



저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

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

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



변경금지. 귀하는 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공할 수 없습니다.

- 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](#)

工學博士 學位論文

개선된 직접토크제어에 의한 유도전동기의
센서리스 속도제어에 관한 연구

A Study on the Sensorless Speed Control of Induction Motor
by an Improved Direct Torque Control Technique



指導教授 金 成 煥

2009年 2月

韓國海洋大學校 大學院

機關시스템工學科

金 德 基

本 論文을 金德基의 工學博士 學位論文으로 認准함.

委員長 工學博士 柳 熙 漢

委 員 工學博士 李 成 根

委 員 工學博士 金 宗 洙

委 員 工學博士 金 鉉 洙

委 員 工學博士 金 成 煥



2008年 12月 22日

韓國海洋大學校 大學院

機關시스템工學科

金 德 基

목 차

목차	i
그림목차	iii
표목차	vi
Abstract	vii
기호 및 약어	ix
 1. 서 론	 1
1.1 연구배경 및 동향	1
1.2 연구 목적과 구성	4
 2. 유도전동기의 수학적 모델 및 제어기법	 6
2.1 유도전동기의 전압방정식	6
2.1.1 3상 좌표계에서의 유도전동기 전압방정식	7
2.1.2 동기 회전좌표계에서의 유도전동기 전압방정식	11
2.2 벡터제어	16
2.2.1 직접벡터제어	17
2.2.2 간접벡터제어	19
2.3 직접토크제어	24
2.3.1 직접토크제어 알고리즘	24
2.3.2 직접토크제어의 기본 개념과 이론	27
 3. 유도전동기 센서리스 속도제어 방식	 34
3.1 속도추정기에 의한 방식	34
3.2 모델기준적응제어에 의한 방식	36

3.3 칼만필터에 의한 방식	38
3.4 슬롯고조파 분석에 의한 방식	40
3.5 상태궤환 선형화 기법에 의한 방식	42
3.6 신경회로망을 이용한 방식	47
3.7 고주파 신호주입을 이용한 방식	50
4. 개선된 직접토크제어방식에 의한 센서리스 속도제어 시스템	54
4.1 공간벡터 PWM 전류제어기	54
4.2 제어 알고리즘	62
4.3 기존 직접토크제어방식과 개선된 직접토크제어방식 비교	65
5. 컴퓨터 시뮬레이션	73
5.1 개선된 직접토크제어방식의 시뮬레이션	73
5.2 시뮬레이션 결과 검토	75
6. 실험장치의 구성과 실험결과	79
6.1 구동시스템의 하드웨어 구성	79
6.2 실험결과 및 검토	84
7. 결 론	90
참고문헌	92

그림 목차

Fig. 2.1	Equivalent model of 3 phase symmetrical induction motor.	6
Fig. 2.2	Relationship between 3 phase axis of a, b, c and stationary $\alpha - \beta$ axis.	9
Fig. 2.3	Relationship between 3 phase axis of a, b, c and synchronously rotating $d - q$ axis.	11
Fig. 2.4	$d - q$ equivalent circuits at synchronously rotating reference frame. ...	15
Fig. 2.5	Vector diagram of indirect vector control.	20
Fig. 2.6	Block diagram of indirect vector controlled induction motor.	24
Fig. 2.7	Control block diagram of direct torque control.	25
Fig. 2.8	Conception diagram of direct torque control.	29
Fig. 2.9	Trajectories of the stator flux λ_s and its reference λ_s^* with $x_T=1$...	30
Fig. 2.10	Characteristics of flux and torque hysteresis comparator.	33
Fig. 3.1	Block diagram of sensorless speed control method by speed estimator.	34
Fig. 3.2	Block diagram of the speed estimation for model reference adaptive control.	37
Fig. 3.3	Block diagram of speed estimation system by Kalman filter.	39
Fig. 3.4	Block diagram of speed estimation system by rotor slots ripple.	42
Fig. 3.5	Nonlinear control of IM with input-output linearization.	46
Fig. 3.6	Structure of artificial neuron.	47
Fig. 3.7	Identification model for dynamic systems using the neural network.	48
Fig. 3.8	Block diagram of IM sensorless control using neural network.	49
Fig. 3.9	Injection and measurement axes in the synchronous reference frame.	51

Fig. 3.10	Block diagram of sensorless control using high frequency voltage injection for induction motor.	53
Fig. 4.1	Voltage source inverter.	55
Fig. 4.2	Representation of space voltage vectors.	57
Fig. 4.3	Optimal switching pattern of space vector PWM.	61
Fig. 4.4	Sensorless control block diagram of an improved DTC.	62
Fig. 4.5	Flow chart of space vector modulation.	63
Fig. 4.6	Simulation response for step change of speed setting based on the conventional DTC.(0→50[rpm])	67
Fig. 4.7	Simulation response for step change of speed setting based on an improved DTC.(0→50[rpm])	68
Fig. 4.8	Simulation response for step change of speed setting based on the conventional DTC.(0→100→200[rpm])	69
Fig. 4.9	Simulation response for step change of speed setting based on an improved DTC.(0→100→200[rpm])	70
Fig. 4.10	Simulation response for step change of speed setting based on the conventional DTC.(0→800[rpm])	71
Fig. 4.11	Simulation response for step change of speed setting based on an improved DTC.(0→800[rpm])	72
Fig. 5.1	Simulation responses for step change of speed setting. (0→50[rpm])	76
Fig. 5.2	Simulation responses for step change of speed setting. (0→100[rpm])	76
Fig. 5.3	Simulation responses for step change of speed setting. (0→800[rpm])	77
Fig. 5.4	Simulation responses for step change of speed setting. (-50→50[rpm])	77
Fig. 5.5	Simulation responses for step change of speed setting. (-200→200[rpm])	78

Fig. 5.6	Simulation responses for step change of load torque. (200[rpm], 0→5[N-m])	78
Fig. 6.1	PCL-818 Card block diagram.	80
Fig. 6.2	Configuration of gate drive circuit.	81
Fig. 6.3	Configuration of power circuit.	82
Fig. 6.4	Block diagram of total hardware system.	83
Fig. 6.5	The experiment configuration.	84
Fig. 6.6	Experimental responses for step change of speed setting. (0→50[rpm])	86
Fig. 6.7	Experimental responses for step change of speed setting. (0→100[rpm])	86
Fig. 6.8	Experimental responses for step change of speed setting. (0→800[rpm], 0→1000[rpm])	87
Fig. 6.9	Experimental responses for step change of speed setting. (0→50→50[rpm])	88
Fig. 6.10	Experimental responses for step change of speed setting. (-200→200[rpm])	88
Fig. 6.11	Experimental responses for step change of load torque. (200[rpm], 0→5[N-m])	89

표 목차

Table 2.1	Comparison table of variable speed drive.	27
Table 2.2	Selected vector and definition.	29
Table 2.3	Optimum switching voltage vector look-up table.	33
Table 4.1	Inverter switching states and output voltages.	58
Table 4.2	Gating sequence in the sector I.	61
Table 4.3	Comparison table of conventional DTC and improved DTC.	65
Table 5.1	Parameters of induction motor used for computer simulation and experiment & system constants.	73
Table 6.1	Specification of dynamometer.	83



A Study on the Sensorless Speed Control of Induction Motor by an Improved Direct Torque Control Technique

Deok-Ki, Kim

Department of Marine System Engineering, Graduate School,
Korea Maritime University

Abstract

Recent years, there is a great increase in application of Field Oriented Control(FOC) for speed and torque of industrial induction motor drives. This trend can be seen in various industries like Steel, paper and also various machinery tools etc. Among the various method of drive controls, Direct Torque Control (DTC) and Vector Control are considered most high performance induction motor drives.

An induction motor based on DTC is being increasingly used in various industrial applications. DTC offers faster torque response, better speed control and lesser hardware costs in compared with vector controlled drives. However, the conventional DTC suffers from high torque ripple, current harmonics and low performance during torque transients.

In this paper, an improved direct torque control technique of induction

motor is presented. In comparison with the conventional DTC technique, a well-developed Space Vector Modulation(SVM) technique is applied for more accurate current control. The torque and flux magnitude are under control using each PI controller, thereby generating the voltage command for inverter control.

To control the speed and torque for induction motor, the system usually necessitates an information of speed or flux of the motor. However, there are many problems in case of using speed or flux sensors. A sensor requires a mounting space on the motor, reduces the reliability, and increases cost of the drive system. Therefore the various sensorless control algorithms have been proposed for the elimination of speed or flux sensors.

For most of those sensorless methods, the control performance in high speed range is good, but it is difficult to obtain satisfactory result in low speed region.

This paper presents sensorless speed control system for induction motor drive with an improved DTC method. The system consists of closed loop stator flux and torque controller, speed and torque estimators, PI controllers, PWM(Pulse width modulation) technique, IGBT(Insulated gate bipolar transistor) voltage source inverter, and micro-processor. The motor speed is estimated by using differential operator based on flux calculator.

The simulation and experimental results based on an improved DTC technique indicated good speed and load response from the low speed range to the high speed range. The torque and speed ripple could be reduced in comparison with the conventional switching table DTC method.

기호 및 약어

$\alpha - \beta$: 고정직교좌표계
B	: 마찰계수 [$N \cdot m / rad / s$]
$d - q$: 동기회전좌표계
d^m, q^m	: 고주파 주입신호 응답 측정축
e_m	: 역기전력 [V]
\tilde{e}_m	: 추정된 역기전력 [V]
G_m	: 인덕턴스 행렬
$g(\theta)$: 공극길이
i_{as}, i_{bs}, i_{cs}	: 고정자 상전류 [A]
i_{ar}, i_{br}, i_{cr}	: 회전자 상전류 [A]
i_{dr}, i_{qr}	: $d - q$ 축 회전자전류 [A]
i_{ds}, i_{qs}	: $d - q$ 축 고정자전류 [A]
i_{dsh}^m, i_{qsh}^m	: q^m, d^m 축에서의 전류 [A]
\dot{i}_m	: 자속전류 [A]
\mathbf{i}_{qdos}	: $d - q$ 축 고정자전류 행렬
i_r	: 회전자전류 [A]
i_{ref}	: 자속전류지령치 [A]
I_s	: 회전자축 고정자전류 [A]
i_s	: 고정자전류 [A]
\mathbf{i}_s	: 고정자전류 행렬
$i_{\alpha r}, i_{\beta r}$: $\alpha - \beta$ 축 회전자전류 [A]
$i_{\alpha s}, i_{\beta s}$: $\alpha - \beta$ 축 고정자전류 [A]
J	: 관성모멘트 [$Kg \cdot m^2$]

K_s	: a, b, c 3상축에서 $d-q$ 축 변환행렬
K_{d1}, K_{d2}, K_i	: 상수
K_p, K_{q1}, K_{q2}	: 상수
$K_{mi}, K_{mp}, K_{ti}, K_{tp}$: 상수
L	: 인덕턴스 행렬
L_{lr}	: 회전자 누설인덕턴스 [H]
L_{ls}	: 고정자 누설인덕턴스 [H]
L_m	: 상호인덕턴스 [H]
L_r	: 회전자 자기인덕턴스 [H]
L_s	: 고정자 자기인덕턴스 [H]
m	: 수식모델변수
P	: 극수
P	: 전동기의 출력 [W]
p	: 미분연산자
P_m	: 기계적 출력 [W]
R	: 저항 행렬
R_r	: 회전자저항 [Ω]
R_{rn}	: 공칭회전자저항 [Ω]
R_s	: 고정자저항 [Ω]
S_a, S_b, S_c	: 인버터 스위치
s	: 라플라스 연산자
T	: 전치 행렬
$T(\hat{\theta}_e)$: 고정좌표계에서 회전좌표계로의 변환행렬
T_1, T_2, T_0	: 전압벡터 인가시간 [s]
T'_1, T'_2, T'_3	: 인버터 포화시의 전압벡터 인가시간 [s]
T_e	: 출력토크 [$N-m$]
T_L	: 부하토크 [$N-m$]

T_e^*	: 출력토크 지령치 [$N-m$]
T_r	: 회전자 시정수 [s]
T_s	: 샘플링주기 [s]
\mathbf{V}	: 전압 행렬
v_{ab}, v_{bc}, v_{ca}	: 선간전압 [V]
v_{an}, v_{bn}, v_{cn}	: 인버터 출력전압 [V]
v_{ar}, v_{br}, v_{cr}	: 고정자측으로 변환한 회전자 상전압 [V]
v_{as}, v_{bs}, v_{cs}	: 고정자 상전압 [V]
V_{dc}	: 직류링크전압 [V]
v_s	: 고정자전압 [V]
\mathbf{v}_s	: 복소평면상의 전압벡터 [V]
v_{dr}, v_{qr}	: $d-q$ 축 회전자전압 [V]
v_{ds}, v_{qs}	: $d-q$ 축 고정자전압 [V]
\mathbf{V}_{abcs}	: a, b, c 축 고정자 상전압 [V]
\mathbf{V}_{abcr}	: a, b, c 축 회전자 상전압 [V]
\mathbf{V}_{qdos}	: $d-q$ 축 고정자전압 [V]
v_{qsh}^m, v_{dsh}^m	: q^m, d^m 축에서의 단자전압 [V]
$v_{\alpha r}, v_{\beta r}$: $\alpha-\beta$ 축 회전자전압 [V]
$v_{\alpha s}, v_{\beta s}$: $\alpha-\beta$ 축 고정자전압 [V]
v_{os}	: 고정자 영상분 전압 [V]
\mathbf{Z}	: 임피던스 행렬
$x_{\alpha r}, x_{\beta r}$: $\alpha-\beta$ 축 회전자 상태변수
θ_e	: 동기각변위 [rad]
θ_{em}	: 각 섹터의 기저각 [rad]
θ_r	: 회전자 동기각변위 [rad]
θ_s	: 고정자 동기각변위 [rad]

θ_{sl}	: 슬립각변위 [rad]
θ_T	: 회전자자속과 고정자자속 각변위 [rad]
λ_{abcs}	: a, b, c 축 고정자자속 [Wb]
λ_{abcr}	: a, b, c 축 회전자자속 [Wb]
$\lambda_{dr}, \lambda_{qr}$: $d-q$ 축 회전자자속 [Wb]
$\lambda_{ds}, \lambda_{qs}$: $d-q$ 축 고정자자속 [Wb]
λ_{qdos}	: $d-q$ 축 고정자 영상분 자속 [Wb]
λ_r	: 회전자자속 [Wb]
λ_r	: 회전자자속 행렬
$\tilde{\lambda}_r$: 추정된 회전자자속 [Wb]
λ_s	: 고정자자속 [Wb]
λ_s^*	: 고정자자속 지령치 [Wb]
$\lambda_{\alpha r}, \lambda_{\beta r}$: $\alpha-\beta$ 축 회전자자속 [Wb]
$\lambda_{\alpha s}, \lambda_{\beta s}$: $\alpha-\beta$ 축 고정자자속 [Wb]
σ	: 누설계수
ω_e	: 동기각속도 [rad/s]
ω_h	: 고조파 주파수 [Hz]
ω_m	: 기계적 각속도 [rad/s]
ω_r	: 전동기의 전기적 각속도 [rad/s]
ω_{ref}	: 속도 지령치 [rad/s]
ω_{sl}	: 슬립각속도 [rad/s]
x_T	: 토크비교기 출력
x_λ	: 자속비교기 출력
Δt	: 샘플링주기
\wedge	: 추정치
$*$: 지령치

×	: 벡터 곱
·	: 스칼라 곱
A/D	: Analog to digital
BPF	: Band pass filter
CNC	: Computer numerical control
CT	: Current transducer
DTC	: Direct torque control
EPS	: Electric propulsion system
FFT	: Fast fourier transform
FOC	: Field orientation controller
FPSO	: Floating production and storage offloading
FSRU	: Floating storage and regasification unit
GTO	: Gate turn-off thyristor
IC	: Integrated circuit
IGBT	: Insulated gate bipolar transistor
IM	: Induction motor
INV	: Inverter
KFA	: Kalman filter algorithm
LNG	: Liquefied natural gas
LPF	: Low pass filter
PC	: Personal computer
PWM	: Pulse width modulation
SVM	: Space vector modulation
VC	: Vector control
V/f	: Voltage/frequency

1. 서 론

1.1 연구배경 및 동향

최근 로봇 구동장치, 크레인 및 각종 산업용 CNC(Computer numerical control) 주축 구동장치 등 신속한 토크 및 속도제어가 필요한 고성능 산업 응용분야에서는 지금까지 토크 과도응답 특성이 우수한 직류기를 사용하고 있는데, 이 직류기는 브러시 및 정류자를 정기적으로 보수해야 하는 단점이 있다. 이와 같은 직류전동기의 문제점은 교류전동기의 사용으로 상당 부분 개선되어 왔다. 특히, 여러 종류의 교류전동기 중에서도 유도전동기는 가격이 상대적으로 저렴하고 견고하여 다양한 전력 응용 분야에 폭 넓게 사용되고 있으며 전력 반도체 기술, PWM(Pulse width modulation) 및 전류 제어 기술, 제어소자, 제어이론 등의 발전으로 고성능 구동분야에서도 직류전동기의 성능에 뒤지지 않는 특성을 보유했다.

유도전동기의 제어방식에는 벡터제어 이론이 널리 응용되고 있다. 전동기 제어시스템은 산업분야에서 컨베이어, 자동화 로봇, 크레인, 공작기계 등 공장자동화의 필수 요소가 되었다. 뿐만 아니라 전동력의 제어는 가정용 전기제품에서부터 전기자동차, 지하철, 고속전철 등의 운송시스템, 엘리베이터, 자동개폐문 등의 빌딩 자동화에 이르기까지 여러 산업분야에서도 사용된다.

유도전동기와 같은 교류전동기의 가장 큰 장점은 구조가 간단하고 값이 싸서 직류전동기가 지닌 정기적인 보수 및 최대 회전수 제한 등의 구조적인 문제를 극복할 수 있고, 운전특성도 벡터제어의 실현으로 직류전동기에 상응하는 응답 특성을 얻을 수 있어 빠른 가감속과 고속 운전이 요구되는 서보시스템 및 공작기계 구동장치 등에 점차 확대되고 있다.

특히, 순시 토크제어나 고성능 속도제어가 필요한 분야에서는 벡터제어 이론과 전력용 반도체 기술의 발달, 고성능 프로세서의 등장으로 유도전동기가 폭

넓게 이용되고 있다.

벡터제어란 과도특성이 양호한 응답을 가지는 토크제어를 위하여 유도전동기의 고정자 전류벡터를 동기속도로 회전하는 기준축상에서 회전자 자속벡터와 같은 방향을 이루는 자속전류 성분과 수직을 이루는 토크전류 성분으로 분리하여 각각 자속과 토크를 제어하게 함으로써 타여자 직류전동기와 같은 제어성능을 얻을 수 있게 한다. 유도전동기의 벡터제어에는 자속의 회전각과 자속의 크기를 알아야 하며, 이 방법에는 직접벡터제어와 간접벡터제어가 있다.

유도전동기 벡터제어에는 자속정보나 회전자의 속도에 대한 정보가 필수적이다[5-7]. 직접벡터제어는 센서(Sensor)를 이용하여 자속을 직접 측정하거나 고정자전류, 전압 등을 측정하여 자속을 추정하는 방법[1]이며, 간접벡터제어는 고정자의 토크전류 및 자속전류로부터 슬립 각속도를 계산하고 여기에 회전자 속도를 더하여 자속각으로 이용하는 방법[2-4]이다. 자속에 대한 정보를 얻기 위해서는 자속센서를 설치하거나 적절한 자속모델을 사용해야 하는데 홀소자 등의 자속센서에 의한 자속검출은 전동기에 기계적인 가공이 요구되므로 유도전동기 구조상 강인성을 감소시킨다.

자속모델을 이용하는 방법은 고속에서 정확한 자속벡터를 추정할 수 있지만 저속영역에서는 전동기 파라미터 변동에 의한 영향이 크고, 작은 역기전력으로 정확한 자속정보를 기대하기 어렵다.

속도정보를 얻기 위해서는 회전자에 레졸버나 인코더 등의 속도 검출기를 부착하여야 한다. 레졸버나 인코더 등을 유도전동기 제어시스템에 사용할 경우 회전자의 속도 및 위치를 연속적으로 검출할 수 있다는 장점이 있으나, 전체시스템의 가격을 상승시키고 제어 알고리즘도 매우 복잡하다는 단점이 있다.

따라서 벡터제어의 이러한 단점을 극복하기 위해 자속과 토크의 빠른 응답을 얻을 수 있으면서도 벡터제어의 복잡한 제어 알고리즘을 줄이기 위한 논문들이 발표되었다.

그중에 대표적인 제어 방법으로서 직접토크제어(Direct torque control, DTC) 이론이 등장하였다. 직접토크제어는 벡터제어처럼 전동기의 자속과 토크를 정

확하고 빠르게 제어하면서도 제어 알고리즘은 오히려 단순하고 전동기의 파라미터 중에서 고정자 저항의 정보만을 필요로 하므로 파라미터 변동에 대한 영향이 비교적 적다는 특징이 있다. 이러한 관점에서 직접토크제어는 유도전동기 구동의 새로운 제어방법으로 제시되고 있다[8].

직접토크제어는 순시 토크와 순시 자속을 독립적으로 제어하는 방법으로 자속과 토크의 지령치와 유도전동기의 고정자 전압과 전류의 정보를 이용해 추정된 현재의 자속 및 토크를 비교하여 오차를 계산한 후 히스테리시스 밴드를 거쳐 매 연산 주기마다 그 오차를 가장 최소화하기 위한 전압벡터를 선정하여 출력하는 방법이다[9-12].

이 방법은 순시 전압과 전류의 정보를 이용하기 때문에 정지상태나 저속에서 그 측정된 값들이 작을 경우에는 추정된 고정자 자속이 실제의 자속과 오차가 생기게 되어 특성이 나쁘게 된다. 이러한 문제를 해결하기 위해서 많은 방법들이 시도되고 있는데, 그중에 회전자 자속의 지령치와 역기전력을 혼용한 페루프 자속추정 방법, 고정자 회로의 전압모델과 회전자 회로의 전류모델을 혼용하는 방법 등이 그 대표적인 예이다. 또한, 스위칭 테이블방식 직접토크제어는 스위칭 주파수가 균일하지 않아 필터를 설계하는 것이 어렵고 영벡터를 인가하지 않으므로 토크 리플이 심하여 기동 및 과도특성이 양호하지 않다.

반면에, 반도체와 전력전자 기술의 발달로 속도 및 위치검출기를 사용하는 벡터제어에 필적한 만한 센서리스제어 방법이 개발되었다. 그중에는 고정자전압 및 전류값을 측정하여 전동기 상태방정식으로부터 자속 및 회전자속도를 추정하는 방식[13-14], 고정자모델과 회전자모델로 구한 각각의 상태추정치의 차이를 적응메카니즘에 적용시킴으로써 속도를 추정하는 방식[15-16], 관측기에 의해 회전자자속을 추정하고 고정자 전류오차와 회전자자속을 이용하여 속도정보를 얻는 방식[17-18] 등이 있다. 또한, 입출력이 잡음의 영향을 받을 경우 최적의 필터링 알고리즘인 칼만필터를 이용하는 방식[19-22] 및 회전자슬롯에 의한 톨력턴스 변화로 야기되는 고정자전압이나 전류 고조파를 측정하여 속도를 추정하는 방식[24-26]이 제안되었다. 그밖에 인공지능회로를 이용하는 방식[27-32,

37], 고주파전류를 주입한 후 전압과 전류를 검출하여 속도를 추정하는 방식 [36-38] 등이 발표되었다.

1.2 연구 목적과 구성

대부분의 센서리스 속도제어 방식들은 고속영역에서 비교적 양호한 제어 결과를 얻을 수 있지만 저속영역에서는 좋은 제어특성을 기대하기 어렵다.

본 논문에서는 제어구조가 디지털 형태로 아주 단순하면서 벡터제어처럼 많은 제어기와 복잡한 연산을 요구하지 않고, 토크의 동적 특성이 전동기의 정수 변화에 영향이 적으며, 속도 센서리스제어에 유리하고, 직접 전동기의 토크와 고정자 자속을 독립적으로 제어할 수 있는 직접토크제어 구동 시스템에 대한 연구에 초점을 두었다. 1980년대 중반 일본의 Takahashi와 Noguchi, 독일의 Depenbronk등에 의해서 처음 제안되었으며, 1995년에는 ABB에 의해 세계 최초로 상품화된 직접토크제어 방식의 인버터가 발표되어 산업용 전동기 드라이브 업계로부터 매우 큰 주목을 받고 있다.

본 논문은 스위칭 주파수가 균일하고, 정확한 토크제어를 통해 속도 및 토크 리플을 감소시킬 수 있으며 유도전동기 파라미터의 영향이 비교적 적은 개선된 직접토크제어방식의 센서리스 속도 제어시스템을 제안한다. 광범위한 속도영역에서의 자속과 토크 추종을 위해 PI제어기를 각각 사용하였고, 일정한 스위칭 주파수로 정밀한 전류제어를 위해 공간벡터 변조법을 적용하였다. 제안된 알고리즘은 자속과 토크 상태관측기로부터 회전자 자속각을 계산하여 미분기를 통해 회전자 속도를 추정한다.

특히 저속에서 양호한 정상상태 특성의 실현에 중점을 둔다. 즉, 센서리스 벡터제어의 약점인 저속영역에서의 제어특성을 향상시켜 전영역에서 안정된 제어특성을 얻고자 한다.

본 논문은 기존의 직접토크제어방식과 개선된 직접토크제어방식을 비교 검토하고 개선된 직접토크제어방식의 이론적인 배경 및 타당성을 기술하며, 컴퓨터 시뮬레이션과 실험을 통하여 제안된 유도전동기 센서리스 속도제어 방식의 우수성을 검증한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다.

- 1장 서론에서는 연구배경 및 동향과 연구목적을 기술하고,
- 2장에서는 유도전동기의 수학적 모델과 제어기법에 대하여 서술하였다.
- 3장에서는 유도전동기 센서리스 속도제어 방식에 대하여 기술하였으며,
- 4장에서는 본 논문에서 제안한 개선된 직접토크제어방식에 의한 센서리스 속도제어 방식을 기술하였다.
- 5장에서는 본 논문에서 제안한 알고리즘의 유효성을 검증하기 위한 컴퓨터 시뮬레이션 응답특성을 알아보고,
- 6장에서는 본 제어방식의 실현을 위한 실험장치의 구성과 실험을 통한 결과를 검토하여 제안한 제어알고리즘의 우수성을 검증하였으며,
- 마지막으로 7장에서는 본 논문의 결론으로서 제안된 제어방식에 대한 전체적인 평가를 언급하였다.

2. 유도전동기의 수학적 모델 및 제어기법

2.1 유도전동기의 전압방정식

유도전동기에 대한 구동시스템 설계시 유도전동기를 정확하게 표현할 수 있는 모델이 필수적이다. 과거에는 유도전동기를 개루프(Open-loop) 정속응용에만 사용하였기 때문에 정상상태 특성이 주요 관심사였지만, 점차 폐루프(Closed-loop) 가변속 구동시스템에 적용하고 있으므로 과도 특성을 고려한 모델링이 중요하다.

3상 농형 유도전동기의 회전자 권선은 봉도체와 단락환으로 구성되어 있고, 고정자 권선은 그림 2.1과 같이 전기각 120° 의 간격으로 고정자에 고르게 배치되어 공극 주위에 정현파 자속을 발생한다. 시간에 따라 정현적으로 변하는 전류가 흐르게 되면 방사상으로 정현파의 공극자속이 발생하며 이 자속은 고정자 전류의 회전속도와 같은 동기속도로 회전하게 된다.

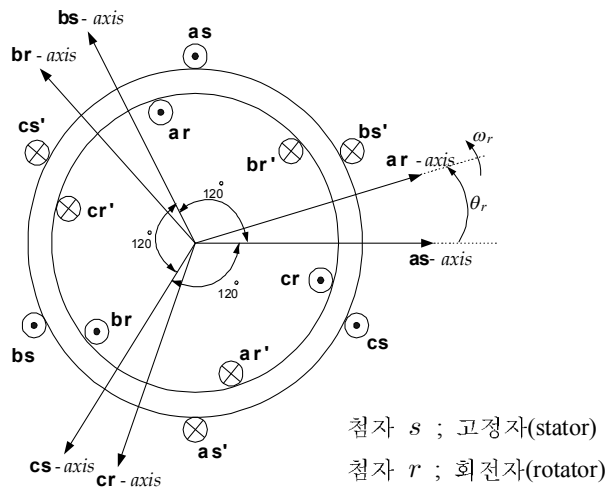


그림 2.1 3상 유도전동기의 고정자와 회전자 등가모델

Fig. 2.1 Equivalent model of 3 phase symmetrical induction motor.

2.1.1 3상 좌표계에서의 유도전동기 전압방정식

3상 유도전동기의 전압방정식을 구하기 위하여 고정자 권선은 Y결선의 대칭 집중권이라 가정하고 회전자 권선도 그림 2.1과 같이 집중권선이 전기각 120° 의 간격으로 배치되어 있다고 가정한다. 그리고 철심의 자화 특성은 선형이며 히스테리시스 등에 의한 손실이 없다고 가정하면 고정자와 회전자의 전압방정식은 아래와 같이 표현된다.

$$\mathbf{V}_{abcs} = \mathbf{R}_s \mathbf{i}_{abcs} + \frac{d}{dt} \lambda_{abcs} \quad (2.1a)$$

$$\mathbf{V}_{abcr} = \mathbf{R}_r \mathbf{i}_{abcr} + \frac{d}{dt} \lambda_{abcr} \quad (2.1b)$$

단, $\mathbf{f}_{abcs}^T = [f_{as} \quad f_{bs} \quad f_{cs}]$

$\mathbf{f}_{abcr}^T = [f_{ar} \quad f_{br} \quad f_{cr}]$

$\mathbf{R}_s = \text{diag}[R_s \quad R_s \quad R_s]$

$\mathbf{R}_r = \text{diag}[R_r \quad R_r \quad R_r]$



위 식에서 \mathbf{f} 는 전압, 전류 및 자속의 전기적인 물리량을 나타내고 첨자 s 와 r 은 각각 고정자와 회전자를 말한다. 식(2.1a), (2.1b)에서 고정자와 회전자의 쇠교자속(Linkage flux)은 다음과 같이 된다.

$$\begin{bmatrix} \lambda_{abcs} \\ \lambda_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_s & \mathbf{L}_{sr} \\ \mathbf{L}_{sr}^T & \mathbf{L}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{abcs} \\ \mathbf{i}_{abcr} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

단,

$$L_s = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_m & -\frac{1}{2}L_m & -\frac{1}{2}L_m \\ -\frac{1}{2}L_m & L_{ls} + L_m & -\frac{1}{2}L_m \\ -\frac{1}{2}L_m & -\frac{1}{2}L_m & L_{ls} + L_m \end{bmatrix}$$

$$L_s = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_m & -\frac{1}{2}L_m & -\frac{1}{2}L_m \\ -\frac{1}{2}L_m & L_{lr} + L_m & -\frac{1}{2}L_m \\ -\frac{1}{2}L_m & -\frac{1}{2}L_m & L_{lr} + L_m \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{L}_{sr} = L_m \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos\left(\theta_r + \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\theta_r & \cos\left(\theta_r + \frac{2}{3}\pi\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\theta_r \end{bmatrix}$$

여기서, L_{ls} 와 L_{lr} 은 고정자권선과 회전자권선의 누설인덕턴스이고 L_m 은 고정자권선과 회전자권선 사이의 상호인덕턴스를 나타낸다.

이상적인 유도전동기는 각 상이 6차의 미분방정식으로 표현되며 이 미분방정식의 파라미터들은 각 권선들 간의 상호인덕턴스와 연관된다. 특히, 회전자와 고정자간의 결합은 회전자의 위치함수로 표시되어 회전자의 회전에 따라 결합계수들이 변하게 된다. 유도전동기의 제어나 해석을 위해서는 동특성에 대한 고찰이 필요한데 이러한 계수들이 변하게 되면 유도전동기의 동특성에 관한 고찰이 어렵게 된다. 따라서 유도전동기의 동적모델을 얻기 위해서 일반적으로 2

축 이론으로 불리는 $d-q$ 변환이론이 주로 사용된다. 이는 3상평형 전압이나 PWM 전압파형이 유도전동기에 인가될 때 과도 및 정상상태 동작을 2축 이론으로 간단히 해석할 수 있기 때문인데 이 경우 시변 파라미터가 제거되고 고정자 변수와 파라미터가 $d-q$ 직교좌표계상의 값으로 표현된다.

또한, 이 $d-q$ 축 동특성 모델은 고정자에 고정된 고정좌표계나 회전자계와 동기회전하는 동기회전좌표계상의 값으로 표현될 수 있다. 고정좌표계는 기본적으로 축 변환과정을 나타내며 고정자와 회전자의 전압, 전류 및 쇄교자속에 대해 선형변환을 적용한다.

고정좌표계의 a, b, c 축과 $\alpha-\beta$ 축 사이의 관계를 그림 2.2에 나타내었다.

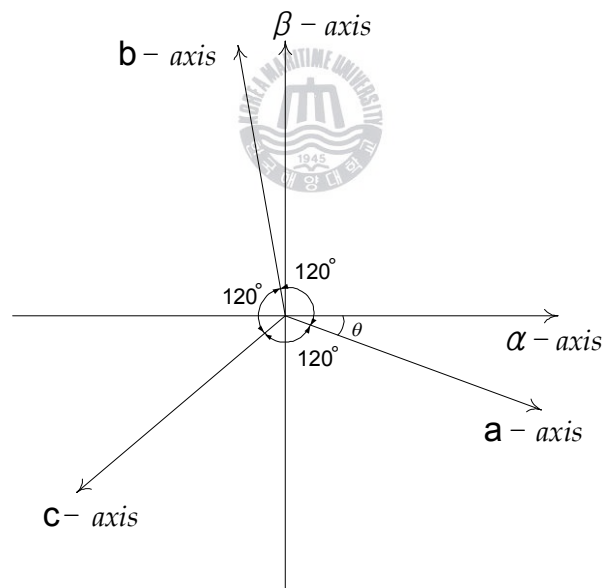


그림 2.2 3상 a, b, c 축과 고정 $\alpha-\beta$ 축과의 관계

Fig. 2.2 Relationship between 3 phase axis of a, b, c and stationary $\alpha-\beta$ axis.

위 그림에서 알 수 있듯이 임의의 시간의 상전압 v_{as} 는 α 축성분 $v_{\alpha s} \cos\theta$ 와 β 축성분 $-v_{\beta s} \sin\theta$ 의 합으로 이루어지며 b, c 상전압도 a 상과의 관계를 고려하면 식(2.3)과 같은 변환식으로 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \\ v_{os} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

위 식에서 v_{os} 는 영상분 전압을 나타내며 3상 평형시 영이 된다.

또한, 식(2.3)을 역변환하면 식(2.4)가 되며 $\theta = 0$ 으로 하여 α 축과 a 축을 일치시키고 영상분을 무시하면 식(2.5)가 된다.

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \\ v_{os} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

2.1.2 동기 회전좌표계에서의 유도전동기 전압방정식

3상 유도전동기의 3상 고정좌표계에서 전압방정식은 앞 절에서 언급한 바와 같이 시간에 따라 3상의 정현파 교류에 대한 변수가 되어 제어 알고리즘의 적용에는 어려움이 많게 된다. 그러므로 이 변수들을 동기속도로 회전하는 동기회전좌표계로 변환하면 변수들은 $d-q$ 축 상의 값으로 표현되며 자속전류와 토크전류를 분리하여 제어가 가능하게 되므로 타여자 직류기와 유사한 제어가 가능하게 된다. 그림 2.3은 3상 좌표계와 동기회전좌표계의 관계를 도시하고 있다.

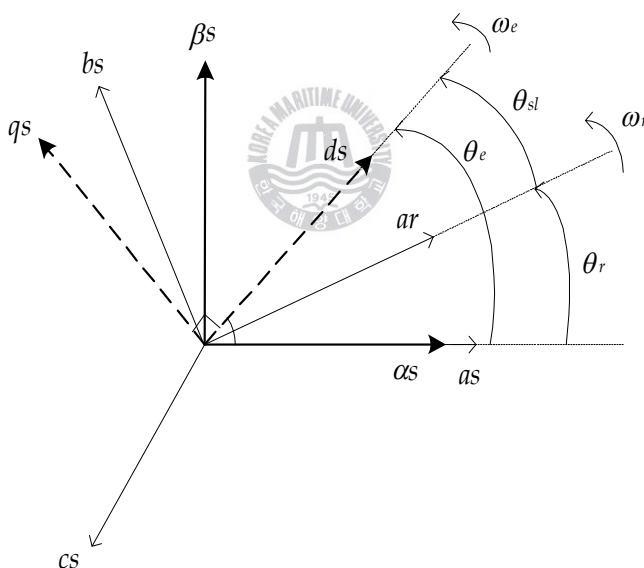


그림 2.3 3상 a, b, c 축과 동기회전 $d-q$ 축과의 관계

Fig. 2.3 Relationship between 3 phase axis of a, b, c and synchronously $\alpha-\beta$ axis.

3상의 a, b, c 축으로부터 $d-q$ 축으로 변환하기 위한 변환행렬 K_s 는 다음과 같다.

$$K_s = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta_e & \cos\left(\theta_e - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\theta_e + \frac{2}{3}\pi\right) \\ \sin\theta_e & \sin\left(\theta_e - \frac{2}{3}\pi\right) & \sin\left(\theta_e + \frac{2}{3}\pi\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

$$K_s^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta_e & \sin\theta_e & 1 \\ \cos\left(\theta_e - \frac{2}{3}\pi\right) & \sin\left(\theta_e - \frac{2}{3}\pi\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_e + \frac{2}{3}\pi\right) & \sin\left(\theta_e + \frac{2}{3}\pi\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

단, $\theta_e = \omega_e t$

그러므로 3상의 고정자축과 $d-q$ 축은 다음의 관계로 표현된다.

$$\mathbf{f}_{qdos} = K_s \mathbf{f}_{abcs} \quad (2.8)$$

$$\text{단, } \mathbf{f}_{qdos}^T = [f_{qs} \quad f_{ds} \quad f_{os}]$$

변환행렬 K_s 를 이용하여 3상의 고정자 전압방정식인 식(2.1a)를 $d-q$ 축 값으로 변환하면 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned}
\mathbf{V}_{qdos} &= K_s \mathbf{R}_s K_s^{-1} \mathbf{i}_{qdos} + K_s \frac{d}{dt} (K_s^{-1} \lambda_{qdos}) \\
&= K_s \mathbf{R}_s K_s^{-1} \mathbf{i}_{qdos} + K_s \frac{d}{dt} (K_s^{-1}) \lambda_{qdos} \\
&\quad + K_s K_s^{-1} \frac{d}{dt} \lambda_{qdos}
\end{aligned} \tag{2.9}$$

앞의 식(2.9)에서,

$$\begin{aligned}
K_s \mathbf{R}_s K_s^{-1} &= \mathbf{R}_s \\
K_s \frac{d}{dt} (K_s^{-1}) &= \omega_e \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

가 되므로 식(2.9)를 이용하여 식(2.10)을 얻는다.

$$\mathbf{V}_{qdos} = \mathbf{R}_s \mathbf{i}_{qds} + \frac{d}{dt} \lambda_{qdos} + \omega_e \lambda_{dqs} \tag{2.10}$$

$$\text{단, } \lambda_{dqs}^T = \begin{bmatrix} \lambda_{ds} & -\lambda_{qs} & 0 \end{bmatrix}$$

식(2.10)에서 영상분을 제외하면 다음과 같은 동기 회전좌표계에서의 전압방정식을 얻을 수 있다.

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt} + \omega_e \lambda_{ds} \tag{2.11a}$$

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt} - \omega_e \lambda_{qs} \tag{2.11b}$$

만약 전동기 회전자 속도 ω_r 로 회전한다면, 회전자는 동기회전좌표계와

$\omega_e - \omega_r$ (슬립각속도)의 상대속도를 가지게 된다. 따라서 고정자와 동일한 방법으로 회전자의 전압방정식을 동기 회전좌표계로 변환하면 식(2.12a) 및 식(2.12b)와 같이 된다.

$$v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\lambda_{qr}}{dt} + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr} \quad (2.12a)$$

$$v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\lambda_{dr}}{dt} - (\omega_e - \omega_r) \lambda_{qr} \quad (2.12b)$$

또한, 고정자와 회전자의 쇄교자속은 다음 식과 같이 된다.

$$\lambda_{qs} = L_{ls} i_{qs} + L_m (i_{qs} + i_{qr}) = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \quad (2.13a)$$

$$\lambda_{ds} = L_{ls} i_{ds} + L_m (i_{ds} + i_{dr}) = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \quad (2.13b)$$

$$\lambda_{qr} = L_{lr} i_{qr} + L_m (i_{qs} + i_{qr}) = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \quad (2.13c)$$

$$\lambda_{dr} = L_{lr} i_{dr} + L_m (i_{ds} + i_{dr}) = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \quad (2.13d)$$

식(2.11)~식(2.13)으로부터 동기 회전좌표계상의 전동기 등가회로를 구하면 그림 2.4와 같고 전압방정식을 행렬로 나타내면 식(2.14)가 된다.

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ v_{qr} \\ v_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + \frac{d}{dt} L_s & \omega_e L_s & \frac{d}{dt} L_m & \omega_e L_m \\ -\omega_e L_s & R_s + \frac{d}{dt} L_s & -\omega_e L_m & \frac{d}{dt} L_m \\ \frac{d}{dt} L_m & (\omega_e - \omega_r) L_m & R_r + \frac{d}{dt} L_r & (\omega_e - \omega_r) L_m \\ -(\omega_e - \omega_r) L_m & \frac{d}{dt} L_m & -(\omega_e - \omega_r) L_m & R_r + \frac{d}{dt} L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

그림 2.4는 유도전동기의 정상상태 상당 등가회로와 유사하다. 그러나 정상상태 등가회로는 벡터로 표현된 그림 2.4의 특별한 상태에 불과하다.

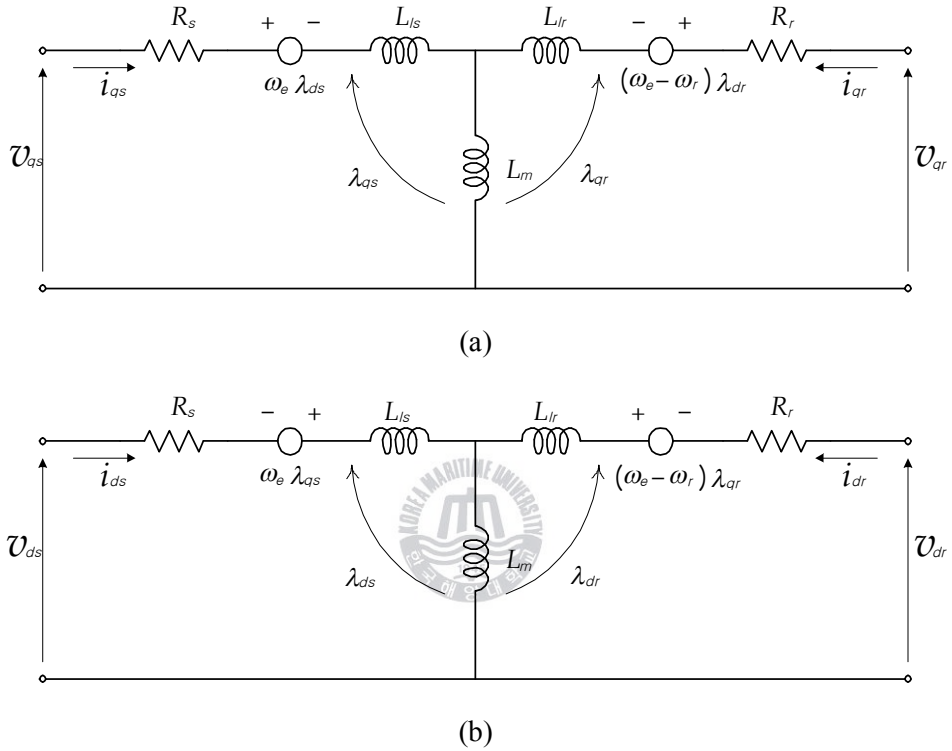


그림 2.4 동기회전좌표계에서의 $d-q$ 등가회로

(a) q 축 등가회로 (b) d 축 등가회로

Fig. 2.4 $d-q$ equivalent circuits at synchronously rotating reference frame.

(a) q axis equivalent circuit. (b) d axis equivalent circuit.

또한, 출력토크식과 회전자 각속도는 식(2.15) 및 식(2.16)과 같다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} (i_{qs} \lambda_{dr} - i_{ds} \lambda_{qr}) \quad (2.15)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = -\frac{B}{J} \omega_r + \frac{T_e - T_L}{J} \quad (2.16)$$

여기서 J 와 B 는 각각 관성모멘트 및 마찰계수이며 T_L 은 부하토크이다.

2.2 벡터제어

유도전동기를 V/f (전압/주파수) 일정제어방식으로 제어하게 되면, 자속성분 전류와 토크성분 전류의 상호 간섭으로 토크를 정확하게 발생시킬 수 없으며, 토크 응답의 시간 지연 때문에 정밀한 서보 제어방식으로 적절하지 않다. 따라서 유도전동기의 출력 토크를 정밀하게 제어하기 위해서는 고정자 전류를 자속 성분과 토크 성분 전류로 분리하여 각각을 독립적으로 제어하여야 한다. 이를 위하여 유도전동기의 고정자 전류를 동기 속도로 회전하는 $d-q$ 축으로 변환하고 d 축을 회전자 자속 벡터와 일치시키면 d 축성분은 자속성분, q 축성분은 토크성분으로 상호 분리할 수 있어 타여자 직류전동기와 같은 특성을 낼 수 있으며, 이 기법을 자속기준제어(Field oriented control) 혹은 벡터제어(Vector control)라고 한다.

벡터제어는 기준자속의 종류에 따라 고정자자속 기준제어(Stator flux oriented control), 공극자속 기준제어(Air gap flux oriented control)와 회전자자속기준제어(Rotator flux oriented control)등으로 구분되며, 자속의 크기와 각 변위를 추정하는 방식에 따라 직접벡터제어(Direct vector control)와 간접벡터제어(Indirect vector control)로 나누어진다.

2.2.1 직접벡터제어

자속 피드백(Feed-back)제어로 불리는 이 방식은 F. Blaschke가 처음 제안한 것으로 홀소자(Hall sensor)나 검출코일(Sensing coil) 등에 의해 공극자속을 직접 검출하거나 전동기 단자전압, 전류 및 속도로 구성되는 자속모델을 이용하여 회전자 자속벡터의 크기와 위치를 구하는 방식이다. 직접측정법은 고정자 슬롯에 홀소자나 검출코일을 설치해야 하므로 기계적으로 취부하기 어려울 뿐만 아니라 슬롯에 의해 발생하는 고조파가 전동기 속도에 따라 변하므로 필터의 설계가 복잡해진다. 따라서 전동기 파라미터와 전압, 전류, 속도 등으로부터 간접적으로 추정한 자속벡터를 사용하는 것이 일반적이다.

(1) 고정자회로의 전압모델

먼저, 식(2.17a), (2.17b)와 같이 고정자전압을 적분하여 고정자자속을 구한다.

$$\lambda_{\alpha s} = \int (v_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s}) dt \quad (2.17a)$$

$$\lambda_{\beta s} = \int (v_{\beta s} - R_s i_{\beta s}) dt \quad (2.17b)$$

고정자누설자속의 영향을 고려하여 회전자자속을 다음 식에 의해 구한다.

$$\lambda_{\alpha r} = \frac{L_r}{L_m} (\lambda_{\alpha s} - \sigma L_s i_{\alpha s}) \quad (2.18a)$$

$$\lambda_{\beta r} = \frac{L_r}{L_m} (\lambda_{\beta s} - \sigma L_s i_{\beta s}) \quad (2.18b)$$

여기서, $\sigma (= 1 - L_m^2 / L_s L_r)$ 는 누설계수이다.

또한, 위 식으로부터 다음과 같이 회전자속의 동기각변위를 구한다.

$$\theta_e = \tan^{-1} \left(\frac{\lambda_{\beta r}}{\lambda_{\alpha r}} \right) \quad (2.19)$$

위의 방식은 역기전력이 작은 저속영역에서 고정자 임피던스 강하 및 잡음의 영향으로 정확하지 않고, 또한 적분시 추정 변수들의 오프셋(Offset) 때문에 적분기가 포화되기 쉽다. 따라서 이 방법은 순수적분 대신 고주파 대역필터(High pass filter)를 사용하여 주로 고속운전영역에서 사용된다.

(2) 회전자회로의 전류모델

저속운전영역에서는 회전자속도와 고정자전류로부터 자속을 연산하는 방식이 유용하다. 농형유도전동기일 경우 $v_{dr} = 0$ 이고 정지좌표계에서는 기준축 속도 $\omega_e = 0$ 이며 d 축과 α 축이 일치하므로, 식(2.12b)로부터 다음 식이 된다.

$$R_r i_{\alpha r} + \frac{d}{dt} \lambda_{\alpha r} + \omega_r \lambda_{\beta r} = 0 \quad (2.20)$$

식(2.13d)에서 $i_{\alpha r}$ (정지좌표계에서 $i_{\alpha r} = i_{dr}$, $i_{\beta r} = i_{qr}$)를 구하여 식(2.20)에 대입하면 식(2.21a)를 얻을 수 있다.

$$\frac{d\lambda_{\alpha r}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{\alpha s} - \omega_r \lambda_{\beta r} - \frac{1}{T_r} \lambda_{\alpha r} \quad (2.21a)$$

여기서 $T_r (= \frac{L_r}{R_r})$ 는 회전자 시정수이다.

마찬가지로, 식(2.12a), (2.13c)로부터 다음 식을 얻는다.

$$\frac{d\lambda_{\beta r}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{\beta s} + \omega_r \lambda_{\alpha r} - \frac{1}{T_r} \lambda_{\beta r} \quad (2.21b)$$

위의 두 식(2.21a), (2.21b)를 마이크로프로세서에서 실시간 연산하여 자속을 추정한다. 이 식들을 벡터 미분방정식으로 표시하면 식(2.22)가 된다.

$$\frac{d\lambda_r}{dt} = \left[-\frac{1}{T_r} \mathbf{I} + \omega_r \mathbf{J} \right] \lambda_r + \frac{L_m}{T_r} \mathbf{i}_s \quad (2.22)$$

$$\text{단, } \lambda_r = [\lambda_{\alpha r} \quad \lambda_{\beta r}] , \quad \mathbf{i}_s = [i_{\alpha s} \quad i_{\beta s}]$$

$$\mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

이 회전자회로의 전류모델에 의한 방식은 저속영역의 자속추정에 적합하지만, 식(2.22)의 고유치가 $-1/T_r \pm j\omega_r$ 이므로 속도가 증가하면 허수부가 커져 진동하기 쉽다. 또한, 회전자 저항 및 회전자 인덕턴스가 사용되기 때문에 이들 전동기 상수가 정확하지 않는 경우나, 전동기 상수가 변화하는 경우에는 추정치에 큰 오차를 수반한다.

2.2.2 간접벡터제어

슬립주파수형 또는 피드포워드(Feed-forward)제어로 불리는 이 방식은 K. Hasse가 제안한 것으로 동기회전좌표계상의 자속전류, 토크전류와 전동기정수를 이용하여 슬립지령각속도를 계산하고 이에 회전자속도를 더한 적분값을 자속각으로 추정하여 제어하는 일종의 예측제어이다. 이 방식은 전동기 파라미터 변화

에 민감하고 회전자속도정보를 위해 인코더나 레졸바 등이 요구된다는 단점이 있지만 자속센서나 모델이 필요치 않으므로 보다 널리 적용되고 있다. 이 제어 방식을 설명하기 위해 고정자 전류벡터를 각 기준축의 전류성분으로 분해한 벡터도를 그림 2.5에 나타내었다.

그림 2.5에서 $\alpha-\beta$ 축은 고정자에 고정되어 있고 $d-q$ 축은 동기각속도 ω_e 로 회전하며 d 축과 일치되어 있는 회전자 자속축은 회전자축에 대해 슬립각(θ_{sl}) 을 유지하면서 회전한다. 그러므로, 고정자의 자속전류 i_{ds} 와 토크전류 i_{qs} 는 각각 회전자자속과 토크를 분리 제어함을 알 수 있다. 또한, 회전자각 θ_r 과 자속 설정치로부터 구한 θ_{sl} 을 더하면 원하는 동기각변위 θ_e 를 구할 수 있으며 이를 좌표변환에 이용한다.

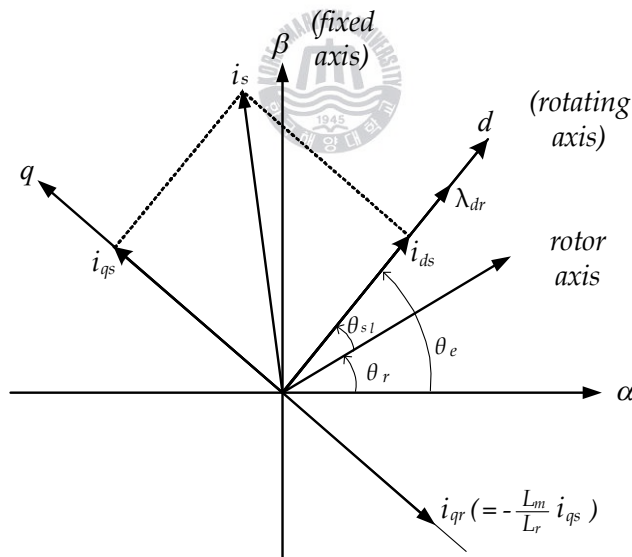


그림 2.5 간접벡터제어시의 벡터도

Fig. 2.5 Vector diagram of indirect vector control.

농형유도전동기인 경우 식(2.12a), (2.12b)는 식(2.23a), (2.23b)가 된다.

$$\frac{d\lambda_{qr}}{dt} + R_r i_{qr} + \omega_{sl} \lambda_{dr} = 0 \quad (2.23a)$$

$$\frac{d\lambda_{dr}}{dt} + R_r i_{dr} - \omega_{sl} \lambda_{qr} = 0 \quad (2.23b)$$

여기서 $\omega_{sl} (= \omega_e - \omega_r)$ 은 슬립각속도이다.

또한, 회전자 쇄교자속을 나타내는 식(2.13c), (2.13d)로부터 $d-q$ 축 회전자전류성분은 식(2.24a), (2.24b)와 같이 된다.

$$i_{qr} = \frac{1}{L_r}(\lambda_{qr} - L_m i_{qs}) \quad (2.24a)$$

$$i_{dr} = \frac{1}{L_r}(\lambda_{dr} - L_m i_{ds}) \quad (2.24b)$$



식(2.24a), (2.24b)를 식(2.23a), (2.23b)에 대입하여 회전자 전류항을 소거하면 식(2.25a) 및 식(2.25b)가 된다.

$$\frac{d\lambda_{qr}}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \lambda_{qr} - \frac{L_m}{L_r} R_r i_{qs} + \omega_{sl} \lambda_{dr} = 0 \quad (2.25a)$$

$$\frac{d\lambda_{dr}}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \lambda_{dr} - \frac{L_m}{L_r} R_r i_{ds} - \omega_{sl} \lambda_{qr} = 0 \quad (2.25b)$$

유도전동기 제어시 완전한 벡터제어를 행하면 회전자 쇄교자속의 q 축성분은 영이 되며 q 축성분 역시 일정하므로 토크는 q 축 전류성분에 의해서만 제어된다. 따라서 다음 식이 성립한다.

$$\lambda_{qr} = 0 \quad (2.26a)$$

$$\frac{d\lambda_{qr}}{dt} = 0 \quad (2.26b)$$

식(2.26)을 식(2.25a), (2.25b)에 대입하면 식(2.27), (2.28)을 얻을 수 있다.

$$\omega_{sl} = \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{qs}}{\lambda_{dr}} \quad (2.27)$$

$$T_r \frac{d\lambda_{dr}}{dt} + \lambda_{dr} = L_m i_{ds} \quad (2.28)$$

또한, 식(2.24a) 및 식(2.26a)에 의해 식(2.28a)가 구해지며 일정자속제어의 경우 $\frac{d\lambda_{dr}}{dt} = 0$ 이므로 식(2.23b)로부터 식(2.28b)가 구해진다.

$$i_{qr} = -\frac{L_m}{L_r} i_{qs} \quad (2.28a)$$

$$i_{dr} = 0 \quad (2.28b)$$

위 식을 식(2.28), (2.27) 및 식(2.15)에 대입하면 다음과 같은 자속, 슬립 및 토크식을 구할 수 있다.

$$\lambda_{dr} = L_m i_{ds} \quad (2.29)$$

$$\omega_{sl} = \frac{1}{T_r} \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \quad (2.30)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr} i_{qs} \quad (2.31)$$

그러므로, 식(2.28)~식(2.31)의 관계식은 유도전동기에 간접벡터제어이론을 적용할 때의 전동기모델이며 동기각변위는 전동기 각속도와 식(2.30)의 슬립지령 각속도를 더한 적분값인 다음 식이 된다.

$$\theta_e = \int \omega_e dt = \int (\omega_r + \omega_{sl}) dt \quad (2.32)$$

지금까지, 유도전동기의 벡터제어시 식(2.12)의 회전자 전압과 식(2.13)의 회전자 쇄교자속 방정식으로부터 식(2.28)~식(2.31)과 같은 중요한 벡터제어 관계식을 유도하였는데 실제의 벡터제어 시스템의 성능을 좌우하는 전류제어기를 구성하기 위해서는 벡터제어 유도전동기의 고정자 전압방정식을 알아야 한다.

이는 고정자 전압방정식인 식(2.11a), (2.11b)와 고정자 쇄교자속 방정식인 식(2.13a), (2.13b)에 벡터제어 관계식 식(2.28a)와 식(2.28b)를 대입하여 구할 수 있으며 그 결과는 다음 식과 같다.

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{qs} + \omega_e L_s i_{ds} \quad (2.33a)$$

$$v_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_e \sigma L_s i_{qs} \quad (2.33b)$$

그림 2.6은 이상의 결과를 토대로 간접벡터제어이론을 적용한 유도전동기 모델을 나타낸다.

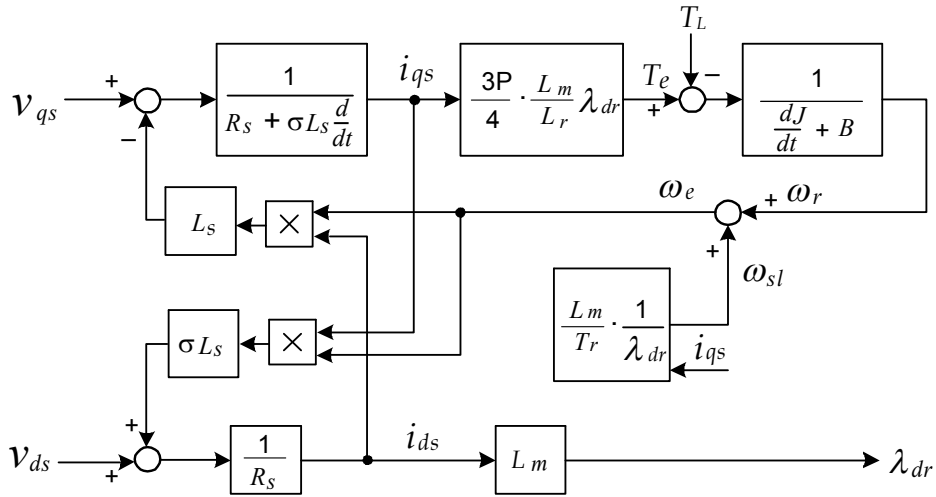


그림 2.6 간접벡터제어 유도전동기 블록도

Fig. 2.6 Block diagram of indirect vector controlled induction motor.

2.3 직접토크제어



2.3.1 직접토크제어 알고리즘

교류전동기가 높은 성능을 내기 위해 전자기적 토크를 순시적으로 제어할 수 있는 제어기법, 즉 토크 제어기법은 기본적으로 두 가지, 벡터제어와 직접토크제어로 나눌 수 있다.

벡터제어는 독일의 Blaschke, Hasse, Leonhard에 의해 약 20여년전에 소개되었고, 현재는 산업계 등 광범위한 부분에서 널리 사용되고 있으며, 반면에 직접토크제어는 일본의 Takahashi에 의해 약 10여년전에 소개되었으며 제어의 대상이 속도가 아니므로 전동기의 속도는 인가된 부하에 의해 결정된다. 현재 산업현장에서 널리 사용되지는 않지만 전기철도 분야에서와 같이 공간이 협소하며, 대용량의 토크를 필요로 하는 제어분야에 응용되고 있다.

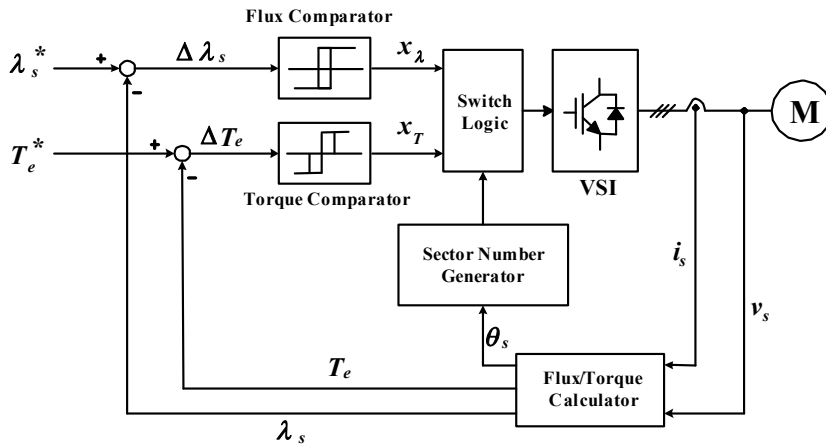


그림 2.7 직접토크제어 방식의 제어기 구성도

Fig. 2.7 Control block diagram of direct torque control.

상기 그림 2.7은 직접토크제어방식에 대한 제어기 구성도를 보여주는데 이 방법은 전동기에서 전압과 전류값을 측정하여 토크와 고정자 자속을 연산하고 매 주기마다 자속과 토크의 지령치와 비교하여 토크의 오차, 자속의 오차가 각각 자속과 토크의 제어 정밀도에 따라 폭이 결정되는 히스테리시스 제어기로 입력된다. 히스테리시스 제어기의 출력은 전압벡터의 룩업 테이블(Look-up table)의 입력으로 사용되며, 여기서 원하는 전압벡터를 찾아 출력한다.

직접토크제어는 자속과 토크를 독립적으로 제어하므로 빠른 응답성과 정확성을 얻을 수 있는 장점이 있다. 또한 자속과 토크의 오차를 입력으로 하는 히스테리시스 밴드 폭을 조정함으로써 제어 정밀도와 스위칭 주파수를 가변시킬 수 있다. 제어구조가 디지털 형태로 아주 단순하고, 토크의 동적특성이 전동기 회전자의 파라미터 변동에 영향이 적으며, 연산시간을 감소시킬 수 있는 장점이 있다.

하지만 스위칭 주파수가 가변되고, 토크와 속도에 많은 리플이 발생할 수 있

으며 저속영역과 기동시 그리고 토크 명령이 변화할 경우 제어특성이 저하될 수 있다는 단점을 가지고 있다.

직접토크제어 루프(Loop)는 자속비교기(Flux comparator), 토크비교기(Torque comparator), 고정자자속과 토크계산부(Flux/Torque calculator), 스위칭 벡터(Switching vector) 선정부로 구성되어 있으며, 직접토크제어방식은 다음과 같은 장점을 가진다.

- 좌표변환(Coordinate transformation)이 필요 없다.
- 비간섭 제어(Voltage decoupling control)가 필요 없다.
- 제어기가 감소된다.
- Modulator를 사용하지 않는다.
- 직접 토크를 제어한다.

표 2.1은 일반적으로 많이 사용되는 교류전동기의 대표적인 제어알고리즘의 특징을 나타내고 있다.



표 2.1 가변속 드라이브의 비교

Table. 2.1 Comparison table of variable speed drives.

종 류	특 징
주파수제어방식 (V/f 방식)	<ul style="list-style-type: none"> · 제어변수가 전압과 주파수 · 개루프 드라이브(Open-loop drive) · 별도의 센서가 필요하지 않고 구현이 용이함 · 제어성능이 좋지 않음
벡터제어방식 (FOC 방식)	<ul style="list-style-type: none"> · 제어변수가 전압, 주파수 그리고 전류 · 제어를 통한 폐루프 드라이브(Closed-loop drive) · 빠른 토크 응답과 정확한 속도제어를 이룰 수 있음 · 제어가 복잡하고 토크가 간접적으로 제어됨
직접토크 제어방식 (DTC 방식)	<ul style="list-style-type: none"> · 제어변수가 토크와 자속 · 전류 제어가 필요 없는 폐루프 드라이브 (Closed-loop drive) · 빠른 토크 응답과 정확한 속도제어 · 제어 알고리즘 구현이 용이함



2.3.2 직접토크제어의 기본 개념과 이론적용

3상 정지 좌표계에서 유도전동기의 전압 방정식에 의해 고정자 자속은 식 (2.34)와 같이 나타낼 수 있다.

$$V = R I + \frac{d}{dt} \lambda \quad (2.34)$$

식(2.34)에서 고정자 자속의 값을 구하면 식(2.35)와 같다.

$$\begin{aligned}
 \lambda_s &= \int (v_s - R_s i_s) dt \\
 &= V_s \cdot t - R_s \int i_s dt
 \end{aligned}$$

$$= \frac{2}{3} V_{dc} [S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}}] \cdot t \quad (2.35)$$

$$- R_s \int i_s dt + \lambda_s |_{t=0}$$

여기서, V_{dc} 는 직류링크 전압이다.

식(2.35)에서 고정자 저항값은 매우 작기 때문에 전압강하 $R_s i_s$ 는 첫째 항에 비해 매우 작다고 가정하고 무시하게 되면 고정자 자속은 고정자 전압의 크기에 비례하고 방향은 같은 벡터로 생각할 수 있다.

상기 관계를 식으로 나타내면 식(2.36)과 같이 표현할 수 있다.

$$\Delta \lambda_s \approx V_s \Delta t \quad (2.36)$$

여기서 Δt 는 샘플링 주기이다.

즉, 고정자 자속은 고정자 전압벡터 \mathbf{v}_s 와 같은 방향으로 움직인다. \mathbf{v}_s 가 유효벡터일 때, λ_s 는 인버터의 출력전압 벡터와 일정한 비율의 일정한 속도로 움직이고, 무효벡터일 때는 매우 적은 속도로 움직인다. 따라서 자속의 회전속도는 인버터 출력 전압 벡터의 유효벡터와 무효벡터의 비율에 의해 제어된다.

고정자 자속이 n번째 영역(Sector)에 있을 때 선택되어지는 전압벡터에 대한 의미를 표 2.2에 나타내었다.

인버터가 출력할 수 있는 8개의 전압벡터와 현재의 자속벡터에 따라 전동기의 자속과 토크의 선택 방향을 가진다. 스위칭 벡터는 자속의 크기뿐만 아니라 방향까지 고려하여 선택된다.

표 2.2 선택되어진 벡터와 그 의미

Table. 2.2 Selected vector and definition.

\mathbf{v}_n	Radial positive voltage vector
\mathbf{v}_{n+1}	Forward positive voltage vector
\mathbf{v}_{n+2}	Forward negative voltage vector
\mathbf{v}_{n+3}	Radial negative voltage vector
\mathbf{v}_{n-1}	Backward positive voltage vector
\mathbf{v}_{n-2}	Backward negative voltage vector
\mathbf{v}_0	Zero voltage vector

그림 2.8은 직접토크제어의 개념도로서 스위칭 벡터와 자속벡터를 나타낸 것이다. 히스테리시스 밴드 안에서 스위칭 벡터의 선택에 따라 회전하고 있는 자속의 궤적을 나타내고 있다. 자속은 그림 2.9와 같이 맥동이 있는 원의 궤적을 그리면서 회전하게 된다.

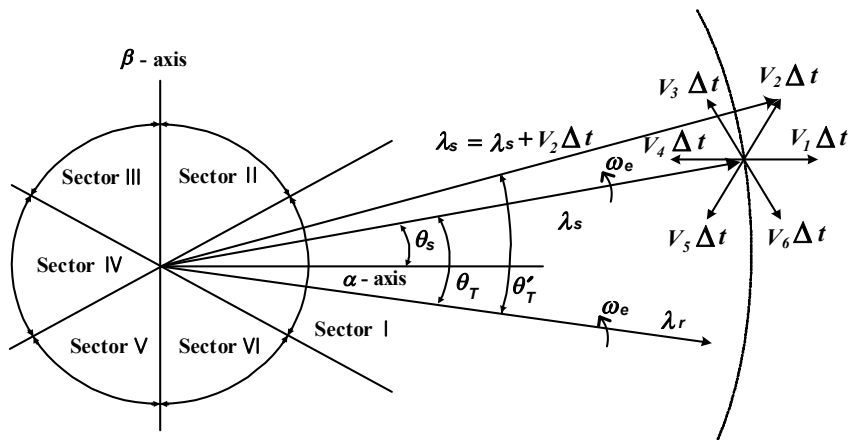


그림 2.8 직접토크제어의 개념도

Fig. 2.8 Conception diagram of direct torque control.

식(2.37)은 자속의 히스테리시스 밴드를 나타내고 있다.

$$(|\lambda_s|^* - \Delta |\lambda_s| / 2) \leq (|\lambda_s|) \leq (|\lambda_s|^* + \Delta |\lambda_s| / 2) \quad (2.37)$$

자속 벡터의 선택은 히스테리시스 밴드 내에서의 크기에만 관계되는 것이 아니라 회전방향과도 관계가 있다.

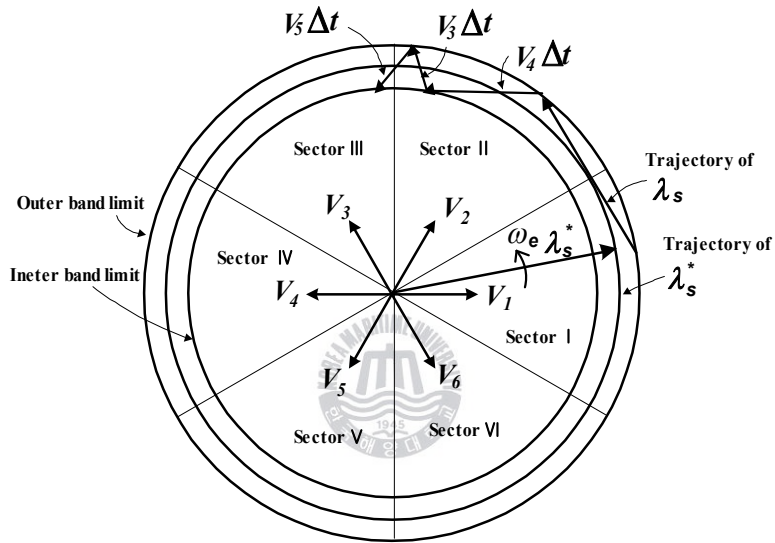


그림 2.9 스위칭 벡터의 선택에 따라 회전하는 자속의 궤적

Fig. 2.9 Trajectories of the stator flux λ_s and its reference λ_s^* with $x_T = 1$

예를 들면, 먼저 시계방향으로 자속이 회전하고 있을 때 자속이 히스테리시스 밴드의 하한선에 접하면 \mathbf{v}_6 을 선택하게 되고, 히스테리시스 밴드의 상한선에 접하면 \mathbf{v}_5 를 선택하게 된다.

마찬가지로 반시계 방향으로 회전하고 있을 때에는 \mathbf{v}_2 와 \mathbf{v}_3 을 선택한다. 일단 자속이 결정되면 토크는 식(2.38)에 의하여 결정되어진다.

$$T_e = \frac{3P}{2} \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} |\lambda_s| |\lambda_r| \sin \theta_T \quad (2.38)$$

토크 값 T_e 가 지령치 T_e^* 에 닿았을 때, T_e 는 인버터의 스위칭 주파수를 줄이기 위해서 최대한 천천히 감소하는 것이 좋다. 즉, 인버터의 스위칭 벡터 중에 무효벡터를 사용하는 것이 좋다. 토크는 회전방향에 따라 두 가지의 경우로 나누어진다.

$$\begin{aligned} T_e^* - \Delta T_e &\leq T_e \leq T_e^* & \lambda_s \text{ 가 시계 방향으로 회전할 때} \\ T_e^* &\leq T_e \leq T_e^* + \Delta T_e & \lambda_s \text{ 가 반시계 방향으로 회전할 때} \end{aligned}$$

λ_s 가 시계방향으로 회전한다고 가정하면, T_e 가 T_e^* 에 닿으면 λ_s 를 정지시키고 T_e 를 줄이기 위해 무효벡터가 선택되어진다. 반대로 T_e 가 $T_e^* - \Delta T_e$ 에 닿으면 자속을 시계 방향으로 회전시키기 위한 유효벡터가 선정된다.

최적 스위칭 전압벡터 룩업 테이블 (Optimum switching voltage vector look-up table)에서 최적 전압벡터를 계산하기 위해서는 고정자 쇄교자속의 위치 정보를 알아야 한다. 이 위치정보는 정좌표계에서의 고정자 쇄교자속의 α 축과 β 축의 값으로부터 식(2.39a), (2.39b), (2.39c)를 이용하여 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \lambda_s &= \lambda_{\alpha s} + j \lambda_{\beta s} \\ &= \int (v_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s}) dt + j \int (v_{\beta s} - R_s i_{\beta s}) dt \end{aligned} \quad (2.39a)$$

$$|\lambda_s| = \sqrt{\lambda_{\alpha s}^2 + \lambda_{\beta s}^2} \quad (2.39b)$$

$$\theta_s = \tan^{-1} \left(\frac{\lambda_{\beta s}}{\lambda_{\alpha s}} \right) \quad (2.39c)$$

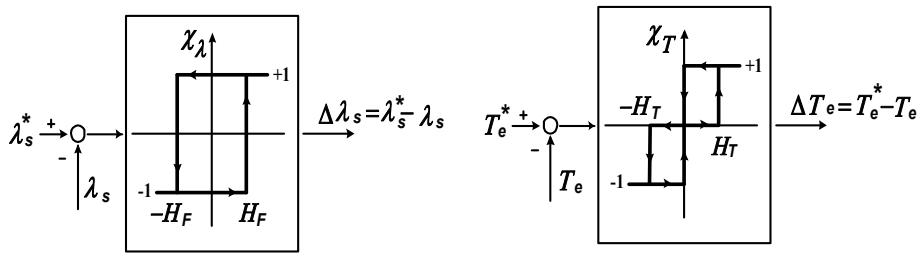
여기서, $v_{\alpha s}$, $v_{\beta s}$, $i_{\alpha s}$, $i_{\beta s}$ 는 측정된 고정자 전압과 전류이다.

그러므로, 토크는 식(2.40)과 같이 나타낼 수 있다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (i_{\beta s} \lambda_{\alpha s} - i_{\alpha s} \lambda_{\beta s}) \quad (2.40)$$

그림 2.10(a)는 자속 히스테리시스 제어기를 나타내고 있다. 고정자 자속의 경우 자속의 값이 항상 양의 값을 가지므로 비교기 출력 $\Delta|\lambda_s|$ 는 2단계(1,0)로 구성된다. 즉, 고정자 자속의 오차가 양의 히스테리시스 밴드 H_F 보다 클 경우에는 $\Delta|\lambda_s| = 1$ 이 되고, 고정자 자속오차가 음의 히스테리시스 밴드 $-H_F$ 보다 작을 경우에는 $\Delta|\lambda_s| = 0$ 으로 된다.

그림 2.10(b)는 직접토크제어방식의 인버터에서 사용되는 토크 히스테리시스 제어기를 나타낸다. 일반적으로 자속 히스테리시스 비교기와 달리 정방향과 역방향의 토크 지령에 대해 모두 추종이 가능하도록 출력 ΔT_e 는 3단계(-1, 0, 1)가 된다.



(a) 자속 비교기

(b) 토크 비교기

(a) Flux Comparator

(b) Torque Comparator

그림 2.10 자속과 토크 히스테리시스 비교기 특성

Fig. 2.10 Characteristics of flux and torque hysteresis comparator.

표 2.3은 이러한 자속과 토크 히스테리시스 비교기 특성을 근거로 만들어진 최적 스위칭 전압벡터의 룩업 테이블을 나타낸 것이다.

표 2.3 최적 스위칭 전압벡터의 룩업 테이블

Table. 2.3 Optimum switching voltage vector look-up table.

Comparator Output		Sector					
x_λ	x_T	I	II	III	IV	V	VI
+1	+1	\mathbf{v}_2	\mathbf{v}_3	\mathbf{v}_4	\mathbf{v}_5	\mathbf{v}_6	\mathbf{v}_1
+1	0	\mathbf{v}_0	\mathbf{v}_0	\mathbf{v}_0	\mathbf{v}_0	\mathbf{v}_0	\mathbf{v}_0
+1	-1	\mathbf{v}_6	\mathbf{v}_1	\mathbf{v}_2	\mathbf{v}_3	\mathbf{v}_4	\mathbf{v}_5
-1	+1	\mathbf{v}_3	\mathbf{v}_4	\mathbf{v}_5	\mathbf{v}_6	\mathbf{v}_1	\mathbf{v}_2
-1	0	\mathbf{v}_0	\mathbf{v}_0	\mathbf{v}_0	\mathbf{v}_0	\mathbf{v}_0	\mathbf{v}_0
-1	-1	\mathbf{v}_5	\mathbf{v}_6	\mathbf{v}_1	\mathbf{v}_2	\mathbf{v}_3	\mathbf{v}_4

3. 유도전동기 센서리스 속도제어

3.1 속도추정기에 의한 방식

전류와 추정자속으로부터 속도정보를 얻어서 제어하는 방식으로 일반적인 블록도는 그림 3.1과 같다.

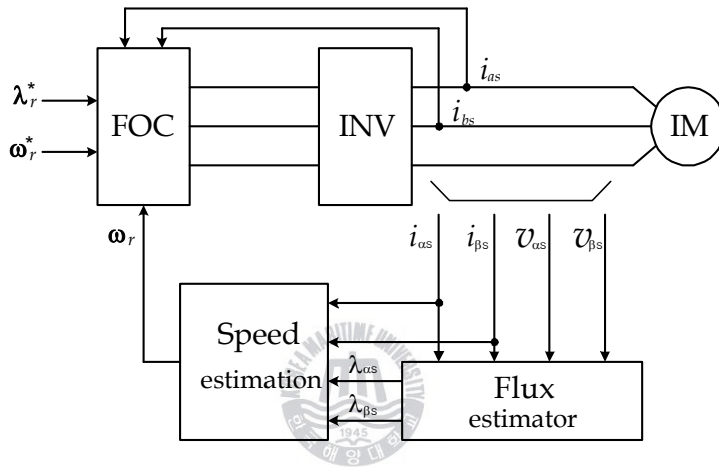


그림 3.1 속도추정기에 의한 센서리스 속도제어방식의 블록도

Fig. 3.1 Block diagram of sensorless speed control method by speed estimator.

회전자의 속도는 동기속도와 슬립의 차이에 의해 구할 수 있으며 동기속도 및 슬립은 식(3.1) 및 식(3.2)에 의해 계산된다.

$$\omega_e = \frac{\lambda_{\alpha s} \frac{d}{dt} \lambda_{\beta s} - \lambda_{\beta s} \frac{d}{dt} \lambda_{\alpha s}}{\lambda_{\alpha s}^2 + \lambda_{\beta s}^2} \quad (3.1)$$

$$\omega_{sl} = \frac{L_m}{T_r} \frac{\lambda_{\alpha s} i_{\beta s} - \lambda_{\beta s} i_{\alpha s}}{\lambda_{\alpha s}^2 + \lambda_{\beta s}^2} \quad (3.2)$$

또한, 다음의 유도전동기 전압방정식과 자속관계식으로부터 회전자속도를 직접

구할 수도 있다.

$$v_{\alpha s} = R_s i_{\alpha s} + \frac{d\lambda_{\alpha s}}{dt} \quad (3.3a)$$

$$v_{\beta s} = R_s i_{\beta s} + \frac{d\lambda_{\beta s}}{dt} \quad (3.3b)$$

$$0 = R_r i_{\alpha r} + \frac{d\lambda_{\alpha r}}{dt} + \omega_r \lambda_{\beta r} \quad (3.3c)$$

$$0 = R_r i_{\beta r} + \frac{d\lambda_{\beta r}}{dt} - \omega_r \lambda_{\alpha r} \quad (3.3d)$$

$$\lambda_{\alpha s} = L_s i_{\alpha s} + L_m i_{\alpha r} \quad (3.3e)$$

$$\lambda_{\beta s} = L_s i_{\beta s} + L_m i_{\beta r} \quad (3.3f)$$

$$\lambda_{\alpha r} = L_m i_{\alpha s} + L_r i_{\alpha r} \quad (3.3g)$$

$$\lambda_{\beta r} = L_m i_{\beta s} + L_r i_{\beta r} \quad (3.3h)$$

식(3.3a)와 식(3.3e)로부터 식(3.4a)를, 식(3.3b)와 식(3.3f)로부터 식(3.4b)를 유도할 수 있다.

$$i_{\alpha r} = \frac{1}{pL_m}(v_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s}) - \frac{L_s}{L_m} i_{\alpha s} = \frac{1}{L_m}(\lambda_{\alpha s} - L_s i_{\alpha s}) \quad (3.4a)$$

$$i_{\beta r} = \frac{1}{pL_m}(v_{\beta s} - R_s i_{\beta s}) - \frac{L_s}{L_m} i_{\beta s} = \frac{1}{L_m}(\lambda_{\beta s} - L_s i_{\beta s}) \quad (3.4b)$$

단, p 는 미분연산자($=\frac{d}{dt}$)

식(3.3c) 및 식(3.3d)에서 회전자저항 R_r 을 소거하면 다음 식이 된다.

$$\omega_r = \frac{\mathbf{i}_r \times \frac{d}{dt} \lambda_r}{\mathbf{i}_r \cdot \lambda_r} \quad (3.5)$$

$$\text{단, } \mathbf{i}_r = [i_{\alpha r} \quad i_{\beta r}], \quad \lambda_r = [\lambda_{\beta r} \quad \lambda_{\alpha r}]$$

식(3.4a), (3.4b)를 식(3.5)에 대입하면 회전자속도에 관한 식(3.6)을 얻을 수 있다.

$$\omega_r = \frac{(\lambda_{\alpha s} - L_s i_{\alpha s}) \frac{d}{dt} \lambda_{\beta r} - (\lambda_{\beta s} - L_s i_{\beta s}) \frac{d}{dt} \lambda_{\alpha r}}{(\lambda_{\alpha s} - L_s i_{\alpha s}) \lambda_{\alpha r} + (\lambda_{\beta s} - L_s i_{\beta s}) \lambda_{\beta r}} \quad (3.6)$$

속도추정기에 의한 유도전동기 운전의 경우, 무부하시에는 정상오차가 영이지만 부하시에는 약간의 오차가 발생하며 안정된 저속운전의 범위는 정격속도의 1.5[%]정도이다.



3.2 모델기준적응제어에 의한 방식

이것은 두 추정기의 출력을 비교함으로써 회전자속도를 얻는 방식이다. 회전자 속도값이 포함되어 있지 않는 하나의 추정기는 유도전동기 기준모델(Reference model), 다른 하나는 조정모델(Adjustable model)로 간주할 수 있다. 두 모델에 의해 구한 추정치의 차이를 적응메커니즘에 적용시킴으로써 조정모델 및 제어를 위한 속도추정값을 구할 수 있다. 이 방식의 속도추정 블록도는 그림 3.2와 같다.

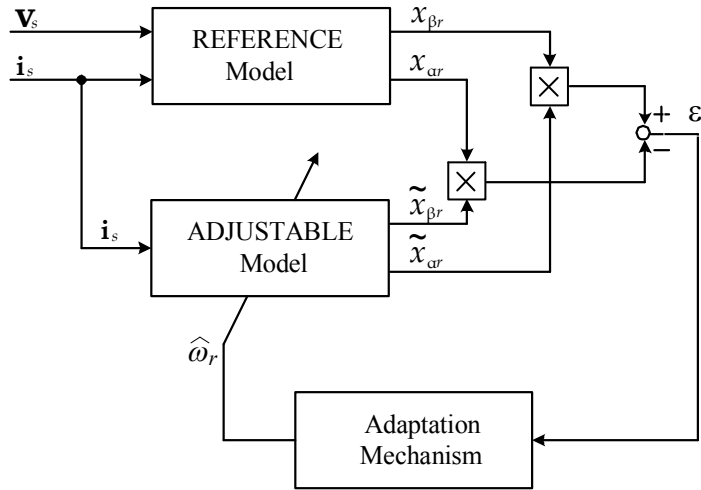


그림 3.2 모델기준적응제어의 속도추정블록도

Fig. 3.2 Block diagram of the speed estimation for model reference adaptive control.

기준모델은 고정자 전압방정식인 식(3.3a) 및 식(3.3b)를, 조정모델은 회전자 전압방정식인 식(3.3c) 및 식(3.3d)를 적용한다. 각 모델의 회전자자속을 비교한 후 그 오차를 이용하여 회전자속도를 추정할 수 있다. 기준모델과 조정모델에 의한 회전자자속은 다음 식에 의해 구할 수 있다.

$$\lambda_r = \int_0^t \frac{L_r}{L_m} (\mathbf{v}_s - R_s \mathbf{i}_s) dt + \frac{(L_m^2 - L_r L_s)}{L_m} \mathbf{i}_s \quad (3.7)$$

$$\tilde{\lambda}_r = \frac{1}{T_r} \int_0^t (j \omega_r T_r - 1) \tilde{\lambda}_r dt + L_m \mathbf{i}_s \quad (3.8)$$

위 그림 3.2 및 식(3.8)에서 “~”는 조정모델의 출력을 나타낸다.

또한, 각 모델의 역기전력을 비교함으로써 속도추정을 하는 방식이 제안되었는

데 이것은 적분기를 사용할 필요가 없다는 이점이 있다. 각 모델의 역기전력은 식(3.9) 및 식(3.10)에 의해 구할 수 있다.

$$\mathbf{e}_m = \mathbf{v}_s - R_s \mathbf{i}_s - \sigma L_s \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} \quad (3.9)$$

$$\tilde{\mathbf{e}}_m = \frac{L_m^2}{L_r} \left[j \omega_r (\mathbf{i}_s + \frac{L_r}{L_m} \mathbf{i}_r) - \frac{R_r}{L_m} \mathbf{i}_r \right] \quad (3.10)$$

두 경우 모두 회전자속도는 다음과 같이 추정할 수 있다.

$$\hat{\omega}_r = K_p (x_{\beta r} \tilde{x}_{\alpha r} - x_{\alpha r} \tilde{x}_{\beta r}) + K_i \int_0^t (x_{\beta r} \tilde{x}_{\alpha r} - x_{\alpha r} \tilde{x}_{\beta r}) dt \quad (3.11)$$

여기서 $x_{\alpha r}$, $x_{\beta r}$ 는 기준모델, $\tilde{x}_{\alpha r}$, $\tilde{x}_{\beta r}$ 는 조정모델의 회전자자속 또는 역기전력이며 K_p 및 K_i 는 상수이다.



모델기준 적응제어에 의한 방식은 무부하시에는 정상오차가 영이지만 정격부하 인가 시에는 고속에서 2[%], 저속에서는 그 이하의 오차가 발생한다. 운전 가능한 저속범위는 정격속도의 7[%]정도이다.

3.3 칼만필터에 의한 방식

칼만필터는 선형시스템을 위한 하나의 상태추정기로서 입력과 출력이 잡음(Noise)의 영향을 받을 경우 최적의 필터링을 할 수 있도록 이득행렬(Gain matrix)를 선정한다. 잡음을 고려한 경우의 상태방정식과 출력방정식은 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$\frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = A\mathbf{x}(t) + B\mathbf{v}(t) + G\mathbf{u}(t) \quad (3.12)$$

$$\mathbf{y}(t) = C\mathbf{x}(t) + \mathbf{w}(t) \quad (3.13)$$

위 식(3.12)와 식(3.13)에서 $\mathbf{x}(t)$ 는 고정자전류 및 회전자전류 등의 상태변수이고 $\mathbf{v}(t)$ 는 제어입력, $\mathbf{y}(t)$ 는 출력이다. 또한, $\mathbf{u}(t)$, $\mathbf{w}(t)$ 는 백색잡음(White noise)으로 가정한다.

유도전동기의 동적방정식과 상태추정기와의 관계를 블록도로 표시하면 그림 3.3과 같다.

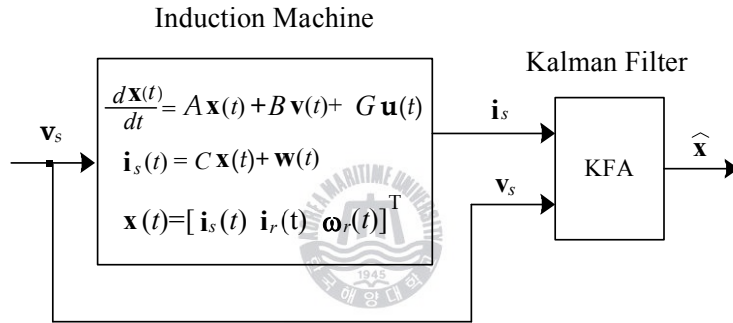


그림 3.3 칼만필터에 의한 속도추정블록도

Fig. 3.3 Block diagram of speed estimation system by Kalman filter.

유도전동기와 같이 회전자속도가 시변파라미터인 비선형시스템의 경우, 칼만 필터 알고리즘을 적용하기 위해서는 선형화된 모델이 필요하다. 즉, 추정할 파라미터인 회전자속도를 하나의 상태변수로 도입하여 샘플링주기 동안 일정하다고 가정함으로써 선형화시킬 수 있다.

상태방정식을 이산형으로 나타내면 식(3.14) 및 식(3.15)와 같다.

$$\mathbf{x}(k+1) = A_d \mathbf{x}(k) + B_d \mathbf{v}(k) + G_d \mathbf{u}(k) \quad (3.14)$$

$$\mathbf{y}(k) = C_d \mathbf{x}(k) + \mathbf{w}(k) \quad (3.15)$$

단, A_d, B_d, C_d 및 G_d 는 A, B, C 및 G 의 이산형 등가행렬이다.

고정자전류, 회전자전류 및 회전자속도 추정을 위한 칼만필터 방정식은 식 (3.16)으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}(k+1) \\ \omega_r(k+1) \end{bmatrix} = \mathbf{A}_{de}(k) \begin{bmatrix} \mathbf{x}(k) \\ \omega_r(k) \end{bmatrix} + \mathbf{B}_{de}(k) \mathbf{v}(k+1) \\ + K(k)[\mathbf{y}(k+1) - C_d \mathbf{x}(k)] \quad (3.16)$$

위 식에서 $\mathbf{A}_{de}(k) = \begin{bmatrix} A_d(k) & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$, $\mathbf{B}_{de}(k) = \begin{bmatrix} B_d(k) \\ 0 \end{bmatrix}$ 이고 이득행렬

$K(k)$ 는 잡음 천이행렬에 의해 매 순간마다 계산한다.

이 알고리즘은 초기의 이득행렬 계산을 위해 각 상태변수의 초기값 $x(0)$ 을 알아야 한다. 그리고 이 방식은 어떤 속도나 부하이든지 10[rpm]정도의 정상오차가 발생하는데 이는 고속에서는 큰 의미가 없지만 저속에서는 상대적으로 큰 오차일 수 있다. 운전 가능한 저속범위는 정격속도의 1.5[%]정도이다.

3.4 슬롯고조파 분석에 의한 방식

이것은 회전자에 슬롯이 존재함으로써 톨릭턴스 변화로 인해 야기되는 고정자전압이나 전류의 고조파에 의해 회전자속도를 추정하는 방식이다. 유도전동

기를 모델링할 때 회전자슬롯을 고려하면 공극길이를 아래 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$g(\theta)^{-1} = K_e + K_r \cos [N_{rs} (\theta - \omega_r t)] \quad (3.17)$$

위 식에서 $g(\theta)$ 는 공극길이, K_e 는 평균공극길이의 역수이고 K_r 는 슬롯에 대한 공극길이의 변조지수이며 N_{rs} 는 쌍극당 슬롯수이다.

식(3.17)과 같은 공극길이 변화로 인하여 고정자전압 및 전류에 식(3.18)과 같은 주파수의 고조파가 포함된다.

$$\omega_h = N_{rs} \omega_r \pm \omega_e \quad (3.18)$$

여기서, ω_h 는 고조파 주파수이다.

따라서, 고정자전압이나 전류로부터 슬롯고조파 주파수를 측정함으로써 속도 정보를 얻을 수 있다. 이 방식의 기본적인 블록도는 그림 3.4와 같다.

고정자전압이나 전류를 필터에 통과시켜 회전자 슬롯고조파의 주파수를 얻는다. 이 고조파의 주파수를 알면 식(3.18)에 의해 회전자속도를 추정할 수 있다. 또한, FFT(Fast Fourier transform)를 사용하여 상전류 스펙트럼을 분석함으로써 슬롯고조파의 주파수를 측정하는 방식도 있다.

슬롯고조파 분석에 의한 방식의 경우, 부하와 속도에 관계없이 1[%]정도의 정상오차가 발생하며 운전 가능한 저속영역은 정격속도의 5[%]정도이다.

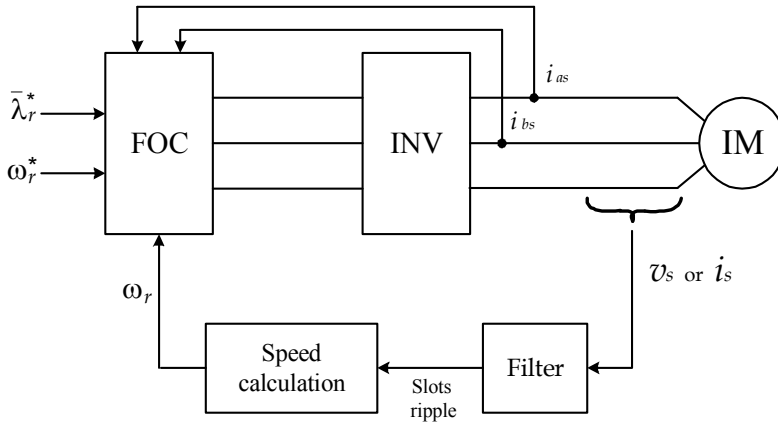


그림 3.4 슬롯고조파 분석에 의한 속도추정블록도

Fig. 3.4 Block diagram of speed estimation system by rotor slots ripple.

3.5 상태궤환 선형화 기법에 의한 방식

유도전동기는 정격속도 이하에서는 자속기준 좌표변환에 의해 제어변수와 속도가 선형적인 특성을 가지나 정격속도 이상인 고속에서는 고정자 전압의 제한치로 인하여 고정자 전압의 증가에는 한계가 있어 기준자속 크기를 줄여야 할 필요가 생긴다. 약계자 영역에서 벡터제어를 적용하는 경우에는 자속과 속도의 완전한 비간섭 제어가 이루어지지 않는다. 상태궤환 선형화 방법은 약계자 영역에서 자속과 속도의 완전한 비간섭제어를 위한 제어 방법이다.

유도전동기를 상태방정식으로 나타내면 식(3.19)와 같다.

$$p \mathbf{x} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}(\mathbf{x}) u \quad (3.19)$$

단,

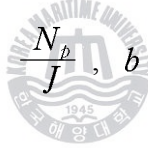
$$\mathbf{f}(\mathbf{x}) = \begin{pmatrix} -a_1x_1 + a_3x_3 + a_4x_4x_5 \\ -a_1x_2 - a_4x_3x_5 + a_3x_4 \\ a_5x_1 - a_7x_3 - a_8x_4x_5 \\ a_5x_2 + a_8x_3x_5 - a_7x_4 \\ a_9(x_2x_3 - x_1x_4) - a_{10}T_L \end{pmatrix}, \quad \mathbf{g}_d(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} b \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{g}_q(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} 0 \\ b \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$x_1 = i_{ds}, \quad x_2 = i_{qs}, \quad x_3 = \lambda_{dr}, \quad x_4 = \lambda_{qr}, \quad x_5 = \omega_r,$$

$$\mathbf{u} = [u_d \ u_q], \quad a_1 = \left(\frac{R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} + \frac{R_s}{\sigma L_s} \right), \quad a_3 = \frac{R_r L_m}{\sigma L_s L_r^2},$$

$$a_4 = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}, \quad a_5 = \frac{R_r L_m}{L_r}, \quad a_7 = \frac{R_r}{L_r}, \quad a_8 = 1,$$

$$a_9 = \frac{3 N_p^2 L_m}{2 J L_r}, \quad a_{10} = \frac{N_p}{J}, \quad b = \frac{1}{\sigma L_s}$$



유도전동기 상태방정식인 식(3.19)를 선형화하기 위하여 출력을 결정해야 하는데 벡터제어를 위해 출력을 회전자자속과 속도로 선정하면 식(3.20)과 같이 쓸 수 있다.

$$\Psi_1(x) = x_3^2 + x_4^2 \quad (3.20a)$$

$$\Psi_2(x) = x_5 \quad (3.20b)$$

식(3.20)의 출력은 새로운 좌표변수 z_m ($m=1, 2, \dots, 5$)를 사용하여 식(3.21)과 같이 표현할 수 있다.

$$z_1 = \psi_1(x) \quad (3.21a)$$

$$z_2 = L_f \psi_1(x) \quad (3.21b)$$

$$z_3 = \psi_2(x) \quad (3.21c)$$

$$z_4 = L_f \psi_2(x) \quad (3.21d)$$

새로운 좌표변수를 유도전동기 상태변수의 수와 일치시키기 위해 회전자자속을 변수로 선정하면 식(3.22)와 같다.

$$z_5 = \tan^{-1}\left(\frac{x_4}{x_3}\right) = \psi_3(x) \quad (3.22)$$

따라서 식(3.23)과 같이 새로운 좌표의 상태방정식으로 나타낼 수 있다.

$$\dot{z}_1 = z_2 \quad (3.23a)$$

$$\dot{z}_2 = L_f^2 \psi_1(x) + L_{gd} L_f \psi_1(x) u_d + L_{gq} L_f \psi_1(x) u_q \quad (3.23b)$$

$$\dot{z}_3 = z_4 \quad (3.23c)$$

$$\dot{z}_4 = L_f^2 \psi_2(x) + L_{gd} L_f \psi_2(x) u_d + L_{gq} L_f \psi_2(x) u_q \quad (3.23d)$$

$$\dot{z}_5 = L_f^2 \psi_3(x) \quad (3.23e)$$

위 식에서 입력의 영향을 받는 네 번째까지의 식을 간략화 하면 식(3.24)가 된다.

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^2 \psi_1 \\ L_f^2 \psi_2 \end{bmatrix} + D \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

$$\text{단, } D = \begin{bmatrix} L_{gd}L_f\Psi_1 & L_{gq}L_f\Psi_1 \\ L_{gd}L_f\Psi_2 & L_{gq}L_f\Psi_2 \end{bmatrix},$$

$$\begin{aligned} L_f^2\Psi_1 &= 2a_7((2a_7 + a_7a_4L_m)(x_3x_3 + x_4x_4) + a_7L_m^2(x_1x_1 + x_2x_2)) \\ &= -(a_1L_m + 3a_7L_m)(x_1x_3 + x_2x_4) + L_mx_5(x_2x_3 - x_1x_4)) \\ L_f^2\Psi_2 &= -a_9(x_5(x_1x_3 + x_2x_4) + a_4x_5(x_3x_3 + x_4x_4) \\ &\quad + (a_1 + a_7)(x_2x_3 - x_1x_4)) \end{aligned}$$

식(3.24)에서 $\Psi_1 \neq 0$ 이면 $\det(D) \neq 0$ 이 되어 시스템 입력 u 와 선형화를 위한 새로운 궤환입력 v 는 다음의 관계를 갖는다.

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = D^{-1} \left(\begin{bmatrix} -L_f^2\Psi_1 \\ -L_f^2\Psi_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \right) \quad (3.25)$$

식(3.25)를 식(3.23)에 대입하면 식(3.23)의 처음 4개의 변수는 식(3.26)과 같이 된다.

$$p z_1 = z_2 \quad (3.26a)$$

$$p z_2 = v_d \quad (3.26b)$$

$$p z_3 = z_4 \quad (3.26c)$$

$$p z_4 = v_q \quad (3.26d)$$

식(3.26)을 새로운 제어신호 v_d , v_q 의 선형시스템 상태궤환 제어를 이용하면 식(3.27)과 같다.

$$v_d = K_{d1}(z_1 - z_{1ref}) - K_{d2}z_2 \quad (3.27a)$$

$$v_q = K_{q1}(z_3 - z_{3ref}) - K_{q2}z_4 \quad (3.27b)$$

식(3.27)은 선형시스템의 상태궤환 제어기로서 회전자자속과 속도에 적용하면 그림 3.5와 같은 블록도를 얻을 수 있다.

그림에서 볼 수 있듯이 유도전동기의 자속 및 속도의 완전한 비간섭 제어가 가능함을 알 수 있다.

상태궤환 선형화 기법에 의한 방법으로 운전 가능한 저속의 범위는 정격속도의 5[%]정도이며 저속에서의 부하특성은 다른 제어방법에 비해 현저한 성능의 저하를 보인다. 하지만 정격속도 이상의 속도에서는 속도응답 및 부하특성이 저속에 비해 개선되는 양상을 띤다.

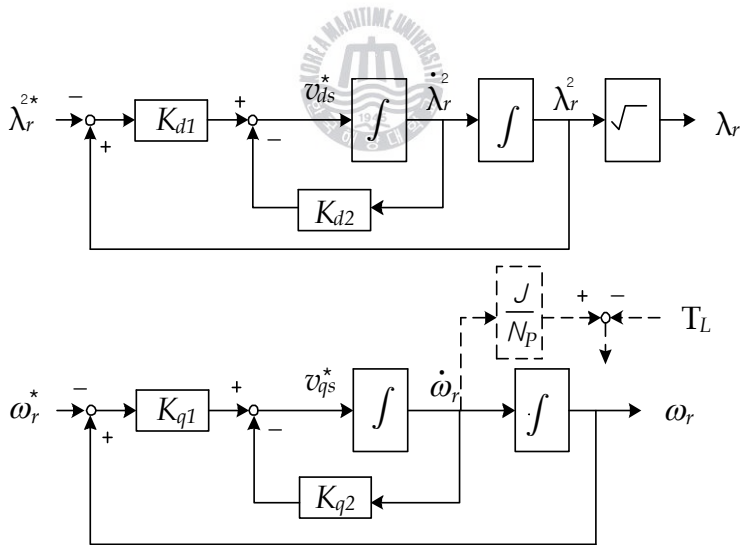


그림 3.5 입-출력 선형화에 의한 유도전동기의 비선형제어

Fig. 3.5 Nonlinear control of IM with input-output linearization.

3.6 신경회로망을 이용한 방식

신경회로망은 생물학적 뉴런의 구조와 신호의 전달방법을 공학적인 모델링의 구조로 응용한 공학적인 하나의 도구이다. 신경회로망의 구조는 간단한 처리 요소들이 생물학적인 신경에서와 같이 다양한 방법으로 연결되어 있다. 처리요소를 절점(Node)이라 부르는데 이 절점에 여러 다른 절점들이 연결고리로 연결되어 회로망을 구성한다. 절점에는 입력과 연결된 고리도 있고 출력과 연결된 고리도 있다. 입력을 통해서 들어온 수치를 다양한 수학적 방법으로 처리하고 처리된 값을 응용하고자 하는 시스템의 특성에 적합한 함수에 통과시킨다. 여기서 발생하는 수치가 각 절점의 출력이 되어 다른 절점들과 연결되거나 신경회로망의 출력값이 되기도 한다.

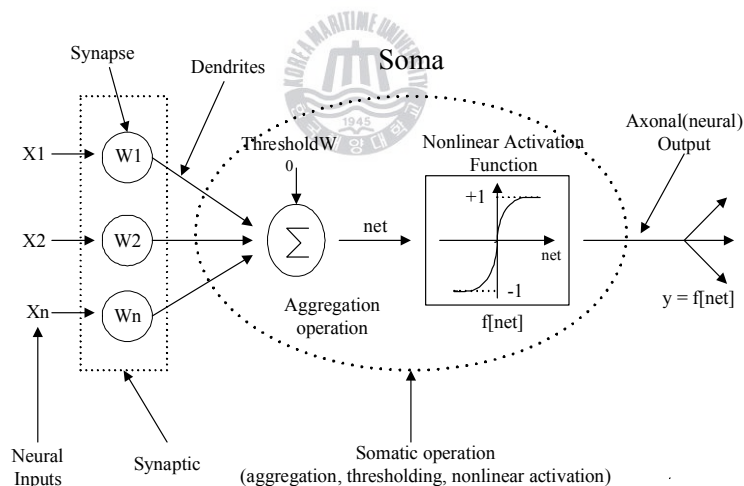


그림 3.6 인공신경계의 구조

Fig. 3.6 Structure of artificial neuron.

신경회로망에서 중요한 구성요소는 처리기(Processing element)와 이들 상호간의 연결(Interconnection)이다. 뉴런의 인공적인 모델을 처리기 혹은 유닛(Unit)

라고 한다. 뇌의 신경세포에 해당하는 처리기의 구성은 다음 그림 3.6과 같다.

신경회로망은 병렬정보처리, 학습능력, 패턴인식, 기억능력을 가진 인간의 두뇌 구조를 모방한 것이기 때문에 방대하고 복잡한 비선형 시스템을 규명할 수 있는 능력이 있다. 즉 두뇌의 한 세포에 수만 개의 연결고리가 연결되어 있으며 경험하는 과정에서 연결 고리들의 강도들이 변화되어 기억하고 배우는 것처럼 신경회로망도 간단한 절점을 많은 연결고리로 연결하고 연결고리 강도들을 학습을 통해 변화시킴으로써 시스템의 특성을 배우도록 되어 있다. 그러므로 시스템의 동정을 위해서 기존 선형 수학기론에서는 특정한 구조의 모델을 필요로 하지만 신경회로망을 사용할 때는 특정 구조의 모델이 필요 없이 시스템을 동정할 수 있다.

다음과 같은 비선형 시스템을 고려해 보자.

$$y(t+1) = f(y(t), \dots, y(t-n+1), u(t), \dots, u(t-m+1)) \quad (3.28)$$

여기서 $f(\cdot)$ 는 비선형 시스템, m, n 은 각각 입출력 차수를 의미한다.

그림 3.7은 식(3.28)과 같은 비선형 시스템의 구조를 동정하기 위한 신경회로망의 구조를 나타낸다.

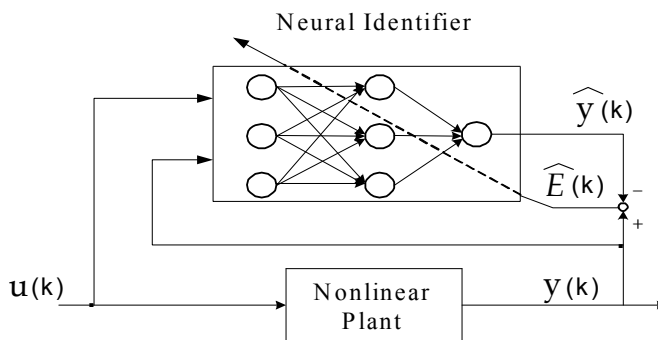


그림 3.7 시스템 동정을 위한 신경회로망의 구조

Fig. 3.7 Identification model for the dynamic systems using the neural network.

그림 3.7에서 보듯이 비선형 시스템의 출력과 신경회로망의 출력을 비교하여 오차가 없어지도록 신경회로망을 학습시키면 신경회로망은 비선형 시스템을 별도의 수식모델 없이 동정할 수 있다. 신경회로망의 학습에는 주로 역전파 알고리즘이 사용되는데 이 방법은 입력패턴이 출력 층으로 진행되고 출력패턴을 목표패턴과 비교한 후 발생한 오차의 제곱을 이용하여 오차가 가장 작아지는 방향으로 접속 강도를 조정하는 것이다.

신경회로망을 이용하여 비선형의 다변수 입력, 다변수 출력인 유도전동기를 별도의 수식모델 없이 근사화 할 수 있고 이를 제어시스템에 응용할 수 있다. 신경회로망을 이용하여 속도를 추정함으로써 유도전동기의 속도를 제어하는 제어시스템을 그림 3.8에 나타내었다. 속도 추정의 성능은 오프라인에서 시스템을 얼마나 학습시켰는지에 따라 결정된다.

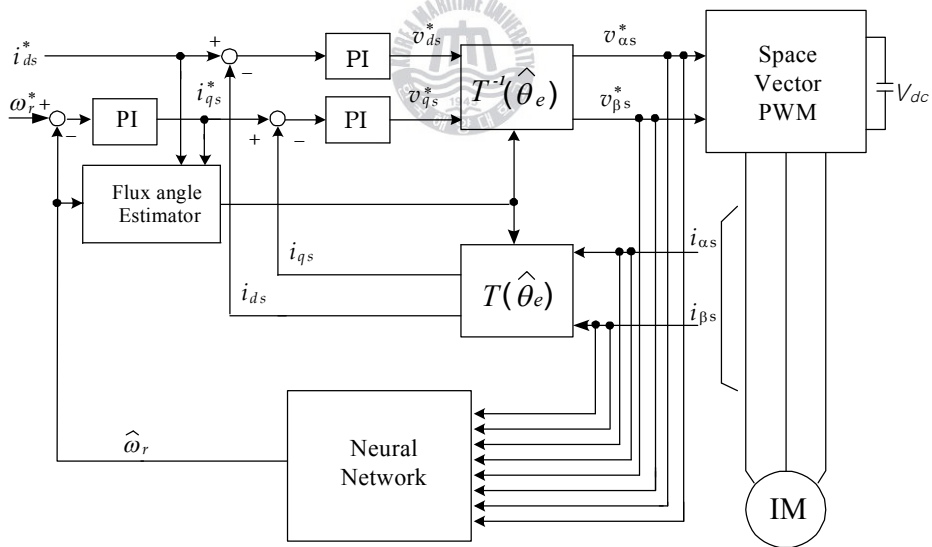


그림 3.8 신경회로망을 이용한 유도전동기의 센서리스 제어도

Fig. 3.8 Block diagram of IM sensorless control using neural network.

기존의 센서리스 벡터제어는 전동기 모델에 관한 정확한 정보가 요구되며 특히 고정자와 회전자의 저항에 관한 정보는 필수적이다. 그러나 유도전동기의 운전으로 고정자와 회전자의 온도가 상승하게 되면 저항성분의 값이 변동하여 제어에 악영향을 미친다. 하지만 수식모델이 필요 없는 신경회로망은 이러한 파라미터의 변동에 강인한 성질을 가진다. 신경회로망을 사용하는 방법으로 최근에는 학습의 속도가 빠른 칼만필터와 융합하는 방안이 연구되고 있다.

신경회로망을 사용한 방법의 경우에는 정격속도의 약 1.5[%]까지 속도제어가 가능하다. 속도제어특성 및 부하특성도 양호하며 파라미터 변동에 대한 강인성도 가지고 있다. 하지만 신경회로망은 신경회로망의 구조와 학습방법 결정이 어렵고 학습과정과 설계절차가 까다롭다. 그리고 시스템의 안정성 및 수렴조건, 수렴특성 해석과 같은 이론적 접근이 어렵다.

3.7 고주파 신호주입을 이용한 방식



이 방식은 유도전동기의 회전자 좌표계에서 추정된 d 축에 맥동하는 신호를 주입하여 주입된 주파수에서의 임피던스의 차이를 측정하여 자속각을 추정하는 방법이다. 이 방법은 유도전동기의 고주파 영역에서의 임피던스를 이용하기 때문에 사전에 다양한 부하 조건에서의 임피던스 특성을 시험하고 분석할 필요가 있다. 이 방법은 정지 혹은 저속에서 사용되며 중속과 고속에서는 전압 여유 부족으로 운전이 어렵게 된다.

고주파 신호주입에는 전압주입 방법과 전류주입 방법이 있는데 전류주입 방법은 전압주입 방법보다 빠른 동특성을 가질 수 있지만 부하 조건에 따라 임피던스의 차이가 감소하는 경우 또는 q 축의 고주파 임피던스가 큰 경우에는 과부하 조건에서 그 제어 성능을 쉽게 잃어버린다. 그러므로 대부분 전압주입 방법이 사용된다.

고주파 신호 주입 방법에는 정지좌표계에서 신호를 주입하는 방법과 동기 좌표계에서 신호를 주입하는 방법이 있는데 정지좌표계를 이용하는 방법은 동특성이 상당히 제한되며 주입신호에 의한 영향이 부하 상태에 따라 달라진다. 동기좌표계의 d 축에 신호를 주입하는 방법은 다양한 신호 주입이 가능하며 주로 정현파 주입을 이용하게 된다.

그림 3.9는 추정 자속 d 축 위에 고주파 맥동 신호가 주입되는 것을 도시하고 있다. 고주파 주입신호의 응답은 d^m 과 q^m 의 두 직교축에서 측정되며, 만약 추정 자속 축과 실제 자속 축이 일치하지 않는다면 d^m 과 q^m 의 두 직교 축에서 측정된 고주파 신호는 임피던스 차이 즉 유도전동기의 돌극성으로 인하여 다른 값을 나타낸다.

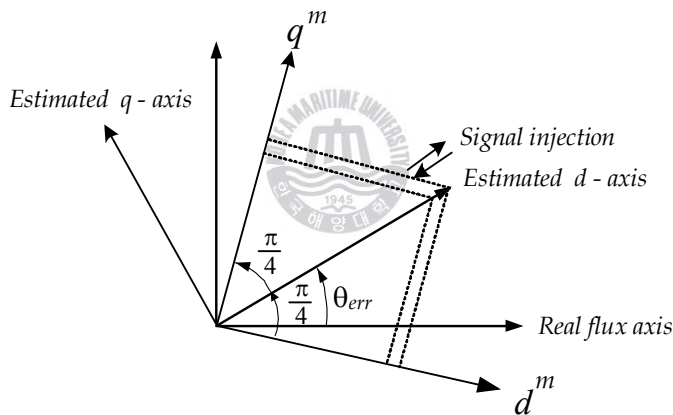


그림 3.9 동기 좌표계에서 주입각과 측정각

Fig. 3.9 Injection and measurement axes in the synchronous reference frame.

그림 3.9의 측정 축에서 단자 전압과 전류의 관계는 식(3.29)로 표현될 수 있다.

$$v_{qsh}^m \approx \left[R_{ha} + \frac{1}{2}R_{hp}\cos(2\theta_{err} + \frac{\pi}{2}) + j\omega_h \left\{ L_{ha} + \frac{1}{2}L_{hp}\cos(2\theta_{err} + \frac{\pi}{2}) \right\} \right] i_{qsh}^m \quad (3.29a)$$

$$v_{dsh}^m \approx \left[R_{ha} + \frac{1}{2}R_{hp}\cos(2\theta_{err} - \frac{\pi}{2}) + j\omega_h \left\{ L_{ha} + \frac{1}{2}L_{hp}\cos(2\theta_{err} - \frac{\pi}{2}) \right\} \right] i_{dsh}^m \quad (3.29b)$$

여기서, θ_{err} 은 추정 자속각에서 실제 자속각을 뺀 값이며 h 는 추정 자속축을 가리킨다.

그리고,

$$R_{ha} = \frac{1}{2}(R_{dh} + R_{qh}), \quad R_{hp} = -R_{dh} + R_{qh} \quad (3.30a)$$

$$L_{ha} = \frac{1}{2}(L_{dh} + L_{qh}), \quad L_{hp} = -L_{dh} + L_{qh} \quad (3.30b)$$

이다.

측정된 신호는 제어에 필요한 임피던스 성분을 추출하기 위한 신호처리 과정이 필요하게 된다. 신호처리에는 FFT(Fast fourier transform) 방법과 저역 통과 필터링 등이 사용된다. 그림 3.10에 고주파 주입을 이용한 유도전동기 제어 블록도를 도시한다.

4. 개선된 직접토크방식에 의한 센서리스 속도제어 시스템

앞에서 기술했듯이 유도전동기의 직접토크제어방식은 고정자 자속과 토크를 동시에 제어할 수 있다. 벡터제어와 비교해 볼 때 폐루프 전류제어가 필요 없고 고정자 저항값만 사용되므로 파라미터 변화에 대해서도 강인하며 좌표계의 변환이 요구되지 않는다는 장점을 지닌다.

또한, 직접토크제어는 스위칭 테이블을 통해 인버터의 스위칭 상태를 선택하므로 전류제어기나 PWM 변조기가 필요 없어 빠른 토크응답을 기대할 수 있다. 그러나 이 스위칭 테이블에 의한 직접토크제어는 간과할 수 없는 몇 가지 단점이 있다. 즉, 토크와 자속의 오차를 일정범위내로 제한하여 양호한 추종 성능을 얻기 위해서는 샘플링 주파수 및 인버터 스위칭 주파수가 증가되어야 할 뿐 아니라 스위칭 주파수가 균일하지 않아 필터를 설계하는 것이 어렵다. 또한, 영벡터를 인가하지 않으므로 토크리플이 심하여 기동 및 과도특성이 양호하지 않다. 본 논문에서는 샘플링 주파수는 변화시키지 않고 인버터 스위칭 주파수만 증가시켜 일정하게 유지함으로써 앞에서 기술한 문제점을 해결하고자 한다.

다시 말하면, 복잡한 제어를 사용하지 않고 인버터 스위칭 주파수를 일정하게 유지한 채 개선된 공간벡터 변조법에 의해 인버터를 제어함으로써 토크 및 속도리플을 감소시키는 것이다.

4.1 공간벡터 PWM 제어기

본 논문에서 제안한 개선된 직접토크제어방식을 이용한 유도전동기 센서리스 속도제어방식을 실현하기 위해서 채택한 전류제어방법은 3상 대칭 공간벡터 PWM기법을 사용하였다. 이 방식은 3상 시스템에서 3상의 전압, 전류, 자속 등

의 변수를 취급할 때, 3상 변수의 순시적인 합(영상분)이 0이 되면 3상 시스템은 2개의 독립변수로 표시될 수 있고, 3상 변수의 변화는 평면상의 1점으로 표시될 수 있다. 원점과 평면상의 점을 연결하는 벡터를 공간벡터라고 하며, 이를 이용하여 3상의 전압, 전류, 자속을 동시에 표시할 수 있다.

중성점의 연결이 없는 3상 부하를 인버터로 구동할 경우 3상의 전압, 전류의 순시적인 합은 0이며 전동기의 권선에 의한 공간기자력이 정현적이며 자속의 영상분도 0이다. 고정자전압은 복소평면상에서 식(4.1)로 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{v}_s = \frac{2}{3} (v_{as} + a^2 v_{bs} + a v_{cs}) \quad (4.1)$$

$$\text{단, } a = e^{j\frac{2}{3}\pi}$$

인버터 상단 스위칭의 도통 상태를 1, 하단 스위치의 도통 상태를 0 이라고 할 때, 스위칭 상태는 모두 8가지로 나타낼 수 있으며 이 8가지의 스위칭 상태를 스위칭 벡터로 정의한다. 그림 4.1은 전압형 인버터이다.

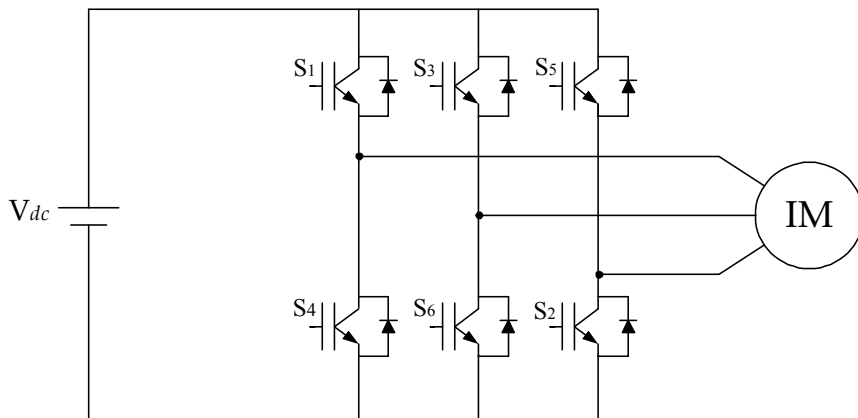


그림 4.1 전압형 인버터

Fig. 4.1 Voltage source inverter.

그림 4.1에서 V_{dc} 는 직류 DC링크단 전압이고, S_1, S_3, S_5 는 상단 스위치이며, S_4, S_6, S_2 는 하단 스위치이다. 8개의 스위칭 벡터는 외부의 3상 회로에 유효전압을 인가할 수 있는 6개의 유효전압벡터($\mathbf{v}_1 \sim \mathbf{v}_6$)와 영전압이 인가되는 2개의 무효전압벡터($\mathbf{v}_0, \mathbf{v}_7$)로 구성된다.

영전압이란 인버터의 스위칭 소자 중에서 상단 \mathbf{v}_0 혹은 하단 \mathbf{v}_7 소자들이 모두 턴온되는 경우로써 어느 경우에서든지 전동기의 단자가 모두 단락되는 효과를 나타낸다. 즉 인버터의 스위칭 상태가 영전압으로 전동기에 인가되면 인버터로부터 외부 회로에 전력이 공급될 수 없다.

무효벡터를 제외한 6개의 벡터는 서로 각기 다른 유효전압을 전동기에 공급할 수 있는 벡터이므로 이 6개의 전압이 차례대로 전동기에 인가되면 그림 4.2와 같이 60° 의 간격을 갖는 6각형을 형성한다. 이때 전동기 각 상의 임피던스가 동일하다고 가정하면 각 유효벡터의 크기는 $\frac{2}{3}V_{dc}$ 로 주어진다. 그 이유는 6개의 유효벡터가 3상의 부하에 인가될 때 각 상에 인가될 수 있는 최대 전압을 벡터의 관점에서 고려함으로써 쉽게 알 수 있다. 일례로써, a상의 상전압에 양의 최대 전압이 인가되는 벡터는 \mathbf{v}_1 벡터이며, 음의 최대 전압벡터는 \mathbf{v}_4 벡터임을 알 수 있다. 그러므로 유효벡터의 크기는 $\frac{2}{3}V_{dc}$ 로 주어진다.

위의 관계를 벡터라는 관점에서 공간전압 벡터상에서 표현한다면 시간적으로 한주기 즉, 360° 회전하는 전압이 전동기에 인가되는 효과를 얻을 수 있다. 따라서 이를 벡터공간 상에 배치하면 그림 4.2와 같은 공간전압 벡터도로 나타낼 수 있다.

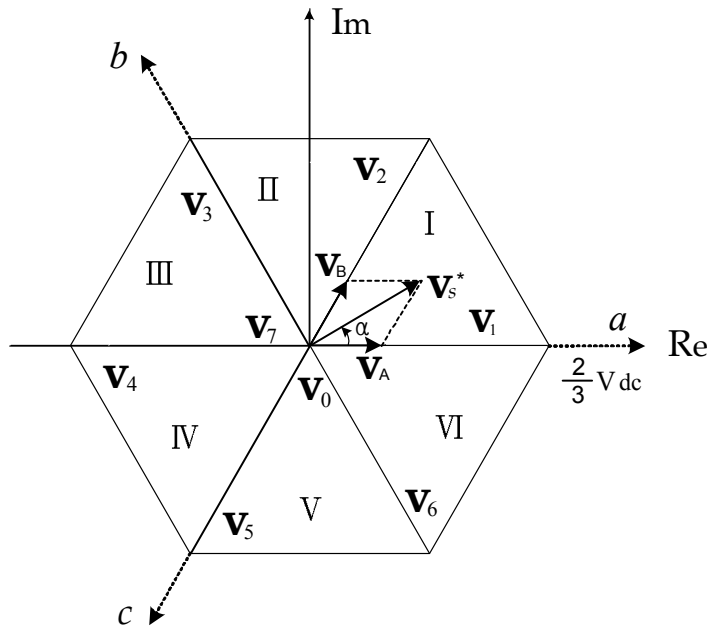


그림 4.2 공간전압벡터도

Fig. 4.2 Representation of space voltage vectors.



이 때 각각 벡터에 대한 스위칭의 상태, 위상 그리고 상전압의 크기를 표 4.1에 나타내었다.

표 4.1 인버터 스위칭상태 및 출력전압

Table 4.1 Inverter switching states and output voltages.

	S_a	S_b	S_c	\mathbf{v}_s^*	v_{an}	v_{bn}	v_{cn}
\mathbf{v}_1	1	0	0	$\frac{2}{3} \angle 0^\circ$	$\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$
\mathbf{v}_2	1	1	0	$\frac{2}{3} \angle 60^\circ$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	$-\frac{2}{3}$
\mathbf{v}_3	0	1	0	$\frac{2}{3} \angle 120^\circ$	$-\frac{1}{3}$	$\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{3}$
\mathbf{v}_4	0	1	1	$\frac{2}{3} \angle 180^\circ$	$-\frac{2}{3}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$
\mathbf{v}_5	0	0	1	$\frac{2}{3} \angle 240^\circ$	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$\frac{2}{3}$
\mathbf{v}_6	1	0	1	$\frac{2}{3} \angle 300^\circ$	$\frac{1}{3}$	$-\frac{2}{3}$	$\frac{1}{3}$
\mathbf{v}_7	1	1	1	$0 \angle 0^\circ$	0	0	0
\mathbf{v}_0	0	0	0	$0 \angle 0^\circ$	0	0	0

(단, 전압은 각 계수에 V_{dc} 를 곱한 값이다.)

공간벡터 PWM은 기준 전압벡터가 섹터 I 에 있을 경우, 이 전압은 기준벡터와 가장 가까운 벡터인 \mathbf{v}_1 벡터와 \mathbf{v}_2 벡터, 그리고 영벡터의 시간적인 합성으로 한 주기내에서 생성될 수 있다. 한 주기내에서의 적분으로 각 유효벡터의 인가시간을 다음과 같이 결정할 수 있다.

$$\int_0^{T_s} \mathbf{v}_s^* dt = \int_0^{T_1} \mathbf{v}_n dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} \mathbf{v}_{n+1} dt + \int_{T_1+T_2}^{T_s} \mathbf{v}_0 dt \quad (4.2)$$

여기서, T_s 는 샘플링 시간이며, T_1, T_2 는 \mathbf{v}_n 과 \mathbf{v}_{n+1} 의 전압이 인가되는 시간으로 식(4.2)에서 유효시간을 제외한 시간은 영전압 벡터가 인가되고 있음을 알 수 있다.

예를 들어, 지령전압 \mathbf{v}_s^* 가 영역 I에 존재하면 \mathbf{v}_s^* 에 인접한 \mathbf{v}_1 과 \mathbf{v}_2 벡터에 투영된 $\mathbf{v}_A, \mathbf{v}_B$ 벡터로부터 \mathbf{v}_s^* 를 합성할 수 있다. 이를 수식으로 표현하면 식 (2.47)이 된다.

$$\mathbf{v}_s^* T_s = \mathbf{v}_1 T_1 + \mathbf{v}_2 T_2 \quad (4.3)$$

$$T_s |\mathbf{v}^*| \begin{bmatrix} \cos\alpha \\ \sin\alpha \end{bmatrix} = T_1 \frac{2}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_2 \frac{2}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

여기서, $0 \leq \alpha < \frac{\pi}{3}$ 가 되고, 유효벡터 인가시간은 다음과 같이 계산되는데 이는 게이팅 신호를 발생하는 시간이 아니므로 실제 스위칭 시간을 계산해야 한다.

즉, 유효벡터 인가시간은 인버터 유효전압을 기준 전압과 한 주기의 평균 개념으로 계산하고 게이팅 시간은 T_0, T_1, T_2 의 조합에 의하여 구한다.

\mathbf{v}_1 과 \mathbf{v}_2 및 영벡터가 인가될 시간은 다음 식에 의해 계산된다.

$$T_1 = \sqrt{3} T_s \frac{|\mathbf{v}_s^*|}{V_{dc}} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) \quad (4.5a)$$

$$T_2 = \sqrt{3} T_s \frac{|\mathbf{v}_s^*|}{V_{dc}} \sin\alpha \quad (4.5b)$$

$$T_0 = T_s - (T_1 + T_2) \quad (4.5c)$$

여기서 $|\mathbf{v}_s^*| = \sqrt{v_{ds}^{*2} + v_{qs}^{*2}}$ 이고, α 는 벡터가 반시계방향으로 회전할 때 각 삼각형의 출발변에서 측정한 각도로서 $\alpha = \tan^{-1}(v_{qs}^*/v_{ds}^*) - \theta_{em}$ (단, θ_{em} 은 각 섹터의 기저각)이며 $0 \leq \alpha < \frac{\pi}{3}$ 이다.

만약, 과도상태에서 앞에서 \mathbf{v}_s^* 가 출력전압 벡터의 6각형의 내부에 존재하지 않아 인버터가 \mathbf{v}_s^* 와 같은 전압을 출력할 수 없는 과변조 상태에서는 과도상태 \mathbf{v}_s^* 와 방향은 같게 되고 크기를 줄여서 육각형 외변으로 이동시킴으로써 지령치와 가장 유사한 출력벡터를 얻을 수 있다. 이때 유효벡터 2개만 인가되고, 영벡터는 인가되지 않게 되므로 샘플링한 인가시간 된 T_1' , T_2' 는 다음과 같이 표현된다.

즉, $(T_1 + T_2) > T_s$ 이면

$$T_1' = \frac{T_1 T_s}{T_1 + T_2} \quad (4.6a)$$

$$T_2' = \frac{T_2 T_s}{T_1 + T_2} \quad (4.6b)$$

$$T_0' = 0 \quad (4.6c)$$

정밀한 전압생성과 전류리플 최소화를 위해 ON, OFF 한 주기를 대칭이 되도록 배열하는데 섹터 I 에서는 $\mathbf{v}_0 \rightarrow \mathbf{v}_1 \rightarrow \mathbf{v}_2 \rightarrow \mathbf{v}_7 \rightarrow \mathbf{v}_2 \rightarrow \mathbf{v}_1 \rightarrow \mathbf{v}_0$ 의 스위칭 패턴을 구성한다.

표 4.2는 섹터 I 에서의 게이팅 시퀀스를 나타내고 있으며 게이팅 시간 (T_{ga}, T_{gb}, T_{gc}) 은 시간지연을 의미하며, 그림 4.3은 공간벡터 제어기의 1주기

당 인가되는 유효전압이다.

표 4.2 섹터 I에서의 게이팅 시퀀스

Table 4.2 Gating sequence in the sector I .

ON Gating sequence	OFF Gating sequence
$T_{ga} = \frac{T_0}{2}$	$T_{ga} = \frac{T_0}{2} + T_1 + T_2$
$T_{gb} = \frac{T_0}{2} + T_1$	$T_{gb} = \frac{T_0}{2} + T_2$
$T_{gc} = \frac{T_0}{2} + T_1 + T_2$	$T_{gc} = \frac{T_0}{2}$

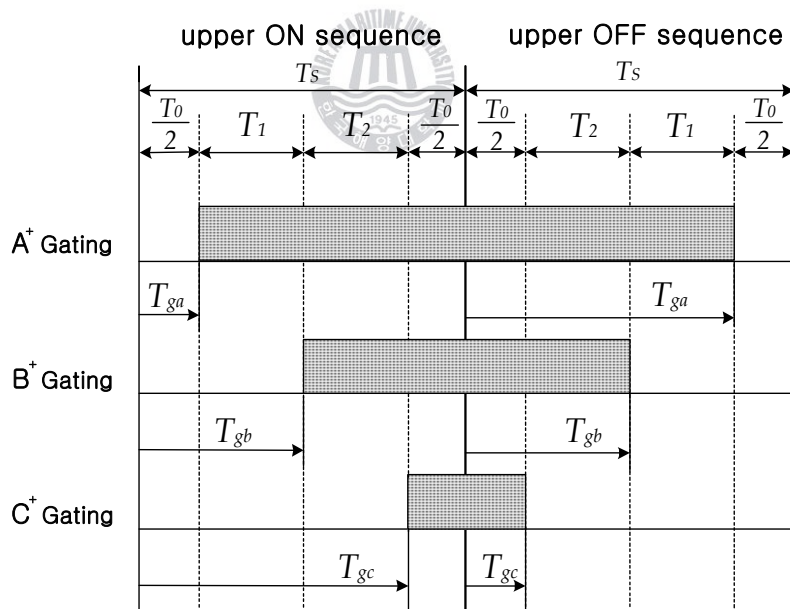


그림 4.3 공간벡터의 최적 스위칭 패턴

Fig. 4.3 Optimal switching pattern of space vector PWM.

4.2 제어 알고리즘

본 논문에서 제안한 개선된 직접토크제어방식에 의한 유도전동기 센서리스 속도제어계의 블록도는 그림 4.4와 같다.

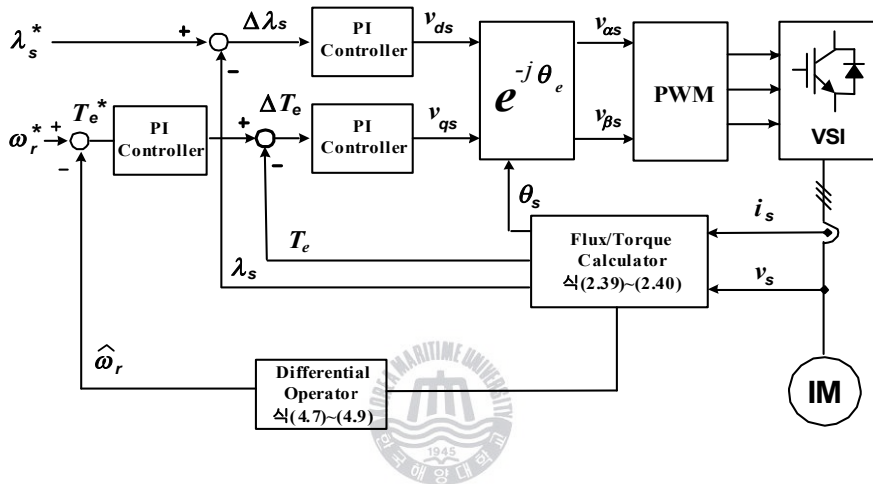


그림 4.4 개선된 직접토크제어 센서리스 속도제어 블록도

Fig. 4.4 Sensorless speed control block diagram of an improved DTC.

제어블록은 크게 자속 및 토크 제어기, 고정자 자속 및 토크 연산기, PWM 전압벡터 선정기 등으로 구성되어 있다. 전력회로는 DC입력단, 2레벨 인버터, 유도전동기로 구성된다.

속도 지령치와 속도 추정치의 오차가 PI제어기를 거쳐서 토크 지령치가 되며, 이 지령치와 실제 토크 추정치와의 오차가 PI제어기를 거쳐 토크전류 지령값이 된다. 그리고 자속 지령치와 전압, 전류로 계산된 고정자자속 추정치와의

오차가 PI제어기를 거쳐 자속전류 지령값이 된다. 또한 자속각을 이용하여 회전자 속도를 추정한다.

본 논문에서 제안한 센서리스 속도제어를 구현하기 위해 회전자 속도를 추정한다. 고정자 자속의 위치를 미분함으로써 식(4.7)과 같이 동기속도를 얻을 수 있고 식(3.2)에 의해 슬립주파수는 식(4.8)이 된다. 따라서 전동기 속도는 식(4.9)에 의해 추정할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 \omega_s &= \frac{d}{dt} \theta_s = \frac{d}{dt} \left(\tan^{-1} \frac{\lambda_{\beta s}}{\lambda_{\alpha s}} \right) \\
 &= \frac{\left(\frac{d}{dt} \lambda_{\beta s} \right) \lambda_{\alpha s} - \left(\frac{d}{dt} \lambda_{\alpha s} \right) \lambda_{\beta s}}{\lambda_{\alpha s}^2 + \lambda_{\beta s}^2} \\
 &= \frac{(v_{\beta s} - R_s i_{\beta s}) \lambda_{\alpha s} - (v_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s}) \lambda_{\beta s}}{|\lambda_s^2|} \quad (4.7)
 \end{aligned}$$

$$\omega_{sl} = \frac{L_m}{T_r} \frac{\lambda_{\alpha s} i_{\beta s} - \lambda_{\beta s} i_{\alpha s}}{\lambda_s^2} \quad (4.8)$$

$$\hat{\omega}_r = \omega_s - \omega_{sl} \quad (4.9)$$

또한, 본 논문에서는 기존의 직접토크제어방식에서 발생되어지는 속도리플을 줄이기 위해 스위칭 테이블을 사용하는 대신, 복잡한 제어기를 사용하지 않고 인버터 스위칭 주파수를 일정하게 유지한 채 개선된 공간벡터 변조법에 의해 인버터를 제어하는 알고리즘을 적용함으로써 토크 및 속도리플을 감소시킨다.

그림 4.5는 공간벡터 변조루틴의 순서도를 나타내고 있다.

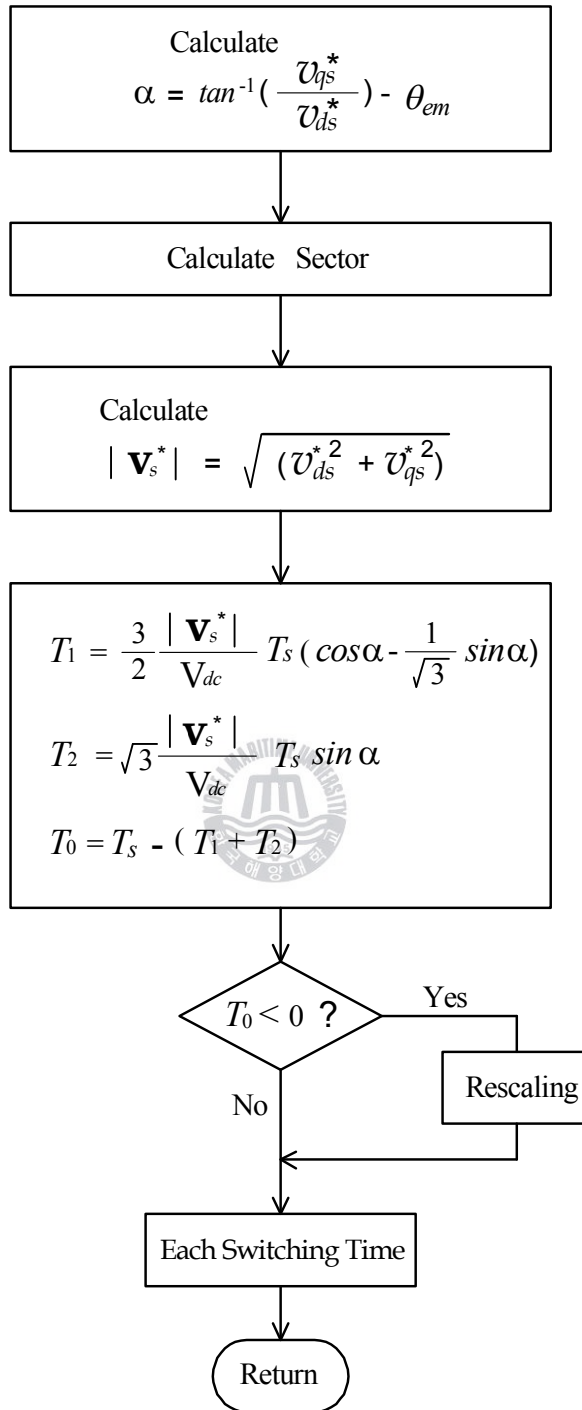


그림 4.5 공간벡터변조의 흐름도

Fig. 4.5 Flow chart of space vector modulation.

4.3 기존 직접토크제어방식과 개선된 직접토크제어방식 비교

표 4.3은 기존 직접토크제어방식과 개선된 직접토크제어방식을 비교 설명하고 있다.

표 4.3 기존의 직접토크제어방식과 개선된 직접토크제어방식 비교

Table. 4.3 Comparison table of conventional DTC and improved DTC.

기존 직접토크제어방식	개선된 직접토크제어방식
<ul style="list-style-type: none"> · 벡터제어에 비해 좌표축 변환 없이 빠른 토크 및 자속제어가 가능하고, 파라미터 변동에도 강인한 제어가 가능하다. 	<ul style="list-style-type: none"> · 속도리플을 줄이기 위해 기존 직접토크제어방식에서 스위칭 테이블대신 PI제어기에 의해 지령값을 구하고, 보다 정확한 제어를 위해 PWM기법을 사용하였다.
<ul style="list-style-type: none"> · 스위칭 테이블을 이용하는 기존의 직접토크제어는 토크, 자속 및 전류 리플이 발생하여 결국 전동기 속도에도 리플이 발생하게 된다. 	

본 논문에서 제안한 개선된 직접토크제어방식 센서리스 속도제어를 구현하기 위한 컴퓨터 시뮬레이션 및 실험에 앞서, 우선 기존의 직접토크제어방식과 개선된 직접토크제어방식 성능비교를 위해 몇 가지 경우에 대하여 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하였다. 스위칭 테이블 제어방식과 공간벡터 변조방식의 성능비교를 위해 센서리스 알고리즘은 적용하지 않았다.

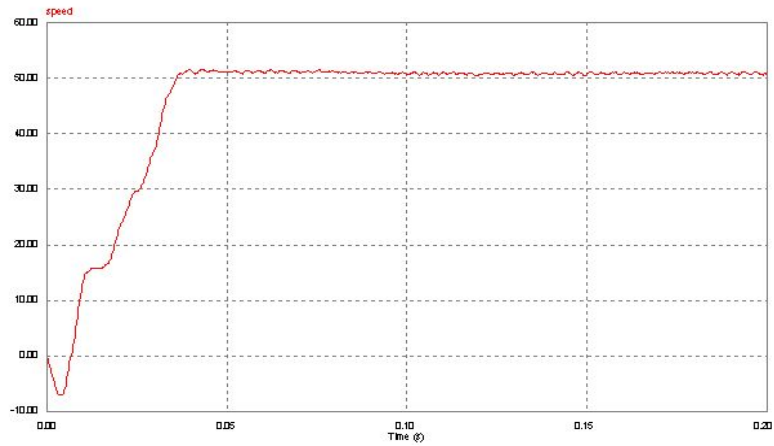
그림 4.6은 기존의 직접토크제어방식을 적용하여 전동기의 속도를 0[rpm]에서 50[rpm]으로 계단입력의 속도지령을 가했을 경우 전동기의 속도 및 토크응답 특성을 나타낸 것이며, 그림 4.7은 개선된 직접토크제어방식을 적용하였을 때의 시뮬레이션 결과이다. 본 시뮬레이션 결과에서 알 수 있듯이 저속영역에서 기

존의 직접토크제어에 의한 방식보다 속도 및 토크리플이 감소함을 확인하였다.

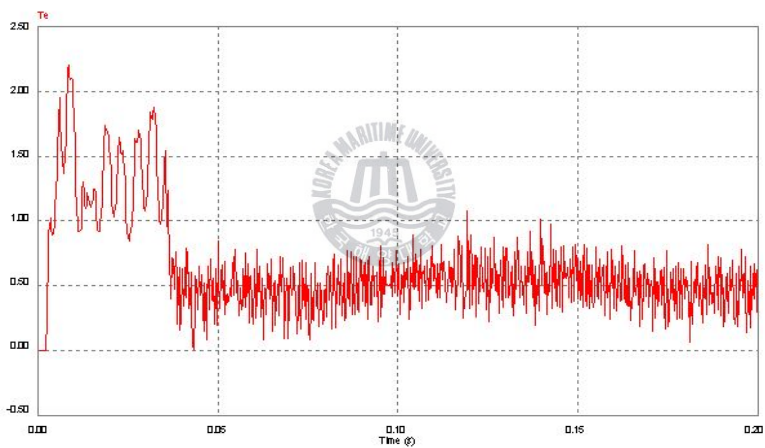
그림 4.8과 그림 4.9는 전동기의 속도를 각각 0[rpm]에서 100[rpm]으로, 100[rpm]에서 200[rpm]으로 계단입력의 속도지령을 인가하였을 때의 성능비교 특성을 나타낸다. 개선된 직접토크제어방식이 중속영역에서도 속도추종 및 토크특성, 운전변환특성이 양호함을 알 수 있다.

그림 4.10와 그림 4.11은 전동기의 속도를 0[rpm]에서 800[rpm]으로 계단입력의 속도지령을 인가하였을 때의 속도 및 토크특성을 나타낸다. 본 시뮬레이션 결과에서도 기존의 직접토크제어에 의한 방식보다 본 논문에서 제안한 개선된 직접토크제어방식에서 토크 최대 진폭 값으로 계산하여 약 40[%]정도의 진폭이 감소함을 알 수 있고 속도에도 이 특성이 반영되어 양호한 운전 특성을 확인하였다.





(a)



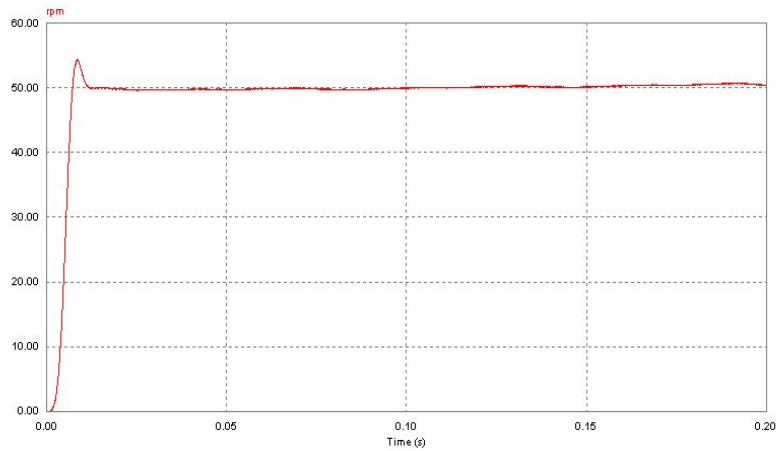
(b)

그림 4.6 기존 DTC 방식에서의 계단입력 속도지령 변화에 대한
응답(0→50[rpm])

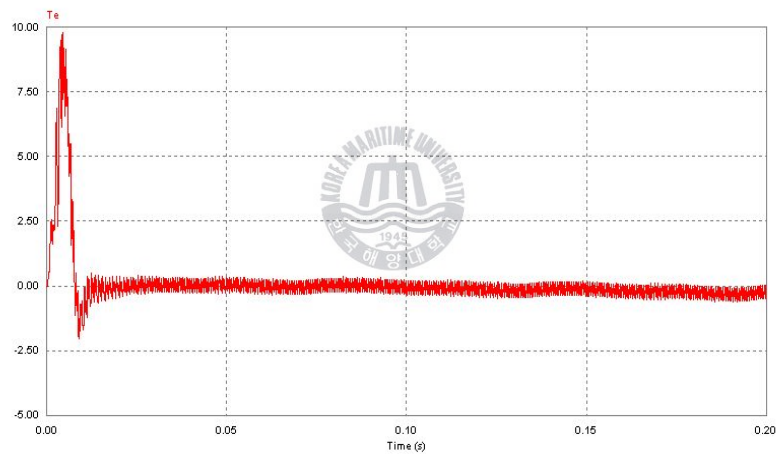
(a) 전동기속도 (b) 토크

Fig. 4.6 Simulation responses for step change of speed setting (0→50[rpm])
based on the conventional DTC.

(a) Motor speed (b) Torque



(a)



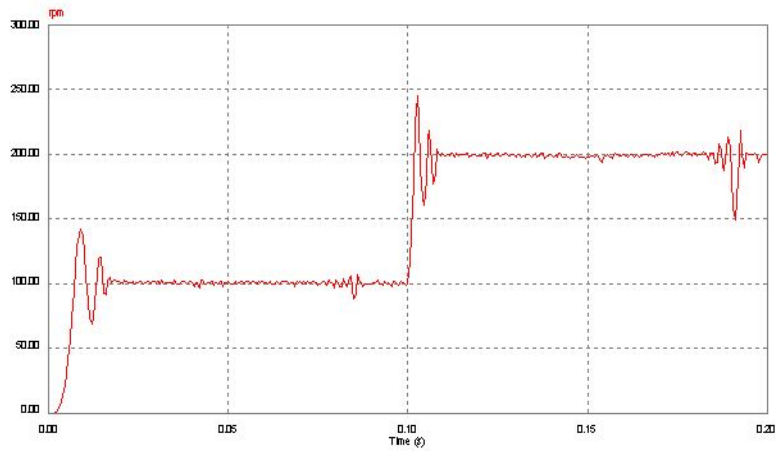
(b)

그림 4.7 개선된 DTC 방식에서의 계단입력 속도지령 변화에 대한 응답
(0→50[rpm])

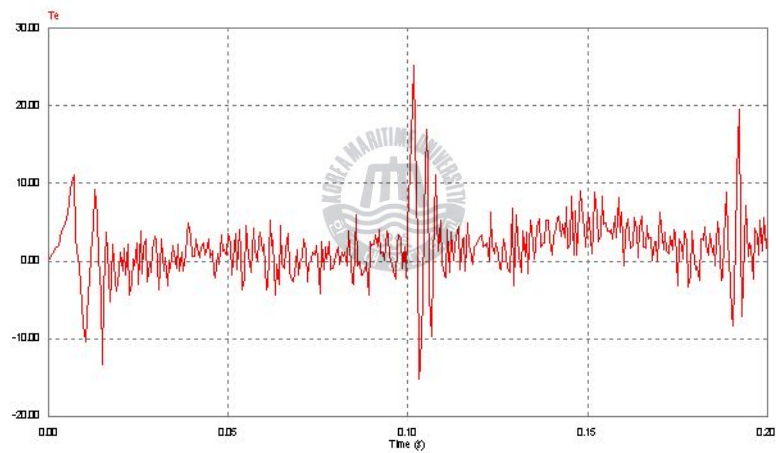
(a) 전동기속도 (b) 토크

Fig. 4.7 Simulation responses for step change of speed setting (0→50[rpm])
based on an improved DTC.

(a) Motor speed (b) Torque



(a)



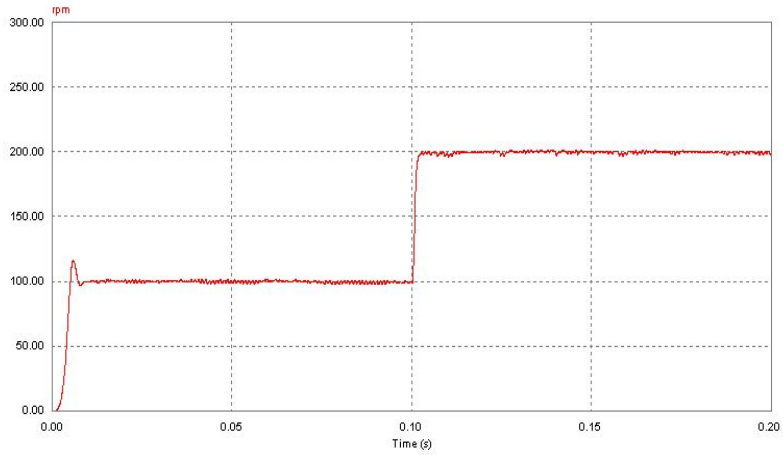
(b)

그림 4.8 기존 DTC 방식에서의 계단입력 속도지령 변화에 대한 응답
(0→100→200[rpm])

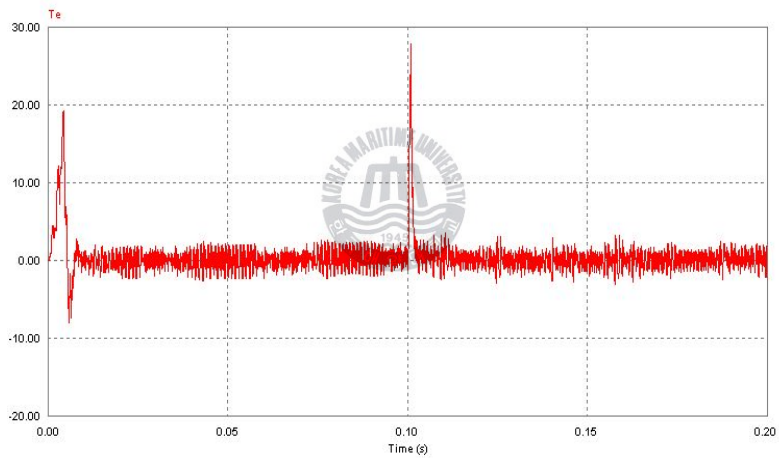
(a) 전동기속도 (b) 토크

Fig. 4.8 Simulation responses for step change of speed setting
(0→100→200[rpm]) based on the conventional DTC.

(a) Motor speed (b) Torque



(a)



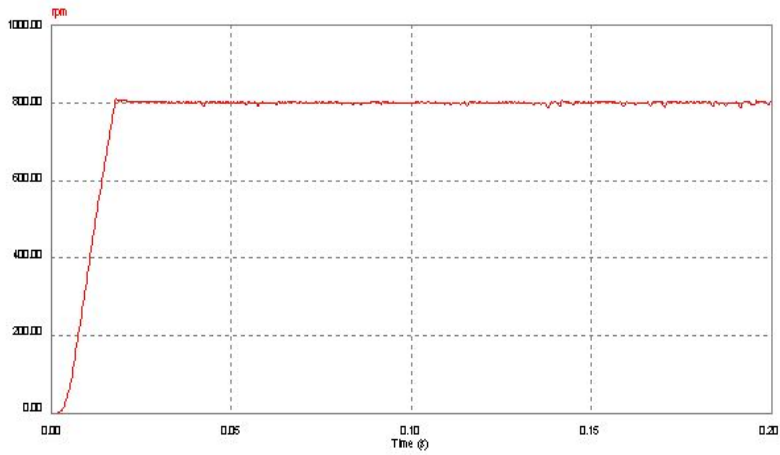
(b)

그림 4.9 개선된 DTC 방식에서의 계단입력 속도지령 변화에 대한 응답
(0→100→200[rpm])

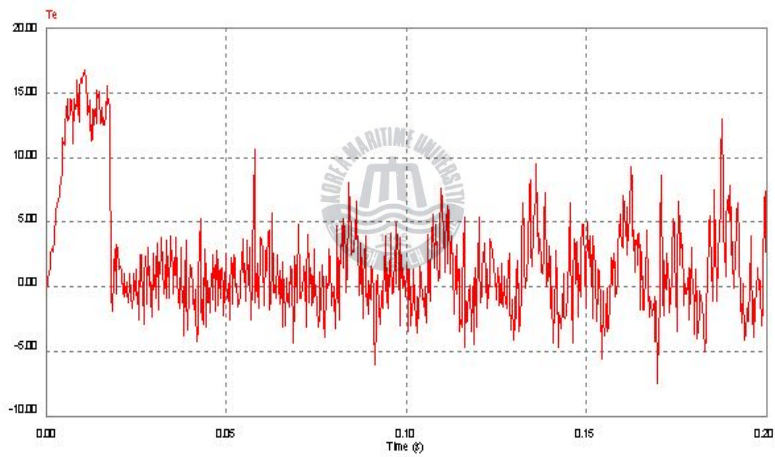
(a) 전동기속도 (b) 토크

Fig. 4.9 Simulation responses for step change of speed setting
(0→100→200[rpm]) based on an improved DTC.

(a) Motor speed (b) Torque



(a)



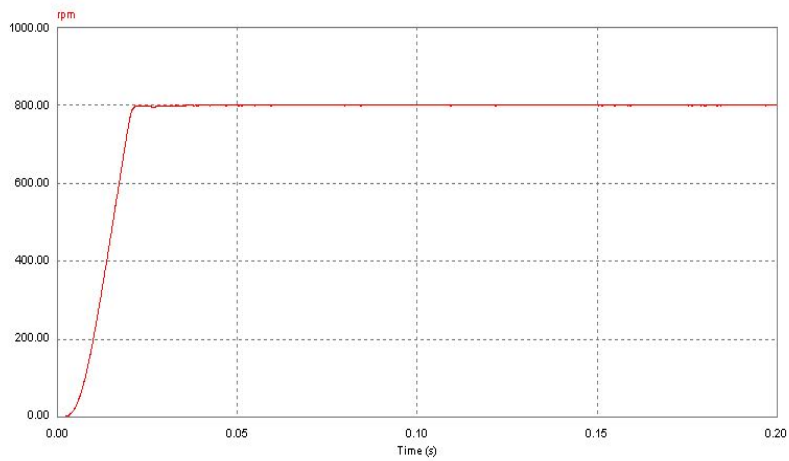
(b)

그림 4.10 기존 DTC 방식에서의 계단입력 속도지령 변화에 대한 응답
(0→800[rpm])

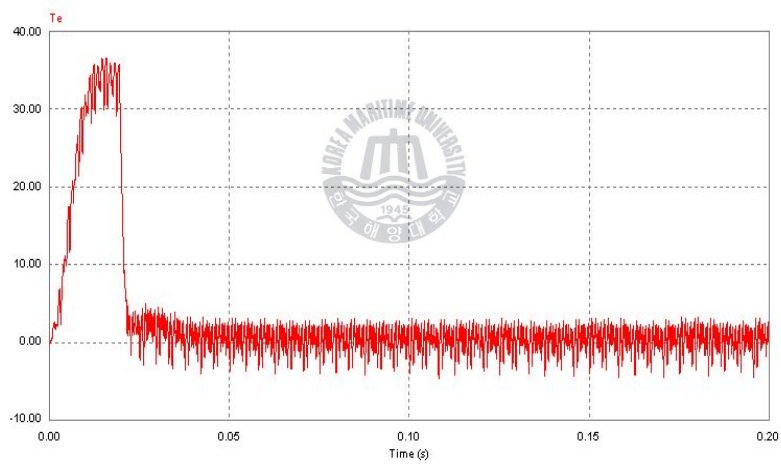
(a) 전동기속도 (b) 토크

Fig. 4.10 Simulation responses for step change of speed setting
(0→800[rpm]) based on the conventional DTC.

(a) Motor speed (b) Torque



(a)



(b)

그림 4.11 개선된 DTC 방식에서의 계단입력 부하토크 변화에 대한 응답
(0→800[rpm])

(a) 전동기속도 (b) 토크

Fig. 4.11 Simulation responses for step change of load torque
(0→800[rpm]) based on an improved DTC.

(a) Motor speed (b) Torque

5. 컴퓨터 시뮬레이션

5.1 개선된 직접토크제어방식의 시뮬레이션

본 논문에서 제안한 개선된 직접토크제어방식에 의한 유도전동기 센서리스 속도제어 알고리즘의 타당성을 고찰하기 위해 실험에 앞서 저속영역, 중속영역 및 고속영역에서 컴퓨터 시뮬레이션을 실시하였다. 먼저 저속영역 및 고속영역에서의 지령속도 추종성능을 알아보고 중속영역의 부하 특성을 알아본다. 그리고 저속영역 및 중속영역에서의 역전 지령시의 속도응답특성을 확인한다.

컴퓨터 시뮬레이션 및 실험에 사용한 유도전동기의 파라미터 및 시스템정수는 표 5.1과 같다.



표 5.1 시뮬레이션과 실험에 사용한 유도전동기의 파라미터 및 시스템정수

Table 5.1 Parameters of induction motor used for computer simulation and experiment & system constants.

정격출력	3[HP]	R_r	1.56[Ω]
정격전압	220[V]	L_s	180[mH]
정격전류	9[A]	L_r	180[mH]
정격속도	1735[rpm]	L_m	176[mH]
극수	4	J (관성모멘트)	0.1[Kg·m ²]
R_s	2.0[Ω]	T_s (샘플링주기)	150[μ s]

그림 5.1과 5.2는 0[rpm]에서 50[rpm]으로, 0[rpm]에서 100[rpm]으로 각각 계단 입력의 속도지령을 가했을 경우 전동기의 속도응답 특성을 나타낸다. 시뮬레이션 결과를 보면 저속영역에서의 속도 응답특성이 우수함을 알 수 있다.

그림 5.3은 0[rpm]에서 800[rpm]으로 계단상의 속도지령을 인가하였을 경우의 응답을 도시하고 있다. 고속영역에서도 속도제어가 양호함을 알 수 있다.

그림 5.4는 역전지령속도 -50[rpm]의 속도로 구동중 50[rpm]으로 반전속도지령을 가했을 경우의 속도응답을 나타낸다. 저속영역에서 순간적인 역전운전시에도 속도응답의 속응성이 양호함을 시뮬레이션 결과를 통해 알 수 있다.

그림 5.5는 -200[rpm]의 속도로 구동중 200[rpm]으로 반전속도지령을 가했을 경우의 응답을 나타낸다. 시뮬레이션 결과에서 볼 수 있듯이 중속영역에서도 속도응답 제어특성이 양호함을 알 수 있다.

그림 5.6은 200[rpm]으로 정상운전중 5[N-m]의 부하토크를 인가하였을 경우의 응답을 나타낸다. 중속영역에서 부하특성이 양호함을 시뮬레이션 결과로 알 수 있다.

5.2 시뮬레이션 결과 검토

본 논문에서 제시한 개선된 직접토크제어방식의 센서리스 제어방식을 적용한 컴퓨터 시뮬레이션 결과를 요약하면 다음과 같다.

- 1) 본 논문에서 제시한 개선된 직접토크제어방식을 이용하여 저속영역에서부터 고속영역에 이르기까지 유도전동기의 속도 응답특성을 얻을 수 있음을 확인하였다.
- 2) 정상운전 중 저속영역 및 중속영역에서 반전속도지령을 가했을 경우에도 양호한 제어성능을 얻을 수 있다.
- 3) 중속영역에서의 부하특성도 시뮬레이션 결과로 우수함을 알 수 있다.



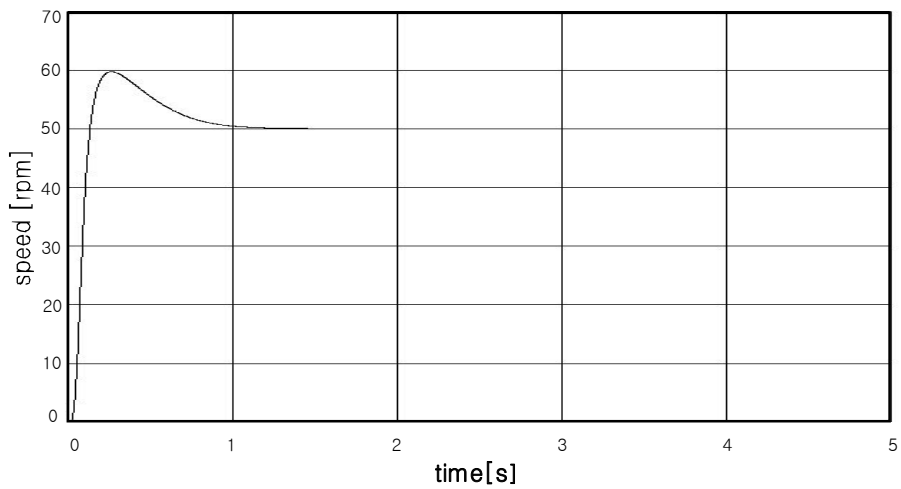


그림 5.1 계단입력 속도지령 변화에 대한 응답(0→50[rpm])

Fig. 5.1 Simulation responses for step change of speed setting.(0→50[rpm])

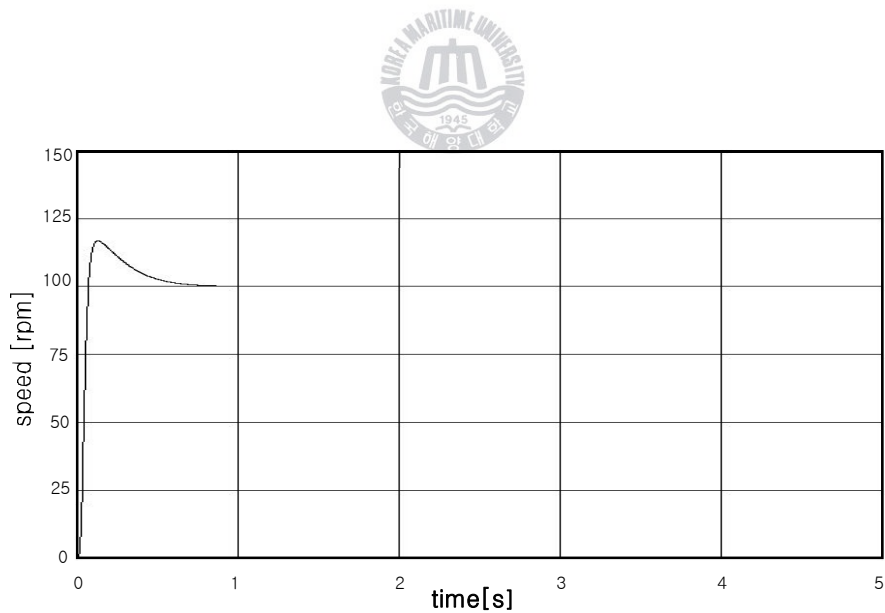


그림 5.2 계단입력 속도지령 변화에 대한 응답(0→100[rpm])

Fig. 5.2 Simulation responses for step change of speed setting.(0→100[rpm])

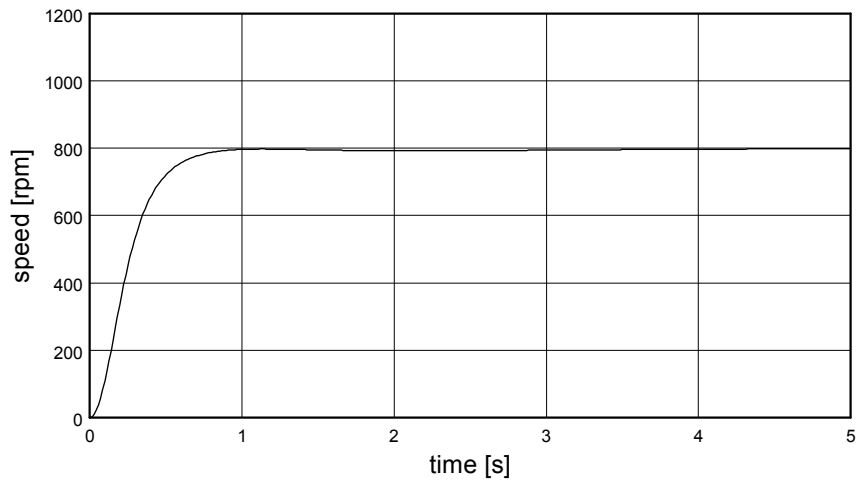


그림 5.3 계단입력 속도지령 변화에 대한 응답(0→800[rpm])

Fig. 5.3 Simulation responses for step change of speed setting.(0→800[rpm])

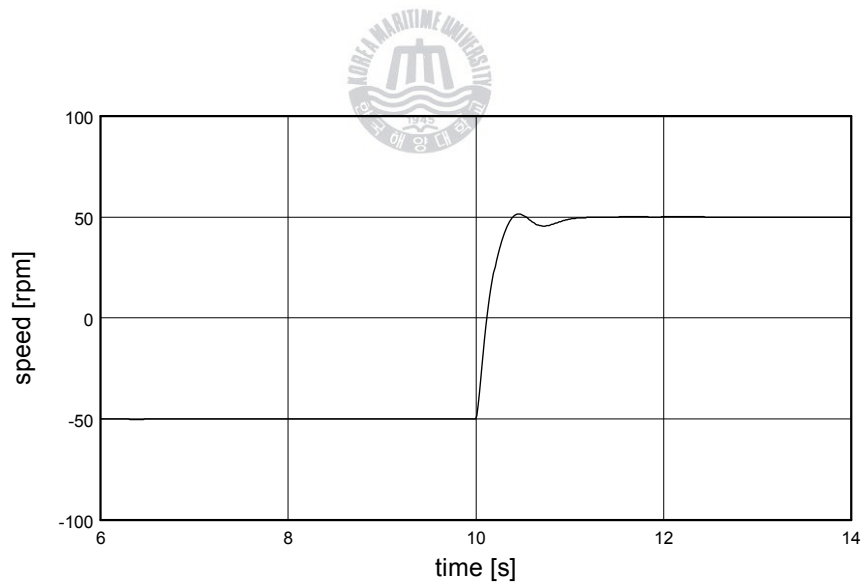


그림 5.4 계단입력 속도지령 변화에 대한 응답(-50→50[rpm])

Fig. 5.4 Simulation responses for step change of speed setting.(-50→50[rpm])

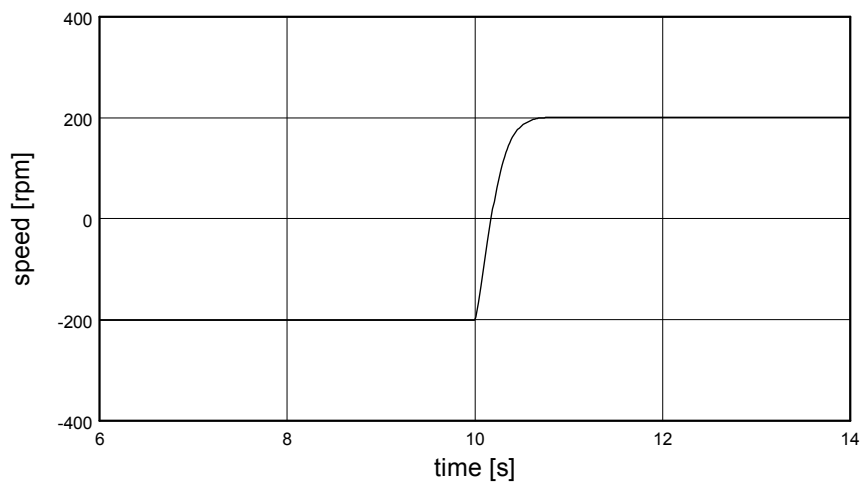


그림 5.5 계단입력 속도지령 변화에 대한 응답(-200→200[rpm])

Fig. 5.5 Simulation responses for step change of speed setting.(-200→200[rpm])

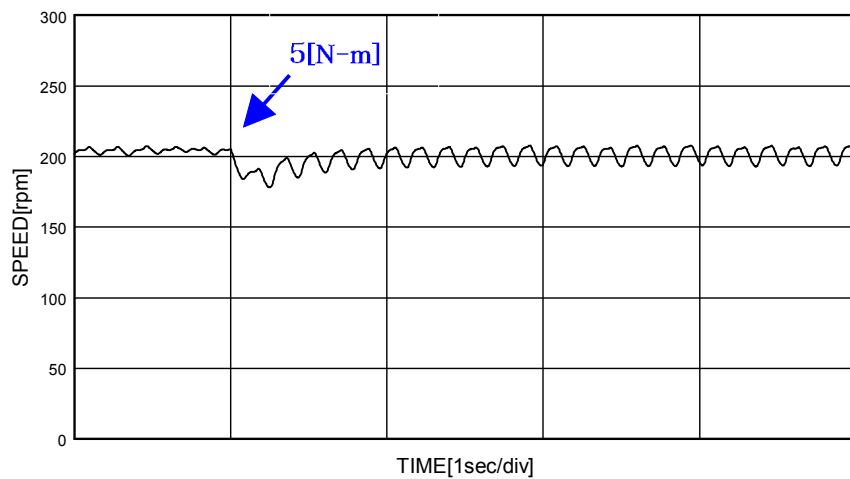


그림 5.6 계단입력 부하토크 변화에 대한 응답(0→5[N-m])

Fig. 5.6 Simulation responses for step change of load torque.(0→5[N-m])

6. 실험장치의 구성과 실험결과

6.1 구동시스템의 하드웨어 구성

본 센서리스 속도제어 시스템을 구현하기 위한 하드웨어의 구성은 세부적으로 마이크로프로세서 시스템, 상전류 및 직류링크전압 검출회로, 게이트 구동회로, 전력회로로 나누어진다. 또한, 제어성능의 검정을 위해 제어회로와는 별도로 속도검출회로가 필요하다.

(1) 마이크로프로세서 시스템

본 시스템 구성시 주 제어기로는 80586 마이크로프로세서가 장착된 IBM PC를 사용하였는데 제어알고리즘이 전적으로 소프트웨어로 처리되고 있으므로 이 부분이 제어기의 가장 핵심적인 부분이라 할 수 있다. 또한, PC가 지원하는 주변기능과의 I/O는 PCL-818 Card를 이용하였으며, 그림 6.1은 PCL-818 Card의 내부 블록도이다.

(2) 전류 및 직류링크전압 검출회로

상전류의 샘플링은 PCL-818 Card 내부 A/D컨버터를 이용하는데 전동기의 2개의 상만 홀 CT로 검출하였다. 본 실험에 사용한 CT는 전류가 20[A]일때 4[V]의 전압이 출력되며 내부 A/D컨버터는 -5[V]~5[V]까지 입력이 가능하고 12bit의 해상도를 가진다. 그리고 전류의 범위는 -20[A]~20[A]이다.

직류링크전압의 샘플링은 전압검출기 LEM LV25-P 및 저항을 사용하여 0[V]~5[V]범위의 전압으로 변환시켜 A/D컨버터를 통해 검출하였다.

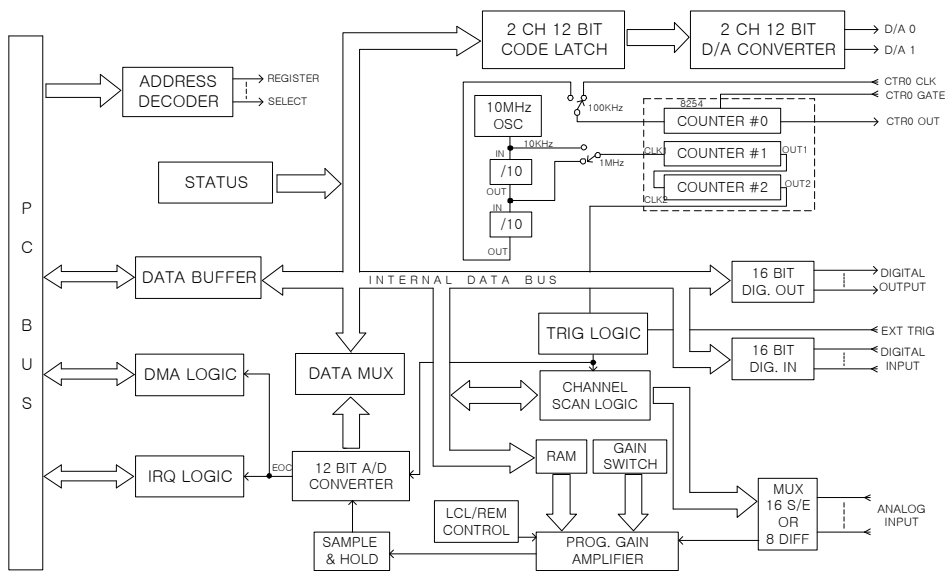


그림 6.1 PCL-818 카드 블록도

Fig. 6.1 PCL-818 Card block diagram.



(3) 게이트 구동회로

인버터 스위칭을 위한 최종적인 신호발생회로인 게이트 구동회로는 인버터를 구성하는 스위칭 소자인 IGBT를 구동시키기 위하여 마이크로프로세서에서 발생된 TTL레벨의 신호를 게이트 신호의 레벨로 증폭시키는 회로이다.

본 실험장치를 위해서 상용으로 만들어진 게이트 구동용 전용 IC인 TF 1205를 사용하였다. 그림 6.2는 이와 같이 구성한 게이트 구동회로를 나타낸다. CPU에서 출력된 제어회로는 인버터 단락사고 방지를 위해 지연시간(dead time) 발생기를 거치게 되는데 이 시간은 안정성을 고려하여 $3[\mu s]$ 로 충분히 주었다.

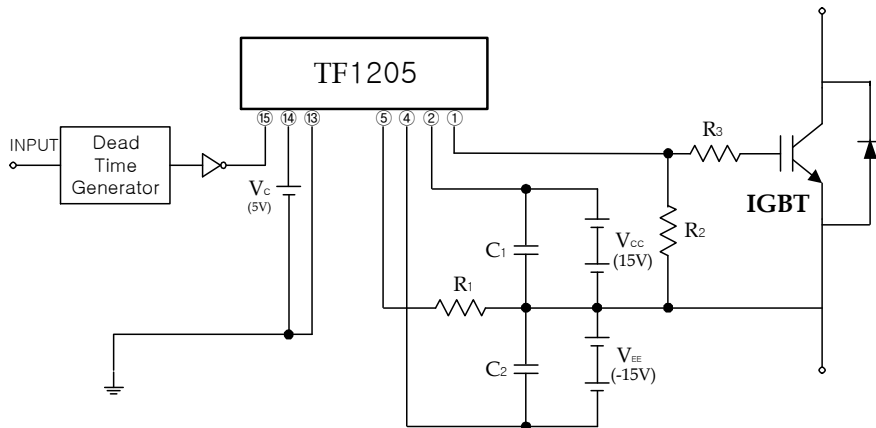


그림 6.2 게이트 구동회로

Fig. 6.2 Configuration of gate drive circuit.



(4) 전력회로

전력회로의 구성은 정류부와 인버터부, 그리고 제어장치의 전원공급부로 나누어진다. 정류부는 3상 브리지 정류기와 평활용 콘덴서로 이루어지며 전원 오프(Off)시에 콘덴서에 남아있는 고압충전전압은 전자접촉기에 의해 저항을 통하여 방전되도록 하였다. 인버터부는 IGBT모듈을 사용하여 구성하였는데 다른 소자에 비해 고속 스위칭 동작이 가능하므로 제어신호에 대한 응답속도가 빠르다. 제어장치에 공급되는 전원은 각 디지털 IC 및 인코더에 공급되는 5[V]의 전원과 게이트 구동회로에 공급되는 $\pm 15[V]$ 의 전원으로 구성된다. DC 5[V]의 전원은 PC 내부 전원장치를 이용하였고 $\pm 15[V]$ 는 교류 220[V]전원을 감압, 정류시켜 공급하였다.

그림 6.3은 이와 같은 전력회로 구성을 나타낸 것이다.

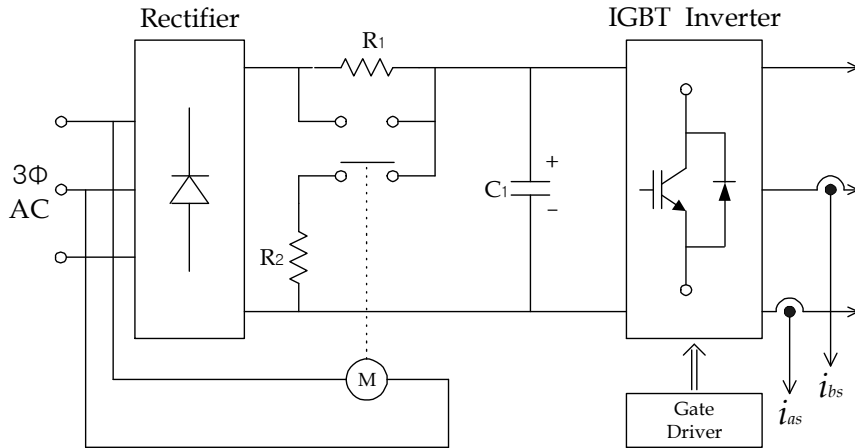


그림 6.3 전력회로 구성

Fig. 6.3 Configuration of power circuits.



(5) 속도검출회로

속도제어 실험의 검증을 위하여 속도검출회로를 구성하였다. 인코더를 사용한 속도측정법으로는 크게 세 가지로 나눌 수 있는데, 샘플링 주기동안 인코더 출력펄스수를 세어서 전동기의 속도를 측정하는 방식(M method)과 인코더 출력 펄스간의 시간간격을 측정하여 속도를 측정하는 방식(T method) 및 위의 두 방식의 문제점을 보완한 M/T법이 있다.

본 실험에서는 저속에서의 정밀도를 높이기 위해 출력펄스간의 시간간격을 측정함으로써 속도를 계산하는 T방식을 적용하였고 1000[pulses/rev]의 인코더를 사용하였다. 인코더 펄스간의 시간간격은 펄스 한 주기동안 발생하는 1[MHz]발진기의 클럭을 계수하여 환산하였다.

그림 6.4는 본 논문의 전체 하드웨어 블록도를 나타낸 것이다.

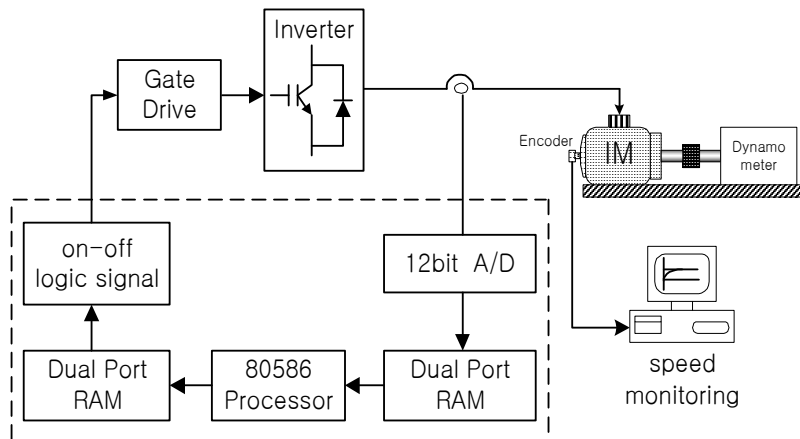


그림 6.4 전체 하드웨어 구성 시스템 블록도

Fig. 6.4 Block diagram of total hardware system.

(6) 부하인가장치



표 6.1은 본 실험에서 사용한 부하인가장치인 Dynamometer 사양을 나타내고 있다.

표 6.1 부하인가장치 사양

Table 6.1 Specification of dynamometer.

Maker	MAGTROL
Model	HD-805-7NA
Brake	Hysteresis Brake
Torque Range[N-m]	23.5[N-m]
Maximum Speed[rpm]	6,000[rpm]
Maximum Input Power[Watts]	3,600[Watts] continuous duty
	6,000[Watts] < 5minutes

6.2 실험결과 및 검토

본 센서리스 속도제어시스템을 구성하여 실험을 행하였다. 다음은 실험에 사용한 실험 장치를 사진으로 보인 것이다.

그림 6.5(a)는 제어부로써 마이크로프로세서, PLC-818 Card를 이용한 카운터 및 A/D변환부를 나타내며, 그림 6.5(b)는 전력변환부(Power conversion part)로써 정류장치, 3상 인버터, 게이트 구동회로(Gate drive circuit) 등으로 구성되어 있다.

그림 6.5(c)는 본 실험에서 사용한 3마력 유도전동기와 부하실험을 위한 부하인가장치(Dynamometer)를 보여준다.



(a) Microprocessor (b) Power conversion part (c) IM and Dynamometer

(a) 마이크로프로세서 (b) 전력변환부 (c) 유도전동기와 부하장치

그림 6.5 실험 구성 장치

Fig. 6.5 Configuration of the experiment.

실험의 순서도 컴퓨터 시뮬레이션과 동일한 방법으로, 먼저 저속영역 및 고속영역에서 지령속도 추종성능을 알아보고 그 다음으로 저속영역에서 역전시험을 한 뒤, 중속영역에서의 상호 속도절환 특성을 알아본다. 마지막으로 부하특성을 알아본다.

그림 6.6은 0[rpm]에서 50[rpm]으로 계단입력의 속도지령을 가했을 경우 전동기의 속도응답 특성을 나타낸다. 저속영역에서 속도 지령치를 잘 추종함을 알 수 있다.

그림 6.7은 0[rpm]에서 100[rpm]으로 계단입력의 속도지령을 인가하였을 때의 속도응답을 나타낸다. 중저속영역에서 속도 응답특성이 양호함을 알 수 있다.

그림 6.8은 0[rpm]에서 800[rpm]으로, 0[rpm]에서 1000[rpm]으로 각각 계단입력의 속도지령을 인가하였을 때의 속도 응답을 나타낸다. 실험결과에서 볼 수 있듯이 고속영역에서도 속도 응답특성이 양호함을 알 수 있다.

그림 6.9는 0[rpm]에서 역전지령속도 -50[rpm]으로 전동기를 구동하고 14[s] 후에 다시 50[rpm]의 계단속도지령을 가하였을 때의 속도응답을 나타낸다. 그림에서 볼 수 있듯이 저속영역에서 속도 반전특성 및 속도제어가 양호함을 알 수 있다.

그림 6.10은 -200[rpm]의 속도로 구동중 200[rpm]으로 반전속도지령을 가했을 경우의 속도응답을 나타낸다. 실험결과에서 알 수 있듯이 중속영역에서도 속도 반전특성이 우수함을 볼 수 있다.

그림 6.11은 200[rpm]으로 구동중 5[N-m]의 계단부하를 인가하였을 경우의 응답을 나타내는데, 중저속에서 양호한 부하특성을 얻을 수 있다.

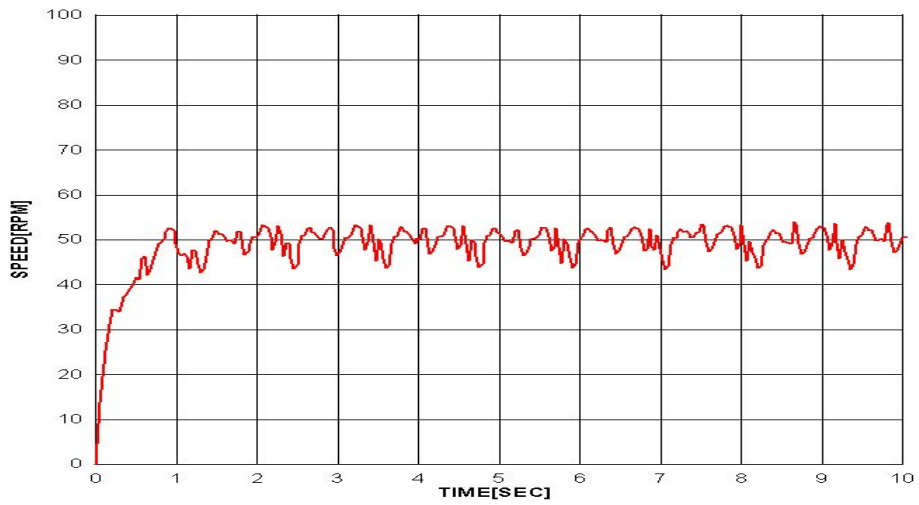


그림 6.6 계단입력 속도지령 변화에 대한 응답(0→50[rpm])

Fig. 6.6 Experimental responses for step change of speed setting.

(0→50[rpm])

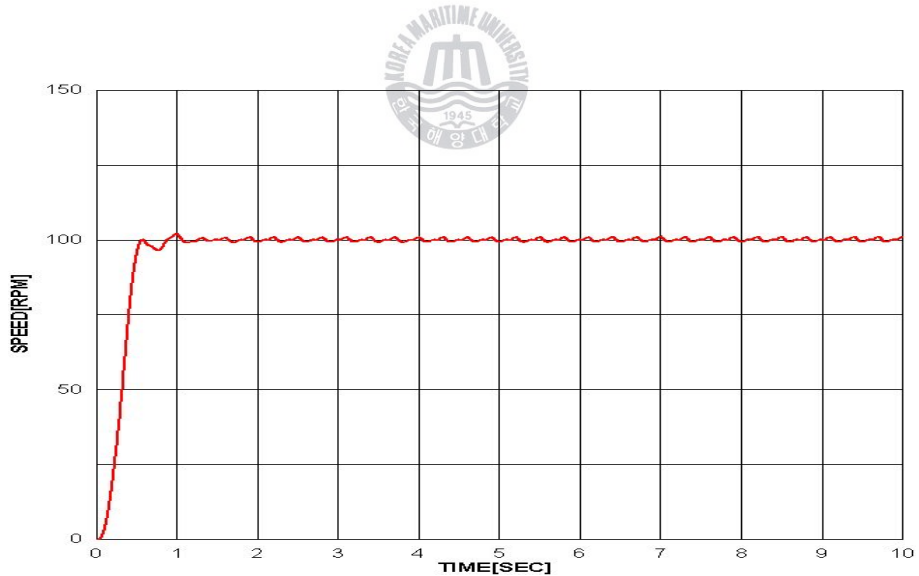
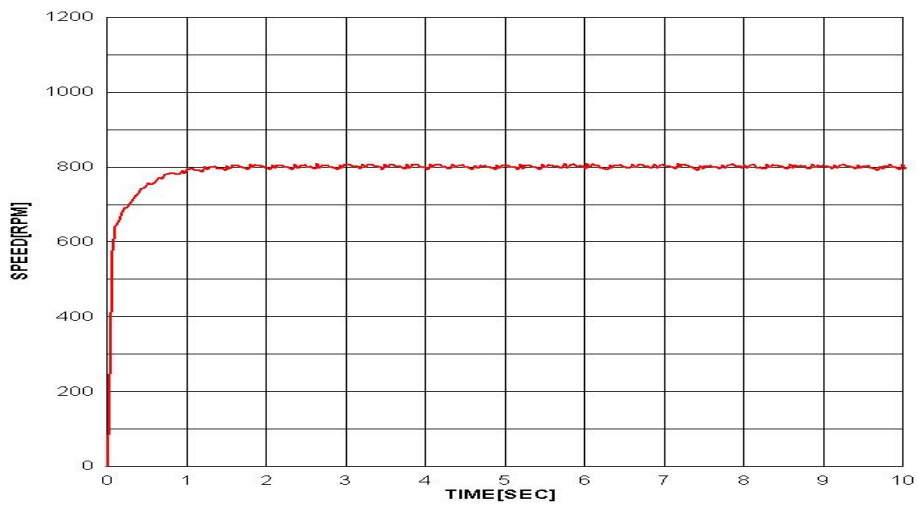


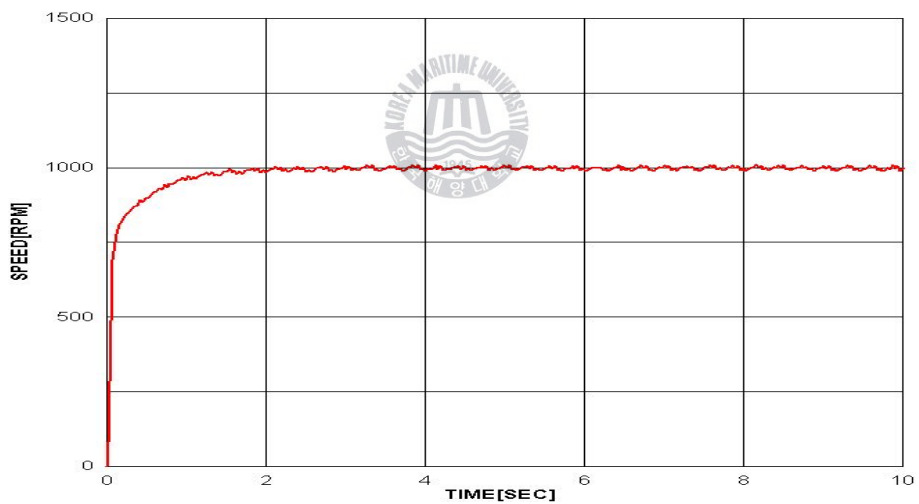
그림 6.7 계단입력 속도지령 변화에 대한 응답(0→100[rpm])

Fig. 6.7 Experimental responses for step change of speed setting.

(0→100[rpm])



(a)



(b)

그림 6.8 계단입력 속도지령 변화에 대한 응답

(a) 0→800[rpm] (b) 0→1000[rpm]

Fig. 6.8 Experimental responses for step change of speed setting.

(a) 0→800[rpm] (b) 0→1000[rpm]

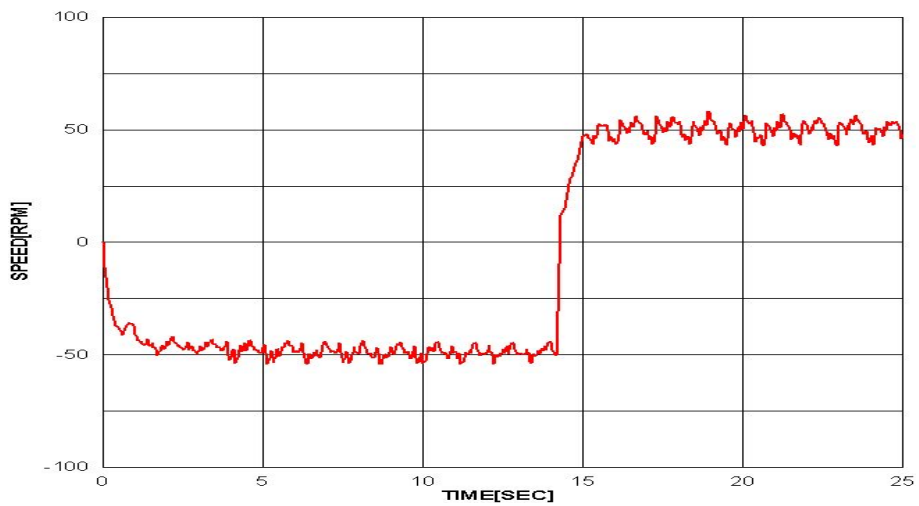


그림 6.9 계단입력 속도지령 변화에 대한 응답(0→-50→50[rpm])

Fig. 6.9 Experimental responses for step change of speed setting.

(0→-50→50[rpm])

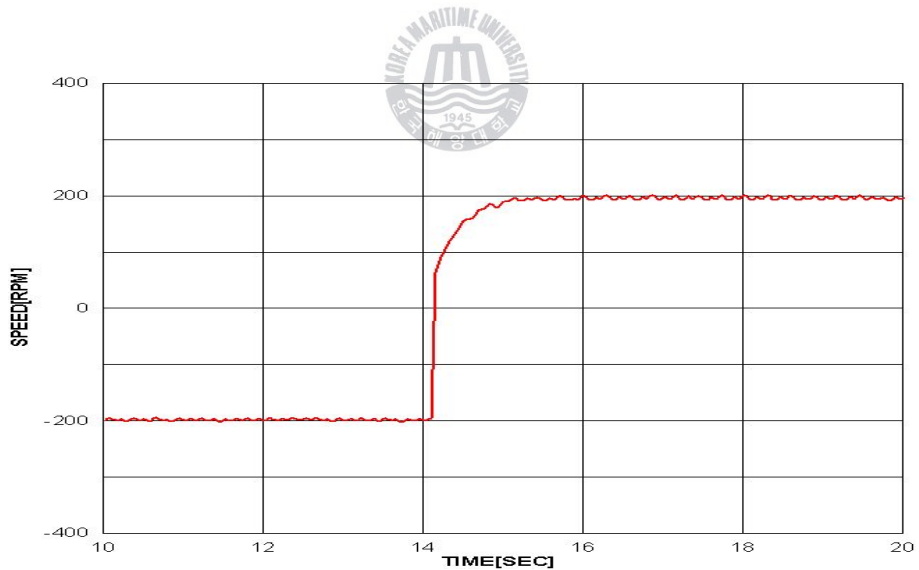


그림 6.10 계단입력 속도지령 변화에 대한 응답(-200→200[rpm])

Fig. 6.10 Experimental responses for step change of speed setting.

(-200→200[rpm])

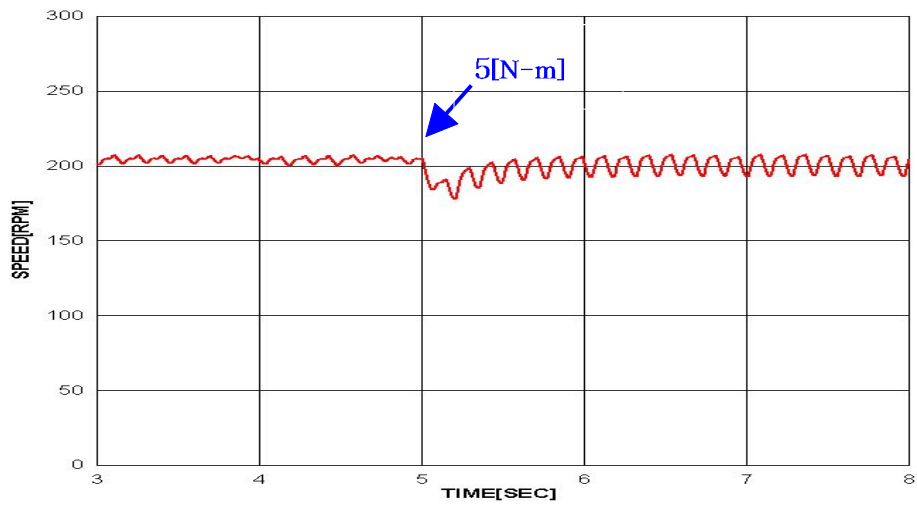


그림 6.11 계단상 부하토크 변화에 대한 응답(200[rpm], 0→5[N-m])

Fig. 6.11 Experimental responses for step change of load torque.

(200[rpm], 0→5[N-m])

7. 결 론

유도전동기의 속도 및 위치를 연속적으로 검출하기 위해서는 회전자에 레졸버나 인코더 등의 검출기가 주로 사용되어 왔지만, 설치환경, 신뢰성, 가격 등의 제약으로 인하여 속도검출기 없는 센서리스 속도제어 방식이 폭 넓게 연구되고 있다. 또한, 대부분의 센서리스 벡터제어는 고속영역에서 비교적 양호한 제어 결과를 얻을 수 있지만 저속영역에서는 제어특성이 저하하는 경향을 가진다.

본 논문에서는 제어구조가 디지털 형태로 아주 단순하면서 벡터제어처럼 많은 제어기와 복잡한 연산을 요구하지 않고, 토크의 동적 특성이 전동기 파라미터의 영향이 적으며, 전동기의 토크와 고정자자속을 독립적으로 제어할 수 있지만, 스위칭 주파수가 균일하지 않고 토크와 속도리플이 심한 스위칭 테이블식 직접토크제어방식을 개선하는 방안을 제시하였다. 또한, 기존의 직접토크제어방식과 개선된 직접토크제어방식의 성능 특성을 비교 확인하여, 기존의 직접토크방식의 속도제어 알고리즘의 문제점인 저속에서의 동특성 개선과 토크리플 변동에 대해서도 강인성을 가지는 실용성에 초점을 맞추어 연구를 수행하였다.

본 논문에서 제안된 알고리즘과 시스템의 적용 가능성을 확인하기 위해서 산업용 3마력 유도전동기를 적용하여 속도센서 없는 개선된 직접토크제어의 응답 특성을 컴퓨터 시뮬레이션과 실험을 통하여 분석한 결과, 저속영역과 고속영역에서도 속도 응답 및 부하특성이 우수함을 확인하였다.

본 논문의 연구결과를 요약하면 다음과 같다.

- 1) 유도전동기의 속도정보를 위해 위치 및 속도센서를 사용하지 않는 개선된 직접토크제어방식 알고리즘을 제안하였다.

- 2) 기존 직접토크제어방식과 본 논문에서 제안한 개선된 직접토크제어방식의 성능 특성을 비교, 검토하였다.
- 3) 컴퓨터 시뮬레이션 및 실제 실험을 통해 저속영역 및 고속영역에서 속도 지령에 대한 응답특성이 양호함을 확인할 수 있었고, 부하 및 순간 속도 지령의 변동에 대한 응답특성이 양호하였다.
- 4) 직접토크제어 방식은 중소용량 중심에서 대용량으로 그 응용범위가 확대되고 있어, 본 논문에서 제안된 개선된 직접토크제어방식에 의한 유도전동기의 센서리스 속도제어 방식을 실제 산업분야에 응용하면 서보시스템의 고성능화 및 저가격화가 가능해지며, 현재 건조 중인 LNG carrier, Cruise, Drillship 및 Offshore(FPSO, FSRU)와 같은 특수목적선 등의 전기추진시스템(Electric propulsion system, EPS) 구동장치로 사용되는 Electric motor drive 제어 알고리즘 분야에도 적용 가능 하리라 사료된다.

본 논문에서 수행한 시뮬레이션과 실험 결과가 다소 차이가 나고 있는 것은 실험에 사용된 유도전동기의 각종 파라미터 및 기계정수의 오차로 인한 것으로 생각되며, 전기적 및 기계적 상수가 성능특성에 미치는 영향 및 속도리플과 토크맥동의 감소와 스위칭 손실 저감을 동시에 만족시킬 수 있는 방안 등을 향후 연구과제로 남겨둔다.

참 고 문 헌

- [1] 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.
- [2] M. P. Kazmierkowski and H. J. Kopcke, "A Simple Control System for Current Source Inverter Fed Induction Motor Drives", *IEEE Trans. Indus. Appli.*, Vol. 21, No. 3, pp.617-623, 1985.
- [3] X. Xu, R. D. Doncker and D. W. Novotny, "A Stator Flux-Oriented Induction Machine Drive", *IEEE Power Electron. Specialists Conf.*, pp.870-876, 1988.
- [4] 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.
- [5] T. Ohtani, N. Takeda and K. Tanaka, "Vector Control of Induction Motor without Shaft Encoder", *IEEE Trans. Indus. Appli.*, Vol. 28, No. 1, pp. 157-164, 1992.
- [6] Peter Vas, "*Vector Control of AC Machines*" from Clarendon press. Oxford, 1990.
- [7] Y. S. Lai, "Modeling and vector control of induction machines - A new unified approach", in *Proc. of the IEEE Power Engineering Society Winter Meeting*, pp.47-52, 1999.
- [8] T. G. Habetler, F. Profumo, M. Pastorelli, and L. M. Tolbert, "Direct torque control of induction machines using space vector modulation",

- IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 28, no.5, pp.1045-1053, 1992.
- [9] P. Tiitinen, "The next generation motor control method, DTC direct torque control" in proceedings of the *IEEE Intl. Conf. on Power Electronics, Drives, and Energy Systems for industrial Growth*, pp.37-43, 1996.
- [10] 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. Appl.*, Vol. 28, No. 3, pp.581-588, 1992.
- [11] G. Buja, D. Casadei and G. Serra, "*DTC-Based Strategies for Induction Motor Drives*", pp.1506~1516, IECON' 97, 1997.
- [12] G. Buja, D. Casadei and G. Serra, "Direct Stator Flux and Torque Control of An induction Motor; Theoretical Analysis and Experimental Results", pp.T50-T64, *IEEE'* 1998.
- [13] C. Schauder, "Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors without Rotational Transducers", *IEEE Trans. Indus. Appl.*, Vol. 28, No. 5, pp.1054-1061, 1992.
- [14] F. Z. Peng and T. Fukao, "Robust Speed Identification for Speed-Sensorless Vector Control of Induction Motors", *IEEE Trans. Indus. Appl.*, Vol. 30, No. 5, pp.1234-1240, 1994.
- [15] I. Miyashita and Y. Ohmori, "A New Speed Observer for an Induction Motor using the Speed Estimation Technique", *EPE Brighton*, Vol. 5, pp.349-353, 1993.
- [16] H. Kubota, K. Matsuse and T. Nakano, "DSP-Based Speed Adaptive Flux Observer of Induction Motor", *IEEE Trans. Indus. Appl.*, Vol. 29, No. 2, pp.344-348, 1993.

- [17] G. Yang and T. H. Chin, "Adaptive-Speed Identification Scheme for a Vector-Controlled Speed-Sensorless Inverter Induction Motor Drive", *IEEE Trans. Indus. Appl.*, Vol. 29, No. 4, pp.820-825, 1993.
- [18] H. Kubota and K. Matsuse, "Speed-Sensorless Field-Oriented Control of Induction Motor with Rotor Resistance Adaptation", *IEEE Trans. Indus. Appl.*, Vol. 30, No. 5, pp.1219-1224, 1994.
- [19] G. Henneberger, B. J. Brunsbach and Th. Klepsch, "Field-Oriented Control of Synchronous and Asynchronous Drives without Mechanical Sensors using a Kalman Filter", *EPE Firenze*, Vol. 3, pp.3664-3671, 1991.
- [20] Y. R. Kim, S. K. Sul and M. H. Park, "Speed-Sensorless Vector Control of Induction Motor using Extended Kalman Filter", *IEEE Trans. Indus. Appl.*, Vol. 30, No. 5, pp.1225-1233, 1994.
- [21] L. Salvatore, S. Stasi and L. Tarchioni, "A New EKF-Based Algorithm for Flux Estimation in Induction Machines", *IEEE Trans. Indus. Electron.*, Vol. 40, No. 5, pp.496-504, 1993.
- [22] H. W. Kim and S. K. Sul, "A New Motor Speed Estimator using Kalman Filter in Low-Speed Range", *IEEE Trans. Indus. Electron.*, Vol. 43, No. 4, pp.498-504, 1996.
- [23] D. S. Zinger, F. Profumo, T. A. Lipo and D. W. Novotny, "A Direct Field-Oriented Controller for Induction Motor Drives using Tapped Stator Windings", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 5, No. 4, pp.446-453, 1990.
- [24] K. D. Hurst, T. G. Habetler, G. Griva and F. Profumo, "Speed Sensorless Field-Oriented Control of Induction Machines using Current Harmonics Spectral Estimation", *IEEE Ann. Mtg.*, pp.601-607, 1994.
- [25] L. Kreindler, J. C. Moreira, A. Testa and T. A. Lipo, "Direct Field-Orientation Controller using the Stator Phase Voltage Third Harmo-

- nic", *IEEE Trans. Indus. Appl.*, Vol. 30, No. 2, pp.441-447, 1994.
- [26] 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.
- [27] K. S. Narendra and K. Parthasarathy, "Identification and Control of Dynamical Systems Using Neural Networks", *IEEE Trans. on Neural Networks.*, Vol. 1, No.1, pp.4-27, 1990.
- [28] F. C. Chen and H. K. Khalil, "Adaptive Control of a Class of Nonlinear Discrete-Time Systems Using Neural Networks", *IEEE Trans. on Auto. Con.* Vol. 1, No. 5, pp.791-801, 1995.
- [29] M. M. Gupta and N. K. Sinha, "Intelligent Control Systems", *IEEE Press*, 1996.
- [30] M. G. Simoes and B. K. Bose, "Neural Network Based Estimation of Feedback Signals for a Vector Controlled Induction Motor Drive", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol. 31, No. 3, pp.620-629, 1995.
- [31] M. T. Wishart and R. G. Harley, "Identification and Control of Induction Machines Using Artificial Neural Networks", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol. 31, No. 3, pp.612-619, 1995.
- [32] L. B. Brahimi and R. Kurosawa, "Identification of Induction Motor Speed using Neural Networks", *IEEE PCC-yokohama*, pp.689-694, 1993.
- [33] P. C. Krause, *Analysis of Electrical Machinery*, McGraw-Hill Book Company, 1987.
- [34] Peter Vas, *Vector Control of AC Machines*, Clarendon press, Oxford, 1990.
- [35] Ion Boldea and Syed A. Nasar, *Vector Control of AC Drives*, CRC press, 1992.

- [36] A. Bettini, L. Ferraris, G. Griva and F. Profumo, "Comparison of Different Schemes without Shaft Sensors for Field-Oriented Control Drives", *IEEE IECON*, pp. 1579-1588, 1994.
- [37] J. -S. R. Jang, C. -T. Sun, E. Mizutani, "*Neuro-Fuzzy and Soft Computing*", Prentice Hall, 1997.
- [38] 이동춘, "다변수 상태궤환을 이용한 유도전동기 구동시스템의 전류제어," *서울대학교 대학원 전기공학과*, 1993.
- [39] Yen-Shin Lai and Jian-Ho Chen, "A New Approach to Direct Torque Control of Induction Motor Drives for Consant Inverter Switching Frequency and Torque Ripple Reduction", *IEEE Trans. on Energy*, Vol.16, No.3, Sept. 2001.
- [40] 김남훈, 노채균, 김동희, "직접토크제어에 의한 위치검출기 없는 유도전동기와 릴럭턴스 동기전동기 시스템," *영남대학교 대학원 전기공학과*, 2003.
- [41] T. G. Hbaetler, F. Profumo, M. Pastorelli, and L. M. Tolbert, " Direct torque control of induction machines using space vector modulation." in *Conference record IEEE IAS Annual Meeting*, Vol.1, pp.423-435, 1999.

감사의 글

본 논문이 결실을 맺을 수 있도록 마지막까지 많은 지도와 격려를 아끼지 않으셨던 김성환 지도교수님과 따뜻한 격려와 후원으로 언제나 한결같은 마음으로 물심양면 도와주신 김종수 교수님, 오세진 교수님께 먼저 감사의 말씀드리며, 바쁘신 중에서도 본 논문의 검토 및 심사과정에서 세세한 부분까지 보완토록 지적해 주시고 많은 조언과 충고를 해주신 심사위원장을 맡아주신 유희한 교수님과 심사위원 이성근 교수님, 김현수 교수님께도 깊은 감사의 말씀 드립니다.

오늘의 제가 있기까지 한결같이 지켜봐주시고 가정과 자식들을 위해서 일생을 헌신하시고 현재 병안으로 병상에 누워계신 아버님과 몸이 불편하시면서도 항상 저를 믿어주시고 끊임없는 사랑을 베풀어 주신 어머님께도 두 손 모아 감사의 마음을 전하여 드립니다. 그리고 옆자리에서 친 자식처럼 따뜻한 마음으로 삶의 지혜를 베풀어 주신 장인, 장모님과 형님, 형수님, 누님, 매형, 처남에게도 고맙다는 말씀 전합니다.

끝으로 세상에서 제일 사랑스럽고 항상 격려와 애정으로 큰 힘이 되어준 아내에게 감사의 마음을 전달하며, 사랑스러운 이쁜이 첫째딸 예은이와 귀염둥이 막내딸 채은이하고 이 작은 기쁨을 나누고 싶습니다.

다시 한번 저의 학문적 지식과 부족함을 채울 수 있도록 도와주신 교수님들과 모든 분들께 고개 숙여 감사의 말씀 전합니다.

2008년 12월 27일

김 덕 기 드림