SPMSM 인덕턴스 돌극성에 의한 전류리플 저감을 위한 PSO 알고리즘 기반의 H_∞ 전류 제어기 설계

Design of the H_∞ Current Controller Based on the PSO Algorithm for Reducing the Current Ripple Caused by the Saliencies of SPMSM

이 관 형* · 전 찬 영** · 임 동 진†
(Kwan-Hyung Lee · Jeon-Chan Young · Dong-Jin Lim)

Abstract - The useful method for determining parameters of weighting functions used to design the H_∞ current controller for attenuating the current ripple due to saliencies which SPMSM(Surface Permanent Magnet Synchronous Motor) also incorporates is described. To analyze the effect, the current ripple due to the structural and the saturation saliencies, the SPMSM model with nonlinear inductance function depending on the two independent variables, rotor position and stator current is simulated. After analysis, parameters of the weighting functions for H_∞ current controller is selected to satisfy the robust stability, robust performance and specific performance in time and frequency domain by using the PSO(Particle Swarm Optimization) algorithm in the linear SPMSM model. Especially, the robust performance is proved that the selected weighting functions play a role in reducing the current ripple caused by the saliencies of SPMSM at the desired frequency range by the simple experiment.

Key Words : Surface permanent magnet synchronous motor (SPMSM), Saliency, Current ripple, H_∞ control, Particle swarm optimization (PSO), Weighting function

1. 서 론

PMSM(Permanent Magnet Synchronous Motor)은 고효율, 전류 대비 높은 토크, 낮은 노이즈 등 많은 장점을 가지고 있다[1]. 최근에 친환경 및 에너지 절약을 위해서 다양한 분야에서 관심과 노력이 고조되고 있으며, 모터를 사용하는 시스템의 경우 사이즈 축소 및 고효율을 위해서 DC(Direct Current) 모터에서 PMSM(Permanent Magnet Synchronous Motor)으로 변하는 추세이다. 그러나 특정한 분야에서 사용되는 PMSM은 고정 전압과 사이즈의 제약에 의해서 빠른 포화 및 큰 역기전력 THD(Total Harmonic Distortion) 특성을 보인다[2]. 이와 같은 특성은 인덕턴스 돌극성에 의해서 표현될 수 있으며 일반적으로 두 가지 형태로 구분된다. 하나는 구조 돌극성이며 전동기의 기구적인 구조에 의해서 야기되고 고정자 전류에 의해서 거의 영향을 받지 않는다. 그리고 다른 하나는 자기 포화 돌극성이며 주로 회전자 영구자석 의해서 기인한다. 자기 포화 돌극성은 구조 돌극성과 비교해서 상대적으로 영향은 작지만 고정자 전류로부터 발생한 자기장에 영향을 받는다[3], [4]. 인덕턴스 돌극성

은 토크 리플을 야기하고 해당 토크 리플은 주기성을 갖는 외란으로 간주된다[5].

SPMSM의 인버터는 전압 소스(source) PWM(Pulse Width Modulation) 방식이 사용되었으며, 전류 루프(loop)의 대역폭 내에서 전류 소스 방식과 등가적으로 구동되고 정확한 전류 추종을 위해서 전류 제어가 사용되었다[6]. 그리고 토크는 전류와 밀접한 관계를 갖으며, 자동차의 EPS(Electric Power Steering) 같은 경우 수 % 미만의 토크리플 특성이 요구되기 때문에[2] 정확한 추종 성능을 갖는 전류 제어가 필요하다. 본 논문에서는 앞서 언급한 전류 제어기의 성능뿐만 아니라 SPMSM의 인덕턴스 돌극성에 기인한 파라미터 변동 및 전류 리플에 대해서, 시스템의 안정성을 보증하고 전류 리플 저감을 위해서 H_∞ 전류 제어기가 제안되었다.

H_∞ 제어기 설계를 위해서 가중 함수 결정이 매우 중요하다. 그러나 가중 함수의 구조를 선택하고 파라미터를 결정하기 위해서 많은 경험 및 시간이 요구되는 문제점이 있다. PSO 알고리즘은 군집단 지능(swarm intelligence) 기술을 사용한 알고리즘들 중의 하나로써 1995년 Kennedy와 Eberhart에 의해서 제안되었으며, 조류 무리와 같은 동물들의 사회적 행동에 대한 연구를 통해서 개발되었다[7]. PSO 알고리즘은 다른 확률론적인 알고리즘과 비교해서 짧은 계산 시간 내에 질 높은 해를 생성하고 안정적인 수렴 특성을 보이며[8]-[10], 비선형성(nonlinearity), 비차분성(nondifferentiability), 다중 최적(multiple optima), 고차원(high dimensionality) 관련 문제를 푸는데 있어서 강건하다[11]-[13]. 이러한 장점 때문에 해당 알고리즘은 비선형 과학(nonlinear science), 경제 급전

* Daedong Corporation and Dept. of Electronic Systems Engineering, Hanyang University, Korea

** Dept. of Electronic Systems Engineering, Hanyang University, Korea

† Corresponding Author : Dept. of Electronic Systems Engineering, Hanyang University, Korea

E-mail : limdj@hanyang.ac.kr

Received : August 8, 2013; Accepted : September 3, 2013

(economic dispatch), 산업 기기(industrial applications) 관련 문제들을 해결하기 위해서 널리 사용되었다[14]-[16]. 본 논문에서는 앞서 언급한 문제점을 극복하고 H_∞ 제어기를 탑재한 시스템의 공칭(nominal) 성능 및 오버슈트(overshoot), 대역폭(bandwidth)과 같은 추가적인 성능을 만족하는 가중 함수의 파라미터를 결정하기 위해서 PSO 알고리즘(algorithm)이 사용되었다.

제어기 설계를 위해서 크게 세 가지 작업이 이루어졌다. 첫째, [17]에서 참고한 실험을 통해서 인덕턴스 돌극성을 표현 할 수 있는 행렬이 정의되었고 비선형 인덕턴스 행렬을 내재한 SPMSM 모델 시뮬레이션이 수행되었으며, 인덕턴스 변동 범위 및 돌극성에 의한 전류 리플에 대해서 분석이 이루어졌다. 둘째, [18]에서 제시한 PSO 알고리즘을 수정 및 보완하고 적용함으로써 파라미터 최적 값이 결정되었다. 그리고 최적 파라미터 값으로 이루어진 가중 함수를 이용해서 H_∞ 전류 제어기가 설계되었으며, 해당 제어기의 안정성 및 성능이 분석 되었다. 셋째, H_∞ 전류 제어기를 탑재한 SPMSM에 대해서 부하 인가 실험을 수행함으로써 제안된 방법의 타당성 검증이 이루어졌다.

2. 돌극성 인덕턴스를 갖는 비선형 SPMSM 모델

2.1 비선형 인덕턴스 및 SPMSM 모델

선형 SPMSM 모델의 경우 고정자 좌표계의 전압 방정식은 식(1)와 같이 표현될 수 있으며, IPMSM(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)의 식과 같기 때문에 구조적 돌극성은 반영되지만 자기 포화 돌극성은 반영되지 않는다[17], [19]. 자기 포화 돌극성 인덕턴스를 갖는 비선형 SPMSM 모델을 구성하기 위해서 상전류와 전기각의 함수인 쇄교자속을 포함한 고정자 좌표계의 전압 방정식으로 식(2)이 사용되었다. v_{uvw} , i_{uvw} , R_s , L_{uvw} , λ_{uvw} , θ_e , ω_e 는 각 상의 전압, 전류, 저항, 선형 인덕턴스, 쇄교자속, 전기각, 전기각속도를 뜻하며, e_{uvw} 와 $\partial\lambda_{uvw}/\partial\theta_e$ 는 역기전력을 뜻한다.

$$v_{uvw} = R_s i_{uvw} + L_{uvw} \frac{d}{dt} i_{uvw} + e_{uvw} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} v_{uvw} &= R_s i_{uvw} + \frac{d}{dt} \lambda_{uvw}(i_{uvw}, \theta_e) \\ &= R_s i_{uvw} + L_{uvw}^t \frac{d}{dt} i_{uvw} + \omega_e \left(\frac{\partial}{\partial \theta_e} \lambda_{uvw} \right) \end{aligned} \quad (2)$$

비선형 인덕턴스 행렬 L_{xy}^t 는 상전류 i_x ($x=u, v, w$)와 전기각 θ_e 의 함수이고 각 변수에 대해서 선형적이고 독립적이며, 식(3)과 같이 표현될 수 있다. L_{xy}^t 에서 $x=y$ 인 경우, 자기인덕턴스를 $x \neq y$ 인 경우, 상호인덕턴스를 뜻한다. 비선형 인덕턴스 $L_{xy}^{m'}$ 는 고정된 전기각에 대해서 식(4)와 같이 상전류의 m 차 다항식 함수로 표현될 수 있으며, 반대로 고정된 상전류에 대해서 식(5)와 같이 전기각의 n 차 푸리에(fourier) 급수 함수로 표현될 수 있다. 비선형 인덕턴스 L_{xy}^t 는 식(4)와 식(5)에 대한 정보를 포함하기 위해서 식(6)과 같이 표현될 수 있으며, 임의의 전기각 및 상전류에 대해서 행렬

$T_{xy}^{m \times n}$ 는 유일한 값을 갖는다[20].

$$L_{uvw}^t = \begin{bmatrix} L_{uu}^t(i_u, \theta_e) & L_{uv}^t(i_v, \theta_e) & L_{uw}^t(i_w, \theta_e) \\ L_{vu}^t(i_u, \theta_e) & L_{vv}^t(i_v, \theta_e) & L_{vw}^t(i_w, \theta_e) \\ L_{wu}^t(i_u, \theta_e) & L_{wv}^t(i_v, \theta_e) & L_{ww}^t(i_w, \theta_e) \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$L_{xy}^t(i_x)|_{\theta_e = const} = c_0 + c_1 i_x^1 + c_2 i_x^2 + \dots + c_m i_x^m \quad (4)$$

$$L_{xy}^t(\theta_e)|_{i_x = const} = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos(n\theta_e) + b_n \sin(n\theta_e)) \quad (5)$$

$$L_{xy}^t(i_x, \theta_e) = P^{1 \times m} \cdot T_{xy}^{m \times n} \cdot F^{n \times 1} \quad (6)$$

$$= [1 \ i_x^1 \ \dots \ i_x^m] \begin{bmatrix} t_{0,0} & t_{0,1} & \dots & t_{0,2n} \\ t_{1,0} & t_{1,1} & \dots & t_{1,2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ t_{m,0} & t_{m,1} & \dots & t_{m,2n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ \sin(\theta_e) \\ \cos(\theta_e) \\ \vdots \\ \sin(n\theta_e) \\ \cos(n\theta_e) \end{bmatrix}$$

2.2 행렬 T_{xy} 결정

행렬 T_{xy} 의 성분을 결정하기 위해서 그림 1과 같이 실험 환경이 구성되었다. 커패시터 C_{dcp} 은 전력용 연산 증폭기에서 발생할 수 있는 직류 성분을 제거하기 위해서 사용되었으며, 인덕터 L_{blk} 는 전력용 연산 증폭기와 직류 전원에서 발생할 수 있는 교류 성분의 합성을 방지하기 위해서 사용되었다. 고정자가 최대로 포화되도록 하기 위해서 오프셋 전류는 0 A부터 50A 까지 10 A 간격으로 인가되었으며, 7.5 ° 간격의 고정된 전기각에서 20 kHz, 100 mA의 교류 전류가 공급되었다. 그리고 전력 분석기를 통해서 측정된 전압과 전류는 인덕턴스를 계산하기 위해서 사용되었다.

고정된 전기각에서, 오프셋(offset) 전류에 따른 인덕턴스를 반영하기 위해서 일반적으로 5차 또는 7차의 다항식이 사용될 수 있다. 충분히 곡선을 추정하기 위해서 7차 다항식이 사용되었으며, 식(4)와 식(6)의 m 은 6으로 설정되었다. 그리고 고정된 오프셋 전류에서 전기각 변화에 따른 인덕턴스는 주기성을 갖으며, FFT(Fast Fourier Transform)를 통해서 고조파를 분석함으로써 푸리에 급수 함수의 차수가 정해졌다. 정확한 곡선 추정을 위해서 8차 푸리에 급수 함수가 사용되었으며, 식(5)와 식(6)의 n 은 7로 설정되었다[17], [21].

실험을 통해서 측정된 인덕턴스 값들은 결정된 차수의 푸리에 급수와 다항식 함수의 곡선을 추정하기 위해서 사용되었다. 곡선을 추정하기 위해서, MathWorks사의 MATLAB에서 제공하는 Curve Fitting Toolbox가 사용되었다. 추정된 곡선 방정식으로부터 얻어진 인덕턴스 값들은 식(6)을

그림 1 돌극성을 갖는 인덕턴스 측정 실험

Fig. 1 Test Platform for measuring the inductance including saliencies

통해서 행렬 T_{xy} 를 결정하기 위해서 사용되었다. 그림 2는 실험을 통해서 측정된 인덕턴스 L_{uu} 와 행렬 T_{uu} 로부터 계산된 인덕턴스 L_{uu} 를 비교한 그래프이며, 인덕턴스 L_{uu} 의 돌극성이 행렬 T_{uu} 에 반영되었다. 동일한 방법으로 나머지 8개의 행렬 T_{xy} 들이 계산되었으며, 행렬 T_{vv} , T_{vu} 로부터 계산된 인덕턴스 L_{vv} 와 L_{vu} 의 그래프가 그림 3에 표시되었다. 행렬 T_{xy} 는 시뮬레이션을 위한 비선형 SPMSM 모델을 구성하기 위해서 사용되었다.

그림 2 측정된 인덕턴스 L_{uu} 와 T_{uu} 행렬로부터 계산된 인덕턴스 L_{uu} 의 비교

Fig. 2 Comparison of the measured inductance, L_{uu} and inductance, L_{uu} calculated from matrix, T_{uu}

그림 3 T_{vv} 와 T_{vu} 행렬로부터 계산된 인덕턴스 L_{vv} 와 L_{vu}

Fig. 3 Inductance, L_{vv} and L_{vu} calculated from matrix, T_{vv} and T_{vu}

그림 4 해석치와 실험치 전류 i_q , i_d 리플 비교

Fig. 4 Comparison simulated and measured current, i_q and i_d

그림 4는 정격 부하를 인가한 경우 전류 i_q 와 i_d 에 대해서 시뮬레이션 및 실험 데이터를 비교한 그래프이며, 전류의 크기와 오프셋에서 차이가 있다. 그러나 구동주파수의 6배 리플이 나타나고 있는 점을 통해서 비선형 SPMSM 모델에 인덕턴스의 구조 돌극성이 반영되었음을 알 수 있다. 그림 5는 비선형 SPMSM 모델에서 무부하부터 정격 부하까지 0.5 Nm 간격으로 해석치 전류 i_q 와 i_d 의 6차 고조파 크기를 표시한 그래프이다. 부하가 증가함에 따라서 i_q 와 i_d 의 6차 고조파 크기가 커짐을 알 수 있으며, 자기 포화 돌극성이 반영되었다[2].

그림 5 부하에 따른 해석치 전류 i_q , i_d 의 6차 고조파 크기

Fig. 5 6th harmonic magnitude of simulated current, i_q and i_d according to load

3. Particle Swarm Optimization(PSO)

PSO 알고리즘은 군집생활을 하는 동물들이 일반적으로 두 가지 정보를 이용해서 먹이를 찾아 이동하는 사회적 행동 특성을 기반으로 개발되었다. 첫째는 이전 세대부터 대대로 내려오는 경험에 의한 정보이고 둘째는 군집(swarm) 구성원(particle)들이 이동 중 발견한 새로운 정보이다. 두 정보는 군집생활을 하는 동물들이 특정한 조건을 만족하면서 먹이를 찾아가는 이동과 관련된 최적화 문제의 전역 최적값(global best value) 및 지역 최적값(local best value)으로 간주될 수 있으며, PSO는 두 개의 최적값을 이용해서 군집 내 구성원들을 이동시킴으로써 전체 세대의 전역 최적값을 찾는 알고리즘이다[7].

PSO 알고리즘의 전체적인 절차는 그림 6의 순서도와 같고 군집 내 구성원들은 D 차원으로 구성된 탐색 공간에서 임의의 위치(position)에 있으며, 최적화 적합도 함수(optimization fitness function)에 의한 평가 및 지역 최적값을 갱신하면서 임의의 속도(velocity)로 이동한다. 개별 구성원들은 각 세대 동안 탐색 공간에서 최고의 최적값에 대응하는 위치를 기억하며, 이를 'pbest(Particle best)'라고 부르고 각 세대의 pbest들 중 최고의 최적값에 해당하는 위치를 기억하며, 이를 'gbest(Generation best)'라고 부른다. pbest와 gbest 값을 통해서 각 구성원들의 새로운 속도가 계산되고 갱신된 속도는 각 구성원들의 위치에 더해진다.

구성원의 위치 x 및 속도 v 는 식(7)에 의해서 갱신된다. i 는 군집의 i 번째 구성원을 뜻하고 d 는 구성원의 d 차원 요소를 의미하며, k 는 k 번째 세대를 표현한다[22]. d 차원을 갖는

그림 6 PSO 알고리즘 순서도

Fig. 6 Flowchart for PSO algorithm

구성원의 위치 x 및 속도 v 의 j 번째 요소는 탐색 공간의 지역 탐색과 전역 탐색의 균형을 유지하기 위해서 식(8)같이 제한된다[11]. 학습 인자(learning factor) c_1 과 c_2 는 pbest와 gbest의 확률적인 가속 가중치로써, 구성원들이 약 절반의 시간으로 목표에 도달시키기 위해서 2로 설정되었으며[7], $rand$ 는 0에서 1까지 균등 분포된 임의의 값이다. 관성 가중치(inertia weight)는 초기 세대에서는 전역 탐색을 강화하고 후기 세대에서는 지역 탐색 능력을 향상시키기 위해서 식(9)와 같이 세대마다 선형적으로 감소한 값이 사용되었다[11].

$$v_i^d(k+1) = w(k) \cdot v_i^d(k) + c_1 \cdot rand() \cdot (pbest_i^d - x_i^d) + c_2 \cdot rand() \cdot (gbest_i^d - x_i^d) \quad (7)$$

$$x_i^d(k+1) = x_i^d(k) + v_i^d(k+1)$$

$$x_{j,\min}^d \leq x_{ij}^d(k) \leq x_{j,\max}^d \quad (8)$$

$$v_{j,\min}^d \leq v_{ij}^d(k) \leq v_{j,\max}^d$$

$$w(k) = w_{\max} - \frac{w_{\max} - w_{\min}}{N_g} \cdot k \quad (9)$$

4. 파라미터 불확실성 및 전류 리플을 고려한 H_∞ 전류 제어기 설계

4.1 선형 SPMSM 모델의 파라미터 불확실성

d-q 회전좌표계에서 선형 SPMSM의 전압 방정식은 식

(10)과 같이 표현될 수 있으며[23], 전류 제어기는 식(10)에서 역기전력 및 상호간섭 성분이 전향 보상된 식(11)을 기반으로 설계되었다. x 는 d축 및 q축을 의미한다. 그리고 식(11)의 실제 인덕턴스 역수 $1/L_x$ 와 저항 R_x 는 식(12)처럼 각각의 공칭 값 $\bar{L}$, $\bar{R}$ 및 상대 섭동(relative perturbation) p_l , p_r , δ_l , δ_r ($-1 \leq \delta_l, \delta_r \leq 1$)으로 표현된다.

$$v_d = R_d i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_r L_q i_q \quad (10)$$

$$v_q = R_q i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_r (L_d i_d + \lambda_{af})$$

$$v_x = R_x i_x + L_x \frac{di_x}{dt} \quad (11)$$

$$\frac{di_x}{dt} = \frac{1}{L_x} (v_x - R_x i_x)$$

$$\frac{1}{L_x} = \frac{1}{\bar{L}(1+p_l\delta_l)} = \frac{1}{\bar{L}} - \frac{p_l}{\bar{L}} \delta_l (1+p_l\delta_l)^{-1} \quad (12)$$

$$R_x = \bar{R}(1+p_r\delta_r)$$

파라미터 불확실성을 포함한 SPMSM의 블록선도는 그림 7과 같이 표현되며, u_l , u_r 및 y_l , y_r 은 각각 불확실성 블록의 입력과 출력으로써 사용된다. 그리고 M_{li} 와 M_r 는 식(13)으로 표현되며, 그림 4의 블록선도에 대한 방정식은 식(14) 및 식(15)와 같다. 그리고 사용된 SPMSM의 파라미터 사양은 표 1과 같다.

그림 7 파라미터 불확실성을 포함한 SPMSM 블록선도

Fig. 7 Block diagram of the SPMSM with parametric uncertainty

$$M_{li} = \begin{bmatrix} -p_l \frac{1}{\bar{L}} \\ -p_l \frac{1}{\bar{L}} \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$M_r = \begin{bmatrix} 0 & \bar{R} \\ p_r & \bar{R} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ y_l \\ y_r \\ y \end{bmatrix} = G_{spmsm} \begin{bmatrix} x \\ u_l \\ u_r \\ u \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{\bar{R}}{\bar{L}} & -p_l & -\frac{p_r}{\bar{L}} & \frac{1}{\bar{L}} \\ -\frac{\bar{R}}{\bar{L}} & -p_l & -\frac{p_r}{\bar{L}} & \frac{1}{\bar{L}} \\ \bar{R} & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ u_l \\ u_r \\ u \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$\begin{bmatrix} u_l \\ u_r \end{bmatrix} = \Delta^{2 \times 2} \begin{bmatrix} y_l \\ y_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \delta_l & 0 \\ 0 & \delta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_l \\ y_r \end{bmatrix}$$

$$G_{spmsm} = \begin{bmatrix} A & B_1 & B_2 \\ C_1 & D_{11} & D_{12} \\ C_2 & D_{21} & D_{22} \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$A = -\frac{\bar{R}}{\bar{L}}, \quad B_1 = \begin{bmatrix} -p_l & -\frac{p_r}{\bar{L}} \end{bmatrix}, \quad B_2 = \frac{1}{\bar{L}}$$

$$C_1 = \begin{bmatrix} -\frac{\bar{R}}{\bar{L}} \\ \bar{R} \end{bmatrix}, \quad D_{11} = \begin{bmatrix} -p_l & -\frac{p_r}{\bar{L}} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad D_{12} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\bar{L}} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$C_2 = 1, \quad D_{12} = [0 \ 0], \quad D_{22} = 0$$

표 1 파라미터 불확실성을 포함한 SPMSM 사양

Table 1 Specification of SPMSM with parametric perturbation

파라미터	값
$\bar{R}$	11.6 [$m\Omega$]
$\bar{L}$	36.745 [μH]
p_r	0.055
p_l	0.1835
극수(pole) / 슬롯수(slots)	6 / 9
정격 전류(rated current)	50 [A]
정격 토크(rated torque)	2 [Nm]
기본 속도(base speed)	1000 [RPM]
최대 속도(maximum speed)	2000 [RPM]

G_{spmsm} 은 불확실성을 포함하지 않으며, 오로지 $\bar{L}$, $\bar{R}$, p_l , p_r 에 의존하는 시스템이다. G_{spmsm} 와 구조화 불확실성 (structured uncertainty)을 연관 짓기 위해서 식(16)과 같이 위쪽 선형 분수 변환(upper linear fractional transformation) F_u 이 사용되며, 그림 8의 블록선도로 표현된다[24].

$$y = F_u(G_{spmsm}, \Delta)u = Gu \quad (16)$$

그림 8 G_{spmsm} 와 Δ 의 위쪽 선형 분수 변환

Fig. 8 Upper linear fractional transformation of G_{spmsm} and Δ

4.2 가중 함수의 구조 선정

제어기 K 는 그림 9의 폐루프(closed loop) 시스템을 내부적으로 안정시켜야만 하며, 공칭 플랜트(plant) G_{spmsm} 이 충분한 폐루프 성능을 보이도록 해야 한다. 외란의 효과로써 인덕턴스 돌극성에 의한 전류 리플을 적정 수준까지 감소시키고 제어 에너지를 낮추기 위해서 폐루프 시스템의 성능 사양은 식(17)와 같은 S/KS 설계가 사용되었다[25], [26]. $S(G_{spmsm})$ 은 외란 d 에 대한 출력 y 의 함수로써 $S(G_{spmsm}) = (I + G_{spmsm}K)^{-1}$ 이고 $\omega = d$, $z = [e_p \ e_u]^T$ 이다.

$$\|T_{zw}\|_{\infty} = \left\| \begin{bmatrix} W_p S(G_{spmsm}) \\ W_u K S(G_{spmsm}) \end{bmatrix} \right\|_{\infty} < 1 \quad (17)$$

그림 9 S-KS 설계를 위한 폐루프 시스템

Fig. 9 Closed loop system for S-KS design

외란 d 에 의한 출력 y 측 영향 및 제어 에너지 u 를 감소시키기 위해서 가중 함수 W_p 와 W_u 는 식(18)과 같은 구조로 선정되었다. W_p 의 β 는 직류 이득으로써 외란의 영향을 제어하기 위한 목적으로 사용되며, α 는 고주파 이득으로써 오버슈트를 조정하기 위해서 설정된다. 또한, ω_c 및 ζ_1 와 ζ_2 는 각 각 크로스오버 주파수(cross-over frequency)와 절점 주파수(corner frequency)들의 감쇠비(damping ratio)를 의미한다[27]. 가중 함수 W_u 는 제어기의 설계 및 차수를 간략화하기 위해서 상수 w_u 로 선정되었다.

$$W_p(s) = \frac{\beta(\alpha s^2 + 2\zeta_1 \omega_c \sqrt{\alpha} s + \omega_c^2)}{(\beta s^2 + 2\zeta_2 \omega_c \sqrt{\beta} s + \omega_c^2)} \quad (18)$$

$$W_u = w_u$$

4.3 PSO 알고리즘을 이용한 가중 함수의 파라미터 결정

H_{∞} 제어기 설계는 가중 함수에 의존적이며, 루프 형성(loop shaping) 방법 및 가중 함수의 구조와 파라미터에 의해서 그 특성이 다양하게 결정된다. 루프 형성 방법 및 가중 함수의 구조는 기존에 널리 사용된 식(17) 및 (18)이 선정되었다. 그러나 식(17)을 만족하는 가중 함수의 파라미터를 결정하기 위해서 많은 경험 및 시간이 요구되며 오버슈트, 대역폭과 같은 추가 성능을 복합적으로 만족시키기 위해서는 더 많은 리소스(resource)가 필요하다. 이와 같은 문제점

을 해결하고 다양한 사양을 만족하는 최적의 파라미터 값을 찾기 위해서 PSO 알고리즘이 사용되었다. PSO 알고리즘은 비선형성, 비차분성, 다중 최적, 고차원 관련 문제를 해결하는데 있어서 구현이 간단하고 쉬울 뿐만 아니라 안정적으로 수렴하는 해를 구해준다.[8]~[13], [18]. 이와 같은 장점을 사용하기 위해서 3절에서 설명한 PSO 알고리즘의 기본 개념에 대한 식(18)의 해석 및 정의가 필요하다. 그리고 자세한 설명 및 절차는 다음과 같으며 그림 6의 순서도 및 식(7), (8), (9)의 표기법을 따르고 있다.

가) 초기화: 군집을 이루는 N_p 개의 구성원들은 $d=6$ 차원의 탐색 공간에서 임의의 위치에 있으며 탐색 공간의 각 차원은 식(18)에서 가중 함수의 파라미터 α , β , ζ_1 , ζ_2 , w_c , w_u 를 의미한다. 구성원의 위치 x 및 속도 v 는 식(19)와 같이 표현될 수 있다. 구성원의 위치 x 는 표 2에 기재된 범위 내에서 균등하게 무작위로 초기화가 이루어진다. $pbest$, $gbest$, 속도 v 의 초기화는 위치 x 를 이용해서 각 변수 갱신 단계의 방법과 동일하게 이루어진다. 가중 함수의 파라미터 범위 및 구성원 수 N_p 와 최대 세대수 N_g 는 $gbest$ 의 수렴성, 알고리즘 수행 시간, 최적화 적합도 함수 결과값 등을 고려한 시행착오(trial and error) 방식으로 결정되었다.

$$x_i^6(k) = \{x_{i1}^6(k), x_{i2}^6(k), x_{i3}^6(k), x_{i4}^6(k), x_{i5}^6(k), x_{i6}^6(k)\} \quad (19)$$

$$= \{x_{i\alpha}^6(k), x_{i\beta}^6(k), x_{i\zeta_1}^6(k), x_{i\zeta_2}^6(k), x_{i\omega_c}^6(k), x_{i\omega_u}^6(k)\} \in R^6$$

$$v_i^6(k) = \{v_{i1}^6(k), v_{i2}^6(k), v_{i3}^6(k), v_{i4}^6(k), v_{i5}^6(k), v_{i6}^6(k)\}$$

$$= \{v_{i\alpha}^6(k), v_{i\beta}^6(k), v_{i\zeta_1}^6(k), v_{i\zeta_2}^6(k), v_{i\omega_c}^6(k), v_{i\omega_u}^6(k)\} \in R^6$$

나) 최적화 적합도 함수 계산: 식(17)뿐만 아니라 페루프 시스템(기준 입력 r 부터 출력 y 까지의 전달 함수)의 오버슈트 및 대역폭과 같은 복합적인 요구사항을 만족하는 W_p 와 W_u 의 파라미터를 결정하기 위해서 최적화 적합도 함수 F 는 식(20)과 같이 사용되었다. $F_{hn} = \|T_{zw}\|_{\infty}$ 이며 F_{ov} 는 페루프 시스템의 오버슈트를 의미하고 F_{bw} 는 $BW_{desired}$ (원하는 페루프 시스템의 대역폭)에 대한 BW_{dp} (실제 설계된 페루프 시스템의 대역폭)의 상대오차이다. w_{hn} , w_{ov} , w_{bw} 는 요구사항들의 가중치로써 시행착오 방식을 통해서 설정되었다. 페루프 시스템의 대역폭은 스위칭 한주기 동안 데이터 샘플링(sampling) 횟수에 의해서 선정될 수 있고 스위칭 한주기에 한 번씩 샘플링을 할 경우 안정성을 위해서 1/20 정도까지 설계되는 것이 바람직하다. 그러나 스위칭 한주기에 두 번씩 샘플링을 할 경우 시스템의 대역폭은 1/10 정도까지 설계될 수 있다[19]. 사용된 스위칭 주파수는 125663.7 rad/sec(20 kHz)이고 데이터 샘플링은 스위칭 한 주기에 한 번씩 이루어졌기 때문에 $BW_{desired}$ 는 스위칭 주파수의 1/20인 6283.2 rad/sec(1 kHz)로 설계되었다. 그리고 감도(sensitivity) 함수의 대역폭 BW_{sen} 은 식(20)에 의해서 상보 감도(complementary sensitivity) 함수의 대역폭 BW_{dp} 보다 더 큰 값을 갖기 때문에 $BW_{desired}$ 설계에 의해서 간접적인

제어가 가능해진다. $x_{ij}^6(k)$ 에 대응하는 가중 함수 W_p 와 W_u 는 그림 9와 같은 페루프 시스템을 구성하기 위해서 사용되며 MathWorks사의 MATLAB에서 제공하는 Robust Control Toolbox의 $hinfsyn$ 함수를 이용함으로써 F_{hn} 및 제어기 K 를 구할 수 있다. 그리고 제어기 K 를 포함한 공칭 페루프 시스템을 구성하고 오버슈트 및 대역폭을 계산함으로써 F_{ov} 및 F_{bw} 를 얻을 수 있다. F 의 결과값과 최적화 적합도는 역수 관계를 가지도록 알고리즘이 구성되었으며 F 의 결과값이 작을수록 적합도는 높아진다.

$$F = w_{hn}F_{hn} + w_{ov}F_{ov} + w_{bw}F_{bw} \quad (20)$$

$$F_{bw} = \frac{|BW_{dp} - BW_{desired}|}{BW_{desired}}$$

$$|S(G_{spmsm}) + T(G_{spmsm})| = 1 \quad (21)$$

$$T(G_{spmsm}) = \frac{G_{spmsm}K}{1 + G_{spmsm}K}$$

다) $pbest$, $gbest$ 갱신: 현재대의 구성원 위치 $x(k)$ 와 이전 세대의 구성원 위치 $x(k-1)$ 에 대해서 최적화 적합도는 비교되어지며 더 높은 최적화 적합도를 가지는 세대의 구성원 위치는 $pbest$ 로 설정된다. N_p 개의 $pbest$ 중 가장 높은 최적화 적합도를 가지는 구성원 위치는 $gbest$ 가 된다.

라) 속도 및 위치 갱신: 식 (7)의 속도 관련 식 및 현재대의 구성원 위치 $x(k)$ 를 이용해서 현재대의 구성원 속도가 계산된다. 그리고 현재대의 구성원 위치 $x(k)$ 와 속도 $v(k)$ 및 식 (7)의 위치 관련 식을 사용함으로써 다음 세대의 위치 $x(k+1)$ 가 갱신된다. 속도 및 위치는 식 (8)에 의해서 제한된다.

마) 최대 세대수 및 최적화 적합도 검사: 현재대 k 가 최대 세대수 N_g 보다 크거나 최적화 적합도가 만족된다면 PSO 알고리즘은 중단된다. 그러나 그렇지 않을 경우 PSO 알고리즘은 반복 수행된다.

그림 10은 다양한 최적화 적합도 함수 F 를 갖는 PSO 알고리즘에 대해서 총 10번 실행한 후, 페루프 시스템의 H_{∞} , 오버슈트, 대역폭 상대 오차 값을 표현한 그래프이다. H_{∞} , 오버슈트, 대역폭 모두를 고려한 최적화 적합도 함수 F 는 기타 최적화 적합도 함수 F 와 비교해서, H_{∞} 값의 변동이 존재하지만 오버슈트와 대역폭 대비 그 폭이 매우 작다. 결국 다양하고 뛰어난 조건을 만족하는 제어기를 찾기 위해서는 다양한 요소를 고려한 적합도 함수 F 를 구성하는 것이 효율적이고 필수적임을 알 수 있다.

그림 11에서는 각 세대의 최적화 적합도 함수 F 의 결과값이 그래프로 표현되었다. 그리고 세대가 지날수록 적합도 함수 F 의 결과값이 작아짐으로써 최적화 적합도가 높아지는 PSO 알고리즘의 바람직한 성능이 나타났다. W_p 와 W_u 의 파라미터를 결정하기 위해서 사용된 PSO 알고리즘의 파라미터 값들과 마지막 세대에서 결정된 $gbest$ 의 요소 값들 및 최적화 적합도 함수 F 의 결과값은 표 2와 같다.

그림 10 다양한 최적화 적합도 함수 F 를 갖는 PSO 알고리즘의 10회 반복 수행에 대한 페루프 시스템의 H_∞ , 오버슛, 대역폭 상대 오차

Fig. 10 H_∞ , overshoot and relative error of bandwidth of closed loop system about PSO algorithm that includes various optimization fitness function, F and is repeated 10 times

그림 11 각 세대별 gbest에 대한 최적화 적합도 함수 F 의 결과값

Fig. 11 Results of optimization fitness function, F corresponding to each generation

표 2 가중 함수의 PSO 알고리즘 적용을 위한 파라미터 및 결과값

Table 2 Parameters and results of PSO algorithm for determining weighting functions

파라미터	최소값	최대값	결정값
N_p	-	-	100
N_g	-	-	10
w_{hn}	-	-	1
w_{ov}	-	-	2.5
w_{bw}	-	-	1
F	-	-	0.19285
F_{hn}	-	-	0.1926
F_{ov}	-	-	0
F_{bw}	-	-	0.000239
$BW_{desired}$	-	-	6283.2 [rad/sec]
β	100	1000	498.2795
α	0.1	1	0.192
ω_c	1000	5000	1000
ζ_1	0.1	10	1.5954
ζ_2	0.1	10	10
w_u	0.0001	0.01	0.0059

4.4 H_∞ 제어기 설계

결정된 가중 함수 W_p , W_u 와 함께 식(17)을 만족하는 H_∞ 제어기 $K(s)$ 는 MathWorks사의 MATLAB에서 제공하는 Robust Control Toolbox를 이용해서 설계되었다. 그리고 음향 소음(acoustic noise)을 완화시키기 위해서 인버터의 스위칭(transition) 시간은 50 us로 설정되었으며[28], 디지털 제어기 $K(z)$ 는 스위칭 시간과 동일한 샘플링(sampling) 시간 및 터스틴(tustin) 수치근사방법 이용해서 설계되었다. 제어기 $K(s)$ 와 $K(z)$ 의 전달 함수와 특성은 식(20) 및 표 3과 같으며 $K(s)$ 와 $K(z)$ 특성 차이가 매우 작기 때문에 $K(z)$ 는 $K(s)$ 의 디지털 제어기로써 근사화가 적절하게 되었다.

$$K(s) = \frac{2.928 \times 10^6 s^2 + 3.283 \times 10^9 s + 7.308 \times 10^{11}}{s^3 + 1.216 \times 10^7 s^2 + 1.089 \times 10^{10} s + 2.44 \times 10^{10}} \quad (22)$$

$$K(z) = \frac{0.2414 z^3 - 0.228 z^2 - 0.2412 z + 0.2282}{z^3 - 0.9627 z^2 - 0.9872 z + 0.9499}$$

표 3 연속 제어기 $K(s)$ 와 불연속 제어기 $K(z)$ 의 비교

Table 3 Comparison of the continuous-time controller, $K(s)$ and the discrete-time controller, $K(z)$

특성	$K(s)$	$K(z)$
오버슛	0 [%]	0 [%]
상승 시간	0.9785 [sec]	0.9785 [sec]
정착 시간	1.7389 [sec]	1.7424 [sec]
이득 여유	∞	∞
위상 여유	105 [°]	105 [°]
크로스오버 주파수	68.9 [rad/sec]	69 [rad/sec]

그림 12의 공칭 페루프 시스템에서 $F_L(G, K)$ 는 입력 $\omega=d$ 부터 출력 $z=[e_p \ e_u]^T$ 까지의 전달 함수이며, 주파수에 대한 $F_L(G, K)$ 의 특이값(singular value)은 그림 13과 같다. 특이값의 최대값인 H_∞ 노름(norm)은 0.1926이며, 식(17)을 만족하기 때문에 공칭 페루프 시스템의 성능이 보장된다. 그리고 안정도-강인성 및 성능-강인성 분석을 위한 구조 특이값(structured singular value)의 상계와 하계는 그림 12에 표시되었다. 각 분석에 대한 구조 특이값의 상계 최대값은 0.18546, 0.30662이고 1보다 작기 때문에, 파라미터 변동에 대해서 공칭 페루프 시스템의 안정성 및 성능이 보장된다.

그림 12 입력 ω 부터 출력 z 까지에 대한 공칭 페루프 시스템

Fig. 12 Nominal closed loop system from input, ω to output, z

그림 13 공칭 페루프 시스템의 특이값과 안정도 및 성능 - 강인성 해석을 위한 구조 특이값

Fig. 13 Singular value of nominal closed loop system and structured singular value for robust stability and performance analysis

가중 함수 W_p 의 역수와 감도 함수의 주파수에 대한 크기를 비교한 그림은 그림 14와 같으며, 감도 함수의 정상 상태에서 외란이 출력에 미치는 영향과 고주파 대역의 이득은 감소하였다. 그리고 PSO 알고리즘의 최적화 평가 함수 식(20)에 페루프 시스템(기준 입력 r 부터 출력 y 까지의 전달 함수)의 원하는 대역폭 $BW_{desired}$ 를 반영함으로써 페루프 시스템은 약 0.02 % 더 큰 대역폭 BW_{dp} 으로 설계되었다. 또한 설계된 감도 함수는 식(17)과 식(20)을 만족하기 때문에 감도 함수 크기는 가중 함수 W_p 의 역수 크기보다 작고 감도 함수의 대역폭 BW_{sen} 은 BW_{dp} 보다 더 큰 값을 가지게

된다. 실제로 설계된 BW_{sen} 은 $BW_{desired}$ 보다 약 3.61 % 더 크게 설계되었다.

그림 14 가중 함수 W_p 의 역수와 감도 함수

Fig. 14 Inverse of weighting function, W_p and sensitivity function

4.5 실험 결과

그림 15는 설계된 H_∞ 전류 제어기의 성능을 검증하기 위해서 구성된 부하 실험 환경을 나타내고 있다. 제어기는 TI사의 TMS320C28346 DSP가 사용되었으며, 인버터의 MOSFET과 전류센서는 각각 Infineon사의 IPB160N04S3와 Allegro사의 ACS758KCB-150B가 사용되었다. 그림 16은 200 RPM의 속도와 2 Nm의 정격 부하의 조건에서 개루프 시스템과 H_∞ 전류 제어기를 탑재한 페루프 시스템의 전류 Id와 Iq를 비교한 그래프이다. 그리고 그림 17은 동일한 속도와 0.5 Nm 간격의 다양한 부하 조건에서 H_∞ 전류 제어기를 탑재한 페루프 시스템의 전류 Id와 Iq를 나타낸 그래프이다. 전류 Id와 Iq의 최대 오차는 각각 ± 0.41 A와 ± 0.29 A이며 Iq의 경우 기준 전류 대비 상대 오차는 0.65 % 미만이다. 각 부하 조건에서 전류 추종이 제대로 이루어지고 있음을 알 수 있다.

그림 15 실험을 위한 시스템 구성

Fig. 15 Experimental system configuration

그림 16 개루프 시스템과 폐루프 시스템의 측정 전류 Id 및 Iq 비교

Fig. 16 Comparison of current Id and Iq measured from open and closed loop system

그림 17 다양한 부하에서, 폐루프 시스템의 측정 전류 Id 및 Iq

Fig. 17 Current, Id and Iq measured from closed loop system at various load conditions

5. 결 론

SPMSM은 일반적으로 인덕턴스 돌극성을 포함하지 않는 것으로 가정된다. 그러나 실제 SPMSM에서는 구조 및 자기 포화 돌극성이 내재되어 있으며, 이에 따른 전류 리플이 발생된다. 돌극성에 의한 전류 리플 특성을 분석하기 위해서 전기각 및 오프셋 전류에 따른 비선형 인덕턴스 모델이 설계되었다. 그리고 이를 탑재한 SPMSM 모델을 통해서 돌극성에 의한 전류 리플에 6차 고조파 성분이 다량 포함되어 있으며, 부하가 커질수록 리플이 커짐을 알 수 있었다. 또한 실제 SPMSM의 측정 전류와 비교함으로써 해당 모델의 유효함이 확인되었다.

인덕턴스 돌극성에 기인한 전류 리플 및 파라미터 불확실성에 대해서 SPMSM 전류 폐루프 시스템의 안정성 및 성능을 보장하기 위해서 H_{∞} 제어가 제안되었다. 결정된 가중함수를 통해서 설계된 SPMSM 전류 폐루프 시스템의 안정도-강인성 및 성능-강인성이 보장되었으며, 다양한 성능 역시 충족되었다. 그리고 정격 부하 실험에서 전류 오차는 1 % 미만이었으며, 다양한 부하 조건에서 추종 성능 또한 만족되었다. 이와 같은 실험 결과로부터 PSO 알고리즘 기반의 H_{∞} 전류 제어기에 의해서 SPMSM의 인덕턴스 돌극성에 의한 전류 리플이 현저히 저감되었음이 검증되었다. 특히 PSO 알고리즘은 구현이 간단하고 다양한 조건을 결합시키는 것이 용이하기 때문에 H_{∞} 제어를 위한 다양한 형태 및 더 많은 가중 함수의 파라미터 결정에 적용할 경우 그 실용성이 높다고 판단된다.

향후 연구 과제로써 인덕턴스 돌극성에 기반한 센서리스(sensorless) 제어 시 각도 정보의 불확실성에 의해서 H_{∞} 전류 및 속도 제어기 설계가 더욱 복잡해지고 난해해진다. 이를 해결하기 위해서 적절한 가중 함수 구조 및 PSO 알고리즘의 최적화 적합도 함수 선정과 관련된 연구가 진행되어야 할 것으로 사료된다.

감사의 글

본 연구는 경기도에서 지원하는 경기도지역협력 연구센터 사업의 지원에 의하여 이루어진 연구로서, 관계부처에 감사드립니다

References

- [1] P. Pillay and R. Krishnan, "Control characteristics and speed controller design for a high performance permanent magnet synchronous motor drive", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 5, no. 2, pp. 151-159, April 1990.
- [2] Geun-Ho Lee and Jeong-Pyo Hong, "A Study on the Torque Ripple Reduction of Low Voltage High Current SPMSM", KIEE, vol. 58, no. 12, pp. 2391-2395, 2009. 12.
- [3] Y. Yan, J.G. Zhu, and H.W. Lu, "A PMSM Model Incorporating Structural and Saturation Saliencies", IEEE International Conference on Electrical Machines and Systems, pp.194-199, September 2005.
- [4] Y. Yan, J.G. Zhu, H.W. Lu, Y.G. Guo, and S.H. Wang, "Study of a PMSM model incorporating structural and saturation saliencies", IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems, pp. 575-580, November 2005.
- [5] Y.A. -R.I. Mohamed and E.F. El-Saadany, "A Current Control Scheme With an Adaptive Internal Model for Torque Ripple Minimization and Robust

- Current Regulation in PMSM Drive Systems", IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 23, no. 1, pp. 92-100, March 2008.
- [6] Y.A. - R.I. Mohamed and E.F. El-Saadany, "Robust High Bandwidth Discrete-Time Predictive Current Control with Predictive Internal Model—A Unified Approach for Voltage-Source PWM Converters", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 23, no. 1, pp. 126-136, January. 2008.
- [7] J. Kennedy and R.C. Eberhart, "Particle swarm optimization", IEEE International Conference on Neural Networks, vol. 4, pp.1942-1948, December 1995.
- [8] R.C. Eberhart and Yuhui Shi, "Comparison between genetic algorithm and particle swarm optimization", International Conference on Evolutionary Programming, vol. 1447, pp. 611-616, March 1998.
- [9] P. J. Angeline, "Using selection to improve particle swarm optimization", IEEE International Conference on Evolutionary Computation, pp. 84-89, May 1998.
- [10] H. Yoshida, K. Kawata, Y. Fukuyama, S. Takayama and Y. Nakanishi, "A particle swarm optimization for reactive power and voltage control considering voltage security assessment", IEEE Transactions on Power Systems, vol. 15, no. 4, pp. 1232-1239, November 2000.
- [11] Yuhui Shi and R.C. Eberhart, "Empirical study of particle swarm optimization", IEEE Congress on Evolutionary Computation, vol. 3, pp. 1950-1955, July 1999.
- [12] Zhe-Lee Gaing, "A particle swarm optimization approach for optimum design of PID controller in AVR system", IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 19, no. 2, pp. 384-391, June 2004.
- [13] Yuhui Shi and R.C. Eberhart, "A modified particle swarm optimizer", IEEE International Conference on Evolutionary Computation, pp. 69-73, May 1998.
- [14] Zhe-Lee Gaing, "Particle swarm optimization to solving the economic dispatch considering the generator constraints", IEEE Transactions on Power Systems, vol. 18, no. 3, pp. 1187-1195, August 2003.
- [15] M. Benedetti, R. Azaro, D. Franceschini and A. Massa, "PSO-Based Real-Time Control of Planar Uniform Circular Arrays", Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE, vol. 5, no. 1, pp. 545-548, December 2006.
- [16] P. Kanakasabapathy and K.S. Swarup, "Evolutionary Tristate PSO for Strategic Bidding of Pumped-Storage Hydroelectric Plant," IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part C: Applications and Reviews, vol. 40, no. 4, pp. 460-471, July 2010.
- [17] Yi Wang, Jianguo Zhu, Shuhong Wang, Youguang Guo and Wei Xu, "Nonlinear Magnetic Model of Surface Mounted PM Machines Incorporating Saturation Saliency", IEEE Transactions on Magnetics, vol. 45, no. 10, pp. 4684,4687, October 2009.
- [18] H. I. Ali, Noor, S. B. Mohd, M. H. Marhaban and S. M. Bashi, "Design of H-inf Controller with Tuning of Weights Using Particle Swarm Optimization Method", IAENG International Journal of Computer Science, vol. 38 no 2, pp. 103, June 2011.
- [19] Sang-Hun Kim, DC, AC, BLDC Motor Control, Bogdoo, pp. 89-227, 2010.
- [20] P. Cui, J.G. Zhu, Q. P. Ha, G.P. Hunter and V.S. Ramsden, "Simulation of nonlinear switched reluctance motor drives with PSIM", IEEE International Conference on Electrical Machines, vol. 2, pp. 1061-1064, August 2001.
- [21] Yi Wang, Jianguo Zhu, Youguang Guo, Yongjian Li, Wei Xu, Jiefeng Hu and Shuhong Wang, "Modelling of surface mounted PM machines incorporating saturation saliency and frequency variation" Australasian Universities Power Engineering Conference, pp. 1-6 December 2010.
- [22] Faa-Jeng Lin, Syuan-Yi Chen, Li-Tao Teng and Hen Chu, "Recurrent Functional-Link-Based Fuzzy Neural Network Controller With Improved Particle Swarm Optimization for a Linear Synchronous Motor Drive", IEEE Transactions on Magnetics, vol. 45, no. 8, pp. 3151-3165, August 2009.
- [23] P. Pillay and R. Krishnan, "Modeling of permanent magnet motor drives", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 35, no. 4, pp. 537-541, November 1988.
- [24] Kemin Zhou and Jhon C. Doyle, Essentials of Robust Control, Prentice Hall, pp. 2-182, 1997.
- [25] Da-Wei Gu, Petko Hristov Petkov and Mihail Mihaylov Konstantinov, Robust Control Design with MATLAB, Springer, pp. 120-124, 2005.
- [26] M.F. Miranda, R.H.C. Takahashi and F.G. Jota, "Hierarchical approach for H ∞ robust control design: S/KS mixed sensitivity with genetic algorithm", Control Theory & Applications, IET, vol. 1, no. 1, pp. 18-24, January 2007.
- [27] Richard Y. Chiang and Michael G. Safonov, MATLAB Robust Control Toolbox, Mathworks, pp. 84-86, 1998
- [28] Jui-Yuan Chai, Yeh-Hsiang Ho, Yu-Choung Chang

and Chang-Ming Liaw, "On Acoustic-Noise-Reduction Control Using Random Switching Technique for Switch-Mode Rectifiers in PMSM Drive", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no. 3, pp. 1295-1309, March 2008.

저 자 소 개

이 관 형 (李 寬 珩)

1982년 5월 4일생. 2009년 한양대학교 전자정보시스템공학과 졸업(학사), 2011년 동 대학원 전자전기제어계측공학과 졸업(석사), 2011년~현재 동 대학원 전자시스템공학과 박사 과정으로 재학 중. 관심 연구 분야는 Motor Control, Robust Control, Embedded Software
Tel : 031-400-4034
Fax : 031-407-9070
E-mail : saicocoisa@hanyang.ac.kr

전 찬 영 (全 燦 永)

1987년 9월 26일생. 2012년 한양대학교 전자정보시스템공학과 졸업(학사), 2012년~현재 동 대학원 전자시스템공학과 석사 과정으로 재학 중. 관심연구 분야는 Motor Control, Robust Control, Embedded Software
Tel : 031-400-4034
Fax : 031-407-9070
E-mail : jcy1236@naver.com

임 동 진 (林 東 進)

1956년 7월 15일생. 1979년 서울대학교 전기공학과 졸업(학사), 1981년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사), 1988년 University of Iowa, U.S.A, Electrical and Computer Engineering 졸업(박사), 1982~1983년 LG전자 연구원, 1988~1991년 RIST 연구원, 1991년~현재 한양대학교 공학대학 전자컴퓨터공학부 교수
Tel : 031-400-5212
Fax : 031-407-9070
E-mail : limdj@hanyang.ac.kr