



저작자표시-비영리-동일조건변경허락 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.
- 이차적 저작물을 작성할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



동일조건변경허락. 귀하가 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공했을 경우에는, 이 저작물과 동일한 이용허락조건하에서만 배포할 수 있습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 [이용허락규약\(Legal Code\)](#)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

[Disclaimer](#)

工學碩士 學位論文

영구자석 직류전동기의 센서리스
속도제어에 관한 연구

A Study on the Sensorless Speed Control of Permanent Magnet
Direct Current Motor



2011年 8月

韓國海洋大學校 大學院

메카트로닉스工學科

金 玄 哲

本 論文을 金玄哲의 工學碩士 學位論文으로 認准함.

委員長 工學博士 李 成 根 印

委 員 工學博士 金 成 煥 印

委 員 工學博士 吳 世 眞 印



2011年 8月

韓國海洋大學校 大學院

목 차

목 차	i
그림 목차	iii
표 목차	v
Abstract	vi
기호 및 약어	viii
1. 서 론	1
1.1 연구배경 및 동향	1
1.2 연구 목적과 구성	2
2. 직류전동기의 개요	4
2.1 직류전동기의 구동원리	4
2.2 직류전동기의 수학적 모델링	7
2.3 직류전동기 속도 제어방식	9
2.3.1 전기자전압 제어 방식	10
2.3.2 계자 제어 방식	11
2.3.3 저항 제어 방식	12
2.4 영구자석 직류전동기	13
3. 영구자석 직류전동기의 센서리스 속도제어	17
3.1 제어알고리즘	17
3.2 히스테리시스 제어	19
4. 시뮬레이션 및 검토	21
4.1 본 논문에서 제안한 센서리스 제어방식의 시뮬레이션	21
4.2 시뮬레이션 결과 검토	25

5. 실험 및 고찰	27
5.1 실험장치의 구성	27
5.2 실험결과 검토	35
6. 결론	38
참고문헌	39



그림 목차

Fig. 2.1 Fleming's left hand rule.	4
Fig. 2.2 Rotation principle of DC motor 1.	5
Fig. 2.3 Rotation principle of DC motor 2.	5
Fig. 2.4 Rotation of DC motor.	6
Fig. 2.5 Equivalent circuit of DC motor.	7
Fig. 2.6 Dynamic model of DC motor.	9
Fig. 2.7 Armature voltage control method of separate excitation field DC motor.	10
Fig. 2.8 Armature voltage control method of permanent magnet DC motor.	11
Fig. 2.9 Field current control method of separate excitation field DC motor.	12
Fig. 2.10 Field current control method of separate excitation field DC motor.	13
Fig. 2.11 Permanent magnet DC motor.	14
Fig. 2.12 Equivalent circuit of permanent magnet DC motor.	14
Fig. 3.1 Input and output variables of DC motor.	17
Fig. 3.2 Input and output variables of numerical model.	18
Fig. 3.3 The block diagram of sensorless speed control system by the hysteresis controller.	19
Fig. 3.4 Characteristics of torque hysteresis comparator.	20
Fig. 4.1 Simulation responses for step change of speed setting. (0→200[rpm])	23
Fig. 4.2 Simulation responses for step change of speed setting and load torque.(0→500[rpm], (0→4[N·m])	23
Fig. 4.3 Simulation responses for step change of speed setting and load torque.(0→2000[rpm], (0→4[N·m])	24
Fig. 4.4 Simulation responses for step change of speed setting. (1000→-1000[rpm])	24

Fig. 4.5 Simulation responses for step change of speed setting and load torque with increasing about 6[%] resistance of armature coil. (0→1000[rpm]),(0→4[N·m])	25
Fig. 5.1 Overall permanent magnet direct current drive system.	28
Fig. 5.2 Communication data of communication board.	30
Fig. 5.3 Configuration of communication circuit.	31
Fig. 5.4 Configuration of the experimental devices.	33
Fig. 5.5 Configuration of the controller.	34
Fig. 5.6 Configuration of the communication and dynamometer.	34
Fig. 5.7 Experimental responses for step change of speed setting. (0→200[rpm])	36
Fig. 5.8 Experimental responses for step change of speed setting and load torque.(0→500[rpm], (0→4[N·m])	36
Fig. 5.9 Experimental responses for step change of speed setting and load torque.(0→2000[rpm], (0→4[N·m])	37
Fig. 5.10 Experimental responses for step change of speed setting. (1000→-1000[rpm])	37

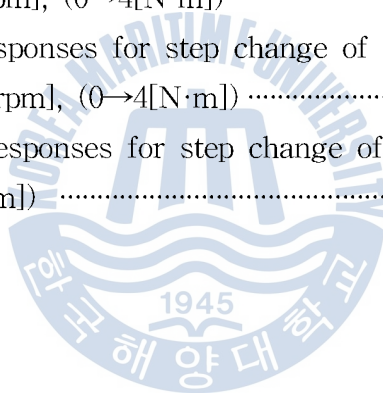


표 목차

Table. 4.1 Parameters of permanent magnet motor used for computer simulation and experiment & constants.	21
---	----



A Study on the Sensorless Speed Control of Permanent Magnet Direct Current Motor

Hyeun-Chul, Kim

Department of Mechatronics Engineering,
Graduate School, Korea Maritime University

Abstract

The variable drive systems recently have been required in many industrial parts. To control the speed for a motor, the system usually requires the motor speed sensor. However, there are many problems in case of using speed sensors. A sensor requires a mounting space on the motor, reduces the reliability, and increase cost of the drive system.

Therefore various sensorless control algorithms have been proposed for the elimination of sensors.

This paper proposes a new sensorless speed control scheme of permanent magnet DC motor using a numerical model and hysteresis controller, which requires neither shaft encoder, speed estimator nor PI controllers.

By supplying the identical instantaneous voltage to both model and motor in the direction of reducing torque difference, the rotor speed approaches to the model speed, namely setting value and the system can control motor speed precisely.

As the numerical model whose electric parameters are the same as those of the actual motor is adopted, the armature rotating speed can be converged to the setting value by controlling torque on both sides to be equalized.

And the hysteresis controller controls torque by restricting the torque errors within respective hysteresis bands, and motor torque are controlled by the armature voltage.

The simulation and experiment results indicate good speed and load responses from the low speed range to the high, show accurate speed changing performance.



기호 및 약어

B	: 공극 자속밀도 [wb/m^2]
B_m	: 마찰계수 [$N\cdot m/(rad/s)$]
E	: 유기전압 [V]
e_f	: 역기전력 [V]
F	: 전자력 [N]
i_a, i_{am}	: 전동기 및 모델의 전기자전류 [A]
i_f, i_{fm}	: 전동기 및 수식모델의 계자전류 [A]
J	: 관성모멘트 [$Kg\cdot m^2$]
K_t	: 계자전류가 일정할 때의 토크 상수 [$N\cdot m/A$]
K_c	: 역 기전력 상수 [$V/rad/s$]
L_{aa}	: 전기자 자기인덕턴스 [H]
L_{ff}	: 계자 자기인덕턴스 [H]
L_{af}	: 상호 인덕턴스 [H]
p	: 미분연산자
r_a	: 전기자저항 [Ω]
r_f	: 계자저항 [Ω]
T	: 토크 [$N\cdot m$]
T_e, T_{em}	: 전동기 및 수식모델의 출력토크 [$N\cdot m$]
T_l	: 부하토크 [$N\cdot m$]
P_e	: 기계적 출력
V_{dc}	: 직류링크전압 [V]
v_a^*	: 전기자전압 인가 지령 값 [V]
v_a, v_{am}	: 전동기 및 모델의 전기자전압 [V]

v_f, v_{fm}	: 전동기 및 모델의 계자전압[V]
ω_r, ω_{rm}	: 전동기 및 모델의 각속도 [rad/s]
$\hat{\omega}_r$: 추정 전동기 각속도 [rad/s]
M	: DC motor
PM	: Permanent magnet
A/D	: Analog to digital
IGBT	: Insulated gate bipolar transistor
PC	: Personal computer
PWM	: Pulse width modulation



1. 서 론

1.1 연구배경 및 동향

전동기의 종류를 살펴보면 크게 직류기와 교류기 그리고 기타 전동기로 분류할 수 있다. 그 중 직류전동기는 전동기 중에서 자속 및 토크 제어가 간단하고 속도제어가 가장 용이하며 과도응답 특성이 우수하여 광범위하고 정밀한 속도 제어가 가능하기 때문에 수천[kW]의 대용량 전동기에서 수[mW]의 서보용 소형 전동기에 이르기까지 다방면의 용도에 사용되고 있으며, 자동제어의 발전과 더불어 그 역할이 증대되고 있다.

일반적으로 직류전동기의 속도제어법에는 계자제어법, 저항제어법 그리고 전기자전압제어법이 사용되는데 계자제어법은 고속영역에서 정류가 나빠지는 단점이 발생하고, 저항제어법은 전력효율이 나빠져 비경제적인 제어 방법이다. 따라서 직류전동기의 속도제어에는 연속적인 제어가 가능하고 효율이 좋으며 전압의 가감이 쉬운 전기자전압제어법이 주로 사용된다.

기존의 직류전동기 속도제어에는 아날로그제어 방식이 적용되었으나, 최근에는 마이크로프로세서를 이용한 디지털제어 방식으로 전환되고 있다. 직류전동기 속도제어에는 정도가 높은 속도센서가 요구되는데 그 가격이 고가이기 때문에 전체시스템의 가격을 크게 상승시킨다. 그리고 속도센서를 사용할 경우 회전자의 속도를 연속적으로 검출할 수 있다는 장점이 있으나, 부가적인 회로와 프로그램이 추가되어 전체 시스템이 복잡해진다. 또한, 속도센서의 구조는 기본적으로 광센서와 빛을 투과하는 유리판, 광 신호를 외부로 보내는 전송회로 등으로 구성되는데 이러한 구조로 인하여 주위온도가 고온, 저온으로 될 경우나 작동환경에 진동, 분진, 습기 등이 심하게 될 경우에는 속도센서가 오동작할 확률이 많아 신뢰성에 문제가 발생할 수 있다. 그리고 대부분의 속도센서는 전동기 축의 한쪽 끝에 커플러를 이용하여 부착하도록 제작이 되어 전동기 설계가 공이 복잡해지고 전동기 축 방향 길이가 길어지는 단점이 생긴다.

이와 같은 문제점들을 해결하기 위해 속도센서를 사용하지 않는 제어 즉, 센서리스 속도제어에 대한 연구가 진행되어 왔다. 기존의 센서리스 속도제어 방법에는 전기자전압, 전류 및 계자전류로부터 전동기의 회전수를 추정하는 방법이 사용되어 왔다.

1.2 연구 목적과 구성

본 논문에서는 양호한 제어특성을 얻을 수 있으며 간단하면서도 강인한 특성을 갖는 새로운 영구자석 직류전동기 센서리스 속도제어 방법을 제안하며, 제안된 방식의 우수성을 입증하고자 한다.

본 논문에서 제안한 센서리스 속도 제어방식은 실제 영구자석 직류전동기와 수식모델의 토크 차이를 억제하도록 전압을 인가함으로써 전동기의 속도가 설정치인 모델의 속도를 추종하도록 하는 방식을 사용하였는데, 이 방법은 기존의 방식에서 사용된 속도추정을 필요로 하지 않고 토크를 계산하여 간접적으로 속도제어를 실현하는 센서리스 속도 제어방식이다. 즉, 영구자석 직류전동기는 전기자전압을 입력으로 받아 전기자전류 및 속도를 출력으로 내보내는 시스템으로 간주될 수 있으므로 제어대상인 전동기와 전기적 파라미터가 동일한 수식 모델을 취하여 양자의 토크가 같아지도록 제어함으로써 직류전동기의 출력인 회전자속도를 모델의 입력인 속도지령치에 접근시킨다.

히스테리시스 제어는 순시 토크를 제어하는 방법으로 토크 지령치와 영구자석 직류전동기의 전기자전압 및 전류 정보를 이용하여 추정된 현재의 토크를 비교하여 오차를 계산한 후 히스테리시스 밴드를 거쳐 매 연산 주기마다 그 오차를 가장 최소화하기 위한 전압을 선정하여 출력하는 방법이다. 제어구조가 디지털 형태로 아주 단순하고, 많은 제어기와 복잡한 연산을 요구하지 않고, 토크의 동적 특성이 전동기 정수 변화의 영향이 적으며, 센서리스 속도제어에 유리하다.

본 논문에서 제안하는 센서리스 속도 제어방식은 속도센서를 사용하지 않기 때문에 제어 시스템 구성이 용이해진다. 또한 수식모델의 토크와 순시 토크를 계산한 후 히스테리시스 제어기법을 이용함으로써 PI제어기가 필요없는 간단한 제어가 된다.

본 논문에서는 제안한 방식의 이론적인 배경 및 타당성을 기술하고 컴퓨터 시뮬레이션 및 실험을 통하여 제안된 영구자석 직류전동기 센서리스 속도제어 방식의 우수성을 검증하려고 한다.

1장 서론에서는 연구배경, 동향, 연구목적 및 논문 구성에 대해 기술하고, 2장에서는 직류전동기의 구동원리, 수학적 모델링, 직류전동기의 제어방식 및 영구자석 직류전동기에 대하여 서술하였다.

3장에서는 본 논문에서 제안하는 영구자석 직류전동기의 센서리스 속도제어의 제어알고리즘 및 히스테리시스 제어에 대하여 기술하였다.

4장에서는 본 논문에서 제안한 알고리즘의 유효성을 검증하기 위한 컴퓨터 시뮬레이션 응답특성을 알아보고,

5장에서는 본 제어방식의 실현을 위한 실험장치의 구성과 실험을 통한 결과를 검토하여 제안한 제어알고리즘의 우수성을 검증하였다.

6장에서는 본 논문의 결론으로서 제안된 제어방식에 대하여 연구결과를 요약하고 평가하였으며 향후 과제에 대하여 언급하였다.

2. 직류전동기의 개요

2.1 직류전동기의 구동원리

자기장 가운데 놓여있는 도체에 전류가 흐르면 이 도체는 자기장의 세기와 전류와의 곱에 비례하는 힘을 받는데 이때, 힘의 방향은 자기장의 방향과 직각을 이룬다. 자속밀도가 $B[\text{Wb}/\text{m}^2]$ 인 자기장 내에서 이 자기장과 직각방향으로 놓여 있는 길이 $l[\text{m}]$ 의 도체에 $i[\text{A}]$ 의 전류가 흐르고 있다면 이 도체에는 식 (2.1)과 같은 힘이 발생한다.

$$F = Bil[\text{N}] \quad (2.1)$$

식 (2.1)에서 힘의 방향은 플레밍의 왼손법칙으로 설명할 수 있고 이것을 그림으로 나타내면 그림 2.1과 같다.

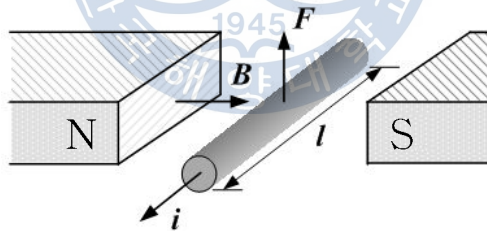


그림 2.1 플레밍의 왼손 법칙

Fig. 2.1 Fleming's left hand rule.

이번에는 자기장 내에서 직류전류가 흐르는 도선을 그림 2.2와 같이 위치시키면 전류가 흐르는 도선에는 위에서 설명한 것과 같은 힘이 발생하게 되며, 자기장 내로 전류가 들어가는 도선과 자기장에서 전류가 나오는 도선에는 전류의 흐름이 반대가 되어 이 도선에는 회전력이 발생하게 된다.

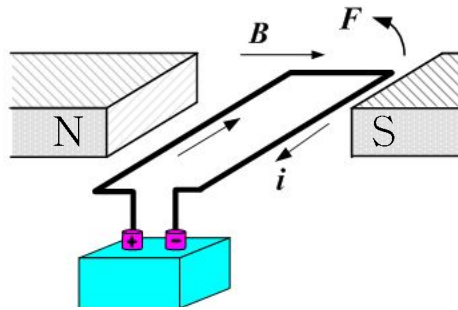


그림 2.2 직류전동기 회전원리 1

Fig. 2.2 Rotation principle of DC motor 1.

그림 2.2의 도선에는 회전력은 발생하지만 도선이 고정되어 있어 회전하지 못한다. 도선을 회전시키고 또 연속적인 회전력을 얻기 위하여 그림 2.3과 같은 방법으로 직류전류를 흘려주면 도선에 흐르는 전류는 주기적으로 바뀌게 되며, 도선에는 연속적인 회전력이 발생하게 된다.

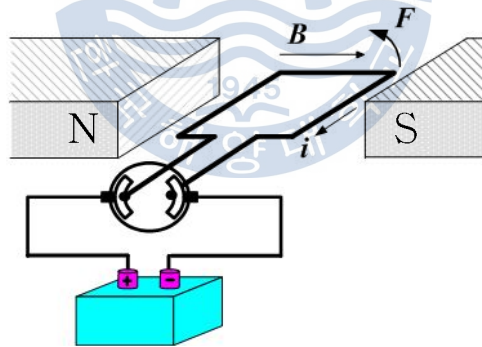


그림 2.3 직류전동기 회전원리 2

Fig. 2.3 Rotation principle of DC motor 2.

직류전류가 양극에서 시작하여 음극으로 흐른다고 가정하면(관습적인 전류의 흐름방향) 그림 2.4에서 전기자는 힘 F 가 작용하여 반시계방향으로 회전한다(플레밍의 왼손법칙). 힘 F 에 의하여 전기자 권선이 180° 회전했을 때 브러시와 정류

자의 작용에 의해 전기자에 흐르는 전류의 방향이 반대로 되며 따라서 전기자 권선에는 동일한 방향의 힘 F 가 계속해서 작용하게 되어 전기자 권선은 같은 방향으로 회전을 계속하게 된다. 또한, 동시에 도체가 회전하므로 플레밍의 오른손법칙에 의하여 유기전압이 발생한다. 이를 표시하면 다음과 같다.

$$E = vBl [V] \tag{2.2}$$

여기서 v 는 도체의 회전 속도이다.

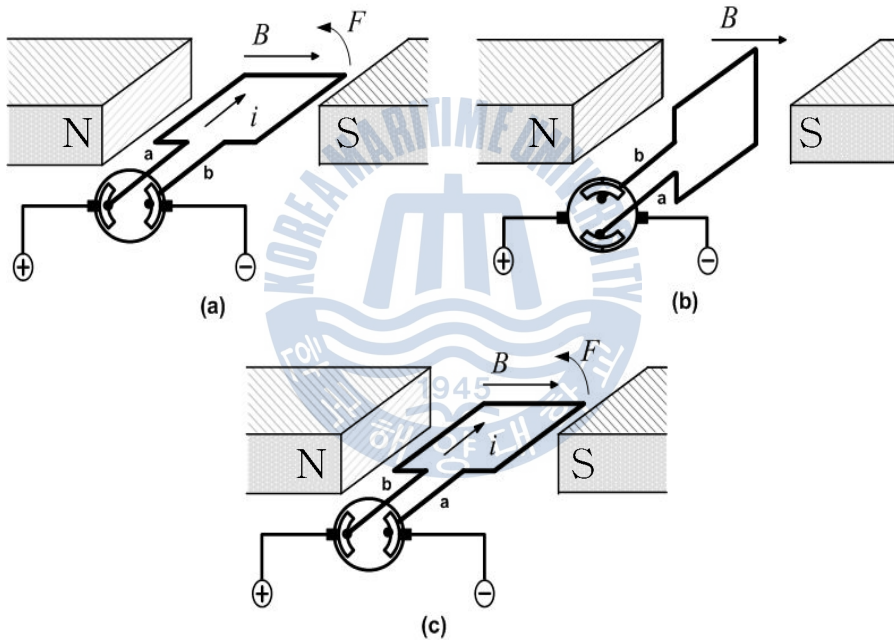


그림 2.4 직류전동기의 회전

Fig. 2.4 Rotation of DC motor.

직류전동기는 앞에서 설명한 원리로 회전하며 또한, 전력을 공급받아 기계적 에너지로 변환하는 장치라고 정의할 수 있다.

2.2 직류전동기의 수학적 모델링

그림 2.5는 직류전동기의 등가모델을 나타낸다. 직류전동기의 구조를 살펴보면 전기자, 계자, 브러시 및 정류자로 구분할 수 있다. 전기자(armature)는 회전력을 발생하기 위해 필요한 전류가 흐르는 장치로서 코일이 감겨있다. 계자(field)는 회전력을 발생하기 위해 필요한 자속을 발생시키는 장치를 말하며 전류를 흘려서 자속을 만들기도 하고 영구자석을 사용하기도 한다. 브러시(brush)는 전원으로부터 공급되는 전류를 전기자에 주입하는 회로의 일부로 흑연이나 금속으로 되어있으며 정류자와 접촉하고 있다. 그리고 정류자(commutator)는 전기자의 일부로 +극(正極)브러시로부터 -극(負極)브러시로 전류를 보내는 장치이다.

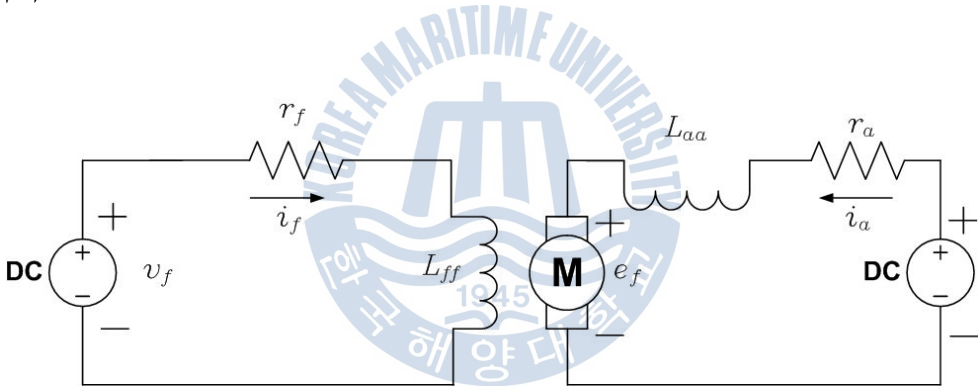


그림 2.5 직류전동기의 등가회로

Fig. 2.5 Equivalent circuit of DC motor.

일반적으로 전기자가 회전할 때 자속과 각속도의 곱에 비례하는 전압이 전기자에 유도된다. 이 유도된 전압은 전기자에 인가되는 전압과 반대방향이 되므로 이를 역기전력이라 한다. 그림 2.5의 등가회로에서 전기자의 전압방정식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$v_a - e_f = r_a i_a + L_{aa} \frac{di_a}{dt} \quad (2.3)$$

단, 역기전력 $e_f = w_r L_{af} i_f$

그림 2.5 회로에서 계자의 전압방정식은 다음과 같다.

$$v_f = r_f i_f + L_{ff} \frac{di_f}{dt} \quad (2.4)$$

식(2.3)과 식(2.4)를 이용하여 계자권선과 전기자권선의 전압방정식을 행렬 형태로 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_f \\ v_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_f + pL_{ff} & 0 \\ w_r L_{af} & r_a + pL_{aa} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_f \\ i_a \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

단, p 는 미분연산자($= \frac{d}{dt}$)

직류전동기에서 발생하는 토크는 상호인덕턴스, 계자전류 및 전기자전류의 곱으로 표현되고 이를 식으로 표시하면 식(2.6)과 같다.

$$T_e = L_{af} i_f i_a \quad (2.6)$$

식(2.6)에서 계자전압을 일정하게 유지한다면 상호인덕턴스와 계자전류는 일정한 상수 값이 되며 발생토크는 오직 전기자전류에 비례하여 발생할 것이다.

그림 2.6은 직류전동기의 동역학적 모델을 나타낸다. 회전자와 부하의 관성모멘트의 합이 J 이고, 베어링 손실을 포함한 전동기의 마찰계수가 B_m 일 때 동역학적 수식은 식(2.7)이 된다.

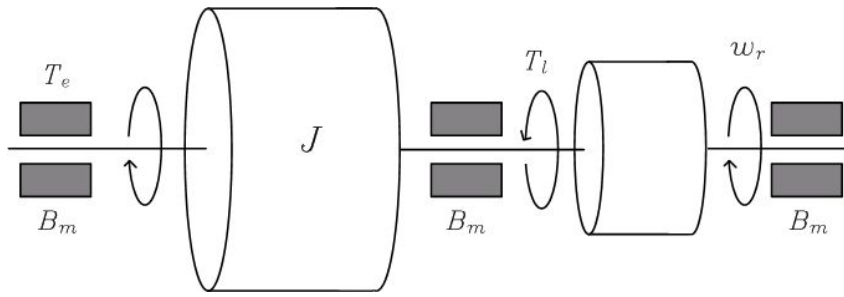


그림 2.6 직류전동기의 동역학적 모델

Fig. 2.6 Dynamic model of DC motor.

$$T_e = J \frac{dw_r}{dt} + B_m w_r + T_l \quad (2.7)$$

단, T_l 은 부하토크

그림 2.6에서 마찰계수를 무시하면 전동기의 회전속도는 다음 식으로 표현된다.

$$\frac{dw_r}{dt} = \frac{1}{J} (T_e - T_l) \quad (2.8)$$

2.3 직류전동기 속도 제어방식

정상상태에서 직류 전동기의 회전속도는 식(2.9)와 같이 표현된다.

$$w_r = \frac{v_a - r_a i_a}{L_{af} i_f} \quad (2.9)$$

직류전동기의 제어 방식에는 전기자전압 제어방식, 계자 제어방식 및 전기자 저항 제어방식이 있다.

2.3.1 전기자전압 제어방식

직류전동기나 영구자석 직류전동기에 가장 흔히 사용되는 제어방식이다. 이는 그림 2.7과 같이 직류전동기에서 계자전류를 일정하게 유지하고, 전기자에 가해지는 전압을 변화시키면서 제어하는 방식이다. 일정한 계자전류 하에서의 전동기 속도와 토크는 식(2.10), (2.11)과 같이 쓸 수 있다.

$$w_r = \frac{v_a - r_a i_a}{L_{af} i_f} \quad (2.10)$$

$$T_e = K_t i_a \quad (2.11)$$

식(2.10)과 식(2.11)에서 전동기속도와 토크는 전기자전압과 전류에 의해 결정될 수 있음을 알 수 있다.

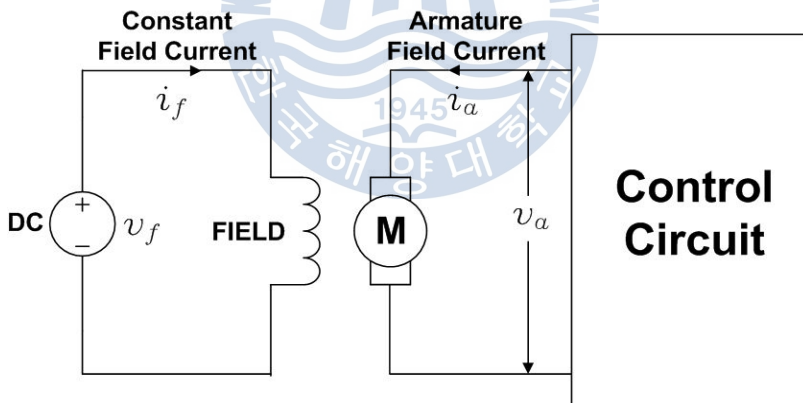


그림 2.7 직류전동기의 전기자전압 제어방식

Fig. 2.7 Armature voltage control method of DC motor.

그림 2.8은 영구자석 계자형 직류전동기를 표시하는 것으로 자속량이 일정한 직류전동기로 간주할 수 있어 앞서서와 동일한 특성을 얻는다.

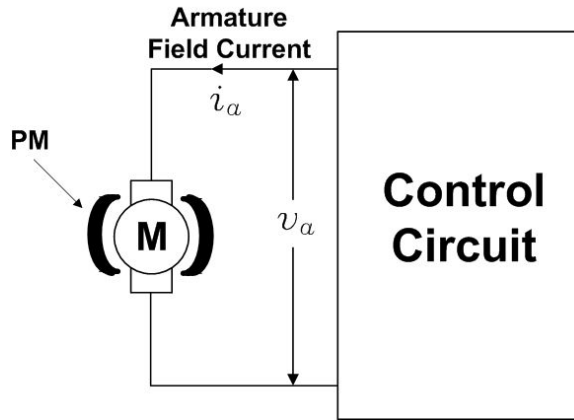


그림 2.8 영구자석 직류전동기의 전기자전압 제어방식

Fig. 2.8 Armature voltage control method of permanent magnet DC motor.

2.3.2 계자 제어방식

직류전동기의 속도를 제어하는 또 다른 방식은 계자제어 방식이다. 이 방식은 전기자전압을 일정한 크기로 유지하고 계자전류를 변화시켜 속도를 제어하는 방법이다.

식(2.9)에서 알 수 있듯이 전동기속도는 계자전류에 반비례한다. 고속으로 전동기를 운전하기 위해서는 계자전류를 줄여야 하는데 이러한 운전을 약계자영역 운전이라고 한다. 계자제어 방법은 그림 2.9과 같이 계자회로에 계자 저항기를 접속하여 저항을 변화시키는 방법을 주로 이용한다.

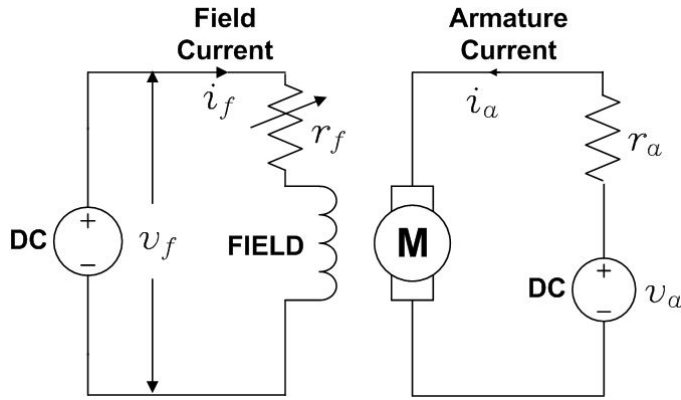


그림 2.9 직류전동기의 계자 제어방식

Fig. 2.9 Field current control method of DC motor.

이 속도제어 방법은 계자전류가 전기자전류에 비해서 상당히 적고 제어가 용이하므로 적은 전류를 제어하여 큰 동력을 제어할 수 있는 특징이 있으나 포화 특성을 가지는 계자로 인하여 속도특성의 직선성은 좋지 못하다. 또한, 계자권선의 인덕턴스가 크기 때문에 응답이 느리다.

2.3.3 저항 제어방식

저항제어는 그림 2.10과 같이 전기자회로에 직렬로 저항 r_a 을 넣고 저항값을 가감하여 속도를 제어하는 방법이다.

이 방식은 계자전류보다 큰 전기자전류 i_a 가 r_a 에 흐르기 때문에 전력손실 $i_a^2 r_a$ 이 크므로 효율이 나쁘다.

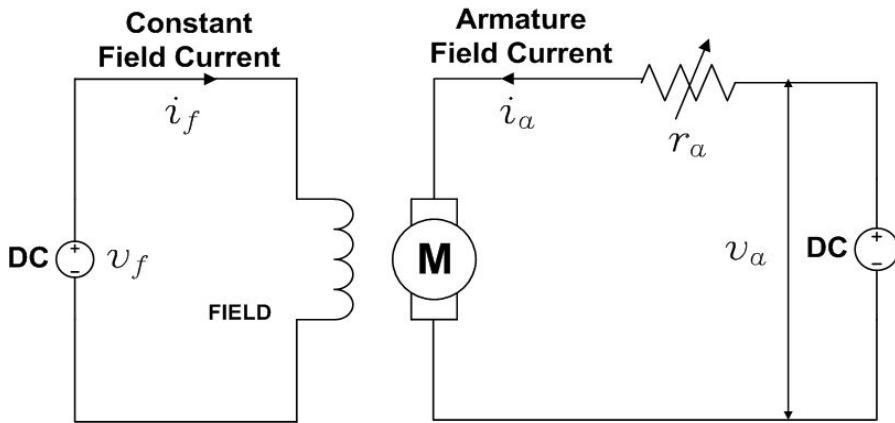


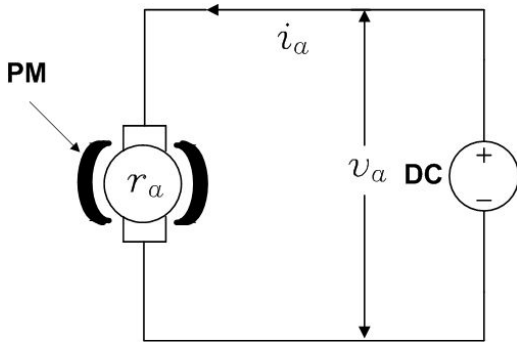
그림 2.10 직류전동기의 저항 제어방식

Fig. 2.10 Resistance control method of DC motor.

2.4 영구자석 직류전동기

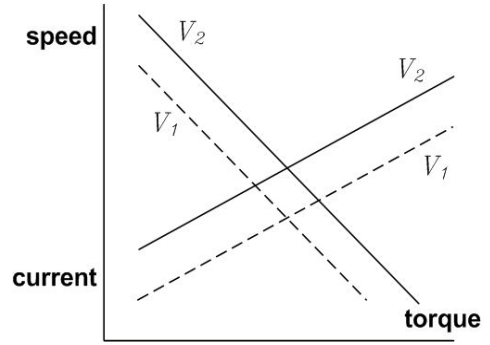
영구자석 직류전동기(Permanent magnet DC motors)는 그림 2.11(a)와 같이 영구자석을 자극으로 사용하며 반원형의 자석들이 고정자 프레임에 취부되어 있다. 영구자석의 재료로는 세라믹, 알니코 또는 다른 희귀 금속들이 자주 사용되고 계자권선이 없으므로 크기가 작고 효율이 높다. 계자권선에 공급되는 전력 손실이 없으므로 냉각이 용이하여 밀폐형 구조의 제작이 가능하다. 특히 알니코계 영구자석은 고온에 의한 성능저하가 가장 적다. 그러나 계자제어가 불가능하다는 단점이 있고 속도-토크 특성이 특이하다. 또한 영구자석 전동기는 과부하 상태로 운전되지만 않으면 공극자속의 감소현상은 유발되지 않으므로 토크-속도 특성은 선형관계가 유지된다.

즉, 토크 및 속도제어는 전기자 전압의 조정에 의해 가능하며 정격 이하의 부하상태에서는 운전특성이 선형적이며 그림 2.11(b)와 같이 전기자 전압에 비례하는 특성을 나타낸다.



(a) 회로도

(a) a circuit diagram



(b) 속도, 전류-토크 곡선

(b) speed, current-torque curve

그림 2.11 영구자석 직류전동기

Fig. 2.11 Permanent magnet DC motor.

영구자석 전동기는 비교적 구조가 간단하고 신뢰성 및 효율이 높으며 선형적인 속도-토크 특성을 가지고 있다. 또 다른 장점은 부피가 작고 밀폐된 구조에도 사용할 수 있다는 것이다. 그림 2.11의 영구자석 직류전동기는 정상상태에서 그림 2.12의 등가회로로 나타낼 수 있다.

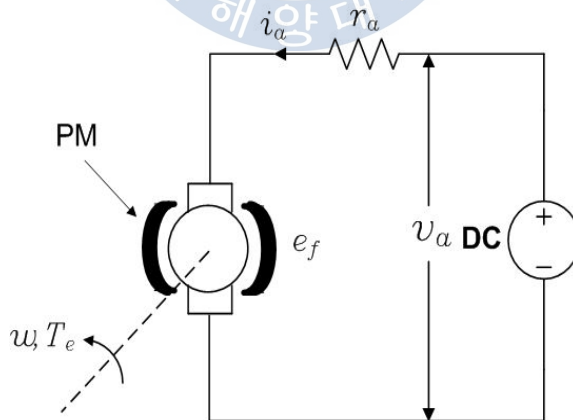


그림 2.12 영구자석 직류전동기의 등가회로

Fig. 2.12 Equivalent circuit of permanent magnet DC motor.

정상상태에서, 역기전력과 전기자전류는 식(2.12) 및 (2.13)과 같다.

$$e_f = K_c w_r \quad (2.12)$$

$$i_a = \frac{v_a - e_f}{r_a} \quad (2.13)$$

여기서 K_c 는 역기전력 상수([V/rad/s])이다.

전동기 발생토크는 다음 식과 같다.

$$T_e = K_t i_a \quad (2.14)$$

$$= \frac{K_t(v_a - e_f)}{r_a} = \frac{K_t(v_a - K_c w_r)}{r_a} \quad (2.15)$$

여기서 K_t 는 토크상수([N·m/A])이다.

식(2.15)에 의하면 속도-토크 곡선은 직선이 된다. 이 식을 변형하면 다음 식과 같이 된다.

$$T_e r_a = K_t v_a - K_t K_c w_r \quad (2.16)$$

$$w_r = \frac{K_t v_a - T_e r_a}{K_t K_c} = \frac{v_a}{K_c} - \frac{r_a}{K_t K_c} T_e \quad (2.17)$$

정지 시 $w_r = 0$ 이므로 식(2.17)로부터 식(2.18)이 된다.

$$T_e = T_{start} = \frac{K_t v_a}{r_a} \quad (2.18)$$

최대속도는 $T_e = 0$ 에서 발생되므로 다음 식이 된다.

$$w_{\max} = \frac{v_a}{K_c} \quad (2.19)$$

기계적인 출력은 식(2.20)이 된다.

$$P_e = e_f i_a = K_c w_r i_a \quad (2.20)$$



3. 영구자석 직류전동기 센서리스 속도제어

3.1 제어알고리즘

영구자석 직류전동기의 과도상태 전압방정식, 발생토크 및 속도는 다음과 같다.

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{L_{aa}}(v_a - K_t w_r - r_a i_a) \quad (3.1)$$

$$T_e = K_t i_a \quad (3.2)$$

$$\frac{dw_r}{dt} = \frac{1}{J}(T_e - T_l) \quad (3.3)$$

식(3.1)~(3.3)에 의해 영구자석 직류전동기는 전기자전압을 입력으로 받아 토크 및 회전자 속도를 출력으로 내보내는 시스템으로 간주할 수 있다. 이것을 그림으로 나타내면 그림 3.1과 같다.



그림 3.1 직류전동기의 입·출력변수

Fig. 3.1 Input and output variables of DC motor.

영구자석 직류전동기의 동특성을 정확하게 나타내는 수식모델을 고려해보자. 그림 3.2와 같이 수식모델의 입력은 전기자 전압과 속도, 출력은 발생토크로 간주한다.

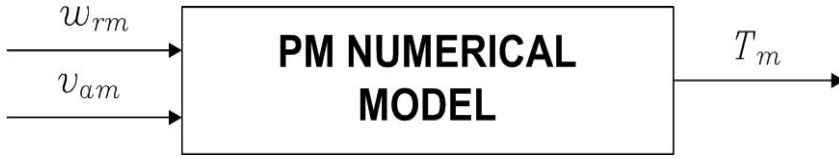


그림 3.2 수식모델의 입·출력변수

Fig. 3.2 Input and output variables of numerical model.

수식모델이 실제전동기를 정확하게 표현한다면, 실제 직류전동기의 전기자전압 및 토크가 수식모델의 전압 및 토크와 일치할 경우 회전자의 속도도 설정치인 수식모델의 회전자 속도와 같게 될 수 있으리라는 예측을 할 수 있다. 수식모델과 전동기의 전기자 전압방정식을 다시 쓰면 다음과 같다.

$$v_a = w_r K_t + (r_a + pL_{aa})i_a \quad (3.4)$$

$$v_{am} = w_{rm} K_t + (r_a + pL_{aa})i_{am} \quad (3.5)$$

실제 전동기와 수식모델에 동일한 전기자전압을 공급하면 식(3.5)와 같은 관계가 성립한다.

$$K_t(w_{rm} - w_r) = (r_a + pL_{aa})(i_a - i_{am}) \quad (3.6)$$

$T_e = K_t i_a$, $T_{em} = K_t i_{am}$ 이므로 식(3.6)은 식(3.7)이 된다.

$$K_t(w_{rm} - w_r) = \frac{1}{K_t}(r_a + pL_{aa})(T_e - T_{em}) \quad (3.7)$$

따라서, 수식모델과 실제 전동기의 토크차이가 감소하는 방향으로 수식모델과 전동기의 전기자에 동일한 전압을 인가한다면 식(3.7)에 의해 전동기의 회전

자 각속도인 w_r 이 설정치인 수식모델의 회전자 각속도 w_{rm} 과 같게 된다.

예를 들어 설정치인 모델의 속도가 실제 전동기의 속도보다 높은 경우 전동기의 토크가 모델의 토크보다 크게 된다. 이 경우 제어기에 의해 양자에 공급되는 동일한 전기자 전압을 상승시키면 전동기 속도는 증가하여 모델의 속도에 접근하게 되고, 결국 양자의 토크차이도 감소하게 된다. 앞의 상황과 반대인 경우는 전기자 전압을 감소시켜 동일한 효과를 기대할 수 있다.

본 논문에서는 실제 전동기와 수식모델에 같은 전기자전압을 공급하면서 실제 전동기의 토크 T_e 를 수식모델의 토크인 T_{em} 과 같게 해줄 수 있는 방법으로 히스테리시스 제어를 통한 제어알고리즘을 제안한다.

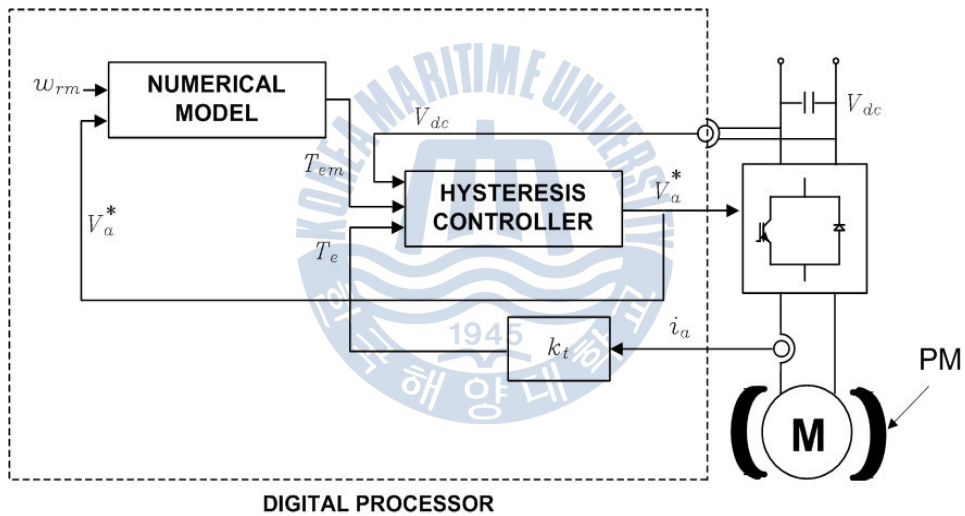


그림 3.3 히스테리시스 제어기를 통한 센서리스 속도제어시스템의 블록 다이어그램

Fig. 3.3 The block diagram of sensorless speed control system by the hysteresis controller.

3.2 히스테리시스 제어

그림 3.4는 본 시스템에서 적용하고자 하는 히스테리시스 제어기를 나타내고

있다. 토크 지령에 대해 모두 추종이 가능하도록 출력 ΔT_e 는 3단계(-1, 0, 1)가 된다.

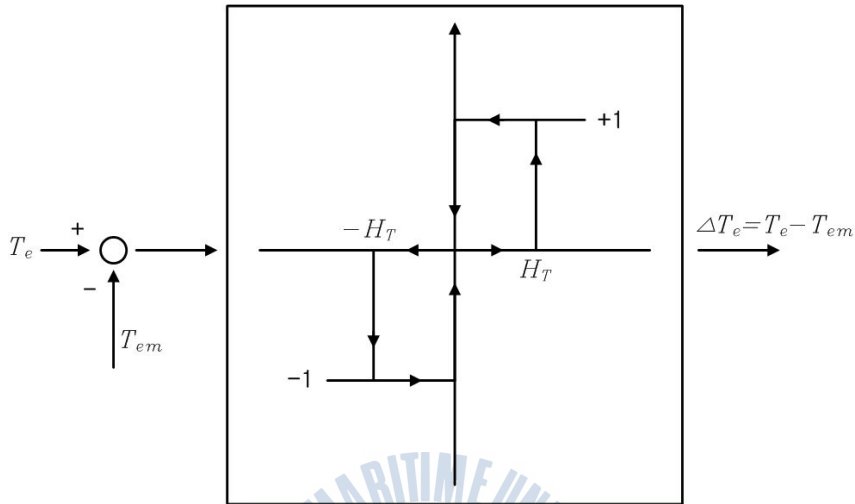


그림 3.4 토크 히스테리시스 비교기 특성

Fig. 3.4 Characteristics of torque hysteresis comparator.

즉, 토크의 지령치와 실제 토크와의 오차인 ΔT_e 가 H_T 보다 클 경우($\Delta T_e > H_T$) 전압을 상승(+1)시키고, ΔT_e 가 $-H_T$ 보다 작을 경우($\Delta T_e < -H_T$) 전압을 감소(-1)시킨다. $-H_T < \Delta T_e < H_T$ 인 경우 그림 3.4와 같이 바로 이전 제어 루틴에서의 출력전압값에 따라 전압상승(+1), 영전압(0) 및 전압감소(-1)를 다양하게 취함으로써 출력전압의 변동횟수를 감소시킨다. 이와 같은 방식으로 히스테리시스 루프를 통하여, ΔT_e 값에 따라 3가지 종류의 출력 전압을 취함으로써 보다 유연한 제어가 가능해진다.

4. 시뮬레이션 및 검토

4.1 본 논문에서 제안한 센서리스 제어방식의 시뮬레이션

본 논문에서 제안한 센서리스 속도제어 알고리즘의 타당성을 고찰하기 위해 실험에 앞서 저속영역, 중속영역 및 고속영역에서의 지령속도 추종성능 및 부하 특성을 알기 위해 컴퓨터 시뮬레이션을 실시하였다. 그리고 중속영역에서의 역전 지령시의 속도응답특성을 확인하고, 모터의 온도에 따른 지령속도 추종성능을 확인하였다.

컴퓨터 시뮬레이션 및 실험에 영구자석 직류전동기를 사용하였고, 파라미터 및 시스템정수는 표 4.1과 같다.

표 4.1 시뮬레이션과 실험에 사용한 영구자석직류전동기의 파라미터 및 정수
Table 4.1 Parameters of permanent magnet motor used for computer simulation and experiment & constants.

정격출력	2.5[HP]	정격전압	180[V]
정격전류	12.5[A]	정격속도	3800[rpm]
극수	2	전기자권선 저항	1.7[Ω]

그림 4.1은 0[rpm]에서 200[rpm]으로 계단입력의 속도지령을 가했을 경우 전동기의 속도응답 특성을 나타낸다. 시뮬레이션 결과를 보면 저속영역에서의 속도 응답특성이 우수함을 알 수 있다.

그림 4.2는 0[rpm]에서 500[rpm]으로 계단입력의 속도지령을 가했을 경우 전동기의 속도응답 특성과 운전 중 4[N·m]의 부하토크를 인가하였을 경우의 응

답을 나타낸다. 시뮬레이션 결과를 보면 중속영역에서의 속도 응답특성 및 부하 변동 시 속도제어 특성이 양호함을 알 수 있다.

그림 4.3은 0[rpm]에서 2,000[rpm]으로 계단입력의 속도지령을 가했을 경우 전동기의 속도응답 특성과 운전 중 4[N·m]의 부하토크를 인가하였을 경우의 응답을 나타낸다. 고속영역에서의 속도 응답 특성 및 부하 변동 시 속도제어 특성도 양호함을 알 수 있다.

그림 4.4는 지령속도 1000[rpm]의 속도로 구동 중 -1000[rpm]으로 반전속도 지령을 가했을 경우의 속도응답을 나타낸다. 중속영역에서 순간적인 역전운전 시에도 전동기속도가 속도지령을 잘 추종하고 있음을 알 수 있다.

그림 4.5는 전기자권선의 저항이 약 6[%] 상승하였을 때 1,000[rpm]의 계단 입력 속도지령 및 4[N·m]의 부하토크를 인가하였을 경우의 응답을 나타낸다. 여기서, 전기자권선의 저항 상승률 6[%]은 표준온도보다 15[°C] 상승했을 때의 저항 상승률을 말한다.

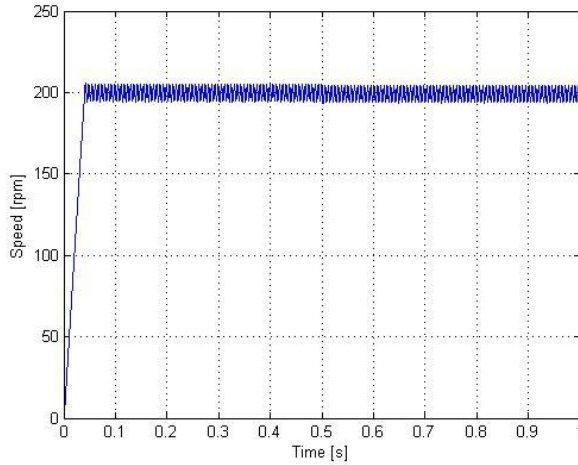


그림 4.1 계단입력 속도지령 변화 (0→200[rpm])

Fig. 4.1 Simulation responses for step change of speed setting.(0→200[rpm])

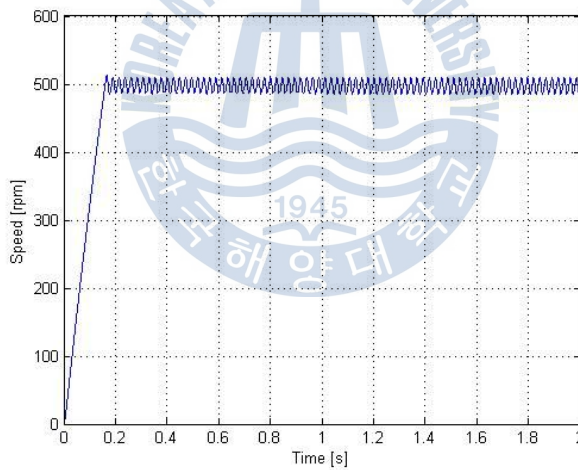


그림 4.2 계단입력 속도지령 변화 및 부하토크 변화에 대한 응답
(0→500[rpm], (0→4[N·m])

Fig. 4.2 Simulation responses for step change
of speed setting and load torque.(0→500[rpm], (0→4[N·m])

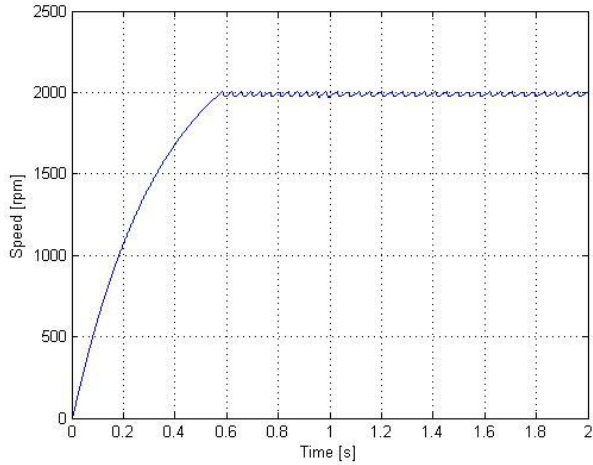


그림 4.3 계단입력 속도지령 변화 및 부하토크 변화에 대한 응답
(0→2000[rpm], (0→4[N·m]))

Fig. 4.3 Simulation responses for step change
of speed setting and load torque.(0→2000[rpm], (0→4[N·m]))

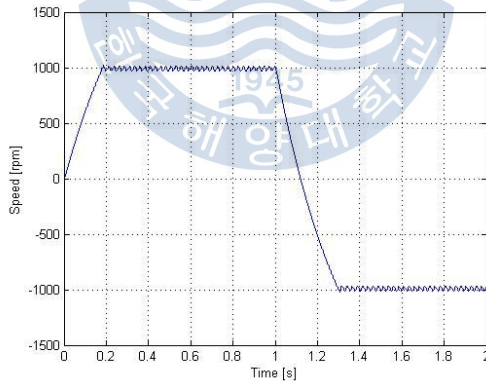


그림 4.4 계단입력 속도지령 변화에 대한 응답(1000→-1000[rpm])

Fig. 4.4 Simulation responses for step change
of speed setting.(1000→-1000[rpm])

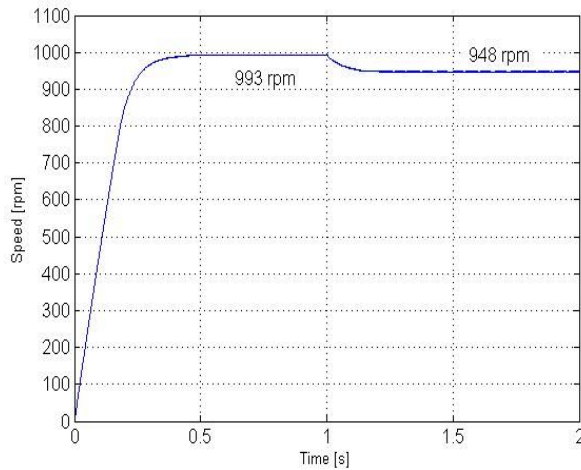


그림 4.5 전기자권선의 저항이 약 6[%] 상승했을 때 계단입력 속도지령 변화 및 부하토크 변화에 대한 응답 (0→1000[rpm]),(0→4[N·m])
 Fig. 4.5 Simulation responses for step change of speed setting and load torque with increasing about 6[%] resistance of armature coil.

(0→1000[rpm]),(0→4[N·m])

4.2 시뮬레이션 결과 검토

본 논문에서 히스테리시스제어를 이용한 센서리스 제어방식의 컴퓨터 시뮬레이션 결과를 요약하면 다음과 같다.

- 1) 저속영역부터 고속영역에 이르기까지 속도 응답특성과 부하특성이 우수함을 확인하였다.
- 2) 중속영역에서 정상운전 중 반전속도지령을 가했을 경우에도 신속한 제어 성능을 얻을 수 있었다.

- 3) 전기자 권선의 온도 변화에 따라 중속영역에서 본 센서리스 제어알고리즘의 속도 응답특성 및 부하특성이 어떤 오차를 발생시키는지 시뮬레이션을 통해 알 수 있었다.



5. 실험 및 고찰

5.1 실험장치의 구성

5.1.1 하드웨어 구성

본 센서리스 속도제어시스템의 전체 구성도를 그림 5.1에 도시한다. 시스템을 구현하기 위한 하드웨어의 구성은 세부적으로 주 제어 시스템, 고속 병렬통신 보드 및 PWM 인버터로 나눈다.

그리고 본 논문에서는 효율적인 전동기 구동 알고리즘 개발과 보다 빠른 양산품으로의 전환을 위하여 master mode 와 slave mode를 적용한 독특한 구동 시스템을 구성하여 실험하였다.

산업용으로 판매되는 거의 모든 전동기 구동용 인버터들은 대량생산과 경제성 등을 이유로 소형 임베디드 시스템용의 전용 CPU나 DSP 등을 사용하여 개발되고 있다. 하지만 이러한 전용 CPU나 DSP 등은 우리가 일반적으로 사용하는 IBM PC 와는 개발환경이 다르다.

그러므로 우리는 알고리즘 개발, 시뮬레이션 및 전동기 구동실험을 전용 인터페이스 카드와 드라이버가 설치된 IBM PC 환경에서 작업하고, 실제 인버터 개발 및 최종 실험 시에는 고가의 MDS 장비를 사용하여 전용 CPU나 DSP 환경에서 작업한다.

그렇지 않으면 알고리즘 개발과 시뮬레이션만 IBM PC 환경에서 작업하고, 나머지 모든 작업 즉 알고리즘 실험 및 인버터개발은 전용 CPU나 DSP 환경에서 작업을 해야 한다.

위와 같은 방법들은 개발 장비, 전동기 구동용 드라이브 모듈, 전압 전류센서 및 전원공급 장치 등의 중복으로 인하여 많은 개발비용이 요구되고, 시뮬레이션과 실제 실험결과의 비교 등을 위한 반복 실험 시 많은 시간을 소요하게 된다.

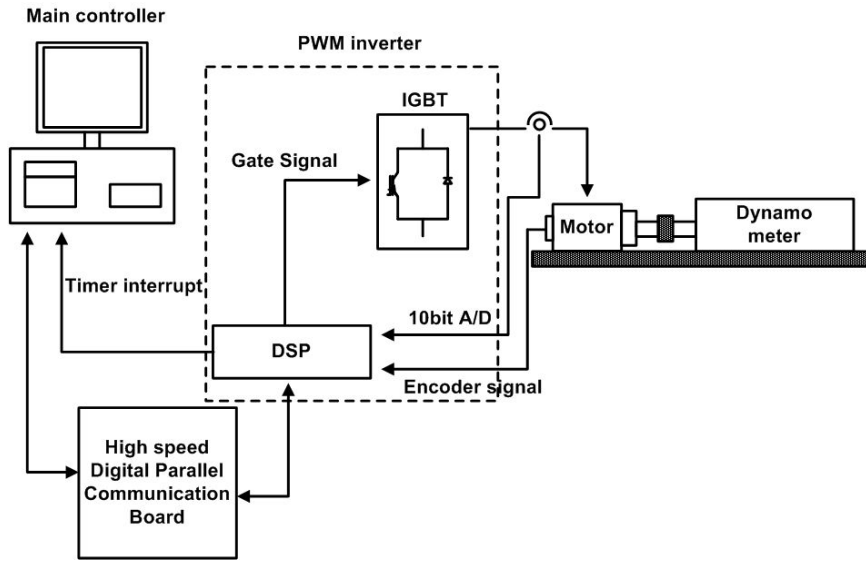


그림 5.1 영구자석 직류전동기 전체 구동시스템

Fig. 5.1 Overall permanent magnet direct current drive system.

이에 본 논문에서는 IBM PC와 전동기 구동용 DSP를 고속 통신모듈을 이용하여 고속 대용량의 양방향 통신이 가능하도록 연결하고, 프로그램을 이용하여 제어권을 서로 넘겨받을 수 있도록 하여 위와 같이 두 가지로 나뉘어져 있는 개발환경을 하나로 통합함으로써 비용의 절감과 개발시간의 단축을 이루었다.

초기 알고리즘 개발과 테스트 시에는 IBM PC가 master mode, DSP가 내장되어 있는 PWM 인버터는 slave mode로 동작하여 slave mode의 PWM 인버터는 실시간으로 상 전류값, DC 링크전압 그리고 전동기속도 등을 master mode의 IBM PC에 전달하고, IBM PC는 주 제어기로 동작하면서 PWM 인버터로부터 받은 전류와 전압값을 이용하여 전동기 구동용 알고리즘을 실행, 계산하여 전동기로 출력할 PWM 값을 계산한 후에 PWM 인버터에 전송하면 PWM 인버터는 이 PWM 값을 전동기에 출력한다.

위와 같은 방법으로 알고리즘 개발과 기본실험이 완료되면, 양산품 개발을 위한 DSP 프로그램 개발을 하게 되는데, 이 경우에는 IBM PC는 slave mode,

PWM 인버터는 master mode로 구동된다.

master mode의 PWM 인버터는 상 전류값과 DC 링크전압을 입력받아 전동기 구동용 알고리즘을 실행, 계산하여 출력할 PWM 값을 계산한 후에 전동기로 이 PWM 값을 출력한다. 그리고 실시간으로 상전류, 전압, 속도, 기타 내부 변수 값들을 slave mode의 IBM PC로 전송하여, 파일로 저장하게 된다. 우리는 PWM 인버터로 입력되는 값이나 출력되는 값 그리고 PWM 인버터의 내부에서 연산에 사용되는 어떠한 내부 변수들도 고가의 MDS 시스템 없이 IBM PC에 저장할 수 있고, 저장된 데이터를 친숙한 IBM PC 환경에서 다양한 도구를 사용하여 분석하여 보다 쉽게 문제점을 찾아내고 개선시킬 수 있었다.

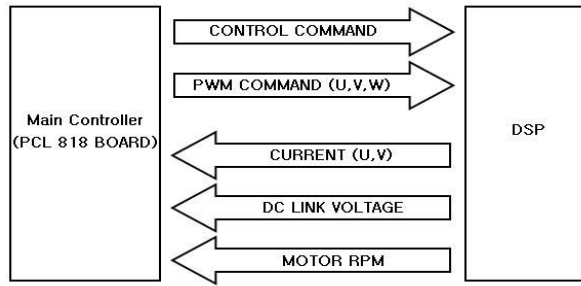
5.1.2 주 제어 시스템

주 제어 시스템은 80586 마이크로프로세서가 장착된 IBM PC를 사용하였으며, 주변기기와의 데이터 입출력을 위하여 PCL-818 카드를 설치하여 이용하였다. PCL-818 카드는 12비트의 A/D 컨버터 입력, 16비트 디지털 입력, 16비트의 디지털 출력 그리고 외부 인터럽트 입력기능 등을 가지고 있다. 본 논문에서는 전동기의 상전류와 DC 링크 전압은 PWM 인버터에 내장되어 있는 10비트 고속 A/D 컨버터를 이용하여 검출하였으므로 PCL-818 카드는 16비트 디지털 데이터 입출력과, IBM PC 와 PWM 인버터의 통신 동기를 맞추기 위한 타이머 인터럽트 입력용으로 사용되었다.

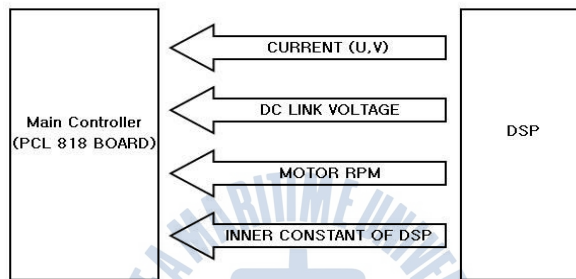
5.1.3 고속 병렬통신보드

IBM PC 와 PWM 인버터의 고속 대용량의 양방향 디지털 통신을 위하여 외부에 통신보드를 추가로 설치하였다.

통신방식과 송수신되는 데이터는 IBM PC가 master mode일 경우와 PWM 인버터가 master mode일 경우에 따라 달라진다.



(a)



(b)

그림 5.2 송수신 데이터

(a) IBM PC(master mode) (b) IBM PC(slave mode)

Fig. 5.2 Communication data of communication board.

(a) IBM PC(master mode) (b) IBM PC(slave mode)

그림 5.2의 (a)에서와 같이 IBM PC가 master mode이고 PWM 인버터가 slave mode일 경우에는 IBM PC가 모든 제어와 연산을 담당한다. PWM 인버터는 내장된 10비트의 고속 A/D 컨버터를 이용하여 전동기의 상전류와 DC 링크 전압을 디지털로 변환하여 IBM PC로 실시간 전송하고, IBM PC가 송신한 PWM 값을 전동기로 출력한다. 전동기 회전속도는 전동기의 회전축에 설치되어 있는 속도검출용 엔코더 센서의 출력을 PWM 인버터에 내장되어 있는 capture module에 입력하여 얻는다. 이 값은 IBM PC로 전송하여 연산에 사용

하거나 알고리즘 검증용으로 사용된다.

그림 5.2의 (b)와 같이 PWM 인버터가 master mode일 경우에는 모든 연산과 제어를 PWM 인버터의 DSP가 담당하므로 IBM PC로부터 PWM 값을 받을 필요가 없다. 다만 원활한 디버깅 작업을 위하여 PWM 인버터의 각종 내부 변수들과 입출력 값들을 실시간으로 IBM PC에 저장한 후 분석할 수 있다.

위와 같은 대용량의 데이터를 고속으로 송수신하기 위하여 그림 5.3과 같은 회로를 구상하였다. 회로는 IBM PC에서 PWM 인버터로 2개의 8비트 데이터를 전송하기 위한 구조이며, 2개의 8비트 래치와 2개의 버퍼로 이루어져 있다.

IBM PC는 PWM 인버터에 전송할 데이터를 각각의 래치에 쓰면 되고, PWM 인버터는 IBM PC와는 상관없이 필요한 데이터를 버퍼를 통하여 선택적으로 읽을 수 있다. 그러므로 아래와 같은 회로를 필요한 만큼 조합하여 통신 회로를 구성하면 복잡한 프로토콜에 의한 시간 지연 없이 대용량의 데이터 통신이 가능하다. 본 논문에서는 아래의 회로를 VHDL을 이용하여 구성하였고, ALTERA사의 MAX7000 PLD를 사용하여 구성하였다. TTL 소자를 사용하지 않고 VHDL을 사용하므로 회로의 추가와 변경이 용이하고, 보드의 크기가 매우 작아지므로 설치가 용이하다.

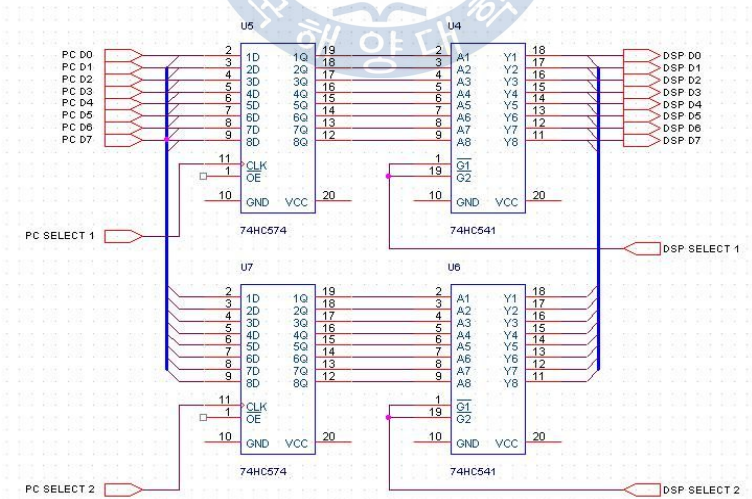


그림 5.3 디지털 병렬 송신회로

Fig. 5.3 Configuration of communication circuit.

5.1.4 PWM 인버터

PWM 인버터는 MICROCHIP사의 dsPIC30F6010A를 사용하여 구성하였다. dsPIC30F6010A는 DSP 모듈을 내장한 16비트 마이크로 컨트롤러로서 최대 30 MIPS로 동작할 수 있고, 4개의 sample & hold 모듈을 내장한 10비트 A/D 컨버터, 속도 검출용 Encoder 입력, 전동기제어를 위한 PWM 출력 모듈 등을 내장하고 있다.

전동기의 상전류 검출은 두 개의 절연형 전류센서를 사용하였다. 전류센서는 LEM 사의 LAH 25-NP를 사용하였다. 전원은 양 전원을 사용하였고, 전류출력 이므로 출력단자에 저항을 설치하여 전압출력으로 전환한 후, OP Amp인 TL082를 이용하여 전류센서 출력을 dsPIC30F6010A의 A/D 입력범위인 0 ~ 5[V]로 변환하였다.

직류링크전압 검출은 절연형 전압검출센서인 LEM 사의 LV 25-P를 사용하였다. 전압검출센서 역시 전류 출력형이므로 출력단자에 저항을 설치하고 전류센서와 같은 방식으로 dsPIC30F6010A의 A/D 입력에 연결하였다.

PWM 인버터에서 발생하는 대부분의 노이즈는 IGBT의 턴 온과 턴 오프시에 발생하며, 이 노이즈는 PWM 인버터에서 전동기 상전류와 DC 링크 전압 검출시원신호에 추가되어 신호를 왜곡시키므로, 일반적으로 A/D 입력부에 필터회로를 추가하거나 프로그램에서 필터링하는 부분을 추가한다.

이와 같은 방법들은 부가적인 회로를 요구하거나 필터링 프로그램에 의한 지연을 초래한다. 본 논문에서 제작한 PWM 인버터의 경우는 IGBT 턴 온 구간과 턴 오프 구간을 피하여 A/D 샘플링을 실시하여 추가적인 외부 필터나 프로그램 없이 노이즈를 제거하는 방식을 사용하였다.

전력회로의 구성은 정류부와 인버터부, 그리고 제어장치의 전원공급부로 나누어진다. 정류부는 3상 브리지 정류기와 평활용 콘덴서로 이루어지며, 전원 오프시에 콘덴서에 남아있는 고압 충전전압은 내장된 저항을 통하여 방전되도록 하였다.

인버터부는 IGBT모듈을 사용하여 구성하였다. IGBT 모듈은 FAIRCHILD사의 FSAM30SH60A라는 Smart Power Module을 사용하였다. 이 모듈은 600[V] 30[A] IGBT 6 개로 구성되어 있고, IGBT gate driver가 내장되어 있으며 bootstrap 기능으로 gate driver단의 전원부를 간편하게 구성할 수 있다. 추가적으로 IGBT모듈의 온도 모니터링 기능과 과전류에 의한 IGBT모듈 손상을 방지하기 위한 fault signal 생성 기능들이 있다.

dsPIC30F6010A에서 출력되는 6개의 전동기 구동용 PWM 신호는 HCPL-4503에 의하여 절연되어 출력된다.

속도제어 실험의 검증을 위하여 속도검출회로를 구성하였다. 본 실험에서는 출력펄스간의 시간간격을 측정함으로써 속도를 계산하는 T방식을 적용하였고 360[pulses/rev]의 엔코더를 사용하였다.

5.1.5 실험장치 구성

그림 5.4는 실험에 사용한 실험 장치를 사진으로 보인 것이다.

그림 5.5는 제어기를, 그림 5.6은 통신모듈과 전동기 및 부하인가장치를 보여 주고 있다.

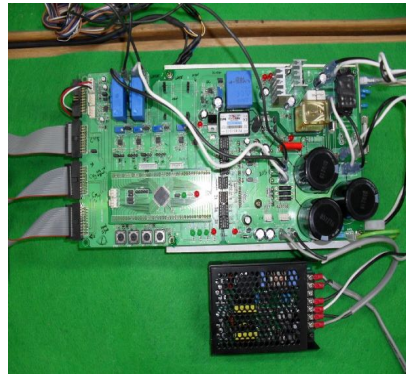


그림 5.4 실험장치 구성

Fig. 5.4 Configuration of the experimental devices.



(a)



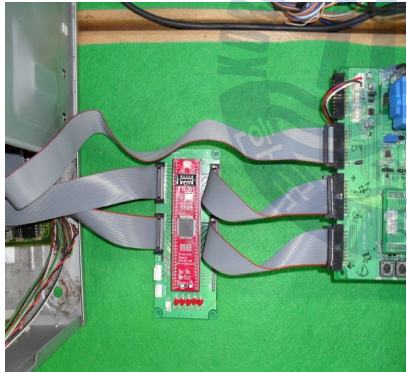
(b)

그림 5.5 제어기 구성

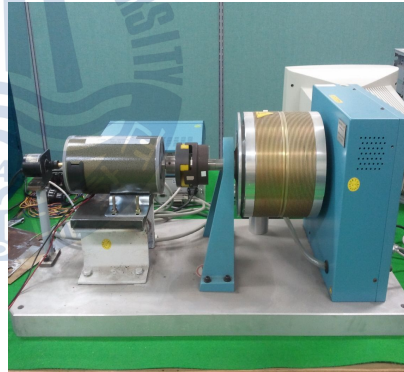
(a) 주 제어 시스템 (b) PWM 인버터

Fig. 5.5 Configuration of the controller.

(a) Main control system (b) PWM Inverter



(a)



(b)

그림 5.6 통신모듈과 부하장치 구성

(a) 고속병렬통신모듈 (b) 영구자석직류전동기와 부하장치

Fig. 5.6 Configuration of the communication and dynamometer.

(a) High speed communication board (b) PMDC motor and dynamometer

5.2 실험결과 검토

실험의 순서는 저속영역에서 지령속도 추정성능과 중속영역 및 고속영역에서 지령속도 추종성능 및 부하특성을 알아본다. 마지막으로 중속영역에서 역전시험의 특성을 알아본다.

그림 5.7은 무부하 상태에서 200[rpm]의 계단상의 속도지령을 인가하였을 때의 속도응답을 나타낸다. 실험결과 상승시간이 0.4초 정도로 0.6초 정도인 벡터 제어보다 빠른 응답 특성과 저속영역 제어 특성을 보이고 있다.

그림 5.8은 0[rpm]에서 500[rpm]으로 계단입력의 속도지령을 가했을 경우 전동기의 속도응답특성과 구동 중 4[N·m]의 계단상의 부하토크를 인가하였을 경우의 속도응답을 나타낸다. 중속영역에서 부하가 변동하였을 경우에도 속도오차가 거의 없는 제어가 수행되는 것을 알 수 있다.

그림 5.9는 0[rpm]에서 2000[rpm]으로 계단입력의 속도지령을 가했을 경우 전동기의 속도응답 특성과 구동 중 4[N·m]의 계단상의 부하토크를 인가하였을 경우의 속도응답을 나타낸다. 고속영역에서 부하가 변동하였을 경우에도 속도 오차가 거의 없는 제어가 수행되는 것을 알 수 있다.

그림 5.10은 1000[rpm]의 속도로 구동 중 -1000[rpm]으로 반전속도지령을 가했을 경우의 속도응답을 도시한다. 중속영역에서 속도 반전특성이 우수함을 볼 수 있다.

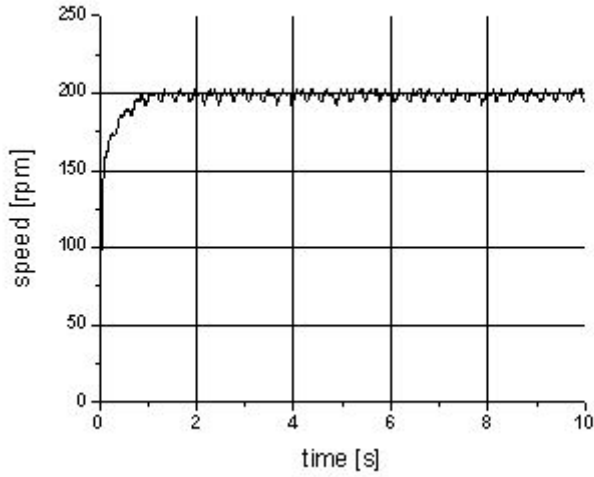


그림 5.7 계단입력 속도지령 변화 (0→200[rpm])

Fig. 5.7 Experimental responses for step change of speed setting.
(0→200[rpm])

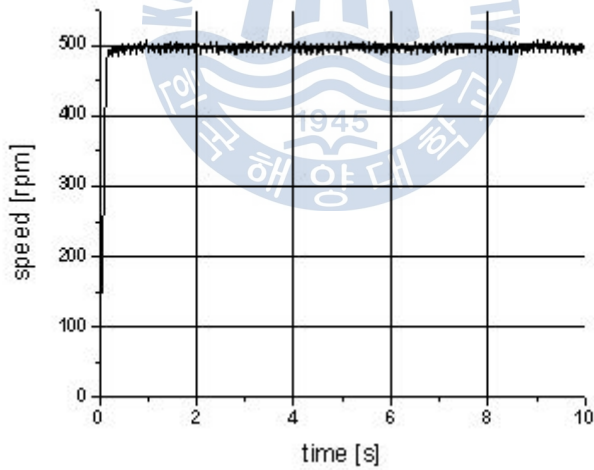


그림 5.8 계단입력 속도지령 변화 및 부하토크 변화에 대한 응답
(0→500[rpm], (0→4[N·m])

Fig. 5.8 Experimental responses for step change
of speed setting and load torque.(0→500[rpm], (0→4[N·m])

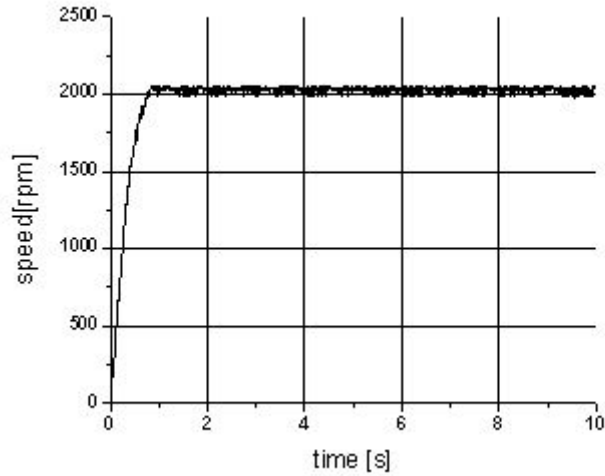


그림 5.9 계단입력 속도지령 변화 및 부하토크 변화에 대한 응답
($0 \rightarrow 2000[\text{rpm}]$, ($0 \rightarrow 4[\text{N}\cdot\text{m}]$)

Fig. 5.9 Experimental responses for step change
of speed setting and load torque.($0 \rightarrow 2000[\text{rpm}]$, ($0 \rightarrow 4[\text{N}\cdot\text{m}]$)

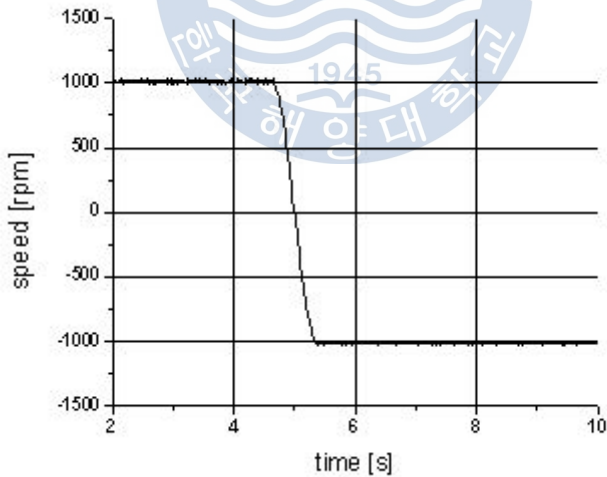


그림 5.10 계단입력 속도지령 변화에 대한 응답($1000 \rightarrow -1000[\text{rpm}]$)

Fig. 5.10 Experimental responses for step change
of speed setting.($1000 \rightarrow -1000[\text{rpm}]$)

6. 결 론

제어시스템에 속도센서를 사용하면 제어시스템의 가격을 상승시키고 센서의 부착으로 직류전동기의 구조가 복잡해지며 센서의 오동작 등으로 강인한 제어 특성을 얻기가 어렵다. 따라서 본 연구에서는 속도센서를 사용하지 않는 영구자석 직류전동기의 센서리스 속도제어에 관한 연구를 진행하였다.

본 논문에서는 기존의 PI제어기 대신에 히스테리시스 제어기를 통하여 순시토크를 제어하는 방법으로 수식모델의 토크와 영구자석 직류전동기의 전류를 이용하여 추정된 현재의 토크를 비교하여 오차를 계산한 후 히스테리시스 밴드를 거쳐 수식모델의 토크와 실제 전동기의 토크 오차를 최소화하기 위한 전압을 선정하여 출력하는 방법을 제안하였다.

본 논문에서 제안한 제어방식의 제어특성을 컴퓨터 시뮬레이션 및 실험을 통해 확인하였고, 우수한 제어특성을 입증하였다.

본 논문의 연구결과를 요약하면 다음과 같다.

- 1) 영구자석 직류전동기의 안정된 제어특성을 얻기 위해 히스테리시스 제어를 통한 센서리스 속도제어 방법을 제안하였다.
- 2) 저속, 중속 및 고속영역의 속도지령에 대한 응답특성이 양호함을 확인할 수 있었다.
- 3) 저속, 중속 및 고속영역의 부하특성의 우수함을 확인할 수 있었다.
- 4) 중속영역에서 반전 속도지령에 대한 전동기의 역전 운전 특성이 양호함을 확인하였다.
- 5) 온도 변화에 따른 전기자권선 저항 변화 시 속도차가 5[%] 정도로 비교적 크지 않음을 확인할 수 있었다.

차후, 전동기정수와 온도변동에 따른 영향을 감소시킨다면, 본 논문에서 제시한 센서리스 속도제어방식은 운전조건 및 외란에 강인한 제어특성을 보일 것으로 사료되며 이를 향후 과제로 삼고자 한다.

참고문헌

- [1] A. Gastli, M. Tomita, T. Takeshita and N. Matsui, "Improvement of a Stator Flux-Oriented Speed Sensorless Control of an Induction Motor", *IEEE PCC*, pp. 415-420, 1993.
- [2] F. Briz, J. A. Cancelas, and A. Diez, "Speed Measurement Using Rotary Encoders for high Performance AC Drives", *Proc. of the 20th International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, IECON'94*, Vol. 1, pp. 538-542, 1994.
- [3] K. Lizuka, H. Uzuhashi, M. Kano, T. Endo and K. Mohri, "Microcomputer Control for Sensorless Brushless Motor", *IEEE Trans. Indus. Appli.*, Vol. IA-21, No. 4, pp. 595-601, 1985.
- [4] N. Ertugrul and P.P Acarnley, "A New Algorithm for Speed Operation of Permanent Magnet Motors", *IEEE IAS Conf. Rec.*, pp. 414-421, 1992.
- [5] R. Joetten and G. Maeder, "Control Methods for Good Dynamic Performance Induction Motor Drives Based on Current and Voltage as Measured Quantities", *IEEE Trans. Indus. Appli.*, Vol. 19, No. 3, pp. 356-363, 1983.
- [6] U. Baader, M. Depenbrock and G. Gierse, "Direct Self-Control of Inverter-Fed Induction Machine: A Basis for Speed Control without Speed Measurement", *IEEE Trans. Indus. Appli.*, Vol. 28, No. 3, pp. 581-588, 1992.
- [7] P. L. Jansen, R. D. Lorenz and D. W. Novotny, "Observer-Based Direct Field-Orientation Analysis and a Comparison of Alternative Methods", *IEEE Trans. Indus. Appli.*, Vol. 30, No. 4, pp. 945-953, 1994.
- [8] S. Tamai, H. Sugimoto and M. Yano, "Speed-Sensorless Vector Control of Induction Motor with Model Reference Adaptive System",

- IEEE IAS.*, pp. 189–195, 1987.
- [9] K. D. Hurst and T. G. Habetler, "Sensorless Speed Measurement Using Current Harmonic Spectral Estimation in Induction Machine Drives", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 11, No. 1, pp. 66–73, 1996.
- [10] M. G. Simoes and B. K. Bose, "Neural Network Based Estimation of Feedback Signals for a Vector-Controlled Induction Motor Drive", *IEEE Trans. Indus. Appli.*, Vol. 31, No. 3, pp. 620–629, 1993.
- [11] T. Ohtani, N. Takada, and K. Tanaka, "Vector Control of Induction Motor without Shaft Encoder", *IEEE Trans. Indus. Appli.*, Vol. 28, no. 1, pp. 157–164, Jan./Feb., 1992.
- [12] P. C. Krause, *Analysis of Electrical Machinery*, McGraw-Hill Book Company, 1987.
- [13] B. K. Bose, *Power Electronics and AC Drives*, Prentice-Hall, 1987.
- [14] Peter Vas, *Sensorless Vector and Direct Torque Control*, New York, Oxford Science Pub., 1998.
- [15] Kyoung-Kuk, Yoon, "A Study on the Sensorless Speed Control of Induction Motor using Current Error Compensation and Direct Torque Control" ., 2010

감사의 글

논문을 준비하고 작성하면서 너무나 많은 분들께 도움과 조언을 받아서 이렇게 짧은 글로 마음을 전한다는 것을 정말 죄송하게 생각합니다. 학문뿐만 아니라 여러 가지 점에서 부족한 저를 이끌어주시고, 아껴주신 김성환 지도교수님께 정말로 감사를 드립니다. 그리고 바쁘신 와중에서도 논문심사를 맡아 많은 가르침을 주신 이성근 교수님, 항상 옆에서 많은 지도를 해주신 김종수 교수님, 보다 더 좋은 논문이 될 수 있도록 처음부터 끝까지 세심하게 지도해주신 오세진 교수님께 깊은 감사의 말씀을 드립니다.

자기 일처럼 제 논문 작성을 도와주신 윤경국선배님, 저의 장래를 위해 많이 격려해주시고 조언을 주신 윤두오 검사관님, 저를 친동생처럼 아껴주신 정범동 선배님, 이회복 대리님과 연구실의 많은 선�후배님들에게 큰 감사를 전합니다.

논문 준비를 핑계로 업무에 부담을 줘도 항상 이해해주시고 저를 도와주신 김범수 지도관님, 김대원 지도관님, 서보환 지도관님, 김지애 지도관, 심남훈 지도관, 김종권 지도관에게 너무나 큰 감사를 드리고, 논문을 쓰는데 많은 도움을 준 각 학부와 실습선에서 근무하는 조교님들께 깊은 감사를 전합니다. 또한 항상 옆에서 저에게 많은 충고를 해주고 흐트러지지 않게 해주는 동기 김광승, 정다운, 김우영, 편필장, 그리고 윈드서핑 동아리 선�후배님들에게 깊은 감사를 전합니다.

영원한 벗인 한국해양대학교 59기 동기들에게도 감사의 말을 전하고, 많이 부족한 논문이지만 도움주신 많은 분들의 성함을 모두 올려주지 못한 점을 정말 죄송스럽게 생각하며, 넓은 아량으로 이해하여 주셨으면 합니다.

항상 가족을 위해 희생하시고 많은 가르침을 주신 아버지, 어머니께 이 논문을 바칩니다. 그리고 같이 기뻐하고 제실 장인어른, 장모님, 경민 형님, 처남 민규, 동생 현미, 현은이에게 깊은 감사를 드립니다.

마지막으로 곁에서 기쁠때나 슬플때나 저에게 큰 힘이 되어준 사랑하는 아내 민경이에게 깊은 감사를 전하고, 사랑하는 아들 승찬이와 몇 개월 후 태어날 다복이에게 고마움을 전합니다.