



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.
- 저작권으로부터 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

전압형 인버터에 의한 유도형
서보전동기의 전력회생 구동



2007 年 2 月

釜慶大學校 大學院

電氣工學科

鄭 承 環

工學碩士 學位論文

전압형 인버터에 의한 유도형 서보전동기의 전력회생 구동

指導教授 洪 淳 一

이 論文을 工學碩士 學位論文으로 提出함

2007 年 2 月

釜慶大學校 大學院

電氣工學科

鄭 承 環

鄭承環의 工學碩士 學位論文을 認淮함

2006 年 12 月



主審 工學博士 姜 大 夏 (印)

委員 工學博士 朴 瀚 錫 (印)

委員 工學博士 洪 淳 一 (印)

목 차

목 차	i
표 목차	iii
그림 목차	iv
Abstract	vi
제 1 장 서 론	1
1.1 연구배경	1
1.2 연구필요성과 목적	3
1.3 연구내용 및 논문구성	5
제 2 장 유도전동기의 제어이론	6
2.1 직교2축이론과 Trans Vector제어	6
2.2 Spiral Vector 자계가속법	12
2.2.1 Spiral Vector	12
2.2.2 유도기의 T형 정상 등가회로	16
2.2.3 과도 등가회로	24
2.2.4 전압입력형 자계가속법(Field Acceleration Method)	29
제 3 장 회생구동	33
3.1 전력회생구동	33
3.2 전압입력형 FAM법에 의한 회생전력	34

제 4 장 속도제어 시스템의 설계	37
4.1 사양의 결정	37
4.2 하드웨어 구성	38
4.2.1 제어부(CPU 보드, I/F)	39
4.2.2 PWM 패턴 발생부	40
4.2.3 주회로 게이트 드라이브회로	40
4.2.4 속도센서	40
4.2.5 전원전압, 3상 전류센서	41
4.3 제어 소프트웨어	42
4.3.1 제어알고리즘	43
4.3.2 제어정수의 결정	46
제 5 장 실험결과	48
5.1 하드웨어 실험	48
5.1.1 게이트 드라이버IC	48
5.1.2 전류센서	48
5.2 FAM법에 의한 구동실험	50
5.2.1 정속구동	50
5.2.2 R_1 의 영향	53
5.3 전압입력형 FAM법에 의한 회생전력	55
제 6 장 결론	57
참 고 문 헌	58

표 목차

표 4.1 전동기의 정수	37
표 4.2 PWM 출력모드의 PWM패턴	40
표 5.1 제어정수(300W)	50



그림 목차

그림 2.1 3상유도기의 동적모델	7
그림 2.2 $\gamma - \delta$, $d - q$ 좌표	8
그림 2.3 T형 정상상태 등가회로	22
그림 2.4 토크-슬립 주파수특성	24
그림 2.5 T형 과도등가회로	26
그림 2.6 T형 일반등가회로	28
그림 3.1 회생동작모델(1상분)	35
그림 3.2 회생전력-운전속도 특성	36
그림 4.1 속도제어 시스템의 구성	39
그림 4.2 속도검출	41
그림 4.3 CPU부의 구성	43
그림 4.4 제어 플로우차트	45
그림 4.5 제어계 블록선도	46
그림 5.1 개선 전 전류파형	49
그림 5.2 개선 후 전류파형	49
그림 5.3 속도응답(3000rpm)	51
그림 5.4 가속시 속도응답(3000rpm) 확대	52
그림 5.5 속도응답(1944, 1728, 864rpm)	52
그림 5.6 R_1 의 변화에 의한 속도의 영향($R_1 = 5.86[\Omega]$: 75℃일때) ·	53
그림 5.7 R_1 을 수정 후의 속도응답	54
그림 5.8 가-감속시에 전압, 전류파형	55

그림 5.9 전력회생	56
-------------------	----



***Power Regenerative Drive of an Induction Servo Motor
by the Voltage Source Inverter***

Seoung-Hwan Jung

*Department of Electrical Engineering
Graduate School
Pukyong National University*

Abstract

In industrial fields, servo system using ac motor is being required. The purpose of this study is to realize highly functional and highly efficient ac servo system to be applied to the demand in industrial fields.

This paper presents that a solutions for an analytical model of three phase induction motor and the formula of regenerative power was derived, based on spiral vector.

A speed control system for induction motor, based on the Field Acceleration Method (FAM) is schemed. And also PWM (Pulse Width Modulation) inverter fed induction motor drives is schemed to be easily a regenerative power.

The torque is controlled through variations of the slip angular velocity. The stator flux is controlled by using a feedforward control scheme, with the flux reference vector adjusted so as to obtain the fixed exiting current amplitude.

The voltage source inverter fed induction motor drives that regenerative power occurs with back current type is presented, to easily controlled the feedback power and to proper the adaption of energy shaving drives.

The experimental tests verify the performance of the FAM, proving that good behavior of the drive is achieved in the transient and steady state operating condition. and are discussed to shave the power that regenerative power is measured at the operating acceleration or deceleration of servo system.

The analytical model of the induction motor is presented in Section II. The formulation of regenerative power and the voltage source inverter fed induction motor drives is presented in Section III on based the field acceleration method.

A speed control system for induction motor is schemed in Section IV. Results are given in Section V. The proposed speed servo system discussed the effectiveness of voltage source inverter fed induction motor drives and the FAM through an experiment. Section VI presents the conclusion.



제 1 장 서 론

1.1 연구배경

서보시스템에 사용되는 유도전동기의 순시토크제어법은 반도체소자의 발달로 인버터에 의해 구동되며 변환벡터(Trans-Vector) 제어에 의해 실용화되고 있다. 직류전동기에 비해 구조상 많은 이점을 가지고 있는 농형유도전동기는 비교적 대출력 또는 악 환경하의 가변속구동 시스템에 널리 사용되고 있다.

인버터에 의한 유도전동기 구동은 위치/이동제어, 견인차 구동, 일반적인 자동화 시스템 등 산업 분야에 널리 사용되고 있다. 이상적인 제어 구조의 개발에 대한 노력은 운전시 최소의 측정점 및 최소의 센서로 구성된 제어기로써 행해지는 유도전동기의 안정적 구동에 초점이 맞추어지고 있다. 넓은 범위의 분해능력을 갖는 속도센서가 개발 되어 있지만 아직 정격 1% 이하의 구동특성 개선에는 구동기술이 미치지 못하고 있다[1]-[5].

직접토크제어(Direct Torque Control)의 개념은 토크제어의 실행과 가능한 부분적 전류제어기를 제거하는 것이다[6], [7]. 히스테리시스 제어기를 갖는 기본 DTC 개념을 사용하여 마이너 루프 내에서 선형 전류제어기를 갖는 고전적 구동방식은 희망하지 않은 빠른 토크응답이 초래되어 불안정 구동이 되기 쉽다. 또한 비선형 히스테리시스에 기초한 전류제어는 불균형 인버터 스위칭과 높은 토크맥동을 초래한다. 교류전동기 구동에서 토크맥동(Chattering)과 스위칭 주파수 변동은 구동주파수 일정구동에서는 피할 수 있다[8-13]. 그러나 교류전동기 가변속구동에서는 토크맥동과 불균형 스위칭 문제의 해결이 어렵다. 이러한 문제점 때문에 현재 자계가속법에 대한 많은 연구가 진행되고 있다.

문헌 [13]에서는 적응 관측기를 이용하여 회전자 자속추정에 의해 전동기 직접 자계방향 벡터제어에 의한 알고리즘을 제시하고 있다. 또한 고정자

전류제어기의 사용을 피하기 위해 고정자 자속백터 제어기술에 DTC 개념을 확장하여 적용하고 있다[14].

유도전동기의 가변속구동에는 몇 가지 방법이 제안되어 실용화 되어 있으며 그 중 V/F 일정제어나 슬립주파수제어는 정상상태의 동작해석에 기초한 평균토크에 대한 제어이다. 순시토크제어가 가능하고 응답의 속응성을 필요로 하는 서보시스템 등에는 일반적으로 계자방향(Field orientation) 백터제어가 이용되고 있다.

유도전동기의 동작해석에 많이 이용되고 있는 회전 2축 이론은 3상유도전동기의 경우 회로방정식은 4원 연립미분방정식이 되어 전산기 등에 의해 수치해석은 가능하지만 과도현상 및 정상상태를 겸해서 해석하는 것은 매우 어렵다.

또한 직교 2축 이론에 기초한 변환백터제어는 전동기 시스템해석 해의 도출이 어렵기 때문에 동작해석은 수치해석에 의존하고 있다[15-18].

최근, 자계가속법(FAM :Field Acceleration Method)은 여자전류를 일정하게 유지하고 제어하는 점에서는 회전백터법과 같지만 Spiral Vector법에 의한 유도전동기의 해석적 해법에 기초하여 그 과도항의 영향이 적게 되는 방법이 제안되고 있다[19-21].

과도현상과 정상상태의 통일적인 해석을 위한 감쇠회전백터(Spiral Vector)법이 山村 昌氏에 의해 제안된 바 있다[22]. Spiral Vector를 이용한 상분리법(phase segregation method)에 따른 3상 농형유도전동기의 등가회로는 변수변환을 행하지 않고 한 상의 변수만으로 과도현상과 정상상태에 적용 가능하다. 또한 그 회로방정식의 일반해를 용이하게 구할 수 있다. 이 Spiral Vector에 의한 T형 등가회로에서 유도되는 T-I형과 T-H형의 등가회로를 기초로 자계가속법(FAM)에 의한 순시토크제어가 가능하다[23].

최근, 오일 가격의 급등으로 에너지 절약형 구동장치의 개발이 급부상하고 있다. 또한 전기적 구동장치는 선박 운항, 전기철도, 크레인 운전 및 공

장 자동화 시스템에서 중요한 역할을 하고 있다. 전기 구동장치는 시스템의 개별적 구성요소로 많이 연구되고 있을 뿐만 아니라 동력의 에너지 절약면에 더욱 중점을 두고 연구되고 있다[24-30].

전기재료 기술의 발달에 따라 저항, 리액터, 콘덴서 등이 소형화 되고 고성능 이지만 대용량 저항은 가격이 비싸다. 산업현장에서 대용량 장비의 구동에 대용량의 전원을 필요로 한다. 고속 스위치소자의 개발에 의해 고속으로 전류와 전압을 제어함으로써 전기적 임피던스의 가변이 가능하게 되어 대용량 인버터나 컨버터 전원이 실현가능하다. 그러나 종래의 교류전동기 구동 시스템에서는 입력전력이 시스템 내부의 부하장치에 있는 저항에서 소비되므로 효과적으로 전력을 이용할 수 없다는 문제점이 있다[31-36].

비교적 적은 용량의 전압원형 인버터에서는 부하로부터 피드백 전력을 제어하기 위해 방전저항이 가끔 사용된다. 그러나 이 방전저항은 반복되는 피드백 전력이 있는 경우나 비교적 큰 전력일 때는 방전저항의 채용이 불가능하다. 그 대신 이러한 경우에는 선전류(Line commutated) 인버터가 사용된다. 그러나 이 방법은 두개의 브리지 싸이리스터가 있어야 하는 결점이 있고 회생전력의 변화 때문에 역율이 낮아지는 문제점이 있다. 또한 회생전력 제어를 위해 PWM 컨버터를 사용한 방법도 제시되어 있지만 시스템의 구성이 복잡하고 대전력의 회생에는 고가가 되는 문제점이 있다[37-44].

1.2 연구필요성 및 목적

유도전동기의 전력회생 구동이란 가속시에는 전력에너지를 기계에너지로 변환하지만 제동시에는 기계에너지를 전력에너지로 변환하는 구동방식을 말한다. 대출력, 정속구동 시스템에서 회생전력의 적극적인 이용이 행해지고 있는 경우도 있지만, 본 연구에서 대상으로 하고 있는 가변속 서보 시스템에서는 일반적으로 회생전력은 제동저항 등에서 소비된다. 그러나 위치

서보계는 이론적으로 마찰에 따른 손실, 동손, 철손 등을 제외하고 에너지를 회수하는 방법을 취하면 대폭적인 에너지 절약화가 가능할 것으로 생각된다.

유도전동기의 고성능제어에 대하여는 많은 연구가 진행되어 왔지만 회생전력의 적극적 이용을 고려한 연구는 적다. 이 이유는 유도전동기의 제어에 전류지령형의 제어가 사용되고 있는 것이 하나의 원인으로 생각된다. 전류지령형의 제어에서는 제어알고리즘에서 회생전력은 역전압형으로 전원에 귀환되기 때문에 이 전력을 다른 형으로 변환하는 것은 어렵다.

한편, 전압지령형의 제어에서는 회생전력은 역전류의 함으로 표현되므로 전압원형 인버터에 의해 동작할 때 전력회생은 자연스럽게 수식으로 해석 가능하다. 또, 이 회생전력은 2차 전지 등에 의해 축적되며, 교류전원으로서의 귀환 등의 변환이 용이하다.

따라서 전압원형 인버터를 이용함으로써 회생전력을 역전류의 형으로 이용할 수도 있으며 방전저항을 사용함으로써 회생전력을 쉽게 처리 할 수 있고 비교적 소형으로 시스템을 구성 할 수 있다.

그러나 전압원형 인버터에 의한 유도전동기의 구동에 대하여는 여러 방법이 제안되어 실용화 되어 있지만 전력회생의 해석이나 방전저항의 용량 결정법 등은 아직 확립되어 있지 않다.

위치서보 등 자주 가감속이 행해지는 되는 가변속 시스템에서는 감속할 때에 전력을 소비하여 제동력을 얻으며, 이 때 발생하는 회생전력은 열 등으로 소비함으로써 제동을 행하고 있다.

그러나 적절한 제어에 의해 회생전력을 전원에 귀환하는 방식을 사용하면 대폭적인 전력절약이 가능할 것으로 생각된다.

따라서 본 연구의 목적은 Spiral Vector에 의해 유도전동기의 과도상태와 정상상태의 해석적 해법 및 회생전력을 나타내며 이 전동기 모델에서 계자 가속법을 기초로 하여 회생구동을 실현하는 것이다.

1.3 연구내용 및 논문구성

본 연구에서는 전압지령형의 전압 PWM(Pulse Width Modulation) 인버터에 의한 소형유도전동기의 속도 서보시스템에 대하여 검토하였다. 이 속도제어 시스템을 이용하여 가-감속시의 회생전력을 측정하여 실제 시스템에 있어서 어느 정도의 전력절약이 가능한지 검토하였다.

소형유도전동기(0.3kw)에 대한 속도제어시스템을 설계 제작하였으며 회생전력의 해석에 유리한 T형 등가회로를 기초로 FAM법에 의한 전동기 구동실험을 행함으로써 FAM법의 유효성을 확인함과 동시에 전력회생에 관한 실험을 행했다.

본 시스템에 사용된 전압형 PWM 인버터에 있어서 PWM 기본 주파수에 대한 전동기의 정격회전수는 3000[rpm]이며, 그 때 동기주파수 50[Hz]의 정현파를 발생하는데 충분한 값으로써 최저 900Hz($50\text{Hz} \times 18$)이고 분해능은 256(8bit)이다.

제어기는 V50(8MHz) CPU보드를 이용했다. 12bit A/D 컨버터에 의한 3상전류 및 직류전원 전압센서, 계기용 증폭기, 회전속도센서인 엔코더 및 위치센서로 구성된다. 인버터 주회로의 스위칭소자에는 6소자의 MOSFET (Metal-Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) 모듈을 사용하였으며 그 구동회로는 게이트 드라이버 IC에 의해 간략화 했다.

제어기는 지령토크로부터 산출한 슬립주파수, 회전자속도, 여자전류 지령치 및 1차 전류의 검출치로부터 2차전압을 지령하여 PWM 파의 Duty비를 결정한다. 이 Duty비를 기초로 하여 인버터 주회로의 파워 MOSFET를 제어한다.

제 2 장 유도전동기의 제어이론

본 장에서는 회전벡터제어에 의한 3상 유도전동기 제어이론을 기술하고 Spiral 벡터에 의한 3상 유도전동기 모델과 자계가속법(FAM)에 의한 제어이론에 대하여 기술한다.

2.1 직교2축이론과 *Trans Vector* 제어

그림 2.1은 일반적인 3상 유도전동기의 동적모델을 나타낸 것이다. 먼저 고정자의 u상에 d축을 일치시킨 d-q 좌표를 설정하고 고정자(1차) 전압, 전류 순시치를 각각 3상/2상 변환하면 d-q 좌표계의 고정자 순시전압 e_{1d} , e_{1q} 와 고정자 순시전류 i_{1d} , i_{1q} 는 식(2.1) 및 식(2.2)가 된다.

$$\begin{pmatrix} e_{1d} \\ e_{1q} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e_{1u} \\ e_{1v} \\ e_{1w} \end{pmatrix} \quad (2.1)$$

$$\begin{pmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{1u} \\ i_{1v} \\ i_{1w} \end{pmatrix} \quad (2.2)$$

회전자(2차)의 순시전류 i_{2u} , i_{2v} , i_{2w} 는 d-q 좌표계에서 식(2.3)과 같이 된다.

$$\begin{pmatrix} i_{2d} \\ i_{2q} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos\theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin\theta_r & \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{2u} \\ i_{2v} \\ i_{2w} \end{pmatrix} \quad (2.3)$$

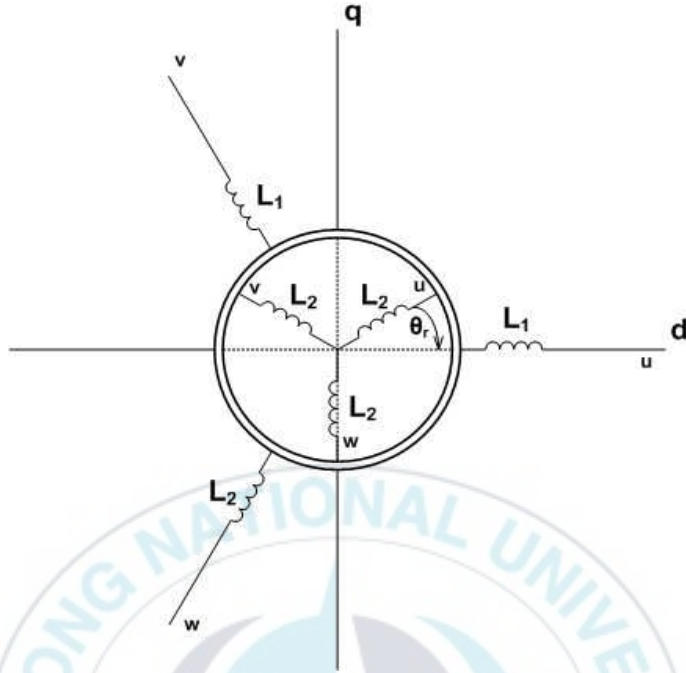


그림 2.1 3상 유도기의 동적 모델

따라서 d-q 변환한 전동기의 회로방정식은 식(2.4)가 된다.

$$\begin{pmatrix} e_{1d} \\ e_{1q} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_1 + L_1 p & 0 & M p & 0 \\ 0 & R_1 + L_1 p & 0 & M p \\ M p & M w_r & R_2 + L_2 p & L_2 w_r \\ -M w_r & M p & -L_2 w_r & R_2 + L_2 p \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ i_{2d} \\ i_{2q} \end{pmatrix} \quad (2.4)$$

R_n : n 차 권선저항 ($n = 1, 2$)

L_n : n 차 권선인덕턴스 ($n = 1, 2$)

M : 상호인덕턴스

p : $\frac{d}{dt}$

순시 토크는 식(2.5)로 나타낼 수 있다.

$$T = M(i_{1q}i_{2d} - i_{1d}i_{2q}) = \Phi_{2q}i_{2d} - \Phi_{2d}i_{2q} \quad (2.5)$$

이상과 같은 식에 의해 과도현상을 도출할 수는 있지만 각 시간변수가 교류량 이므로 때문에 제어규칙을 구하기가 어렵다. 따라서 이러한 변수를 임의의 회전 좌표계에 변환시켜 해석함이 일반적이다. 그림 2.2는 $\gamma-\delta$ 회전 좌표와 $d-q$ 고정 좌표간의 관계를 나타낸 것이며 각 좌표간에는 식 (2.6)이 성립한다.

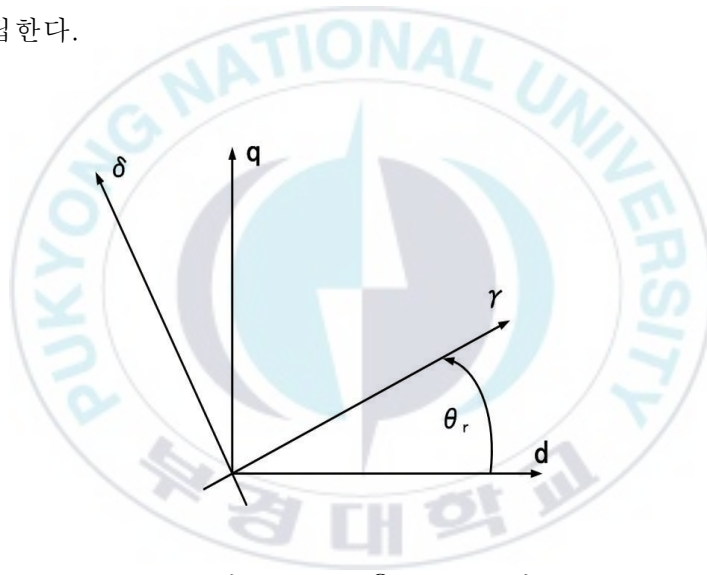


그림 2.2 $\gamma-\delta$, $d-q$ 좌표

$$\begin{pmatrix} f_d \\ f_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos\Theta & -\sin\Theta \\ \sin\Theta & \cos\Theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} f_\gamma \\ f_\delta \end{pmatrix} \quad (2.6)$$

θ 가 전원각주파수와 일치하도록 하면 각 변수는 $\gamma-\delta$ 좌표계에서 직류량으로 표시된다. 식(2.4)를 식(2.1)에 대입하여 $\theta = \omega_0$ 로 놓으면 식(2.7)과 같이 된다.

$$\begin{pmatrix} e_{1\gamma} \\ e_{1\delta} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_1 + L_1 p & -L_1 \omega_0 & M p & -M \omega_0 \\ L_1 \omega_0 & R_1 + L_1 p & M \omega_0 & M p \\ M p & -M(\omega_0 - \omega_r) & R_2 + L_2 p & -L_2(\omega_0 - \omega_r) \\ M(\omega_0 - \omega_r) & M p & L_2(\omega_0 - \omega_r) & R_2 + L_2 p \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{1\gamma} \\ i_{1\delta} \\ i_{2\gamma} \\ i_{2\delta} \end{pmatrix} \quad (2.7)$$

또 2차자속은 $\gamma - \delta$ 좌표로 나타내면 식(2.8), 식(2.9)과 같이 된다.

$$\Phi_{2\gamma} = M i_{1\gamma} + L_2 i_{2\gamma} \quad (2.8)$$

$$\Phi_{2\delta} = M i_{1\delta} + L_2 i_{2\delta} \quad (2.9)$$

식 (2.7), 식(2.8) 및 식(2.9)로 부터 식(2.10)을 얻을 수 있다.

$$\begin{pmatrix} e_{1\gamma} \\ e_{1\delta} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_1 + L_0 p & -L_0 \omega_0 & \frac{M}{L_2} p & -\frac{M}{L_2} \omega_0 \\ L_0 \omega_0 & R_1 + L_0 p & \frac{M}{L_2} \omega_0 & \frac{M}{L_2} p \\ -\frac{R_2 M}{L_2} & 0 & \frac{R_2}{L_2} + p & -(\omega_0 - \omega_r) \\ 0 & -\frac{R_2 M}{L_2} & \omega_0 - \omega_r & \frac{R_2}{L_2} + p \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{1\gamma} \\ i_{1\delta} \\ \Phi_{2\gamma} \\ \Phi_{2\delta} \end{pmatrix} \quad (2.10)$$

여기서, L_0 는 $(L_1 L_2 - M^2)/L_2$ 를 나타낸다. 농형 유도전동기를 정현파 정전류원으로 구동시킬 때 식(2.10)에서 $i_{1\gamma}$, $i_{1\delta}$, ω_0 가 조작량이 된다. 식(2.10)에서 유도전동기의 2차회로는 식(2.11)이 성립한다.

$$\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} = R_2 \begin{pmatrix} \dot{i}_{2y} \\ \dot{i}_{2\delta} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} p & -\omega_s \\ \omega_s & p \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Phi_{2y} \\ \Phi_{2\delta} \end{pmatrix} \quad (2.11)$$

여기서 ω_s 는 슬립 각주파수 ($\omega_s = \omega_0 - \omega_r$) 이다. 순시 토크는 식(2.5), 식(2.6)로 부터 식(2.12)가 얻어진다.

$$\begin{aligned} T &= \Phi_{2\delta} \dot{i}_{2y} - \Phi_{2y} \dot{i}_{2\delta} \\ &= |\dot{i}_2| |\Phi_2| \sin \xi \end{aligned} \quad (2.12)$$

여기서, ξ 는 벡터 $\dot{i}_2$ 와 Φ_2 간의 각이다. 지금 식(2.11)에 Φ_2^T 곱하면 식(2.13)이 된다.

$$R_2 \Phi_2^T \dot{i}_2 + \frac{1}{2} p |\Phi_2|^2 = 0 \quad (2.13)$$

따라서, 회전자 자속의 크기가 일정하면 과도 토크 T 는 항상 1차전류의 크기에 비례하게 된다. 그러기 위해서는 $\Phi_{2\delta} = 0$ 동시에 $\dot{i}_{2y} = 0$ 로 되어야 한다. 이 조건에서는 식(2.10)으로부터 식(2.14)이 성립한다.

$$\frac{M}{L_2} R_2 \dot{i}_{1\delta} - (\omega_0 - \omega_r) \Phi_{2y} = 0 \quad (2.14)$$

따라서, 식(2.14)로부터 식(2.15)를 얻을 수 있다.

$$\omega_0 = \frac{R_2 M}{\Phi_{2s} L_2} i_{1s} + \omega_s \quad (2.15)$$

또 i_{1s} 를 식(2.16)과 같이 일정치로 유지하고 슬립각주파수를 식(2.15)를 만족하도록 제어하면 $\Phi_{2s} = 0$, $i_{2s} = 0$ 의 요건을 충족하도록 할 수 있으며 2차자속의 크기는 식(2.17)과 같이 일정치로 된다.

$$i_{1s} = K_0 \quad (2.16)$$

$$|\Phi_2| (= \Phi_{2s}) = K_0 M \quad (2.17)$$

또 회전자 전류의 크기는 식(2.18)으로 되므로 i_{1s} 에 비례한다.

$$|i_2| = |i_{2s}| = \frac{M}{L_2} i_{1s} \quad (2.18)$$

식(2.15), 식(2.16)이 2차자속을 일정하게 하는 Trans Vector제어의 기본식이 되며 식(2.15)로부터 Trans Vector제어가 슬립각주파수제어의 일종임을 알 수 있다. 따라서 식(2.12), 식(2.15), 식(2.16)에 의해 순시토크의 크기는 식(2.19)가 된다.

$$T = \frac{M^2 K_0}{L_2} i_{1s} = \frac{(MK_0)^2}{R_2} \omega_s \quad (2.19)$$

결국 순시토크는 i_{1s} 에도 비례함과 동시에 ω_s 에도 비례한다. 토크를 고정밀도로 제어하기 위해서는 슬립 각주파수를 정밀하게 제어할 필요가 있다. 실제의 제어에서는 고정 좌표계의 량으로 제어해야하며 3상전동기의 각 변

수는 3상으로 나타내어야 한다. 그 변환관계식은 식(2.20)과 같이 나타낼수 있다.

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_{1u} \\ \dot{i}_{1v} \\ \dot{i}_{1w} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos\Theta_0 & -\sin\Theta_0 \\ \cos(\Theta_0 - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\Theta_0 - \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\Theta_0 + \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\Theta_0 + \frac{2}{3}\pi) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{i}_{1x} \\ \dot{i}_{1y} \\ \dot{i}_{1s} \end{pmatrix} \quad (2.20)$$

$$\Theta_0 = \int (\omega_r + \omega_s) dt$$

2.2 Spiral Vector와 자계가속법

2.2.1 Spiral Vector

山村 씨에 의해 제안된 Spiral vector에 의한 전류는 식(2.21)과 같이 정의 되는 함수이다.

$$i = Ae^{\delta t}, \quad \delta = -\lambda + j\omega \quad (2.21)$$

여기서 전류 i 는 시간 t 의 경과에 따라 복소평면상에 나선(Spiral)을 만들기 때문에 Spiral 벡터라고 부른다. 여기서 $\lambda=0$ 라면 i 는 식(2.22)이 되고 정상교류를 나타낸다. 이것을 원 벡터(circular vector)라 한다.

$$i = Ae^{j\omega t} \quad (2.22)$$

또 $\omega=0$ 일 때에는 i 는 식(2.23)으로 되고 감쇠직류를 나타낸다.

$$i = A e^{-\lambda t} \quad (2.23)$$

$\delta = 0$ 일 때는 $i = A$ 로 되어 정상직류를 나타낸다. 식(2.21)은 식(2.24)와 같이 극좌표로 나타낼 수 있다.

$$i = |A| e^{(-\lambda + j\omega)t} = |A| e^{-\lambda t} [\cos(\omega t + \phi_a) + j \sin(\omega t + \phi_a)] \quad (2.24)$$

i 에 대응한 값은 실수치 $real[i]$ 와 허수치 $image[i]$ 의 두 부분으로 나타나지만, Spiral Vector법에서는 전자를 이용한다. 이것은 복소평면의 실축에 대한 투영치로 나타난다. 또 Spiral Vector는 항상 복소 평면상에서 반시계 방향(CCW)으로 회전하는 형태가 된다.

일반적인 Spiral Vector 회로이론에 있어서 집중정수 2단자 회로망의 방정식은 식(2.25)으로 나타낼 수 있다.

$$A(p)i = B(p)v \quad (2.25)$$

여기서, $p = \frac{d}{dt}$ 이고, $A(p)$, $B(p)$ 는 p 의 다항식으로서 식(2.26)과 같이 나타난다.

$$\begin{aligned} A(p) &= a_0 + a_1 p + a_2 p^2 + \dots + a_n p^n \\ B(p) &= b_0 + b_1 p + b_2 p^2 + \dots + b_m p^m \end{aligned} \quad (2.26)$$

그리고 p 는 식(2.27)으로 정의되는 circular vector이다.

$$v = \sqrt{2} | U e^{i(\omega t + \phi)} = \sqrt{2} V e^{i\omega t} \quad (2.27)$$

여기서, 계수 $a_0, a_1 \dots$ 와 $b_0, b_1 \dots$ 는 대부분의 경우 일정한 실수가 된다. 식(2.25)의 v 가 식(2.27)의 circular vector인 경우 전류의 정상해 i_s 도 원 벡터가 되고, $e^{i\omega t}$ 를 포함하고 있는 $\rho i_s = \omega i_s$ 가 된다. 또한 $\rho v = \omega v$ 이다. 따라서 정상상태에 있어 식(2.25)는 식(2.28)이 된다.

$$A(\omega) i_s = B(\omega) v \quad (2.28)$$

따라서, 정상해 i_s 는 식(2.29)과 같이 된다.

$$i_s = \frac{B(\omega)}{A(\omega)} v = \frac{B(\omega)}{A(\omega)} \sqrt{2} | U e^{i(\omega t + \phi)} \quad (2.29)$$

식(2.26)의 특성방정식은 $A(\rho) = 0$ 이다. 이것의 특성근은 일반적으로 n 개이며, 각각 $\delta_1, \delta_2 \dots \delta_n$ 로 나타내면 일반 과도해는 식(2.30)과 같이 쓸 수 있다.

$$i_t = A_1 e^{\delta_1 t} + A_2 e^{\delta_2 t} + \dots + A_n e^{\delta_n t} \quad (2.30)$$

$A_1, A_2 \dots A_n$ 는 임의 정수로 초기 조건에서 구해진다. 특성근 중에는 중근 δ_r 이 있으며 그것이 r 개의 중근이라면 다음의 식(2.31)의 항을 식(2.30)에 더하여 구해진다.

$$i_t = A'_1 t e^{\delta_{x1} t} + A'_2 t^2 e^{\delta_{x2} t} + \dots + A'_{x-1} t^{x-1} e^{\delta_{x-1} t} \quad (2.31)$$

특성방정식의 계수가 실수가 될 때, 특성근이 복소근이 되는 경우는 공액이 되지만, 앞서 기술한 정의에 의해 시계방향(CW)으로 회전하는 항은 제외된다. 따라서 일반해는 식(2.32)가 된다.

$$i = \frac{B(\omega)}{A(\omega)} \sqrt{2} |U| e^{j(\omega t + \phi)} + A_1 e^{\delta_1 t} + A_2 e^{\delta_2 t} + \dots + A_n e^{\delta_n t} \quad (2.32)$$

이 일반해에 있어서 변수는 모두 Spiral Vector로 표시된다. 지금까지 각각 별도로 취급되어온 정상해와 과도해를 통일하여 하나로 취급할 수 있다. 이상과 같은 원리를 확장하여 입력전압을 Spiral Vector로 취급하면 전류의 일반해는 식(2.33)이 된다.

$$i = \frac{B(\delta)}{A(\delta)} \sqrt{2} |U| e^{\delta t} + A_1 e^{\delta_1 t} + A_2 e^{\delta_2 t} + \dots + A_n e^{\delta_n t} \quad (2.33)$$

여기서, 제 2항 이하는 과도해로서 식(2.32)와 동일한 형이지만 제 1항은 Spiral Vector이며 Spiral Vector의 특수해이다.

이 전류의 일반해에 대한 전력의 과도해는 식(2.34)와 같이 나타낼 수 있다.

$$P = \text{Rea}[v] \cdot \text{Rea}[i] = \frac{1}{2} \text{Rea}[vi^* + v^*i] \quad (2.34)$$

또, 대칭 3상의 3상 전력은 식(2.35)와 같다.

$$P_s = \frac{3}{2} \text{Real}[v i^*] \quad (2.35)$$

예를 들어 $L-R$ 직렬회로에 Spiral Vector 전압이 가해질 경우, 회로방정식은 식(2.36)과 같다.

$$Ri + L\dot{i} = \sqrt{2} |V| e^{(-\lambda + j\omega)t + j\phi} \quad (2.36)$$

이 식의 일반해는 식(2.33)으로부터 식(2.37)로 주어진다.

$$\begin{aligned} i &= \frac{\sqrt{2} |V| e^{(-\lambda + j\omega)t + j\phi}}{R + (-\lambda + j\omega)L} + A e^{-(R/L)t} \\ &= i_s + i_t \end{aligned} \quad (2.37)$$

이 식에서 제 1항의 Spiral Vector 특수해 i_s 는 다음 방정식을 만족한다.

$$Ri_s + (-\lambda + j\omega)Li_s = \sqrt{2} |V| e^{(-\lambda + j\omega)t + j\phi} \quad (2.38)$$

이 식에서 실효저항은 $R - \lambda L$ 이며, $R = \lambda L$ 일 때 실효저항이 0이 되어 일종의 공진현상이 일어나게 된다.

2.2.2 유도기의 T형 정상 등가회로

그림 2.1의 3상 유도전동기는 1차 측에 대칭의 3상의 권선이 있고, 2차 측에도 대칭인 3상의 권선이 있다. 실제의 전동기에서는 권선이 아니고 슬롯의 가운데 분포해 감겨 있지만 집중 권선으로 취급하기로 한다. 또 농형 유도전동기에서 3상 2차 권선은 단락되어 있다.

1차, 2차의 각 상 권선의 권선수 및 구조가 같고, 공간적 배치가 같을 때 대칭(symmetrical) 3상 유도전동기라 한다.

1차 a상과 2차 γ 상간의 각 θ 가 0일 때 1, 2차 권선의 상호 인덕턴스는 M 이라 하면 0이 아닌 θ 에 대하여 상호인덕턴스 M' 는 식(2.39)로 주어진다.

$$M' = M \cos \theta \quad (2.39)$$

이 경우 상호 인덕턴스는 M 보다 작게 된다. 또 고정자(1차) a상의 회로 방정식은 식(2.40)으로 나타낸다.

$$v_a = R_1 i_a + \frac{d\lambda_a}{dt} \quad (2.40)$$

여기서 자속 쇄교수 λ_a 는 다음의 두 부분으로 나누어진다.

$$\lambda_a = L_1 i_a + \lambda_{ga} \quad (2.41)$$

여기서, 제 1항은 1차의 누설자속의 쇄교수이고, λ_{ga} 는 공극에서 회전하고 있는 회전자계 혹은 주자속(main flux)에 의한 쇄교수이다. 식(2.41)을 식(2.40)에 대입함으로써 식(2.42)가 얻어진다.

$$v_a = R_1 i_a + L_1 \dot{i}_a + \dot{\lambda}_{ga} \quad (2.42)$$

2차 측의 γ 상은 단자가 단락되어 있으므로 2차 측에서 본 회로방정식은 식(2.43)과 같이 된다.

$$0 = R_2 i_r + L_2 p i_r + p \lambda_{gr} \quad (2.43)$$

회전자계에 의한 자속쇄교수 $\lambda_{ga}, \lambda_{gr}$ 는 식(2.44), (2.45)로 주어진다.

$$\begin{aligned} \lambda_{ga} &= M i_a + M i_b \cos \frac{2\pi}{3} + M i_c \cos \left(-\frac{2\pi}{3} \right) \\ &\quad + M i_r \cos \Theta + M i_s \cos \left(\Theta + \frac{2\pi}{3} \right) + M i_t \cos \left(\Theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ &= M \left(i_a - \frac{i_b + i_c}{2} \right) + M \left[\left(i_r - \frac{i_s + i_t}{2} \right) \cos \Theta + \frac{\sqrt{3}}{2} (i_s - i_t) \sin \Theta \right] \end{aligned} \quad (2.44)$$

$$\begin{aligned} \lambda_{gr} &= M i_r + M i_s \cos \frac{2\pi}{3} + M i_t \cos \left(-\frac{2\pi}{3} \right) \\ &\quad + M i_a \cos (-\Theta) + M i_b \cos \left(-\Theta + \frac{2\pi}{3} \right) + M i_c \cos \left(-\Theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ &= M \left(i_r - \frac{i_s + i_t}{2} \right) + M \left[\left(i_a - \frac{i_b + i_c}{2} \right) \cos \Theta + \frac{\sqrt{3}}{2} (i_b - i_c) \sin \Theta \right] \end{aligned} \quad (2.45)$$

3상 Y-결선에서 중성점으로 전류가 흐르지 않는다고 하면 식(2.46)이 성립한다.

$$i_a + i_b + i_c = 0, \quad i_r + i_s + i_t = 0 \quad (2.46)$$

식(2.46)의 관계를 고려하면 식(2.47) 및 식(2.48)로 된다.

$$\lambda_{ga} = \frac{3}{2} M i_a + \frac{3}{2} M i_r \cos \Theta - \frac{\sqrt{3}}{2} M (i_s - i_t) \sin \Theta \quad (2.47)$$

$$\lambda_{gr} = \frac{3}{2} M i_r + \frac{3}{2} M i_a \cos \Theta + \frac{\sqrt{3}}{2} M (i_b - i_c) \sin \Theta \quad (2.48)$$

정상상태에서는 3상전류는 대칭이므로 Spiral Vector에 의해 각 상의 1, 2

차전류는 식(2.49), 식(2.50)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\left. \begin{aligned} i_a &= \sqrt{2}|I_1|e^{\mathcal{A}\omega_1 t + \phi_1} \\ i_b &= \sqrt{2}|I_1|e^{\mathcal{A}\omega_1 t + \phi_1 - \frac{2\pi}{3}} \\ i_c &= \sqrt{2}|I_1|e^{\mathcal{A}\omega_1 t + \phi_1 + \frac{2\pi}{3}} \end{aligned} \right\} \quad (2.49)$$

$$\left. \begin{aligned} i_r &= \sqrt{2}|I_2|e^{\mathcal{A}\omega_2 t + \phi_2} \\ i_s &= \sqrt{2}|I_2|e^{\mathcal{A}\omega_2 t + \phi_2 - \frac{2\pi}{3}} \\ i_t &= \sqrt{2}|I_2|e^{\mathcal{A}\omega_2 t + \phi_2 + \frac{2\pi}{3}} \end{aligned} \right\} \quad (2.50)$$

여기서 ω_1 , ω_2 는 각각 고정자(1차) 와 회전자(2차)의 각주파수이며 식 (2.49) 및 식(2.50)으로부터 다음식이 얻어진다.

$$i_b - i_c = \sqrt{2}|I_1|e^{\mathcal{A}\omega_1 t + \phi_1} \left[e^{-j\frac{2\pi}{3}} - e^{j\frac{2\pi}{3}} \right] = -\sqrt{3}i_a \quad (2.51)$$

$$i_s - i_t = -\sqrt{3}i_r \quad (2.52)$$

식(2.51), 식(2.52)을 식(2.47), 식(2.48)에 대입하면 다음식이 얻어진다.

$$\lambda_{ga} = \left(\frac{3M}{2} \right) i_a + \left(\frac{3M}{2} \right) i_r e^{j\theta} \quad (2.53)$$

$$\lambda_{gr} = \left(\frac{3M}{2} \right) i_r + \left(\frac{3M}{2} \right) i_a e^{-j\theta} \quad (2.54)$$

또, 이 두 식을 식(2.42), 식(2.43)에 대입함으로써 다음식이 얻어진다.

$$v_a = R_1 i_a + L_1 \dot{i}_a + \left(\frac{3M}{2} \right) \dot{i}_a + \left(\frac{3M}{2} \right) \dot{i}_r e^{j\theta} \quad (2.55)$$

$$0 = R_2 i_r + L_2 p i_r + \left(\frac{3M}{2} \right) p i_r + \left(\frac{3M}{2} \right) (p i_a) e^{-j\theta} - j\omega_r \left(\frac{3M}{2} \right) i_a e^{-j\theta} \quad (2.56)$$

여기서 ω_r 은 전동기의 회전각속도이다. 식(2.56)에 $e^{j\theta}$ 을 곱하면 식(2.57)이 얻어진다.

$$0 = R_2 i_r e^{j\theta} + \left(L_2 + \frac{3M}{2} \right) (p i_r) e^{j\theta} + \left(\frac{3M}{2} \right) p i_a - j\omega_r \left(\frac{3M}{2} \right) i_a \quad (2.57)$$

여기서 식(2.58)의 변수변환을 행하면 식(2.59)의 관계가 얻어진다.

$$i_r = i_r e^{j\theta} \quad (2.58)$$

$$p i_r = (p i_r) e^{j\theta} + j\omega_r i_r \quad (2.59)$$

식(2.58), 식(2.59)을 식(2.55), 식(2.57)에 대입해 다음식이 얻어진다.

$$v_a = R_1 i_a + \left(L_1 + \frac{3M}{2} \right) p i_a + \left(\frac{3M}{2} \right) p i_r \quad (2.60)$$

$$0 = R_2 i_r + \left(L_2 + \frac{3M}{2} \right) (p - j\omega_r) i_r + \left(\frac{3M}{2} \right) (p - j\omega_r) i_a \quad (2.61)$$

이 식에서 알 수 있는 바와 같이 고정자 a 상과 회전자 r 상의 관계로서 각 한 상의 관계식으로 표현되며 다른 두상과는 분리되어 있으므로 이와 같이 표현하는 방법을 **상분리법(phase segregation method)**이라 한다.

식(2.60), 식(2.61)은 정상상태와 과도상태의 쌍방에 적용가능 한 회로방정식으로서 양상태의 해석에 적용이 가능하다.

a 상, r 상이 1, 2차 각상을 대표하는 것으로 나타내기 위해 첨자를 a 를 1로, r 을 2로 나타내기로 한다.

$$v_1 = R_1 \dot{i}_1 + \left(L_1 + \frac{3M}{2} \right) p \dot{i}_1 + \left(\frac{3M}{2} \right) p \dot{i}_2 \quad (2.62)$$

$$0 = R_2 \dot{i}_2 + \left(L_2 + \frac{3M}{2} \right) (p - j\omega_r) \dot{i}_2 + \left(\frac{3M}{2} \right) (p - j\omega_r) \dot{i}_1 \quad (2.63)$$

여기서, $i_r e^{\theta} = \dot{i}_r \rightarrow \dot{i}_2$ 로 나타낸 것이다. 1차 각주파수는 $\omega_2 + \omega_r = \omega_1 = \omega$ 이므로 전류 미분 식(2.58)은 식(2.64)로 된다.

$$p \dot{i}_k = j\omega \dot{i}_k \quad (k=1, 2) \quad (2.64)$$

식(2.64)를 식(2.62), 식(2.63)에 대입해 다음 식을 얻을 수 있다.

$$v_1 = R_1 \dot{i}_1 + j\omega \left(L_1 + \frac{3M}{2} \right) \dot{i}_1 + j\omega \left(\frac{3M}{2} \right) \dot{i}_2 \quad (2.65)$$

$$0 = R_2 \dot{i}_2 + j\omega \left(L_2 + \frac{3M}{2} \right) \dot{i}_2 + j\omega \left(\frac{3M}{2} \right) \dot{i}_1 \quad (2.66)$$

여기서 s 는 슬립으로서 식(2.67)로 정의된다.

$$s = \frac{\omega - \omega_r}{\omega} \quad (2.67)$$

정상상태의 각 변수는 식(2.68)과 같은 Spiral Vector로 정의된다.

$$\left. \begin{aligned} v_1 &= \sqrt{2} |V_1| e^{j(\omega t + \phi_1)} = \sqrt{2} V_1 e^{j\omega t} \\ \dot{i}_1 &= \sqrt{2} |I_1| e^{j(\omega t + \phi_1)} = \sqrt{2} I_1 e^{j\omega t} \\ \dot{i}_2 &= \sqrt{2} |I_2| e^{j(\omega t + \phi_2)} = \sqrt{2} I_2 e^{j\omega t} \end{aligned} \right\} \quad (2.68)$$

여기서, V_1 , I_1 , I_2 는 정상 벡터의 phasor 로서, 식(2.65), 식(2.66)은 다음 식이 된다.

$$V_1 = R_1 I_1 + j(x_1 + x_m) I_1 + jx_m I_2 \quad (2.69)$$

$$0 = jx_m I_1 + \left\{ \frac{R_2}{s} + j(x_2 + x_m) \right\} I_2 \quad (2.70)$$

여기서, 1, 2차 누설 리액턴스 및 여자리액턴스는 식(2.71)과 같다.

$$\left. \begin{aligned} x_1 &= \omega L_1 \\ x_2 &= \omega L_2 \\ x_m &= \frac{3\omega M}{2} \end{aligned} \right\} \quad (2.71)$$

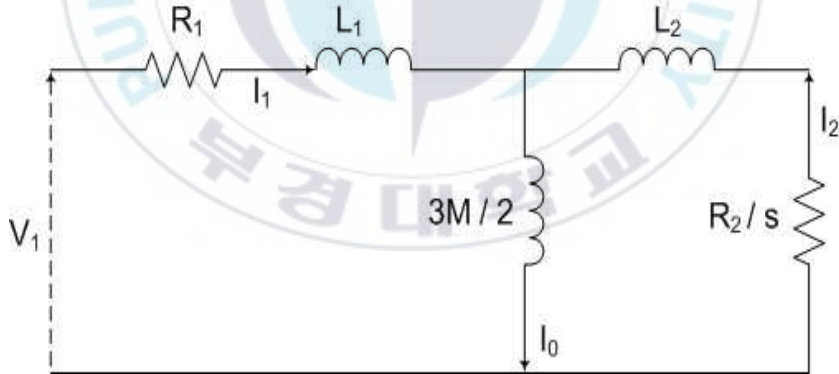


그림 2.3 T형 정상상태 등가회로

그림 2.3은 식(2.69), 식(2.70)에 상응하는 T형 정상상태 등가회로를 나타낸다. 등가회로중의 I_0 는 여자전류로서 식(2.72)의 관계가 성립한다.

$$I_0 = I_1 + I_2 \quad (2.72)$$

그림 2.3의 등가회로에서는 무부하 철손은 실제로 작으므로 무시하였다. 등가회로에서 2차 동손은 P_c 는 식(2.73)이 된다.

$$P_c = 3R_2 |I_2|^2 \quad (2.73)$$

공극을 통해서 2차 측에 입력되는 2차 전력 P_2 는

$$P_2 = 3 \frac{R_2}{s} |I_2|^2 \quad (2.74)$$

이다. 따라서 전동기의 출력 P_0 는 식(2.75)이다.

$$P_0 = P_2 - P_c = 3R_2 \frac{1-s}{s} |I_2|^2 \quad (2.75)$$

전동기의 회전 각속도 ω_r 은 식(2.76)으로 주어진다.

$$\omega_r = \frac{1-s}{P/2} \omega \text{ [rad/s]} \quad (2.76)$$

또한, 전동기의 토크는 식(2.77)로 주어진다.

$$\begin{aligned} T &= \frac{P_0}{\omega_r} = 3 \frac{P}{2} \frac{R_2}{s\omega} |I_2|^2 \\ &= 3 \frac{R_2}{s} |I_2|^2 \end{aligned} \quad (2.77)$$

그림 2.3의 등가회로에서 전원전압, 전원 각주파수를 일정하게 유지할 경우 토크는 슬립 s 만의 함수가 됨을 알 수 있다. 그림 2.4는 본 연구에서 이용한 유도전동기(300W, 600W)를 정격전압, 정격주파수 하에서 구동한 경우의 토크-슬립 특성을 나타낸다.

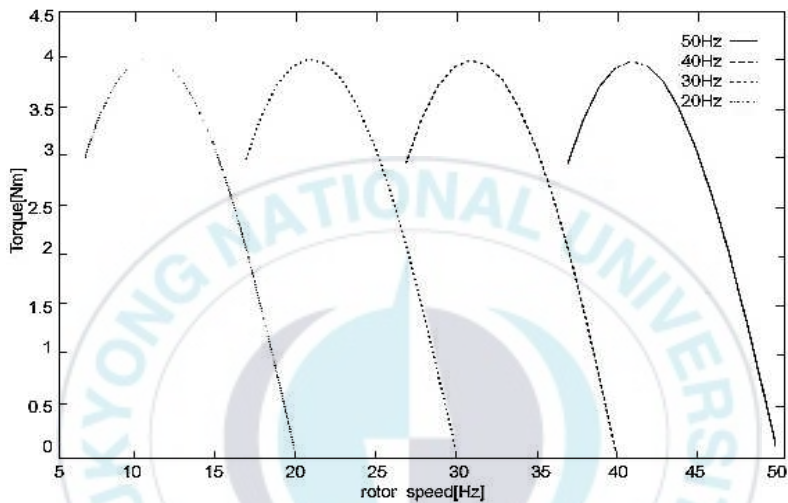


그림 2.4 토크-슬립 주파수특성

2.2.3 과도 등가회로

이상에서는 Spiral Vector법에 의한 유도전동기의 정상동작의 해석과 등가회로를 도출하였으나 유도전동기의 순시토크 제어를 위해서는 과도현상의 해석이 필요하다. 정상상태 해석의 결과를 기초로 하여 과도등가회로의 도출과 해석을 행하기로 한다. 식(2.60), 식(2.61)의 미분 방정식에서 1차전류의 과도해는 Spiral Vector를 이용하여 식(2.78)과 같이 기술 할 수 있다.

$$\left. \begin{aligned} i_a &= \sqrt{2} I_1 e^{\delta t} \\ i_b &= \sqrt{2} I_1 e^{\delta t - j\frac{2\pi}{3}} \\ i_c &= \sqrt{2} I_1 e^{\delta t + j\frac{2\pi}{3}} \end{aligned} \right\} \quad (2.78)$$

여기서, $\delta = -\lambda + j\omega$ 이다. 또, 동일한 특성근에 대한 2차전류의 과도해는 식(2.78)과 유사하게 식(2.79)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\left. \begin{aligned} i_r &= \sqrt{2} I_2 e^{\delta t} \\ i_s &= \sqrt{2} I_2 e^{\delta t - j\frac{2\pi}{3}} \\ i_t &= \sqrt{2} I_2 e^{\delta t + j\frac{2\pi}{3}} \end{aligned} \right\} \quad (2.79)$$

여기서 $\lambda=0$ 일 때는 정상해와 같다. 식(2.78) 및 식(2.79)는 식(2.49) 및 식(2.50)의 원 벡터를 Spiral Vector로 바꿔놓은 것이며 식(2.51) 이후의 식은 그대로 성립한다. 따라서 식(2.62) 및 식(2.63)을 행렬로 다시 쓰면 식(2.80)과 같이 된다.

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_1 + (L_1 + \frac{3M}{2})p & \frac{3M}{2}p \\ \frac{3M}{2}(p - j\omega_r) & R_2 + (L_2 + \frac{3M}{2})(p - j\omega_r) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} \quad (2.80)$$

위 식은 1차 a 상, 2차 r 상만으로 기술한 것으로서 정상상태와 마찬가지로 상분리법으로 나타낸 것이다. 식 (2.80)에서 변수는 모두 Spiral Vector이다.

그림 2.5는 식(2.80)에 상응하는 등가회로를 나타낼 것이다. 그림 중의 e_s 는 식(2.81)로 주어지는 속도 기전력으로서 회전속도에 비례한다.

$$e_s = -j\omega \left\{ \frac{3M}{2} i_1 + \left(L_2 + \frac{3M}{2} \right) i_2 \right\} \quad (2.81)$$

이 회로는 T형 과도등가회로이며 정상상태에 있어서도 성립된다. 출력과 토크의 순시치는 식(2.82) 및(2.83)로 주어진다.

$$P_{\delta} = \frac{9M}{4} \omega \operatorname{imag}[i_1 \cdot i_2^*] \quad (2.82)$$

$$T_3 = \frac{9PM}{8} \operatorname{imag}[i_1 \cdot i_2^*] \quad (2.83)$$

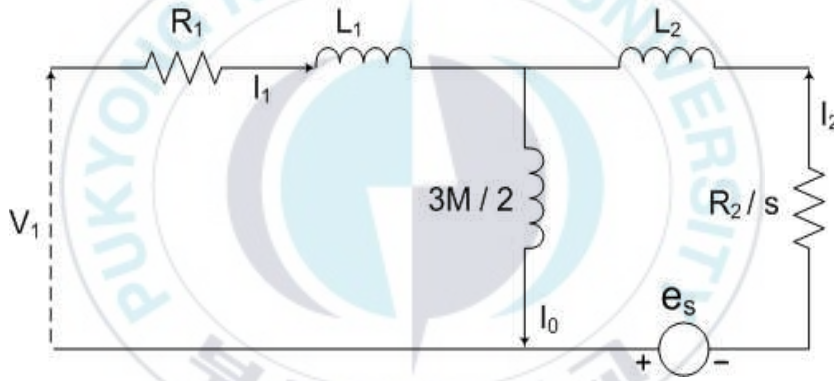


그림 2.5 T형 과도등가회로

식(2.80)의 일반해를 구하기 위한 특성방정식은 식(2.84)와 같다.

$$\begin{vmatrix} R_1 + \left(L_1 + \frac{3M}{2} \right) p & \frac{3M}{2} p \\ \frac{3M}{2} (p - j\omega_r) & R_2 + \left(L_2 + \frac{3M}{2} \right) (p - j\omega_r) \end{vmatrix} = 0 \quad (2.84)$$

두 개의 특성근을 δ_1, δ_2 라 하면 1차전류의 과도해는 식(2.85)로 쓸 수 있다.

$$i_1 = A_1 e^{\delta_1 t} + A_2 e^{\delta_2 t} \quad (2.85)$$

여기서 A_1, A_2 는 초기조건에 의해 결정되는 상수이다. 1차전류의 일반 해는 앞서 구한 정상항을 더함으로써 식(2.86)으로 주어진다.

$$i_1 = A_1 e^{\delta_1 t} + A_2 e^{\delta_2 t} + \sqrt{2}|I_1| e^{j(\omega t + \phi_1)} \quad (2.86)$$

같은 방법으로 하여 2차전류의 일반해는 식(2.87)이 된다.

$$\begin{aligned} i_2 = & -\frac{(\frac{3M}{2})(\delta_1 - j\omega_r)}{R_2 + (L_2 + \frac{3M}{2})(\delta_1 - j\omega_r)} A_1 e^{\delta_1 t} \\ & -\frac{(\frac{3M}{2})(\delta_2 - j\omega_r)}{R_2 + (L_2 + \frac{3M}{2})(\delta_2 - j\omega_r)} A_2 e^{\delta_2 t} \\ & -\sqrt{2}|I_1| \frac{j\omega(\frac{3M}{2})}{R_2 + j\omega(L_2 + \frac{3M}{2})} e^{j(\omega t + \phi)} \end{aligned} \quad (2.87)$$

그림 2.5의 유도전동기의 T형 과도등가회로는 유일한 회로는 아니다. 유도전동기의 회로정수를 측정해서 구할 경우 1차 측에서의 측정만으로 계산할 수 있다. 따라서 1차 단자에서 본 입력 임피던스가 동일한 등가회로는 동일한 입력임피던스에 대하여 여러 개 있을 수 있다.

전류를 식(2.88)과 같이 변환하면 식(2.80)의 회로방정식은 $C_L i = C_L [Z] C_L i$

에 의해 식(2.89)가 된다.

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_1 \\ \dot{i}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \alpha \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{i}_1 \\ \dot{i}_2^\alpha \end{pmatrix} = C \begin{pmatrix} \dot{i}_1 \\ \dot{i}_2^\alpha \end{pmatrix} \quad (2.88)$$

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_1 + (L_1 + \frac{3M}{2})p & \frac{3}{2}M\alpha p \\ \frac{3M}{2}\alpha(p - j\omega_r) & R_2\alpha^2 + \alpha^2(L_2 + \frac{3M}{2})(p - j\omega_r) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{i}_1 \\ \dot{i}_2^\alpha \end{pmatrix} \quad (2.89)$$

그림 2.6은 식(2.89)에 상응하는 등가회로를 나타낸 것이다. 여기서 α 는 임의의 정수이며 무한의 등가회로가 있을 수 있다. 여기에서 α 를 식(2.90)으로 정의하면 식(2.89)는 식(2.91)이 된다.

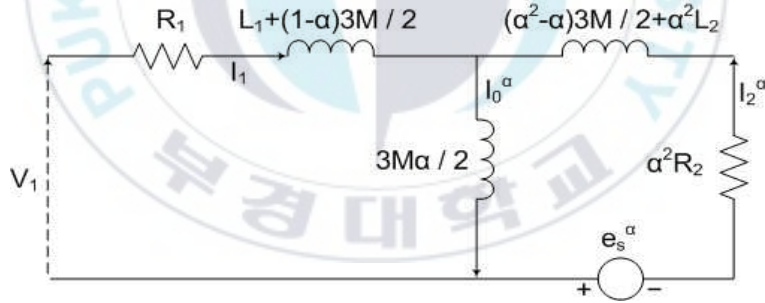


그림 2.6 T형 일반등가회로

$$\alpha = \frac{L_1 + \frac{3M}{2}}{\frac{3M}{2}} \quad (2.90)$$

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_1 + \frac{3M\alpha}{2} p & \frac{3M\alpha}{2} p \\ \frac{3M\alpha}{2} (p - j\omega_r) & R_2 + (L_2\alpha + \frac{3M\alpha}{2})(p - j\omega_r) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1^a \\ i_2^a \end{pmatrix} \quad (2.91)$$

α 로써 나타낸 이 등가회로는 1차 누설인덕턴스가 나타나지 않고 전압입력형 FAM법의 적용에 편리함을 나타낸다.

2.2.4 전압 입력형 자계가속법

식(2.91)에 나타낸 T 형 과도등가회로의 회로방정식을 여자전류 $i_0^a = i_1 + i_2$ 를 이용하여 정리하면 식(2.92) 및 식(2.93)과 같이 된다.

$$v_1 = R_1 i_1 + \frac{3M\alpha}{2} p i_0^a \quad (2.92)$$

$$0 = \frac{3M\alpha}{2} (p - j\omega_r) i_0^a + \alpha R_2 i_2^a + L_2 \alpha (p - j\omega_r) i_2^a \quad (2.93)$$

여기서 여자전류 i_0^a 를 다음식과 같이 원 벡터로 유지하는 것이 FAM법이다.

$$i_0^a = \sqrt{2} |i_0^a| e^{j\omega t} \quad (2.94)$$

이 때 식(2.92)는 다음과 같이 된다.

$$v_1 = R_1 i_1 + j\omega \frac{3M\alpha}{2} i_0^a \quad (2.95)$$

여자전압 e_1^a 는 식(2.96)으로 정의된다.

$$\begin{aligned} e_1^a &= \omega \frac{3M_a}{2} i_0^a \\ &= \omega \frac{3M_a}{2} \sqrt{2} |I_0| e^{j(\omega t + \phi_0)} \end{aligned} \quad (2.96)$$

이것을 식(2.93)에 대입하면 다음이 된다.

$$0 = \omega \frac{3M_a}{2} i_0^a \left(1 - \frac{\omega_r}{\omega}\right) + \{R_2 a + L_2 a(\rho - j\omega_r)\} i_2^a \quad (2.97)$$

$$s e_1^a = -\{R_2 a + L_2 a(\rho - j\omega_r)\} i_2^a \quad (2.98)$$

따라서 식(2.97)의 정상해는 식(2.99)와 같다.

$$i_{2s}^a = -\frac{s}{R_2 a + j\omega L_2 a} e_1^a \quad (2.99)$$

한편 과도해는 식(2.98)의 좌변을 0으로 놓음으로써 식(2.100)과 같이 구할 수 있다.

$$i_{2t}^a = A e^{-\frac{R_2 a}{L_2 a} t} e^{j\omega_r t} \quad (2.100)$$

식(2.99), 식(2.100)에서 일반해는 식(2.101)이다.

$$i_2^a = -\frac{s}{R_2 a + j\omega L_2 a} e_1^a + A e^{-\frac{R_2 a}{L_2 a} t} e^{j\omega_r t} \quad (2.101)$$

과도항의 시정수 $\frac{L_2\alpha}{R_2\alpha}$ 는 본 실험에 사용된 600W의 전동기에서는 10.4[msec]이고 300W의 것은 7.6[msec]이다. 3상 토크는 식(2.102)로 주어진다.

$$\begin{aligned}
 T_3 &= \frac{9PM}{4} \text{image}[i_0^a \cdot i_2^{a*}] \\
 &= \frac{9PM}{4} |I_0^a| |I_2^a| \left\{ \cos \Theta_2 - e^{-\frac{R_2\alpha}{L_2\alpha} t} \cos(\omega t + \Theta_2) \right\} \\
 \Theta_2 &= \tan^{-1} \frac{\omega L_2\alpha}{R_2\alpha}
 \end{aligned} \tag{2.102}$$

여기서 제 1항이 정상 토크, 제 2항이 과도 토크이다. 정격 토크의 범위에서 사용할 경우 $\omega \ll \Theta_2$ 이므로,

$$T_3 = \frac{9PM}{4} |I_0^a| |I_2^a| \cos \Theta_2 (1 - e^{-\frac{R_2\alpha}{L_2\alpha} t}) \tag{2.103}$$

식(2.98) 및(2.101)에서

$$|I_2^a| = \omega \frac{3M\alpha}{2} |I_0^a| \frac{\sqrt{(R_2\alpha)^2 - (\omega L_2\alpha)^2}}{(R_2\alpha)^2 + (\omega L_2\alpha)^2} \tag{2.104}$$

이며 이것을 식(2.103)에 대입하면 식(2.105)이 얻어진다.

$$T_3 = 3 \frac{P}{2} \left(\frac{3M\alpha}{2} \right)^2 \omega |I_0^a|^2 \frac{\sqrt{(R_2\alpha)^2 - (\omega L_2\alpha)^2}}{(R_2\alpha)^2 + (\omega L_2\alpha)^2} \cos \Theta_2 (1 - e^{-\frac{R_2\alpha}{L_2\alpha} t}) \tag{2.105}$$

식(2.105)에서 변수는 슬립 각속도 ω 와 시간뿐이며 과도 시정수는 매우 작으므로 무시하면, 토크는 슬립각속도 만에 의존하게 된다. 따라서 그림 2.4에 나타난 바와 같이 슬립주파수가 작은 영역에서는 토크가 슬립주파수에 비례한다.



제 3 장 회생구동

유도전동기 구동시스템의 에너지 절약에는 역률제어 및 회생전력의 귀환이 고려되고 있다. 이 장에 있어서는 후자의 방법에 의한 에너지 절약을 검토하기로 한다.

3.1 전력 회생구동

유도전동기의 전력회생 구동은 제동할 때는 가속할 때와는 역으로 기계 에너지를 전력으로 변환하는 것을 회생이라 한다. 대출력, 정속구동 시스템에서는 회생전력의 적극적인 이용이 행해지고 있는 경우도 있지만, 본 연구에서 대상으로 하고 있는 다변한 가변속 서보 시스템에서는 일반적으로 회생전력이 제동 저항 등에서 소비된다. 그러나 특히 위치 서보계에서 이론적으로는 마찰에 따른 손실, 동손, 철손 등을 제외하고 에너지를 회수하는 것이기 때문에 대폭적인 에너지 절약화가 가능하다고 여겨진다.

그러나 유도전동기의 많은 고성능제어 연구는 있어서도 회생전력의 적극적인 이용을 고려한 것은 적다. 이 이유는 유도전동기 제어에 전류 지령형의 제어가 사용되고 있는 것이 원인의 하나라고 여겨진다. 전류 지령형의 제어에서는 수식으로 나타낸 회생전력은 역전압의 형으로 전원에 귀환되기 때문에 이 전력을 다른 형으로 변환하는 것은 어렵다.

인버터는 전압형의 인버터를 이용함으로써 회생전력을 역전류의 형으로 이용하는 것도 가능하지만 전력회생의 해석 등에 불완전하다.

한편, 전압지령형의 제어에서는 회생전력은 역전류가 식으로 표현되어 전압형 인버터에 의해 동작할 때 전력회생이 자연스럽게 수식적으로 해석 가능하다. 또, 2차 전지 등에 의한 축적, 교류전원으로 귀환 등의 변환이 용이하다.

3.2 전압입력형 FAM법에 의한 회생 전력

식(2.105)에서 제동 즉, 부(Negative) 토크의 발생은 슬립 각속도를 음(-)으로 하는 것이 편리함을 알 수 있다. 이 때의 회생전력은 과도항을 무시하면 식(3.1)과 같다.

$$\begin{aligned}
 P_{03} &= \frac{9PM}{4} \omega_{imag}[i_0^a \cdot i_2^*] \\
 &= 3\omega_r \frac{P}{2} \left(\frac{3Ma}{2} \right)^2 s\omega |I_0|^2 \frac{\sqrt{(R_2a)^2 - (s\omega L_2a)^2}}{(R_2a)^2 + (s\omega L_2a)^2} \cos\Theta_2
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

여기서 전원으로 귀환하는 전력은 R_1 에 의한 손실을 제외한 부분이다.

그림 3.1은 유도전동기의 실제 인버터 동작에 있어서 전력회생에 관한 인버터와 전동기의 1상분의 회생동작 모델을 나타낸 것이다. 여기서 전동기는 PWM 주기에 따라 회생동작이 이루어진다. 이 때 1차전류 I_1 과 상전압 V 는 $I_1 \ll 0$ 의 조건이고 듀티비 (Duty ratio)는 r_{PWM} 이다. I_1 이 정(Positive)인 경우 Upper의 스위칭소자가 on 되어있는 $r_{PWM} \cdot \frac{1}{f_{PWM}}$ 의 구간에서 I_1 은 Upper의 스위칭소자를 통해 전동기에 흐른다. 이후의 $(1 - r_{PWM}) \cdot \frac{1}{f_{PWM}}$ 의 구간은 Upper가 off 이고 Lower가 on 이 되므로 I_1 은 Lower의 플라이휠 다이오드를 통해 전동기로 흐른다.

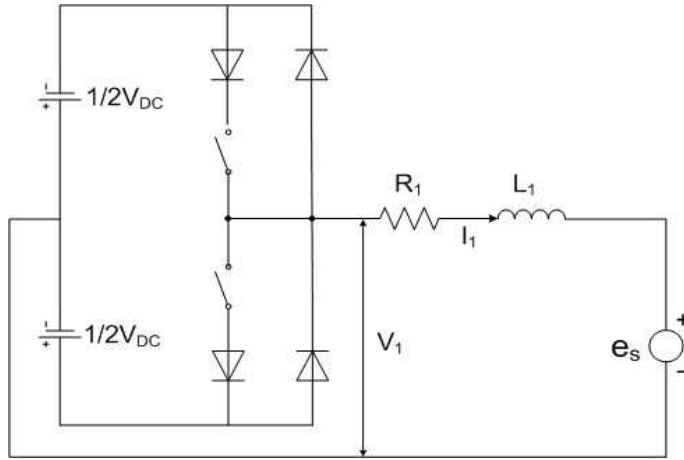


그림 3.1 회생동작모델(1상분)

따라서 전반과 후반의 각각의 소비에너지는 식(3.2)이 된다.

$$\left. \begin{aligned} E_U &= r_{PWM} \frac{1}{f_{PWM}} I_1 \frac{1}{2} V_{DC} \quad [\text{J}] \\ E_L &= (1 - r_{PWM}) \frac{1}{f_{PWM}} I_1 \frac{1}{2} V_{DC} \quad [\text{J}] \end{aligned} \right\} \quad (3.2)$$

또, 회생된 에너지는 식(3.3)으로 주어진다.

$$E = -(2r_{PWM} - 1) \frac{1}{f_{PWM}} I_1 \frac{1}{2} V_{DC} \quad (3.3)$$

여기서 상전압 V 는 식(3.4)이다.

$$V = \frac{1}{2} V_{DC} (2r_{PWM} - 1) \quad (3.4)$$

식(3.4)의 관계이기 때문에 이 PWM 주기의 평균 회생전력은 $-I_1 V$ 로

된다. I_1 가 음(마이너스)의 경우에도 회생전력은 $-I_1 V$ 이다.

그림3.2는 이상적인 경우의 회생전력-운전속도 특성을 나타낸다.

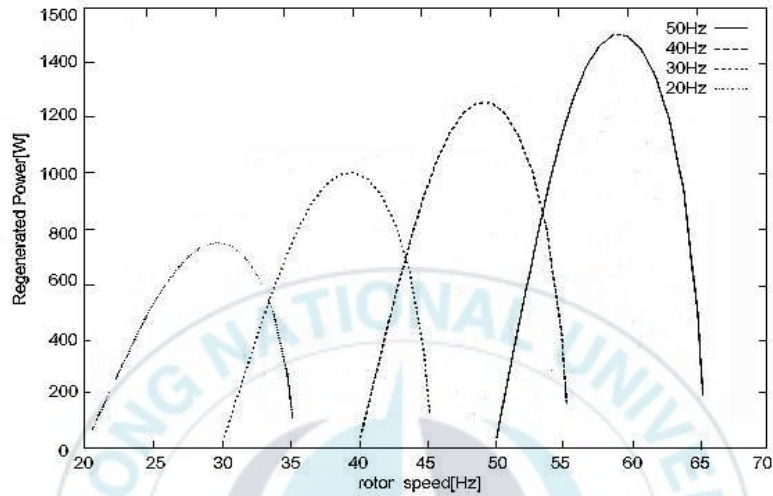


그림 3.2 회생전력-운전속도 특성

제 4장 속도제어 시스템의 설계

본 장에서는 실제의 실험을 위해 소형 유도 전동기에 대한 속도제어 시스템을 설계, 제작하기로 한다.

4.1 사양의 결정

제어시스템의 대상이 되는 전동기는 300[W], 및 600[W]의 소형유도전동기이며, 그 정격 및 모든 정수를 표 4.1에 나타냈다.

표 4.1 전동기의 정수

	300[W]	600[W]
정격속도	3000[rpm]	3000[rpm]
정격전압	120[V]	120[V]
정격전류	2.0[A]	4.2[A]
R_1	5.86[Ω]	1.25[Ω]
R_2	5.3[Ω]	1.04[Ω]
L_1	0.164[mH]	0.096[mH]
L_2	0.164[mH]	0.096[mH]
M	0.143[mH]	0.0905[mH]

R_1 , R_2 , L_1 , L_2 , M 의 수치는 측정에 의해 구한 값이다. 이후, 속도제어 시스템뿐만 아니라 위치제어 시스템의 사용을 고려하여 회전 속도범위를 2종의 전동기 모두 0~3000rpm으로 하였다. 이에 대응하는 동기주파수는 0~50Hz가 된다.

인버터는 전압지령형, 전류지령형의 인버터가 있다. 전류지령형의 인버터는 전류형 PWM(또는 PAM)인버터, 전류추종제어 PWM 인버터 등이 있지만, 전자는 정전류원을 필요로 하고 후자는 제어회로가 복잡하며, 또 지령

전류의 추종성이 문제가 된다. 반면에 전압형 PWM 인버터는 제어회로가 간단하고 출력 전압치의 오차가 양자화 오차 정도이기 때문에 비교적 정확하다.

유도 전동기의 토크 제어법의 관점에서 생각하면 토크는 1차, 2차전류 벡터의 크기 및 위상각에 의해 결정되므로 직접 1차전류를 제어 할 수 있는 전류지령형 인버터가 유리하다.

그러나 본 연구에서는 회생전력의 귀환에 의한 에너지 절약화를 주 목적으로 하고 있다. 전류지령형 인버터는 회생전력을 회수하기가 곤란하므로 전압지령형 인버터를 사용하고, 토크 제어법에는 2장에서 서술한 T 형 등가회로에 기초를 둔 전압형 FAM법을 이용한다.

PWM 주파수와 각 센서의 샘플링 주파수는 동일하게 하고, 정격 회전시 동기 주파수(50Hz)의 정현파를 충분히 나타낼 수 있는 조건으로서 $f_{PWM} \gg 100Hz$ 가 되어야 하며 제어기로 사용한 V50CPU의 계산속도, 사용한 속도센서의 분해능을 고려하여야 하므로 $f_{PWM} = 900Hz$ 로 하였다.

센서는 3상 전류센서, 속도센서, 전원전압센서가 있고 전류센서 및 전압센서는 12bit A/D컨버터에 의해 양자화 한다. 속도센서는 전동기의 회전축에 장치된 엔코더 펄스를 카운터하여 사용한다.

4.2 하드웨어 구성

그림 4.1은 앞서 서술한 사양을 기초로 하여 설계 제작한 속도제어 시스템의 구성을 나타낸다. 하드웨어는 300[W]용, 600[W]용 공통이며, 소프트웨어만 변경하여 제어한다.

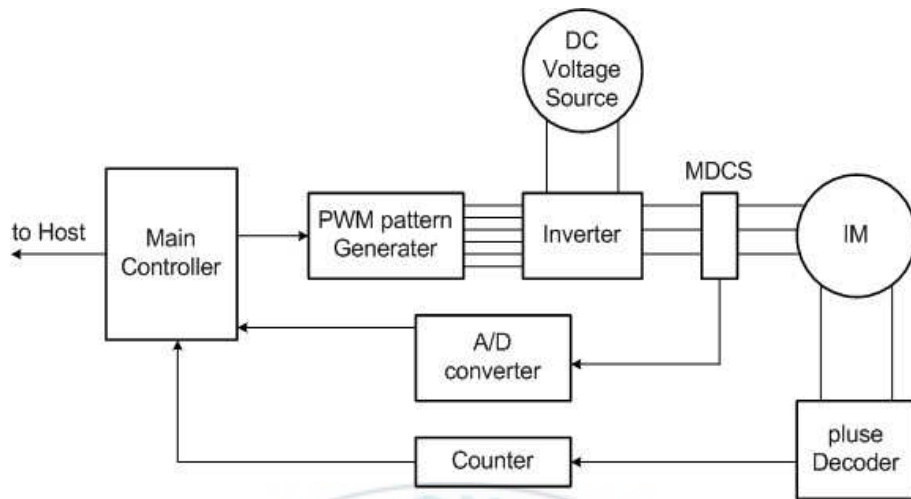


그림 4.1 속도제어 시스템의 구성

4.2.1 제어부(CPU Board , Interface)

제어기 본체가 되는 CPU 보드로서 V50CPU 보드(SCBV50)를 사용하였다. 여기에 각 센서, 인버터와의 I/F 및 PWM 클럭 발생부를 부착시켰다.

제어부에는 센서에서 얻은 속도와 지령속도에서 슬립을 계산하고 여자전압을 구한다. 전류센서에 의해 얻어진 3상 1차 전류치(i_{1u} , i_{1v} , i_{1w})에서 고정자 저항 R_1 에 의한 전압 강하를 구하여 지령전압에 가한다. 지령전압을 듀티비(Duty ratio)로 변환시켜 PWM 패턴 발생부에 전송한다.

실험에 사용한 제어 프로그램에서는 한 샘플링 주기의 계산 시간은 5~600 [μ sec] 정도이다. 샘플링 주기는 $\frac{1}{900Hz} \div 1.11$ [$msec$]로서 본 실험의 경우 이상으로 복잡한 제어를 행한 경우에도 대응 가능할 것으로 생각된다.

FAM법에서 사용한 삼각 함수는 ROM상에 테이블을 작성하여 계산에 사용한다.

4.2.2 PWM 패턴 발생부

U, V, W상 용으로 각 1조의 8bit 래치(Latch), 바이너리(binary) 컴파레이터. 공통의 8bit 카운터 및 모드 설정용의 래치가 있다. PWM 클럭을 8bit 카운터로 카운터 한 값과 듀티 지령치와 비교해 PWM 패턴을 발생시켜 선택된 모드에 응해서 각 상의 Upper, Lower의 지령치를 결정한다.

표 4.2 PWM 출력모드의 PWM 패턴

	Out: upper	Out : lower
Mode 0	upper : PWM, lower : OFF	upper : OFF, lower : PWM
Mode 1	upper: PWM, lower: PWM	upper : PWM lower : PWM

4.2.3 주회로, 게이트 드라이브회로

인버터 주회로 스위칭소자는 6소자의 MOSFET 모듈로서 그 정격은 450[V], 15[A]이며 실험에 사용된 전동기의 구동에 충분한 용량이다.

Upper 3개의 MOSFET의 게이트 구동회로에는 각각 독립의 전원이 필요하지만 이번에 사용한 MOSFET 게이트 드라이버 IC(IR2130)는 포토 카플러(TLP551)의 정전용량에 래치한 전하를 Upper Gate 구동용의 플로팅 전원으로 이용하기 때문에 회로구성이 매우 간단하다.

또, 이것은 주회로의 단락방지 논리, 회로전원전압의 감시, 과전류의 감시 등 전력소자 보호기능이 내장되어 있다.

4.2.4 속도센서

실험에 사용한 속도센서는 계기용 증폭기가 내장되어 있는 2000pulse/round의 엔코더이며, 그 출력 펄스를 디코딩 하여 카운트하고 매 샘플링 주기마다 리셋해서 매 샘플링 주기의 평균속도를 검출한다.

그림 4.2는 엔코더의 출력파형 및 디코딩 원리를 나타낸다. 이 속도 센서에 의한 속도 검출치의 분해능은 아래 식과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned}\Delta\omega &= \frac{2\pi}{8000(\text{count/round})} \cdot \text{샘플링주파수} [\text{rad/sec/digit}] \\ &= \frac{1}{8000} \cdot \text{샘플링주파수} \cdot 60 [\text{rpm/digit}]\end{aligned}\quad (4.1)$$

샘플링주파수 900Hz에 있어서 분해능은 6.75rpm/digit(0.7069rad/sec/digit)로서 고속 회전 영역에서는 충분하지만, 저속 영역 또는 위치제어에 있어서는 분해능이 충분하지 않을 것으로 생각된다. 따라서 저속 영역용에는 인터벌 카운터의 검용을 검토하고 있다.

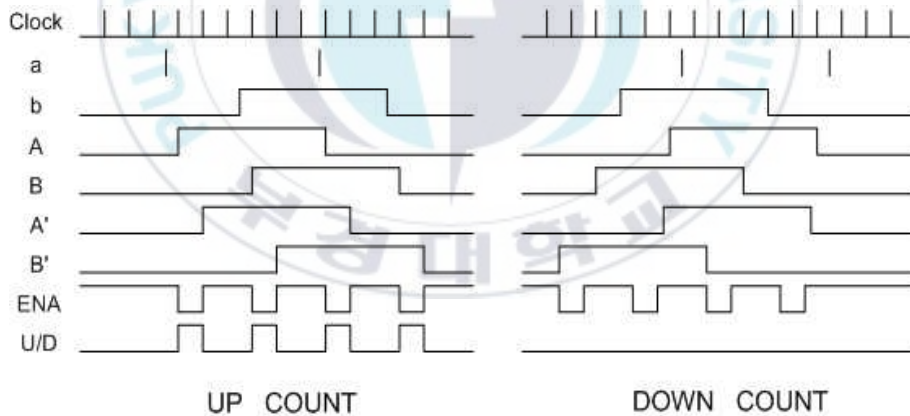


그림 4.2 속도검출

4.2.5 전원 전압, 3상 전류 센서

전원전압센서는 직류 전압원의 출력전압 변동을 감시하기 위해 전원전압

을 저항에 의해 분압하여 12bit A/D 컨버터로 양자화 한다. 그러나 실험에서는 안정성이 좋은 실험용 가변전원을 사용하므로 전원전압 센서는 사용하지 않았다.

전류센서는 MDCS(Magnetic Direct Current Sensor)에 의해 전류/전압 변환을 행하여, 12bit A/D 컨버터로 양자화 했다. 사용한 MDCS의 펄스 응답은 최대 10 [μ sec]로 고속이라 말할 수 없지만 유도전동기는 유도성 부하로서 전류의 급격한 변화는 생기지 않으므로 별문제가 없다.

전원전압, 전류센서의 A/D 변환에는 수십 [μ sec]가 걸리므로 직접 제어를 행하면 연산 시간에 큰 영향을 끼칠 가능성이 있으므로 A/D변환, 데이터 메모리는 전용의 제어기를 사용한다. CPU에 인터럽트 변환여부를 전송한다. 전류센서의 분해능은 2.441 [mA/digit] 이다.

4.3 제어 소프트웨어

제어규칙은 전압입력형 FAM법을 이용했다. 샘플링 속도의 고속화를 위해 소프트웨어는 어셈블러로 기술한다. 어셈블러는 부동소수점 연산이 복잡하므로 정수연산을 행하였다.

FAM법에서 변수는 Spiral Vector에 의해 나타내므로 그 연산은 기본적으로 극좌표 표현을 사용하며 극좌표 $\rightarrow$ 3상 변환하여 ROM 테이블에 기록한 것을 참조하면 간단히 행할 수 있으나, 3상 $\rightarrow$ 극좌표 변환이 곤란하므로 전류센서로부터의 입력을 3상 변환한 수치로써 처리했다.

속도제어에 있어서 실험의 주목적이 토크 제어 성능에 있으므로 비례요소만의 피드백 제어로 하였다. 그림 4.3, 그림 4.4는 CPU부, 제어부의 구성을 나타낸 것이다.

4.3.1 제어 알고리즘

토크 지령치 T^* 는 이득(gain)을 K_p , 속도오차를 ω_e 로 하면 식(4.2)이다.

$$T^* = K_p \cdot \omega_e \quad (4.2)$$

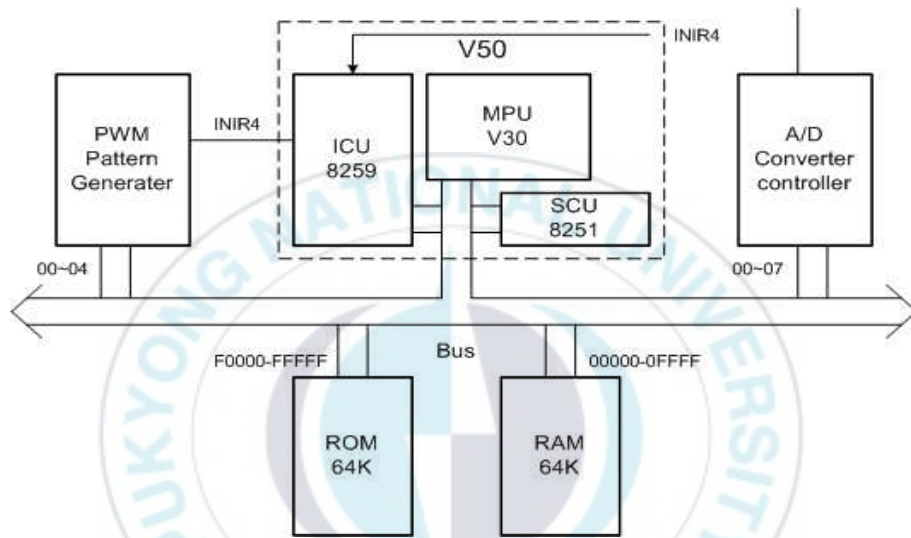


그림 4.3 CPU부의 구성

토크 지령에 대응하는 슬립주파수는 식(2.105)에 의해 식(4.3)이다.

$$\omega^* = K_{\omega} \cdot T^* \quad (4.3)$$

여기서,

$$K_{\omega} = \frac{2}{3} \frac{1}{P} \left(\frac{2}{3M} \right)^2 \cdot \frac{R_2}{|L_0|^2} \quad (4.4)$$

전원 각속도 ω 는 회전자속도 ω_r 와 슬립주파수 $s\omega$ 의 합이며, 여자전압 e_1 는 식(2.96)에 의해 식(4.5)와 같이 구해진다.

$$e_1 = K_{el} \omega e^{j(\omega t + \phi_0 + \frac{\pi}{2})} \quad (4.5)$$

$$K_{el} = \frac{3}{2} M \sqrt{2} |f_0| \quad (4.6)$$

전압지령치는 R_1 에 의한 전압강하와 여자전압을 더한 것으로서 식(4.7)으로 주어진다.

$$V^*_1 = e_1 + i_1 R_1 \quad (4.7)$$

$$V^*_1 = D \cdot V_{dc} \quad (4.8)$$

또한, 전압지령치를 직류전원전압으로 나눈 것이 식(4.8)과 같이 최종적인 출력의 Duty 비가 된다. 실제의 계산에서는 토크 지령치에 제한을 두어 제한치로 제한한다.

1차 전류치는 실제로는 각 상의 값 i_{1u}, i_{1v}, i_w 로 구해지기 때문에 e_1 을 극좌표 $\rightarrow$ 3상 변환을 행해 e_{1u}, e_{1v}, e_w 로 하고, $R_1 i_{1u}, R_1 i_{1v}, R_1 i_w$ 를 더해 3상 지령전압을 구한다.

그림 4.4는 제어연산의 흐름도를 나타낸다.

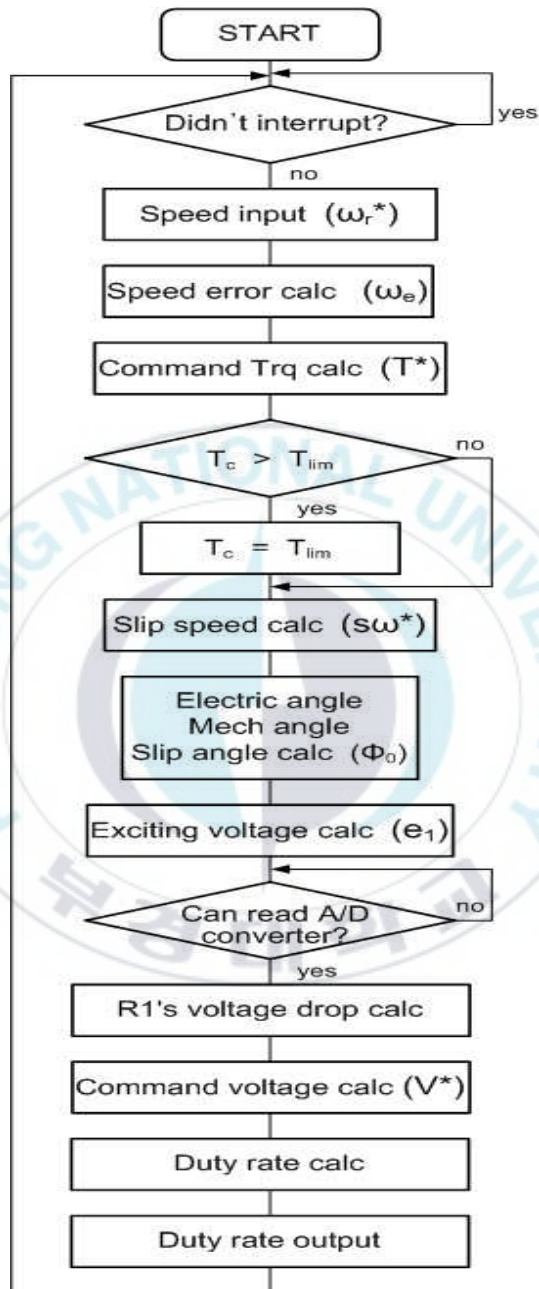


그림 4.4 제어 플로우차트

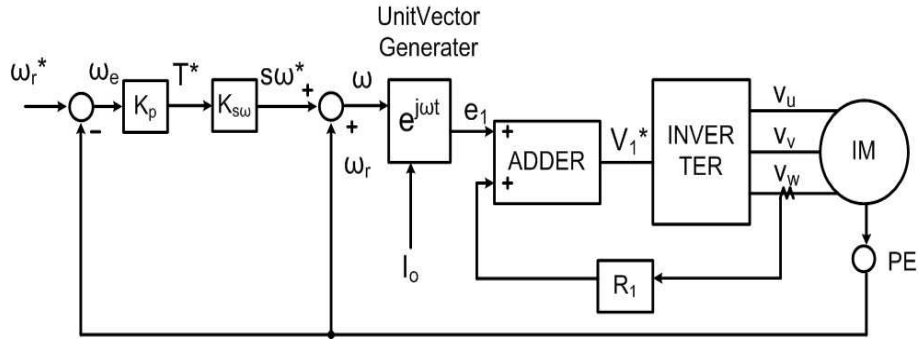


그림 4.5 제어계 블록선도

4.3.2 제어정수의 결정

결정해야 할 제어정수는 토크 계수 K_p , 슬립 각속도 계수 K_{sw} , 여자전압 계수 K_{el} 의 3개이고 식(4.4), 식(4.6)에서 K_{sw} , K_{el} 이 결정되면 여자전류 $|I_0|$ 의 관계가 결정된다. 표 4.1의 정수에서 K_{sw} , K_{el} 은 식(4.9)과 같이 된다.

$$\begin{aligned}
 K_{sw} &= 18.81 \frac{1}{|I_0|^2} \\
 &= 31.85 \frac{1}{|I_0|^2} \\
 K_{el} &= 0.1998 |I_0| \quad (600W) \\
 &= 0.3330 |I_0| \quad (300W)
 \end{aligned} \tag{4.9}$$

여기서 $|I_0|$ 를 결정할 때에 유의해야 할 점은 최종적인 지령전압이 전원 전압의 절반을 넘지 않아야 하며 슬립각이 π 를 넘어서는 안 된다.

전원전압 V_{DC} 는 90V이고, 지령전압 범위는 $-45V \sim +45V$ 이다. 따라서

3상 전동기의 중성점을 $\frac{1}{2} V_{DC}$ 에 고정시키지 않고 적당히 변동시킴으로써 $\pm \frac{1}{2} V_{DC}$ 뿐만 아니라 $\pm \frac{1}{\sqrt{3}} V_{DC}$ 까지 출력변환이 가능하나 실험결과 해석의 편의를 위하여 본 연구에서는 중성점을 $\frac{1}{2} V_{DC}$ 로 고정하고 출력은 $\pm 45V$ 로 했다. 한편 전압지령은 식(4.10)으로 주어진다.

$$V_1 = R_1 i_1 + K_{el} \omega \cos(\omega t + \phi_0) \quad (4.10)$$

여기서, 제 1항은 i_1 이 5A로 제한되므로 최대 6.25V (600W) 이다. 제 2항은 $\omega \approx 333$ (최대 속도, 최대 가속시)이며, K_{el} 은 식(4.11)으로 제한된다.

$$K_{el} \leq \frac{45 - R_1 i_1 \max}{333} = 0.1163 \quad (4.11)$$

따라서 $|K_{el}|$ 은 0.5A이하로 두면 좋다. 300W 전동기에도 같은 방법으로 정수를 결정한다. K_{el} 은 토크 제어 성능에는 영향을 끼치지 않으므로 시행착오법에 의해 결정하였다.

제 5장 실험결과

본 장에서는 3장의 사양결정과 설계를 바탕으로 하드웨어, 소프트웨어를 제작하여 실험한 결과를 분석 검토하였다. 실험한 전동기는 표 4.1의 전동기 정수로 실험한 300W의 제어정수를 사용하였다.

5.1 하드웨어 시험

FAM법에 의한 토크 제어를 행하기 전에 오픈 루프(Open-loop)로 하드웨어의 동작시험을 행하였다. 그 결과 하드웨어의 문제점이 몇 가지 발견되어 다음과 같이 개선하였다.

5.1.1 게이트 드라이버 IC

제어부, PWM 패턴 발생부, 게이트 드라이버회로, 주회로가 완성된 시점에서 정현파 지령을 나타내는 CVCF(Control voltage control frequency)구동을 행한 결과 게이트 드라이버 IC가 이상 동작을 하여 가열, 파손 및 전원전압이 급격히 저하되는 현상이 나타났다. 이것은 이 IC 특징의 하나인 플로팅 전원용의 포토카플러 용량에 전하 축적시 순시에 대전류가 흐르는 데 기인하는 것으로 판단되어 전류제한 저항을 직렬로 넣도록 결정했다.

5.1.2 전류 센서

속도센서, 전류센서의 완성 후 같은 방법으로 CVCF구동시험을 한 결과 그림 5.1에 나타난 바와 같이 전류파형에 매우 큰 고조파 잡음이 포함되어 있음을 발견하였다. 특히 부(-)의 여러 곳에서 급격하게 떨어지는 부분이 나타났으며 이 현상은 다른 두 상의 경우에도 동일하게 나타났다. 이 현상 때문에 3상전류의 총합은 0이 되지 않는다.

따라서 이들의 잡음을 제거하기 위하여 배선, 전원 등에 실드(shield)를 행하고, MDCS의 출력을 Low pass 필터를 통하여 잡음을 제거하였다.

그림 5.2는 실드, Low pass 필터 사용 후의 파형을 나타낸 것이다.

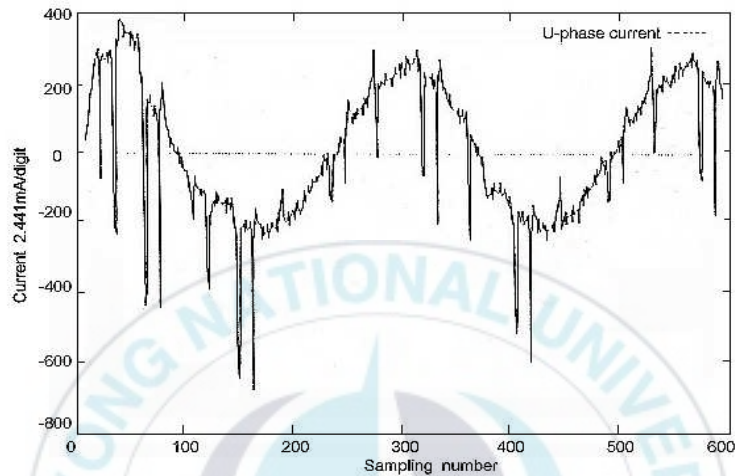


그림 5.1 개선 전 전류파형

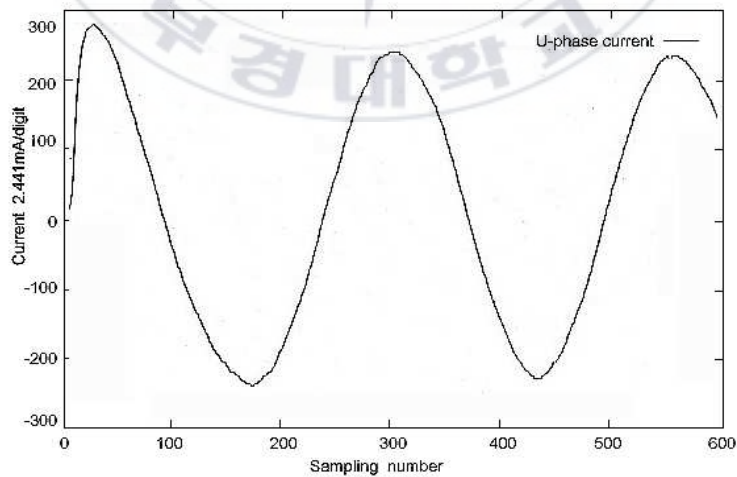


그림 5.2 개선 후 전류파형

5.2 FAM법에 의한 구동실험

전압형 인버터를 이용하여 전압지령형 제어에 의해 회생전력을 역전류의 형으로 나타내도록 FAM법에 의한 토크제어 소프트웨어를 작성하고 구동 실험을 행하였다.

5.2.1 정속구동

그림 5.3은 속도 지령치를 3000rpm으로 했을 경우의 속도응답특성이다. 속도제어는 비례요소만으로 행하였지만 토크 제한이 작용하고 있으므로 가속 시에 대부분 일정 토크 지령이 발생한다. 그림 5.3에서 가속 부분은 대체로 일정 비율로 가속되어 있어 토크 제어가 정상적으로 행해지고 있음을 알 수 있다.

표 5.1 제어정수(300W)

여자 전류	0.5[A]	토크정수	0.0765
슬립각속도계수	127	토크제한	0.54[Nm]

그림 5.4는 기동 직후 속도응답 부분을 확대해서 나타낸 것이다. 속도 지령치를 준 후 가속이 시작할 때 까지의 시간은 약 10[msec]가 되었고 이것에서 전압입력형 FAM법의 과도항의 영향을 확인 할 수 있다. 또한 그림 5.4에서 알 수 있는바와 같이 속도응답의 실측치와 이론치간의 오차가 약간 발생하였으며 이것은 전동기의 물리적 정수 특히 제동계수가 정확하지 않기 때문으로 생각된다.

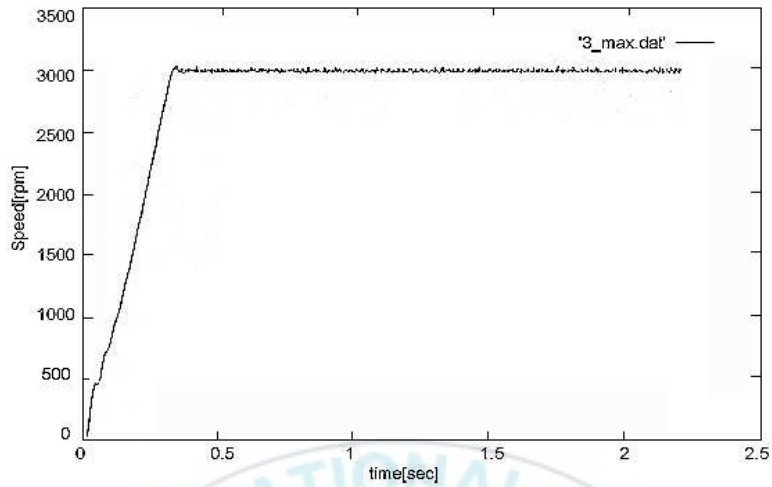


그림 5.3 속도 응답(3000rpm)

그림 5.5는 속도 지령치 864 [rpm], 1728 [rpm], 1944 [rpm]에 대한 속도 응답을 나타낸 것이다. 모든 정수는 표 5.1의 것을 사용하였다. 그림에서 알 수 있는 바와 같이 저속에서 속도의 맥동이 크게 나타났으며 이것은 인버터 구동시 나타나는 3상전류의 불평형 때문으로 생각된다.

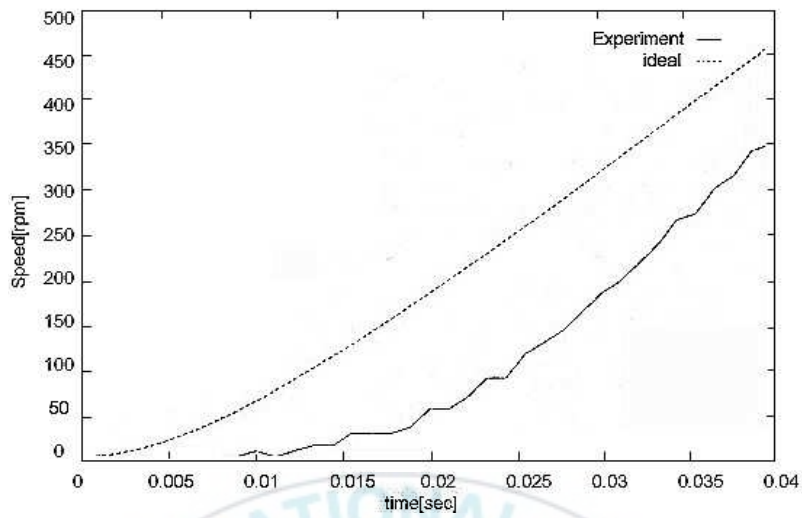


그림 5.4 가속시 속도 응답(3000rpm) 확대

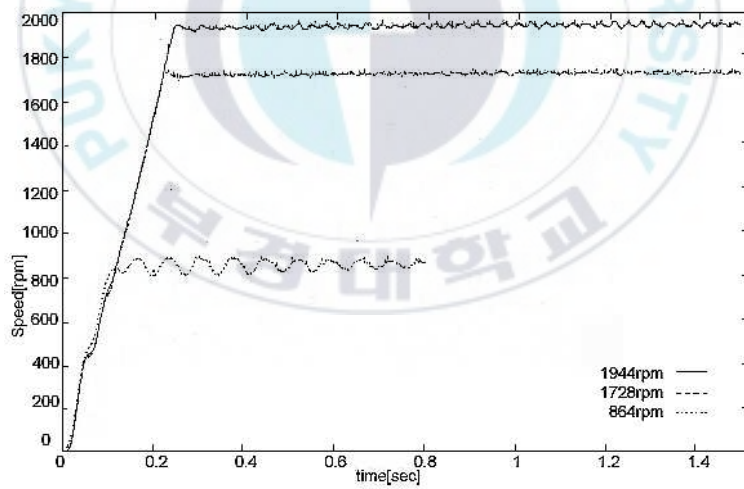


그림 5.5 속도 응답(1944, 1728, 864 rpm)

5.2.2 R_1 의 영향

전압입력형 FAM법의 지령치는 식(5.1)에 나타낸 바와 같이 여자전압 지령치와 R_1 의 전압강하의 합이므로 R_1 의 변동, 또는 설정의 오차는 토크 제어성능에 큰 영향을 미친다.

$$V_1^* = i_1 R_1 + K_{el} \omega \cos(\omega t + \phi_0) \quad (5.1)$$

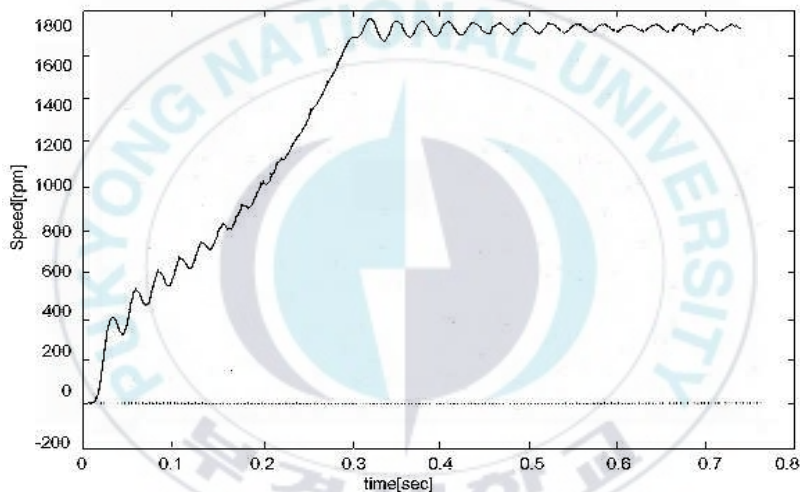


그림 5.6 R_1 의 변화에 의한 속도의 영향($R_1 = 5.86[\Omega]$: 75°C 일때)

처음 R_1 의 측정치를 75°C 로 환산한 수치를 사용하였으며 그림 5.6에 나타난 것처럼 속도의 맥동이 매우 크고 전류와 동기하여 맥동함을 알수 있다. 이것은 R_1 의 측정값이 적당하지 않기 때문으로 생각된다.

이번의 실험에서는 무부하로 하여 전동기 정격보다도 작은 출력으로 실험하고 있기 때문에 손실에 의한 발열이 작은 것은 아닌가 하고 여겨져,

R_1 을 실온의 값으로 수정하여 실험하였다. 그림 5.7은 R_1 이 실온의 값일 경우의 속도응답특성을 나타낸 것으로서 속도의 맥동이 거의 없음을 알수 있다.

한편 R_2 의 변동은 토크 과도항의 시정수 및 정정치에는 영향을 미치나 속도응답특성에는 그 영향이 적다.

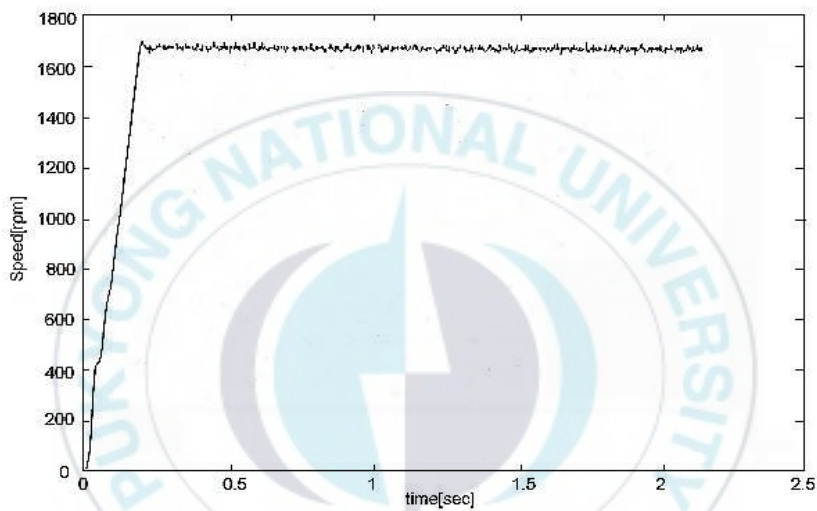


그림 5.7 R_1 을 수정 후의 속도응답

이상의 실험결과에서 알 수 있는 바와 같이 R_1 이 속도응답에 미치는 영향이 크음을 알 수 있으며, 이것은 지령전압에 R_1 에서의 전압강하 $R_1 i_1$ 이 포함되어 있기 때문이다. 따라서 정토크 시의 토크 맥동을 감시함으로써 R_1 의 변동을 추종하여 속도응답특성의 보정이 가능할 것으로 추정된다.

5.3 전압입력형 FAM법에 의한 회생 전력

그림 5.8은 정격속도 3000[rpm]에서 저속상태 1728[rpm] 으로 제동 할 때 전류, 전압파형을 나타낸 것이다. 제동 전·후의 전원주파수는 그대로 동기 속도로 되기 때문에 그것과 비교해 제동중에는 슬립이 부(-)로 되는 것으로 볼 수 있다.

그림 5.9는 그림 5.8과 같은 조건의 실험에서 얻어진 전압과 전류로부터 전력을 계산하여 도시한 것이다. 이것에서 제동시의 전력 회생을 확인 할 수 있다. 또 정상운전 시에 전력이 진동하고 있는 것으로 나타나며 이것은 유도전동기의 무효전력 때문이라 생각된다.

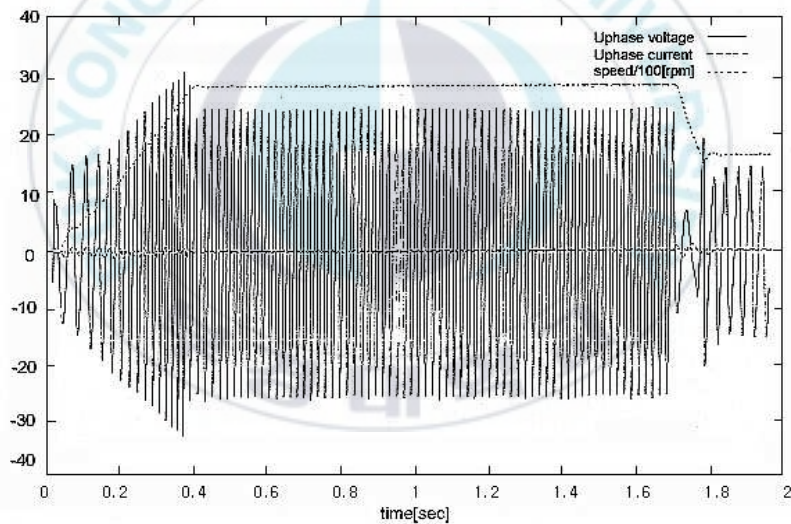


그림 5.8 가-감속시에 전압, 전류파형

그림 5.9의 결과를 토대로 하여 계산된 회생에너지는 4.72[J], 제동시 전동기에 입력된 에너지는 5.74[J]로 계산되었다. 따라서 이 회생에너지가 모두 유효하게 이용될 경우는 82%의 전력에너지가 절약된다고 할 수 있다.

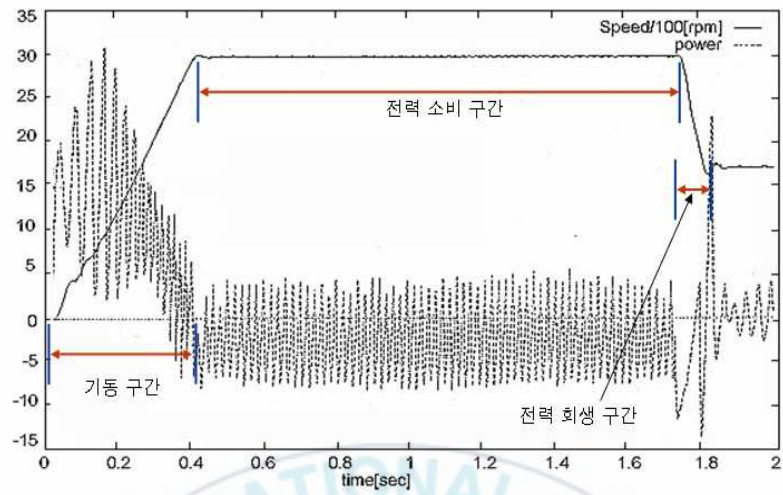


그림 5.9 전력회생

제 6 장 결론

본 논문에서는 Spiral Vector를 기초로 한 상분리법을 이용하여 유도전동기 순시토크(instantaneous torque)제어와 회생전력 해석을 행하였으며 자계가속법(Field Acceleration Method)을 기초로 하여 회생구동이 쉬운 전압형 인버터에 의한 유도전동기의 속도 서보시스템을 설계 제작하였다.

회생전력의 전원으로 궤환은 회생전력이 역전압형으로 발생하는 전류형 인버터제어에 비하여 역전류형으로 발생하는 전압형 인버터구동이 2차전지 등에 의한 축적, 교류전원으로서의 귀환 등의 변화가 용이하여 전력회생이 쉽고 전력회생구동 시스템의 구성이 간편하며 설계가 쉬워 전력절약 구동으로서의 적용이 적합함을 알 수 있었다.

제안한 속도 서보시스템은 여자전류를 원벡터로 유지하는 전압입력형 FAM법의 유효성이 확인되었고 가감속 시의 회생전력을 계산하여 실제 시스템에 대한 전력절약 정도를 검토하였다.

[참 고 문 헌]

- [1] I. Takahashi and T. Noguchi, "A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 22, no. 5, pp. 820-827, Sep./Oct. 1986.
- [2] M. Depenbrok, "Direct self-control (DSC) of inverter-fed induction machine," IEEE Trans. Power Electron., vol. 3, no. 4, pp. 420-429, Oct. 1988.
- [3] 山村 昌 , 交流 もた 電動機 の 解析 と 制御, Ohm 社, 1990.
- [4] M. Depenbrok, "Direct self-control (DSC) of inverter-fed induction machine," IEEE Trans. Power Electron., vol. 3, no. 4, pp. 420-429, Oct. 1990.
- [5] Isao Takahashi and Kenji Arai and Youichi Itoh, "High Performance and Long Life Uninterruptible Power Source Using a Flywheel Energy Storage Unit", IEEE 1990.
- [6] Parviz Famouri and Jimme J. Cathey, "Loss minimization Control of an Induction Motor Drive" , IEEE Transactions On Industry Applications , Vol. 27 , No.1 , 1991.
- [7] Julio C. Moreira and Thomas A. Lipo and Vladimir Blasko, "Simple Efficiency Maximizer for an Adjustable Frequency Induction Motor Drive", IEEE Transactions On Industry Applications , Vol. 27 , No.5 , 1991.
- [8] 杉本 英彦 他 編著, AC Servo System の 理論と 設計 の 實際 総合, 電子 出版社, 1992.
- [9] Keiju Matsui and Kazuo Tshboi and Saburo Muto, "Power Regenerative Controls by Using Thyristor Rectifier of Voltage

- Source Inverter", IEEE Transactions on Industry Applications , Vol. 28 , No.4 , pp. 816 ~ 823, 1992.
- [10] Keiju Matsui and Kazuo Tsuboi, "Power Regenerative Controls by Utilizing Thyristor Rectifier of Voltage Source Inverter", IEEE Transaction on Industry Application, pp. 816 ~ 823, 1992
- [11] 山村 昌 , "交流回路 と 交流機 の Spiral Vector 理論", 日本 電気學會誌, 109卷, PP. 517-523, 1992.
- [12] Kieiju Matsui, Uito Mizuno, "Improved Power Regenerative Controls by Using Thyristor Rectifier Bridge of Voltage Source Inverter and a Switching Transistor", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28, No. 5, pp. 1010 ~ 1016, 1992.
- [13] 松井 義弘 誘導型 交流 Servo Moter の 驅動裝置 に 關 する 研究 日本 電気通信大學 修士論文, 1993.
- [14] J. Rodrfiguer, J. Poult and J. Barrara, " Field Oriented Control of a Three Pase Induction Machine Driven by a Regenerative Converter with Sinusoidal Current", 1993 The European Power Electronics Association Vol.1, No. 1, pp. 15-20, 1993.
- [15] Ching-Tsai Pan , Ting -Yu Chang and Chin-Ming Hong, " A fixed structure discrete time sliding mode controller for induction motor drives ", IEEE Transactions
- [16] Ching-Tsai Pan and Ting-Yu Chang and Chin-Ming Hong, "A Fixed Structure Discrete-Time Sliding Mode Controller for Induction Motor Drives", IEEE Transactions On Energy Conversion, Vol.9 , No.4, pp. 25-30, 1994.
- [17] K. J. Astrom and T. Hagglund, PID Controllers: Theory, "Design, and Tuning. Research Triangle Park, NC: Instrum. Soc. Amer.",

- pp. 136–138, 1995.
- [18] J. W. Choi and S. K. Sul, "Inverter output voltage synthesis using novel dead time compensation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 11, no. 2, pp. 221–224, Mar. 1996.
- [19] A. Adinolfi and R. Lamedica and C. Modesto and A. Prudenzi and S. Vimercati, "Experimental Assessment of Energy Saving due to Trains Regenerative Braking in an Electrified Subway Line", *IEEE* 1997.
- [20] Itatu Ando and Isao Takahashi and Yuichi Tanaka and Mitsuo Ikehara, " Electric Load Controlled by Computer Simulator Having Power Regeneration Ability", *IEEE* 1997
- [21] A. Adinolfi and R. Lamedica, " Experimental Assessment of Energy Saving Due to Trains Regenerative Braking in an Electrified Subway Line", *IEEE*, Vol 25, No. 1, pp. 211 ~216, 1997.
- [22] Itaru Ando and Isao Takahashi, " Electric Load Controlled by Computer Simulator having Power Regeneration Ability", *IEEE Transactions on industrial application*, Vol. 23, No. 5, pp. 925–930, 1997.
- [23] Johann W. Kolar and Hans Ertl and Franz C. Zach, "Design and Experimental of the Loss-Free Braking Resistor Concept for Applications in Integrated Converter Machine Systems", *IEEE* 1998.
- [24] Jogann W. Kolar and Hans Ertl, "Design and Experimental Evaluation of the Loss-Free Braking Resistor Concept for Applications in Integrated Converter Machine System", *IEEE*, pp.

626 ~ 629, 1998

- [25] J. Jiang and J. Holtz, "An Efficient Braking method for Controlled AC Drives With a Diode Rectifier Front End", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 1, No. 5, pp. 1446 ~ 1453, 2000.
- [26] Isao Takahashi and Kenji Arai, " High Performance and Long Life Uninterruptible Power Source Using a Flywheel Energy Storage Unit", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 35, No. 5, pp. 1049 ~ 1055, 2000.
- [27] Jinsheng Jiang and Joachim Holtz, "An Efficient Braking method for Controlled AC Drives With a Diode Rectifier Front End", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 37, No. 5, pp. 1299 ~ 1307, 2001.
- [28] Jinsheng Jiang and Joacim Holtz, " An Efficient Braking Method for Conrtolled AC Drives With a Diode Rectifier Front End", IEEE Transactions On Industry Applications , Vol. 37 , No.5 , 2001
- [29] C. Mouchy, E. Mendes, and A. Razek, "Decoupled direct control for PWM inverter-fed induction motor drives," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 38, no. 5, pp. 1307-1315, Sep./Oct. 2002.
- [30] K. Matsuse, Y. Kouno, H. Kawai, and S. Yokomizo, " A speed-sensorless vector control method of parallel-connected dual induction motor fed by a single inverter," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 38, no. 6, pp. 1566-1571, Nov./Dec. 2002.
- [31] J. Lee, C. Kim, and M. Youn, "A dead-beat type digital controller for the direct torque control of an induction motor," IEEE Trans. Power Electron., vol. 17, no. 5, pp. 739-746, Sep. 2002.
- [32] D. Casadei, F. Profumo, G. Serra, and A. Tani, "FOC and DTC:

- two viable schemes for induction motors torque control," IEEE Trans. Power Electron., vol. 17, no. 5, pp. 779–787, Sep. 2002.
- [33] K. Matsuse, Y. Kouno, H. Kawai, and S. Yokomizo, "A Speed–sensorless vector control method of parallel–connected dual induction motor fed by a single inverter," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 38, no. 6, pp. 1566–1571, Nov./Dec. 2002.
- [34] J. Lee, C. Kim, and M. Youn, "A dead-beat type digital controller for the direct torque control of an induction motor," IEEE Trans. Power Electron., vol. 17, no. 5, pp. 739–746, Sep. 2002.
- [35] J. Holtz, "Drift and parameter compensated flux estimator for persistent zero stator frequency operation of sensorless controlled induction motors," in Proc. 37th IEEE Annu. Industry Applications Society Meet., vol. 3, pp. 1687–1694, 2002.
- [36] M. Hinkkanen and J. Luomi, "Parameter sensitivity of full-order flux observers for induction motors," in Proc. 37th IEEE Annu. Industry Applications Society Meet., vol. 2, pp. 851–855, 2002.
- [37] J. Holtz and J. Quan, "Sensorless vector control of induction motors at very low speed using a nonlinear inverter model and parameter identification," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 38, no. 4, pp. 1087–1095, Jul./Aug. 2002.
- [38] D. Casadei, G. Serra, A. Tani, L. Zarri, and F. Profumo, "Performance analysis of a speed–sensorless induction motor drive based on a constant switching frequency DTC scheme," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 39, no. 2, pp. 476–483, Mar./Apr. 2003.
- [39] Xia Yan and Tomas H. Ortmeyer, "Novel electric drive with power regenerating capability : modeling and simulation", IEEE

- 2004 11th International Conference on Harmonics and Simulation,
pp. 794-800, 2004.
- [40] Xia Yan and Thomas H. Ortmeyer, " Novel Electric Drive With
Power-Regenerating Capability : Modeling and Simulation", 2004
11th International Conference on Harmonics and Quality of Power.
2004.
- [41] Toshio Watanabe Takanori Suzuki and Kouki Matsuse, " Vector
Controlled Motor Drives with Electical Double Layer Capacitor",
IEEE Power Electronics Specialists Conference, Vol. 1, No. 4, pp.
1359-1364, 2004.
- [42] Jose R. Rodriguez and Juan W. Dixon and Jose R. Espinoza and
Jorge Pontt and Pablo Lezana, " PWM Regenerative Rectifiers :
State of the Art", IEEE Transactions On Industrial Electronics,
Vol.52, No.1, 2005.
- [43] Djordj M. Syjie and Slobodan N. Vukskoavic, " A New Induction
Motor Drive Based on the Flux Vector Acceleration Method" ,
IEEE Transactions on Energy Conversion , Vol. 20, No. 1, p1299
pp. 173~ 180, 2005.
- [44] Djordje M. Stojic and Slobodan N. Vukosavic , "A New Induction
Motor Drive Based on the Flux Vector Acceleration Method",
IEEE Transactions On Energy Conversion, Vol.20 , No.1 ,2005.

감사의 글

오늘이 있기까지 학업 중에 부족한 저에게 많은 분들의 격려와 도움이 목표에 도달할 수 있는 가장 큰 힘이 되었다고 생각해 봅니다.

아울러 여러 주위 분들의 은혜에 조금이나마 보답하기 위하여 앞으로 최선을 다하는 모습을 보이겠다는 다짐을 약속하면서 감사의 글을 올립니다.

바쁘신 중에도 본 논문이 완성되기까지 제자의 부족함을 너그러움과 사랑으로 감싸주시고 학문적 가르침과 인격도야는 물론 평소 학업 중에 항상 열심히 하라는 용기의 말씀을 아끼지 않으셨던 홍순일 지도교수님께 먼저 머리 숙여 깊은 존경과 감사의 말씀을 드립니다.

그리고 본 논문이 완성될 때까지 충고와 격려를 아끼지 않으시며 부족한 논문을 보완할 수 있도록 지도해 주신 강대하 교수님과, 박한석 교수님께도 감사의 인사를 드립니다.

또한 항상 학자의 자세로 지도해주신 부경대학교 전기공학과와 모든 교수님들에게도 감사의 마음을 전합니다.

본 학업을 전념할 수 있도록 배려해주신 모든 분들께 감사드리며 퍼지·제어 연구실에서 격려를 아끼지 않고 많은 도움으로 본 논문을 완성할 수 있도록 도와준 친구 이상수와 후배 김경국에게 고마움의 마음을 전합니다.

오늘의 제가 있기까지 인생의 버팀목으로 큰 힘을 심어주신 존경하는 아버지, 항상 사랑이 담긴 기도와 마음의 안식처가 되어주신 존경하는 어머니, 항상 저를 최고로 알아주고 친구 같은 사랑하는 동생 동수와 대학원 생활동안 항상 곁에서 꾸준히 지켜보고 힘이 되어 준 은정, 학창시절에 곁에서 많은 도움과 힘이 되어 준 창영이형, 바쁘다는 핑계로 자주 찾아뵙지 못하는 집안 친척 어른들께도 감사한 마음을 전하고 이 기쁨을 함께 하고자 합니다.

마지막으로 본 논문이 결실이 되기까지 많은 지원을 베풀어주신 주위의 모든 분들께 다시 한번 감사를 드리며 이 논문의 완성으로 이제는 사회에 대한 또 다른 시작과 도전을 준비하고 있는 저를 주위에서 항상 지켜봐 주시고 항상 최선을 다하고 노력하는 모습으로 모든 분들께 보답하고자 합니다.

2006년 12월
정 승 환 올림

감사의 글

오늘이 있기까지 학업 중에 부족한 저에게 많은 분들의 격려와 도움이 목표에 도달할 수 있는 가장 큰 힘이 되었다고 생각해 봅니다.

아울러 여러 주위 분들의 은혜에 조금이나마 보답하기 위하여 앞으로 최선을 다하는 모습을 보이겠다는 다짐을 약속하면서 감사의 글을 올립니다.

바쁘신 중에도 본 논문이 완성되기까지 제자의 부족함을 너그러움과 사랑으로 감싸주시고 학문적 가르침과 인격도야는 물론 평소 학업 중에 항상 열심히 하라는 용기의 말씀을 아끼지 않으셨던 홍순일 지도교수님께 먼저 머리 숙여 깊은 존경과 감사의 말씀을 드립니다.

그리고 본 논문이 완성될 때까지 충고와 격려를 아끼지 않으시며 부족한 논문을 보완할 수 있도록 지도해 주신 강대하 교수님과, 박한석 교수님께도 감사의 인사를 드립니다.

또한 항상 학자의 자세로 지도해주신 부경대학교 전기공학과와 모든 교수님들에게도 감사의 마음을 전합니다.

본 학업을 전념할 수 있도록 배려해주신 모든 분들께 감사드리며 퍼지·제어 연구실에서 격려를 아끼지 않고 많은 도움으로 본 논문을 완성할 수 있도록 도와준 친구 이상수와 후배 김경국에게 고마움의 마음을 전합니다.

오늘의 제가 있기까지 인생의 버팀목으로 큰 힘을 심어주신 존경하는 아버님, 항상 사랑이 담긴 기도와 마음의 안식처가 되어주신 존경하는 어머님, 항상 저를 최고로 알아주고 친구 같은 사랑하는 동생 동수와 대학원 생활 동안 항상 곁에서 꾸준히 지켜보고 힘이 되어 준 은정, 학창시절에 곁에서 많은 도움과 힘이 되어 준 친구 영도, 그리고 대학원 생활 동안 곁에서 많은 도움을 준 선배 강경숙, 친구 정민, 대학원 동기 기영형, 영규, 형경, 대권, 성대, 수열, 또한 힘든 시기에 땀어졌던 캡 멤버인 동기 일안이와 후배들 경식, 동균, 상배, 민석, 효주, 영애, 미근 에게도 고마움을 전하고 이 기쁨을 함께 하고자 합니다.

마지막으로 본 논문이 결실이 되기까지 많은 지원을 베풀어주신 주위의 모든 분들께 다시 한번 감사를 드리며 이 논문의 완성으로 이제는 사회에 대한 또 다른 시작과 도전을 준비하고 있는 저를 주위에서 항상 지켜봐 주시고 항상 최선을 다하고 노력하는 모습으로 모든 분들께 보답하고자 합니다.

2006년 12월
정 승 환 올림