

가변구조제어기와 인공 신경회로망에 의한 BLDC모터의 디지털 전류제어

Digital Current Control for BLDC Motor Using Variable Structure Controller and Artificial Neural Network

°박영배*, 김대준**, 전항식***, 최영규*

* 부산대학교 전기공학과(Tel: 051-510-2371; Fax: 051-513-0212; E-mail: ykchoi@hyowon.pusan.ac.kr)

** 동명중공업(주) 기술연구소 *** 대우중공업(주) 항공사업부

Abstract It is well known that Variable Structure Controller(VSC) is robust to parameters variation and disturbance but its performance depends on the design parameters such as switching gain and slope of sliding surface. This paper proposes a more robust VSC that is composed of local VSC's. Each local VSC considers the local system dynamics with narrow parameter variation and disturbance. First we optimize the local VSC's by use of Evolution Strategy, and next we use Artificial Neural Network to generalize the local VSC's and construct the overall VSC in order to cover the whole range of parameter variation and disturbance. Simulation on BLDC motor current control shows that the proposed VSC is superior to the conventional VSC.

Keywords Variable Structure Controller, Current Control, Artificial Neural Network, Evolution Strategy

1. 서 론

Brushless Direct Current 모터는 높은 효율, 컴퓨터제어의 용이함, 보수 유지의 불필요함등으로 인해 모션제어등의 액츄에이터로 많이 쓰이고 있다. 그리고 이 전동기에 벡터제어방법을 사용하면 타여자 직류기와 같이 모터의 토오크가 전적으로 고정자 q 축 전류에 지배되며 정밀한 전류제어가 정밀한 속도, 토오크 제어에 필수적이다[3].

전류제어기로서는 대표적으로 히스테리시스 제어기, 삼각과 비교 제어기, 예측제어기 등이 알려져 있다[1].

히스테리시스 제어기는 일정한 전류폭을 설정하여 이 폭을 벗어나면 반대방향으로 인버터를 스위칭하는 일종의 뱅뱅(bang-bang)제어기로 스위칭 주파수의 불균일과 전류오차가 전류폭의 2배까지 커질 수 있는 단점이 있다. 삼각과 비교제어기는 전류오차를 PI제어기를 통과시켜 삼각파와 비교하는 방법으로 동작주파수에 따라 PI이득을 적절히 변화시켜주지 않으면 지령 전류와 실제전류와 사이에 위상차가 존재한다[4]. 그리고 예측제어기는 고정자 전류를 일정한 시간간격으로 샘플하여 전류벡터를 계산하고 난 뒤 한 샘플링 후의 전류벡터를 정확히 추종하도록 하는 전압벡터를 계산하여 인버터 스위칭을 결정하는 방법인데, 전동기의 파라미터를 정확히 측정하여야 정확한 계산이 된다는 단점이 있다.

가변구조제어기(Variable Structure Controller:VSC)는 비선형 부캐환제어기로, 그 제어구조가 시스템의 상태에 따라 변하는 구조를 하고 있다. 각각의 구조는 안정하지 않는 계라 할지라도 양자의 스위칭에 의해 생기는 슬라이딩 모드 상으로 시스템의 상태가 미끄러져 평형점으로 수렴하기 때문에 슬라이딩 모드상에서는 외란이나 시스템 상태에 강인한 성능을 보이게 된다[5]. 그런데 여기에서 사용자가 정의해야 할 파라미터들이 존재하는데 외란의 폭, 스위칭 면의 기울기, 채터링을 경감시키기 위한 saturation-width 등에 의해 그 성능이 영향을 받게 된다. 하지만 이제까지의 논문에서는 그 파라미터를 정하는 일관된 방법이 존재하지 않고 시행착오에 의존하고 있다.

따라서 본 논문에서는 시스템 파라미터나 외란등에 강인한 성능을 보이는 VSC를 이용하여 회전자프레임상에서 전류제어기를 구성한다. 설계시 외란으로 간주한 회전자의 각속도성분을 일정한 간격으로 나누고, 각각의 외란조건에서 자연의 진화원리를 모방한 진화전략(Evolution Strategy:ES)를 사용하여 VSC의 설계 파라미터들을 최적화한다. 전속도 영역에서의 VSC의 설계파라미터

들을 구하기 위해서 앞의 VSC파라미터들을 인공신경회로망으로 일반화시킨다.

기존의 일정 파라미터 VSC보다 본연구에서 제안된 방법이 전류오차 수렴특성과 채터링면에서 더 우수함을 시뮬레이션을 통해서 보인다.

2. 본 론

2.1 BLDC 모터의 수학적 모델링

BLDC 모터는 구조적으로 동기기(Synchronous motor)와 같고, 일반적으로 고정자는 3상으로 되어 있고 회전자는 영구자석으로 이루어져 있다. 고정자에 3상의 교류 전류를 인가하여 회전 자속(Rotating flux)을 얻고 이 회전 자속과 회전자 영구 자석에서 발생된 토오크에 의해 전동기가 구동된다[6].

BLDC 모터의 고정자 3상에서의 전압방정식은 (1)식과 같이 주어진다.

$$V_{abs} = r_s i_{abs} + p \lambda_{abs} \quad (1)$$

where,

$$(f_{abs})^T = [f_{as} \ f_{bs} \ f_{cs}]$$

$$r_s = \text{diag} [r_s \ r_s \ r_s]$$

t : 미분연산자 $\frac{d}{dt}$

λ_{abs} 는 고정자 쇠교자속

2차원 평면에 존재하는 n개의 벡터들의 합은 2개의 기본 벡터 쌍으로 표현이 가능하며 서로 120°씩 떨어져 있는 3상의 변수를 나타내는 벡터들은 서로 직각인 d상과 q상의 기본벡터들을 사용하여 나타낼 수 있다. 이런 변환방법을 기준좌표법이라 하며 변환된 dq축이 고정자에 고정된 프레임, 회전자와 같이 움직이는 프레임 혹은 임의의 각도로 회전하는 프레임등 여러 가지가 있으며 각각의 변환방법은 여러 종류의 전동기 해석에 그 특징에 따라 다른 좌표변환법이 이용된다[6].

3상으로 표현된 변수를 회전자프레임으로의 변환하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta_r & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{as} \\ f_{bs} \\ f_{cs} \end{bmatrix} \quad (2)$$

회전자프레임에서의 전압방정식은 다음과 같다.

$$V_{ds} = (r_s + pL_d)i_{ds} - \omega_r L_q i_{qs} \quad (3)$$

$$V_{qs} = \omega_r L_d i_{ds} + (r_s + pL_q)i_{qs} + \lambda_m \omega_r \quad (4)$$

여기서

$$L_q = L_s + L_{ma}$$

$$L_d = L_s + L_{ma}$$

회전자프레임에서의 전류에 대한 미분방정식은 아래와 같이 주어진다.

$$p \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L_d} & \frac{\omega_r L_q}{L_d} \\ -\frac{\omega_r L_d}{L_q} & -\frac{r_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{ds}}{L_d} \\ \frac{V_{qs}}{L_q} - \frac{\lambda_m \omega_r}{L_q} \end{bmatrix} \quad (5)$$

또한 BLDC 모터의 토오크 방정식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} T_e &= \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) \\ &= \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) [\lambda_m i_{qs} + (L_d - L_q) i_{qs} i_{ds}] \\ &= J \left(\frac{2}{P}\right) \frac{d\omega_r}{dt} + B_m \left(\frac{2}{P}\right) \omega_r + T_L \end{aligned} \quad (6)$$

where

J : 회전자 관성

B_m : 마찰 계수

T_L : 부하 토오크

여기서 d축 전류를 0으로 제어한다면

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) \lambda_m i_{qs} \quad (7)$$

단 P는 전동기의 극수

즉, 전동기의 토오크는 q상 전류에 의하여 직접 제어할 수 있음을 알 수 있다.

2.2 VSC 전류제어기 설계

앞에서 주어진 BLDC 모터의 전류미분방정식을 다시 정리하면 다음과 같이 적을 수 있다.

$$\frac{di_{ds}}{dt} = -\alpha_d i_{ds} + \frac{1}{L_d} (V_{ds} + D_d) \quad (8)$$

$$\frac{di_{qs}}{dt} = -\alpha_q i_{qs} + \frac{1}{L_q} (V_{qs} + D_q) \quad (9)$$

where

$$\alpha_d = -\frac{r_s}{L_d}, \quad \alpha_q = -\frac{r_s}{L_q}$$

$$D_d = \omega_r L_q i_{qs} - L_d \Delta \alpha_d$$

$$D_q = -\omega_r L_d i_{ds} - \lambda_m \omega_r - L_q \Delta \alpha_q$$

D_d, D_q 는 disturbance로 간주하는 항목

$\Delta \alpha_d, \Delta \alpha_q$ 는 파라미터의 부정확도의 폭을 나타낸다.

지령전류와 현재 전류의 오차를 아래와 같이 정의하고

$$e_{ids} = i_{ds}^* - i_{ds}, \quad e_{iqs} = i_{qs}^* - i_{qs} \quad (10)$$

지령전류는 전류제어 주기동안 일정하다고 가정하면 아래의 식을 얻을 수 있다.

$$\frac{de_{ids}}{dt} = \frac{di_{ds}^*}{dt}, \quad \frac{de_{iqs}}{dt} = \frac{di_{qs}^*}{dt} \quad (11)$$

위에서 구한 전류미분방정식을 전류오차식에 대입하여 계산하면

$$\frac{de_{ids}}{dt} = -\alpha_d e_{ids} + \frac{1}{L_d} (V_{ds} + E_d) \quad (12)$$

$$\frac{de_{iqs}}{dt} = -\alpha_q e_{iqs} + \frac{1}{L_q} (V_{qs} + E_q) \quad (13)$$

where

$$E_d = D_d - L_d \alpha_d i_{ds}^*$$

$$E_q = D_q - L_q \alpha_q i_{qs}^*$$

위 식에서 E_d, E_q 성분은 외란으로 볼 수 있는 성분인데 입력 쪽에 존재하기 때문에 제어구조를 적절히 선택함으로써 이 영향을 대축 감소시킬 수 있다. 여기서는 전향적(feedforward)으로 보상하여 이 영향을 줄이고자 한다. 그러면 D_d, D_q 성분을 가변 구조제어기에 의해 제어할 수 있다. 이와 같은 과정으로 가변구조 전류제어기를 설계한다.

dq축의 스위칭 평면을 아래와 같이 정의한다.

$$S_d = i_{ds} - i_{ds}^*, \quad S_q = i_{qs} - i_{qs}^* \quad (14)$$

그러면 제어입력으로 dq축의 지령전압을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$V_{ds}^* = \begin{cases} L_d \alpha_d i_{ds}^* - \frac{S_d}{|S_d|} \bar{\rho}_d & \text{as } |e_{ids}| \neq 0 \\ L_d \alpha_d i_{ds}^* & \text{as } |e_{ids}| = 0 \end{cases} \quad (15)$$

$$V_{qs}^* = \begin{cases} L_q \alpha_q i_{qs}^* - \frac{S_q}{|S_q|} \bar{\rho}_q & \text{as } |e_{iqs}| \neq 0 \\ L_q \alpha_q i_{qs}^* & \text{as } |e_{iqs}| = 0 \end{cases} \quad (16)$$

where

$$|D_d| \leq \bar{\rho}_d, \quad |D_q| \leq \bar{\rho}_q \quad (17)$$

스위칭함수에 곱해지는 $\bar{\rho}_d, \bar{\rho}_q$ 는 외란의 경계인데, 일반적인 가변구조제어기와 달리 회전자의 속도와 관계된 컵플링 성분을 외란으로 간주했기 때문에 그 폭은 회전자의 속도에 전적으로 지배된다.

Theorem

dq축 제어입력인 지령전압을 (15),(16)식과 같이 인가하면, 오차방정식 (12),(13)은 점근안정(asymtotically stable)하다.

증명:(15),(16)의 지령전압을 (12),(13)식에 대입하면,

$$\frac{de}{dt} = -\alpha_{dq} e + \frac{1}{L_{dq}} (V_{dq}^* + E_{dq}) \quad (18)$$

리아프노프 후보함수를 $V = \frac{1}{2} e^2$ 로 정하면,

$$\begin{aligned} \frac{dV}{dt} &= e \frac{de}{dt} = e \left[-\alpha_{dq} e + \frac{1}{L_{dq}} (V_{dq}^* + E_{dq}) \right] \\ &= e \left[-\alpha_{dq} e + \frac{1}{L_{dq}} \left(-\frac{S_{dq}^*}{|S_{dq}^*|} \bar{\rho}_{dq} + D_{dq} \right) \right] \\ &\leq -\alpha_{dq} e^2 - \frac{|e|}{L_{dq}} (\bar{\rho}_{dq} - |D_{dq}|) \\ &\leq -\alpha_{dq} e^2 \leq 0 \end{aligned} \quad (19)$$

가변구조제어기는 전류오차의 성분을 이론적으로 무한히 큰 비례득으로 제어하는 것으로 생각할 수 있기 때문에 비례제어기의 특성상 정상상태오차가 항상 존재하게 된다. 그래서 여기서는 적분성분을 첨가하여 정상상태 오차를 줄이려고 한다. 하지만 과도상태에서는 적분성분이 시스템 응답속도에 악영향을 미치기

때문에 전류오차의 크기가 일정값 이내에서는 적분성분을 첨가시키고, 그 외에서는 적분성분을 0으로 하여 빠른 전류오차수렴 특성과 정상상태오차를 제거하는 특성을 가지게 하였다. 적분성분을 첨가하여 스위칭 평면을 다시 정의하면,

$$S_d^* = i_{ds} - i_{ds}^* + K_{di} \int_0^t (i_{ds} - i_{ds}^*) dt \quad (20)$$

$$S_q^* = i_{qs} - i_{qs}^* + K_{qi} \int_0^t (i_{qs} - i_{qs}^*) dt \quad (21)$$

where

K_{di} , K_{qi} 는 각각 d,q축 적분이득

2.3 공간벡터 PWM

앞서의 가변구조제어기에 의해서 d-q축 지령전압을 계산해 내었지만 이 지령전압을 전동기에 인가하기 위해서는 실제의 3상전압을 인버터에 의해서 구한다. 3상 인버터로서 인가할 수 있는 전압벡터는 d-q축 상에서 8개의 개별적인 공간벡터로 나타난다. 단 0, 7번 벡터는 영벡터이다.

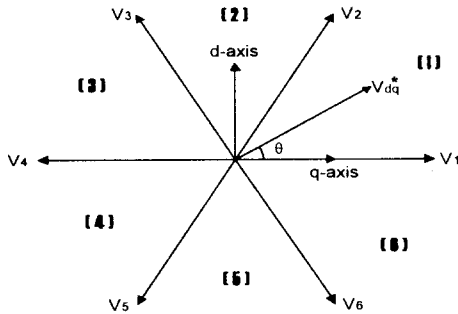


그림 1. 공간벡터도

Fig 1. Space voltage vectors

지령전압이 주어지면 그 전압은 인접한 2개의 공간벡터와 영벡터에 의해 구현할 수 있다. 만약 지금 지령전압이 1번 공간에 위치한다면 1, 2번 벡터의 스위칭 시간은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$V_{dq}^* \frac{\Delta T}{2} = V_1 T_1 + V_2 T_2 \quad (22)$$

where

ΔT : 샘플링 시간

T_1 : 1번 공간벡터의 도통시간

T_2 : 2번 공간벡터의 도통시간

샘플링 시간중에 남는 시간은 스위칭 주파수를 줄이기 위하여 영벡터를 인가한다.

$$T_0 = T_7 = \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta T}{2} - T_1 - T_2 \right) \quad (23)$$

각각의 시간은 그림 1로부터 아래와 같이 구해진다.

$$T_1 = \frac{\Delta T}{2} \cdot m \cdot \frac{\sin(60^\circ - \theta)}{\sin(60^\circ)} \quad (24)$$

$$T_2 = \frac{\Delta T}{2} \cdot m \cdot \frac{\sin(\theta)}{\sin(60^\circ)} \quad (25)$$

$$m = \frac{|V_{dq}^*|}{\sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc}} \quad (26)$$

2.4 진화전략(Evolution Strategy)

진화전략은 다른 진화알고리즘에 비해 구현이 간단하고 파라메

터를 부호화 하지 않고 그대로 사용하면 연산자 또한 돌연변이 연산자만을 가지고 있다. 진화전략에서 자손세대를 만들기 위한 돌연변이 연산은 가우시안 랜덤함수를 더하여 만든다[7].

x : 이전 세대의 탐색 파라메터

x' : 다음 세대의 탐색 파라메터

σ : 표준편차

$$x' = x + N(0, \sigma) \quad (27)$$

위에서 구한 가변구조제어기의 파라메터를 원하는 속도영역 몇 개의 부분으로 나누어 각 구간에서 최적의 파라메터를 찾기 위해 ES를 사용하고, 한 개의 개체를 다음과 같이 구성하였다.

$$k = a_k (\bar{\rho}_d, \bar{\rho}_q, \Phi, K_{di}, K_{qi}) \quad (28)$$

여기서 파라메터는 위에서 구한 가변구조제어기의 파라메터와 같다.

Φ 는 VSS에서 채털링감소를 위한 saturation function의 폭이다. 진화전략에서 다음의 세대에서 우수한 개체를 만들기 위해서는 우수한 부모개체로부터 새로운 개체를 생성해야 한다. 따라서 우수한 개체를 선별하기 위해서는 개체를 평가하는 적합도 함수(fitness function)이 필요하다. 본 연구에서 사용된 적합도 함수는 다음과 같다.

$$f = \frac{1}{1 + \eta \sum [d\text{축 전류오차}^2 + q\text{축 전류오차}^2]} \quad (29)$$

η : scaling factor

그리고, 선택과정은 엘리티즘(ellitism)을 사용하여 적합도값이 가장 높은 개체를 살려 두었다.

2.5 신경회로망에 의한 파라메터 interpolation

각 속도영역에서 최적의 파라메터를 구하여 원하는 전 속도영역에서 차례로 적용시키면 각 소구간 속도영역을 벗어나는 구간에서 파라메터의 값이 연속적인 값이 아니므로 전류특성이 파라메터가 변하는 영역에서 크게 바뀌므로 이런 최적파라메터의 변화를 일반화기능이 뛰어난 신경회로망을 사용하여 interpolation 함으로써 해결하고자 한다.

본 제어기에 사용된 신경회로망은 일반적으로 사용되고 있는 역전파알고리즘을 사용하였다. 입력층(input layer), 은닉층(hidden layer), 출력층(output layer)으로 구성되어 있고, 입력으로는 소구간 속도값이 그리고 출력으로는 각각의 최적파라메터값이 나오도록 가중치(weights)를 off-line 학습하였다.

그림 2는 전체시스템 블록선도를 나타낸다.

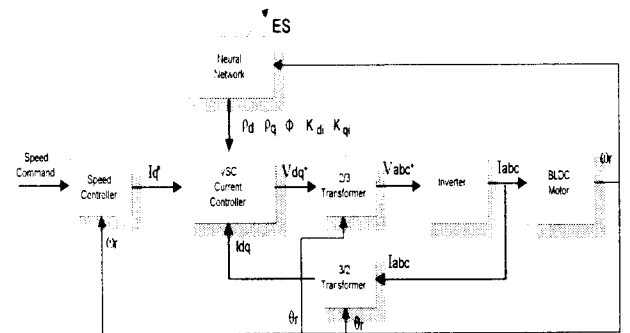


그림 2. 전체제어시스템 블록선도

Fig 2. Block diagram of total control system

3. 시뮬레이션

시뮬레이션에 사용된 모터 사양은 표 1과 같다.

표 1. BLDC 모터의 사양

Table 1. Ratings and parameters of BLDC motor

정격 출력	200W
정격 속도	2000 r/min
극수	8
정격 전류	4.2 A
고정자 저항	0.95 Ω
고정자 인덕턴스	2.3 mH
회전자 관성	3.6 kg-cm ²
토크 상수	0.33 N-m/ A _{rms}
Emf 상수	0.11 V _{rms} -sec/rad

BLDC 모터의 속도명령을 100rpm단위로 나누어 그 구간에서 Evolution Strategy를 이용하여 최적의 파라미터를 구하였다. ES에서는 population size를 5로 잡아 약 10세대이후에서는 적합도의 추이가 포화하는 양상을 보였다. 그렇게 구한 파라미터를 인공신경회로망으로 interpolation하여 BLDC 모터에 인가되도록 하였다. 파라미터를 고정시킨 가변구조제어기는 지령속도를 1000rpm으로 고정하여 ES를 실행시켜 최적의 파라미터를 찾았다.

q축 전류명령을 다음과 같이 주었을 때

$$i_{qs}^* = 0.3\sin\left(\frac{2\pi}{20000}t\right) + 0.3\sin\left(\frac{5\pi}{2000}t\right) + 0.3\sin\left(\frac{9\pi}{8000}t\right) + 1.5 \quad (30)$$

그림 3, 4은 파라미터를 고정시켰을 때의 전류응답이고, 그림 5, 6은 본 논문에서 제안한 파라미터를 변화시켰을 때의 전류응답이다. 모든 그림은 공통적으로 위그림에서는 점선이 지령치이고 실선이 실제전류를 나타내고, 아래그림은 그 양자의 오차를 나타낸다.

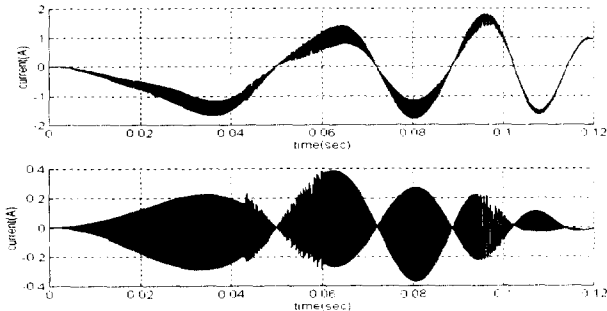


그림 3. i_{qs} 가변, 파라미터 고정일때의 A상 전류응답

Fig. 3. Response of a-phase current when i_{qs} is vary and parameters are fix

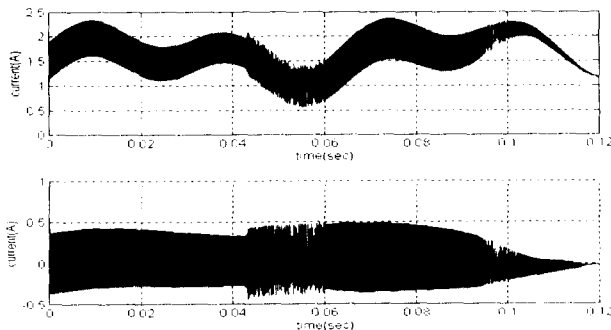


그림 4. i_{qs} 가변, 파라미터 고정일때의 q축 전류응답

Fig. 4. Response q-axis current when i_{qs} is vary and parameters are fix

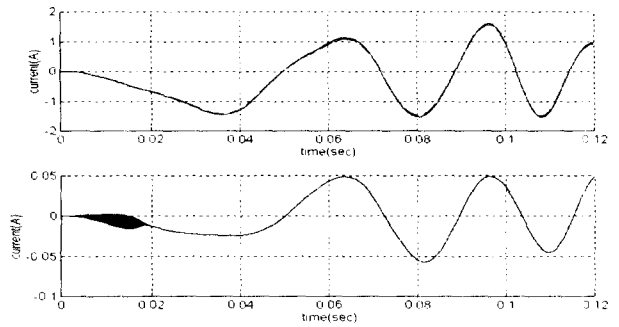


그림 5. i_{qs} 가변, 파라미터 가변일때의 A상 전류응답

Fig. 5. Response of a-phase current when i_{qs} is vary and parameters are vary

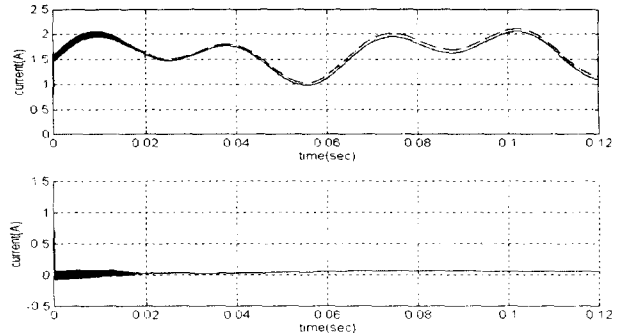


그림 6. i_{qs} 가변, 파라미터 가변일때의 q축 전류응답

Fig. 6. Response of q-axis current when i_{qs} is vary and parameters are vary

4. 결 론

가변구조제어기를 사용하여 BLDC 모터의 전류제어기를 설계하고 제어기의 성능에 관계있는 파라미터를 튜닝하기 위하여 진화 전략을 사용하였다. 진속도영역에서 최적의 파라미터를 찾기위해서 속도를 일정한 소구간으로 나누어 각각에서 최적의 파라미터를 찾고 전체 속도영역으로 일반화하기 위하여 인공신경회로망을 이용하여 interpolation하였다. 제안된 방법이 기존의 가변구조제어기에 비해서 전류오차 수렴특성과 처터링면에서 우수함을 시뮬레이션에서 보였다.

[참 고 문 헌]

- [1] D.M. Brod, D.W. Novotny, "Current Control of VSI-PWM Inverters," *IEEE trans. on Ind. App.*, vol. IA-21, no.4, pp.562-570, 1985.
- [2] K-K. Shyu, H-J. Shieh, "Variable Structure Current Control for Induction Motor Drives by Space Voltage Vector PWM," *IEEE trans. on Ind. App.*, vol.42, no.6, pp.572-578, 1995.
- [3] H. Hashimoto, H. Yamamoto, S. Yanagisawa, F. Harashima, "Brushless Servo Motor Control Using Variable Structure Approach," *IEEE trans. on Ind. App.*, vol.24, no.1, p.160-170, 1988.
- [4] L. Zhang, R. Norman, W. Shepherd, "Long-Range Predictive Control of Current Regulated PWM for Induction Motor Drives Using the Synchronous Reference Frame," *IEEE trans. on con. sys. tech.*, vol.5, no.1, pp.119-126, 1997.
- [5] J-J. E. Slotine, W. Li, *Applied Nonlinear Control*, Prentice-Hall, 1991.
- [6] P. C. Krause, *Analysis of Electric Machinery*, McGraw-Hill, 1986.
- [7] Z. Michalewicz, *Genetic Algorithms+Data Structures=Evolution Programs*, Springer-Verlag, 1995.