당성을 검토할 수 있다. Fig. 3의 대형파에서 기본파 성분 B_{g1} 은

$$B_{g1} = \frac{4}{\pi} \int_0^\alpha B_g \cos\theta d\theta = \frac{4 \sin\alpha}{\pi} B_g \quad (2)$$

그러나, 식 (1)은 프린징 효과와 회전자의 링크 부분의 포화로 인한 누설자속분과 자석 극호각의 증가로 인해 정확한 값과 파형을 나타낼 수는 없으며 모터의 모양이 복잡할 경우 등가 해석적으로 계산해 내는 것은 어렵다. 그러므로, 유한요소법에 의한 해석으로 그것들의 정확한 값을 찾아서 Fig. 3의 대형파와 같은 결과를 얻었다. 이 결과를 등가 해석에 적용시키기 위하여 같은 면적과 파고름 가지는 등가 구형파로 대치하였다.

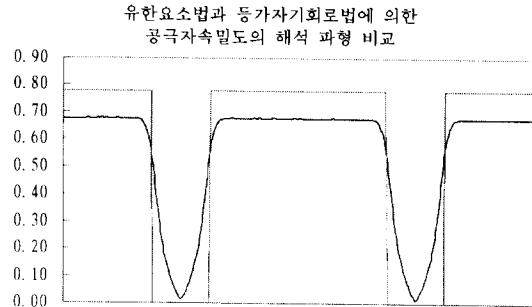


Fig. 3. Air gap flux density distribution by magnet

d , q 축 인덕턴스의 보정 또한 공극자속밀도의 보정과 같이 하면 된다. 여기서 각각의 인덕턴스는 식 (3)과 식 (4)와 같이 나타낸다.

$$L_d = \frac{6\mu_0 r_s l_s (k_w N_s)^2}{\pi p^2 g_d} + L_l \quad (3)$$

여기서,

$$g_d = \frac{k_c g}{k_{d\alpha} - \frac{k_1 k_x}{1 + \mu_r p k_c g w_m / 2\alpha r_s l_m}}$$

$$k_{d\alpha} = (1/\pi)(2\alpha + \sin 2\alpha),$$

$$k_{\alpha} = \frac{\sin \alpha}{\alpha}, \quad k_1 = \frac{4 \sin \alpha}{\pi}$$

k_w : 권선계수(winding factor)

L_i : 누설 리액턴스(leakage reactance)

N_s : 상당 권회수(number of turns per phase)

y : 링크부의 폭(width of rotor link section)

μ_0 : 공기의 투자율(permeability in the free space)

$$L_q = \frac{6 \mu_0 r_s l_r (k_w N_s)^2}{\pi p^2 g_q} + L_i \quad (4)$$

여기서,

$$g_q = \frac{g_e}{k_{q\alpha}}, \quad k_{q\alpha} = \frac{2\alpha - \sin 2\alpha}{\pi}$$

보정된 공극자속밀도와 인덕턴스를 사용하여 더 정확한 모터 성능을 계산하는 것이 가능하다. 등가 파형으로부터 자극의 증분과 누설자속을 구하는 것이 가능하고 제약조건에 의해 주어진 범위 안에서는 이 값은 상수로 가정된다.

IV. 주요 특성식

공극자속밀도 및 d , q 축 인덕턴스를 이용하여 배입형 영구자석 동기전동기의 주요 특성식을 구하면 다음과 같다.

- i) 고정자 상저항 R_s 는 슬롯에서 도체가 차지하는 단면적과 코일단부를 고려한 도체 길이를 이용하여 구할 수 있다. 본 논문에서는 치부분이 평행한 슬롯 형상을 대상으로 하여 슬롯폭과 치폭의 비를 같은 값으로 가정하고 유도한 식을 사용한다.

$$R_s = 12 \rho_c \frac{N_s^2 (l_r + \pi r_s k_{\sigma} / p)}{\pi f_s d_s (r_s + d_s)} \quad (5)$$

- ii) 고정자 상당 유기기전력 E_{ph} 는 권선의 쇄교자속의 시간에 대한 변화율로서 전동기 설계변수를 이용하여 다음과 같이 구할 수 있다.

$$E_{ph} = \frac{4 \sqrt{2}}{\pi p} k_w N_s r_s k_i l_r B_g \sin \alpha \omega_s \quad (6)$$

- iii) 전동기의 축출력 P_{out} 은 발생출력에서 무부하손실을 뺀 값으로 다음과 같다. 발생 출력은 자석에 의한 출력과 톨릭턴스 출력의 합으로 이루어지며, 무부하손실은 치 부분에서의 철손 P_{ct} , 계철에서의 철손 P_{cy} , 기계손 P_{mech} 으로 이루어진다.

$$P_{out} = 3(E_{ph} I_q + (X_d - X_q) I_d I_q) - P_{ct} - P_{cy} - P_{mech} \quad (7)$$

V. 효율 최적화

전동기의 효율 η 는 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$\eta = \frac{\text{출력}}{\text{출력} + \text{손실}} \times 100 [\%] \quad (8)$$

위 식에서 알 수 있듯이 전동기의 효율은 입력에 대한 출력의 비로서 나타나므로 출력이 일정할 경우 손실을 최소화하면 효율이 최대가 된다.

일반적으로 소형 영구자석 전동기에서는 표유부하손, 회전자손실, 그리고 인버터에 의한 고조파손실이 매우 작기 때문에 이들을 무시할 경우 목적함수는 고정자동손, 철손, 그리고 기계손으로 구성되며 이를 설계 파라미터의 함수로 나타낼 수 있다.

본 논문에서는 정격속도, 정격부하에서의 효율을 최대로 하는 것을 목적으로 하기 때문에 기계손과 부하전류를 일정한 값으로 가정한다. 고정자 동손을 식(9)에 치부분과 요크부분의 철손을 각각 식(10)과 (11)에 나타낸다. [7]

$$P_{sw} = 3 I_s^2 R_s = \frac{36 \rho_c N_s^2 I_s^2}{\pi f_s d_s (r_s + d_s)} \left(l_r + \frac{\pi r_s k_{\sigma}}{p} \right) \quad (9)$$

$$P_{ct} = \frac{16 k_{cl}}{\pi p} S r_s k_i l_r d_s B_g^2 \omega_s^2 \quad (10)$$

$$P_{cy} = \frac{16}{p} k_{ct} (r_s + d_s + \frac{dy}{2}) (r_s^2 k_i l_r \alpha / dy) B_g^2 \omega_s^2 \quad (11)$$

또한, 잔류자속밀도, 슬롯수 및 기계적인 제약에 의해 결정되는 공극길이, 슬롯 팁 깊이, 링크부와 웨브부의 폭등을 일정한 값으로 가정하면 설계 변수는 고정자 1상 권회수(N_s), 고정자 내경(r_s), 계철 두께(d_y), 자석의 자화방향 길이(l_m), 자극 각도(2α), 고정자 축방향 길이(l_r), 슬롯 깊이(d_s)가 된다.

위의 변수들이 만족해야 할 제약조건은 다음과 같다.

- i) 고정자 외경 일정.
- ii) 전동기의 출력 일정 (속도, 토크 일정).
- iii) 자석 크기의 제약 (자석이 회전자에 매입되기 위한 조건).

$$w_m \leq 2((r_s - g - y) \cos \frac{\alpha}{p} - l_m) \quad (12)$$

iv) 치자속밀도 B_l 및 계철자속밀도 B_y 의 한계.

$$B_l \cong 2B_g \leq B_{lmax} \quad (13)$$

$$B_y = (r_s \alpha B_g) / (p d_y) \leq B_{ymax} \quad (14)$$

v) 적절한 장하비 M

$$M_{min} \leq M = \frac{2\alpha r_s l_r B_g}{3k_w N_s I_s} \leq M_{max} \quad (15)$$

vi) 고정자 전류밀도 J_c 의 범위

$$J_c = \frac{6N_s I_s}{\pi f_s d_s (r_s + d_s)} \leq J_{max} \quad (16)$$

vii) 자석의 감자한계조건

$$-(U_m - U_s) \leq H_d l_m \quad (17)$$

여기서,

- U_m : 자석의 기자력 (mmf due to the magnet)
- U_s : 전기자반작용 기자력 (armature reaction mmf)
- H_d : 자석 굴곡점에서의 자계의 세기 (magnet field intensity of the knee point)

위의 제약조건에서 고정자 외경과 전동기 출력에 관한 두 조건에 의해서 설계변수 중 고정자 축방향 길이와 슬롯 깊이가 다른 설계변수로 표현될 수 있어서 실제 최적화 알고리즘에 사용되는 변수는 5개이다. Fig. 4에 최적화 알고리즘의 흐름도를 나타내었다.

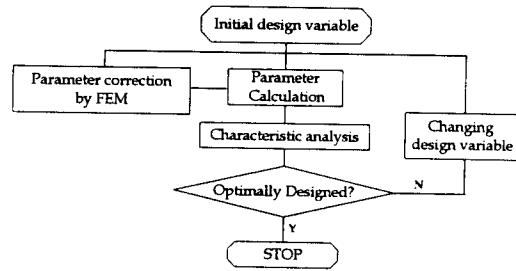


Fig. 4. Flowchart of Optimal Design Procedure of IPMSM

VI. 설계 사례

샘플 전동기의 유기기전력 및 d, q 축 인덕턴스에 대해 각각 실험, 특성식, 그리고 유한요소법으로부터 구한 값이 Table I에 나타나 있다. 인덕턴스의 경우 유한요소법으로 구한 값이 실험치보다 5% 정도 작운데, 이는 인덕턴스를 유한요소법으로 구할 경우 권선단 누설 인덕턴스 등 누설 성분을 정확히 계산하지 못했기 때문으로 생각된다

Table I. Induced emf, inductances of sample motor

항 목	단위	실험치	특성식	유한요소법
유기 기전력	V	119.0	119.0	120.3
d축 인덕턴스	mH	37.03	36.95	35.02
q축 인덕턴스	mH	95.36	96.0	90.72

Table II. Induced emf and inductances of optimized motor

항 목	단위	특성식	유한요소법
유기 기전력	V	108.0	110.2
d축 인덕턴스	mH	39.92	36.7
q축 인덕턴스	mH	103.22	98.5

다. 이상의 결과들은 유한요소법에 의해 자극각도를 보정한 특성식을 사용할 경우 전동기의 특성을 비교적 정확하게 예측할 수 있다는 것을 보여주고 있다. 또한, Table II에서는 최적화전동기에 대해 특성식과 유한요소법으로 해석한 결과를 보이고 있는데, 샘플 전동기와 비교하면 유기기전력이 감소하고, 인덕턴스는 d , q 축 모두 증가한 것을 알 수 있다.

Table III에서는 샘플전동기와 최적화전동기의 권회수 및 주요치수를 비교한 결과를 보이고 있다. 여기서 최적화 전동기에서는 고정자 축방향 길이와 고정자 계철의 폭이 증가하였고 자석의 부피와 동량은 감소하였음을 알 수 있다. 회전자의 직경이 감소하였으므로 회전자의 관성모멘트도 감소한다. 고가인 자석을 절감하였으므로 최적화 설계된 전동기는 가격 면에서도 유리함을 알 수 있다.

Table III. Dimensions of sample motor and optimized motor

항 목	단 위	샘플전동기	최적화전동기	증감(%)
1상 권회수		480	444	-7.5
회전자반경	mm	20.25	18.20	-10.12
적층길이	mm	41.6	49.59	+19.2
계 철 폭	mm	5.82	7.71	+32.5
슬롯길이	mm	13.25	13.30	+3.9
자 극 수		4	4	-
자극각도	elec.deg	68.0	72.4	+6.47
자 석 폭	mm	22.2	20.89	-5.9
자석두께	mm	4.0	3.37	-15.75
자석부피	mm ³	3694	3491	-5.5

Table IV. Characteristics of sample motor and optimized motor

항 목	단 위	샘플전동기	최적화전동기	증감(%)
축출력	W	587	587	-
정격속도	rpm	2500	2500	-
$L_q - L_d$	mH	58.33	63.30	+8.52
고정자저항	Ω	8.85	7.53	-14.92
효 율	%	75.9	77.83	+1.93
역 률	%	99.67	98.81	-0.86

Table IV에는 샘플전동기의 제반 특성을 보이고 있다. d , q 축 인덕턴스, 및 그 차이 $L_q - L_d$ 가 증가하고 유기기전력이 감소한 사실로부터 톨력턴스 토크 성분이 증가하고, 자석토크 성분이 감소한 것을 알 수 있다.

Fig. 5에서는 정격속도 2500 [rpm]에서의 부하에 대한 효율의 관계를 각각 샘플전동기의 계산치, 실험치, 최적화전동기의 계산치로서 나타내었다. 샘플전동기의 계산치와 실험치는 거의 일치함을 알 수 있으며, 이것으로부터 시뮬레이션이 상당히 정확히 이루어졌다는 것을 알 수 있으며, 또한 모든 부하에 대해서 최적화전동기의 효율이 샘플전동기 보다 크다는 것을 알 수 있다.

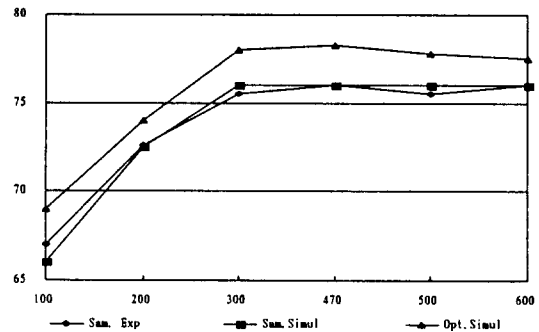


Fig. 5. Load-efficiency curve at 2500 [rpm]

VI. 결 론

본 논문에서는 매입형 영구자석 전동기의 공극자속밀도와 인덕턴스를 등가자기회로법에 의해 유도하고 이를 유한요소법으로 보정하여 전동기의 특성을 해석하였다.

전동기의 효율을 목적함수로 하여 손실식들을 도출하여 많은 국부최적점을 가지는 함수에서 절대최적점을 찾는 유전자알고리즘을 이용하여 효율에 관한 목적함수를 최대로 하는 설계변수를 찾아냈으며 기존의 샘플전동기의 비해 서보성능이 전반적으로 향상되고 가격면에서도 유리한 것으로 해석되었다.

본 논문에서는 드라이브 시스템에 대한 고려를 하지 않고 전동기의 특성만을 고려한 설계를 하였으나, 향후에는 드라이브 특성을 전동기의 설계식에 고려하는 연구와 더불어 효율만이 아닌 중량이나 가격 등을 함께 고려한 다중 목적함수의 최적화에 대한 연구가 요망되며, 제안된 방법은 여타의 다른 전동기의 최적화설계에도 그대로 적용될 수 있을 것으로 생각된다.

* 본 논문은 자동제어특화연구센터의 연구비 지원에 의한 결과입니다.

Ⅷ. 참고 문헌

[1] R. Ramarathnam, B. G. Desai, "Optimization of Polyphase Induction Motor Design, A Nonlinear Programming Approach", *IEEE Trans. on PAS*, Vol. 90, 1971, pp. 570-578.

[2] N. Boules, "Design Optimization of Permanent Magnet DC Motors", *Rec. of 1987 IEEE IAS Conf.*, pp. 27-34.

[3] H. S. Park, "Speed-Power Region Expansion of Interior Permanent Magnet Synchronous

Motors by Optimal Dimension Design", Ph. D Thesis, Seoul National University, 1993.

[4] D. E. Goldberg, "Genetic Algorithms in Search, Optimization & Machine Learning", Addison-Wesley Publishing Co., 1989.

[5] Branko Sousec and The IRIS Group, "Dynamic, Genetic, and Chaotic Programming", John Wiley & Sons, INC., 1992.

[6] T. J. E. Miller, "Brushless Permanent Magnet and Reluctance Motor Drives", Oxford, 1989.

[7] P. Pillay, et al., "Performance & Design of Permanent Magnet AC Motor Drives", IEEE IAS tutorial course, 1991.

Optimal Design of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors Using Genetic Algorithm

D. H. Cho, D. J. Sim, J. S. Chun and H. K. Jung
Dept. of Electrical Engineering, Seoul National Univ.

(Received 15 January 1996, in final form 26 August 1996)

Air gap flux density and d, q axis inductances of the Interior Permanent Magnet Synchronous Motor obtained by equivalent magnetic circuit method are compensated using results from Finite Element Method. For optimal design, the efficiency of the motor is taken as the objective function, and Genetic Algorithm finds the value of design parameters which maximize the objective function. The result of optimal designed motor is examined by comparison with proto-type motor.