

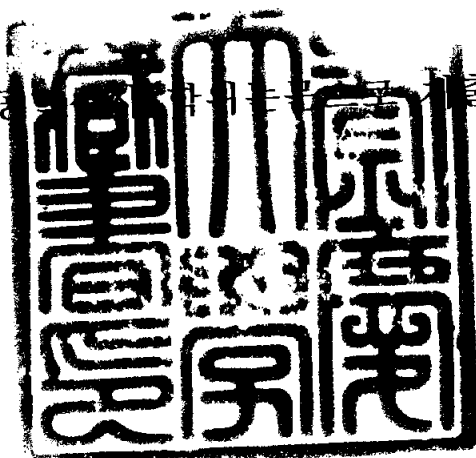
711
21.2

공 학 석 사 학 위 논 문

GA를 이용한 BLDC Motor 속도제어용 펄지 제어기 설계

지 도 교 수 권 순 재

이 논문을 공 학 석 사 학 위 논문으로 제출함



2003 년 8 월

부경대학교 대학원

기계설계학과

박 종 원

박종원의 공학석사 학위논문을 인준함

2003 년 6 월

주 심 공학박사

김 상 봉



위 원 공학박사

권 순 재



위 원 공학박사

정 영 석



목 차

그림목차

표목차

제 1 장 서 론.....	1
1.1 연구 배경.....	1
1.2 연구 내용.....	3
제 2 장 브러시리스 모터의 수학적 모델.....	4
2.1 BLDC 모터의 전압 방정식.....	5
2.2 BLDC 모터의 토크.....	9
2.3 3상-2상 좌표변환과 좌표 변환된 전압 방정식.....	10
2.4 전류 제어기 설계.....	14
2.4.1 전류 제어기의 구성.....	14
2.4.2 전류 제어기의 이득 선정.....	17
제 3 장 제어 알고리즘.....	22
3.1 퍼지 제어.....	22
3.2 퍼지 제어 시스템.....	23
3.2.1 제어 규칙.....	25
3.2.2 퍼지화 과정.....	27
3.2.3 퍼지 추론.....	28
3.2.4 비퍼지화 과정.....	28

3.2.5 지식 기반.....	30
3.3 유전 알고리즘.....	30
3.3.1 개체 표현 방법.....	31
3.3.2 적합도 함수.....	32
3.3.3 기본 연산자.....	33
3.3.4 알고리즘 제어 파라미터.....	35
3.4 유전 알고리즘을 이용한 퍼지 제어기.....	37
제 4 장 시뮬레이션.....	40
제 5 장 실험장치 및 결과.....	49
5.1 실험장치 구성.....	49
5.1.1 디지털 제어시스템.....	50
5.1.2 구동부 및 센서부.....	51
5.2 실험 결과 및 파형.....	56
제 6 장 결 론.....	66
참고 문헌.....	67
Abstract.....	70

그림 목 차

그림 2.1 3상 BLDC 모터 등가모델.....	5
그림 2.2 2상 고정자 기준 좌표축과 회전자 기준 좌표축.....	11
그림 2.3 BLDC 모터의 단순화된 등가회로도.....	15
그림 2.4 전류 제어기를 포함한 모터 제어 구성.....	16
그림 2.5 전류 제어 시스템의 주파수 응답특성.....	21
그림 3.1 퍼지 제어기의 기본 구조.....	24
그림 3.2 퍼지 제어시스템 형태.....	24
그림 3.3 유전 알고리즘 프로차트.....	36
그림 3.4 GA-FLC의 블록도.....	37
그림 3.5 대칭 구조 멤버쉽 함수.....	38
그림 3.6 연색체의 구조.....	39
그림 4.1 세대별 적합도 추이.....	42
그림 4.2 세대의 변화에 따른 제어대상 플랜트의 출력의 변화.....	43
그림 4.3 기준 속도가 1000[rpm], 2000[rpm]일 때의 속도응답.....	44
그림 4.4 기준 속도가 3000[rpm]일 때의 속도응답.....	45
그림 4.5 가변속 운전시 속도.....	46
그림 4.6 부하인가시 속도응답특성(10Nm)(1000[rpm]).....	47
그림 4.7 부하인가시 속도응답특성(10Nm).....	48
그림 5.1 BLDC 모터의 제어 시스템.....	49

그림 5.2 전류 제어기 회로도.....	52
그림 5.3 전류 제어기 사진.....	53
그림 5.4 게이트 앰프 회로.....	54
그림 5.5 게이트 앰프 사진.....	54
그림 5.6 BLDC 모터 구동 시스템 사진.....	55
그림 5.7 각도와 역기전력(Off set angle=0).....	57
그림 5.8 기준속도 1000[rpm]에서의 응답 특성.....	58
그림 5.9 외란 인가시 기준속도 1000[rpm]에서의 응답특성.....	59
그림 5.10 기준속도 2000[rpm]에서의 응답 특성.....	60
그림 5.11 외란 인가시 기준속도 2000[rpm]에서의 응답특성.....	61
그림 5.12 기준속도 3000[rpm]에서의 응답 특성.....	62
그림 5.13 외란 인가시 기준속도 3000[rpm]에서의 응답특성.....	63
그림 5.14 부하 변화시 응답특성.....	64
그림 5.15 전류 및 각도.....	65

표 목 차

표 3.1 퍼지 제어기의 언어 변수.....	26
표 3.2 퍼지 제어 규칙.....	27
표 4.1 유전 알고리즘의 시뮬레이션 계수.....	40
표 4.2 BLDC 모터의 제원.....	41

제 1 장 서 론

1.1 연구 배경

산업현장에서 대부분의 모터는 동력으로 사용되고 있으며 물리적인 양에 따라 올바른 제어가 되도록 끊임없이 연구가 진행되고 있다. 최근에 브러시리스 DC 모터(Brushless DC Motor, BLDC 모터)가 많은 관심 속에 다각적인 연구 활동으로 여러 분야에서 여러 형태로 개발되어 그 응용분야를 넓혀가고 있다. 이것은 전기기기의 고효율화, 고성능화, 다기능화의 요구에 부응하려는 연구의 결과이다.^[1] 영구자석 동기모터는 종래의 직류모터의 기계적인 정류자 및 브러시에 의한 정류 방식을 반도체 소자에 의한 전자식 정류 방식으로 대체한 모터로써 구조적으로는 회전자에 영구자석을 장착하고 고정자에 다상권선을 감아 회전 자계를 발생시키는 영구자석 모터와 유사한 구조를 가지고 있다. 특히 산업용 로봇과 머시닝 센터를 비롯한 NC 공작기계의 새로운 액추레이터(Actuator)로 사용되기 시작한 BLDC 서보 모터는 모터 제어기술, 전력 전자 기술 및 마이크로 일렉트로닉스 기술의 급속한 발전으로 직류모터의 단점인 기계적인 브러시를 전기적 신호로 바꿈으로 기계의 고 정도화, 고속화 그리고 보수가 필요 없는 고 신뢰성을 가능하게 하였다. 특히 영구자석 동기모터는 일반 직류모터와 같이 선형적인 토크 대 전류, 속도 대 전압특성을 가지기 때문에 토크제어와 가변속 운전이 매우 용이하며 순시토크 대 정격토크의 비가 매우 높아 모터의 동적 특성이 우수하다.^{[2]-[5]}

반면에 전기적 시스템 특성이 다입력, 상전류, 회전자 속도사이의 비선형 결합 때문에 브러시가 있는 직류 모터에 비해 제어가 어렵고 비용이 많이 드는 단점이 있다.^{[6]-[8]}

모터의 속도 제어기 중에서 산업체에서 가장 널리 사용되고 있는 제어기는 PID 제어기(Proportional Integral Differential)로써, 그 구조가 간단하고 견실하며 제어성능이 우수하다. 기존의 PID 제어기의 설계 방법은 수학적으로 모델링된 제어시스템을 이용하여 PID 계수를 시행착오 방법으로 튜닝하였다. 그러나 수학적으로 모델링된 시스템을 이용하여 설계된 PID 제어기는 외란 등의 부하변화 및 내외부의 환경변화가 발생한 경우에는 최적의 제어성능을 기대하기가 어렵다. 또한 기존의 제어기는 제어시스템의 수학적인 모델링에 기반을 두고 이루어져 왔기 때문에 제어시스템의 동특성에 대한 정확한 지식이 필요하였다.^{[9]-[11]}

그러나 일반적으로 제어시스템은 비선형이고 시변인 경우에는 그 시스템을 정확하게 모델링을 하기가 어렵다. 이러한 결점을 극복하기 위해 퍼지와 뉴럴을 사용한 제어기법들이 소개 되었다.^{[12][13]} 특히 퍼지 제어기는 모터와 같은 비선형계의 속도제어에 있어서 우수한 특성을 나타내는 것으로 알려져 있고 기존의 PI 제어기에 비해 응답시간 및 정정시간 등에서 좋은 효과를 얻을 수 있으며 또한 부하 변동에 대한 강인함을 보여준다.^[12] 퍼지 제어기는 퍼지 집합론을 기준으로 한 제어이론으로 제어대상 플랜트를 수학적으로 모델링 하는 대신 입력과 출력의 관계만을 통하여 제어 규칙을 생성하므로 플랜트의 수학적 모델링이 필요 없고 외란 등에 강인한 특성을 가지고 있다. 퍼지 제어기는 일반적으로 시스템이 복잡하고 비선형이어서 충분한 경험적

지식을 가진 숙련자에 의해 운전되는 숙련자 중심의 자동화나 엄밀한 제어 보다는 고속 응답성이 요구되는 경우 등에 적합하다고 알려져 있다. 그러나 퍼지 제어기는 제어규칙, 소속함수, 입출력 이득을 생성하기 위한 일반적 규칙이 존재하지 않고 전문가의 지식에 의존한다.^{[14][15]} 또한 퍼지 제어기의 후반부 출력 함수의 계수 선정 작업은 입력 변수가 많아질수록 결정하여야 할 계수의 수가 전문가의 지식으로 결정하기에는 너무 많아지므로 제어 대상 플랜트의 입·출력 특성을 이용하여 적절한 계수를 선택하는 작업을 자동화하여야 할 필요성이 대두된다. 본 연구에서는 정현파 BLDC 모터의 속도 제어기로 자주 사용되는 PI 제어기를 대체할 퍼지 제어기를 사용하였으며 퍼지 제어기의 입·출력 소속함수의 파라미터들을 찾기 위해서 유전 알고리즘을 이용하였다.

1.2 연구 내용

본 연구의 목적은 BLDC 모터의 수학적 모델링을 이용하여 퍼지 제어기를 설계하는데 있어 구성변수를 최적화 하는 방법으로 유전 알고리즘을 적용하여 설계를 최적화하는 데 있다.

논문의 구성은 다음과 같다. 먼저 2장에서는 제어 대상 플랜트로 선택된 BLDC 모터의 특성과 수학적 모델링을 구하며 3장에서는 퍼지 제어기와 유전알고리즘에 대해 간략히 알아보고 본 연구에서 퍼지 제어기 설계에 유전 알고리즘을 적용한 방법을 서술하였다. 4장에서는 2장과 3장의 내용을 바탕으로 유전 알고리즘을 사용하여 파라미터를 구한 퍼지 제어기를 이용하여 BLDC 모터에 대한 시뮬레이션한 결과를 나타내었다. 5장에서는 실험에 사용된 실험장치 및 실험결과를 나타내었고 6장에서는 결론을 맺는다.

제 2 장 BLDC 모터의 수학적 모델

여기에서는 BLDC 모터의 수학적 모델 및 구조적인 특징에 대하여 언급한다. BLDC 모터의 수학적 모델은 계자를 형성하는 영구자석을 직류전류에 의해 여자되는 계자권선으로 등가화한 모델을 토대로 공간 벡터적인 해석이 가능하다.^{[16]~[18]} 영구자석 모터는 영구자석의 부착형태에 따라서 역기전력의 파형이 사다리꼴 모양으로 형성되는 BLDC 모터와 회전자 내부에 영구자석을 매입한 매입형 영구자석 모터 그리고 역기전력의 형태가 정현파 형태를 가지는 원통형 BLDC 모터로 구분된다. 본 연구에서는 영구자석 모터 중에서 회전자의 기계적 구조가 원통형으로 형성되고 쇠교자속의 분포가 정현적인 원통형 BLDC 모터의 연구로 한정하며 이에 대한 수학적 모델링을 수행한다.

본 연구에서 적용한 영구자석 모터의 해석을 쉽게 하기 위해 다음과 같은 몇 가지 가정을 도입하여 BLDC 모터를 해석한다.

- 1) 적용된 BLDC 모터는 3상 Y결선으로 고정자의 3상 권선은 Y결선 대칭 분포이며 각 권선의 임피던스도 3상 대칭이다.
- 2) 공극의 간격이 일정하며, 공극의 쇠교자속의 분포가 정현적이다.
- 3) 철심의 자화특성은 선형이고, 히스테리시스 현상에 의한 손실이 없다.
- 4) 영구자석의 기자력을 일정전류가 흐르는 권선으로 대체하여 해석한다.

2.1 BLDC 모터의 전압 방정식

그림 2.1은 BLDC 모터의 등가모델을 표현하고 있다. 회전자의 영구자석은 일정한 계자전류가 흐르는 권선으로 치환되어 있고 고정자 권선은 전기적으로 120° 간격의 3상 Y결선 구조로 되어 있다.

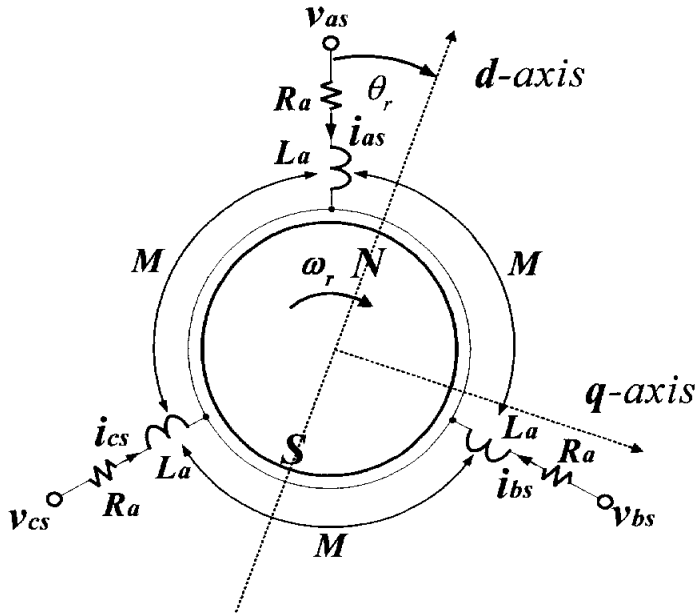


그림 2.1 3상 BLDC 모터 등가모델

Fig. 2.1 The equivalent model of 3-phase BLDC Motor

각 고정자 상권선은 등가저항 R_a 와 등가 인덕턴스 L_a 로 모델링되어진다. 각 상권선은 모터를 구동하기 위한 인버터의 스위치 출력단과 연결되어 있으며 그림에서는 고정자의 상권선에 의한 자속 기준축을 각각 as , bs , cs 로 표시한다.

또한 영구자석에 의한 쇠교자속의 방향을 도시기 위해서 직축(d-axis)과 횡축(q-axis)의 개념을 적용하였다. 그림 2.1에서 직축(d-axis) 방향은 계자인

영구자석의 N극 자속방향이고 횡축(q-axis)은 직축과 전기적으로 90°의 상차를 가지는 방향을 표시한다. 본 연구에서는 직축을 기준으로 시계 방향으로 90°의 상차를 가지는 방향을 횡축으로 가정하였다. 이때 모터의 정방향 회전은 시계 방향이 된다. 인버터를 통해서 BLDC 모터의 고정자 권선에 흐르는 각 상의 고정자 전류는 각각 i_{as} , i_{bs} , i_{cs} 로 표시하며 세 상의 전류는 전기적으로 서로 120°의 위상차를 가진다.

원통형 BLDC 모터에서 돌극성은 무시되므로 각 상의 자기 인덕턴스는 모두 동일하다는 가정에서 모터의 영구자석 회전자에 일정한 전류가 흐르는 권선으로 고려한 등가 모델로 표현할 때 BLDC 모터의 전압 방정식은 식 (2.1)과 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_a & 0 \\ 0 & 0 & R_a \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{as} \\ \lambda_{bs} \\ \lambda_{cs} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

단, λ_{as} , λ_{bs} , λ_{cs} : 고정자 각 상의 쇄교자속

v_{as} , v_{bs} , v_{cs} : 고정자 각 상의 단자전압

i_{as} , i_{bs} , i_{cs} : 고정자 각 상의 전류

R_a : 고정자 권선 등가저항

또한 세 상의 전류의 합이 항상 0인 완전 대칭 구조로 가정하면 각 상의

쇄교자속은 각 상권선의 자기 인덕턴스와 상호 인덕턴스 그리고 영구자석에 의한 쇄교자속의 향으로 식 (2.2)와 같이 표현된다.

$$\begin{aligned}
 \lambda_{as} &= L_a i_{as} + L_a i_{bs} \cos \frac{2}{3} \pi + L_a i_{cs} \cos \frac{4}{3} \pi + \lambda_M \cos \theta_r \\
 &= \frac{3}{2} L_a i_{as} + \lambda_M \cos \theta_r \\
 \lambda_{bs} &= L_a i_{as} \cos \frac{4}{3} \pi + L_a i_{bs} + L_a i_{cs} \cos \frac{2}{3} \pi + \lambda_M \cos (\theta_r - \frac{2}{3} \pi) \\
 &= \frac{3}{2} L_a i_{bs} + \lambda_M \cos (\theta_r - \frac{2}{3} \pi) \\
 \lambda_{cs} &= L_a i_{as} \cos \frac{2}{3} \pi + L_a i_{bs} \cos \frac{4}{3} \pi + L_a i_{cs} + \lambda_M \cos (\theta_r + \frac{4}{3} \pi) \\
 &= \frac{3}{2} L_a i_{cs} + \lambda_M \cos (\theta_r + \frac{2}{3} \pi)
 \end{aligned} \tag{2.2}$$

$$\begin{aligned}
 \text{단, } \theta_r &= \int \omega_r \cdot dt + \theta_{r0} & : \text{회전자의 전기적 위치각} \\
 \theta_{r0} & & : \text{회전자의 초기 위치각} \\
 L_a & & : \text{고정자 권선의 자기 인덕턴스} \\
 \lambda_M & & : \text{역기전력 상수}
 \end{aligned}$$

식 (2.2)에서 유도된 각 상의 쇄교자속을 식 (2.1)에 대입하여 고정자에 대한 전압 방정식을 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 v_{as} &= R_a i_{as} + \frac{d\lambda_{as}}{dt} \\
 &= R_a i_{as} + \frac{3}{2} L_a \frac{di_{as}}{dt} - \omega_r \lambda_M \sin \theta_r
 \end{aligned}$$

$$v_{bs} = R_a i_{bs} + \frac{d\lambda_{bs}}{dt} \quad (2.3)$$

$$= R_a i_{bs} + \frac{3}{2} L_a \frac{di_{bs}}{dt} - \omega_r \lambda_M \sin(\theta_r - \frac{2}{3} \pi)$$

$$v_{cs} = R_a i_{cs} + \frac{d\lambda_{cs}}{dt}$$

$$= R_a i_{cs} + \frac{3}{2} L_a \frac{di_{cs}}{dt} - \omega_r \lambda_M \sin(\theta_r + \frac{4}{3} \pi)$$

단, $\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$: 회전자의 전기적 각속도

식 (2.3)의 우변 세 번째 항은 계자 자속에 의한 각 상권선의 역기전력으로 표현될 수 있는데 이때 역기전력상수 K_E 를 도입하여 정리하면 다음과 같이 정리된다.

$$e_{as} = -\omega_r K_E \sin \theta_r$$

$$e_{bs} = -\omega_r K_E \sin(\theta_r - \frac{2}{3} \pi) \quad (2.4)$$

$$e_{cs} = -\omega_r K_E \sin(\theta_r + \frac{2}{3} \pi)$$

단, $K_E = M I_f$: 유기 기전력 상수

M : 회전자 가상권선과 고정자권선의 상호인덕턴스

I_f : 계자권선 등가화 전류

BLDC 모터의 그림 방정식은 상전류가 3상 평형을 이루고 있다고 가정하면 식 (2.3)의 실측 순시 전압 방정식은 다음과 같이 간략한 형태로 유도된다.

$$\begin{aligned}
v_{as} &= R_a i_{as} + \frac{3}{2} L_a \frac{di_{as}}{dt} + e_{as} \\
v_{bs} &= R_a i_{bs} + \frac{3}{2} L_a \frac{di_{bs}}{dt} + e_{bs} \\
v_{cs} &= R_a i_{cs} + \frac{3}{2} L_a \frac{di_{cs}}{dt} + e_{cs}
\end{aligned} \tag{2.5}$$

2.2 BLDC 모터의 토크

BLDC 모터의 발생 토크는 임의의 순간에 입력되는 순시입력으로 계산될 수 있으며 순시입력 P_1 은 다음과 같이 계산된다.

$$\begin{aligned}
P_1 &= v_{as} i_{as} + v_{bs} i_{bs} + v_{cs} i_{cs} \\
&= R_a (i_{as}^2 + i_{bs}^2 + i_{cs}^2) + \frac{3}{2} L_a \left(i_{as} \frac{di_{as}}{dt} + i_{bs} \frac{di_{bs}}{dt} + i_{cs} \frac{di_{cs}}{dt} \right) \\
&\quad - \omega_r K_E \left(i_{as} \sin \theta_r + i_{bs} \sin \left(\theta_r - \frac{2}{3} \pi \right) + i_{cs} \sin \left(\theta_r + \frac{2}{3} \pi \right) \right)
\end{aligned} \tag{2.6}$$

모터의 순시입력에서 저항에 의한 저항손실과 자계 에너지 변환율을 소거한 BLDC 모터의 순시 출력 P_2 는 다음과 같다.

$$P_2 = -\omega_r K_E \left(i_{as} \sin \theta_r + i_{bs} \sin \left(\theta_r - \frac{2}{3} \pi \right) + i_{cs} \sin \left(\theta_r + \frac{2}{3} \pi \right) \right) \tag{2.7}$$

BLDC 모터의 출력과 토크의 관계는 다음과 같다.

$$T_E = \frac{P_2}{\omega_m} \tag{2.8}$$

단, $\omega_m = \frac{\omega_r}{P}$: 기계적인 각속도
 P : 극 쌍수

따라서 BLDC 모터의 발생 토크는 식 (2.7)과 식 (2.8)로 부터 다음과 같이 유도된다.

$$T_E = -PK_E \left(i_{as} \sin \theta_r + i_{bs} \sin \left(\theta_r - \frac{2}{3} \pi \right) + i_{cs} \sin \left(\theta_r + \frac{2}{3} \pi \right) \right) \quad (2.9)$$

그리고 BLDC 모터의 운동방정식은 다음과 같이 모델링 된다.

$$T_E = J \frac{d}{dt} \omega_m + \omega_m B_m + T_L \quad (2.10)$$

단, T_E : 발생 토크, T_L : 부하 토크,

J : 관성계수, B_m : 마찰계수

2.3 3상-2상 좌표변환과 좌표 변환된 전압 방정식

영구자석 동기 모터의 수학적 모델은 시변 계수를 갖는 복잡한 형태의 연립 미분방정식으로 표현된다. 이때 BLDC 모터의 동특성은 고정자와 회전자 사이의 쇄교자속이 회전자의 위치에 대한 함수가 되므로 해석 및 제어의 평가를 위해 2상 좌표 변환방식이 널리 사용되고 있다. 일반적으로 영구자석 동기 모터의 정상상태 해석 및 동특성 모델을 얻기 위해서는 2상 좌표계로 불리는 고정자축을 기준으로 하는 고정좌표계 $\alpha - \beta$ 축과 동기속도로 회전하는 동기좌표계 $d - q$ 축 변환이론이 주로 사용된다. 이는 3상 평형전압이

나 PWM 전압파형이 BLDC 모터에 인가될 때 과도 및 정상상태 동작을 2축 이론으로 간단히 해석할 수 있기 때문이다. 동기좌표계 $d-q$ 축 변환을 사용하는 경우 시변 파라미터가 제거되고 고정자의 제반변수와 파라미터가 $d-q$ 직교 좌표축상의 값으로 표현된다.

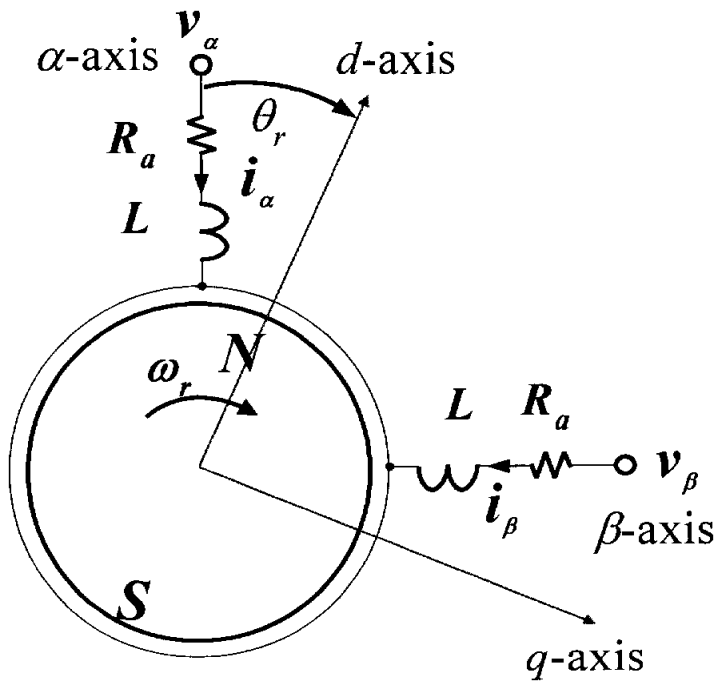


그림 2.2 2상 고정자 기준 좌표축과 회전자 기준 좌표축

Fig. 2.2 Stationary reference frame and rotor reference frame

R. H. Park이 제안한 좌표축 변환방식 이론은 기본적으로 축 변환과정을 나타내며 고정자와 회전자의 전압, 전류 및 쇄교자속에 대해 선형변환을 적용하였다. 고정자 좌표축 a_s, b_s, c_s 축과 $\alpha-\beta$ 축 사이의 관계를 설명하기

위한 등가 모델을 그림 2.2에 나타내었다.

직축의 방향과 횡축의 방향은 전기적으로 90°위상차가 발생하는데 직축을 기준으로 시계 방향으로 90°간격의 위치를 횡축으로 설정하며 모터의 회전 방향은 시계 방향으로 가정한다.

3상 전압 및 전류를 $\alpha - \beta$ 축과 $d - q$ 축의 전압, 전류로 변환하기 위한 관계식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{as} \\ f_{bs} \\ f_{cs} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

단, f_{as}, f_{bs}, f_{cs} : as 상, bs 상, cs 상

f_α, f_β : $\alpha - \beta$ 좌표축 물리량,

f_d, f_q : $d - q$ 좌표축 물리량

역변환을 위한 역방향 행렬은 식 (2.13)과 식 (2.14)와 같이 유도된다.

$$\begin{bmatrix} f_{as} \\ f_{bs} \\ f_{cs} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r \\ \sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

위에서 설명한 2축 변환이론을 적용하여 3상 BLDC 모터의 순시전압 방정식을 2상 고정자 기준 좌표계 $\alpha - \beta$ 축의 전압 방정식으로 표현하면 식 (2.15)와 같다.

$$\begin{aligned} v_\alpha &= R_s i_\alpha + L_s \frac{d}{dt} i_\alpha - K_e \omega_r \sin \theta_r \\ v_\beta &= R_s i_\beta + L_s \frac{d}{dt} i_\beta + K_e \omega_r \cos \theta_r \end{aligned} \quad (2.15)$$

$$\begin{aligned} \text{단, } K_e &= \frac{3}{2} M I_f : \text{역기전력 상수} \\ R_s &= R_a \\ L &= \frac{3}{2} L_a \end{aligned}$$

$\alpha - \beta$ 축으로 표현되는 BLDC 모터의 토크 방정식은 위의 변환 관계식을 이용하면 식 (2.16)으로 유도된다.

$$T_E = \frac{3}{2} P K_e (-i_\alpha \sin \theta_r + i_\beta \cos \theta_r) \quad (2.16)$$

단, P : 극 쌍수

BLDC 모터의 순시전압 방정식을 2상 회전자 기준 좌표계 $d - q$ 축의 전압 방정식과 토크 방정식은 각각 식 (2.17) 및 식 (2.18)으로 유도된다.

$$v_d = R_s i_d + L \frac{d}{dt} i_d - L \omega_r i_q \quad (2.17)$$

$$v_q = L \omega_r i_d + R_s i_q + L \frac{d}{dt} i_q + K_e \omega_r$$

$$T_E = \frac{3}{2} P K_e i_q \quad (2.18)$$

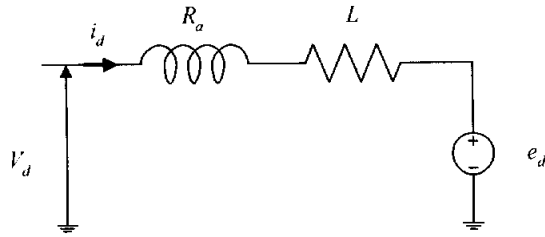
따라서 BLDC 모터의 고정자 슬롯에서의 톨럭턴스 변화를 무시하고 영구 자석에 의한 쇄교자속이 공간적으로 매우 정현적이라고 가정하면 BLDC 모터의 토크는 q 축 전류에 의해서 제어됨을 알 수가 있다.

2.4 전류 제어기 설계

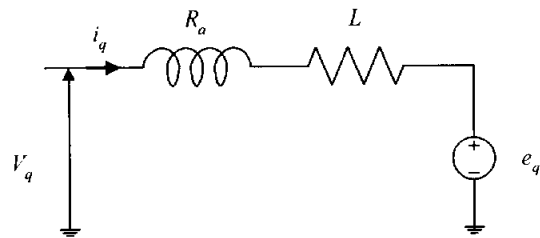
BLDC 모터의 고성능 제어를 구현하기 위하여 서보 제어용 전류 제어기의 구현이 요구된다. 본 절에서는 일반적인 동기모터에 사용되고 있는 전류 제어기의 이득 선정법에 대하여 설명한다.

2.4.1 전류 제어기의 구성

BLDC 모터는 기본적으로 직류 모터에서 볼 수 있는 것처럼 고정자 권선의 저항과 인덕턴스 그리고 역기전력으로 구성되어 있다. 2.3절에서 설명한 축 변환이론에 의하여 모든 물리량을 직류로 환산하여 취급할 수 있으므로 그림 2.3과 같이 표현할 수 있다. 동기모터에서는 회전 좌표계에서 전류 제어를 구성할 경우 교류 물리량을 직류 물리량으로 환산하기 위하여 회전 각을 이용한 축 변환이 선행되어야 하고 다시 모터의 전압을 제어하기 위하여 이를 교류 물리량으로 변환해야 하는 단순하지 않은 작업이 이루어져야 한다.



(a)

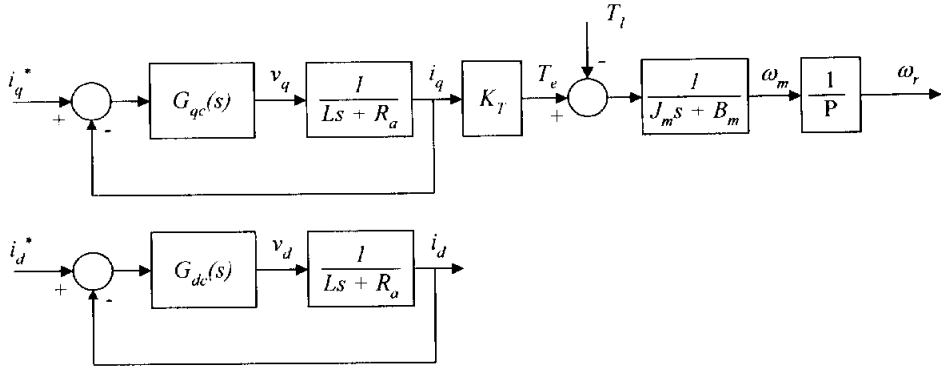


(b)

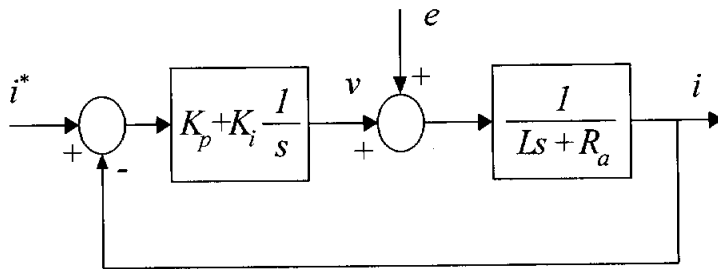
그림 2.3 BLDC 모터의 단순화된 등가회로도

Fig. 2.3 A simple equivalent circuit diagram of BLDC Motor in d-q reference frame

전류 제어기의 관점에서 모터의 동작을 살펴보면 모터 단자에 입력되는 전압을 제어함으로써 모터의 전류를 제어할 수 있다는 결론을 얻을 수 있다. 따라서 일반적인 전류 제어 알고리즘은 그림 2.4(a)와 같이 단자전류를 피드백하고 이를 전류명령과 비교한 후 이를 근거로 한 전압을 모터에 인가하도록 구성하고 있다. 이때 그림 2.4(a)에서 $G_c(s)$ 는 전류 명령과 실제 전류의 차이로부터 전압을 생성하는 제어기의 역할을 수행하게 된다.



(a) 회전좌표계상의 모터 전류제어 개념도



(b) 역기전력을 외란으로 간주한 전류제어 개념도

그림 2.4 전류 제어기를 포함한 모터 제어 구성

Fig. 2.4 Block diagram of the BLDC Motor system with current controller

일반적으로 이 제어기는 다음과 같이 전류오차에 비례하여 전압출력을 생성하는 항과 전류오차의 적분으로부터 전압을 생성하는 항으로 구성되어 진다.

$$G(s) = K_p + K_i \frac{1}{s} \quad (2.19)$$

이 식에서 K_p 는 비례이득이고 K_i 는 적분이득이다.

전류 제어기의 측면에서 모터의 역기전력이 전류 제어기에 대한 외란과 같은 역할을 하게 되는데 이때의 전기적인 R-L 직렬회로로 단순화한 전류제어대상 시스템과 전류 제어기가 연결된 구성도를 그림 2.4(b)에 나타내었다. 그림 2.4(b)의 전달함수는 다음과 같다.

$$\frac{i}{i^*} = \frac{K_p s + K_i}{L s^2 + (R_s + K_p) s + K_i} \quad (2.20)$$

2.4.2 전류 제어기의 이득 선정

전류 제어기의 이득에 따라 시스템의 특성은 달라진다. 전류 제어기의 이득을 선정하는 방법은 모터 제어시스템의 전체 구성에 따라 여러 가지가 있으나 본 연구에서는 주파수 응답곡선을 이용한 이득 선정방식을 근거로 하여 제어이득을 선정하도록 한다.^[19]

제어이득을 선정하는 방법으로 전류 제어시스템의 시정수를 도입하여 식 (2.19)의 제어함수를 다음과 같은 형태로 변환한다.

$$G(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{Ts} \right) \quad (2.21)$$

단, $T = K_p / K_i$ 이다.

이득을 선정할 때에는 제어기가 오차의 크기에만 비례하는 비례이득 K_p 으로만 구성되어 있다는 가정 아래 이때의 주파수 특성을 분석하고 다시 이로부터 적분항이 포함된 제어기의 주파수 특성을 이용하여 실제의 PI 전류 제어기 이득을 선정한다. 따라서 우선 제어기가 비례 이득으로만 구성되어 있을 때의 전류 제어시스템의 개루프 특성을 고찰한다. 그림 2.4(b)에서

전류 피드백이 없는 경우를 고려하면 다음과 같은 개루프 전달함수를 구할 수 있다.

$$G_o(s) = \frac{i}{i^*} = \frac{\frac{K_p}{R_a}}{\frac{L}{R_a}s + 1} \quad (2.22)$$

이로부터 전류 피드백이 있는 제어시스템의 폐루프 전달함수를 구하면 다음과 같다.

$$G_c(s) = \frac{i}{i^*} = \frac{\frac{K_p}{R_a + K_p}}{\frac{L}{R_a + K_p}s + 1} \quad (2.23)$$

이 때 전류 제어기가 d-q 좌표계에서 구성된다고 가정하면 정상상태에서 모든 물리량이 주파수 성분이 없는 직류성분이 되므로 주파수를 0으로 놓을 수 있다. 그러므로 이때의 전달함수는 다음과 같게 된다.

$$G_c(0) = \frac{i}{i^*} = \frac{K_p}{R_a + K_p} \quad (2.24)$$

식 (2.24)이 의미하는 것은 정상상태에서도 실제 전류가 전류명령과 정확하게 일치하지 못하는 즉 이득이 1이 아닌 결과가 된다는 것이다. 이때 비례이득이 고정자 저항에 비해 충분히 크다고 가정하면 이득이 1에 접근할 수 있으나 일반적으로 전류 제어기의 출력인 전압명령에 따라 동작하는 인버터 시스템의 경우 출력전압이 제한되기 때문에 1로 접근하지 않는다. 따라서 정상상태의 오차를 제거하고 안정적으로 전류제어를 수행하기 위해서는 반드시 적분항이 제어기에 추가되어야 한다. 적분항이 포함되어 있는 일

반적인 PI 제어기를 사용할 때의 전압과 전류 관계식은 다음과 같다.

$$V = K_p \left(1 + \frac{1}{T_s} \right) (i^* - i) \quad (2.25)$$

이를 이용하여 전류 제어시스템의 개루프 전달함수를 구하면 다음과 같다.

$$G_o(s) = \frac{i}{i^*} = \frac{T_s + 1}{T_s} \frac{\frac{K_p}{R_a}}{\frac{L}{R_a} s + 1} \quad (2.26)$$

이때 식을 간단히 하기 위하여 제어기의 시정수를 제어 대상 시스템의 시정수와 같도록 선정한다.

$$T = \frac{L}{R_a} \quad (2.27)$$

그러면 식 (2.26)의 전달함수는 다음과 같이 단순화 되어진다.

$$G_o(s) = \frac{i}{i^*} = \frac{1}{\frac{L}{K_p} s} \quad (2.28)$$

이 때의 주파수 응답곡선이 그림 2.5(a)와 같다. 이 응답곡선을 보면 알 수 있듯이 개루프에서의 교차각 주파수가 다음과 같이 주어진다.

$$\omega_c = \frac{K_p}{L} \quad (2.29)$$

이때 폐루프의 주파수 응답 곡선에서 시스템의 이득이 일정하게 유지되는 상한선이 교차각 주파수가 된다. 즉 식 (2.27)으로부터 폐루프 전달함수를 구하면 다음과 같고 이에 대한 주파수 응답 곡선이 그림 2.5(b)에 표현하였다. 그림 2.5(b)에서 알 수 있듯이 개루프의 교차각 주파수에 해당하는 주

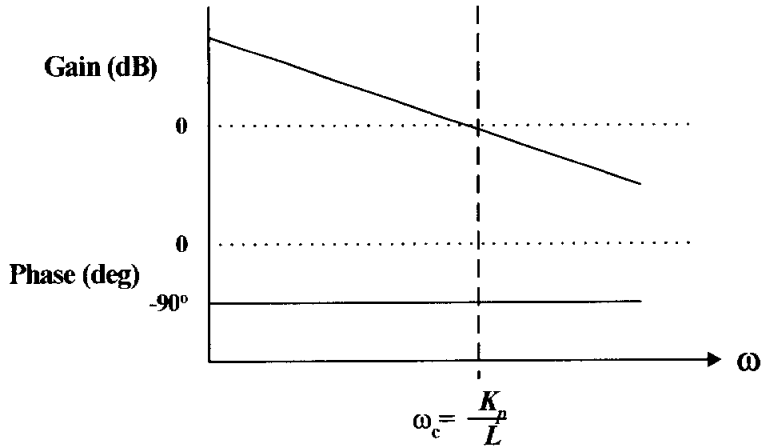
파수 대역까지는 이득 1로 전류 제어기가 동작을 하며 그 이상부터는 이득이 점차 감소하면서 위상도 90°로 수렴되는 것을 볼 수 있다. 그러므로 전류 제어기의 이득을 선정할 때에는 이러한 특성을 미리 파악하여 개루프 전달함수에서의 교차각 주파수를 시스템에 맞는 적절한 값으로 선정하는 것이 매우 중요하다. 이때 교차각 주파수를 가능하면 크게 하는 것이 전류 제어기의 성능을 향상시키는 효과는 있으나 너무 크게 선정하게 되면 전류 제어기 해석에서 제외시켰던 신호의 잡음, 전달 지연 등의 전류 제어기 외적인 원인으로 인하여 시스템이 발산할 가능성이 있다. 특히 이러한 제약은 주로 디지털 제어기의 전류 샘플링 주기에 의해 결정되는데 이 주기가 일반적으로 인버터의 스위칭주파수를 결정하기 때문이다. 실험적으로 3[kHz]의 스위칭 주파수를 갖는 시스템에서는 교차각 주파수를 최대 약 6000 [rad/sec]정도 까지 선정 가능한 것으로 알려져 있다.^[19]

이상의 주파수 응답곡선을 이용한 전류 제어기의 해석으로부터 다음과 같이 전류 제어기의 이득을 선정할 수 있다.

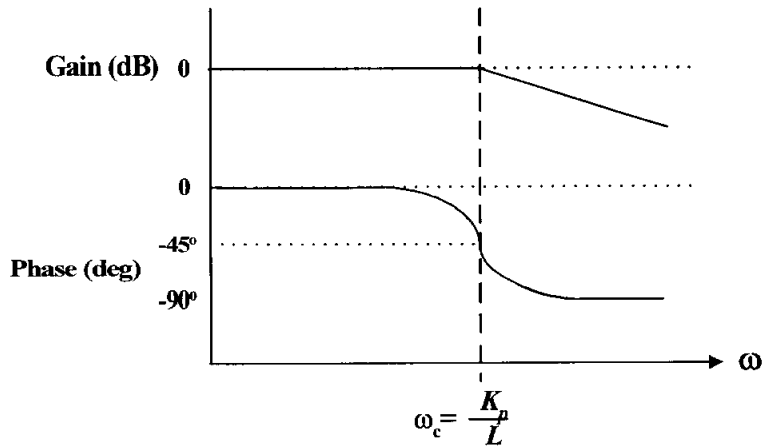
$$\begin{aligned} K_p &= L \omega_c \\ K_i &= \frac{R_a}{L} K_p = R_a \omega_c \end{aligned} \quad (2.30)$$

정확하게 말하면 이러한 이득 선정은 주파수 특성을 이용하여 이득을 선정하기 위해 편의상 계산된 것으로 시스템에 따라 약간씩의 변동을 주는 것이 실용상 이점이 있는 경우가 많다. 따라서 실험에 의한 경험치로써 다음과 같은 보상항을 추가하여 전류 제어기의 성능을 더 향상시킬 수 있다고 보고되어 있다.^[19]

$$\begin{aligned}
 K_p &= (L \omega_c) g_p \quad (g_p = 0.8 \sim 1.1) \\
 K_i &= (R_a \omega_c) g_i \quad (g_i = 1.5 \sim 2.5)
 \end{aligned}
 \tag{2.31}$$



(a) 개루프 전달함수의 주파수 응답특성



(b) 폐루프 전달함수의 주파수 응답특성

그림 2.5 전류 제어시스템의 주파수 응답특성

Fig. 2.5 Frequency response of the current control system

제 3 장 제어 알고리즘

3.1 퍼지 제어

퍼지 제어는 퍼지이론의 응용분야 중 가장 빨리 활용되고 성공을 거둔 분야이다. 퍼지 제어는 인간이 가진 지식과 경험을 포함하는 제어 알고리즘을 실현하는 지적 제어방식으로 종래의 수학적인 함수에 의한 방식과는 달리 인간의 제어방식을 모사한 방식이다. 퍼지이론은 미국의 Zadeh 교수에 의해 처음 제안된 이후 1974년 Mamdani 교수가 Steam engine의 Pilot plant에 최초로 퍼지이론을 적용하여 제어를 통하여 퍼지제어의 가능성을 실증하였다. 그 이후 일본의 Sugeno 교수가 퍼지 적분(Fuzzy integral), 퍼지 모델링 등을 제안하여 퍼지 제어시스템의 체계적인 구축에 많은 영향을 미쳤다. 이를 이용하여 온수 플랜트 제어, 열 교환기 제어, 로봇 제어, 자동차 주차제어 등 산업계의 여러 분야에 응용되었으며 1980년 이후 일본에서는 가전제품, 전동차의 자동운전, 정수장의 약품 주입, 헬리콥터의 제어 등 여러 분야에 퍼지이론이 적용되었으며 국내에서는 1990년 이후 많은 연구가 진행되어 세탁기, 에어컨, 전기 밥솥 등의 가전제품 및 산업용 플랜트에 이용되고 있다.^[20]

시스템의 복잡성이 증가함에 따라 시스템에 대해 정확하게 기술하려면 시스템 모델 변수와 파라미터의 수가 커지게 된다. 따라서 시스템의 특성이 복잡하여 기존의 정량적(Quantitative)인 방법으로는 해석할 수 없거나 얻어지는 정보가 정성적(Qualitative)이고 부정확하여 불확실한 경우 퍼지 제어가 기존 제어기들 보다 우수한 제어 성능을 나타낸다. 또한 기존의 정확한 수

학적 모델을 기초로 하는 제어기의 단점을 보완하고 인간의 의사 결정 방식을 도입하여 보다 지능적인 제어기가 될 수 있는 것으로 알려져 있다. 그러나 퍼지 제어는 체계적인 설계절차가 아직 이론적으로 정립되어 있지 않고 제어기의 안정도나 제어 성능을 해석할 수 있는 이론적 바탕이 구축되어 있지 않다.^{[20][21]}

3.2 퍼지 제어시스템(Fuzzy logic control system)

퍼지 제어시스템의 설계는 제어대상의 모델링 및 해석, 제어시스템 설계, 성능 평가라는 큰 맥락에서 고전 제어기와 일치한다. 그러나 퍼지 제어기는 그림 3.1과 같이 구성되므로 고전 제어기와는 다른 설계방법을 적용한다. 즉 퍼지 제어기의 설계는 측정값으로부터 유도된 오차 값과 오차의 미분값을 퍼지 입력으로 만드는 퍼지화부(Fuzzifier), 퍼지 입력으로부터 퍼지 출력을 추론하는 퍼지 추론부(Fuzzy inference engine), 퍼지 출력으로부터 실제 이용 가능한 값인 제어 입력을 계산하는 비퍼지화부(Defuzzifier) 그리고 제어규칙 등의 정보를 제공하는 지식 기반(Knowledge base)으로 구성되어 있다. 또한 지식 기반은 퍼지규칙을 저장하는 규칙 기반(Rule base)과 퍼지규칙에 사용되는 소속함수를 정의하는 데이터 기반(Data base)으로 구성되어 있다.

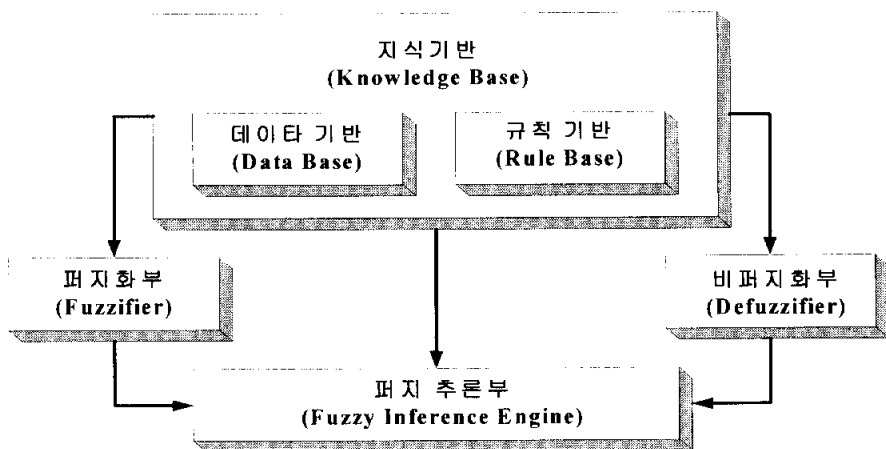


그림 3.1 퍼지 제어기의 기본 구조

Fig. 3.1 Basic configuration of Fuzzy logic controller

그림 3.2는 본 연구에서 사용된 Mamdani의 퍼지 제어시스템 형태를 나타낸다.

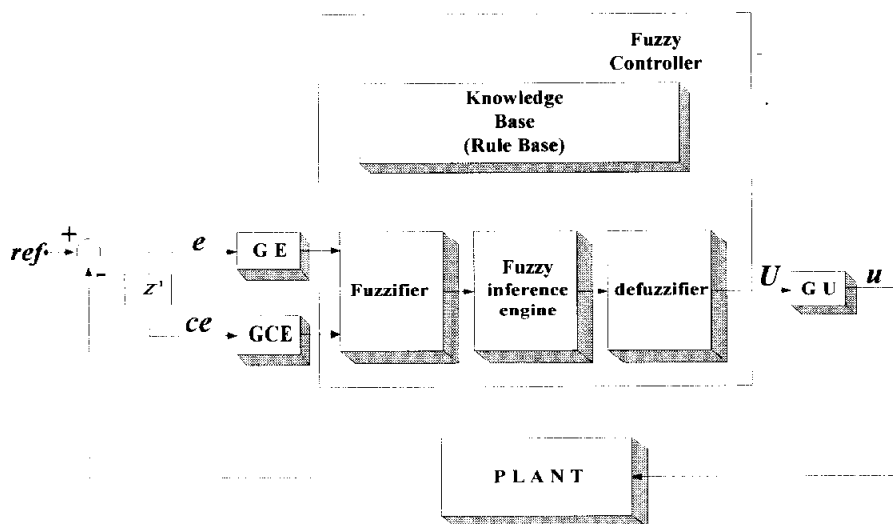


그림 3.2 퍼지 제어시스템 형태

Fig. 3.2 Fuzzy logic control system architecture

3.2.1 제어 규칙

퍼지 제어 규칙은 전문가의 제어기법을 퍼지 제어시스템에 이식시키는 핵심적인 부분으로 이는 제어시스템의 성능을 결정하는 중요한 부분이다. 일반적으로 제어대상 계통에 인가되는 입력은 매 샘플 시각마다 출력 편차와 편차의 변화량으로부터 결정 될 수 있으며 본 연구에서 사용 된 입출력 변수는 속도오차(e)과 오차의 변화량(ce)이고, 출력변수는 퍼지 제어기에서 출력되는 제어 입력값의 변화량(u)이다. 이를 식 (3.1), (3.3)로 정의하며 퍼지 제어기의 제어규칙은 식 (3.4)와 같이 If-then 형태의 언어적 제어 규칙으로 표현된다.

$$e(k) = \text{Reference signal} - \text{Plant Output} \quad (3.1)$$

$$ce(k) = e(k) - e(k-1) \quad (3.2)$$

$$u(k) = \text{Control Input} \quad (3.3)$$

$$R_1: \text{If } e(k) = E_1 \text{ and } ce(k) = CE_1, \text{ then } u(k) = U_1.$$

$$R_2: \text{If } e(k) = E_2 \text{ and } ce(k) = CE_2, \text{ then } u(k) = U_2.$$

$$\begin{aligned} & \vdots \\ & \vdots \\ & \vdots \\ & \vdots \end{aligned} \quad (3.4)$$

$$R_1: \text{If } e(k) = E_1 \text{ and } ce(k) = CE_1, \text{ then } u(k) = U_1.$$

단, E_i , CE_i , U_i 들은 퍼지 언어값의 퍼지 라벨들로 퍼지 제어기 입출력에 대한 퍼지 집합 언어 라벨들은 표 (3.1)과 같다.

표 3.1 퍼지 제어기의 언어 변수

Table 3.1 Linguistic variable of Fuzzy logic controller

Fuzzy Label	Meaning
PB	Positive Big
PM	Positive Medium
PS	Positive Small
ZE	Zero
NS	Negative Small
NM	Negative Medium
NB	Negative Big

퍼지 언어값들의 퍼지라벨들은 퍼지변수 $e(k)$, $ce(k)$, $u(k)$ 의 전체 공간 내에서 정의되며 각 입출력 변수에 대하여 표 (3.1)과 같이 정의되는 퍼지 집합들에 의하여 표현된다. 또한 식 (3.4)의 퍼지규칙 R_i 는 전체 공간 E , CE , U 에 대한 전체 제어 규칙 R 로 확장하면 식 (3.5)과 같다.

$$R(E, CE, U) = R_1 \cup R_2 \cdot \cdot \cdot \cup R_i \cup \cdot \cdot \cdot \cup R_N \quad (3.5)$$

그리고 식 (3.5)를 소속함수 μ_R 을 이용하여 표현하면 식 (3.6)과 같다.

$$\mu_{R(E, CE, U)}(e, ce, u) = \max \sum_{i=1}^N \min[\mu_{E_i}(e), \mu_{CE_i}(ce), \mu_{U_i}(u)] \quad (3.6)$$

$\mu(\cdot)$ 는 소속 함수이고 N 은 규칙의 개수이며 $\mu_{E_i}(e)$, $\mu_{CE_i}(ce)$, $\mu_{U_i}(u)$ 는 퍼지 변수 (e, ce, u)가 퍼지 라벨 (E_i, CE_i, U_i)에 소속되는 정도를 나타낸다. 보통 사용되는 제어 입력의 형태는 일반적으로 표 (3.2)와 같은 제어 규칙을 갖는다.

표 3.2 퍼지 제어 규칙

Table 3.2 Fuzzy control rules

		change of error(ce)				
		NB	NS	ZE	PS	PB
e r r o r (e)	NB	NB	NB	NB	NS	ZE
	NS	NB	NB	NS	ZE	PS
	ZE	NB	NS	ZE	PS	PB
	PS	NS	ZE	PS	PB	PB
	PB	ZE	PS	PB	PB	PB

3.2.2 퍼지화 과정

측정된 값을 그대로 입력으로 사용하기 보다는 퍼지 연산에 편리하도록 미리 정해 놓은 입력 퍼지변수의 전체 집합으로 변화시키는 것이 편리하다. 즉 계통으로부터 관측된 비퍼지 표현의 변수값들을 퍼지 알고리즘의 입력으로 사용하기 위해서는 측정된 변수에 소속 함수를 부여해야 하는데 이 과정을 퍼지화라고 한다. 이러한 퍼지화를 대표하는 퍼지화 기법에는 퍼지 싱글톤(Fuzzy singleton), 삼각형법 등이 있다.^{[23][24]} 본 연구에서는 삼각형법을 사용하였다.

3.2.3 퍼지 추론

퍼지 추론은 제어규칙에 소속함수를 도입하고 측정된 변수들에 대한 소속함수를 사용하여 제어입력의 소속 함수값을 구하는 과정이다. 즉 이 과정을 지나면 제어기는 퍼지 제어 규칙 기반을 지속적으로 참조하며, 퍼지화된 입력값을 분석하고 이에 상응하는 다수의 출력 퍼지 집합들을 추론하여 낸다. 추론의 방법으로는 여러 가지가 제안되고 있으나 본 연구에서 사용된 추론의 방법으로는 가장 일반적으로 사용되고 있는 **Mandani**가 사용한 최대-최소 합성 추론방식이며 이를 식 (3.7)에 나타내었다.¹²²⁾

$$\mu_U(u) = \max \sum_{i=0}^N \min[\mu_{E_i}(e), \mu_{CE_i}(ce), \mu_{R(E, CE, U)}(e, ce, u)] \quad (3.7)$$

3.2.4 비퍼지화 과정

퍼지 추론에 의해 추론된 값은 퍼지 값으로써 제어대상 시스템의 입력으로는 직접 사용할 수 없다. 그러므로 추론된 퍼지 제어입력을 계통의 제어에 필요한 비퍼지 제어입력으로 변환시켜야 한다. 이러한 과정을 비퍼지화라 하며 그 방법으로서 최대값 선택법, 최대값 평균법, 무게 중심법 등이 있다. 이를 간략히 설명하면 다음과 같다.

① 최대치 선택법

이는 제어의 가능성이 최대로 되는 u 값(즉, u^*)을 R 의 비퍼지화 값으로 정의하는 방법으로서 식 (3.8)과 같이 나타낸다. 여기서 만약 u^* 의 값이 여러개인 경우는 $\mu_R(u)$ 를 최대로 하는 최초의 u 값을 u^* 로 선택한다.

$$u^* = Defuzzifier(R) \quad (3.8)$$

$$\mu_R(u^*) = \max_{u \in U} \mu_R(u)$$

② 최대치 평균법

이는 제어의 가능성이 최대로 되는 최대값(u^*)들의 평균값을 비퍼지화 값으로 정의하는 방법으로 식 (3.9)와 같다.

$$u^* = Defuzzifier(R)$$

$$u^* = \sum_{i=0}^N \frac{u_i^*}{n} \quad (3.9)$$

$$\mu_R(u_i^*) = \max_{u \in U} \mu_R(u)$$

③ 무게 중심법

일반적으로 가장 많이 사용되는 방법으로 $\mu_R(u)$ 의 무게 중심값을 비퍼지화 값으로 정의하는 방법이다. 이에 대한 식은 (3.10)와 같다.

$$u^* = Defuzzifier(R) \quad (3.10)$$

$$u^* = \int \frac{\mu_R(u) \cdot u \, du}{\mu_R(u) \, du}$$

본 연구에서 사용한 비퍼지화는 식 (3.10)의 무게 중심법에 의해 실행된다.

3.2.5 지식기반

지식기반은 데이터 기반과 규칙 기반으로 이루어져 있다. 데이터 기반은 입출력 변수의 소속함수와 이산화 및 정규화 방식을 정의해 준다.^[23] 소속함수는 입출력 변수가 취할 수 있는 값의 범위(Universe of discourse)에 대해 퍼지집합을 정의하는 것으로서 제어목적에 따라 삼각형, 범종형 등으로 임의로 선정할 수 있다.^[21]

소속함수는 보통 이산화, 정규화하여 사용하는데 이산화란 연속적인 값을 갖는 전체집합을 일정 구간으로 분할하여 각 구간에 대해 대표 값을 취하는 것으로서 세분화할수록 정밀한 제어가 가능하나 계산 시간이 길어질 수 있다. 정규화란 전체집합의 영역을 일정 구간으로 크기 변환시키는 것으로서 언어적 변수의 변경 없이 물리적 양을 손쉽게 변경시킬 수 있다. 규칙 기반은 퍼지 제어기의 핵심으로서 제어규칙을 정의해 준다. 제어규칙을 결정하는데는 전문가의 경험에 의한 방법, 운전자의 조작 방법에 의존한 방법, 퍼지 모델을 이용하는 방법, 제어기의 학습 능력을 부가하는 방법 등이 있다.

3.3 유전 알고리즘

유전 알고리즘은 진화 알고리즘(Evolutionary Algorithm : EA)의 한 분야로서 진화 알고리즘 중에서 가장 먼저 사용되기 시작하였다. 진화 알고리즘은 자연의 생물학적 진화원리에 근거한 확률적 탐색, 최적화 방법으로서 최근 10여년 동안에 점진적인 관심의 대상이 되어왔다. 여기에는 유전 알고리즘(Genetic Algorithm :GA), 진화 프로그래밍(Evolutionary Programming :EP),

진화 전략(Evolutionary Strategies :ES), 유전 프로그래밍(Genetic Programming : GP) 등이 포함된다.

진화 알고리즘은 잠재적인 해 집단에 적자생존의 원리를 적용함으로써 점차로 더 나은 전통적인 최적화 방법과 비교할 때 진화 알고리즘은 강인하고 전역적이며 함수의 연속성이나 평활성 등에 제한을 받지 않고 적용될 수 있다.

다음은 진화 알고리즘이 일반적으로 갖추어야 할 요소이다.^[25]

① 개체 표현방법

문제의 해가 될 가능성이 있는 것의 유전자적 표현 방법

② 적합도 함수

자손의 합성을 변화시키는 함수

③ 유전 연산자

자손의 합성을 변화시키는 유전 연산자들

④ 알고리즘 제어 파라미터

진화 알고리즘이 사용하는 여러 가지 매개변수의 값

위의 요소들을 진화 알고리즘 중에서 가장 기본적인 형태이며 본 연구에서 사용한 유전 알고리즘을 기준으로 하여 설명하면 다음과 같다.

3.3.1 개체 표현 방법

유전 알고리즘은 해를 구하고자 하는 문제의 변수값을 이진 스트링으로 표현한다. 이 표현 방법은 문제의 변수가 이산치를 가질 때 자연스러운 방

법이다. 만일 문제가 실수해를 필요로 하는 경우는 이진화 된 정수 형태로 변형하여 사용한다. 이를 이진 스트링 개체라 하고 개체들의 집단 개체군 (Population)이라고 한다.

예를 들어 하나의 실수를 이진 스트링으로 n비트로써 표현하고자 할 때 다음의 디코딩 방식에 의해 각 이진 스트링에 대한 실수값을 구할 수 있다.

$$fval = ival_{BIN} \frac{(\max - \min)}{2^n - 1} + \min \quad (3.11)$$

여기서 $\max$, $\min$ 은 실수인 변수의 범위이고, $ival_{BIN}$ 은 이진 스트링을 일반적인 정수 형태로 변환하였을 때의 값이며 첨자 n 은 사용한 비트수이다.

개체 표현방법으로서 유전 알고리즘에 사용되는 이진 스트링은 구현은 간단하지만 문제의 해를 적절한 형태의 이진 스트링으로 변환시키지 않으면 유전 연산자에 의한 연산 작업이 일관된 방향성을 갖지 못하고 무의미하게 임의의 조합을 반복하는 형태가 될 수가 있다.

3.3.2 적합도 함수

적합도 함수는 각 개체의 문제에 대한 해로서의 적합도를 판정하는 함수이며 유전 알고리즘을 실제 문제와 연결시켜주는 역할을 한다. 적합도 함수의 설계에 따라 얻어지는 개체군이 달라지므로 주의 깊게 설계하여야 하는데 일반적인 적합도 함수의 설계 방법은 없으므로 하나의 문제에 대해서도 여러 가지 방법이 사용될 수 있다.

본 연구에서는 매번 적합도 함수를 실행할 때마다 시뮬레이션이 이루어지므로 시뮬레이션에서 얻어지는 파라미터를 이용하여 적합도를 판정하는 함수를 다음과 같이 구성하였다.

$$fitness(x) = \frac{1}{\sum_{n=0}^N (nT \cdot e_n^2 + nT \cdot ce_n^2)} \quad (3.12)$$

단, T 는 샘플링 주기, e 는 플랜트의 출력과 기준 신호간의 오차, N 은 Sampling numbers, ce 는 오차의 변화율이다. 여기서 사용한 적합도 함수는 오차와 오차변화를 최소로 하는 것을 목적으로 한다. 따라서 식 (3.12)와 같이 오차와 오차변화의 제곱누적을 적합도 함수의 항으로 사용하였다.

3.3.3 기본 연산자

① 재생산(Reproduction)

재생산 연산자는 선택 연산자라고도 하며 이것은 한 세대의 개체군으로부터 다음 세대의 개체군을 만들 때 현재 세대 내의 좋은 적합도 값을 갖는 개체를 높은 확률로 복제하기 위한 방법이다. 일반적으로 많이 사용되는 방법은 적합도 비례 선택법(Fitness proportionate selection)으로서 이 방법은 현재 개체군의 개체를 다음 세대로 복제할 때 현재의 개체의 적합도에 비례하도록 다음 세대의 복제확률을 정하는 방법이다. 따라서 평균치 이상의 적합도를 갖는 개체는 한 개 이상의 자식을 복제할 수 있으며 평균치 이하의 적합도를 갖는 개체는 자식을 복제하지 못할 확률이 높다.^[25]

본 연구에서 사용된 알고리즘은 적합도에 비례한 선택을 시행하기 위하여 사용되는 알고리즘인 가중 Roulette wheel 방식으로서 각 개체를 그 세대의 전체 적합도 합에 대한 각 개체의 적합도에 비례하도록 원판에 배열하고 0 보다 크고 전체 적합도 합계 보다 작은 난수를 발생시켜 원판에서 그 난수의 크기에 해당하는 위치의 개체를 선택하는 방법이다.¹²⁶⁾

② 교배

교배 연산자는 재조합 연산자라고도 하며 부모의 두 염색체를 조합하여 자식의 염색체를 만드는 연산이다. 위에서 다룬 재생산 연산자는 탐색 방향을 적합도가 가장 높은 개체 쪽으로 향하게 하지만 새로운 개체를 생성하지 못한다. 이를 해결하기 위해 자연계에서 자식이 부모에게서 각각의 형질을 물려받는 것과 같은 두 부모 개체를 선택하고 서로의 염색체를 조합함으로써 부모의 형질을 이어받는 새로운 개체를 만들어 낼 수 있다.

교배 연산자는 선택된 부모에 대해서 어떤 교배율(Crossover probability : P_c)을 적용하여 수행되며 그 과정은 다음과 같다. 먼저 재생산된 개체군에서 두 개의 스트링이 확률에 의하여 선택되어 짝지어지고 불규칙하게 교배점이 선택된다. 그 다음 교배점에서 스트링의 일부가 분리되고 서로 교환된다.

재생산과 교배는 기존의 정보를 사용하여 탐색을 더 나은 방향으로 진행 시킴으로써 유전자 알고리즘을 강력하게 만든다.¹²⁶⁾

③ 돌연변이

재생산과 교배가 많은 새로운 스트링을 만들어내기는 하지만 현재의 개체군에 비트 수준에서 새로운 정보를 제공하지 못한다. 이를 해결하기 위해

매우 낮은 확률(P_m)로 적용되는 돌연변이(Mutation)를 도입한다. 돌연변이를 적용함으로써 어떤 스트링에서 불규칙하게 선택된 한 비트가 발전된다.

돌연변이 연산은 과거에 잃어버린 특성을 되찾게 하거나 유전 알고리즘이 지역적 최적해에 빠지는 것을 방지하는 역할을 하지만 돌연변이 확률을 지나치게 높게 하면 유전 알고리즘을 불규칙 탐색에 가깝게 만든다.^[26]

3.3.4 알고리즘 제어 파라미터

유전 알고리즘의 기본 파라미터는 개체군의 크기 M , 교배율 P_c , 돌연변이 확률 P_m 이 있으며 유전 알고리즘의 탐색 성능은 이들 파라미터에 의해 많은 영향을 받는다. 유전 알고리즘은 탐색에 있어서 기존의 탐색결과를 최대한 이용하려는 경향과 새로운 영역을 탐색하려는 성질의 적절한 결합이 중요하다.^[22] P_c , P_m 값을 작게 하여 지역탐색의 성질을 강조하면 초기 조합에 적절한 해가 없을 경우 최적해를 구할 수 없게 되며 P_c , P_m 값을 크게 하여 전역탐색의 성질을 강조하면 초기에 적합도가 높은 탐색공간을 쉽게 찾지만 최적해로 수렴속도가 느려진다. 한편 개체군의 크기 M 을 작게 하면 적합도 계산에 필요한 시간을 절약할 수 있으나 개체간의 다양성을 빠르게 상실하여 최적해를 구하기 전에 수렴할 가능성이 커진다. 반대로 M 을 크게 하면 최적해를 구할 확률은 커지나 많은 기억장소와 연산시간을 소모한다.

그림 3.3은 유전 알고리즘의 전체 수행과정을 나타낸다.

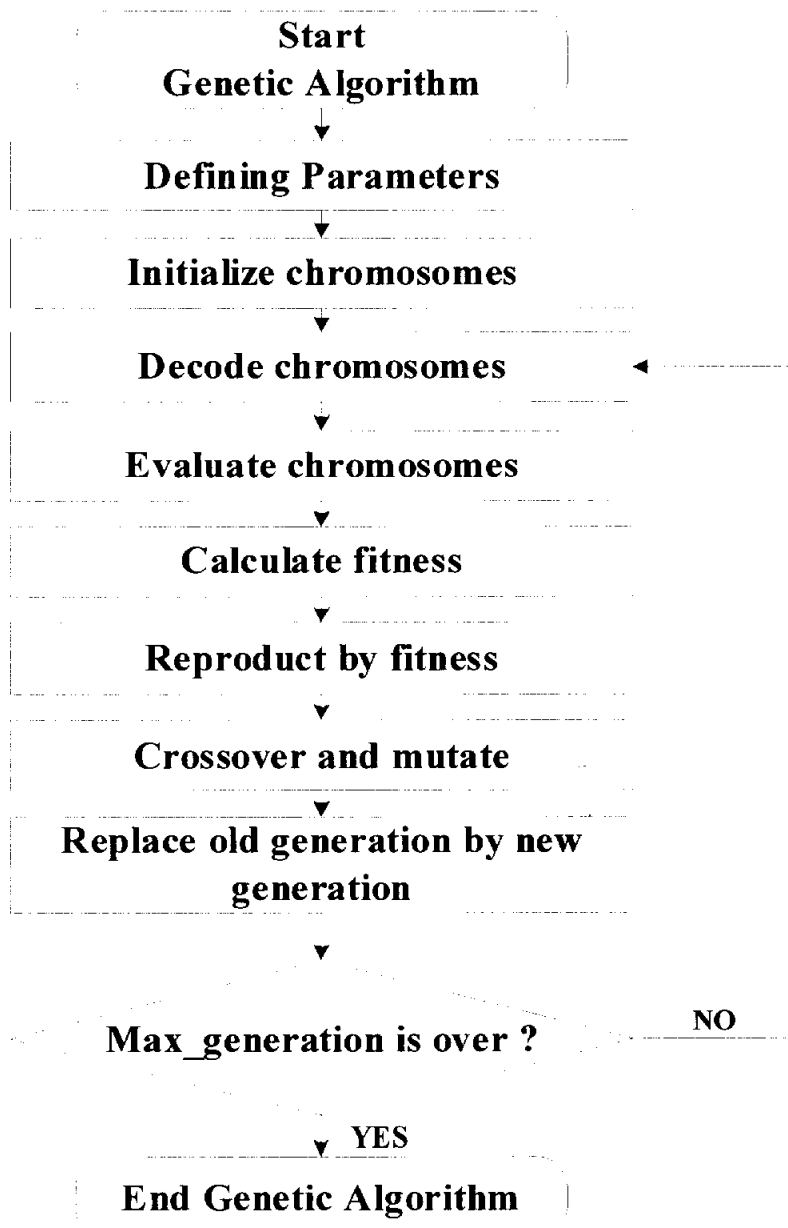


그림 3.3 유전 알고리즘 프로차트

Fig. 3.3 Flow diagram of genetic algorithm

3.4 유전 알고리즘을 이용한 퍼지 제어기

본 연구에서 제안하는 유전 알고리즘을 이용한 퍼지 제어기(GA-FLC)의 블록 다이어그램은 그림 3.4와 같다. 이는 일반적인 퍼지 제어기에 유전 알고리즘 부분을 추가한 구조를 하고 있다.

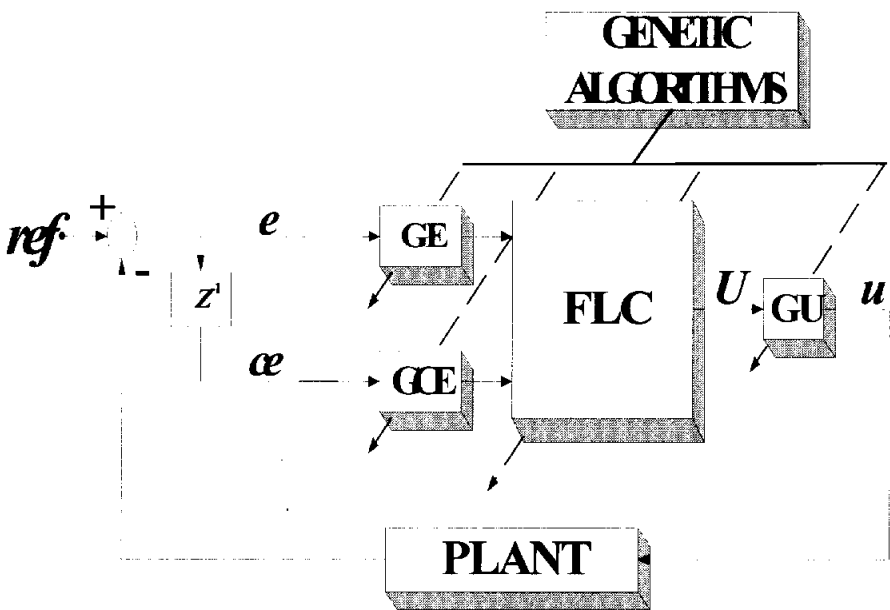


그림 3.4. GA-FLC의 블록도

Fig. 3.4. Block diagram of GA-FLC

유전 알고리즘에 의한 멤버쉽 함수와 퍼지규칙을 다음과 같이 정의한다. 이렇게 구성된 염색체는 하나의 긴 염색체를 구성하며 이 염색체를 사용하여 유전 알고리즘이 수행된다.

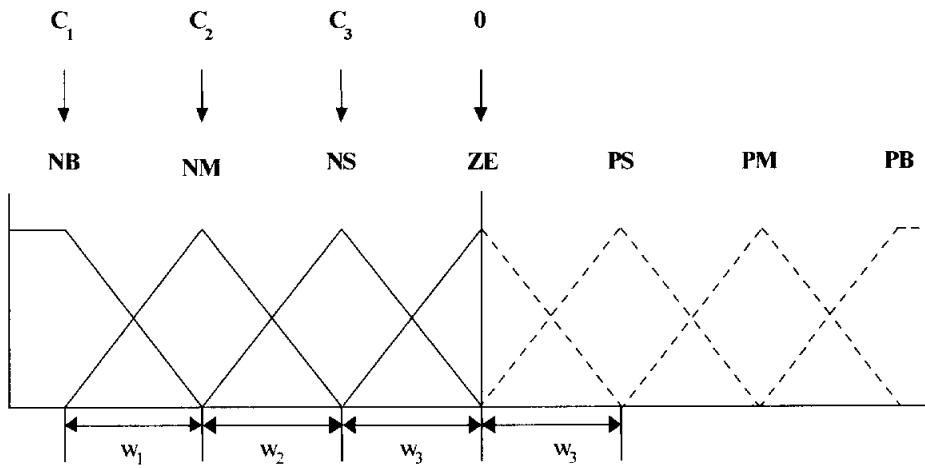


그림 3.5 대칭 구조 멤버쉽 함수

Fig. 3.5 Symetrical membership functions

본 연구에서는 유전 알고리즘의 수렴속도를 향상시키기 위하여 그림 3.5와 같이 ZE를 중심으로 대칭 구조 멤버쉽 함수를 이용하였다. 멤버쉽 함수가 대칭인 경우 찾아야할 셀의 수가 1/2로 축소되어 수렴시간이 빨라지는 장점이 있다. 본 연구에선 이용한 염색체의 구조는 그림 3.6과 같으며 꼭지점, 폭, 그리고 입력 및 출력 팩터 등 총 21개의 셀로 구성되어 있다.

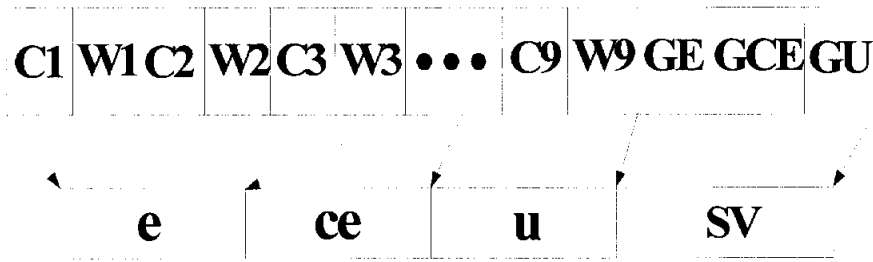


그림 3.6 염색체의 구조

Fig. 3.6 The structure of the chromosome

단, G_E , G_{CE} , G_U 는 각각의 스케일 벡터, W_i 는 멤버쉽함수의 폭, C_i 는 멤버쉽함수의 꼭지점이다. 세대를 진화시키는 요소는 앞의 염색체 구조와 다음의 평가 함수로 이루어진다. 이 평가함수는 시스템에 있어서 적합한 유전자인가를 평가 할 수 있는 적합도 함수이다. 여기서 사용한 평가함수는 오차와 오차변화를 최소로 하는 것을 목적으로 한다. 따라서 식 (3.12)과 같이 오차와 오차변화의 제곱누적을 평가함수의 항으로 사용하였다.

제 4 장 시뮬레이션

제안된 퍼지 제어기의 성능을 검증하기 위해 제 2 장에서 설명한 BLDC 모터에 대해서 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하였다. 컴퓨터 시뮬레이션에 사용된 유전알고리즘의 시뮬레이션 계수 및 모터의 파라메타는 표 (4.1), 표 (4.2)에 나타내었다.

표 (4.1)과 같은 조건에서 유전알고리즘으로 퍼지 제어기의 이득을 튜닝하는 데 소요되는 실행시간은 PC IV 1.5[GHz]로 약 3분 정도 소요되고 시뮬레이션에 사용된 프로그램은 C언어로 구성하였다. 본 연구에서 제안된 유전알고리즘을 이용한 퍼지 제어기와 성능을 비교하기 위해 시행착오법으로 튜닝한 PI 제어기를 사용하였다.

표 4.1 유전알고리즘의 시뮬레이션 계수

Table 4.1 Coefficients for simulation using GA

Parameters	Values
Population size	20
Number of generation	100
Crossover rate P_c	0.95
Mutation rate P_m	0.03

시뮬레이션 및 실험에 사용된 BLDC 모터의 제원은 표 (4.2)에 정리하였다.

표 4.2 BLDC Motor의 제원

Table 4.2 The specification of tested BLDC Motor

Parameters	Values
Rated Power	180 [W]
Rated current	3.5 [A]
moment of inertia	0.6 [$Kg \cdot m^2$]
Winding resistance	1.15 [Ω]
Winding inductance	0.92 [mH]
Number of poles	4
Rated Speed	3,000 [rpm]
Max. Speed	3,600 [rpm]
Max. value of the flux linkage	0.051 [Wb.t]
Rated Torque	0.48 [Nm]

그림 4.1은 세대별 적합도 수렴특성을 나타내었다. 그림에서 보는 바와 같이 세대가 증가함에 따라 적합도가 개선되고 있음을 알 수 있다. 이것은 퍼지 제어기가 유전 알고리즘에 의해서 최적화되고 있다는 것을 증명한다.

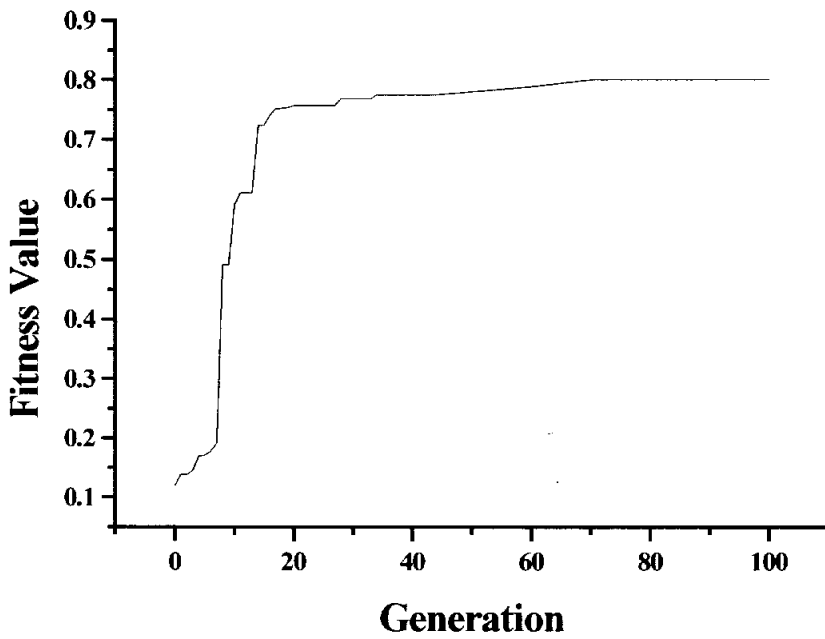


그림 4.1 세대별 적합도 추이

Fig. 4.1 The change fitness in each generation

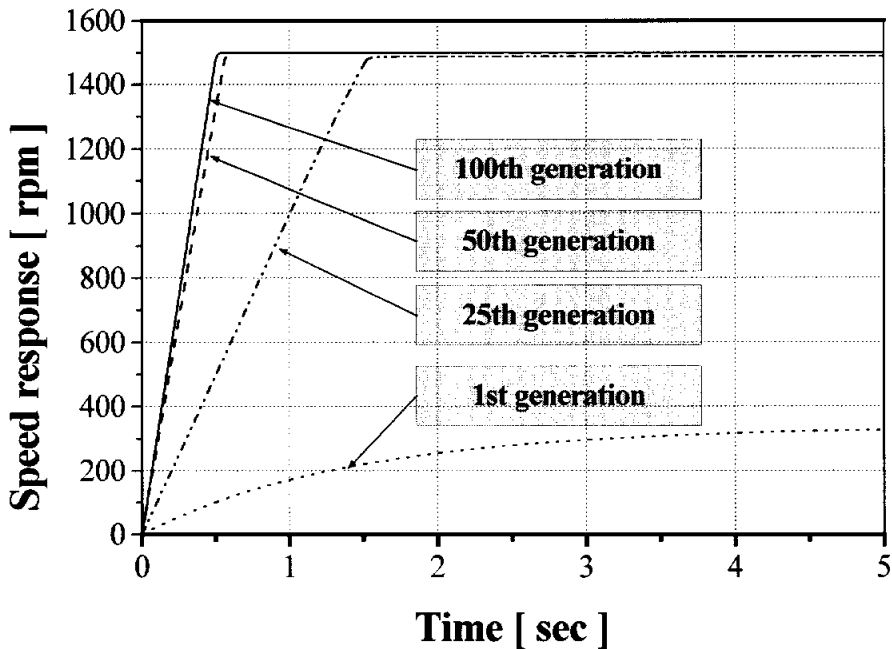
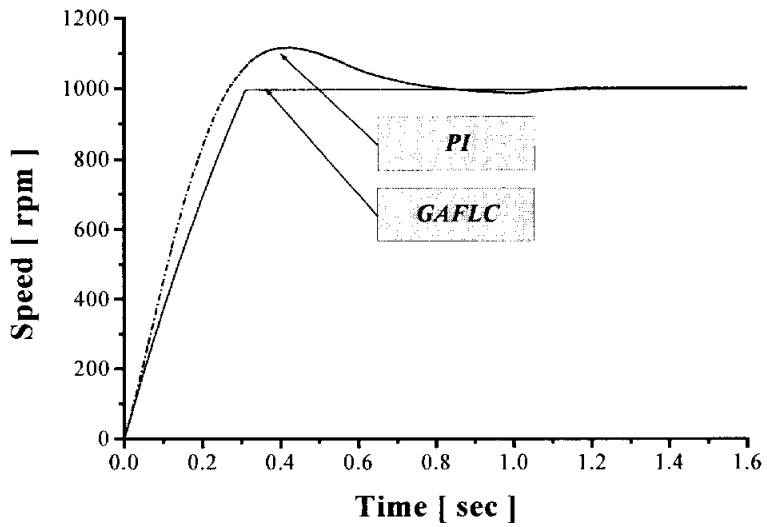


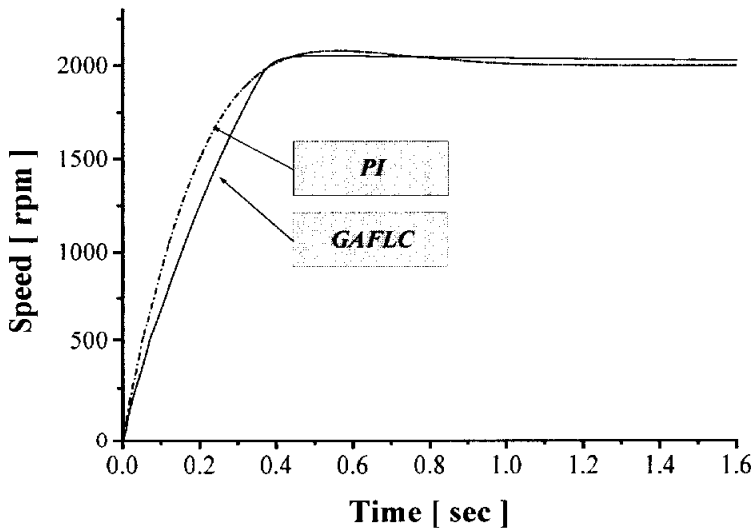
그림 4.2 세대의 변화에 따른 제어대상 플랜트의 출력의 변화
 Fig. 4.2 Output of controlled plant for different generations

그림 4.2는 유전 알고리즘을 이용하여 멤버쉽 함수의 꼭지점, 폭 그리고 입출력 팩터 21개를 학습시킨 결과이다. 1세대에서는 입출력 스케일 팩터가 맞지 않은 관계로 좋은 속도 응답을 얻을 수 없었으나 세대가 지나감에 따라 속도 응답의 성능이 향상되고 있음을 알 수 있다.

속도 응답을 확인하기 위해 1000, 2000, 3000[rpm]인 경우에 대한 속도 응답 결과를 그림 4.3, 그림 4.4에 나타내었다. 제안한 GA-FLC가 PI 제어기보다 빠르게 정상상태에 도달함을 알 수 있다.



(a) 스텝응답 1000[rpm]



(b) 스텝응답 2000[rpm]

그림 4.3 기준 속도가 1000, 2000[rpm]일 때의 속도응답

Fig. 4.3 Speed response in case of 1000, 2000[rpm]

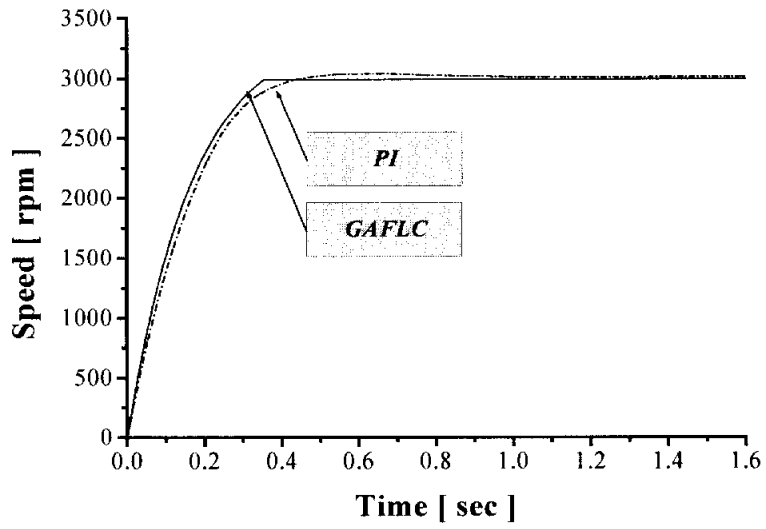
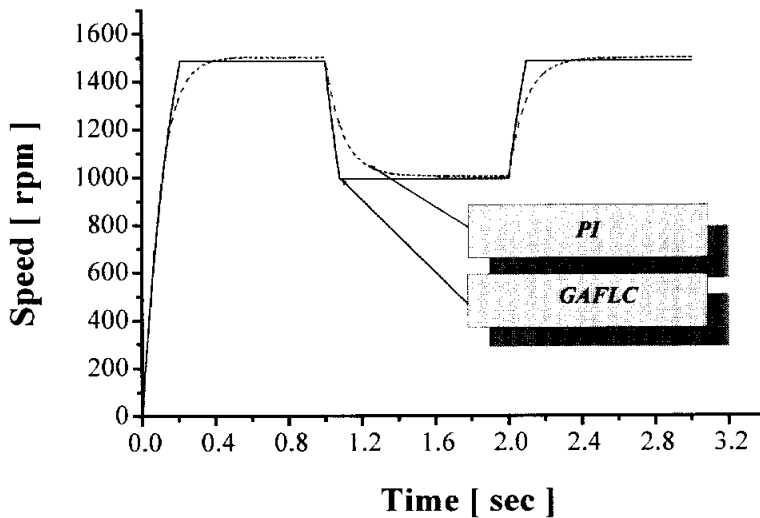


그림 4.4 기준 속도가 3000[rpm]일 때의 속도응답

Fig. 4.4 Speed response in case of 3000[rpm]

그림 4.5는 속도를 가변할 경우의 시뮬레이션 응답이다. 1[sec]에 1500[rpm]에서 1000[rpm]으로 속도를 감소하고 다시 2[sec]에서 1000[rpm]에서 1500[rpm]으로 증가 시킨 경우이다. 1000[rpm]으로 감소된 경우 약 0.5[sec], 다시 1500[rpm]으로 속도가 증가 한 경우 약 0.4[sec]정도 PI 제어 기보다 원하는 속도에 빠르게 수렴함을 보인다.



(1500[rpm]→ 1000[rpm]→ 1500[rpm])

그림 4.5 가변속 운전시 속도 응답

Fig. 4.5 Speed response during variable speed

속도를 일정하게 유지한 상태에서 외란이 인가 될 경우, PI 제어기와 GA-FLC의 속도 응답 특성을 비교하기 위하여 속도 1000, 2000, 3000[rpm]인 경우 부하를 무 부하에서 10[Nm]로 증가시켰을 때의 속도 응답파형을 각각 그림 4.6, 그림 4.7에 나타내었다. 대체적으로 PI 제어기보다 GA-FLC가 회복시간이 빠르게 나타나는 것을 알수 있다.

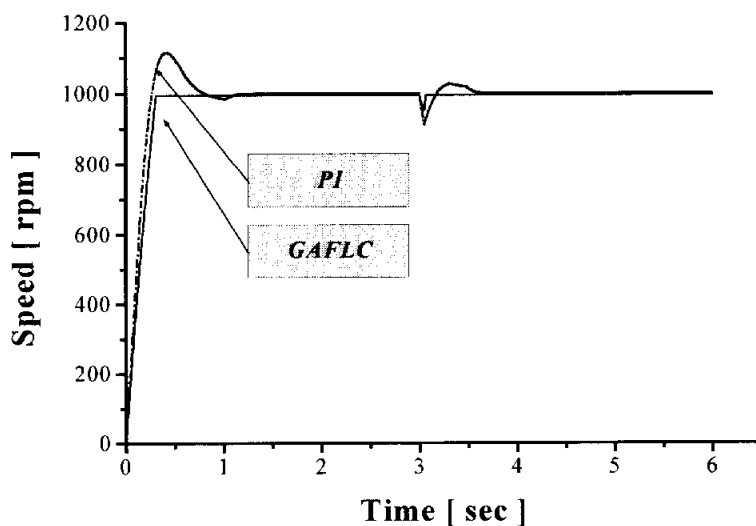
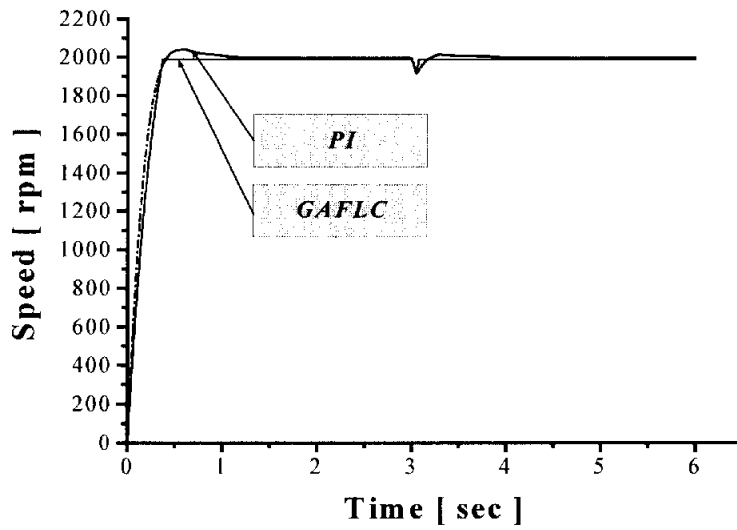
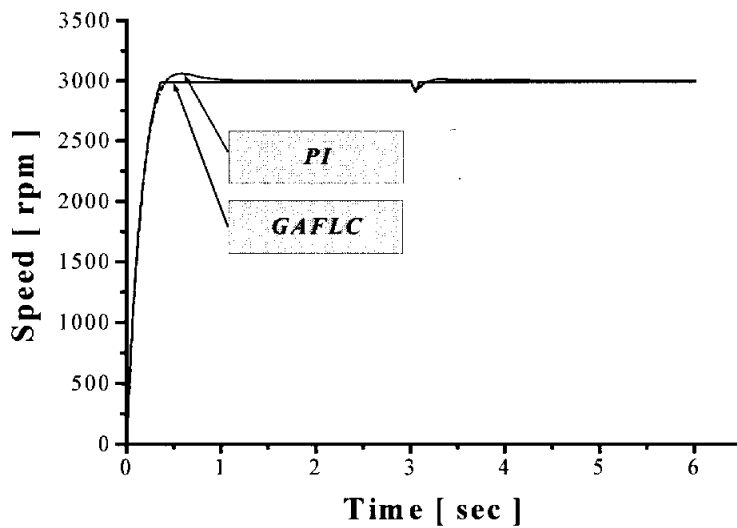


그림 4.6 부하인가시 속도응답특성(10[Nm])(1000[rpm])

Fig. 4.6 Speed response characteristics with load(10[Nm])



(a) 스텝응답 2000[rpm]



(b) 스텝응답 3000[rpm]

그림 4.7 부하인가시 속도응답특성(10[Nm])

Fig. 4.7 Speed response characteristics with load(10[Nm])

제 5 장 실험장치 및 결과

본 연구에서 제안한 알고리즘의 타당성을 확인하기 위하여 속도영역 및 부하영역에서의 모터 구동에 대한 광범위한 실험을 수행하였다.

5.1 실험장치 구성

BLDC 모터를 구동하기 위한 시스템의 구성도를 그림 5.1에 나타 내었다.

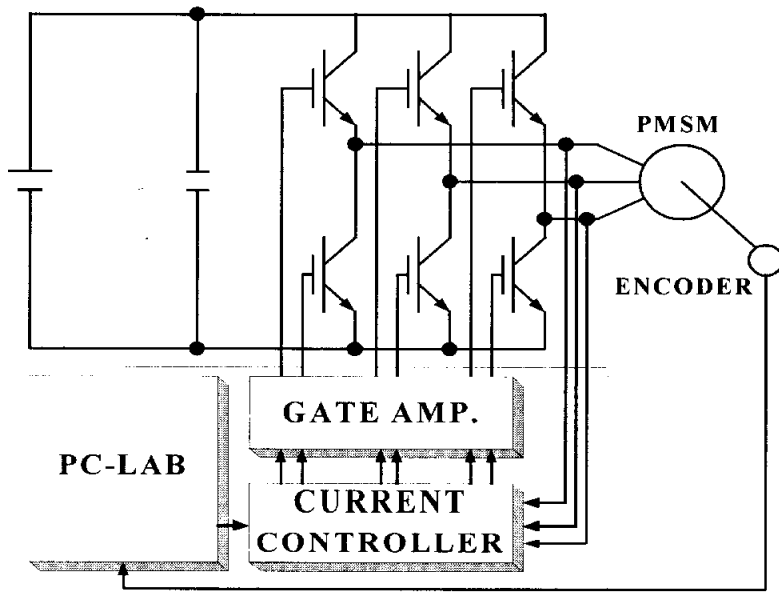


그림 5.1 BLDC Motor 모터의 제어시스템

Fig. 5.1 Control system of BLDC Motor

5.1.1 디지털 제어시스템

제안하는 제어 알고리즘의 구현, 연산 및 아날로그·디지털의 입출력을 위하여 PC-Lab(SYS-K033, PCL-726) 카드를 사용하였으며 각각의 카드를 간단히 소개하면 다음과 같다.

PCL-726은 폴사이즈 카드로서 12비트 D/A 채널 6개를 제공한다. 다음과 같은 범위에서 각각의 채널을 개별적으로 설정할 수 있다.

0 to +5 V, 0 to +10 V, +/-5 V, +/-10 V, 4 to 20 mA Current loop (sink)

산업용 환경에서 사용하기 위해 설계된 PCL-726은 다중 아날로그 출력 또는 Current loop가 필요한 어플리케이션을 위해 이상적이고 경제적인 솔루션이다. 아날로그 출력에 추가하여 PCL-726은 또한 16개의 디지털 출력 채널과 16개의 디지털 입력 채널을 제공한다. TTL 호환 D/I와 D/O 포트는 산업용 온/오프 제어 및 센서 어플리케이션에서 도터 보드와 쉽게 인터페이스가 가능하다.

SYS-K033은 2CH 엔코더를 연결하여 PC에서 16BIT 단위로 읽어갈 수 있는 Count가 내장되어 있고 각 대당 입력은 a, b상 및 z상을 입력받을 수 있고 고속 Photo Coupler 로 절연되어 있으며 Noise방지를 위해 Low Pass Filter회로가 각 입력마다 들어 있다.

본 연구에서는 엔코더의 신호를 SYS-K033의 한 채널로 받아들여 BLDC의 속도 및 초기위치를 계산한다. 계산된 데이터는 제안된 알고리즘에 적용된 후 PCL-726의 D/A채널을 통해 전류 제어기의 입력으로 사용된다. BLDC와 엔코더의 인위적인 결합에 의한 초기 Off set angle은 수작업으로 하고 미세조정은 프로그램 상에서 Off set을 주어 조정하였다. 그림 5.7은 엔코더와 BLDC 모터 각 상의 위상을 보여 주고 있다.

5.1.2 구동부 및 센서부

제어부와 전원부(Power module)의 드라이브단에 전원을 공급하기 위한 스위치모드 전원 공급기(Switched Mode Power Supply : SMPS), BLDC 모터를 구동하기 위한 전원부, 각 상의 전류신호 검출을 위한 전류 센서, 과전류 보호를 위한 전류 제어기, 제어신호를 증폭하기 위한 게이트드라이브(Gate driver)로 구성하였다.

실험에 사용한 엔코더는 (주)오토닉스의 회전당 1024펄스의 인크리메탈 엔코더를 사용하였으며 부하는 12[V] 20[W], 8[W] 전구를 3상 Y결선 하여 발전기에 연결하였다. 사용된 발전기는 실험에 사용된 모터와 동일한 사양을 사용하였다. 그림 5.2는 전류 제어기의 회로를 나타내었고 그림 5.4는 그림 5.2로 구현한 사진이다.

그림 5.3은 인버터의 게이트단과 절연 및 신호 증폭을 위해 TLP250을 사용한 게이트드라이브 회로이며 그림 5.5는 이를 구현한 사진이다.

그림 5.6에서는 Full load(180[W])로 운전중인 전체 시스템 구성을 나타내었다.

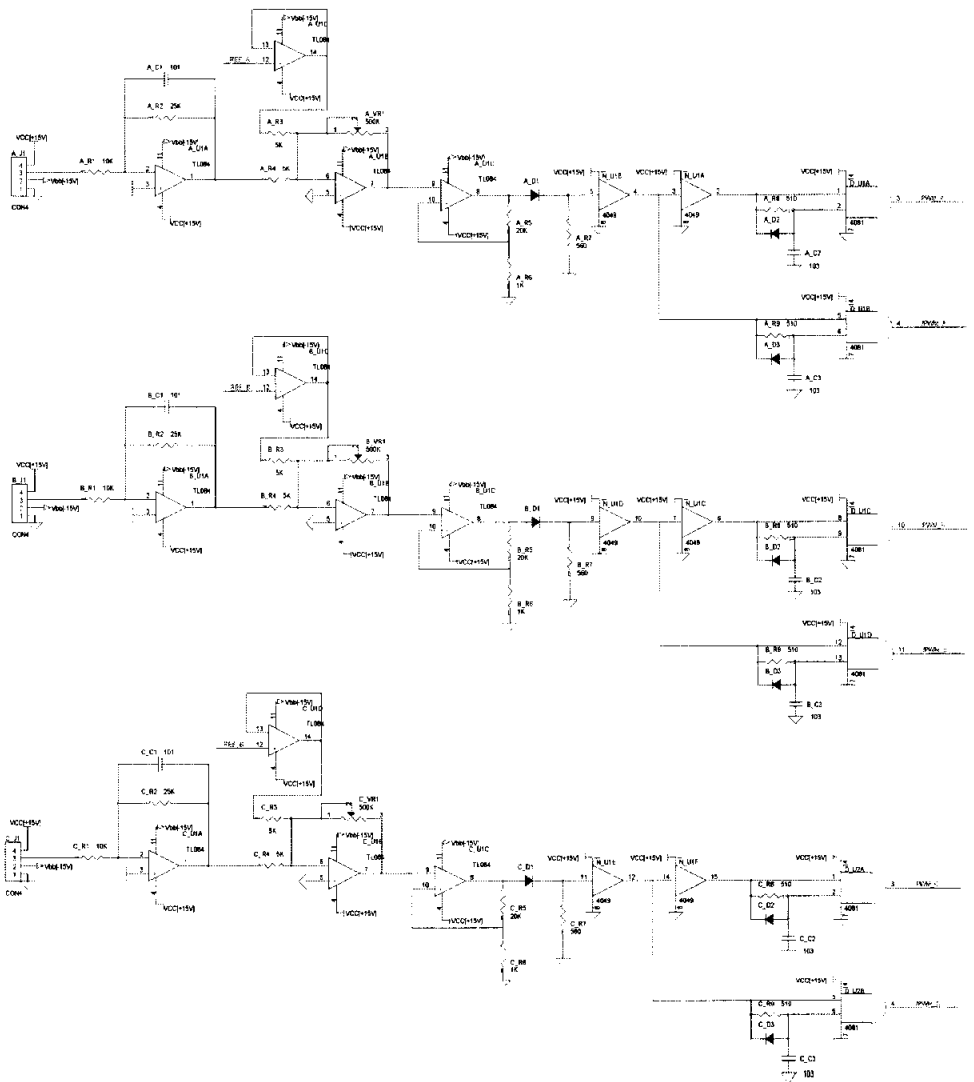


그림 5.2 전류 제어기 회로도

Fig. 5.2 The circuit of current controller

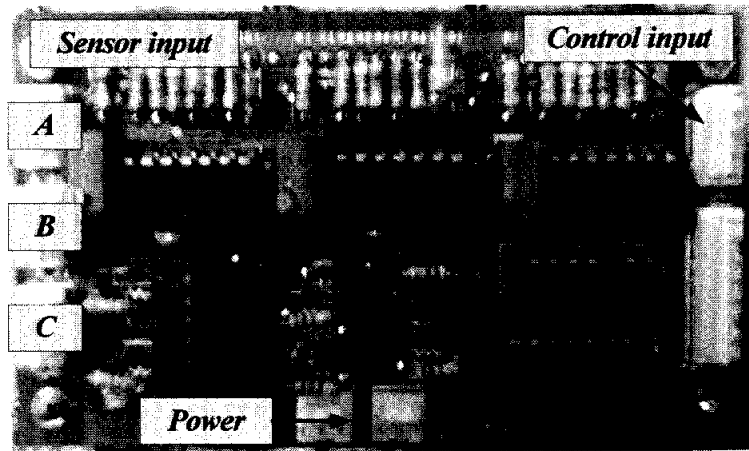


그림 5.4 전류 제어기 사진

Fig. 5.4 Photograph of Current controller

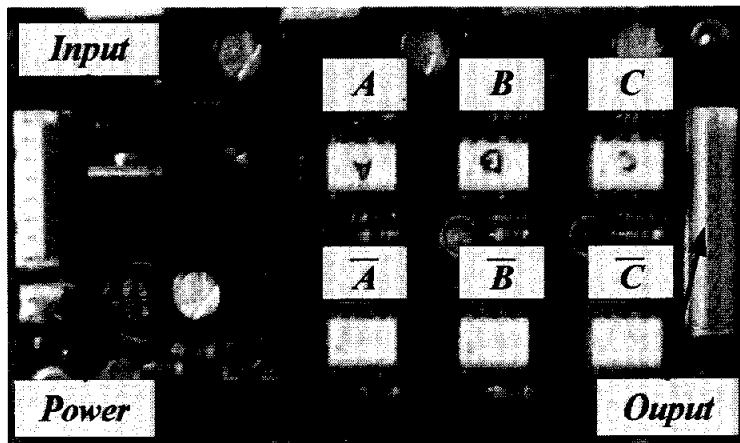


그림 5.5 게이트 앰프 사진

Fig. 5.5 Photograph of gate AMP.

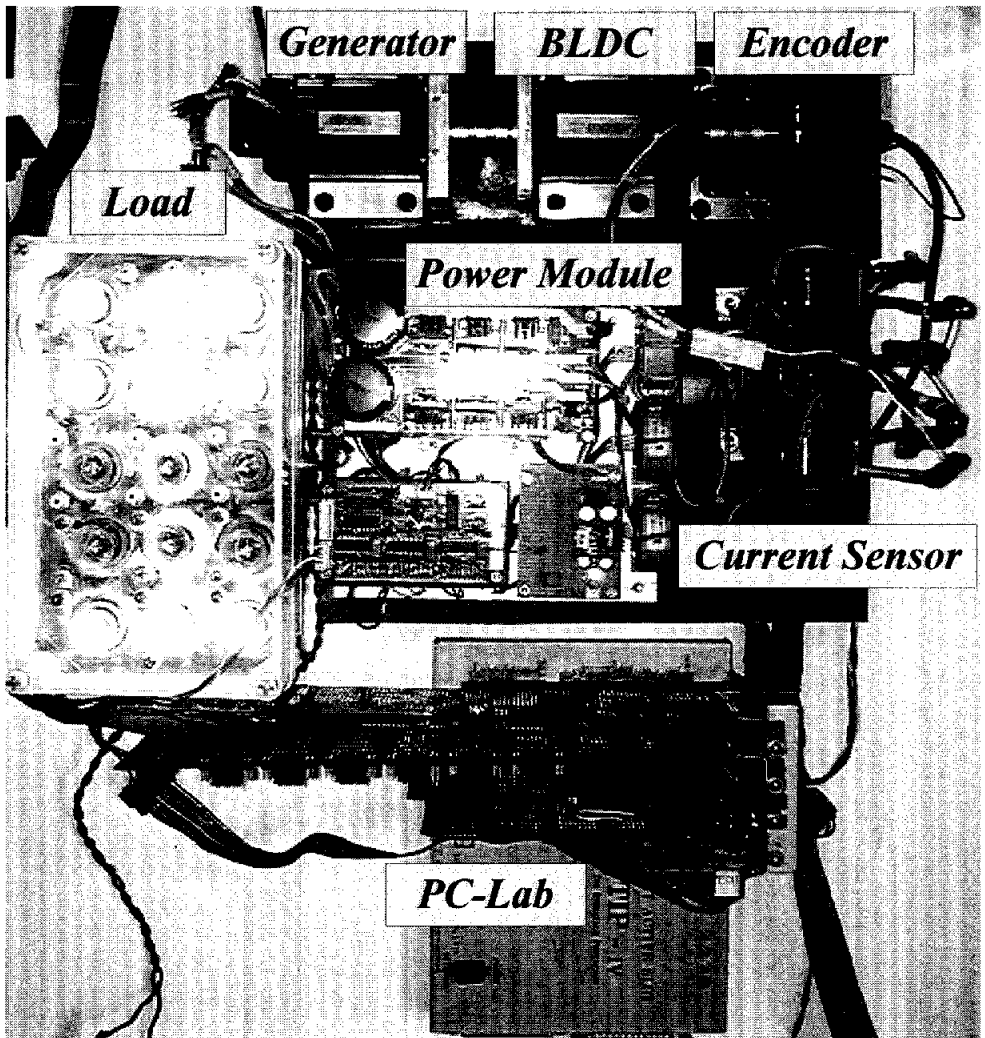


그림 5.6 BLDC 모터 구동 시스템 사진

Fig. 5.6 Photograph of a BLDC motor drive system

5.2 실험 결과 및 파형

그림 5.7은 BLDC 모터의 회전자 위치와 속도를 측정하기 위해 커플링한 엔코더의 각도와 BLDC 모터의 상 역기전력 및 선간 역기전력을 보여주며 BLDC와 엔코더의 인위적인 결합에 의한 초기 Off set angle은 거의 없음을 알 수 있다.

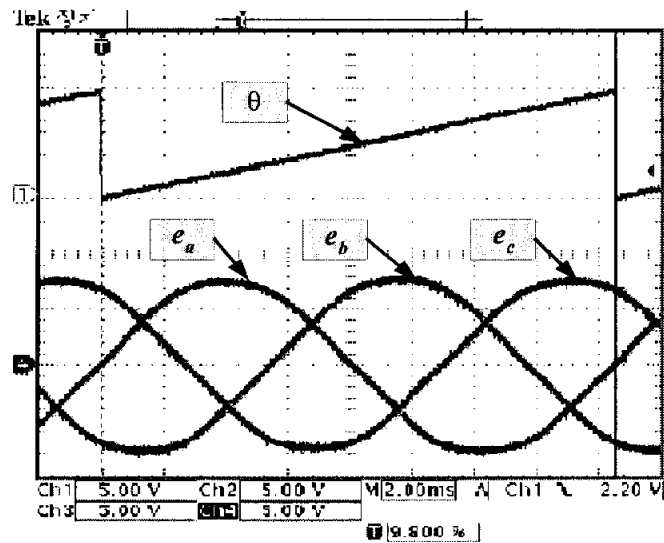
전 속도영역에 대한 응답특성을 확인하기 위해 시행착오법으로 튜닝된 PI 제어기와 GA로 튜닝된 퍼지 제어기의 응답특성 및 부하 변동시에 대한 영향을 그림 5.8부터 그림 5.13까지 속도 1000, 2000, 3000[rpm]에 대해서 실험을 수행하였다.

3000[rpm]에서 시행착오법으로 튜닝된 PI 제어기에 비해 GA-FLC가 정상 상태에 빠르게 추종됨을 알 수 있으며 전반적인 실험 파형을 보면 GA-FLC가 PI 제어기에 비해 상승시간이 약 100[ms] 정도 빠른 특성을 보여준다. 또한 외란 인가시 PI 제어기에 비해 빠르게 정상상태에 수렴함을 알 수 있다.

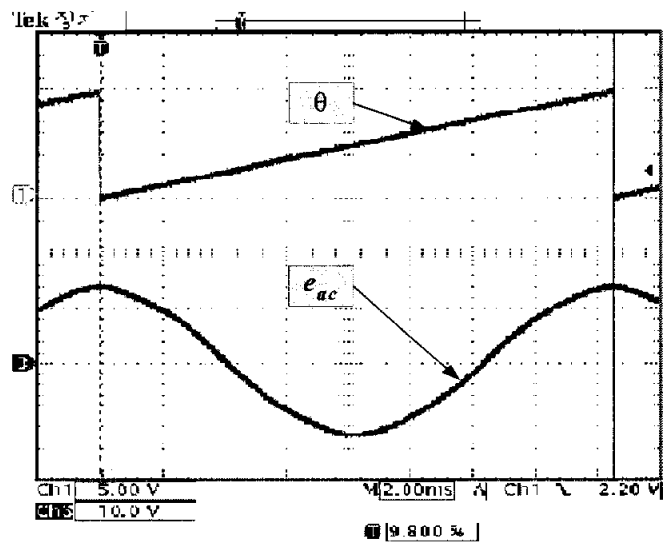
운전중 부하 변동시 특성을 확인하기 위하여 부하변동에 대한 실험을 수행하였다. 부하는 20[W] 전구 3개를 사용하였다. 속도명령을 2000[rpm]으로 설정하고 부하를 변동시켰을 때의 실험결과가 그림 5.14이다.

부하변동시 PI 제어기는 급변하는 부하변동에 민감함을 보이는 반면 GA-FLC는 정상상태에 빠르게 수렴함을 알 수 있다.

그림 5.15에서는 BLDC 구동시 상전류 파형을 나타내며 토크의 리플이 크게 나타남을 볼 수 있다.



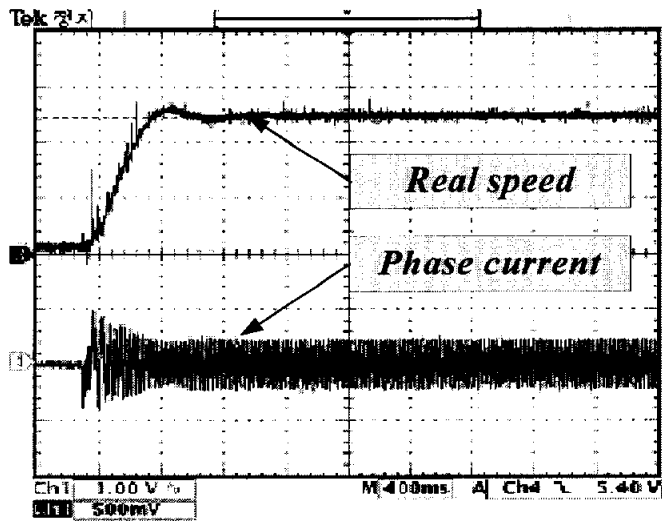
(a) 각 상 역기전력



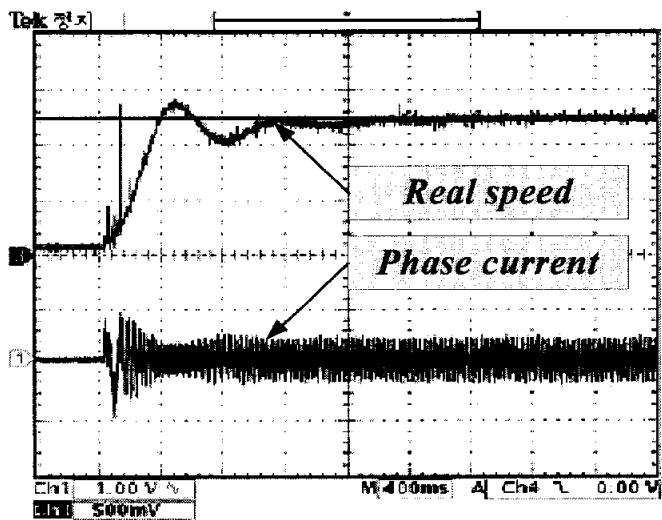
(b) 선간 역기전력

그림 5.7 각도와 역기전력(Off set angle = 0)

Fig. 5.7 Angle and EMF



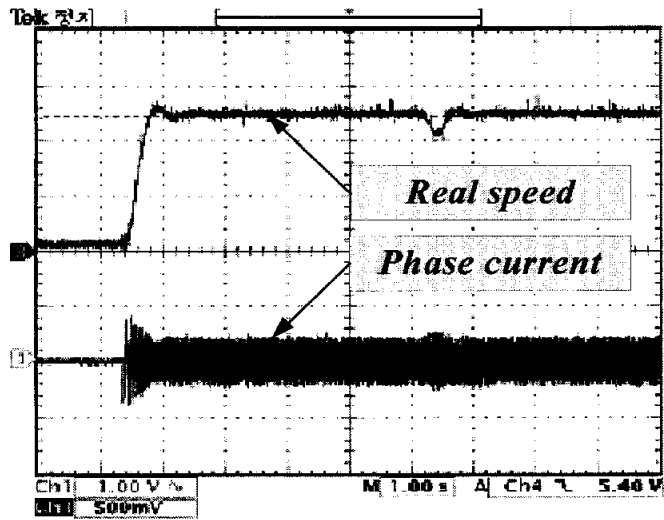
(a) GA-FLC



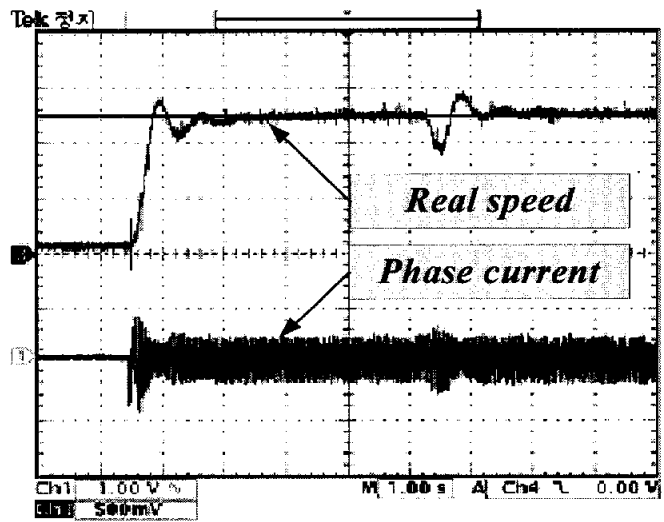
(b) PI 제어기

그림 5.8 기준속도 1000[rpm]에서의 응답 특성

Fig. 5.8 Response of the reference speed 1000[rpm]



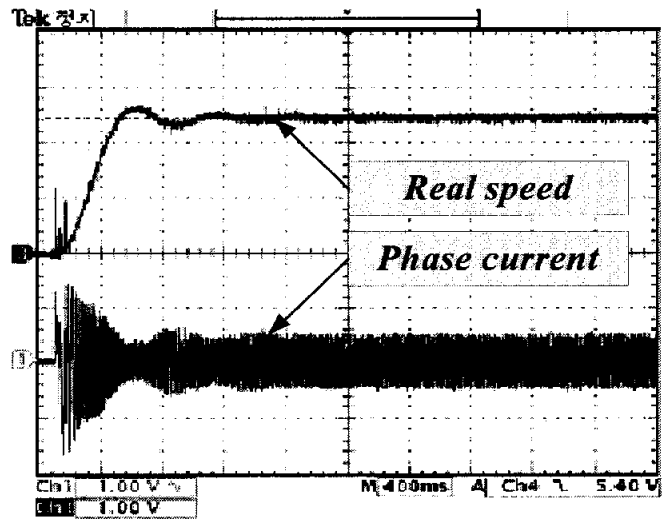
(a) GA-FLC



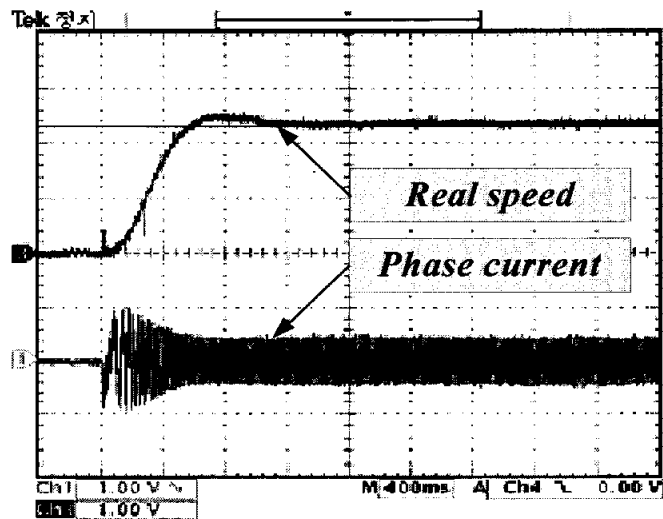
(b) PI 제어기

그림 5.9 외란 인가시 기준속도 1000[rpm]에서의 응답특성

Fig. 5.9 Response of the reference speed 1000 [rpm] with disturbance



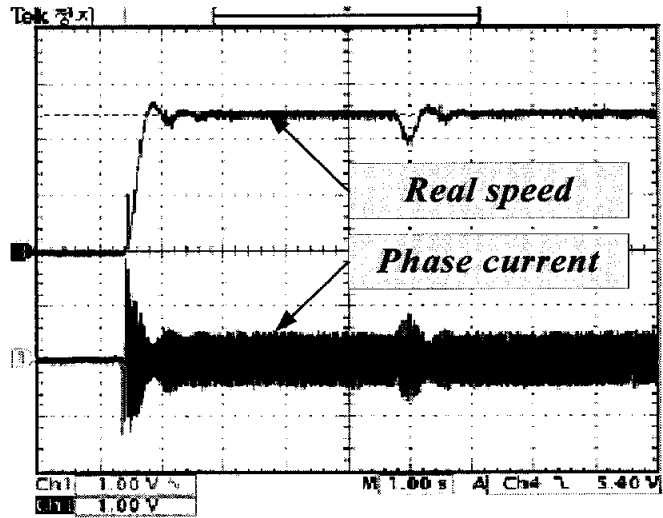
(a) GA-FLC



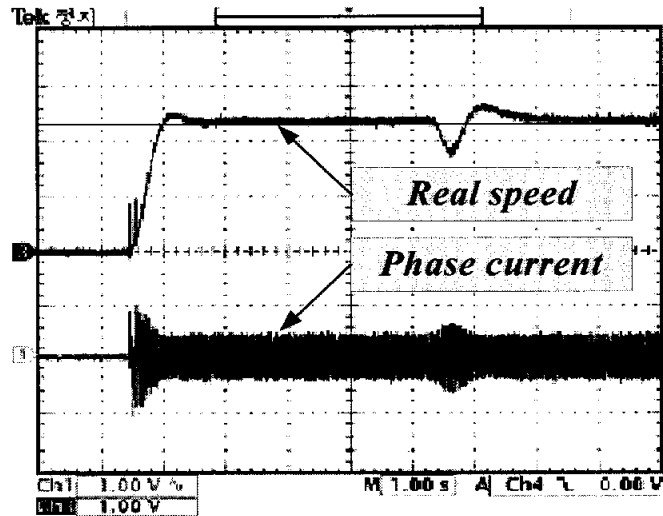
(b) PI 제어기

그림 5.10 기준속도 2000[rpm]에서의 응답 특성

Fig. 5.10 Response of the reference speed 2000[rpm]



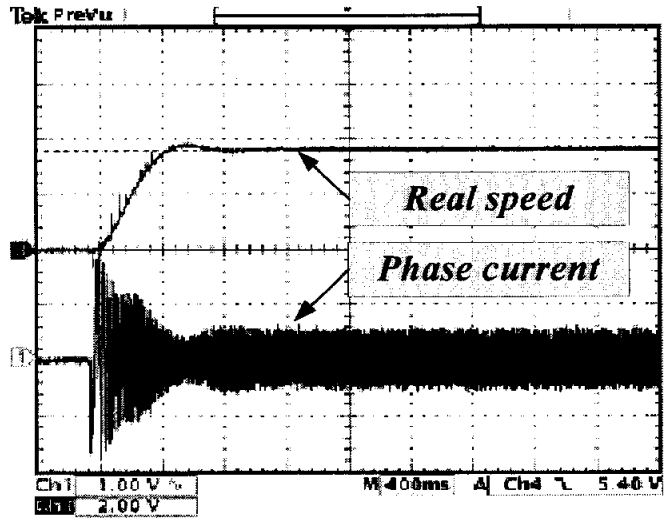
(a) GA-FLC



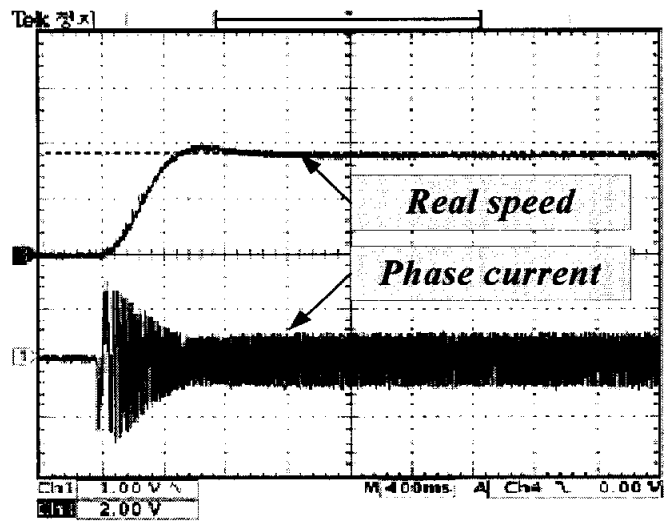
(b) PI 제어기

그림 5.11 외란 인가시 기준속도 2000[rpm]에서의 응답특성

Fig. 5.11 Response of the reference speed 2000[rpm] with disturbance



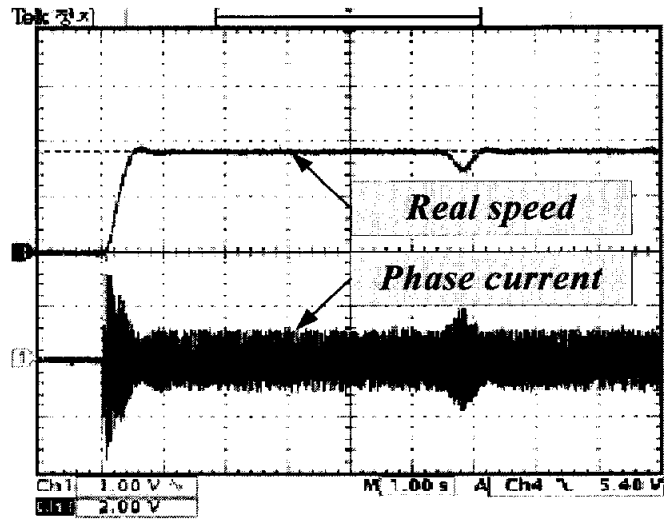
(a) GA-FLC



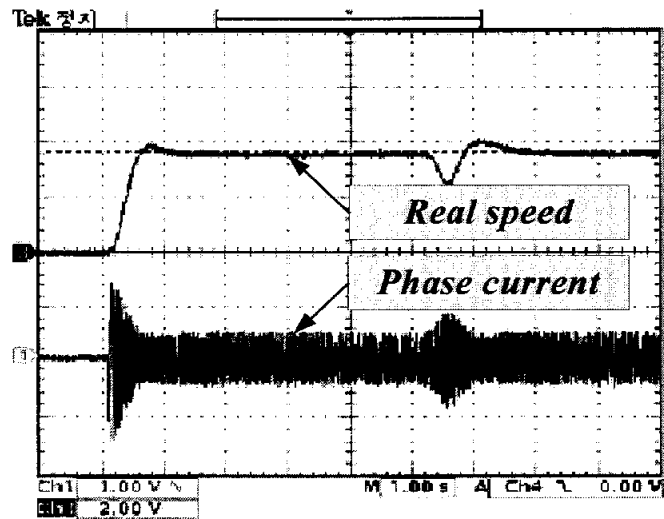
(b) PI 제어기

그림 5.12 기준속도 3000[rpm]에서의 응답 특성

Fig. 5.12 Response of the reference speed 3000[rpm]



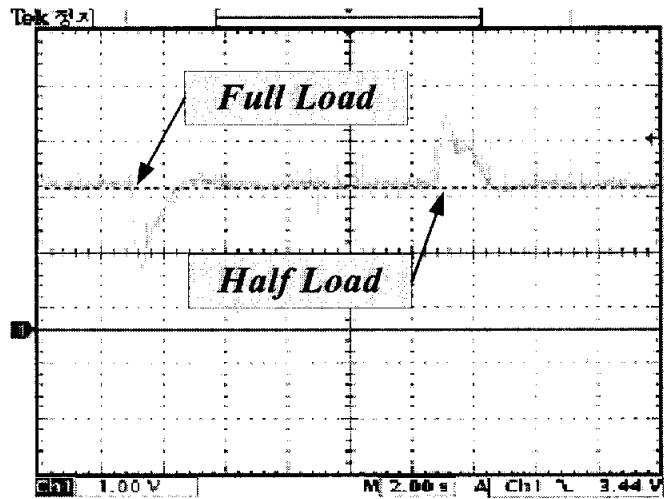
(a) GA-FLC



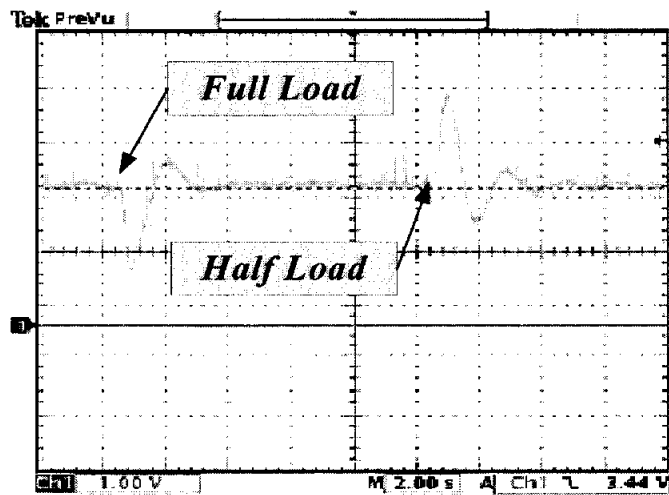
(b) PI 제어기

그림 5.13 외란 인가시 기준속도 3000[rpm]에서의 응답특성

Fig. 5.13 Response of the reference speed 3000[rpm] with disturbance



(a) GA-FLC



(b) PI 제어기

그림 5.14 부하 변화시 응답특성

Fig. 5.14 Response of the Load transformation

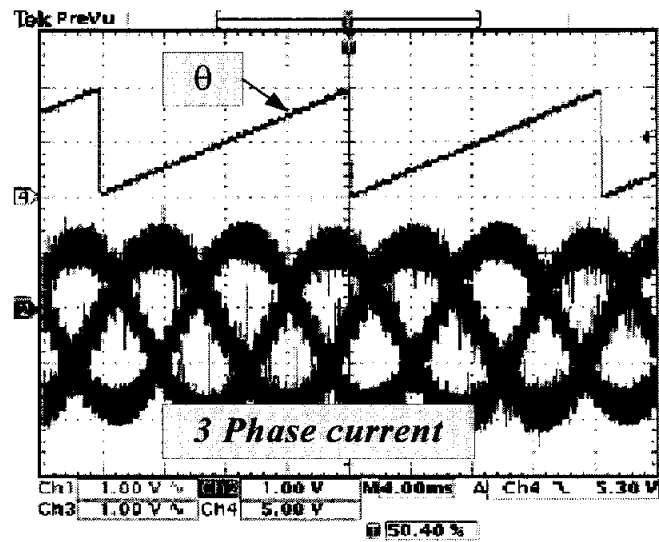


그림 5.15 전류 및 각도

Fig. 5.15 Current and angle

제 6 장 결 론

본 논문에서는 산업현장에서 산업용 로봇과 머시닝 센터를 비롯한 NC 공작 기계의 새로운 액추레이터로 사용되기 시작한 BLDC 모터의 속도제어를 수행 하였다. 이와 같은 BLDC모터의 속도제어를 위해 PI 제어기를 대처할 퍼지 제어기를 사용하였으며 퍼지 제어기의 입·출력 소속함수의 파라미터를 찾기 위해서 유전 알고리즘을 제안하였다.

제안된 알고리즘을 적용한 결과 지령속도에 대하여 실제속도가 양호하게 추종됨을 알 수 있었으나 기존의 PI 제어기 보다 정상상태 응답에 대한 결과는 만족할 만한 응답을 얻지 못했다. 하지만 부하변화에 대한 속도 변동폭이 기존의 PI 제어기에 비해 상당히 둔감한 반응을 보였으며 수렴 시간도 상당히 빠른 것을 볼 수 있었다. 또한 전류파형을 관찰한 결과 토크의 리플이 크게 나타남을 볼 수 있었다.

따라서 제안한 알고리즘은 부하와 속도가 변하는 응용분야에 적용하면 우수한 성능을 발휘할 것으로 사료된다.

향후 과제로는 모터의 정상상태 응답개선과 동시에 토크의 리플을 최소화 할 수 있는 제어 알고리즘 개발의 필요성과 Fuzzy 제어기의 입출력 소속함수의 파라미터들을 찾기 위해서 On Line 유전 알고리즘의 개발이 요구되어 진다.

참고 문헌

- [1] 100W급이하 고정전압 센서리스형 브러시리스 DC 모터 개발, 산업자원부.
- [2] J.R. Hendershot Jr and TJE Miller, "Design of Brushless Permanent-Magnet Motors, Magna Physics Publishing and Clarendon Press Oxford, 1994.
- [3] T. Kengo, S. Nagamori, "Permanent-Magnet and Brushless DC Motors", Clarendon Press, Oxford, 1985.
- [4] S. A. Nasar, I. Boldea, L. E. Unnewehr, "Permanent Magnet, Reluctance and Self-Synchronous Motors", CRC Press, 1993.
- [5] Yasuhiko Dote, Sakan Kinoshita, "Brushless Servomotors", Clarendon Press, Oxford, 1990.
- [6] Neyram Hemati, and Ming C.Leu, " A Complete Model Characterization of Brushless dc Motors",IEEE Trans, on Industry Applications, Vol.28 NO.1 Jan/Feb.1992.
- [7] Pragasen Pillay, and Ramu Krishnan, " Modeling, Simulation, and Analysis of Permanent-Magnet Motor Drives, Part 1 : The Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive ", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol .25, No. 2, March/April 1989.
- [8] Pragasen Pillay, and Ramu Krishnan, " Modeling, Simulation, and Analysis of Permanent-Magnet Motor Drives, Part 2 : The Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive ", IEEE Trans. on Industry Applications.
- [9] F. Betin, D. Pinchon and G. A. Capolino, "A time-varying sliding surface for robust position control of a DC motor drive", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, pp. 462-473, April, 2002.

[10] Wang Jang, Wang Jiajun, Zhao Zhongtang and Fei Xiangyang, "The application of optimal sliding mode control in DC motor", Proceedings of the 3rd World Congress on Intelligent Control and Automation, Vol. 4, pp. 3001-3004, 2000.

[11] Seung-Min Baek and Tae-Yong Kuc, "An adaptive PID learning control of DC motors", IEEE International Conference on Systems, Man, and Cybernetics, Vol. 3, pp. 2877-2882, 1997.

[12] D.S Reay, M.M Moud, T.C.Green, B.W. Williams, " Switched Reluctance Motor Control Via Fuzzy Adaptive System", IEEE Control Systems, 1994.

[13] S. Bolognani, M, Zigliotto, "Fuzzy logic control of a switched reluctance motor drive", Industry Applications Society Annual Meeting, Conference Record of the IEEE, pp. 2049-2054, Vol.3,1993.

[14] S.K Panda,vector X.M Zhu and P. K. Dash. "Fuzzy Gain Scheduled PI Speed Controller for Switched Reluctance Motor Drive",IECON'97

[15] Mahmood Nagrial, M.T. Qureshi, Mostafa A Mohamed," Fuzzy Logic Applications to High Performance Drives with] Special Reference to Reluctance Motor", Proc. of PEDS'97, vol.1, pp193~198,1997.

[16] P. Vas, Sensorless Vector and Direct Torque Control, Oxford Univ. Press, 1998.

[17] K. Rajashekara, A kawamura and K. Matsuse, Sensorless Control of AC Motor Drives, IEEE Press, 1996.

[18] Peter Vas, Electrical Machines and Drives - A space-vector theory approach, Clarendon Press, Oxford, 1992.

[19] 박성준, 박한웅, 김대웅, 백승면, 이만형, "중첩의 정리를 이용한 PMSM의 센스리스 제어에 관한 연구," 제어 자동화 시스템 공학회, Vol. 8, No.1,

pp.5-14, 2002.

[20] 박종진, 최규석, “ 퍼지 제어시스템 ”, 교우사 2001.

[21] 채석, 오영석, “퍼지 이론과 제어” , 청문각, 2000.

[22] 서호준, “비선형 계통의 적응 퍼지 슬라이딩 모드 제어기 설계 ”, 고려대학교 대학원 박사학위 논문, 2000.

[23] C.C. Lee, "Fuzzy Logic in Control System : Fuzzy Logic Controller- Part I , IEEE Trans. on systems Man.Cybern., Vol. 20, No.2, 1990.

[24] C.C. Lee, "Fuzzy Logic in Control System : Fuzzy Logic Controller- Part II, IEEE Trans. on systems Man.Cybern., Vol. 20, No.2, 1990.

[25] 임영도,이상부, “퍼지·신경망·유전자” , 영과일, 1996.

[26] Lin, C.T. and Lee, C.S., " Nueral Fuzzy Systems", Prentice-Hall, 1996.

Design of Fuzzy Controller for BLDC Motor Speed Control Using GA

Jong-Won Park

Department of Mechanical Design Graduate School
Pukyong National University

Abstract

BLDCM's use is increasing rapidly by actuator of industrial equipment and home appliances that efficiency is high in point of save energy. BLDCM has shortcoming that control degree and unit volume per output are good but are high price sit. Also, As compared with direct current motor with brush, It has hard control and expense costs because of electrical system special quality is non-linear unions between multi-inputs, phase current, the speed of revolution.

Fuzzy logic to control theory reference purge set theory control target plant because create control rule through relation of input and output instead of do modelling mathematically mathematical modelling of plant be no necessity, and has tenacious special quality to disturbance .Specially, purge controller is known as that express superior quality in speed control of non-linear such as electric motor.

But control rule, position function, general rule to create input and output gains depend on specialist's knowledge without general control of existing.

Made use of purge controller instead of PI controller that is used often by BLDC Motor's speed controller in this research, and used heredity algorithm to find parameters of input and output membership function of purge controller.

감사의 글

오늘이 있기까지 성심과 열의로써 지도하여 주신 권순재 교수님께 먼저 깊은 감사를 드립니다. 논문 심사과정에서 따끔한 질책과 아울러 격려를 아끼지 않으셨던 김상봉 교수님, 정영석 교수님께 거듭 감사의 마음을 올립니다.

본 논문이 완성될 때까지 충고와 격려를 아끼지 않고 지도하여 주신 동명대학 박성준 교수님, 동의공업대학 원태현 교수님, 부산기능대학 박래방 교수님께 감사를 드립니다. 아울러 학자의 자세로 지도해 주신 부경대학교 기계공학부의 모든 교수님께도 감사를 드립니다.

그리고 전력전자 실험실에서 많은 기간을 연구하며 생활하는 동안 부족한 후배의 앞날을 위해 관심과 지도, 격려를 아끼지 않으신 손정기, 조학래, 김태화, 신기수, 홍정표 선배님께 감사드리며, 항상 옆에서 서로에게 힘이 되어 준 나의 동기 최부식님께 진심으로 감사드립니다. 그리고 어려운 부탁에도 성의를 다해주신 김효제, 권용찬, 정재용, 최은혁 후배님들에게도 감사드립니다. 여건은 모두 달랐지만 한가지 길로 전진하며 고락을 같이 했던 기계공학부 실험실 선후배님들에게 감사드립니다. 앞으로 좋은 결실을 맺으시길 바랍니다.

오늘이 있기까지 저를 사랑으로 길러주셨으며, 언제나 안쓰러운 마음으로 저를 지켜봐 주신 어머님께 깊은 감사를 드립니다. 이 조그마한 저의 완성이 있기까지 희생만으로 뒷바라지를 해 주신 어머니에 대한 마음의 빔을 조금이나마 덜어드리는 계기가 될 수 있기를 바라며 이 한편의 논문을 올립니다. 그리고 사랑하는 동생 미정아, 종성아와 함께 이 기쁨을 나누고 싶습니다.

끝으로 항상 저를 걱정해 주시고 격려해주신 모든 분들께 감사의 마음을 전하며 행복을 빌어 봅니다.

2003년 8월

박 종 원을림