工學博士 學位論文

관측기를 이용한 유도 전동기의 속도 센서리스 벡터제어에 관한 연구

指導敎授 洪 淳 一

이 論文을 [illegible] 學位論文으로 提出 함

2004年 2月

釜慶大學校 大學院

電 氣 工 學 科

係 義 植

孫義植의 工學博士 學位論文을 認准함

2003 年 12 月

主 審 工學博士 李 東 喆

副 審 工學博士 宋 達 燮

委 員 工學博士 姜 大 夏

委 員 工學博士 金 炯 完

委 員 工學博士 洪 淳 一

목 차

표 목차 v

그림 목차 vi

Abstract x

제1장 서론 1

1.1 연구배경 1

1.2 속도 센서리스의 필요성 3

1.3 연구의 주제 및 내용 4

제2장 유도전동기 구동방식의 비교분석 6

2.1 교류전동기의 V/F제어 6

2.2 자속 제어형 벡터제어 9

2.2.1 자속 피드백 제어형 벡터제어 9

2.2.2 자속 피드포워드 제어형 벡터제어 11

2.3 자계방향형 벡터제어 13

2.4 속도 센서리스 벡터제어 15

제3장 유도전동기의 벡터제어 이론 16

3.1 유도전동기의 회로방정식과 좌표계 16

3.1.1 d-q 좌표계에 의한 표현 21

3.1.2 좌표계에 의한 표현 22

3.2 유도전동기의 벡터제어 25
3.2.1 벡터제어의 원리 25
3.2.2 벡터제어 26
3.2.3 2차자속 관측기 27
3.3 비간섭화 제어 30
3.3.1 γ 축 1차 전류와 γ 축 2차자속 크기의 비간섭 제어 30
3.3.2 δ 축 1차전류 크기의 비간섭제어 31
3.3.3 좌표변환 33
3.4 전류제어기 설계 34
3.4.1 전류제어기의 이득선정 35
3.4.2 전류제어 41
3.5 속도제어기 설계 42
3.5.1 기본적인 설계법 42
3.5.2 속도제어 46
3.6 자속제어 48
3.7 속도추정법 49
3.8 시간 압축기법에 의한 전동기의 파라미터 측정 52
3.9 인버터의 특성 57
3.9.1 공간 전압벡터 변조 PWM 58

제4장 시뮬레이션 64

4.1 자계방향형 벡터제어 구성 64

4.2 속도검출에 의한 자계방향형 벡터제어 67

4.2.1 이득 정수 변화에 대한 시뮬레이션 74

4.2.2 자속 시뮬레이션 결과 76

4.3 속도 센서리스 벡터제어 78

4.3.1 관측기 극 비례이득 k의 변화에 대한 속도응답 79

4.3.2 속도추정에 대한 응답 82

4.4 비간섭제어 84

제5장 실험 85

5.1 벡터 구동시스템의 구성 85

5.2 프로그램 90

5.3 실험결과 91

5.4 속도 센서리스 벡터구동 결과 100

5.5 파라미터 변화에 대한 센서리스 실험결과 101

제6장 고찰 103

6.1 관측기의 효과 103

6.2 MRAS와의 특성비교 103

6.3 전류센서에 의한 오차 105

6.4 전동기 파라미터의 변동 108

제7장 결론 110

References 112

Appendix A 125

Appendix B 132

표목차

Table 3.1 Switching state and output voltage vector of inverter 62

Table 4.1 Constant parameter and rates of motor 67

Table 4.2 Pattern of gain parameters 74

그림목차

Fig. 2.1 T-type equivalent circuit of AC motor 6

Fig. 2.2 Characteristics of speed-torque for AC motor E_0/f 7

Fig. 2.3 Characteristics of speed-torque for AC motor V/f 8

Fig. 2.4 Vector control by feed back type of flux observer 9

Fig. 2.5 Vector control based on flux operation type 10

Fig. 2.6 Vector control system based on flux feed-forward type 12

Fig. 2.7 Configuration of field orientation type vector control 14

Fig. 3.1 Equivalent circuit for three phase induction motor 19

Fig. 3.2 Equivalent circuit for two phase induction motor 19

Fig. 3.3 Relation of d-q and $\gamma-\delta$ coordinate axis 23

Fig. 3.4 Principle of vector control 26

Fig. 3.5 Block diagram of the AC drive system with current controller 35

Fig. 3.6 Frequency response of the current control system 40

Fig. 3.7 Block diagram representation of speed control system 43

Fig. 3.8 Block diagram of the speed control system using simplified 44

Fig. 3.9 Open-loop frequency response characteristics of the speed control system 45

Fig. 3.10 Proposed algorithm for speed estimation. 51

Fig. 3.11 Algorithm for speed sensorless vector control using flux observer 51

Fig. 3.12 Equivalent circuit & applied voltage and current response 53

Fig. 3.13 A concept of the proposed TCM 54
Fig. 3.14 2nd-order LPF 55
Fig. 3.15 Bode plot of the designed LPF 57
Fig. 3.16 3-phase voltage type source inverter 59
Fig. 3.17 Switching operation and output voltage vector of inverter 61
Fig. 3.18 Output voltage vector of inverter 63
Fig. 4.1 Control scheme field orientation type vector drive 65
Fig. 4.2 Speed for vector control and 3-phase sine wave control 68
Fig. 4.3 Torque 68
Fig. 4.4 Stator current of d-q axis 69
Fig. 4.5 Stator current of $\gamma-\delta$ axis 70
Fig. 4.6 Trajectory of stator current for d-q axis 71
Fig. 4.7 Trajectory of stator current for $\gamma-\delta$ axis 71
Fig. 4.8 Stator voltage for d-q axis 72
Fig. 4.9 Trajectory of stator voltage for d-q axis 72
Fig. 4.10 Stator voltage for $\gamma-\delta$ axis 73
Fig. 4.11 Speed response with gain parameter by simulation 75
Fig. 4.12 Speed response to be zoom with gain parameter by simulation 75
Fig. 4.13 Rotor flux $\hat{\phi_r}$ for d-q axis 77
Fig. 4.14 Trajectory for flux $\hat{\phi_r}$ of d-q axis 77
Fig. 4.15 Rotor for flux $\hat{\phi_r}$ of $\gamma-\delta$ axis 78

Fig. 4.16 Control scheme field orientation type sensorless vector control 79

Fig. 4.17 Speed response with parameter k = 0.5~2.5 80

Fig. 4.18 Speed response with parameter k = 0.5~1.7 in zoom time scale 80

Fig. 4.19 Speed response with k = 1.8 in zoom time scale 81

Fig. 4.20 Real and estimated speed and supply frequency and slip frequency 82

Fig. 4.21 Real and estimated speed 83

Fig. 4.22 Speed response of decoupled control and with disturbance 84

Fig. 5.1 AC vector control system of induction motor 85

Fig. 5.2 3-phase induction motor and dc generator for load 86

Fig. 5.3 3-phase inverter and interface 87

Fig. 5.4 DSP I/O port 88

Fig. 5.5 Full system composition 89

Fig. 5.6 Experiment results by vector control and sine wave drive 92

Fig. 5.7 Calculated torque 93

Fig. 5.8 Estimated and measured stator currents for d-q axis 94

Fig. 5.9 Reference and measured and estimated stator current for $\gamma-\delta$ axis 94

Fig. 5.10 Trajectory of measured and estimated stator current d-q axis 95

Fig. 5.11 Estimated rotor flux for d-q axis 96

Fig. 5.12 Estimated rotor flux for $\gamma-\delta$ axis 96

Fig. 5.13 Trajectory of estimated rotor flux for d-q axis 97

Fig. 5.14 Estimated rotor flux for $\gamma-\delta$ axis 98

Fig. 5.15 Stator reference voltage for d- q axis 99

Fig. 5.16 Stator reference voltage for $\gamma-\delta$ axis 99

Fig. 5.17 Experiment results by sensorless vector control 100

Fig. 5.18 Experimental result with pattern 1 101

Fig. 5.19 Experimental result with pattern 2 102

Fig. 5.20 Experimental result with pattern 3 102

Fig. 6.1 Measured current and simulated current and calculated delay of u-phase stator current with $J = 5.000 \times 10^{-5}[Nms^2]$ 106

Fig. 6.2 Measured current and simulated current and calculated delay of v-phase stator current with $J = 5.000 \times 10^{-5}[Nms^2]$ 106

Fig. 6.3 Measured current and simulated current and calculated delay of u-phase stator current with $J = 7.546 \times 10^{-5}[Nms^2]$ 107

Fig. 6.4 Measured current and simulated current and calculated delay of v-phase stator current with $J = 7.546 \times 10^{-5}[Nms^2]$ 107

Fig. A.1 Voltage source PWM inverter 126

Fig. A.2 Gate drive circuit 127

Fig. A.3 Instrument amplifire circuit 128

Fig. B.1 16 bit up down counter circuit 131

A study on the speed sensorless vector control

for Induction Motor Using Observer

Eui-Sig Son

Department of Electrical Engineering, Graduate School

Pukyong National University

Abstract

Speed information is necessary for high-performance vector-control in induction motor control. This information is generally provided by a sensor, which spoils the ruggedness and the simplicity of the induction motor. Its close loop control with speed sensor makes the cost of the system expensive and the motor size bulky and cause a noise of signal line.

Recently, speed sensorless vector control of induction motor is demanded in applications where a speed sensor can't be used or cost reduction and simplicity of system is desired.

By using modern control methods, such as model reference adaptive system(MRAS), the rotor speed can be estimated and controlled. In these schemes the rotor speed is obtained by adjusting the system gain to make zero an error signal between the reference and adjustable model. Most of the models were constructed by using the motor parameters, thus they are

machine parameter-dependent.

Therefor this method has faults in that it requires the adjustment of the gain parameter because it estimates speed based on the state of vector control and the adjustment is not simple.

In sensorless vector control of induction motor, field oriented vector control(FOVC)of induction motor is known to produce quick and accuracy response in ac drive.

This study describes the scheme of vector control system without speed sensor for AC servo motor using theory of a flux observer and based on the field oriented vector control.

In this study, the new method of speed estimation is proposed, in this method the position and the magnitude of the secondary flux are obtained from the voltage reference and detected current.

As the proposed speed estimation method is independent from the parameters of the motor and the algorithm is simple.

As the estimated speed is settled by the flux and the machine-specific parameters, this method don't need to adjust the gain of the parameter. It is able to the acoustical noise and price reduction and simplicity of system.

The flux and torque estimator is presented, speed and slip frequency estimator is derived an improved voltage-current model.

Based on the derived sensorless vector control theory, a speed control system was established and the control performance was verified using a speed control test by simulation.

In this system computer simulation, calculated results are obtained via general purpose digital signal processor(DSP TMS320C31)system are presented.

In case of senseless vector control and vector control with speed sensor, the characteristics for torque, flux, current and speed response are studied by simulations and the gain control of the parameters are determined. The proposed designed method is shown to realize accurate speed estimation by simulations.

Based on the derived theory for vector control, the scheme for sensorless vector control of AC servo motor is designed and realized. It is verified by experiment that it is possible to realize the sensorless it passable to realize the sensorless vector control based on a field-oriented type.

The estimated speed showed that errors occur because of estimation errors caused by the current sensor. The errors must be compensated in the future.

Key words : field oriented vector control, method of speed estimation, sensorless vector drive, AC servo motor, flux observer.

제1장 서론

1.1 연구배경

유도 전동기는 직류 전동기에 비해 구조가 간단하다. 특히 농형 유도 전동기는 견고하고, 가격이 저렴하며, 슬립링이나 브러쉬 등이 없는 우수한 특징이 있다. 그러나 제어 시스템의 액츄에이터(actuator)로 사용되는 경우 순시토오크 제어가 어렵고 평균 토오크 밖에 취급할 수 없기 때문에 메카트로닉스 분야에 있어서는 제어성이 우수한 직류 전동기가 주로 사용되고 있다[1, 2].

그러나 최근, 유도 전동기의 제어성능을 직류 전동기와 동일하게 해 주는 벡터 제어이론이 개발되어 실용화되어 있다[3~6]. 유도전동기는 전력용 반도체 소자의 진보와 마이크로 프로세스로 대표되는 마이크로 일렉트로닉스의 발달과 인버터에 의한 전력 변환 제어 기술의 진보로, 교류 전원의 출력전압과 전류의 크기뿐만 아니라 주파수와 위상을 포함한 벡터양을 빠르고 정밀하게 제어할 수 있게 되었다. 이 결과 유도 전동기의 순시토오크 제어가 가능해졌으며 직류 전동기와 동일한 제어성능을 발휘할 수 있게 되어 액츄에이터(actuator)로 사용이 가능해졌다[7~12].

벡터제어에는 슬립주파수형 벡터제어와 자계방향형 벡터제어가 있다. 슬립주파수형 벡터제어는 연산된 전원 각주파수를 적분하여 2차자속 벡터의 위상을 구하고 좌표변환을 행하여 토오크를 제어하는 것으로 비교적 구현하기 쉽다[13, 14]. 그러나 이 방법은 전동기 운전시 발생하는 온도에 의해 변동하는 2차저항에 대한 감도가 높고, 2차저항의 설정값과 실제값이 다른 경우에는 바람직한 제어성능을 얻을 수 없다.

반면에 자계방향형 벡터제어는 2차자속 벡터를 검출하고 위상 θ_0에서 $\gamma-\delta$ 좌표변환을 행하여 제어한다[15, 16]. 이 방법은 전동기 파라미터의 변동에 대해서 감도가 낮은 특징이 있다. 자계방향형 벡터제어는 고정자 좌표상에서 전동기 정수를 이용하여 2차자속 벡터를 검출할 수 있으므로 파라미터의 변동에 영향을 받지 않는다.

속도 센서리스 벡터제어는 전동기의 모델식에서 얻어진 정보를 기초로 속도를 추정하고 그 값을 사용해 벡터제어를 행하는 것이다. 또 벡터제어 기술은 유도 전동기 구동기술의 정점으로 현재 각 방면에서 사용되고 있고, 여러 분야에서 활발하게 연구 개발하고 있다.

또한 벡터제어는 제어대상이 복잡하여 제어방법이 다양하다. 벡터제어에는 범용 인버터의 특성개선에 의한 방법 과 이론적인 제어알고리즘의 개발에 의한 컴퓨터제어 방법 등이 있다. 이것은 DSP(Digital Signal Processor)의 발달로 속도센서리스 벡터제어를 현대의 발전된 제어이론으로서 좀더 쉽게 적용할 수 있게 되었고, 유도 전동기 제어기술의 첨단 기술의 하나로 학문적으로 흥미있는 연구 분야가 되었다[17, 18].

그 한 분야로서 자속관측기를 이용한 적응동정(adaptation identification)에 의한 방법이 있다. 그러나 이 방법은 이득정수의 조정이 필요하고 이 이득을 결정하는데 어려운 점이 있다.

속도추정은 전동기모델을 기초로 행해지기 때문에 파라미터 변동, 특히 2차저항 변동으로 인한 속도와 토오크 제어의 정밀도 저하를 어떻게 보상하는가가 문제이다.

속도센서가 있는 경우 2차저항의 동정에는 MRAS(Model Reference Adaptive System)를 이용하여 속도추정을 했지만 2차저항의 변동오차는 무시할 수 없었다. 그렇기 때문에 센서리스 벡터제어에서 속도와 2차저항을 동시에 추정

하는 것은 일반적으로 어렵고, 현재 이것의 동정에 관한 연구가 진행되고 있다[19~24].

1.2 속도 센서리스의 필요성

유도 전동기에서 벡터제어는 직류 타여자 전동기에 상당하는 혹은 그 이상의 제어특성을 부여하는 것이지만 이것을 실행하려면 속도센서가 필수적이다. 원래 유도 전동기는 3상 전원으로 운전하는 정속도 전동기이지만, 가변속 운전을 할 경우에는 속도센서의 설치가 필요하다.

이 센서의 설치로 전동기 크기의 대형화, 고가격화, 신호선의 단선, 배선의 복잡, 노이즈 흡입 등 여러 가지 문제가 발생한다. 최근 전동기 벡터제어 시스템은 간소화, 범용화, V/F 제어의 고성능화, 저속 회전영역에 있어서의 안정화가 요구되고 있기 때문에 속도센서를 사용하지 않는 센서리스 벡터제어의 필요성이 점점 높아지게 되었다[25~28].

센서리스 벡터제어는 전동기의 모델식에서 얻어지는 정보를 기초로 속도를 추정하고 그 값을 사용해서 벡터제어를 행하는 것이다.

현재 많은 추정법이 있지만, 그 중에서도 유력한 방법의 하나로 MRAS를 이용한 것이 있다[29~31].

이것은 처음에는 파라미터 동정연구에 응용되어져 왔으나, 속도추정이 가능하여 속도센서 없이 제어할 수 있기 때문에 유도전동기 벡터 구동시스템에 적용할 수 있었다. 그러나 이 방법은 상태량에 기초하여 속도추정을 행하므로 이득정수의 조정이 필요하고 결정이 어려운 단점이 있다.

본 연구의 목적은 관측기 이론을 사용하여 보다 성능이 우수하고 안정성이

높은 속도 센서리스 교류전동기 구동시스템의 실현이다.

1.3 연구의 주제 및 내용

본 연구의 주제는 유도 전동기에 관측기 이론을 적용하여 속도센서 없이 자계방향형 벡터제어를 실현하는 것이다.

본 논문은 2차자속 벡터를 검출하고 위상 θ_0에서 $\gamma-\delta$ 좌표변환을 행하여 전동기 속도를 제어하는 자계방향형 벡터제어를 기본으로 하는 센서리스 벡터 구동에 관하여 나타냈다. 이 방법은 전동기 파라미터의 변동에 대해 감도가 낮고 응답이 빠른 특징이 있다.

속도추정은 이득정수의 조정이 필요한 MRAS방법을 이용하지 않고 관측기에서 얻은 상태량(2차자속)과 전류센서에서 검출한 전류 값으로 속도 추정을 행하는 새로운 알고리즘을 제안했다. 자계방향형 벡터제어 이론에 기초한 자속 관측기를 이용한 센서리스 벡터제어 시스템을 구현하였고, 제안한 속도추정법이 자계방향형 센서리스 벡터제어 시스템의 실현 가능성이 있음을 시뮬레이션을 통하여 확인했다. 그리고 시뮬레이션으로 결정한 각 이득 값을 취하고 DSP를 이용하여 유도전동기 센서리스 벡터구동을 실현하여 속도 제어성능을 확인했다.

본 논문의 내용은 다음과 같이 구성되어 있다. 제1장 서론에서는 연구배경, 센서리스 벡터제어의 필요성 및 연구의 주제를 다루었다. 제2장에서는 유도전동기 구동방식을 비교 분석하여 유도전동기 센서리스 벡터제어를 위한 기본방향에 대하여 연구 검토하였다. 제3장에서는 속도센서리스 벡터제어 방법으로 자계방향형 벡터제어 방법을 사용하였다. 이 방법은 전동기 파라미터의 변동

에 대해서 감도가 낮은 특징이 있다. 그리고 자계방향형 벡터제어를 기본으로 유도전동기 센서리스 벡터제어를 위하여 전동기를 좌표변환하여 모델링하고 이것을 기초로 제어알고리즘을 도출했으며, 새로운 자속 관측기를 이용한 속도추정 방법을 제안하였다.

제4장에서는 속도검출에 의한 자계방향 벡터제어와 속도검출 없이 자속 관측에 의한 자계방향 벡터제어로 시뮬레이션을 수행한다. 제3장에서 도출한 제어이론에 의한 속도제어 시스템을 구성한 경우 전동기가 반드시 이론대로 동작한다고 판단할 수는 없다. 여기서는 도출한 이론식에 기초하여 하드웨어, 소프트웨어를 작성하고 컴퓨터 시뮬레이션을 하여 미리 구동특성을 조사한다. 그리고 각 이득정수 등은 시뮬레이션에 의해 결정한다.

제5장의 실험은 다음 2항목으로 행하였다.

실험 1 : 자계방향형 벡터제어에 의한 구동.

실험 2 : 속도 센서리스 벡터제어에 의한 구동.

실험 1은 순시토오크 제어가 가능한지 아닌지를 속도제어를 행하여 확인하고 가관측 한 상태량에서 순시토오크의 연산을 수행하는 것이 목적이다. 실험 2는 속도센서가 없을 경우 제안한 속도추정법의 알고리즘에 의한 제어로 속도센서가 있는 경우와 똑같이 속도제어가 가능한지를 조사한다.

제6장에서는 제안한 속도 센서리스 벡터제어의 속도추정법이 전류, 자속, 전동기 모델 파라미터 등에 의해서 행해질 때 속도추정에 미치는 영향에 대하여 고찰하고 MRAS 방식의 속도추정법과 비교하여 검토하였다.

제7장에서는 자계방향 기준 벡터제어 이론에 기초하여 속도 센서리스 벡터제어 시스템을 이용한 시뮬레이션과 실험을 통하여 본 논문에서 제안한 속도추정법의 우수성과 향후 연구과제를 정리했다.

제2장 유도전동기 구동방식의 비교분석

최근 전력전자 기술의 발달과 고속 스위칭 소자의 개발에 따라 교류전동기의 가변속 제어에는 V/F제어, 슬립주파수 제어, 벡터제어 등이 실용화되어 있다.

본 장에서는 유도전동기 구동방식을 비교 분석하여 유도전동기 센서리스 벡터제어를 위한 기본방향에 대하여 연구 검토한다.

2.1 교류전동기의 V/F제어

교류전동기에서 철손을 무시한 T형 등가회로는 Fig. 2.1과 같다.

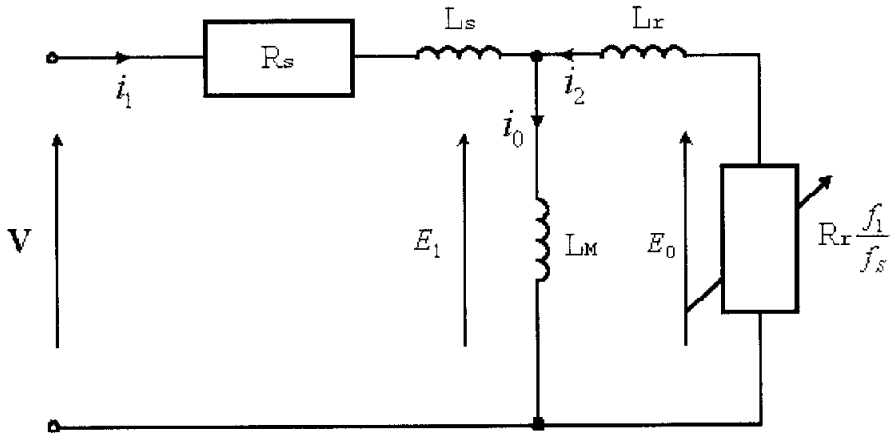


Fig. 2.1 T-type equivalent circuit of AC motor

Fig. 2.1에 기본파 성분만을 고려한 교류전동기의 2차전류 i_2 및 발생 토오크는 식(2.1), (2.2)와 같이 표현된다[32].

$$i_2 = \frac{E_0}{R_r/s} = \frac{E_0}{R_r} \times \frac{f_s}{f_1} \tag{2.1}$$

$$\begin{aligned} \tau &= K_1 {i_2}^2 \left(\frac{f_1 R_r}{f_s}\right) \times \frac{1}{f_1} \\ &= K_1 {i_2}^2 \times \frac{R_r}{f_s} = K_1 \frac{f_s}{R_r} \times \frac{{E_0}^2}{{f_1}^2} \end{aligned} \tag{2.2}$$

식(2.2)에서 E_0/f_1을 일정하게 유지시키면 발생토오크 τ는 슬립주파수 f_s에 비례하여 변화한다. 그리고 1차주파수 제어를 행할 때 식(2.2)에서 전동기의 속도 토오크 특성은 Fig. 2.2와 같다.

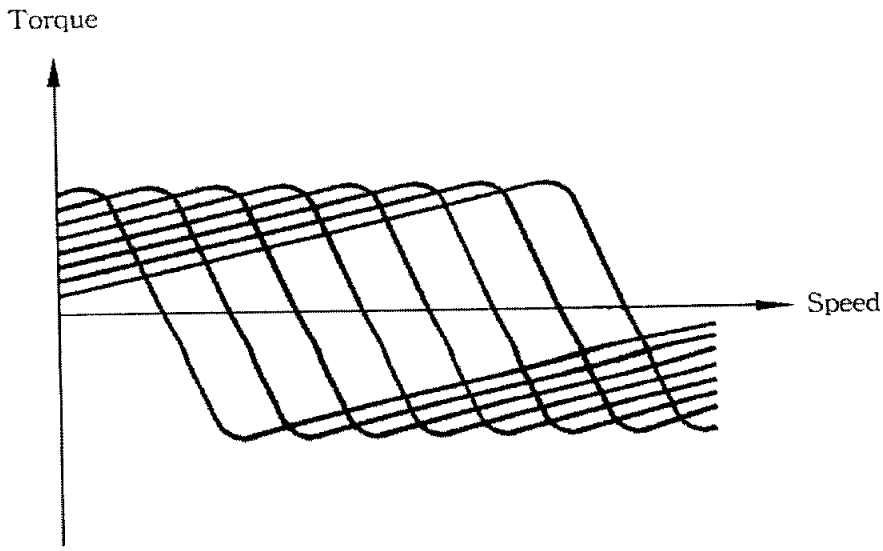


Fig. 2.2 Characteristics of speed-torque for AC motor with parameter E_0/f

따라서 E_0/f 일정 제어를 행하면 최대 토오크 τ_{max}는 속도의 변화에 관계없이 일정하게 되고 저속시에 토오크 감소가 생기지 않는다. 그러나 공극 유기전압 E_0나 1차 유기전압 E_1을 검출하기가 어려우므로 전동기의 1차 단자전압 V를 제어하는 V/f 제어(여기서 f는 1차주파수 f_1을 의미)를 행한다. V/f 일정 제어를 행하면 $R_s i_1$ 전압강하 때문에 Fig. 2.3에 표시한 것과 같이 저속시에는 토오크가 감소하는 속도-토오크 특성이 된다.

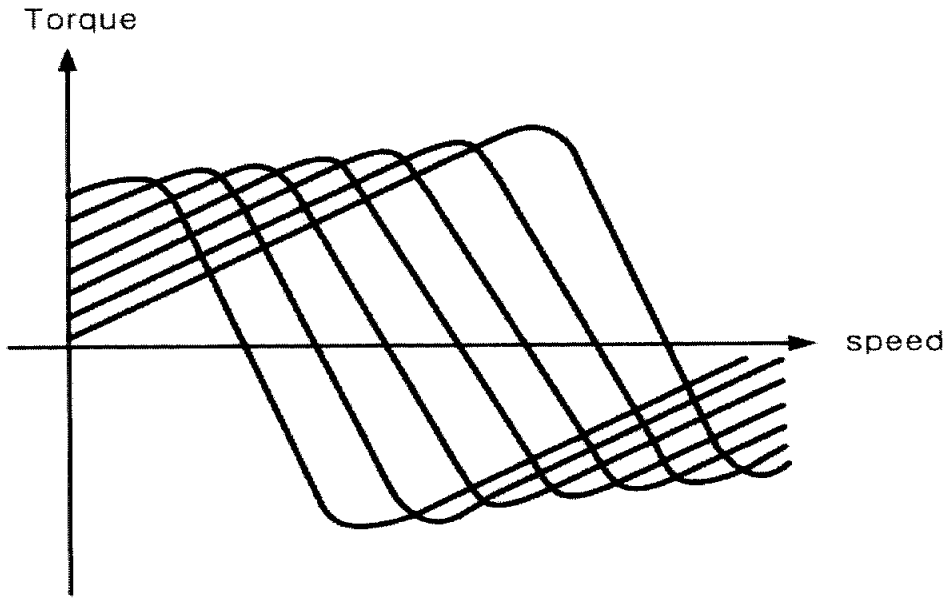


Fig. 2.3 Characteristics of speed-torque for AC motor with parameter V/f

2.2 자속 제어형 벡터제어

2.2.1 자속 피드백 제어형 벡터제어

교류전동기의 자속 피드백 제어형 벡터제어는 2차권선의 전 쇄교 자속벡터를 검출하여 피드백하고 이것을 기준으로 자속 좌표상의 토오크분 전류와 여자분 전류를 제어하는 것으로 한다. 그 때문에 자속벡터를 어떻게 검출하는지의 여부가 매우 중요하다. 자속 피드백 제어형 벡터제어에는 자속 검출형과 자속 연산형의 두 가지가 있다. Fig. 2.4는 자속피드백 제어형 벡터제어에서 자속 관측기에 의한 자속 검출형 벡터제어의 원리를 나타낸 것이다[33].

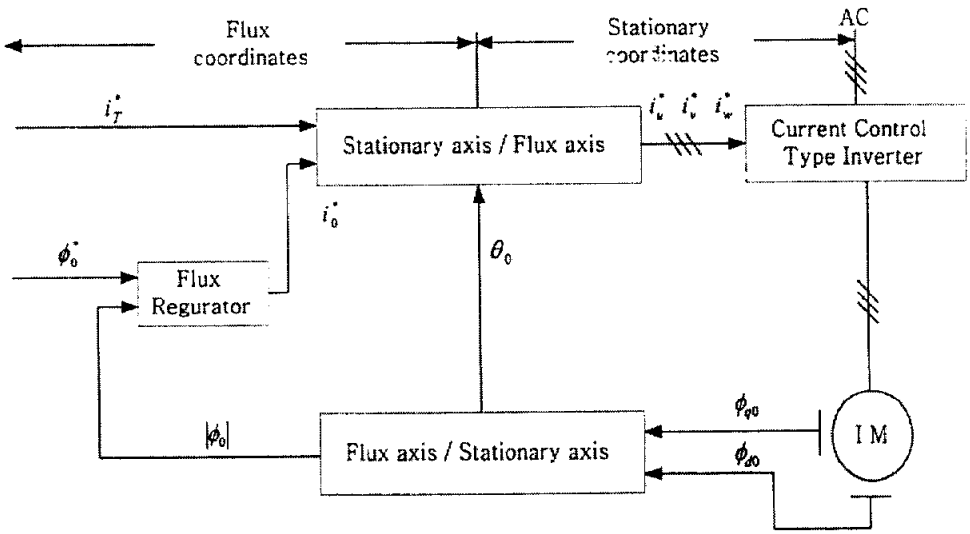


Fig. 2.4 Vector control by feed back type of flux observer

자속 검출기는 고정자 공극 중에 삽입한 홀소자를 이용하여 자속벡터의 직교성분 ϕ_{d0}, ϕ_{q0}을 직접 검출한다. ϕ_{d0}, ϕ_{q0}은 고정자 좌표계에서 관측하

고 있으므로 각주파수 ω_0로 회전하고 있는 벡터 ϕ_0이다.

이것은 진폭 $|\phi_0|$와 위상 θ_0로 분해된다. 진폭 $|\phi_0|$를 피드백하고 자속지령 ϕ_0^*와 같이 자속 제어기에 입력되어 여자분 지령전류 i_0^*가 얻어진다. 토오크분 전류지령과 자속지령(여자분 전류지령)은 자속 좌표계에서 관측된 것으로 직류량이다. 이것들은 직류전동기의 전기자전류와 주자속(계자전류)에 각각 대응된다. 이 i_T^*와 i_0^*를 성분으로 하는 자속 좌표상의 전류벡터는 자속벡터의 위상 θ_0에 의해 고정자 좌표상의 지령전류 i_u^*, i_v^*, i_w^*로 변환된다.

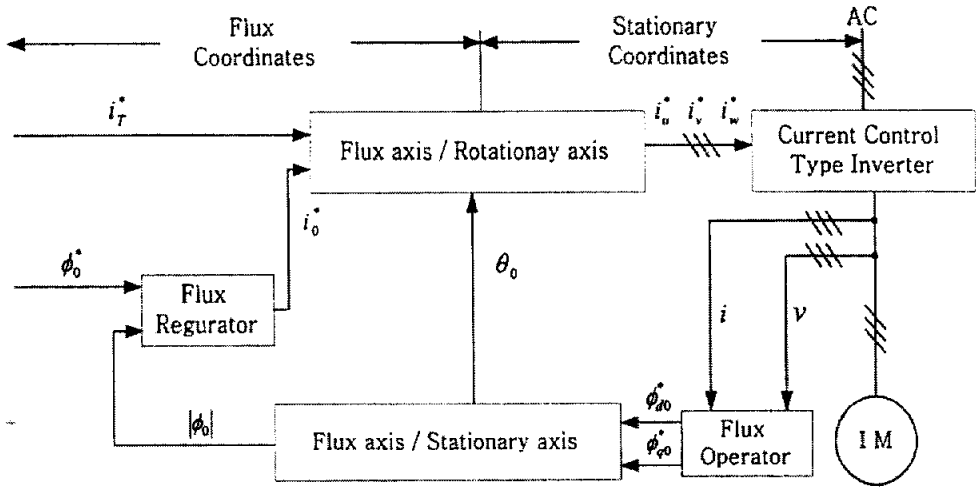


Fig. 2.5 Vector control based on flux operation type

Fig. 2.5는 자속 연산형 벡터제어의 원리를 나타낸다. 자속 연산회로에는 고정자 좌표상의 전류벡터 $\boldsymbol{i}$ 전압벡터 $\boldsymbol{v}$를 입력하고 전동기 정수를 이용하여 자속벡터 ϕ_0를 연산한다.

자속의 연산에는 전동기 단자전압을 보정하고 적분하는 방법과 전동기의 전류와 인덕턴스의 곱에서 자속을 연산하는 방법이 있다. 전자는 전동기 정수에 거의 의존하지 않기 때문에 고속운전시에는 정확한 자속연산이 가능하다. 반면에 전동기의 기동 및 저속시에는 단자전압의 적분에 오차를 수반하고 정확한 자속연산이 되지 않는 결점이 있다. 후자는 전동기의 정지시에 있어서도 자속연산이 가능하나 전동기 정수 중 특히 2차저항은 온도변화에 따라 값이 변하므로 이것을 고려할 필요가 있다. Fig. 2.4와 Fig. 2.5에서 알 수 있는 것과 같이 자속벡터를 연산에 의해 구하는 방법 외에 제어시스템의 구성은 동일하다. 그런데 V/f 제어는 자속위상에 착안하고 주파수는 개루프 제어하기 때문에 원리적으로 불안한 시스템이다. 이것에 대하여 자속피드백 제어형 벡터제어는 자속벡터의 위상을 검출하고 주파수에 있어서는 폐루우프를 구성함으로써 V/f 제어의 불안정성을 해결한 것이라 생각할 수 있다.

2.2.2 자속 피드포워드 제어형 벡터제어

Fig. 2.6은 자속 피드포워드 제어형 벡터제어의 원리를 나타낸 것이다[33].

이것은 자속벡터의 검출, 연산을 직접적으로 행하지 않고 전동기의 순시토오크가 되도록 고정자 좌표상의 1차전류를 제어한다.

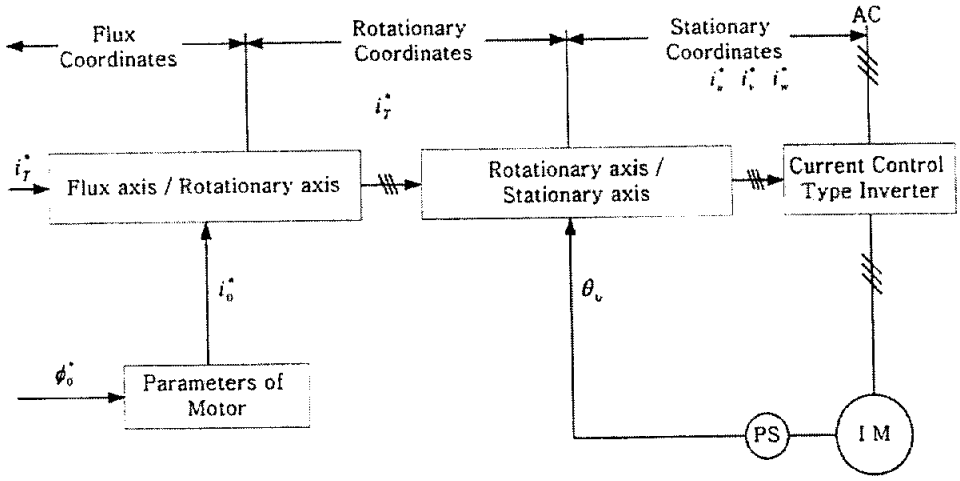


Fig. 2.6 Vector control system based on flux feed-forward type

$$\tau = \phi_0^* i_T^* \tag{2.3}$$

즉 자속지령 ϕ_0^*와 전동기 정수를 이용하여 여자분 전류지령 i_0^*와 i_T^*는 전동기 정수를 이용하여 회전자 좌표상의 전류벡터 i_0^*로 변환시키고 회전자 위치 θ_0에 의해 고정자 좌표상의 전류지령 i_u^*, i_v^*, i_w^*로 변환된다. 동기전동기에는 계자극을 d축에 대응시키기 위해 위치검출기가 이용되는데 유도전동기는 속도를 검출하여 적분하고 이것을 회전자 위상으로 이용함으로써 위상검출기가 필요 없다[34].

일반적으로 유도전동기의 자속 피드포워드 제어형 벡터제어는 슬립주파수 제어형 벡터제어라 부른다. 자속검출형 벡터제어에는 자속센서를 필요로 하므로 실용화한 예는 없고 자속 연산형 벡터제어와 자속 피드포워드 제어형 벡터제어가 실용화되어 있다. 이상과 같이 벡터제어는 순시토오크 제어가 가능함

으로 교류전동기 구동방식으로 많이 연구되고 있으며 벡터제어에는 V/f 제어에 기초한 자속 피드백 제어형 벡터제어와 슬립주파수 제어에 기초한 자속 피드백형 벡터제어가 있다. 이 두 방식에서 교류전동기의 자속 피드백형 벡터제어는 2차권선의 전 쇄교 자속벡터를 검출하여 피드백하고 이것을 기준으로 자속 좌표상의 토오크분 전류와 여자분 전류를 제어하는 것이다. 앞의 방식은 구조가 복잡하고 자속 연산에 사용되는 전동기 정수 특히 2차저항의 온도 변화분을 보상하여야 하는 결점이 있다.

2.3 자계방향형 벡터제어

전동기 토오크발생 원리는 발생하는 힘의 크기 | F | , 자속 ϕ, 전류 i 로 했을 때 다음의 관계 식(2.4)가 성립된다.

$$| F | = K \phi i \sin\theta \tag{2.4}$$

여기서, θ는 전류방향과 자속방향과 이루는 각이고 K는 상수이다.

θ가 일정하기 때문에 발생토오크는 자속과 전류의 곱에만 비례하고 특히 $\theta = 90^{\circ}$ 에 있다면 동일 자속과 전류에 대한 발생토오크는 최대가 된다. 자속검출에 의한 벡터제어는 자속벡터의 위상각 θ의 연산방법에 따라 크게 구별해서 슬립주파수형과 자계방향형으로 분류할 수 있다.

슬립주파수형은 연산 가능한 전원 각주파수를 적분해서 2차자속 벡터의 위상을 구하고 이것을 이용해서 좌표변환을 행하여 토오크를 제어한다[35].

이 방식은 비교적 실현하기 쉬운 방법이지만, 토오크 연산에 2차저항 R_r를

포함하고 있기 때문에 파라미터의 변동에 영향을 받기 쉬운 결점을 가지고 있다.

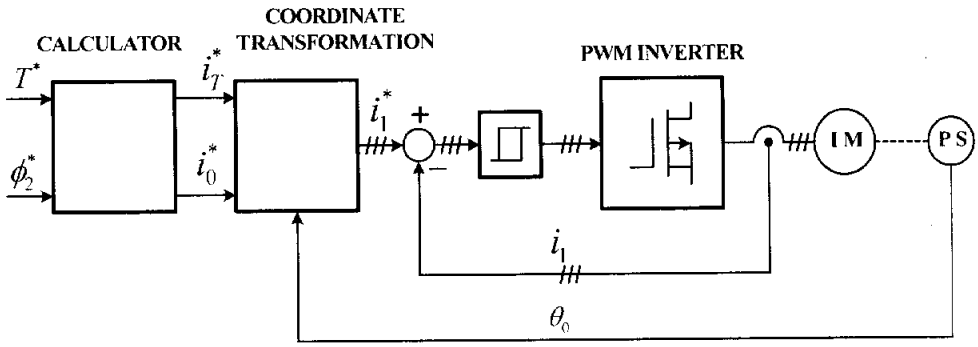


Fig. 2.7 Configuration of field orientation type vector control

Fig. 2.7은 자계방향형 벡터제어의 원리를 나타낸 그림이다.

자계방향형 벡터제어의 원리는 2차자속 벡터를 검출하고 그 위상 θ_0에서 좌표변환을 행하여 토오크 제어한다. 그리고 여자 전류성분 i_0^*와 토오크 전류성분 i_T^*이 전동기 파라미터를 이용한 계산에 의해서 2차자속지령 ϕ_2^*와 토오크 지령 T^*로부터 추정된다. 이 벡터제어를 행하기 위해서는 연산에서 펄스 엔코드에 의한 위치 검출값과 검출전류의 좌표변환 값이 필요하다. 이것의 검출과정에서 오차가 발생하면 과도상태 및 정상상태의 시스템응답에 오차가 발생되고 제어성능을 저하하는 결점이 있다. 이 방법은 자속검출의 문제만 해결하면 파라미터의 변동이 직접제어에 영향을 주지 않으므로 파라미터 변동에 대해 견실(robust)하고 우수한 특징을 갖추고 있다. 그러나 이 방법은 2차자속 ϕ_2^*가 일정하면 토오크는 직류전동기와 같이 직접 선형제어가 되므로 응답속도가 빠르다.

2.4 속도 센서리스 벡터제어

속도센서리스 백터제어 방법은 크게 구분해서 슬립주파수형과 자계방향형이 잘 알려져 있다. 슬립주파수형 벡터제어는 고성능 제어법으로서 널리 이용되고 있다. 슬립주파수형 벡터제어는 연산된 전원 각주파수를 적분하여 2차자속 벡터의 위상을 구하고 이것을 이용해서 좌표변환을 행하여 토오크를 제어하는 것으로 비교적 실현하기 쉽다.

그러나 이 방법은 전동기 운전시에 발생하는 온도에 의해 변동하는 2차저항에 대한 감도가 높고 2차저항의 설정값과 실제값이 다른 경우에는 바람직한 제어성능을 얻을 수 없다.

한편, 자계방향형 벡터제어는 2차자속 벡터를 검출하고 그 위상 θ_0에서 좌표변환을 행하며 속도 추정하여 제어한다[36~39]. 이 방법은 전동기 파라미터의 변동에 대해서 감도가 낮은 특징이 있다. 따라서 본 연구에서는 응답에 속응성이 있고 전동기 파라미터 변화에 견실성이 있는 자계방향 기준 벡터제어 방식으로 유도전동기 센서리스 벡터제어에 관하여 연구한다.

제3장 유도전동기의 벡터제어 이론

속도센서리스 벡터제어 방법은 크게 구분해서 슬립주파수형과 자계방향형이 잘 알려져 있다. 자계방향형 벡터제어는 2차자속 벡터를 검출하고 그 위상 θ_0에서 좌표변환을 행하여 제어한다. 이 방법은 전동기 파라미터의 변동에 대해서 감도가 낮은 특징이 있다. 본 장에서는 유도전동기 벡터제어 이론에 대하여 검토한다. 그리고 자계방향형 벡터제어를 기본으로 유도전동기 센서리스 벡터제어를 위하여 전동기를 좌표변환하여 모델링 한 후 제어알고리즘을 도출한다.

또한 자속관측기를 이용한 새로운 속도추정법을 제안한다.

3.1 유도전동기의 회로방정식과 좌표계

유도전동기는 3상교류를 사용해 구동한다. 이 때 성립하는 등가회로 방정식은 식(3.1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{pmatrix} v_{us} \\ v_{vs} \\ v_{us} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{vmatrix} R_s + pL_s & -p\frac{M}{2} & -p\frac{M}{2} \\ -p\frac{M}{2} & R_s + pL_s & -p\frac{M}{2} \\ -p\frac{M}{2} & -p\frac{M}{2} & R_s + pL_s \\ pM\cos\theta_r & pM\cos(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) & pM\cos(\theta_r + \frac{2}{3}\pi) \\ pM\cos(\theta_r + \frac{2}{3}\pi) & pM\cos\theta_r & pM\cos(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) \\ pM\cos(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) & pM\cos(\theta_r + \frac{2}{3}\pi) & pM\cos\theta_r \end{vmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} pM\cos\theta_r & pM\cos(\theta_r+\frac{2}{3}\pi) & pM\cos(\theta_r-\frac{2}{3}\pi) \\ pM\cos(\theta_r-\frac{2}{3}\pi) & pM\cos\theta_r & pM\cos(\theta_r+\frac{2}{3}\pi) \\ pM\cos(\theta_r+\frac{2}{3}\pi) & pM\cos(\theta_r-\frac{2}{3}\pi) & pM\cos\theta_r \\ R_r+pL_r & -p\frac{M}{2} & -p\frac{M}{2} \\ -p\frac{M}{2} & R_r+pL_r & -p\frac{M}{2} \\ -p\frac{M}{2} & -p\frac{M}{2} & R_r+pL_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{us} \\ i_{vs} \\ i_{ws} \\ i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{pmatrix} \quad (3.1)$$

단, $(v_{us} \quad v_{vs} \quad v_{ws})^T$: 고정자 좌표상의 u상, v상, w상의 1차전압

$(i_{us} \quad i_{vs} \quad i_{ws})^T$: 고정자 좌표상의 u상, v상, w상의 1차전류

$(i_{ar} \quad i_{br} \quad i_{cr})^T$: 회전자 좌표상의 a상, b상, c상의 2차전류

다음은 전동기 상수기호이다.

R_s : 1차 권선저항, L_s : 1차 권선의 자기인덕턴스

R_r : 2차 권선저항, L_r : 2차 권선의 자기인덕턴스

M : 1, 2차권선의 상호인덕턴스

θ_r : u상과 a상의 위상차각 p : ($= \frac{d}{dt}$) 미분연산자

유도전동기의 해석은 전압과 전류를 3상교류로 나타낸 것보다 2상교류로 나타내는 것이 간단하다. 식(3.2), (3.3) 및 (3.4)는 전압과 전류를 3상 좌표계에서 2상 좌표계로 변환하는 관계를 나타낸다.

$$\begin{pmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{us} \\ v_{vs} \\ v_{ws} \end{pmatrix} \tag{3.2}$$

$$\begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{us} \\ i_{vs} \\ i_{ws} \end{pmatrix} \tag{3.3}$$

$$\begin{pmatrix} i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{pmatrix} \tag{3.4}$$

여기서, $(v_{ds} \quad v_{qs})^T$: 고정자 좌표상의 d축, q축 1차전압

$(i_{ds} \quad i_{qs})^T$: 고정자 좌표상의 d축, q축 1차전류

$(i_{\alpha r} \quad i_{\beta r})^T$: 회전자 좌표상의 α축, β축 2차전류

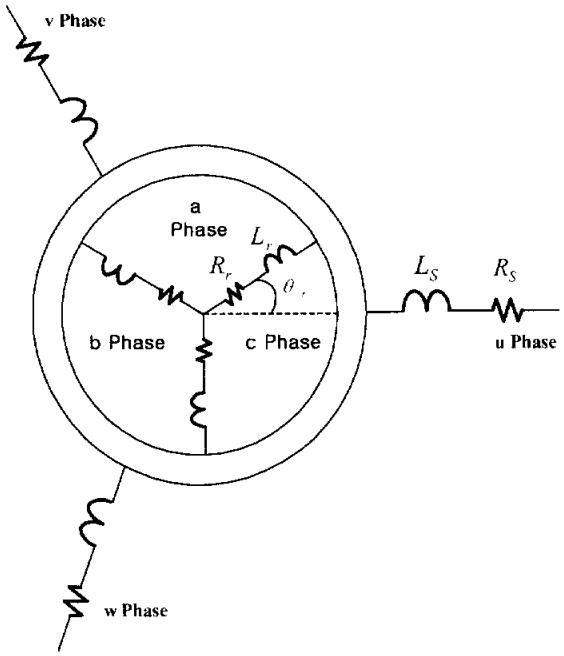


Fig. 3.1 Equivalent circuit for three phase induction motor

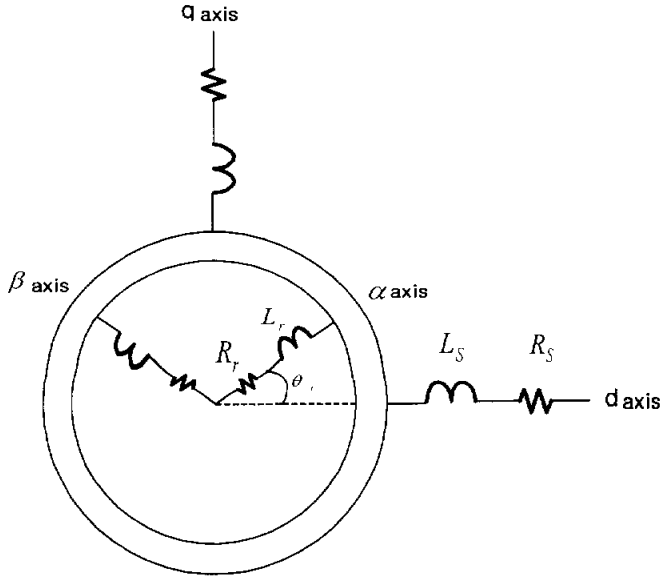


Fig. 3.2 Equivalent circuit for two phase induction motor

여기에 사용한 2상 좌표계는 Fig. 3.1 및 Fig. 3.2와 같이 고정자의 u상 권선을 d축, d축 대해서 $\pi/2$ 앞선 위상에 q축을 취한 직교좌표이다.

마찬가지로 생각하여 회전자의 a상 권선을 α축, α축에 대해 $\pi/2$ 앞선 위상에 β축을 취한 직교좌표이다. 2차전류는 1차전류에 의해 생성된 회전자계의 전자유도에 의해 발생한다. 1차전류의 각주파수를 ω_0라고 하면 이것은 전원 각주파수가 된다. 이때 회전자에 흐르는 2차전류의 각주파수 ω_s는 회전자가 각주파수 ω_r로 회전하고 있다고 하면 식(3.5)가 된다.

$$\omega_s = \omega_0 - \omega_r \tag{3.5}$$

결국, ω_s는 슬립 각주파수가 된다. 그러나 이 2차전류의 각주파수를 고정자 좌표상에서 보면 회전자의 회전 각주파수가 더해져 식(3.6)이 된다.

$$\omega_0 = \omega_s + \omega_r \tag{3.6}$$

이것은 전원 각주파수에 일치한다. 이와 같이 회전자 좌표계를 고정자 좌표계로 변환하면 1차전류와 2차전류는 동일 각주파수가 되므로 해석이 간단하게 된다. 식(3.7)은 이 변환식을 나타낸다.

$$\begin{pmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos\theta_r & -\sin\theta_r \\ \sin\theta_r & \cos\theta_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{pmatrix} \tag{3.7}$$

여기서, $(i_{dr} \ i_{qr})^T$는 고정자 좌표상의 d축, q축 2차전류이고 θ_r는 d축과 α축의 위상각으로 식(3.8)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\theta_r = \int \omega_r dt \tag{3.8}$$

식(3.7)은 식(3.4)를 이용하면 식(3.9)와 같이 표현된다.

$$\begin{pmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos\theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) \\ \sin\theta_r & \sin(\theta_r + \frac{2}{3}\pi) & \sin(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{pmatrix} \tag{3.9}$$

회전좌표계를 직교한 고정좌표계로 변환하는 것을 d-q변환이라 하고 이 직교 고정좌표를 d-q 좌표계라 한다.

3.1.1 d-q 좌표계에 의한 표현

유도전동기의 d-q 고정자 좌표상의 회로방정식은 식(3.10)과 같다.

$$\begin{pmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s + pL_s & 0 & pM & 0 \\ 0 & R_s + pL_s & 0 & pM \\ pM & \omega_r M & R_r + pL_r & \omega_r L_r \\ -\omega_r M & pM & -\omega_r L_r & R_r + pL_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{pmatrix} \tag{3.10}$$

이것을 1차전류 $\begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{pmatrix}$과 2차자속 $\begin{pmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{pmatrix}$을 상태변수로 하는 상태방정식으로 변형하면 식(3.11)과 같다.

$$p\begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{\sigma L_s} - \frac{R_r(1-\sigma)}{\sigma L_r} & 0 & \frac{MR_r}{\sigma L_s L_r^2} & \frac{\omega_r M}{\sigma L_s L_r} \\ 0 & -\frac{R_s}{\sigma L_s} - \frac{R_r(1-\sigma)}{\sigma L_r} & -\frac{\omega_r M}{\sigma L_s L_r} & \frac{MR_r}{\sigma L_s L_r^2} \\ \frac{MR_r}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{MR_r}{L_r} & \omega_r & -\frac{R_r}{L_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{pmatrix} + \frac{1}{\sigma L_s}\begin{pmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (3.11)$$

여기서, $(\phi_{dr} \quad \phi_{qr})^T$: 고정자 좌표상의 d축, q축의 2차자속

σ : $(=1-\frac{M^2}{L_s L_r})$ 누설계수

3.1.2 $\gamma-\delta$ 좌표계에 의한 표현

d-q좌표계의 전압과 전류는 교류량이고 각주파수는 전원 각주파수 ω_0이다. 그리고 합성벡터도 ω_0로 회전한다. 이 전압 전류를 직류량으로 표현하려면 ω_0로 회전하는 회전좌표계로 나타내는 것이 편리하다. 2차자속벡터 $\begin{pmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{pmatrix}$이 ω_0로 회전하고 있다 하고, 식(3.10)을 2차자속 벡터를 기준축으로 하는 회전자계 좌표계로 변환한다. Fig. 3.3과 같이 2차자속 벡터의 방향에 γ축, γ축에 대해 $\pi/2$ 앞선 위상에 δ축을 취한다.

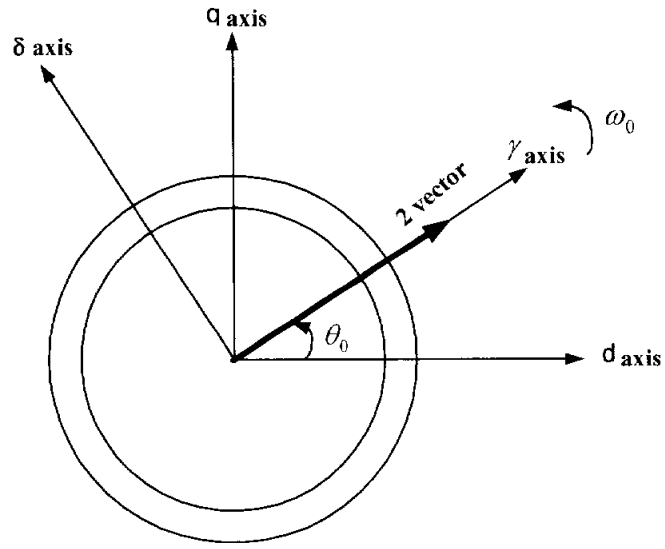


Fig. 3.3 Relation of d-q and $\gamma-\delta$ coordinate axis

Fig. 3.3에서 θ_0는 d축과 γ축과의 위상각으로 식(3.12)와 같이 표현된다.

$$\theta_0 = \int \omega_0 dt \tag{3.12}$$

유도 전동기의 $\gamma-\delta$좌표상의 회로방정식은 식(3.13)과 같이 표현된다.

$$\begin{pmatrix} v_{\gamma s} \\ v_{\delta s} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s + pL_s & -\omega_0 L_s & pM & -\omega_0 M \\ \omega_0 L_s & R_s + pL_s & \omega_0 M & pM \\ pM & -(\omega_0-\omega_r)M & R_r + pL_r & -(\omega_0-\omega_r)L_r \\ (\omega_0-\omega_r)M & pM & (\omega_0-\omega_r)L_r & R_r + pL_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{\gamma s} \\ i_{\delta s} \\ i_{\gamma r} \\ i_{\delta r} \end{pmatrix} \tag{3.13}$$

여기서, $(\ v_{\gamma s}\ \ v_{\delta s})^T$: γ축, δ축 회전 좌표계상의 1차전압

$(\ i_{\gamma s}\ \ i_{\delta s})^T$: γ축, δ축 회전 좌표계상의 1차전류

$(\ i_{\gamma r}\ \ i_{\delta r})^T$: γ축, δ축 회전 좌표계상의 2차전류

식(3.13)을 1차전류$\begin{pmatrix} i_{\gamma s} \\ i_{\delta s} \end{pmatrix}$와 2차자속$\begin{pmatrix} \phi_{\gamma r} \\ \phi_{\delta r} \end{pmatrix}$을 상태변수로 하는 상태방정식으로 변형하면 식(3.14)와 같다.

$$p\begin{pmatrix} i_{\gamma s} \\ i_{\delta s} \\ \phi_{\gamma r} \\ \phi_{\delta r} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{\sigma L_s}-\frac{R_r(1-\sigma)}{\sigma L_r} & \omega_0 & \frac{MR_r}{\sigma L_s L_r^2} & \frac{\omega_r M}{\sigma L_s L_r} \\ -\omega_0 & -\frac{R_s}{\sigma L_s}-\frac{R_r(1-\sigma)}{\sigma L_r} & -\frac{\omega_r M}{\sigma L_s L_r} & \frac{MR_r}{\sigma L_s L_r^2} \\ \frac{MR_r}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & \omega_0-\omega_r \\ 0 & \frac{MR_r}{L_r} & -(\omega_0-\omega_r) & -\frac{R_r}{L_r} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} i_{\gamma s} \\ i_{\delta s} \\ \phi_{\gamma r} \\ \phi_{\delta r} \end{pmatrix} - \frac{1}{\sigma L_s}\begin{pmatrix} v_{\gamma s} \\ v_{\delta s} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \tag{3.14}$$

여기서, $(\ \phi_{\gamma r}\ \ \phi_{\delta r})^T$: γ축, δ축 회전 좌표계상의 2차자속

이때, 2차자속벡터는 γ축과 일치하고 있으므로 2차자속벡터의 δ축 성분 $\phi_{\delta r}$은 0이다. 따라서 식(3.14)는 (3.15), (3.16)식으로 된다.

$$p\begin{pmatrix} i_{\gamma s} \\ i_{\delta s} \\ \phi_{\gamma r} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{\sigma L_s}-\frac{R_r(1-\sigma)}{\sigma L_r} & \omega_0 & \frac{MR_r}{\sigma L_s L_r^2} \\ -\omega_0 & -\frac{R_s}{\sigma L_s}-\frac{R_r(1-\sigma)}{\sigma L_r} & -\frac{\omega_r M}{\sigma L_s L_r} \\ \frac{MR_r}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{\gamma s} \\ i_{\delta s} \\ \phi_{\gamma r} \end{pmatrix} + \frac{1}{\sigma L_s}\begin{pmatrix} v_{\gamma s} \\ v_{\delta s} \\ 0 \end{pmatrix} \tag{3.15}$$

$$\omega_0 = \omega_r + \frac{MR_r}{\phi_{\gamma r} L_r} i_{\delta s} \tag{3.16}$$

3.2 유도전동기의 벡터제어

3.2.1 벡터제어의 원리

전동기의 토오크발생 원리는 발생하는 힘의크기 $|F|$, 자속 ϕ, 전류 i 로 했을 때 식(3.17)과 같이 표현된다.

$$|F| = K\phi i \sin\theta \tag{3.17}$$

여기서, θ 는 전류방향과 자속방향과의 이루는 각이며 K는 상수이다.

θ가 일정하기 때문에 발생 토오크는 자속과 전류의 곱에 비례하고 특히 $\theta = 90^\circ$ 라면 동일 자속과 전류에 대한 발생토오크는 최대가 된다.

직류전동기에 있어서는 $\theta = 90^\circ$ 가 브러쉬와 정류자에 의해 기계적으로 고정되어 있기 때문에 자속을 일정하게 유지하며 발생토오크는 전기자 전류에만 비례한다. 이것 때문에 토오크의 조정은 매우 용이하게 행할 수 있다.

한편, 교류전동기에 있어서는 직류전동기처럼 브러쉬나 정류자가 없기 때문에 자속과 전류의 각도 θ를 기계적으로 고정하는 것은 불가능하며, θ를 고정하기 위해서는 전기적으로 전류와 자속의 크기 방향을 조정할 필요가 있다.

교류전동기의 경우는 계자전류와 전기자전류를 여자분 전류와 토오크분 전류에 대응시키는 것이 가능하다. 벡터제어는 교류전동기에 흐르는 1차전류의 벡터를 회전자계 좌표계에 있어서 자속전류(여자분 전류)벡터와 토오크전류(토오크분 전류)로 분해하고 독립적으로 순시토오크를 제어하는 것이다.

이때 자속 ϕ 의 크기와 방향(자속방향)을 검출하고 자속의 크기가 일정하게 되도록 자속전류를 조정함과 동시에 필요한 토오크에 비례하는 토오크전류를 자속과 $\theta = 90^{\circ}$ 되는 방향으로 흐르게 할 필요가 있다.

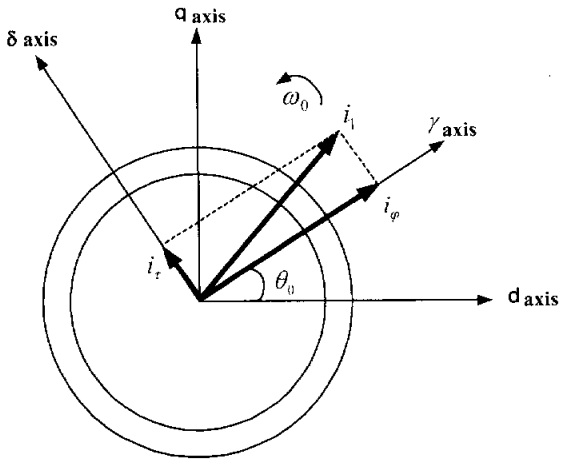


Fig. 3.4 Principle of vector control

이것은 1차전류 벡터에 의해 제어할 수 있다. 실제 제어에는 자속전류벡터와 토오크전류 벡터의 합을 1차전류로 하고 교류전동기에 흐르게 하므로써 발생토오크를 제어할 수 있다.

3.2.2 벡터제어

벡터제어는 크게 슬립주파수형과 자계방향형으로 분류할 수 있다. 슬립 주파수형은 식(3.16)에서 연산 가능한 전원 각주파수를 적분해서 2차자속 벡터의 위상을 구하고 이것을 이용해서 좌표변환을 행하여 토오크를 제어한다. 이 방식은 비교적 실현하기 쉬운 방법이지만, 식(3.16)의 우변 제2항의 계수로부

터 알 수 있듯이 2차저항 R_r를 포함하고 있기 때문에 파라미터의 변동에 영향을 받기 쉬운 결점을 가지고 있다.

한편, 자계방향형 벡터제어는 2차자속 벡터를 검출하고 그 위상 θ_0에서 좌표변환을 행하여 토오크를 제어한다. 이 방법은 자속 검출의 문제만 해결하면 파라미터의 변동이 직접 제어에 영향을 주지 않으므로 파라미터 변동에 대해 견실하고 우수한 특징을 가지고 있다.

본 연구에서는 자계방향형 벡터제어를 채용하고 직접 검출 곤란한 2차자속을 관측기 이론을 이용해 추정한다.

3.2.3 2차자속 관측기

식(3.11)의 상태방정식을 1차전류 $\boldsymbol{i}_s$, 2차자속 $\boldsymbol{\phi}_r$ 벡터를 이용해 다시 나타내면 식(3.18)과 같다.

$$p\begin{pmatrix}\boldsymbol{i}_s\\ \boldsymbol{\phi}_r\end{pmatrix} = \begin{pmatrix}\boldsymbol{A}_{11} & \boldsymbol{A}_{12}\\ \boldsymbol{A}_{21} & \boldsymbol{A}_{22}\end{pmatrix}\begin{pmatrix}\boldsymbol{i}_s\\ \boldsymbol{\phi}_r\end{pmatrix}+\begin{pmatrix}\boldsymbol{B}_1\\ 0\end{pmatrix}\boldsymbol{v}_s \tag{3.18}$$

단, $\boldsymbol{i}_s=\begin{pmatrix}i_{ds}\\ i_{qs}\end{pmatrix}$, $\boldsymbol{\phi}_r=\begin{pmatrix}\phi_{dr}\\ \phi_{qr}\end{pmatrix}$, $\boldsymbol{v}_s=\begin{pmatrix}v_{ds}\\ v_{qs}\end{pmatrix}$

$$\boldsymbol{A}_{11} = a_{r11}\boldsymbol{I}, \quad \boldsymbol{A}_{12} = a_{r12}\boldsymbol{I}+a_{i12}\boldsymbol{J}, \quad \boldsymbol{B}_1 = b_1\boldsymbol{I}$$

$$\boldsymbol{A}_{21} = a_{r21}\boldsymbol{I}, \quad \boldsymbol{A}_{22} = a_{r22}\boldsymbol{I}+a_{i22}\boldsymbol{J}$$

$$\boldsymbol{I} = \begin{pmatrix}1 & 0\\ 0 & 1\end{pmatrix}, \quad \boldsymbol{J} = \begin{pmatrix}0 & -1\\ 1 & 0\end{pmatrix}$$

$$a_{r11} = -\frac{R_s}{\sigma L_s} - \frac{1-\sigma}{\sigma \tau_r}, \quad a_{r12} = -\frac{1}{\rho \tau_r}, \quad a_{i12} = \frac{\omega_r}{\rho}, \quad b_1 = \frac{1}{\sigma L_s}$$

$$a_{r21} = \frac{M}{\tau_r}, \quad a_{r22} = -\frac{1}{\tau_r}, \quad a_{i22} = \omega_r, \quad \rho = \frac{\sigma L_s L_r}{M}$$

τ_r : ($= \frac{L_r}{R_r}$) 2차시정수

식(3.18)에서 유도전동기를 전압으로 제어할 때 구동전압 $\boldsymbol{v}_s$는 전압지령 $\boldsymbol{v}_s^*$로 전환한다. 결국 식(3.19)에서 2차자속을 추정할 수 있다.

$$p \begin{pmatrix} \hat{\boldsymbol{i}}_s \\ \hat{\boldsymbol{\phi}}_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \boldsymbol{A}_{11} & \boldsymbol{A}_{12} \\ \boldsymbol{A}_{21} & \boldsymbol{A}_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{\boldsymbol{i}}_s \\ \hat{\boldsymbol{\phi}}_r \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \boldsymbol{B}_1 \\ \boldsymbol{0} \end{pmatrix} \boldsymbol{v}_s^* \tag{3.19}$$

그러나, 식(3.19)는 개루프이기 때문에 1차전류에 추정오차가 발생하면 정확히 2차자속의 추정치를 얻을 수 없다. 따라서 식(3.19)에 전류 추정오차에 의한 피드백 보상을 하여 식(3.20)와 같이 2차자속 추정을 위한 동일차원 관측기로 구성한다.

$$p \begin{pmatrix} \hat{\boldsymbol{i}}_s \\ \hat{\boldsymbol{\phi}}_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \boldsymbol{A}_{11} & \boldsymbol{A}_{12} \\ \boldsymbol{A}_{21} & \boldsymbol{A}_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{\boldsymbol{i}}_s \\ \hat{\boldsymbol{\phi}}_r \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \boldsymbol{B}_1 \\ \boldsymbol{0} \end{pmatrix} \boldsymbol{v}_s^* + \begin{pmatrix} \boldsymbol{G}_1 \\ \boldsymbol{G}_2 \end{pmatrix} (\hat{\boldsymbol{i}}_s - \boldsymbol{i}_s) \tag{3.20}$$

여기서, $(\boldsymbol{G}_1 \quad \boldsymbol{G}_2)^T$: 관측기 이득

정상상태에서는 $\hat{\boldsymbol{i}}_s - \boldsymbol{i}_s = 0$이 되므로, 모델은 완전히 유도전동기의 운동을 나타내는 것이 된다. 모델 내의 2차자속은 유도 전동기의 2차자속의 추

정치가 된다. 모델 내의 적분기에 초기치 오차나 트립(trip) 오차가 있어도 시스템 모델이 안정하다면 그 오차는 0(영)으로 수렴된다.

또 관측기 극의 이득 $(G_1\ G_2)^T$을 조정하여 유도전동기의 회전속도 ω_r에 대응하여 이동하도록 극배치하면 회전속도에 의존하지 않고 추정치를 빨리 수렴시킬 수 있다. 이 경우, 관측기 이득은 ω_r의 함수이며 각각 아래와 같다.

$$G_1 = g_1 I + g_2 J \qquad G_2 = g_3 I + g_4 J$$

단, $g_1=(k-1)(\alpha_{r11}+\alpha_{r22})$, $\quad g_2=(k-1)\alpha_{i22}$

$g_3=(k^2-1)(\alpha_{r21}-\rho\alpha_{r11})+\rho g_1$, $\quad g_4=\rho g_2$

이와 같이 관측기 이득을 취하면, 관측기 극의 실수부는 유도전동기 고유극 실수부의 k배가 되고 추정치의 수렴은 보다 정확하고 빠르게 된다. 이 관측기에 의해 2차자속 벡터의 크기와 위상을 알면 식(3.21), (3.22)에 의해 d-q 좌표계와 $\gamma-\delta$좌표계 사이에 성립하는 변환행렬의 각 요소가 결정된다.

$$|\hat{\phi}_r|=\sqrt{\hat{\phi}_{dr}^{\,2}+\hat{\phi}_{qr}^{\,2}} \tag{3.21}$$

$$\cos\hat{\theta}_0=\frac{\hat{\phi}_{dr}}{\sqrt{\hat{\phi}_{dr}^{\,2}+\hat{\phi}_{qr}^{\,2}}}, \quad \sin\hat{\theta}_0=\frac{\hat{\phi}_{qr}}{\sqrt{\hat{\phi}_{dr}^{\,2}+\hat{\phi}_{qr}^{\,2}}} \tag{3.22}$$

식(3.21), (3.22)를 사용하여 직류량과 교류량의 변환을 행한다.

3.3 비간섭화 제어

식(3.15)에서 $i_{\gamma s}$을 $v_{\gamma s}$로, $i_{\delta s}$을 $v_{\delta s}$로 제어하는 경우 γ 축과 δ축 사이에 간섭이 있기 때문에 단순히 전류를 피드백 제어하는 것만으로는 간섭성분이 외란으로 되어 제어성능을 약화시킨다. 여기서는 외란으로 된 간섭성분을 추정하여 그것을 제거하도록 하는 비간섭화 제어를 한다. 이 간섭성분은 전동기 정수를 알면 전류를 검출함으로써 추정할 수 있는 양이므로 그것을 추정해 그에 대응한 전압을 더 보상 해주면 된다.

3.3.1 γ축 1차 전류와 γ축 2차자속 크기의 비간섭 제어

식(3.15)에서 δ축에서 γ축으로 간섭은 계수행렬 1행 2열 요소에서 볼 수 있다. 여기서, $\phi_{\gamma r}$을 비간섭화 제어하기 위해 그 간섭성분을 피드백 보상하여 $v_{\gamma s}$를 식(3.23)과 같이 주기로 한다.

$$v_{\gamma s} = v'_{\gamma s} - \omega_0 \sigma L_s i_{\delta s} \tag{3.23}$$

$v'_{\gamma s}$: γ 축 1차 전압의 비간섭 성분

식(3.23)은 식(3.15)에 대입하면 식(3.24)가 얻어지며, 이 식은 δ축상의 상태변수의 간섭을 받지 않는다.

$$p\begin{pmatrix} i_{\gamma s} \\ \phi_{\gamma r} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{\sigma L_s} - \frac{R_r(1-\sigma)}{\sigma L_r} & \frac{MR_r}{\sigma L_s L_r^2} \\ \frac{MR_r}{L_r} & -\frac{R_r}{L_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{\gamma s} \\ \phi_{\gamma r} \end{pmatrix} + \frac{1}{\sigma L_s} \begin{pmatrix} v_{\gamma s}' \\ 0 \end{pmatrix} \tag{3.24}$$

식(3.24)는 선형 상계수 상태방정식이고 $i_{\gamma s}$ 및 $\phi_{\gamma r}$은 $v_{\gamma s}'$로 제어할 수 있다. 결국, γ축 2차자속 $\phi_{\gamma r}$을 식(3.23)의 우변 제2항 $\omega_0 \sigma L_s i_{\delta s}$을 피드백 보상하는것에 의해 $v_{\gamma s}'$로 비간섭화 제어할 수 있다. 여기서, $\phi_{\delta r} = 0$ 이므로 $\sigma L_s i_{\delta s}$은 식(3.25)처럼 변경할 수 있고, δ축 1차자속 $\phi_{\delta s}$가 됨을 알수 있다.

$$\begin{aligned} \sigma L_s i_{\delta s} &= L_s i_{\delta s} - \frac{M^2}{L_r} i_{\delta s} \\ &= L_s i_{\delta s} + M i_{\delta r} \quad (\therefore \phi_{\delta r} = L_r i_{\delta r} + M i_{\delta s} = 0) \\ &= \phi_{\delta s} \end{aligned} \tag{3.25}$$

따라서, δ축에서 γ축으로의 간섭성분은 δ축 1차자속에 의한 $\gamma-\delta$축 속도기전력 $w_0 \phi_{\delta s}$ 이다.

3.3.2 δ축 1차전류 크기의 비간섭제어

식(3.15)의 2행은 식(3.16)의 관계를 사용하여 ω_r을 소거하면, γ축 1차자속 $\phi_{\gamma s}$을 이용해 식(3.26)식이 된다.

$$p i_{\delta s} = -\frac{R_s}{\sigma L_s} i_{\delta s} - \frac{\omega_o \phi_{\gamma s}}{\sigma L_s} + \frac{v_{\delta s}}{\sigma L_s} \tag{3.26}$$

따라서, γ축에서 δ축으로의 간섭성분은 γ축 1차자속에 의한 $\gamma-\delta$축 속도기전력 $\omega_0\phi_{\gamma s}$이다. $i_{\delta s}$을 비간섭화 제어하기 위해서는 간섭성분 $\omega_0\phi_{\gamma s}$을 피드백 보상하고, $v_{\delta s}$는 식(3.27)과 같이 된다.

$$v_{\delta s} = v_{\delta s}' + \omega_0\phi_{\gamma s} \tag{3.27}$$

$v_{\delta s}'$: δ 축 1차전압의 비간섭분

$\phi_{\gamma s}$은 식(3.28)로 되므로 $i_{\gamma s}$과 $\phi_{\gamma r}$을 알 수 있으면 연산으로 구해진다.

$$\begin{aligned}\phi_{\gamma s} &= L_s i_{\gamma s} + M i_{\gamma r} \\ &= \sigma L_s i_{\gamma s} + \frac{M}{L_\gamma}\phi_{\gamma r} \\ (\therefore \phi_{\gamma r} &= L_r i_{\gamma s} + M i_{\gamma s})\end{aligned} \tag{3.28}$$

식(3.27)을 식(3.26)에 대입하면 식(3.29)가 된다.

$$p i_{\delta s} = -\frac{R_s}{\sigma L_s} i_{\delta s} + \frac{v_{\delta s}}{\sigma L_s} \tag{3.29}$$

결국, $i_{\gamma s}$ 은 $v_{\delta s}'$ 만으로 제어 가능한 것임을 알 수 있다.

3.3.3 좌표변환

식(3.23)과 식(3.28)을 이용한 회전자계 좌표상의 1차전류 $\begin{pmatrix} i_{\gamma s} \\ i_{\delta s} \end{pmatrix}$는 검출한 고정자 좌표상의 1차전류 $\begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{pmatrix}$에서 식(3.30)로 변환하여 구한다.

$$\begin{pmatrix} i_{\gamma s} \\ i_{\delta s} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos\hat{\theta}_o & \sin\hat{\theta}_o \\ -\sin\hat{\theta}_o & \cos\hat{\theta}_o \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{pmatrix} \tag{3.30}$$

비간섭화 제어에 의해 구해지는 1차전압 $\begin{pmatrix} v_{\gamma s} \\ v_{\delta s} \end{pmatrix}$를 인버터에 출력하거나 관측기에 입력하는 경우에도 회전자계 좌표상에서 고정자 좌표상으로의 변환을 하지 않으면 안 된다. 이 변환은 식(3.31)으로 주어진다.

$$\begin{pmatrix} v_{ds}^{*} \\ v_{qs}^{*} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos\hat{\theta}_o & -\sin\hat{\theta}_o \\ \sin\hat{\theta}_o & \cos\hat{\theta}_o \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{\gamma s} \\ v_{\delta s} \end{pmatrix} \tag{3.31}$$

식(3.31)을 전압지령으로 하여 인버터에 출력하려면 다시 2상 좌표상에서 3상 좌표상으로 변환할 필요가 있으며 이것은 식(3.32)로 주어진다.

$$\begin{pmatrix} v_{us}^{*} \\ v_{vs}^{*} \\ v_{ws}^{*} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{ds}^{*} \\ v_{qs}^{*} \end{pmatrix} \tag{3.32}$$

3.4 전류제어기 설계

전류제어기의 관점에서 전동기의 동작을 살펴보면 전동기 단자에 입력되는 전압을 제어함으로써 전동기의 전류를 제어할 수 있다는 결론을 얻을 수 있다. 따라서 일반적인 전류제어 알고리즘은 Fig. 3.5(a)와 같이 단자전류를 피드백 하고 이를 전류명령과 비교한 후 이를 근거로 한 전압을 전동기에 인가하도록 구성하고 있다. 이때, Fig. 3.5(a)에서 $G_c(s)$는 전압명령과 실제 전류의 차이로부터 전압을 생성하는 제어기의 역할을 수행하게 된다.

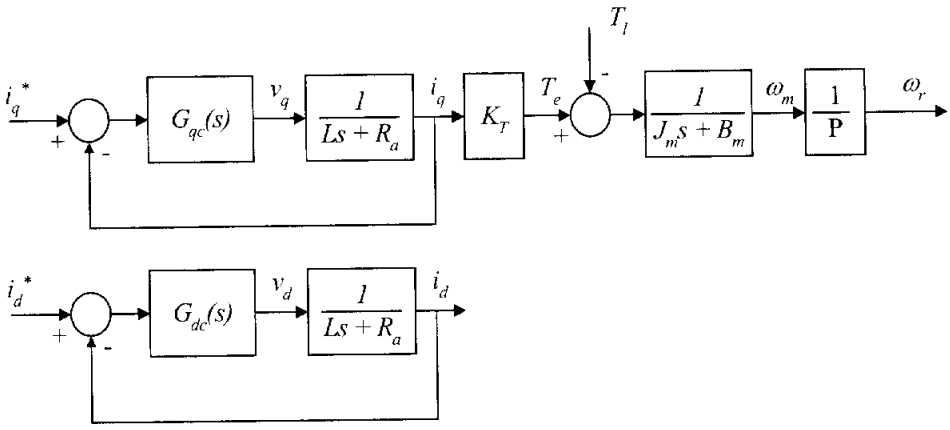
일반적으로 이 제어기는 다음과 같이 전류오차에 비례하여 전압출력을 생성하는 항과 전류오차의 적분으로부터 전압을 생성하는 항으로 구성된다.

$$G(s) = K_p + K_i \frac{1}{s} \tag{3.33}$$

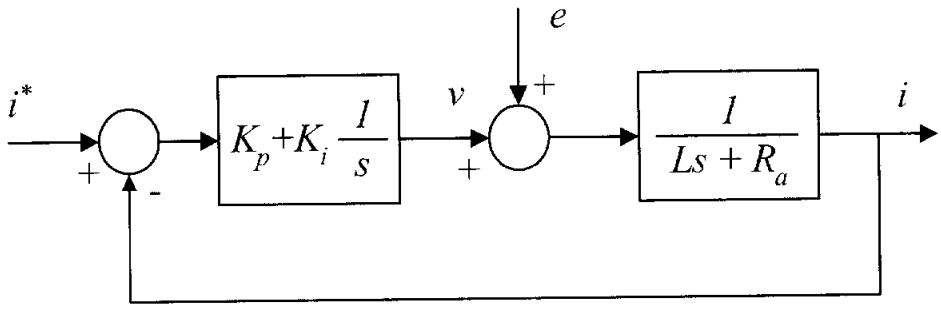
여기서, K_p는 비례이득이고 K_i는 적분이득이다.

전류제어기의 측면에서 전동기의 역기전력이 전류제어기에 대한 외란과 같은 역할을 하게 되는데, 이때의 전기적인 R-L 직렬회로로 단순화한 전류제어 대상 시스템과 전류제어기가 연결된 구성도는 Fig. 3.5(b)에 나타냈다. Fig. 3.5(b)의 전달함수는 식(3.34)와 같다.

$$\frac{i}{i^*} = \frac{K_p s + K_i}{Ls^2 + (R_s + K_p)s + K_i} \tag{3.34}$$



(a) Block diagram of current controller in d-q reference frame



(b) Current control system with back-EMF

Fig. 3.5 Block diagram of the AC drive system with current controller

3.4.1 전류제어기의 이득선정

전류제어기의 이득에 따라 시스템의 특성이 달라진다. 전류제어기의 이득을 선정하는 방법은 전동기 제어시스템의 전체 구성에 따라 여러가지가 있으나 본 연구에서는 주파수응답 곡선을 이용한 이득 선정방식을 근거로 하여 제어 이득을 선정하도록 한다

제어이득을 선정하는 방법으로 전류제어 시스템의 시정수를 도입하여 식(3.33)의 제어함수를 식(3.35)와 같은 형태로 변환한다.

$$G(s)=K_p\left(1+\frac{1}{Ts}\right) \tag{3.35}$$

단, $T=K_p/K_i$이다.

이득을 선정할 때에는 제어기가 오차의 크기에만 비례하는 비례이득 K_p로만 구성되어 있다는 가정 하에 이때의 주파수 특성을 분석하고, 다시 이로부터 적분항이 포함된 제어기의 주파수 특성을 이용하여 실제의 PI 전류제어기 이득을 선정한다. 따라서, 우선 제어기가 비례 이득으로만 구성되어 있을 때의 전류제어 시스템의 개루프 특성을 고찰한다. Fig. 3.5(b)에서 전류 피드백이 없는 경우를 고려하면, 식(3.36)과 같은 개루프 전달 함수를 구할 수 있다.

$$G_o(s)=\frac{i}{i^*}=\frac{\frac{K_p}{R_a}}{\frac{L}{R_a}s+1} \tag{3.36}$$

이로부터 전류 피드백이 있는 제어시스템의 폐루프 전달함수를 구하면 식(3.37)과 같다.

$$G_c(s)=\frac{i}{i^*}=\frac{\frac{K_p}{R_a+K_p}}{\frac{L}{R_a+K_p}s+1} \tag{3.37}$$

이 때 전류제어기가 d-q 좌표계에서 구성된다고 가정하면, 정상상태에서 모든 물리량이 주파수 성분이 없는 직류성분이 되므로 주파수를 0으로 놓을 수 있다. 그러므로 이때의 전달함수는 식(3.38)과 같다.

$$G_c(0)=\frac{i}{i^*}=\frac{K_p}{R_a+K_p} \tag{3.38}$$

식(3.38)이 의미하는 것은 정상상태에서도 실제 전류가 전류명령과 정확하게 일치하지 못하는, 즉 이득이 1이 아닌 결과가 된다는 것이다. 이때, 비례이득이 고정자 저항에 비해 충분히 크다고 가정하면 이득이 1에 접근할 수 있으나, 일반적으로 전류제어기의 출력인 전압명령에 따라 동작하는 인버터 시스템의 경우 출력전압이 제한되기 때문에 1로 접근하지 않는다. 따라서, 정상상태의 오차를 제거하고 안정적으로 전류제어를 수행하기 위해서는 반드시 적분항이 제어기에 추가되어야 한다. 적분항이 포함되어 있는 일반적인 PI 제어기를 사용할 때의 전압과 전류 관계식은 식(3.39)와 같다.

$$V=K_p\left(1+\frac{1}{Ts}\right)(i^*-i) \tag{3.39}$$

이를 이용하여 전류제어 시스템의 개루프 전달함수를 구하면 식(3.40)과 같다.

$$G_o(s)=\frac{i}{i^*}=\frac{Ts+1}{Ts}\,\frac{\frac{K_p}{R_a}}{\frac{L}{R_a}s+1} \tag{3.40}$$

이 때, 식(3.40)을 간단히 하기 위하여 제어기의 시정수를 제어대상 시스템의 시정수와 같도록 선정한다.

$$T = \frac{L}{R_a} \tag{3.41}$$

그러면 식(3.40)의 전달함수는 식(3.42)과 같이 간단하게 된다.

$$G_o(s) = \frac{i}{i^*} = \frac{1}{\frac{L}{K_p}s} \tag{3.42}$$

이 때의 주파수응답 곡선은 Fig. 3.6(a)와 같다. 이 응답곡선을 보면 알 수 있는 바와 같이 개루프에서의 교차 각주파수가 식(3.43)과 같다.

$$\omega_c = \frac{K_p}{L} \tag{3.43}$$

이 때, 폐루프의 주파수응답 곡선에서 시스템의 이득이 일정하게 유지되는 상한선이 교차각 주파수가 된다. 즉, 식(3.42)로부터 폐루프 전달함수를 구하면 다음과 같고, 이에 대한 주파수응답 곡선은 Fig. 3.6(b)에 나타내었다.

Fig. 3.6(b)로 부터 개루프의 교차 각주파수에 해당하는 주파수 대역까지는 이득 1로 전류제어기가 동작을 하고, 그 이상부터는 이득이 점차 감소하면서 위상도 90°로 수렴됨을 알수 있다. 그러므로 전류제어기의 이득을 선정할 때에는 이러한 특성을 미리 파악하여 개루프 전달함수에서의 교차 각주파수를 시스템에 맞는 적절한 값으로 선정하는 것이 매우 중요하다. 이 때, 교차 각주파수를 가능하면 크게 하는 것이 전류제어기의 성능을 향상시키는 효과는 있으나, 너무 크게 선정하게 되면 전류제어기 해석에서 제외시켰던 신호의 잡음,

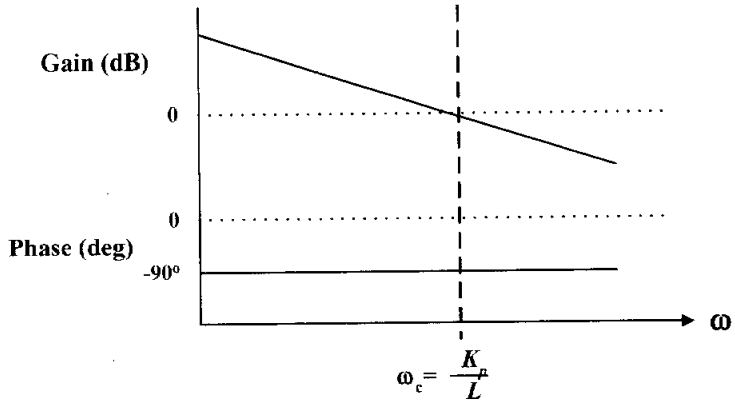
전달지연 등의 전류제어기의 외적인 원인으로 인하여 시스템이 발산할 가능성이 있다. 특히 이러한 제약은 주로 디지털 제어기의 전류 샘플링주기에 의해 결정되는데, 이 주기가 일반적으로 인버터의 스위칭 주파수를 결정하기 때문이다. 실험적으로 3[kHz]의 스위칭 주파수를 갖는 시스템에서는 교차 각주파수를 최대 약 6000[rad/sec]정도까지 선정 가능한 것으로 알려져 있다.

이상의 주파수응답 곡선을 이용한 전류제어기의 해석으로부터 식(3.44)와 같이 전류제어기의 이득을 선정할 수 있다.

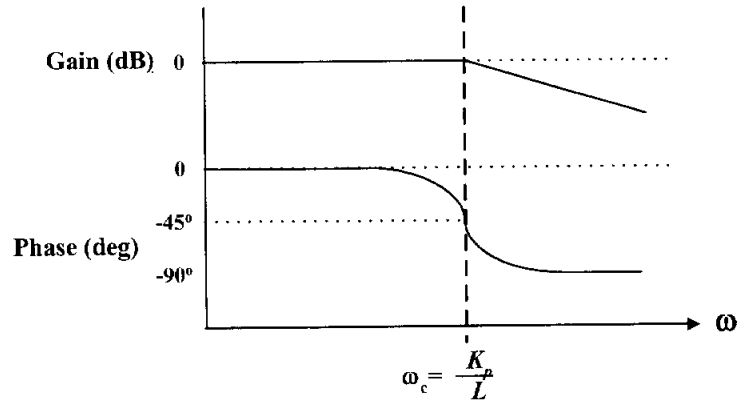
$$\begin{aligned} K_p &= L\omega_c \\ K_i &= \frac{R_a}{L} K_p = R_a\omega_c \end{aligned} \tag{3.44}$$

정확하게 말하면, 이러한 이득선정은 주파수특성을 이용하여 이득을 선정하기 위해 편의상 계산된 것으로, 시스템에 따라 약간씩의 변동을 주는 것이 실용상 이점이 있는 경우가 많다. 따라서, 실험에 의한 경험치로써 식(3.45)와 같은 보상항을 추가하여 전류제어기의 성능을 더 향상시킬 수 있는 것으로 보고되어 있다.

$$\begin{aligned} K_p &= (L\omega_c)g_p \quad (g_p = 0.8 \sim 1.1) \\ K_i &= (R_a\omega_c)g_i \quad (g_i = 1.5 \sim 2.5) \end{aligned} \tag{3.45}$$



(a) Open loop characteristics



(b) Closed loop characteristics

Fig. 3.6 Frequency response of the current control system

3.4.2 전류제어

전류를 전압신호로 제어하는 경우 식(3.23), (3.27)의 $\begin{pmatrix} v_{\gamma s}' \\ v_{\delta s}' \end{pmatrix}$는 전류지령 $\begin{pmatrix} i_{\gamma s}^* \\ i_{\delta s}^* \end{pmatrix}$를 이용해 식(3.46), (3.47)이 된다.

$$v_{\gamma s}' = R_s i_{\gamma s}^* \tag{3.46}$$

$$v_{\delta s}' = R_s i_{\delta s}^* \tag{3.47}$$

이와 같이 비례제어를 행하는 것이 바람직하지만 고정자에 존재하는 인덕턴스 L_s 때문에 전류의 응답은 1차 지연되고 토오크의 응답이 늦어지게 된다. 고속응답을 얻기 위해서는 전류를 피드백 시키는 것이 바람직하다. 따라서 $\begin{pmatrix} v_{\gamma s}' \\ v_{\delta s}' \end{pmatrix}$을 식(3.48), (3.49)과 같이 피드백 하여 제어한다.

$$v_{\gamma s}' = R_s i_{\gamma s}^* + K_{\gamma s}(i_{\gamma s}^* - i_{\gamma s}) \tag{3.48}$$

$$v_{\delta s}' = R_s i_{\delta s}^* + K_{\delta s}(i_{\delta s}^* - i_{\delta s}) \tag{3.49}$$

여기서, $K_{\gamma s}$, $K_{\delta s}$ 는 전류 피드백 이득이다.

전류 피드백 이득은 시뮬레이션에 의해 결정한다.

3.5 속도제어기 설계

유도전동기의 위치제어를 위해서 제어루프 및 전류 제어루프를 내부 루프로 하는 직렬구성의 제어기가 통상적으로 많이 사용되고 있다. 이와 같은 직렬접속 제어시스템을 구성하면 내부 루프의 응답을 외부 루프의 응답보다 매우 빠르게 설계함으로써 외부 루프의 응답성이나 안정성을 향상시킬 수 있다는 장점이 있다.

3.5.1 기본적인 설계법

d-q 좌표계로 표시한 유도전동기의 속도 제어기 블록선도는 다음과 같다. Fig. 3.7에서 알 수 있는 바와 같이 전류제어 시스템은 내부 루프로서 사용한다.

전류제어 시스템을 P 제어기로서 그 비례이득을 K_p로 하면 이 제어시스템의 폐루프 전달함수는 식(3.50)과 같다.

$$G_{cc}(s)=\frac{i_q(s)}{i_q^*(s)}=\frac{K_c}{T_{cc}s+1} \tag{3.50}$$

여기서 K_c와 T_{cc}는 다음과 같다.

$$K_c=\frac{K_p}{R_s+K_p}\ ,\quad T_{cc}=\frac{L}{R_a+K_p} \tag{3.51}$$

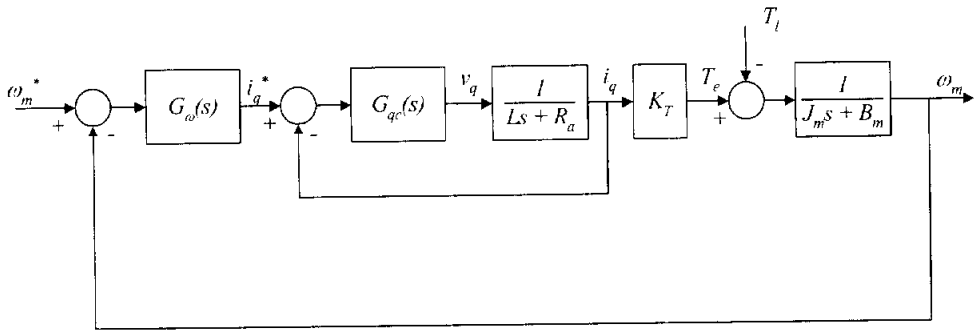


Fig. 3.7 Block diagram representation of speed control system

전류제어 시스템의 교차 각주파수 ω_c를 적절하게 선정하고 이를 식(3.44)을 이용하면 이득 K_p의 값을 선정할 수 있다. 이 때, K_c가 1에 가깝도록 설계한다면 식(3.45)는 식(3.52)와 같이 근사화할 수 있다.

$$G_{cc}(s) \approx \frac{1}{T_{cc}s+1} \tag{3.52}$$

Fig. 3.8는 식(3.52)을 이용하여 전류제어 시스템을 간략화한 속도제어 시스템의 블록선도이다. 전동기 속도제어에 널리 사용하고 있는 PI 제어기의 설계에 대하여 설명하기로 한다. 속도제어기의 전달함수는 식(3.53)과 같이 표현된다.

$$G_\omega(s) = K_{p\omega} + \frac{K_{i\omega}}{s} \tag{3.53}$$

여기서, $K_{p\omega}$, $K_{i\omega}$는 각각 비례 및 적분이득이다.

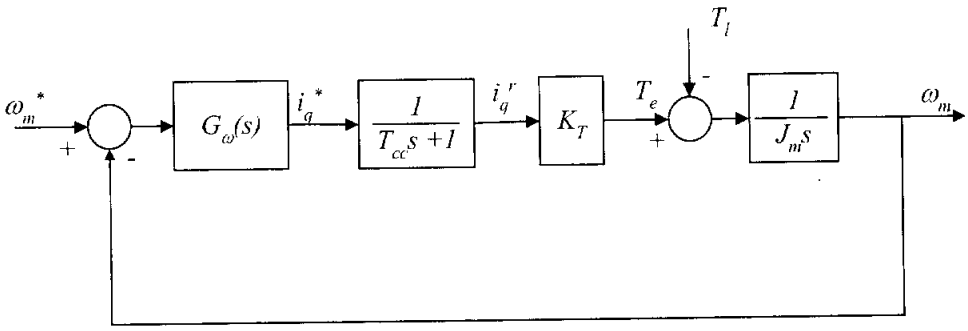


Fig. 3.8 Block diagram of the speed control system using simplified current control system

Fig. 3.8에서 유도전동기의 토오크 상수 K_T 및 관성모멘트 J_m은 미리 알려져 있는 값으로 하고, 전류제어기의 교차각주파수도 미리 설정되어 있는 것으로 한다.

속도 제어시스템의 교차각 주파수 $\omega_{\omega c}$ 및 스텝입력에 대한 전동기 속도 ω_m의 오버슈트 값 등 2개의 설계사양을 결정하면, 속도제어기의 이득 $K_{p\omega}$, $K_{i\omega}$값은 계산에 의해 구할 수 있으나 계산이 복잡하다. 따라서 다음과 같은 근사화 방법을 택하기로 한다. 속도제어 시스템의 개루프 전달함수 $G_{\omega co}(s)$는 식(3.54)와 같이 나타낼 수 있다.

$$G_{\omega co}=\left(K_{p\omega}+\frac{K_{i\omega}}{s}\right)\frac{1}{T_{cc}s+1}\frac{K_T}{J_m s} \tag{3.54}$$

Fig. 3.9에서 직선으로 나타낸 부분은 근사화할 수 있는 $G_{\omega co}(s)$의 주파수 특성이다. Fig. 3.9에서 $G_{\omega co}(s)$에 포함된 3개의 전달함수의 주파수특성은 점선으로 표시되어 있다.

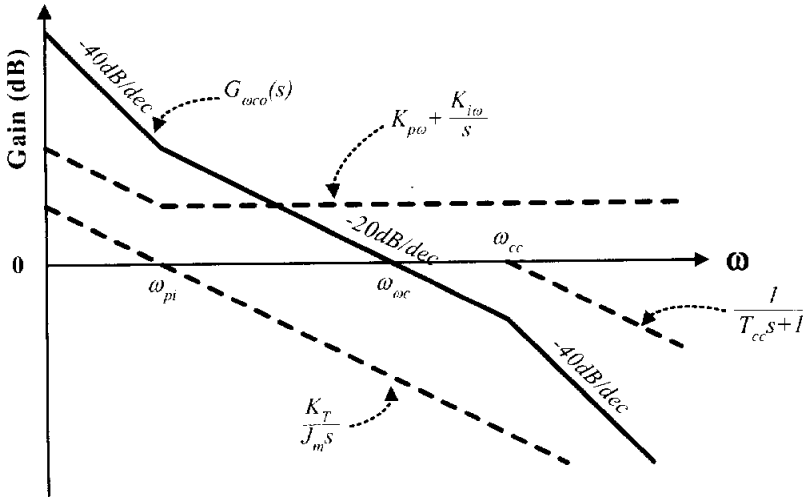


Fig. 3.9 Open-loop frequency response characteristics of the speed control system

Fig. 3.9에서 전류제어 시스템의 교차 각주파수 ω_{cc}가 PI 속도제어 시스템의 교차각주파수 $\omega_{\omega c}$보다 훨씬 크면 각주파수 $\omega_{\omega c}$부근에 있어서 전류제어 시스템의 폐루프 전달함수 $G_{cc}(s)$는 식(3.55)와 같이 근사화할 수 있다.

$$G_{cc}(s) \approx 1 \tag{3.55}$$

따라서 PI 차단주파수(cutoff frequency) ω_{pi}는 식(3.56)과 같이 된다.

$$\omega_{pi} = \frac{K_{i\omega}}{K_{p\omega}} \tag{3.56}$$

$\omega_{\omega c}$보다 10배이상 작은 경우 각주파수는 $\omega_{\omega c}$부근에서의 전달함수 $G_{\omega c}(s)$는 식(3.57)과 같이 근사화할 수 있다.

$$G_{\omega c}(s) \approx K_{p\omega} \tag{3.57}$$

따라서 PI 속도제어 시스템의 개루프 전달함수 $G_{\omega co}(s)$는 각 주파수 $\omega_{\omega c}$ 부근에서 식(3.58)과 같이 근사화할 수 있음을 알 수 있다.

$$G_{\omega co}(s) \approx K_{p\omega} \frac{K_T}{J_m s} \tag{3.58}$$

식(3.58)에서 $|G_{\omega co}(j\omega_{\omega c})| = 1$이 되도록 비례이득 $K_{p\omega}$을 구하면 식 (3.59)로 선정할 수 있다.

$$K_{p\omega} = \frac{J_m \omega_{\omega c}}{K_T} \tag{3.59}$$

또 적분이득 $K_{i\omega}$은 PI 차단주파수 ω_{pi}가 식(3.60)을 만족하도록 식(3.56)을 이용한다.

$$\omega_{pi} \leq \frac{\omega_{\omega c}}{5} \tag{3.60}$$

3.5.2 속도제어

속도제어에서는 속도지령 ω_r^*과 추정속도 $\hat{\omega}_r$ 와의 오차를 PI제어하고 식(3.61)과 같이 토오크 전류지령 $i_{\delta s}^*$을 결정한다.

$$i_{\delta s}^{*} = K_p(\omega_r^{*} - \hat{\omega}_r) + K_i \int (\omega_r^{*} - \hat{\omega}_r)dt \tag{3.61}$$

여기서 K_p , K_i 는 속도 피드백 이득이다.

또 토오크 전류지령의 최대치를 제한함으로써 급 가감속 시에 전동기에 공급되는 전류의 최대치를 제한하여 과전류에 대한 인버터 및 전동기를 보호를 행한다. 따라서, 가감속 시에 토오크는 일정제어가 된다. 속도 피드백 이득은 시뮬레이션에 의해 결정한다.

3.6 자속제어

벡터제어는 여자자속을 일정하게 하고 제어하지만 전원 투입시에는 자속이 존재하지 않기 때문에, 여자분 전류 i_{ys}을 일정 제어하면 자속 ϕ_{yr}는 식(3.62)와 같이 여자분 전류에 1차 지연되어 상승한다.

$$\phi_{yr} = \frac{M}{1 + p\frac{L_s}{R_s}} i_{ys} \tag{3.62}$$

이 때문에 전원투입 후 즉시 정토오크로 동작시키고자 할 경우에는 자속의 상승시간이 늦어 과대한 토오크 전류가 흐르기도 하고, 토오크 부족으로 부하를 구동할 수 없을 가능성이 생긴다. 따라서 자속제어를 하면 자속을 고속으로 상승시키는 것에 의해 전원투입 후 부하 구동을 빠르게 한다. 자속제어에서는 자속지령 $|\phi_r^*|$과 추정자속 $\hat{\phi}_r$의 오차를 PI제어하며, 식(3.63)으로부터 자속전류 지령 i_{ys}^*를 결정한다.

$$i_{ys}^* = K_{p\phi}(|\phi_r|^* - |\hat{\phi}_r|) + K_{i\phi}\int(|\phi_r|^* - |\hat{\phi}_r|)dt \tag{3.63}$$

여기서, $K_{p\phi}$, $K_{i\phi}$는 자속 피드백 이득이다.

이 제어는 전원 투입시의 자속의 상승시간 외에 정 출력특성을 가질 때에도 유효하다. 자속 피드백 이득은 시뮬레이션에 의해 결정한다.

3.7 속도추정법

전동기의 회전속도는 슬립 주파수의 개념에 기초하여 가관측한 상태량을 자속과 검출전류를 이용해 추정한다. 자속 관측기에 의해 추정된 자속 미분치 $\begin{pmatrix} \hat{\phi}_{dr} \\ \hat{\phi}_{qr} \end{pmatrix}$와 자속 $\begin{pmatrix} \hat{\phi}_{dr} \\ \hat{\phi}_{qr} \end{pmatrix}$에서 전원 각주파수 $\hat{\omega}_0$는 식(3.64)와 같이 구해진다.

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_0 &= \frac{d}{dt} \tan^{-1} \frac{\hat{\phi}_{qr}}{\hat{\phi}_{dr}} \\ &= \frac{\hat{\phi}_{qr}\hat{\phi}_{dr} - \hat{\phi}_{dr}\hat{\phi}_{qr}}{\hat{\phi}_{dr}^{\,2} + \hat{\phi}_{qr}^{\,2}} \end{aligned} \tag{3.64}$$

또, 슬립 각주파수 $\hat{\omega}_s$는 발생토오크 $\hat{T}$에 비례하므로 식(3.65)과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_s &= \frac{R_r}{|\hat{\phi}_r|^2} \hat{T} \\ &= \frac{R_r}{\hat{\phi}_{dr}^{\,2} + \hat{\phi}_{qr}^{\,2}} \hat{T} \end{aligned} \tag{3.65}$$

발생토오크는 식(3.66)과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{T} &= \frac{M}{L_r} | \hat{\phi}_r \times \boldsymbol{i}_s | \\ &= \frac{M}{L_r} (\hat{\phi}_{dr} i_{qs} - \hat{\phi}_{qr} i_{ds}) \end{aligned} \tag{3.66}$$

회전 각주파수를 $\hat{\omega}_r$로 하면 전원 각주파수 $\hat{\omega}_0$는 회전 각주파수 $\hat{\omega}_r$와 슬립 각주파수 $\hat{\omega}_s$의 합이므로 식(3.67)으로 주어진다.

$$\hat{\omega}_0 = \hat{\omega}_r + \hat{\omega}_s \tag{3.67}$$

식(3.67)에 식(3.64), (3.65) 및 (3.66)을 대입하면 $\hat{\omega}_r$은 식(3.68)과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned}\hat{\omega}_r &= \hat{\omega}_0 - \hat{\omega}_s \\ &= \frac{N_1}{D} - \frac{R_r M}{L_r}\frac{N_2}{D} \\ &= \frac{\hat{\phi}_{qr}\hat{\phi}_{dr} - \hat{\phi}_{dr}\hat{\phi}_{qr}}{\hat{\phi}_{dr}^{\,2} + \hat{\phi}_{qr}^{\,2}} - \frac{R_r M}{L_r}\frac{\hat{\phi}_{dr} i_{qs} - \hat{\phi}_{qr} i_{ds}}{\hat{\phi}_{dr}^{\,2} + \hat{\phi}_{qr}^{\,2}}\end{aligned} \tag{3.68}$$

단, N_1, N_2, D 의 값은 아래와 같다.

$$N_1 = \hat{\phi}_{qr}\hat{\phi}_{dr} - \hat{\phi}_{dr}\hat{\phi}_{qr}$$

$$N_2 = \hat{\phi}_{dr} i_{qs} - \hat{\phi}_{qr} i_{ds}$$

$$D = \hat{\phi}_{dr}^{\,2} + \hat{\phi}_{qr}^{\,2}$$

Fig. 3.10은 제안한 속도추정법 식(3.68)에 의한 속도추정 알고리즘이고 자속 관측기에 의해서 추정한 상태량 $\hat{\phi}_r$과 검출한 상태량 i_s에서 회전속도를 추정하는 것을 나타낸다. 그러나 식(3.68)의 제2항에는 전동기 등가회로의 파라미터를 포함하기 때문에 이것의 변동이 속도추정에 영향을 줄 가능성이 있다.

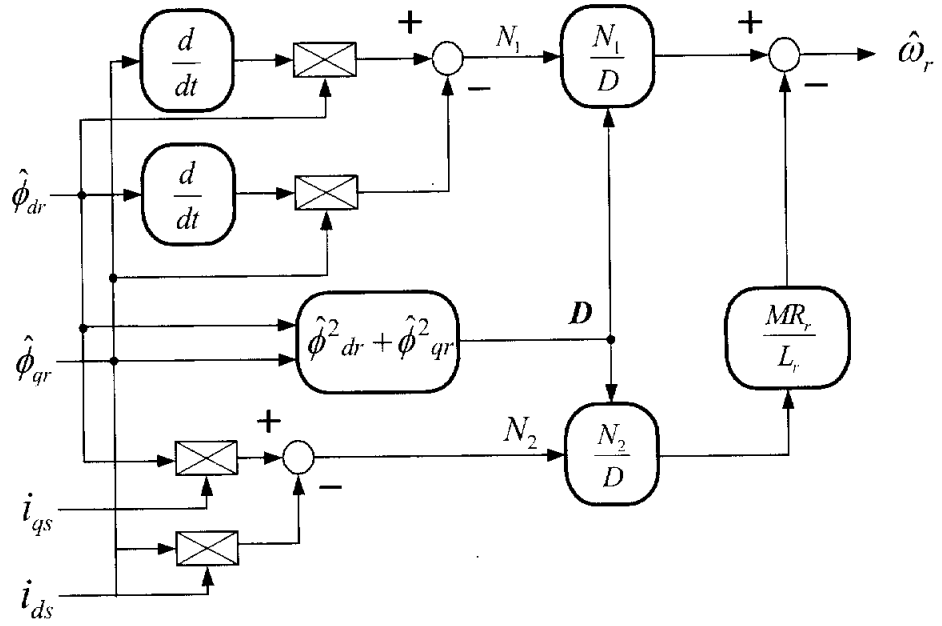


Fig. 3.10 Proposed algorithm for speed estimation.

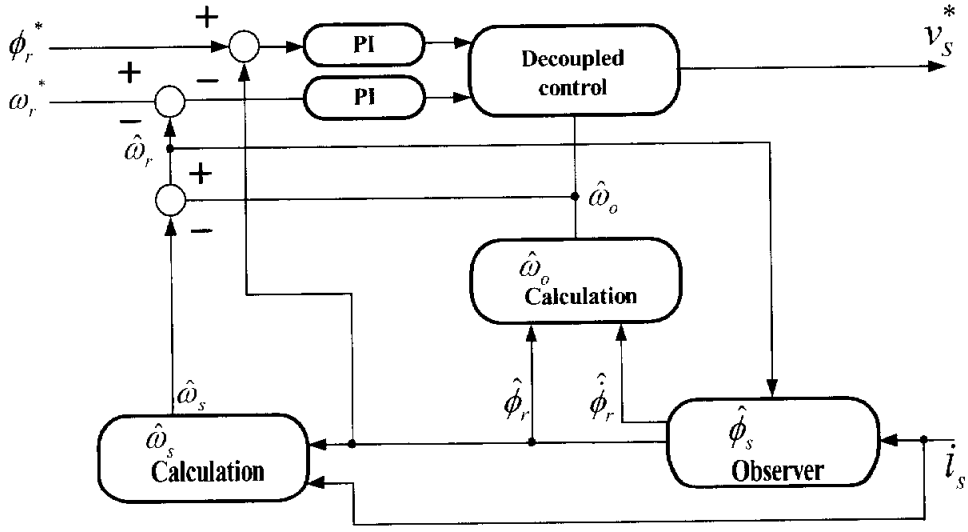


Fig. 3.11 Algorithm for speed sensorless vector control using flux observer

Fig. 3.11은 자속 관측기를 이용한 센서리스 벡터제어 알고리즘을 나타낸다.

속도추정은 관측기에서 얻은 상태량(2차자속)과 전류센서에서 검출한 전류값으로 속도추정을 하고 자계방향형 벡터제어에 기초하여 지령전압 v^*_s를 출력한다. 이 지령신호에 따라 전압형 인버터는 PWM(Pulse Width Modulation) 제어된다.

3.8 시간 압축기법에 의한 전동기의 파라미터 측정

본 논문에서 제안한 센서리스 제어기법은 가능한 적분기 및 미분기를 사용하지 않고 단순한 수식을 이용함으로써 계산이 간단한 반면에 현재 온도상태에서 전동기의 파라미터의 정확도가 매우 중요하다. 이러한 파라미터인 권선저항은 전동기의 운전과 함께 발생하는 열로 인하여 변하게 되며, 일반적으로 적정온도에서 전동기의 저항을 측정하게 된다.

이러한 조건에서 측정저항은 초기기동 즉 전동기의 내부온도와 주변온도가 유사한 경우 설정치 저항과 실제치 저항에는 다소 차이가 있다. 이러한 경우 자속 및 자속도함수의 계산결과가 정확하지 않기 때문에 각도 추정에 오차가 발생할 수 있다.

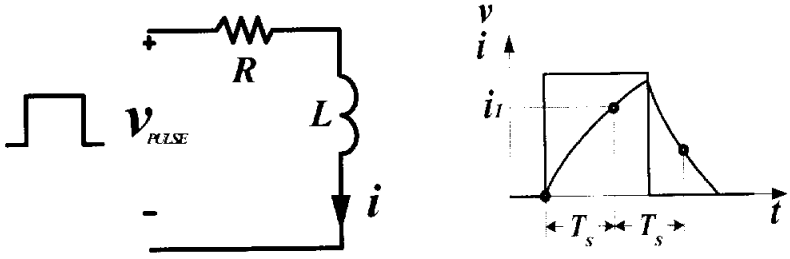
따라서 본 논문에서는 제안된 센서리스 알고리즘의 성능개선을 위해 기동전 DSP에 전동기의 파라미터를 정밀하게 구할 수 있는 시간압축기법(TCM : time compression method)을 제안한다.

본 논문에서 제안된 TCM방식에 의한 전동기 파라미터 측정방식은 센서리스 제어를 수행하는 제어기에서 기동전에 순시적으로 전동기의 파라미터를 정밀

하게 측정하기 위한 방법이다. 본 논문에서 제안하는 TCM방식에 의한 전동기 파라미터 측정방식은 다음과 같다.

전동기가 정지시 펄스전압을 인가할 경우 펄스성 전류에 의한 전동기의 속도는 무시할 수 있다. 따라서 전동기는 구속상태로 해석될 수 있으므로 역기전력항은 무시된다. 따라서 펄스전압을 인가하는 경우 전동기의 한상에 대한 등가회로는 Fig. 3.12(a)와 같다.

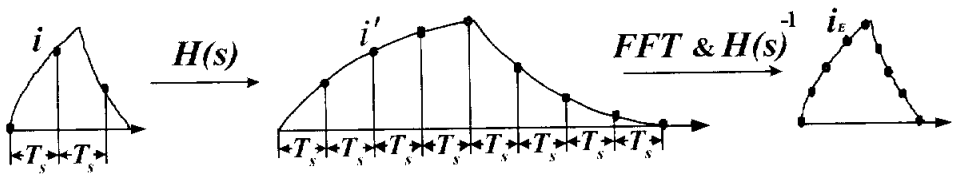
Fig. 3.12(a)와 같은 등가회로에서 단일펄스를 인가하는 경우 상 전류와의 관계는 Fig. 3.12(b)와 같다. Fig. 3.12(b)와 같은 펄스전류를 마이크로 프로세서로 검출할 경우 샘플링 시간(T_s)에 따라 그 신호의 복원 여부가 결정된다. 일반적으로 이러한 펄스성 전류신호를 복원하려면 매우 작은 샘플링 시간을 요구하기 때문에 매우 짧은 펄스전압에 의한 정밀한 전류신호의 복원은 사실상 거의 불가능하다.



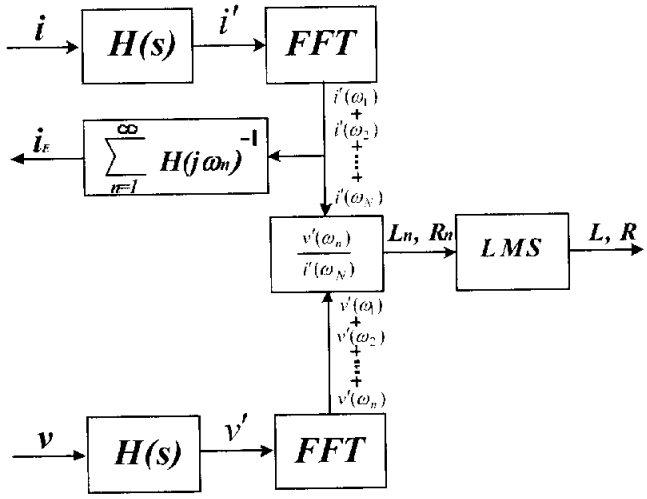
(a) (b)

Fig. 3.12 Equivalent circuit & applied voltage and current response

예를 들어 Fig. 3.12(b)와 같은 샘플링을 하는 경우 마이크로 프로세서에서 측정한 전류 데이터는 2개이므로 그 신호의 복원은 불가능하게 된다. 이러한 경우 신호복원을 실패하게 되는 근본적인 원인은 전류 데이터의 양이 매우 작기 때문이다.



(a)



(b)

Fig. 3.13 A concept of the proposed TCM

만일 Fig. 3.12(b)와 같은 전류형상에서 측정된 전류의 데이터 양이 충분하다면 정밀한 전류신호의 복원이 가능하다. 따라서 본 논문에서는 Fig. 3.12(b)와 같이 한정된 시간내의 신호원을 동일한 샘플링 시간으로 많은 데이터를 얻기 위해서는 시간확장 개념을 도입하였다. 신호원의 시간확장을 위한 가장 용이한 방법은 저역통과필터(LPF : low pass filter)를 사용하는 방법이다. Fig. 3.13(a)의 $H(s)$는 저역통과필터의 전달함수가 된다. 저역통과필터를 통과한 신호출력 (i')은 그 시간지연에 비례하는 신호원이 존재하게 된다.

따라서 저역통과필터를 통과한 신호출력을 검출하면 동일한 제어기에서 저역통과필터를 통과전의 신호보다 더 많은 양의 데이터를 얻을 수 있다. 시간확장에 의한 신호로부터 원래 신호를 복원하기 위해서 우선 저역통과필터를 통과시킨 신호출력 ($i^{'}$)를 FFT(Fast Fourier Transform) 한다. FFT는 검출한 신호를 정형적인 수식으로 표현하기 위한 수단이 되며 이 신호에는 원래 신호가 가지고 있는 다수의 주파수 성분이 존재한다. 이 다수의 주파수 성분으로부터 원 신호로 복원하기 위해서 원 신호가 시간확장 개념에서 통과한 저역통과필터의 역함수를 구하고 FFT에서 구한 모든 주파수에 대하여 출력을 구한 후 합하면 복원신호(i_E)가 구해진다. 복원신호의 정도는 FFT를 수행할 데이터 양에 비례하게 된다.

Fig. 3.13(b)는 앞에서 제안한 시간확장 개념을 이용하여 신호를 복원한 블록도를 나타낸다. Fig. 3.13(b)의 신호복원 블록도에서 가장 중요한 부분은 저역통과필터 함수인 ***H(s)***의 설정이다.

본 논문에서는 전류의 신호확장을 위해서 아날로그 저역통과필터를 설계하였다. 이 저역통과필터의 전달함수는 다음과 같이 2차 저역통과필터로 구성하였으며 그 회로도는 Fig. 3.14에 나타냈다.

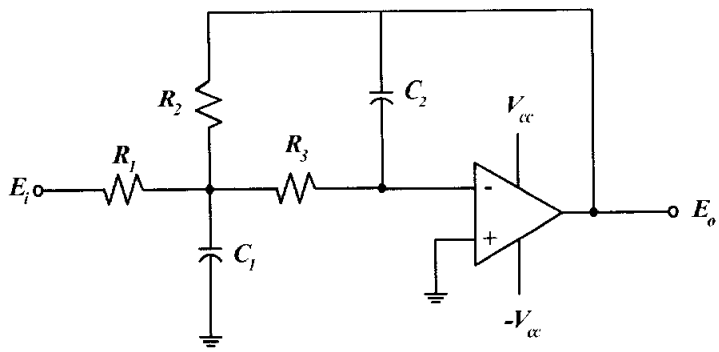


Fig. 3.14 2nd-order LPF

$$H(s) = \frac{G_o b}{s^2 + as + b} \tag{3.69}$$

Fig. 3.14의 2차 저역통과필터로부터 식(3.60)의 계수 값을 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} G_o &= -\frac{R_2}{R_1} \\ a &= \frac{1}{C_1}\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}\right) \\ b &= \frac{1}{C_1 C_2 R_2 R_3} \end{aligned} \tag{3.70}$$

Fig. 3.15는 Go=5, a=110, b=1000으로 설정한 경우의 보드선도를 나타낸다. 여기서, Go는 검출할 A/D 변환기의 변환변위를 고려하여 결정하여야 정도가 높아지게 된다. a와 b는 저역통과필터의 차단주파수에 의해 결정하여야 한다.

또한 정밀한 파라미터의 측정을 위해 인가된 펄스전압도 동일한 필터링에 의한 시간확장이 요구된다. 하지만 프로세서에서 2채널의 A/D 입력은 정해진 시간내에서 입력 데이터수를 감소시키고 펄스전압의 파형은 고정되어 있으므로, 본 논문에서는 아날로그 필터와 동일한 시정수를 가지는 디지털 필터를 적용하여 펄스전압의 시간확장을 구현하였다.

Fig. 3.15과 같이 설계된 저역통과필터의 차단주파수는 10[Hz]으로 설정되었다. 복원신호와 펄스 인가전압에 의해 전동기의 파라미터인 $\boldsymbol{R}$, $\boldsymbol{L}$을 구할 수 있다.

이론적으로는 한 주파수에 대한 전압 전류값으로 구할 수 있으나, 계측오차를 고려하여 각 주파수에 대하여 전동기 파라미터를 구하고 이 데이터의 최소자승법을 이용함으로써 보다 정확한 전동기 파라미터를 구할 수 있다.

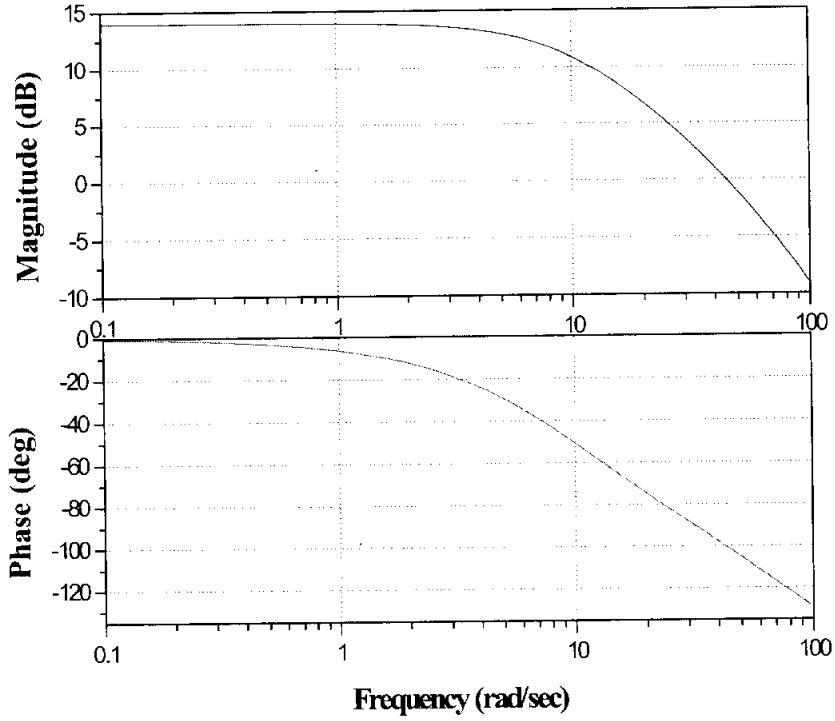


Fig. 3.15 Bode plot of the designed LPF

3.9 인버터의 특성

유도전동기의 가변속 구동시스템은 전압형 인버터(VSI : voltage source inverter)에 의한 개루프 제어와 전류제어형 인버터(CRI : current regulating inverter)에 의한 폐루프 제어가 있다. CRI방식은 VSI방식과 비교하여 속도제어범위, 속도응답, 속도정도는 어느 것이라도 개선되어 있다.

또 VSI방식은 전류의 미분항 성분을 무시한 정상상태의 취급 방법이므로 동특성 면에도 CRI방식이 우수하다. 이것은 벡터제어가 기본적으로 전류를 취급하는 제어이기 때문에 전류를 제어하는 방법이 원리적으로도 맞기 때문이다.

CRI는 전압검출기를 필요로 하기 때문에 그 자체는 복잡하게 되지만, 대신에 비간섭제어 등을 필요로 하지 않으므로 제어루프 내의 연산은 간단하게 된다.

본 연구는 전력을 회생하는 것을 가정하고 있기 때문에 회생 가능한 VSI를 이용했지만 앞의 문제점을 개선할 수 있다면 CRI로 구동하는 쪽이 바람직하다고 생각된다.

3.9.1 공간 전압벡터 변조 PWM

정밀한 속도 제어를 위해서는 제어기에서 요구하는 지령전압 및 전류를 정확하게 발생시킬 수 있는 전력변환장치가 요구된다. PWM방식은 가변속 드라이브에 널리 적용되고 있는 제어방식이다[40]. 이 가운데 공간전압 벡터변조 PWM 방식은 직류 링크전압 이용률의 관점에서 가장 우수한 PWM방식으로 알려져 있으며 일반적으로 널리 사용되는 삼각파 비교 PWM방식에 비해 전류 고조파 성분을 줄일 수 있음이 밝혀져 있다.

또한 기존의 전류제어형 PWM방식의 경우에는 교류 입력측 전류가 이 기준 지령치를 잘 추종하도록 제어함으로써 직류 링크전압을 간접적으로 제어하였다. 그러나 공간 전압벡터 PWM방식의 경우에는 기준전류 지령치를 기준전압 지령치로 변환하여 컨버터의 교류 입력측 전압을 제어함으로써 직류 링크전압을 직접적으로 제어한다[41, 42].

Fig. 3.16과 같은 3상 전압형 인버터는 6개의 반도체 소자로 구성되어 있다. PWM 컨버터와 직류 링크전압과의 폐회로 구성을 막기 위해서 한 단자에 있는 두 스위치를 같은 시간에 온 상태는 되지 않도록 하고 있다.

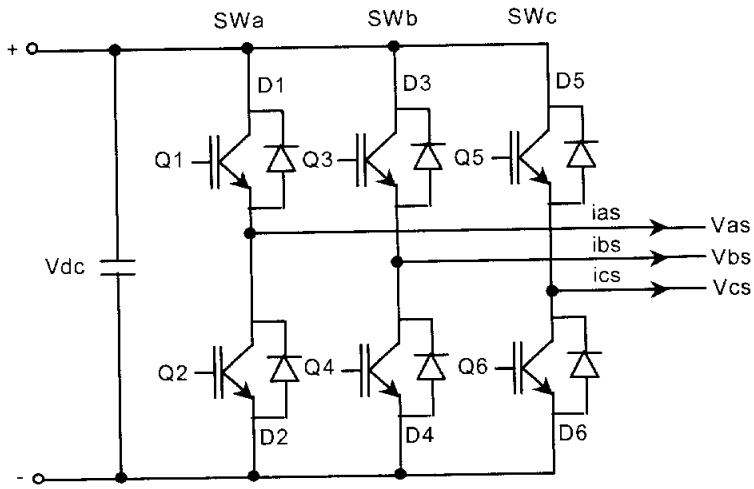
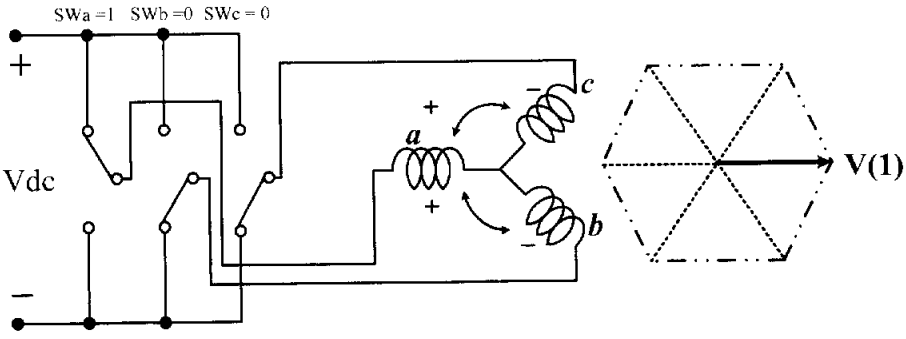


Fig. 3.16 3-phase voltage type source inverter

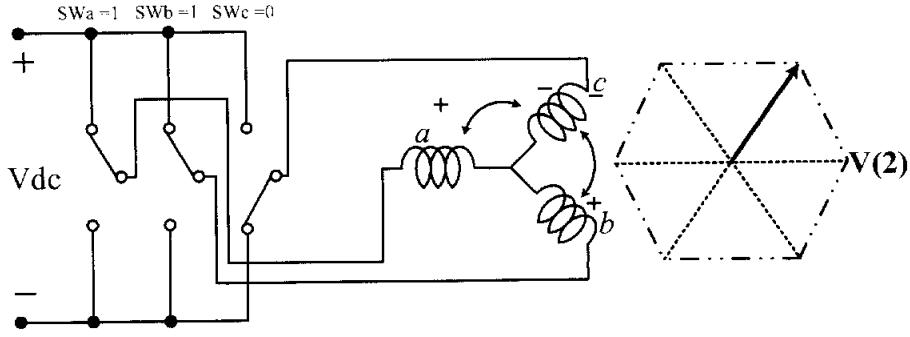
각 상의 스위치를 SW_a, SW_b, SW_c라고 하고 각각 상보형(complementary)으로 동작시키면 인버터는 스위치의 스위칭 상태에 따라 Fig. 3.17과 같은 6가지의 전압벡터를 출력할 수 있다. 여기서 스위치가 "1"로 표시된 것은 각 상의 윗쪽 스위치가 온된 것을 의미하고 "0"으로 표시된 것은 아래쪽 스위치가 턴온(turn-on)된 것을 의미한다. 그러나 각 상의 스위치가 모두 "1"이거나 모두 "0"이면 출력은 0 전압이 되어 영전압 벡터가 된다.

인버터가 출력할 수 있는 3상 합성 출력벡터인 유효 벡터 V(1)~V(6)과 영전압 벡터 V(0), V(7)을 포함하는 8가지의 동작모드에서 각각 스위칭 상태와 상전압 벡터를 요약하면 Table 3.1과 같으며, 이 때 인버터 출력의 공간 전압벡터는 식(3.71)과 같이 정의된다.

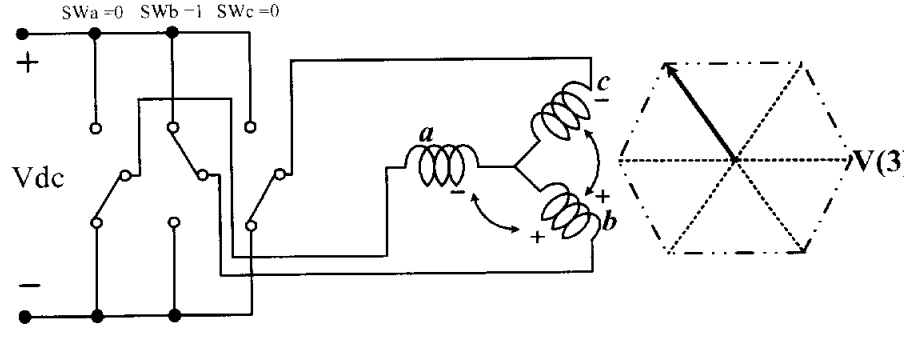
$$V_s(t) = V_a(t) + a\,V_b(t) + a^2\,V_a(t) \tag{3.71}$$


SWa =1 SWb =0 SWc = 0
+
Vdc
−
a
b
c
V(1)

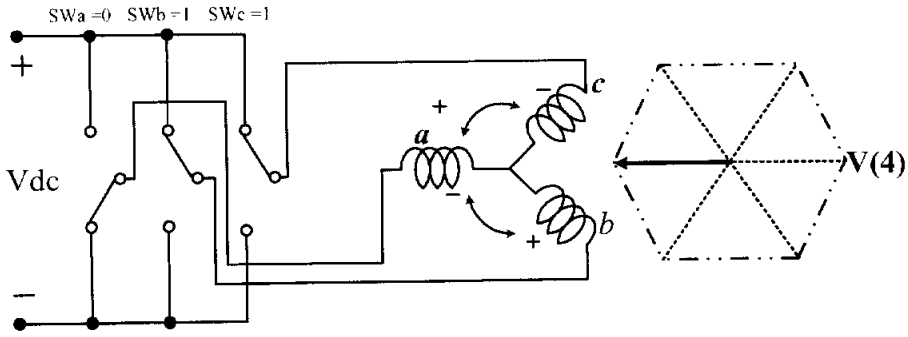
(a)


SWa =1 SWb =1 SWc =0
+
Vdc
−
a
b
c
V(2)

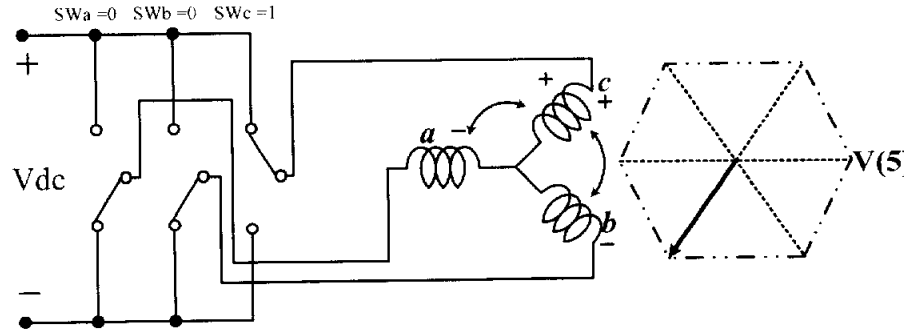
(b)


SWa =0 SWb =1 SWc =0
+
Vdc
−
a
b
c
V(3)

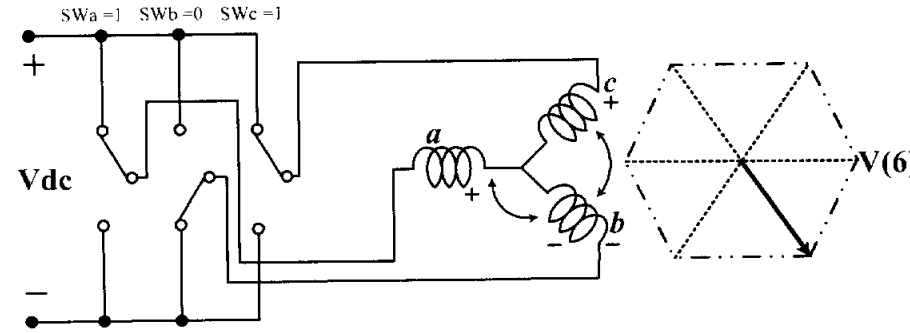
(c)



(d)



(e)



(f)

Fig. 3.17 Switching operation and output voltage vector of inverter

Table 3.1 Switching state and output voltage vector of inverter

전압벡터	SW_a	SW_b	SW_c	$V_s(t)$	$V_{sa}(t)$	$V_{sb}(t)$	$V_{sc}(t)$	V_{ds}^s	V_{qs}^s
V(0)	0	0	0	$0\angle 0^o$	0	0	0	0	0
V(1)	1	0	0	$\frac{2}{3}V_{dc}\angle 0^o$	$\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$\frac{2}{3}$	0
V(2)	1	1	0	$\frac{2}{3}V_{dc}\angle 60^o$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	$-\frac{2}{3}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$
V(3)	0	1	0	$\frac{2}{3}V_{dc}\angle 120^o$	$-\frac{1}{3}$	$\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$
V(4)	0	1	1	$\frac{2}{3}V_{dc}\angle 180^o$	$-\frac{2}{3}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	$-\frac{2}{3}$	0
V(5)	0	0	1	$\frac{2}{3}V_{dc}\angle 240^o$	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$
V(6)	1	0	1	$\frac{2}{3}V_{dc}\angle 300^o$	$\frac{1}{3}$	$-\frac{2}{3}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$
V(7)	1	1	1	$0\angle 0^o$	0	0	0	0	0

Fig. 3.18로부터 인버터의 동작모드에 따라 고정자에 인가되는 전압의 합성치와 고정좌표계에서의 값은 Table 3.1과 같다

이제 인버터의 8가지 동작모드에서의 출력 전압을 벡터도로 표시하면 Fig. 3.18과 같이 정육각형을 형성하고 이 6각형의 꼭지점을 형성하는 전압벡터 V(1)~V(6)은 인버터의 최대 출력전압이 된다. 그러나 여기에 PWM을 수행하면 출력전압의 벡터는 평균적인 의미에서 크기가 감소되어 정육각형 내부의 어느 한 점에 놓일 수 있게 된다.

즉, 6각형 내부의 임의의 출력전압 벡터는 이것이 위치한 삼각형의 두 변에 해당되는 전압벡터를 이용하여 시간적으로 벡터합성 할 수 있고, 이 두 전압벡터의 인가 시간의 합이 샘플링주기 T_s보다 작으면 나머지 시간 동안에는 영벡터를 인가하면 된다.

그리고, 각 상에 인가되는 시간들을 적절하게 조합하여 각 스위칭 소자에 대한 실제의 스위칭시간을 합성하여 배열하는 작업이 필요한데 이 배열방법에 따라 전류리플 특성 등이 달라진다.

기존의 PWM방식에서는 스위칭 주파수대역의 고주파가 크고, 낮은 주파수 대역에도 고주파가 발생하는 단점이 있다. 그래서 각 스위칭 소자의 ON, OFF 패턴이 대칭이 되도록 배열하는 것인데, 이 방법은 전류의 리플을 줄일 수는 있지만 스위칭 주파수의 1/2주파수대에서 고주파가 생성되는 단점이 있다.

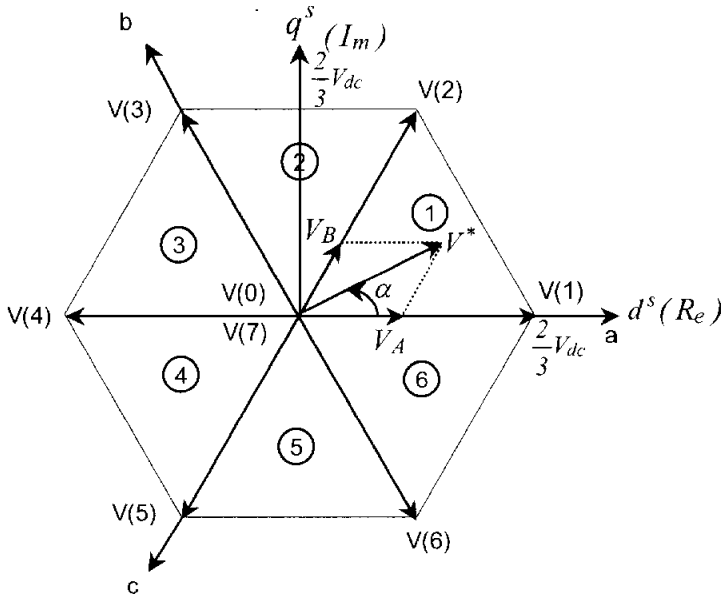


Fig. 3.18 Output voltage vector of inverter

그리고 두번째 방법의 주파수를 반으로 줄여서 PWM을 하면 전류 리플을 최소화시킬 수는 있지만, 스위칭 주파수가 2배가 되어 스위칭 손실이 커지는 단점이 있다. 따라서 위의 두 가지 중에서 방법선택은 제어장치의 연산 성능, 용량, 스위칭 소자 등을 종합적으로 판단하여 결정할 사항이다.

제4장 시뮬레이션

제3장에서 도출한 제어이론에 의한 속도제어 시스템을 구성한 경우 전동기가 반드시 이론대로 움직인다고 판단할 수는 없다. 여기서는 도출한 이론식에 기초하여 하드웨어, 소프트웨어를 작성하고 컴퓨터 시뮬레이션을 행하여 미리 구동특성을 조사한다. 그리고 각 이득정수 등은 시뮬레이션에 의해 결정한다.

시뮬레이션은 속도검출에 의한 자계방향형 벡터제어와 속도검출 없이 자속관측에 의한 자계방향형 벡터제어 두 가지 경우로 한다.

4.1 자계방향형 벡터제어 구성

Fig. 4.1은 속도를 검출한 자계방향형 벡터제어 교류전동기 구동시스템의 블록선도이다. 블록선도는 3장에서 도출한 제어 알고리즘에 따라 자속 PI제어, 속도 PI제어, 3개의 좌표변환, 1차전류의 각주파수 ω_0연산, 백터회전 및 2차자속 관측기 등으로 구성된다.

벡터제어에 의한 속도제어계 블록선도에서 각 블록의 모든 연산은 DSP에 의해서 행하고 이것의 입력은 아래와 같다.

- 외부에서 주어지는 설정신호로 자속지령 ϕ_r^*, 속도지령 ω_r^*이다.
- A/D 컨버터를 매개로 디지털양으로 변환된 전동기의 2상분의 1차전류 i_{us} , i_{vs}.

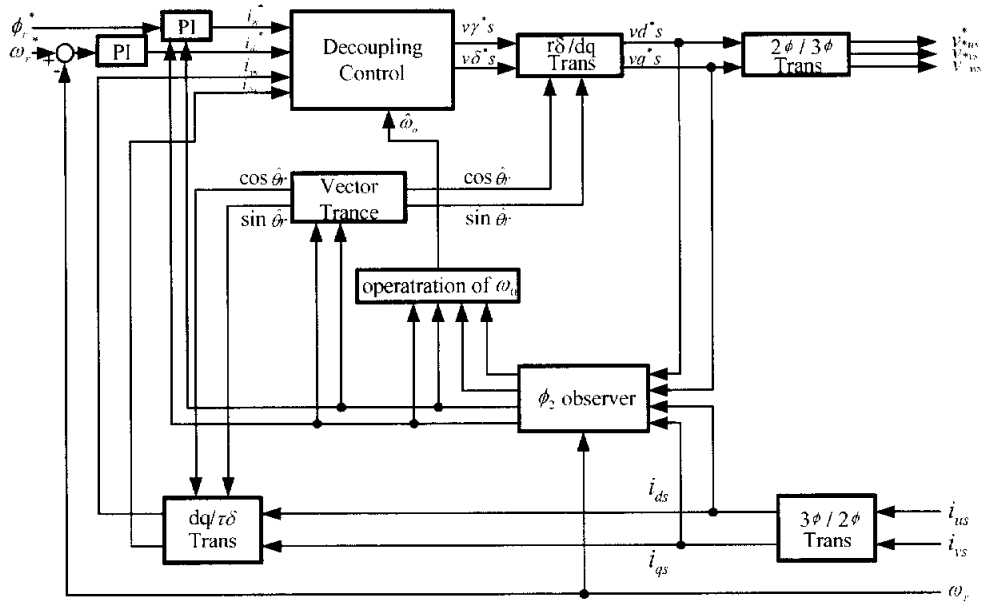


Fig. 4.1 Control scheme field orientation type vector drive

· 센서리스 벡터제어가 아닌 경우는 속도검출기에서 검출된 전동기의 회전각속도 ω_r 이상의 입력을 받아 3장에서 도출한 알고리즘에 따라 연산을 하고, 1차전압지령 v_{us}^*, v_{vs}^*, v_{ws}^* 을 인버터의 PWM 스위칭 신호를 출력한다.

전동기 모델

유도전동기의 각 전류 순시값은 식(3.10)을 2상/3상 변환하여 식(4.1)이 되고 Euler법에 의해 근사적으로 구한다.

$$\frac{d}{dt}\begin{pmatrix} i_{us} \\ i_{vs} \\ i_{ws} \\ i_{ur} \\ i_{vr} \\ i_{wr} \end{pmatrix} = \frac{1}{3(M^2 - L_s L_r)} \left(\begin{pmatrix} -2L_r & L_r & L_r & 2M & -M & -M \\ L_r & -2L_r & L_r & -M & 2M & -M \\ L_r & L_r & -2L_r & -M & -M & 2M \\ 2M & -M & -M & -2L_s & L_s & L_s \\ -M & 2M & -M & L_s & -2L_s & L_s \\ -M & -M & 2M & L_s & L_s & -2L_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{us} \\ v_{vs} \\ v_{ws} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \right.$$

$$- \begin{pmatrix} -2R_s L_r & R_s L_r + \sqrt{3}\omega_r M^2 & R_s L_r - \sqrt{3}\omega_r M^2 \\ R_s L_r - \sqrt{3}\omega_r M^2 & -2R_s L_r & R_s L_r + \sqrt{3}\omega_r M^2 \\ R_s L_r + \sqrt{3}\omega_r M^2 & R_s L_r - \sqrt{3}\omega_r M^2 & -2R_s L_r \\ 2R_s M & -R_s M - \sqrt{3}\omega_r L_s M & -R_s M + \sqrt{3}\omega_r L_s M \\ -R_s M + \sqrt{3}\omega_r L_s M & 2R_s M & -R_s M - \sqrt{3}\omega_r L_s M \\ -R_s M - \sqrt{3}\omega_r L_s M & -R_s M + \sqrt{3}\omega_r L_s M & 2R_s M \end{pmatrix}$$

$$\left. \begin{pmatrix} 2R_r M & -R_r M + \sqrt{3}\omega_r L_r M & -R_r M - \sqrt{3}\omega_r L_r M \\ -R_r M - \sqrt{3}\omega_r L_r M & 2R_r M & -R_r M + \sqrt{3}\omega_r L_r M \\ -R_r M + \sqrt{3}\omega_r L_r M & -R_r M - \sqrt{3}\omega_r L_r M & 2R_r M \\ -2R_r L_s & R_r L_s - \sqrt{3}\omega_r L_s L_r & R_r L_s + \sqrt{3}\omega_r L_s L_r \\ R_r L_s + \sqrt{3}\omega_r L_s L_r & -2R_r L_s & R_r L_s - \sqrt{3}\omega_r L_s L_r \\ R_r L_s - \sqrt{3}\omega_r L_s L_r & R_r L_s + \sqrt{3}\omega_r L_s L_r & -2R_r L_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{us} \\ i_{vs} \\ i_{ws} \\ i_{ur} \\ i_{vr} \\ i_{wr} \end{pmatrix} \right)$$

(4.1)

또, 전동기의 회전각속도는 식(4.2)에 의해 Euler법으로 구한다.

$$J\frac{d\omega_r}{dt} = T - D\omega_r \tag{4.2}$$

여기서, 관성모먼트 : J

점성 제동계수 : D

시스템에 사용하는 전동기는 200[W]의 소형유도전동기(NA20-10F)이다. Table 4.1은 정격 및 제 정수를 나타낸다.

Table 4.1 Constant parameter and rates of motor

정격속도 [rpm]	정격전압 [V]	정격전류 [A]	R_s [Ω]	R_r [Ω]	L_s [H]	L_r [H]	M [H]
3000	120	2.0	5.86	5.30	0.164	0.164	0.143

시뮬레이션에 사용한 이득정수 및 부하정수는 각각

$J = 5.000 \times 10^{-5}[Nms^2]$, $D = 1.310 \times 10^{-5}[Nms]$, $K_{p\phi} = 20$,

$K_{i\phi} = 15$, $K_{\gamma s} = 10$, $K_{\delta s} = 10$ 이다.

시뮬레이션에서 자속전류 지령 $i_{\gamma s}^*$= 1[A], 토오크전류 지령 $i_{\delta s}^*$는 제한을 ±1[A]로 한다. 이 경우 1차 전류벡터의 크기는 일정 토오크의 과도상태에서는 $\sqrt{1^2+1^2} = \sqrt{2}$ [A], 정상상태는 $\sqrt{1^2+\varepsilon^2} \simeq 1$[A] 로 된다.

그리고 자속지령은 $|\phi_r|^* = Mi_{\gamma s}^* = 0.143$ [Wb] 이고, 과도, 정상상태에서 일정하게 유지된다.

4.2 속도검출에 의한 자계방향형 벡터제어

여기서는 본 연구에서 구성한 자계방향형 벡터제어가 잘 동작하고 있는지를 확인하기 위하여 각 상태변수의 시뮬레이션을 행한다. Fig. 4.2는 속도센서가 있을 경우 자계방향형 벡터제어에서 속도응답 시뮬레이션과 벡터제어 하지않고 정현파 3상 전원에 의한 구동시 속도응답 시뮬레이션 결과이다. 이 결과에서 벡터제어를 행하면 응답속도가 매우 향상되는 것을 알 수 있다.

이하 Fig. 4.3에서 Fig. 4.10은 속도 설정 1200[rpm]일 때 속도센서가 있는 자계방향형 벡터제어에서 각 상태변수를 계산한 시뮬레이션 결과를 나타낸다.

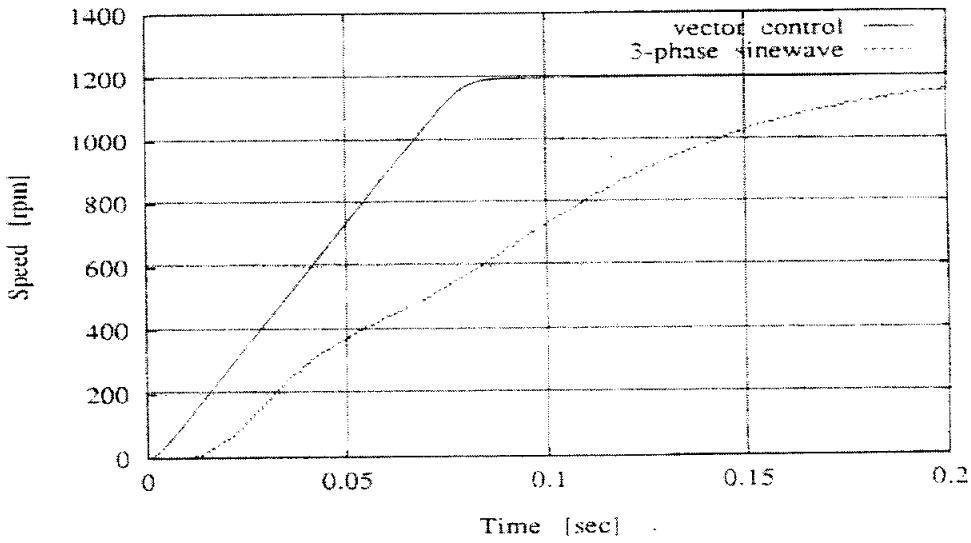


Fig. 4.2 Speed for vector control and 3-phase sine wave control

Fig. 4.2는 기존의 정현적 PWM방식과 벡터제어 방식에서 전동기의 기동특성을 비교한 것이다. Fig. 4.2에서 알 수 있듯이 벡터제어 방식이 기존의 정현적인 PWM제어 방식보다 우수한 것으로 나타났다.

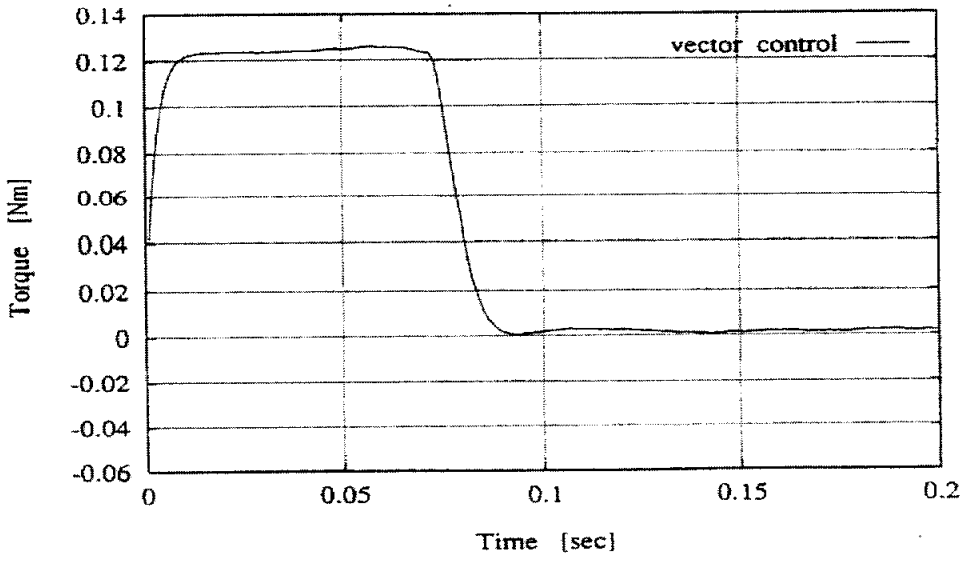


Fig. 4.3 Torque

Fig. 4.3은 Fig. 4.2의 조건에서 전동기에서 발생하는 토오크 파형이다. 일정 토오크로 전동기를 기동하고 정상상태에는 토오크의 발생이 거의 영으로 됨을 알 수 있으며, 이 토오크파형의 형상은 직류전동기와 유사하게 나타남을 알 수 있다. 따라서 유도전동기의 기동토오크 특성이 직류전동기의 기동특성과 유사하게 제어할 수 있음을 알 수 있다.

Fig. 4.3은 Fig. 4.2의 조건에서 전동기 상권선에 흐르는 전류를 d-q 변환한 파형으로 초기 기동시에만 비정현적인 전류가 유입되나, 곧 정현적인 정현파가 됨을 알 수 있고 두 전류인 d축 전류와 q축 전류의 위상차는 90° 가 됨을 알 수 있다. 또한 전류의 형상이 정현적이라는 것은 PWM에 의해 발생되는 전압 역시 등가 정현적임을 의미 한다.

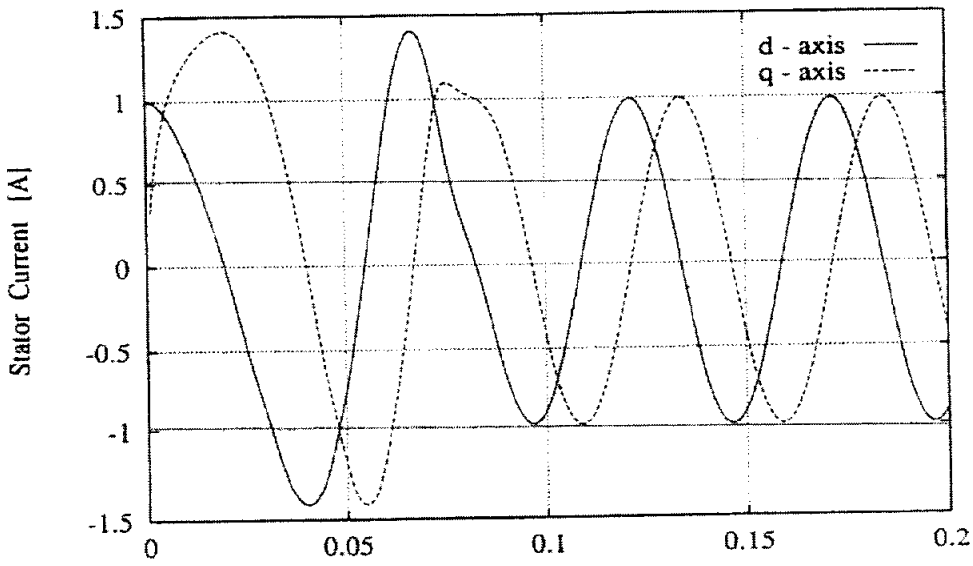


Fig. 4.4 Stator current of d-q axis

Fig. 4.4은 Fig. 4.2의 조건에서 전동기 상권선에 흐르는 전류를 $\gamma-\delta$ 변환한 파형으로 γ축 전류는 자화전류로서 일정하게 나타남을 알 수 있고, δ축 전류는 토오크성분 전류로서 앞에서 본 토오크파형과 그 형상이 거의 일치함을 알 수 있다. 이러한 토오크성분전류의 파형과 토오크의 파형이 유사함은 벡터제어가 잘 되고 있음을 의미한다.

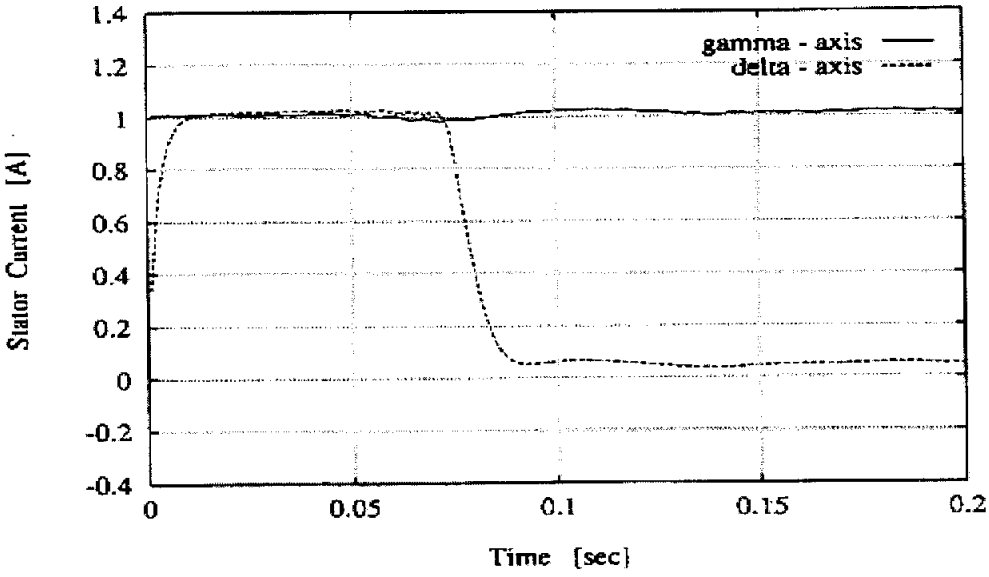


Fig. 4.5 Stator current of $\gamma-\delta$ axis

Fig. 4.6 및 Fig. 4.7은 Fig. 4.2의 조건에서 d-q축 전류와 $\gamma-\delta$축 전류를 리샤쥬(Lissajous)도형으로 나타낸 파형이다. Fig. 4.6의 d-q축 전류의 리샤쥬도형 파형이 원으로 나타나는 것은 상전류의 파형이 정현적이라는 것을 의미하고, Fig. 4.7의 $\gamma-\delta$축 파형에서 궤적이 기준축에 대하여 오른쪽 성분은 자화전류 성분이며 수직성분은 토오크성분 전류가 된다. $\gamma-\delta$축의 리사쥬도형이 수직으로 나타나는 것은 벡터제어가 양호하게 됨을 의미한다.

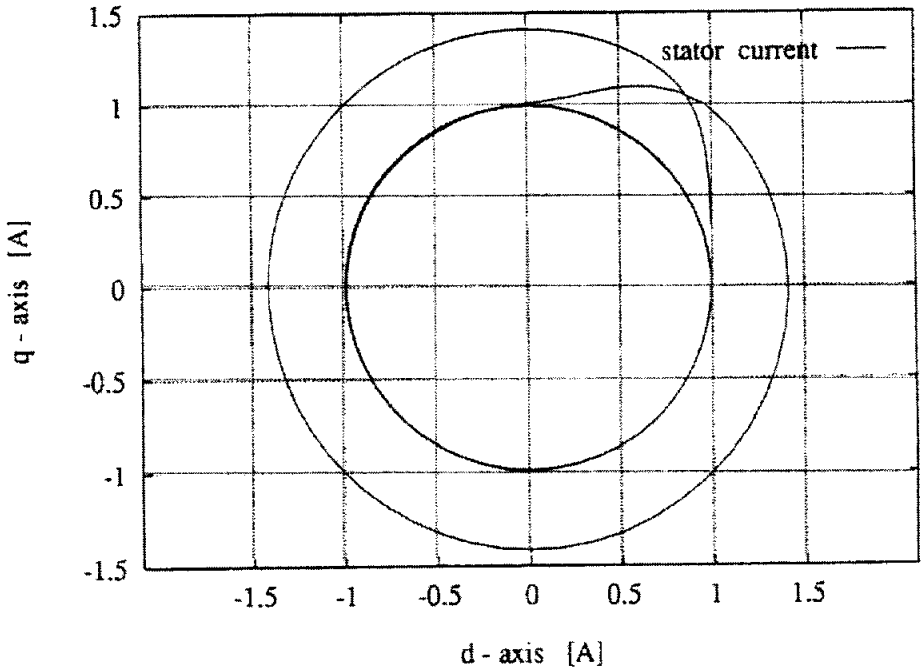


Fig. 4.6 Trajectory of stator current for d-q axis

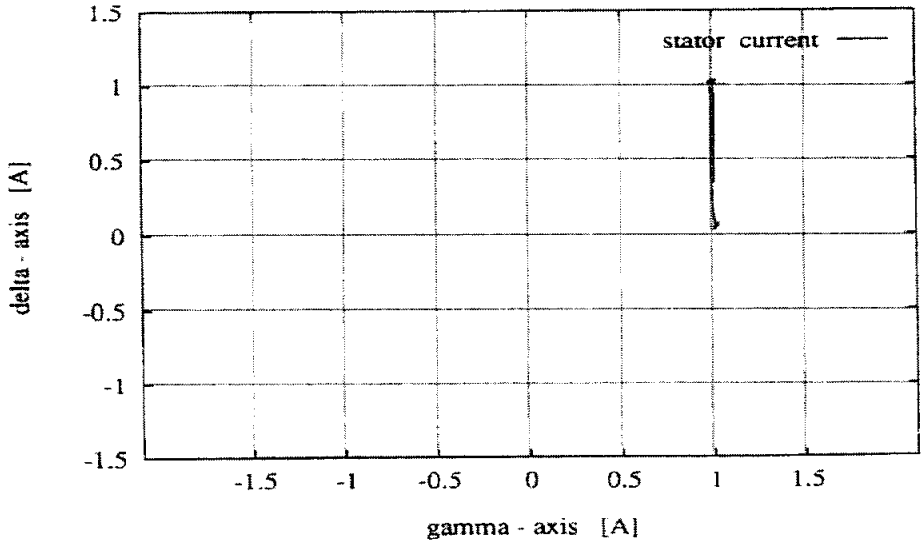


Fig. 4.7 Trajectory of stator current for $\gamma - \delta$ axis

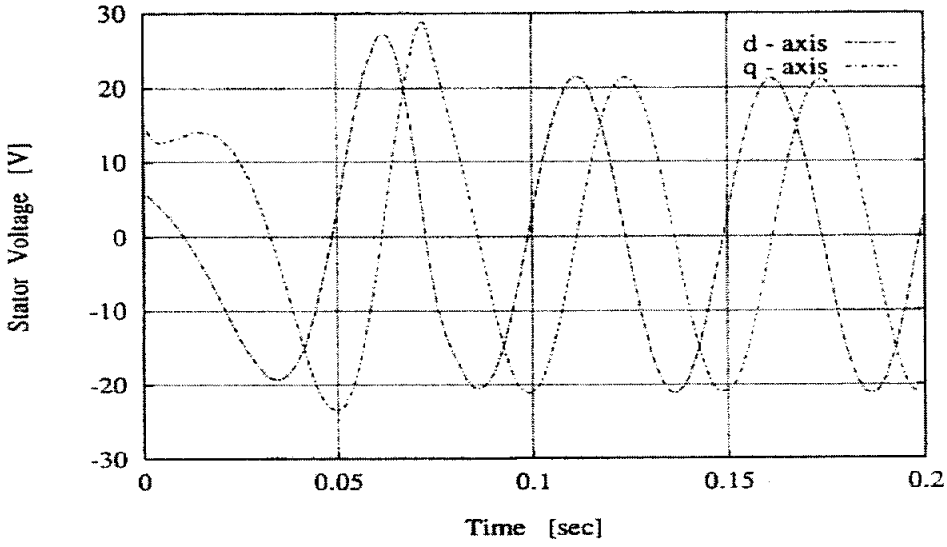


Fig. 4.8 Stator voltage for d-q axis

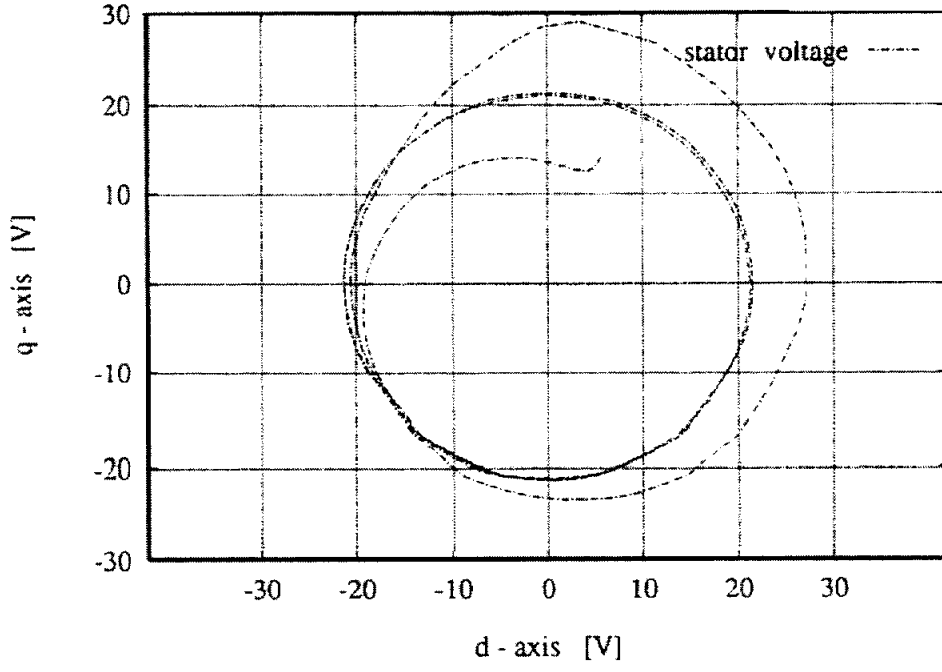


Fig. 4.9 Trajectory of stator voltage for d-q axis

Fig. 4.8은 Fig. 4.2의 조건에서 전동기 상권선에 인가되는 전압을 d-q축으로 변환한 파형으로 초기 기동시에만 비정현적인 전압이 인가되나, 곧 정현적인 정현파가 됨을 알 수 있고 두 전압인 d축 전류와 q축 전류의 위상차는 90° 가 됨을 알 수 있다.

Fig. 4.9 및 Fig. 4.10은 Fig. 4.2의 조건에서 d-q축 전압과 $\gamma-\delta$ 축 전압을 리샤쥬도형으로 나타낸 파형이다. Fig. 4.9의 d-q축 전압의 리샤쥬도형 파형은 정현적인 원에서 다소 벗어나는 형태를 취하고 있다.

그러나 전동기의 전류는 전압에 대하여 저역통과필터로 작용하므로 Fig. 4.4과 같이 전류는 정현적으로 나타남을 알 수 있다. Fig. 4.10의 $\gamma-\delta$ 축 변환시의 전압파형으로 Fig. 4.5와 같은 전류를 형성하기 위해 두 축의 전압이 동시에 변함을 알 수 있다.

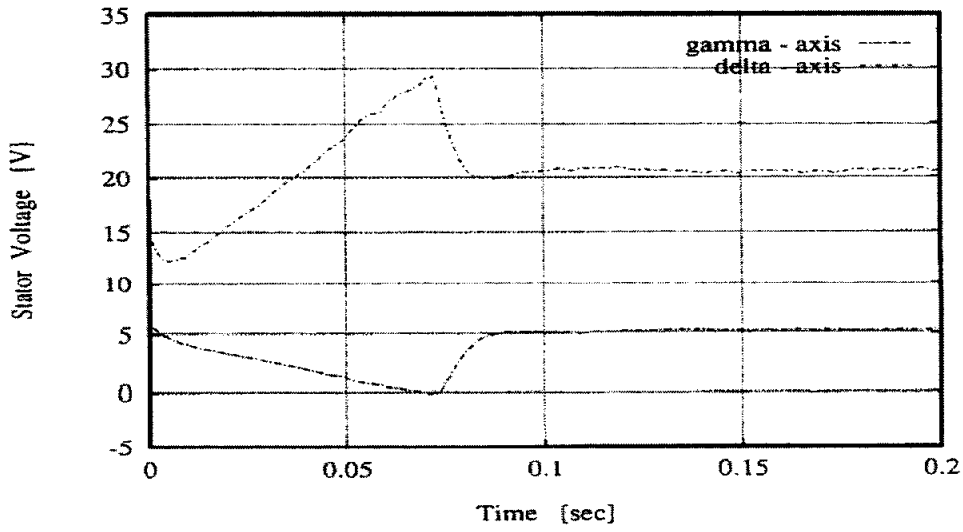


Fig. 4.10 Stator voltage for $\gamma-\delta$ axis

4.2.1 이득 정수 변화에 대한 시뮬레이션

시스템의 이득정수를 결정하기 위하여 각 이득정수를 변화시킬 때의 속도응답 변화에 대하여 검토한다. 각 이득정수에 대한 시스템에서 미리 설정한 3개 패턴의 파라미터에 대해 시뮬레이션하고 각 파라미터는 Table 4.2와 같이 설정되어 있다.

Table 4.2 Pattern of gain parameters

pattern	$K_p\phi$	$K_i\phi$	$K_{\gamma s}$	$K_{\delta s}$
1	50	0	20	20
2	5	50	20	20
3	20	15	10	10

이 3개 패턴의 파라미터는 각각 다음과 같다.

pattern1 : 시스템 파라미터의 최종 설정 값

pattern2 : DSP실행 프로그램에 있어서 설정되어 있던 값

pattern3 : 시뮬레이션 프로그램 안에서 설정되어 있던 값이다.

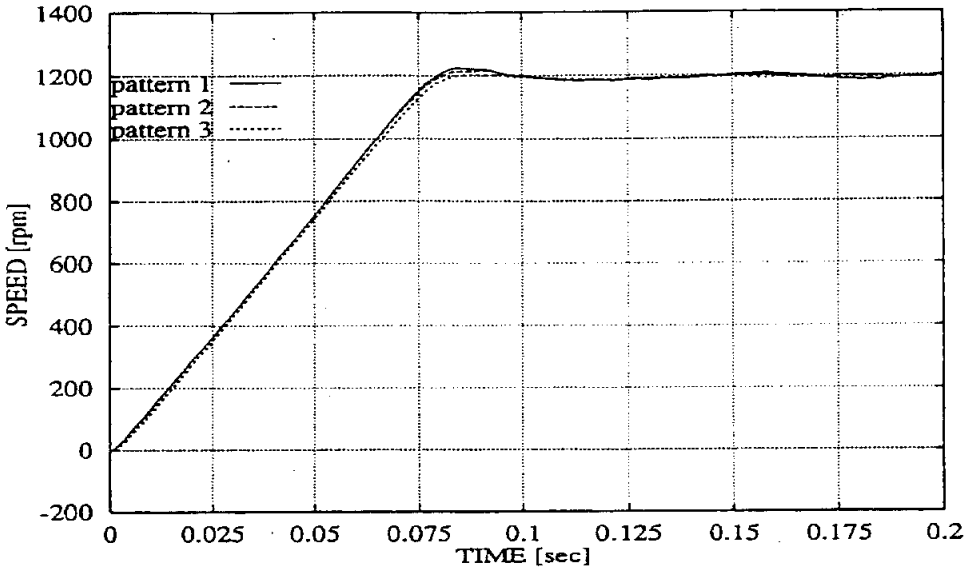


Fig. 4.11 Speed response with gain parameter by simulation

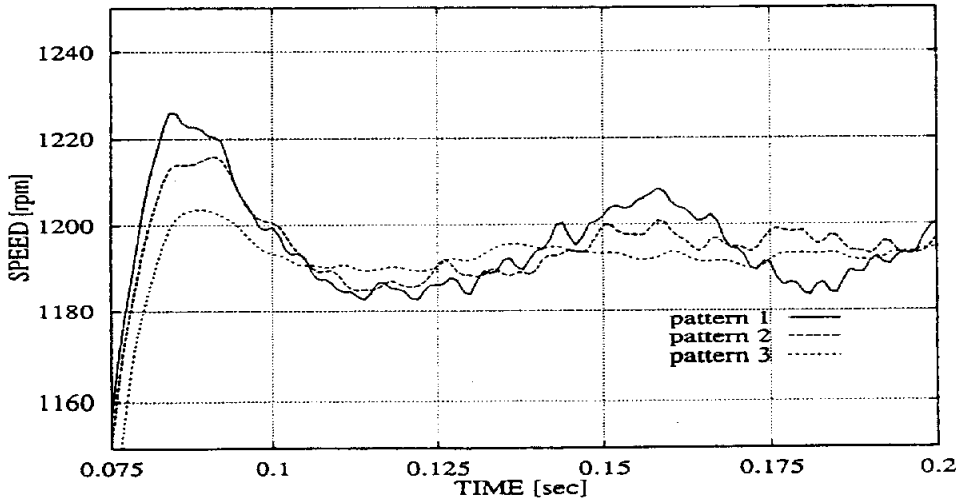


Fig. 4.12 Speed response to be zoom with gain parameter by simulation

Fig. 4.11은 pattern 1, pattern 2, pattern 3의 조건과 관측기 극의 비례계수 k = 1.5, 속도피드백 이득 $K_P = 0.01$ $K_I = 0.0$으로 설정하고 속도 지령값은 1200[rpm]로 하여 시뮬레이션한 결과를 나타낸다.

Fig. 4.12 은 Fig. 4.11을 확대한 그림이며 pattern 3이 오버슈트가 작고 가장 안정하고 속도변동은 불안정하지 않지만 속도응답의 상승시간은 가장 늦다. 또 pattern 1,2에 비교하여 속도 지령값 보다 제법 낮은 속도로 정속도 회전을 하고 있다. 여기서는 자계방향형 벡터제어의 시뮬레이션에 대해서만 나타냈다.

4.2.2 자속 시뮬레이션 결과

자속 관측기가 2차자속을 잘 관측하고 있는가를 검토하기 위해서 자속변수에 대하여 시뮬레이션한다.

Fig. 4.13 , Fig. 4.14는 각 이득정수를 pattern3의 것으로 취하고 d-q 축 2차자속 추정치와 그 궤적을 나타낸 것이다. 그 크기는 설정치 $\Phi_r^* = 0.145[Wb]$와 같고 90° 의 위상차를 가지며 원의궤적을 나타내므로 크기는 일정하게 제어되고 있음을 알 수 있다 Fig. 4.15는 $\gamma - \delta$축상의 2차자속 추정치를 나타낸 것이며 γ축 자속은 안정하게 일정한 값으로 유지되고 있고 δ축 자속은 영을 나타내고 있다. 자계방향형 2차자속의 일정 센서리스 벡터제어가 잘 되고 있음을 알 수 있다.

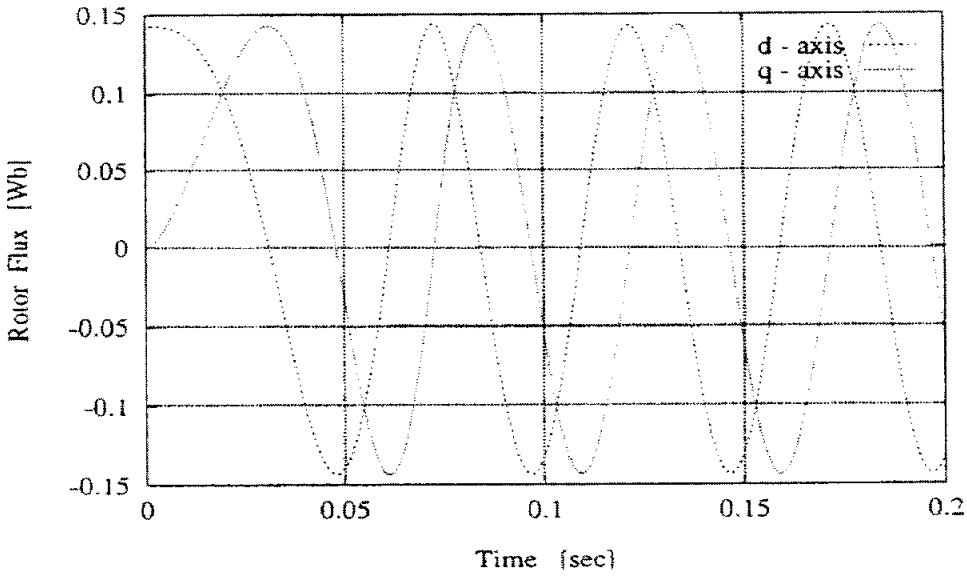


Fig. 4.13 Rotor flux $\hat{\phi_r}$ for d-q axis

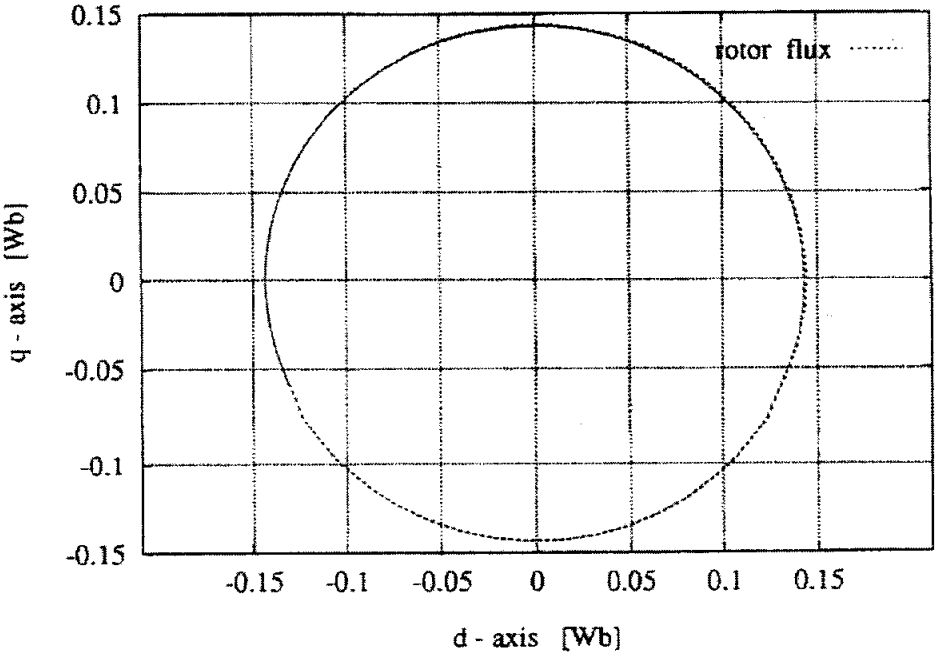


Fig. 4.14 Trajectory for flux $\hat{\phi_r}$ of d q axis

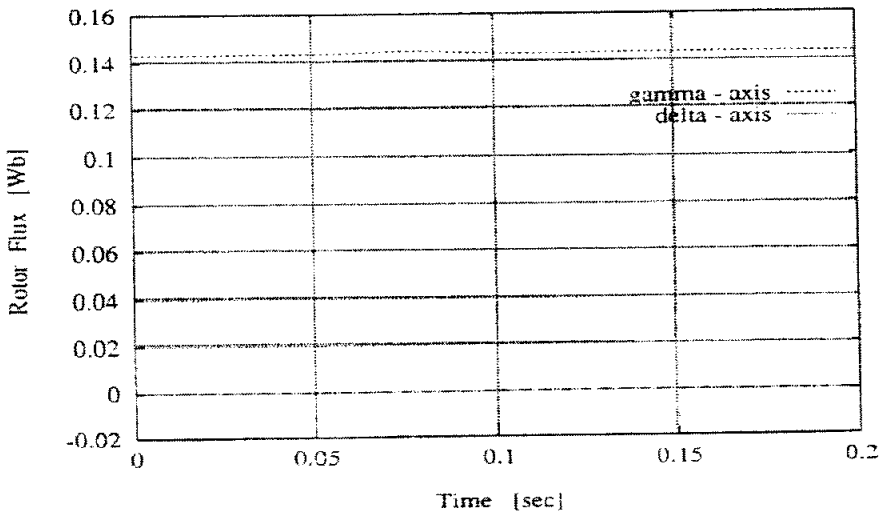


Fig. 4.15 Rotor for flux $\widehat{\phi_r}$ of $\gamma-\delta$ axis

4.3 속도 센서리스 벡터제어

Fig. 4.16은 속도 센서리스 벡터제어에 의한 속도제어계의 블록선도를 나타낸 것이며 DSP에 의해 연산하고 입력과 설정치는 속도를 검출하는 벡터제어와 동일하다. 이득정수 및 전동기 정수도 앞과 동일하다. 속도를 검출하는 Fig. 4.1과 다른 점은 검출한 1차전류와 관측기에 의해 얻어지는 2차자속에서 슬립 각주파수 $\widehat{\omega_s}$를 연산하고 전원 각주파수 $\widehat{\omega_0}$와의 차에서 회전각속도 $\widehat{\omega_r}$ 를 연산한다. 검출한 회전각속도 대신으로 각 제어의 연산에 사용하는 것이 다른 점이다.

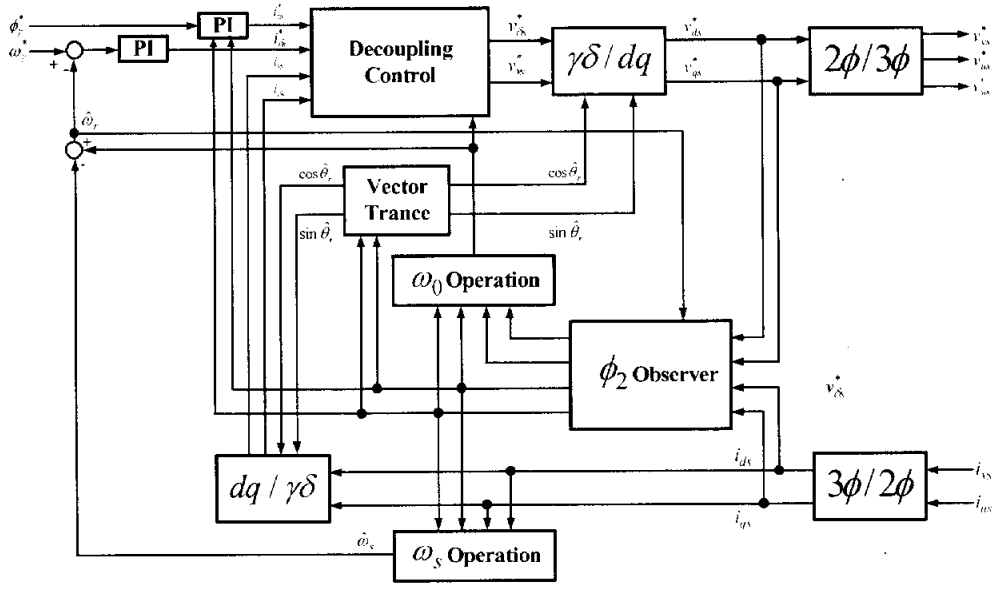


Fig. 4.16 Control scheme field orientation type sensorless vector control

4.3.1 관측기 극 비례이득 k의 변화에 대한 속도응답

2차자속 관측기를 이용한 전동기 구동시스템은 응답을 안정화시키기 위해서 관측기 이득을 조정하여야 하고 관측기 이득이 회전속도에 빠르게 추종하여 수렴하도록 설정해야 한다. 따라서 여기서는 최적인 관측기의 극을 택하기 위해 관측기 극의 비례계수 k의 변화에 대한 속도응답의 변화를 시뮬레이션에 의해 검토한다.

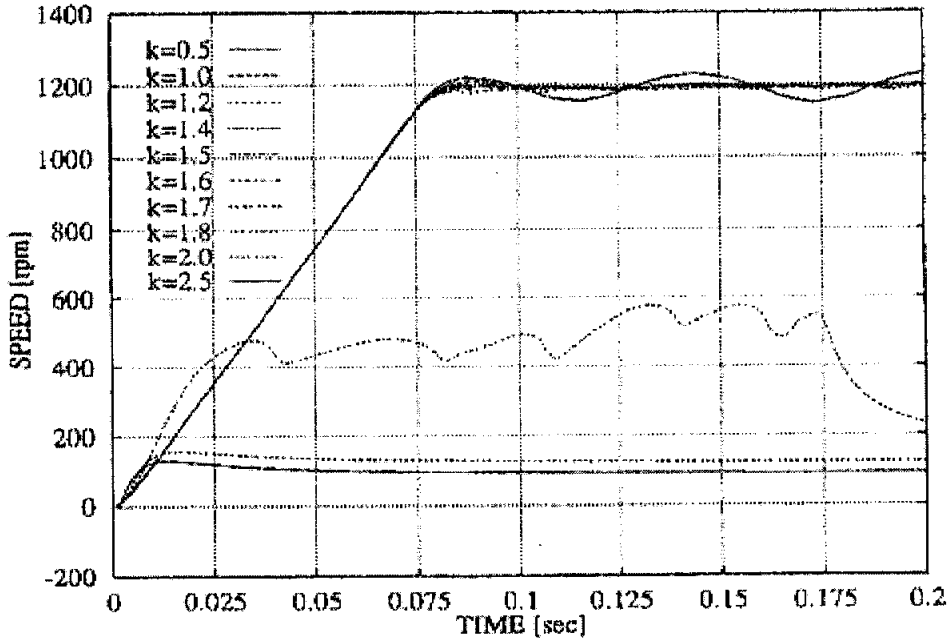


Fig. 4.17 Speed response with parameter k = 0.5 ~ 2.5

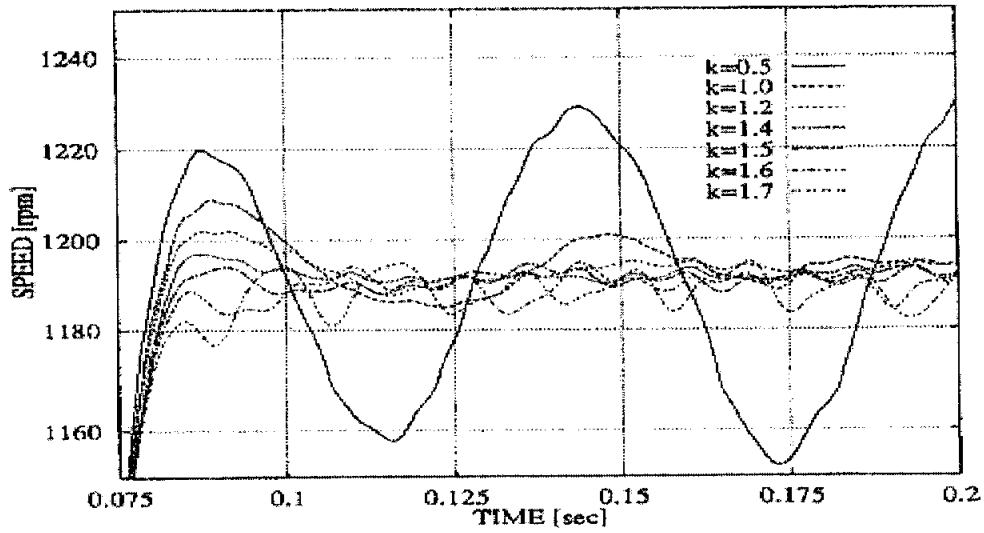


Fig. 4.18 Speed response with parameter k = 0.5 ~ 1.7 in zoom time scale

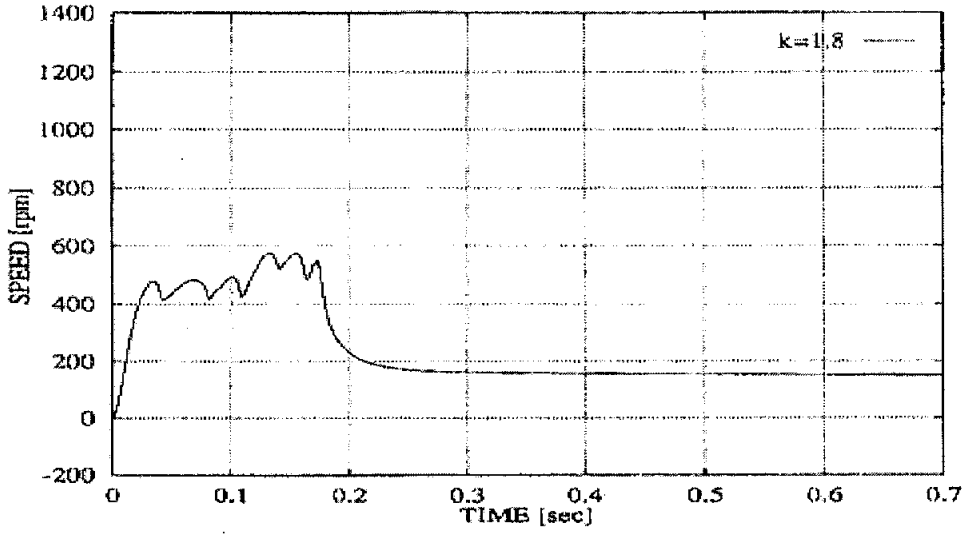


Fig. 4.19 Speed response with k = 1.8 in zoom time scale

Fig. 4.17~Fig. 4.19는 관측기의 극 k를 0.5 ~ 2.5까지 변화시킬 때의 속도응답 변화의 시뮬레이션 결과이다. Fig. 4.18은 Fig. 4.17에서 속도추종의 변화가 잘 보이지 않기 때문에 k = 0.5 ~ 1.7 사이의 속도응답 변화의 결과를 시간 축으로 확대한 것이다.

Fig. 4.19는 Fig. 4.17에서 변화가 매우 심한 k = 1.8일 때 속도응답 변화만을 시간축상으로 확대하여 본 것이다. 그 결과 Fig. 4.17에서와 같이 k = 1.2 ~ 1.6까지는 속도응답은 미소하게 변화하여 거의 확인할 수 없지만 대체적으로 안정함을 알 수 있다. 그리고 확대한 Fig. 4.18에서도 속도응답이 어느 경우나 완전히 안정한 것은 없지만, k = 1.5, k = 1.6이 이 중에서 가장 안정되고 있음을 알 수 있다. Fig. 4.19은 k=1.8일 때 속도추정 응답이며 k= 1.5, 1.6 보다 매우 작거나 크면 완전히 불안정함을 알 수 있다.

4.3.2 속도추정에 대한 응답

제안한 속도추정법이 잘 동작하는지를 조사하기 위해 추정속도와 실속도 (real speed) 응답에 대하여 시뮬레이션 하였다.

Fig. 4.20은 $k=1.6$으로 하고 실속도 ω_r , 추정속도(estimated speed) $\hat{\omega}_r$, 추정 전원각속도 $\hat{\omega}_0$ 및 추정 슬립각속도 $\hat{\omega}_s$ 를 나타내고 Fig. 4.21은 실속도 ω_r 와 추정속도 $\hat{\omega}_r$ 의 응답을 나타낸 것이다.

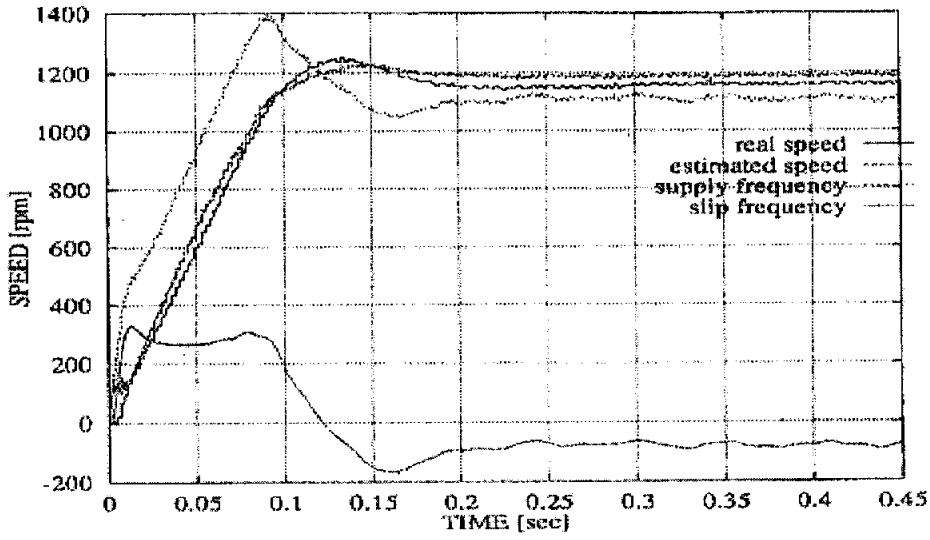


Fig. 4.20 Real and estimated speed and supply frequency and slip frequency

그림에서 알 수 있는 바와 같이 추정 전원각속도와 추정 슬립각속도의 차인 추정속도는 실제속도와 거의 일치함을 알 수 있다.

Fig. 4.20에서 추정 슬립각속도 $\hat{\omega}_s$ 는 1차전류와 자속관측기에서 얻은 2차 자속에서 연산한 것이며 전원 각속도와 슬립각속도의 차에서 실속도를 연산한

것이다. 각 상태변수의 시뮬레이션 결과는 도출한 계산식대로 잘 동작하고 있음을 알 수 있다.

Fig. 4.21에서 알 수 있는 바와 같이 추정속도는 실속도에 완전히 일치하지는 않고 다소 오차가 나타나고 있다. 이 오차의 원인은 관측기가 2차자속을 바르게 관측하고 있지 않기 때문이라 생각된다. 그러나 추정속도는 어느 정도 범위 이내로 실속도에 안정하게 수렴하고 있고 실속도는 안정하게 동작하고 있는 것을 알 수 있다. 이 결과에서 제안한 속도추정법에 의해 속도 센서리스 벡터제어가 가능하다는 것을 알 수 있다.

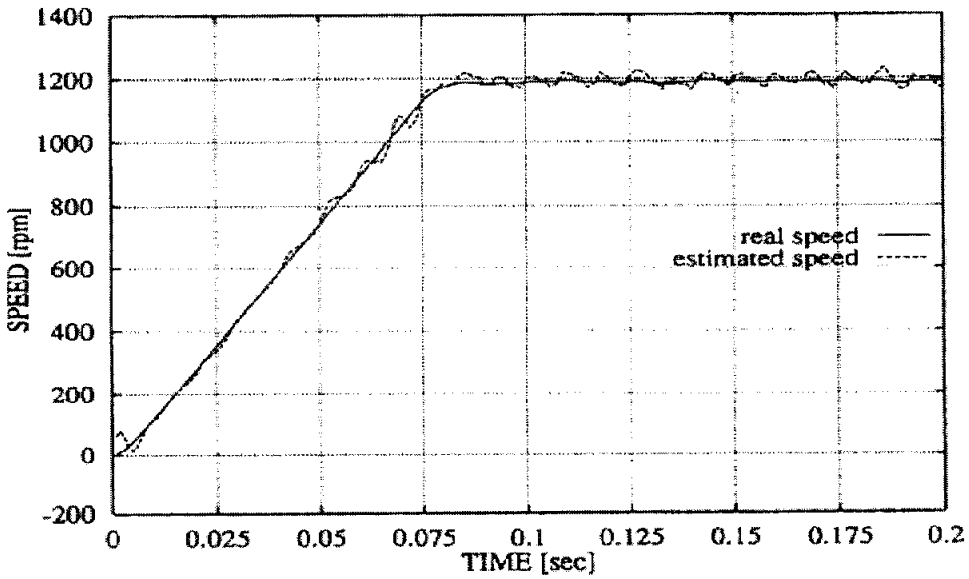


Fig. 4.21 Real and estimated speed

4.4 비간섭제어

비간섭 제어의 유무에 따라서 실제로 어느 정도 응답에 영향이 있는가를 시뮬레이션에 의해서 검토한다. Fig. 4.22은 앞에서와 같은 시뮬레이션 조건에서 비간섭에 대한 속도 응답 시뮬레이션 결과를 나타낸다. 또한 비간섭을 고려하지 않는 경우에 비하여 현저한 변화의 결과가 얻어졌다.

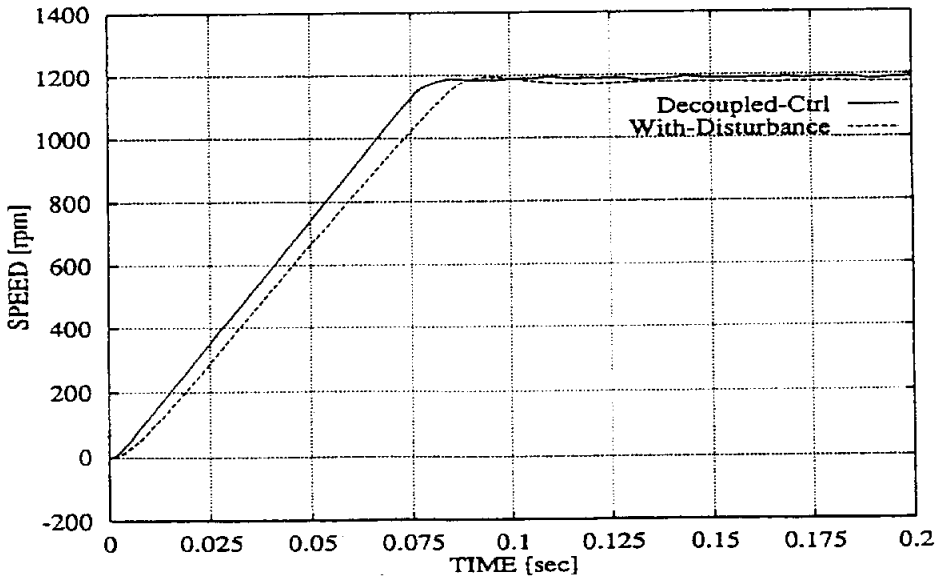


Fig. 4.22 Speed response of decoupled control and with disturbance

우선 비간섭 제어를 행한 것이(decoupled control) 비간섭 제어를 행하지 않는 것보다 외란의 영향을 받을 때(with-disturbance), 상승시간이 빠르게 지령값에 수렴함을 알 수 있다.

제5장 실험

실험은 다음 2항목으로 수행하였다.

● 실험 1 자계방향형 벡터제어에 의한 구동

● 실험 2 속도센서리스 벡터제어에 의한 구동

실험 1은 순시토오크 제어가 가능한지 아닌지를 속도제어를 행하여 확인하고 가관측을 행한 상태량에서 순시토오크의 연산을 수행하는 것이 목적이다. 실험 2는 속도센서가 없을 경우 제안한 속도추정법의 알고리즘에 의한 제어로 속도센서가 있는 경우와 똑같이 속도제어가 가능한지를 조사한다.

5.1 벡터 구동시스템의 구성

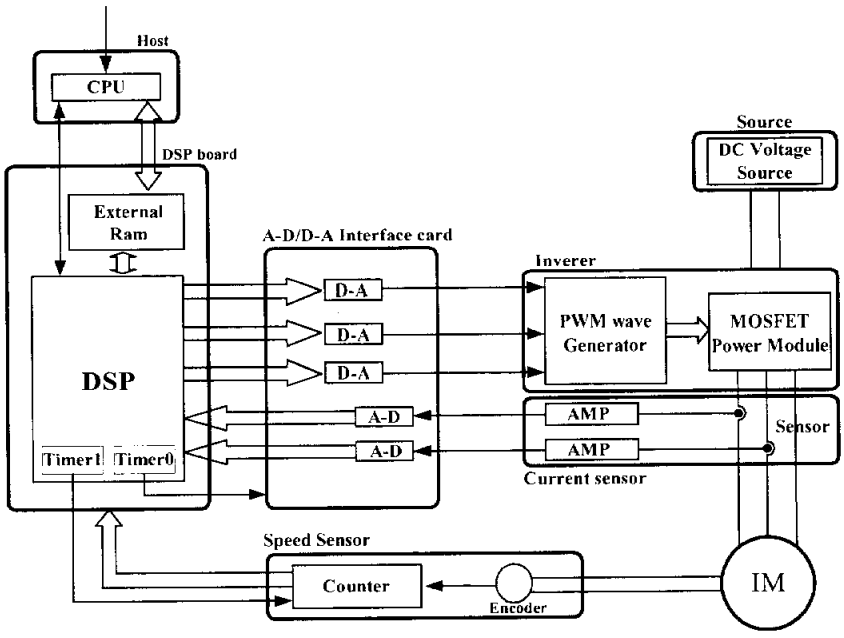


Fig. 5.1 AC vector control system of induction motor

Fig. 5.1은 유도전동기의 벡터제어 시스템의 구성을 나타낸 것이며 주된 구성요소는 제어대상인 유도전동기를 제어하는 제어회로(DSP), 전동기에 전력을 공급하는 전원 전압형 인버터, 전동기에 흐르는 전류를 검출하는 전류검출기 및 전동기의 회전속도를 검출하는 속도검출기로 구성되어 있다.

각 구성요소의 자세한 설명은 부록 A에 나타냈다. 여기서 사용한 전원전압은 작기 때문에 전류변화율이 작다. 전류의 주파수에 상한이 있기 때문에 속도지령은 1200[rpm]으로 한다. 자속의 초기치는 정지시에 미리 여자해 두고 자속 관측기의 상태변수에도 미리 초기치를 둔다.

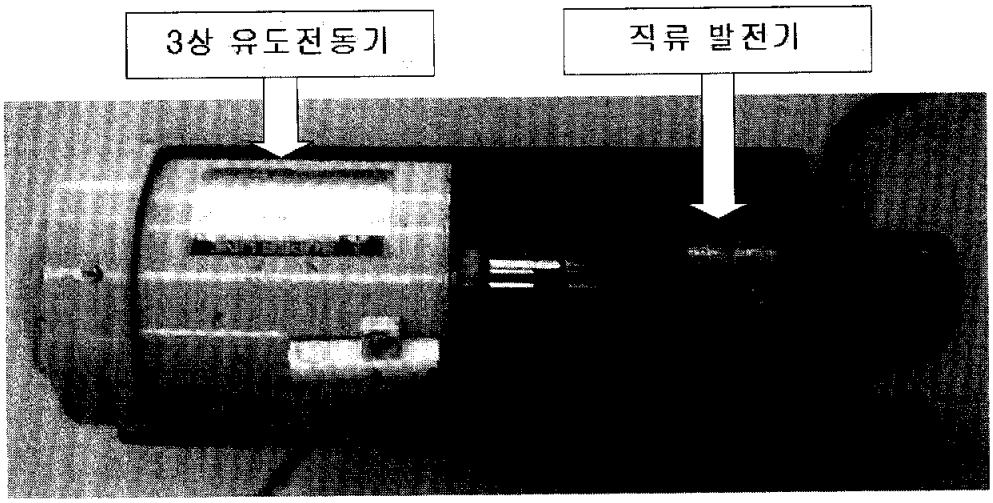


Fig. 5.2 3-phase induction motor and dc generator for load

Fig. 5.2는 본 논문에 사용된 3상 유도전동기와 부하용 직류 발전기를 나타내고 있다. 부하인가를 위해서 직류 영구자석 발전기의 출력단에 저항을 연결하여 사용하였다.

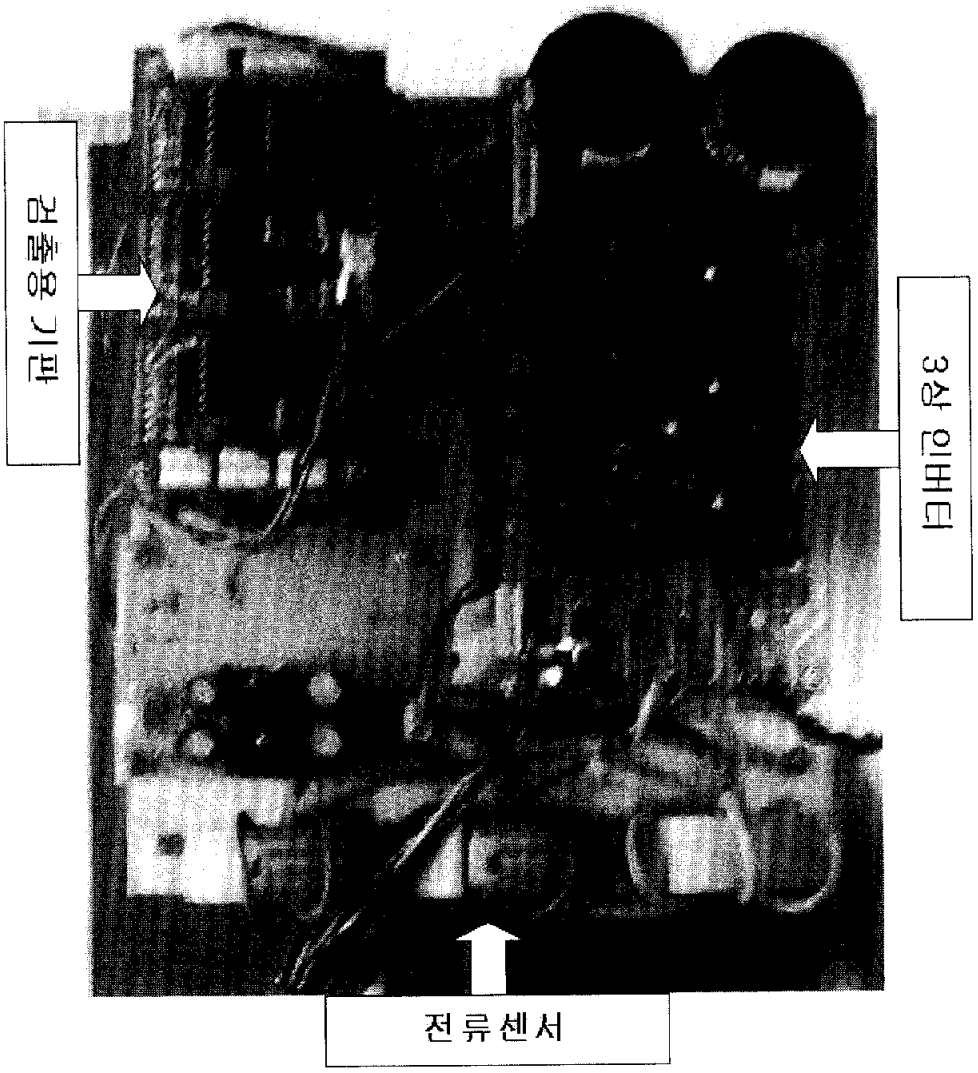


Fig. 5.3 3-phase inverter and interface

Fig. 5.3은 3상 인버터, 전류센서 및 검출용 기판을 나타내고 있다. 인버터용 파워 스위칭 소자는 2SK2918을 사용하여 PCB로 제작하였으며, 전류센서는 30[A]에 4[V]출력을 내는 Hall-CT를 사용하였다.

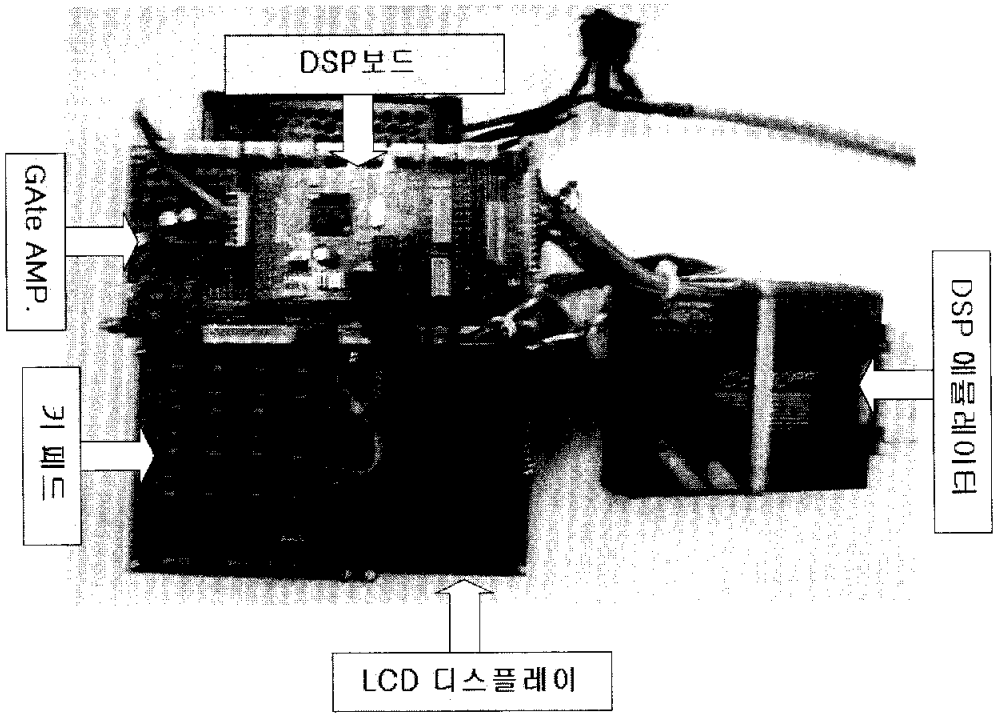


Fig. 5.4 DSP I/O port

Fig. 5.4에 나타난 제어보드는 전동기 구동용에 적합하면서, 비교적 저가인 DSP보드(TMS320F2406)이며, Gate Amp는 한 개의 전원을 요구하는 3상 인버터 전용 칩인 IR2136을 사용하였다. 또한 제어조건의 입력을 위해 16키 패드를 장착하였으며, 각 상태를 출력하기 위해 LCD를 장착하였다.

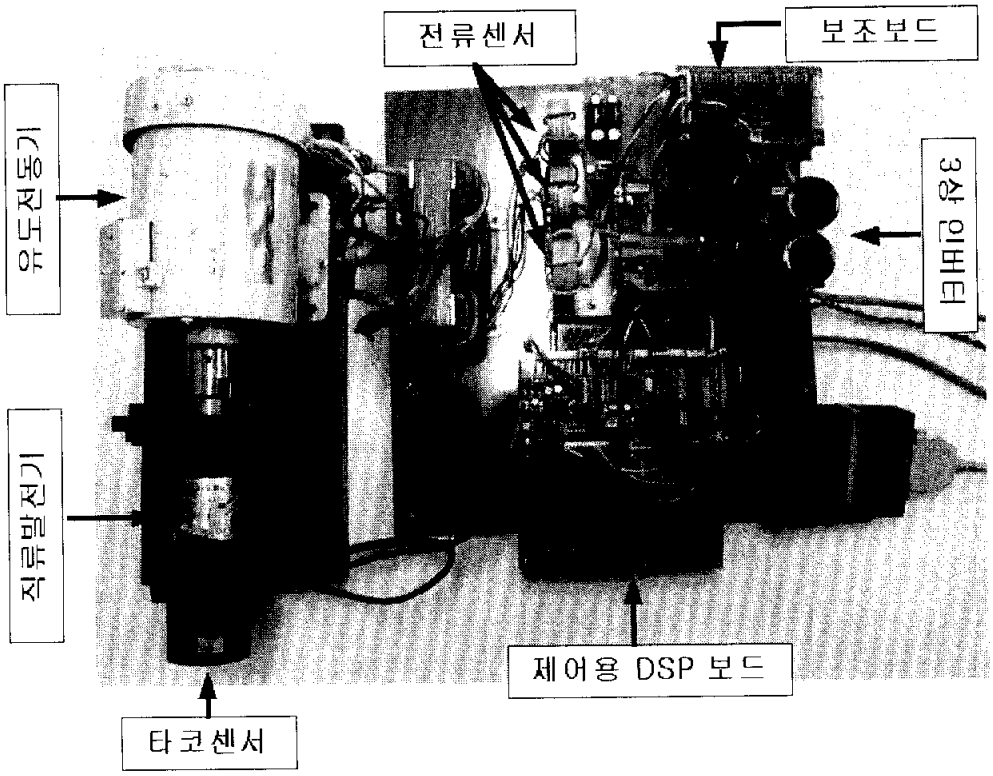


Fig. 5.5 Full system composition

Fig. 5.5는 유도전동기 센서리스를 행하기 위한 전체 시스템을 나타내고 있다. 우선 DSP에서 키패드를 통해 지령속도와 같은 입력 변수를 받고, 3상 인버터를 통해 유도전동기에 전압을 인가하고, 이 때의 전류를 전류센서를 통해 입력받아 위절에서 언급한 수식에 의해 전동기의 속도를 추정하여 제어하게된다.

5.2 프로그램

속도 센서리스 벡터제어에서 DSP를 동작시키기 위한 프로그램은 미리 준비된 것을 사용한다. DSP에 의해 계산하는 항목은 Fig. 4.16의 블록선도에 있는 각 항목이다. 여기에서 DSP는

- 호스트 컴퓨터에서 주어지는 자속지령 ϕ_r^*, 속도지령 ω_r^*
- A/D컨버터에서 얻어진 디지털량에서 변환된 전동기 2상 분의 순시 전류 i_{us}, i_{vs}를 입력해서 연산을 행하고 순시 전압지령 v_{us}^*, v_{vs}^*, v_{ws}^*를 출력한다.

DSP는 Fig. 4.16의 블록에 있는 각 항목을 다음의 순서로 계산해 간다.

1) PID제어, 속도추정값 $\hat{\omega}_r$로 부터 지령토오크 $\hat{T}$가 토오크 한계를 벗어나는지 여부를 비교하고 초과하면 지령값을 한계값에 설정한다. 또, 속도추정값 $\hat{\omega}_r$로 부터 식(3.20)에 나타낸 2차자속 관측기의 각 파라미터를 산출한다.

2) A/D컨버터에서 전송되는 2상분의 1차전류 i_{us}, i_{vs}를 읽고

$i_{ws} = -(i_{us} + i_{vs})$로 하여 i_{ws}를 산출한다.

3) 3상/2상 변환은 i_{ds}, i_{qs}을 계산하고 2차자속 관측기에 입력되어 동시에 $\hat{\phi}_{dr}$, $\hat{\phi}_{qr}$, $\hat{\phi}_{dr}$, $\hat{\phi}_{qr}$을 산출한다.

4) 여자자속 제어 및 벡터회전 : 2차자속 관측기에 의해 산출한 $\hat{\phi}_{dr}$, $\hat{\phi}_{qr}$을 기초로 i_γ^*을 산출하고 동시에 $\hat{\phi}_{dr}$, $\hat{\phi}_{qr}$에서 $\cos\hat{\theta}_r$, $\sin\hat{\theta}_r$을 산출한다.

5) 속도추정 : 식(3.64), 식(3.65), 식(3.68), 식(3.66)에 의해 각각 $\hat{\omega}_0$, $\hat{\omega}_s$, $\hat{\omega}_r$, $\hat{T}$를 산출한다.

6) 전류제어($dq/\gamma\delta$좌표변환 및 PI제어) : 벡터회전에 의해 얻어진 $\cos\hat{\theta}_r$, $\sin\hat{\theta}_r$와 i_{ds}, i_{qs}로부터 $i_{\gamma s}$, $i_{\delta s}$을 산출하고 PI제어에 의해 $i^*_{\delta s}$을 산출한다.

7) 비간섭 제어 : 전류제어에 의해 산출한 $i_{\gamma s}$, $i_{\delta s}$ 및 $i^*_{\gamma s}$, $i^*_{\delta s}$로부터 식(3.27)에 의해 비간섭 제어를 행하고 $v^*_{\gamma s}$, $v^*_{\delta s}$를 산출한다.

8) 전압제어($\gamma\delta/dq$ 좌표변환) : 벡터회전에 의해 얻어진 $\cos\hat{\theta}_r$, $\sin\hat{\theta}_r$와 비간섭 제어에 의해 얻어진 $v^*_{\gamma s}$, $v^*_{\delta s}$로 부터 v^*_{ds}, v^*_{qs}를 산출한다.

9) 전압제어(2상/3상 좌표변환) : 8)에 의해 얻어진 $v^*_{\gamma s}$, $v^*_{\delta s}$로 부터 2상/3상 좌표변환을 행하고 v^*_{us}, v^*_{vs}, v^*_{ws}를 산출한다.

10) 지령전압의 출력 : v^*_{us}, v^*_{vs}, v^*_{ws}을 D/A컨버터에 출력한다.

5.3 실험결과

각 이득정수는 시행착오에 의해 다음과 같이 구하였다.

속도피드백 게인 $K_p = 0.01$, $K_i = 0.0$

자속피드백 게인 $K_{p\Phi} = 50.0$, $K_{i\Phi} = 0.0$

전류피드백 게인 $K_{\gamma s} = 20.0$, $K_{\delta s} = 20.0$

토오크 값은 식(3.66)을 이용해 프로그램에서 계산한 것이다. 정상상태에 있어서는 점성마찰에 대하여 정(+) 토오크를 발생하는 것이 당연하지만 계산 토오크 값은 부(-)로 되어있다. 이 원인은 후술하는 전류 센서의 자기 히스테리시스에 의한 것이라 생각된다. 실제의 전동기에는 정(+) 토오크를 발생시키는 전류가 흐르고 있어야 하는 것이 당연하지만 히스테리시스 쪽이 크기 때문에 실제의 전류가 측정되지 않기 때문에 실제 토오크와 다른 토오크 값이 계산되어 버린다. 2차자속추정에 관해서는 관측기의 극을 결정하는 k를 1.6으로 취했다. 2차자속벡터는 크기를 일정하게 유지해 가면서 원을 그리고 있으므로 추정이 잘 되는 것으로 생각된다. 위와 같은 각 파라미터를 인가한 상태에서 실험한 결과를 나타낸 것이며 벡터제어가 잘 되고 있음을 확인할 수 있다.

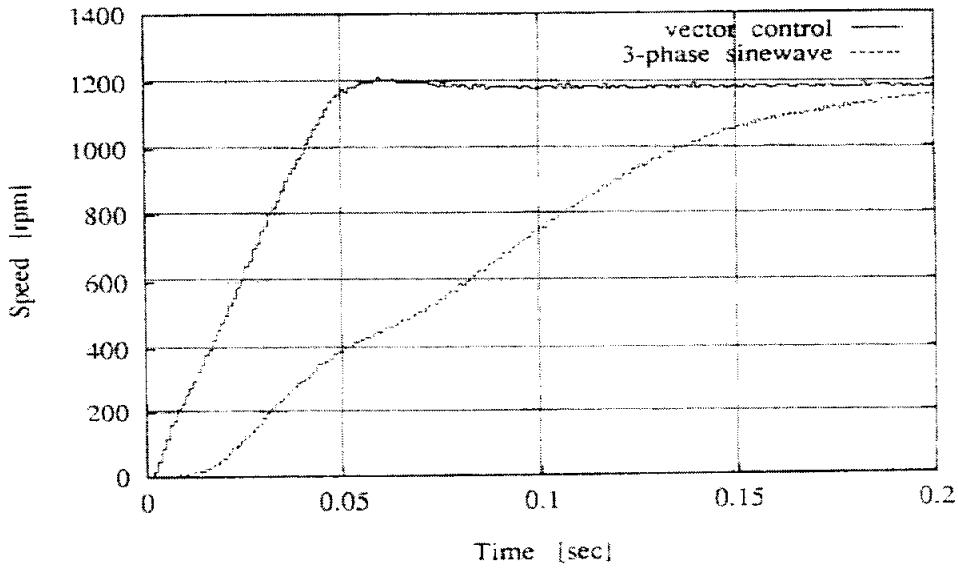


Fig. 5.6 Experiment results by vector control and sine wave drive

Fig. 5.6는 기존의 정현적 PWM방식과 벡터제어방식에서 전동기의 기동특성을 비교한 것이다. 앞 절에서 시뮬에이션 결과인 Fig. 4.2와 거의 동일함을 알 수 있다. 이는 전동기의 파라미터 측정이 양호함을 검증하는 것이 된다.

Fig. 5.7은 Fig. 5.6의 조건에서 전동기에서 발생하는 토오크 파형이다. 토오크의 파형은 시뮬레이션 결과와 다소 다르게 나타나지만, 그 형상은 유사하게 나타남을 알 수 있었다. 그 이유는 기계적 커플링에 다소 문제가 있는 것으로 사료되나 구동에는 큰 문제가 발생하지 않았다.

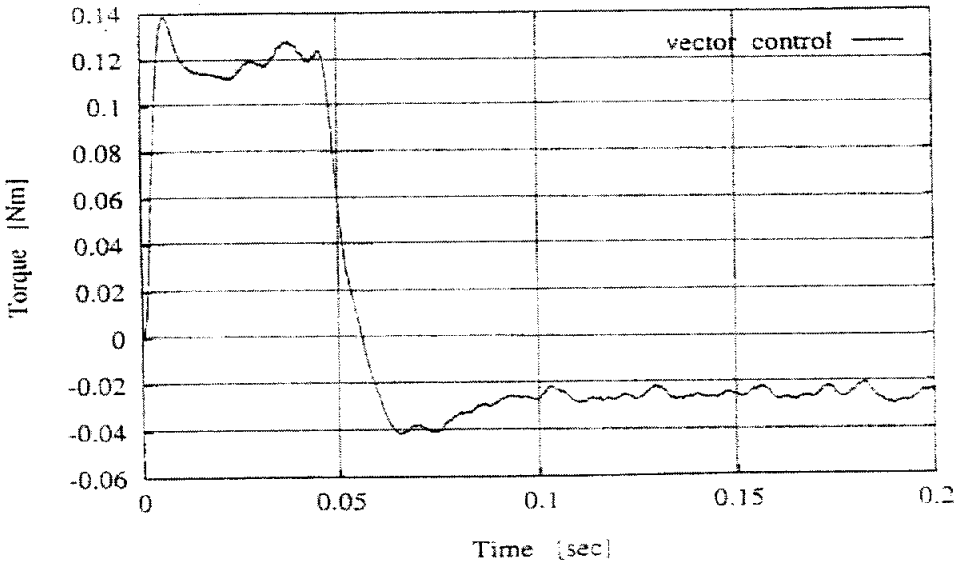


Fig. 5.7 Calculated torque

Fig. 5.8는 Fig. 5.6의 조건에서 전동기 상권선에 흐르는 전류를 d-q 변환한 파형으로 초기 기동시에만 비정현적인 전류가 유입되나, 곧 정현적인 정현파가 됨을 알 수 있고 두 전류인 d축 전류와 q축 전류의 위상차는 90° 가 됨을 알 수 있다. 시뮬레이션 결과는 다소 차이가 있지만 센서리스 구동에는 문제가 없는 것으로 나타났다.

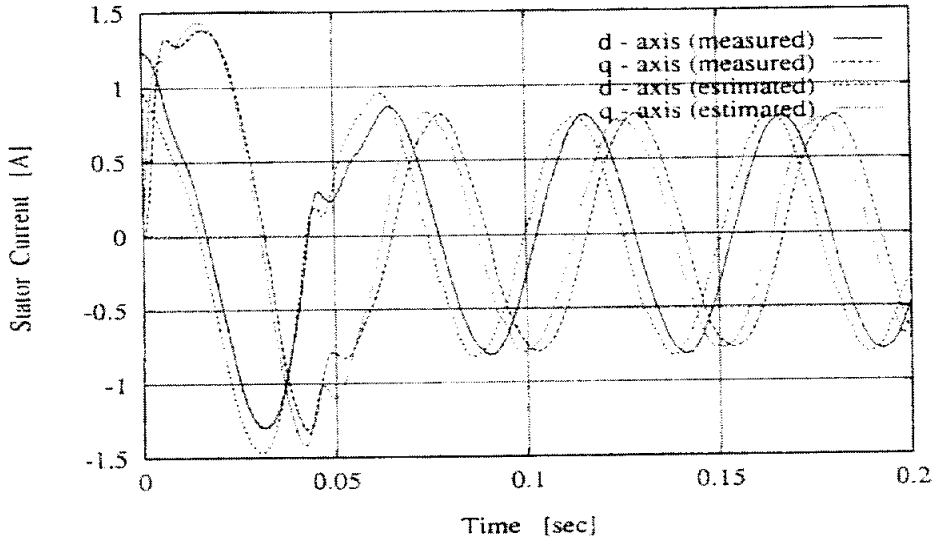


Fig. 5.8 Estimated and measured stator currents for d q axis

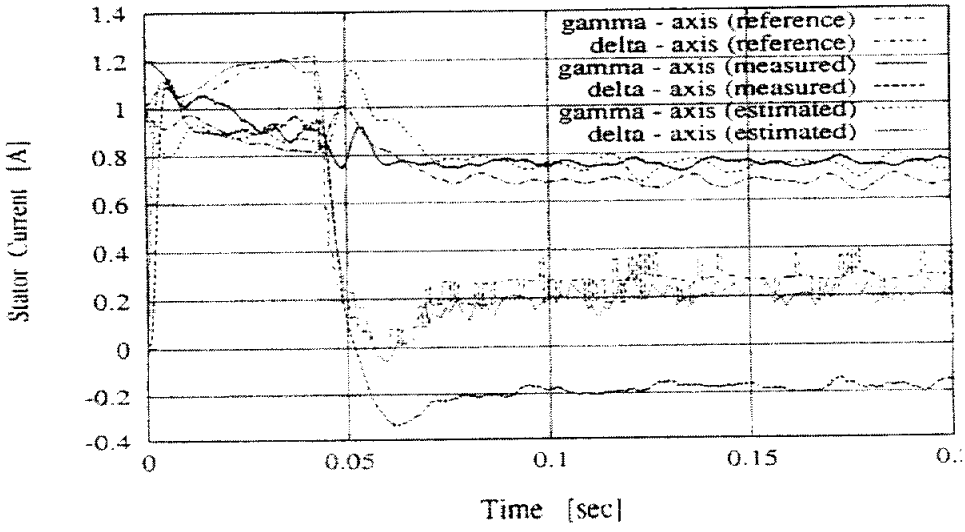


Fig. 5.9 Reference and measured and estimated stator current for $\gamma-\delta$ axis

Fig. 5.9은 Fig. 5.6의 조건에서 전동기 상권선에 흐르는 전류를 $\gamma-\delta$ 변환한 파형으로 시뮬레이션 파형과 유사함을 알 수 있다.

γ축 전류는 자화전류로 일정하게 나타남을 알 수 있고, δ축 전류는 토오크 성분 전류로 앞에서 본 토오크 파형과 그 형상이 거의 일치함을 알 수 있다. 이러한 토오크성분전류의 파형과 토오크의 파형이 유사함은 벡터제어가 잘되고 있음을 검증하는 것이다.

Fig. 5.10은 Fig. 5.6의 조건에서 d-q축 전류의 리샤쥬도형으로 나타낸 파형으로 정현 원에 가깝게 나타남을 알 수 있다.

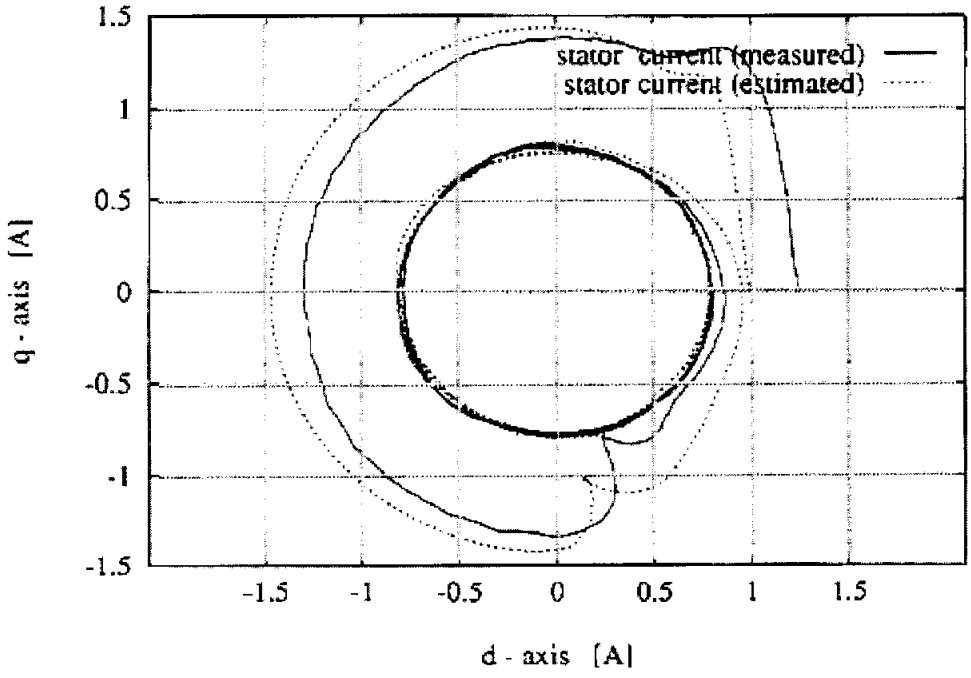


Fig. 5.10 Trajectory of measured and estimated stator current d-q axis

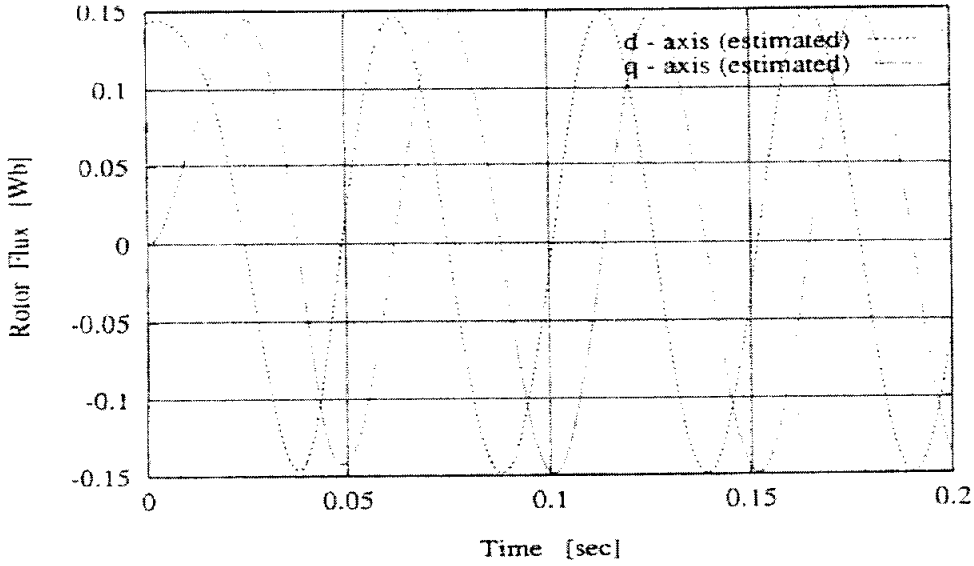


Fig. 5.11 Estimated rotor flux for d-q axis

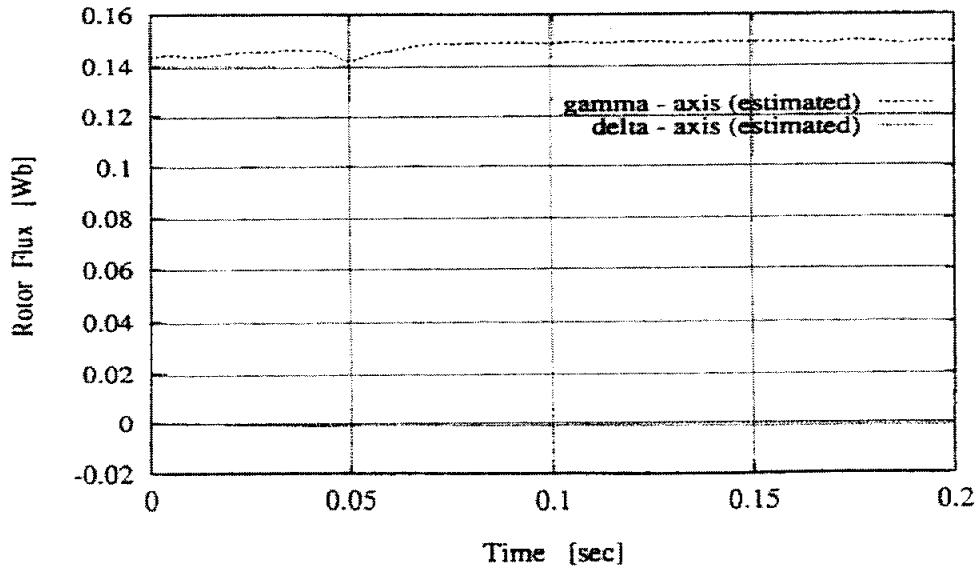


Fig. 5.12 Estimated rotor flux for $\gamma-\delta$ axis

Fig. 5.11은 전동기 자속을 d-q축 변화 한 파형으로 정현적으로 나타남을 알 수 있다. 이와 같이 추정자속이 정현적이 되므로 속도추정이 양호하게 나타나는 결과가 된다.

Fig. 5.12은 전동기 자속을 $\gamma-\delta$ 변환 한 파형으로 자속에는 다소 리플이 존재하나 이는 전동기의 기계적인 문제에 기인한 것으로 사료된다.

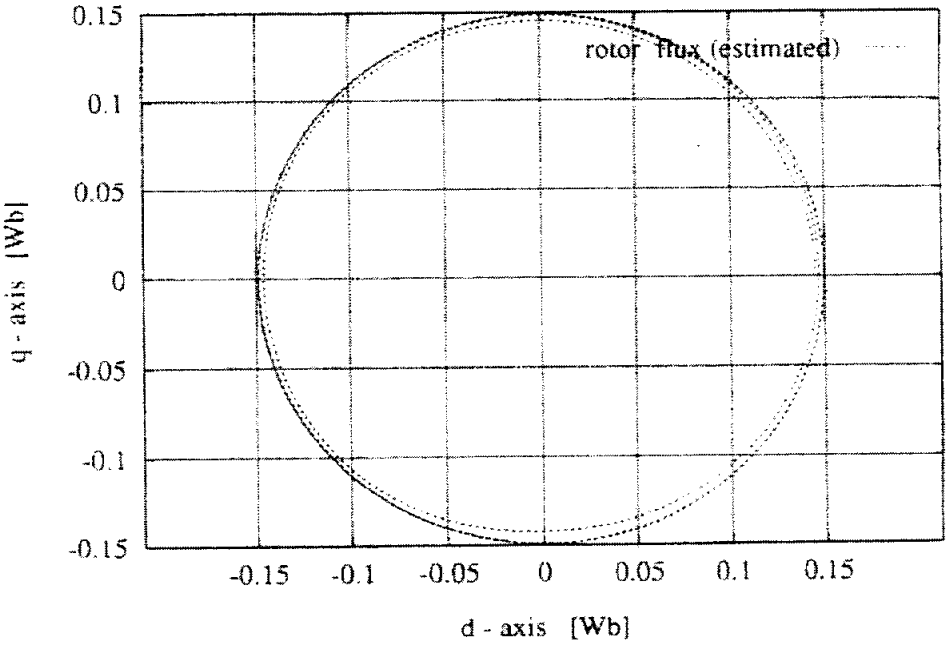


Fig. 5.13 Trajectory of estimated rotor flux for d-q axis

Fig. 5.13는 d-q축 전류를 리샤쥬도형으로 나타낸 파형으로 양호한 정현 원이 됨을 알 수 있었다.

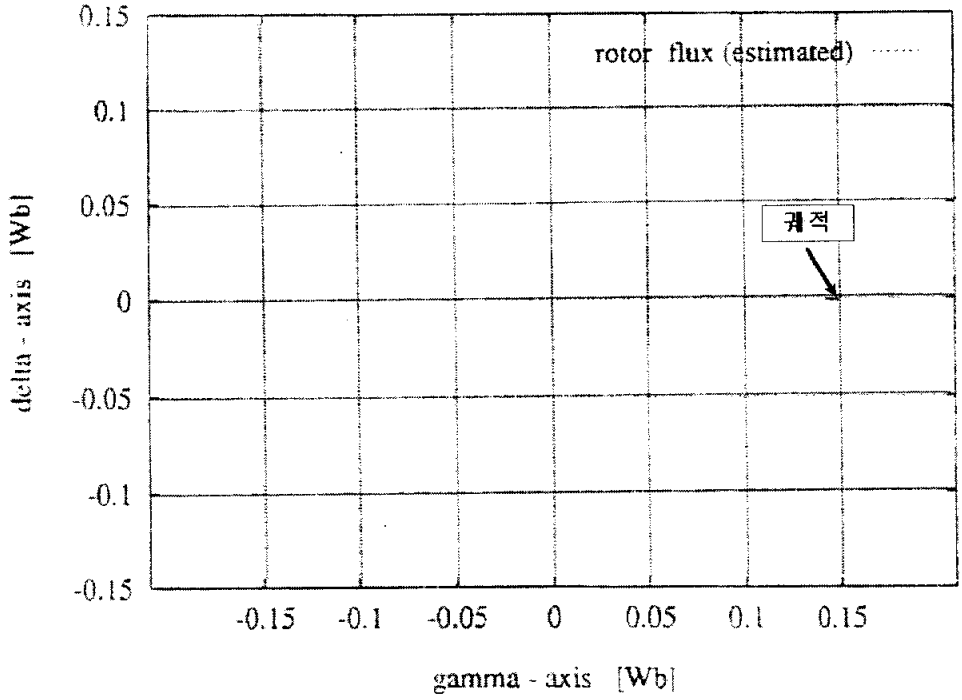


Fig. 5.14 Estimated rotor flux for $\gamma-\delta$ axis

Fig. 5.14은 $\gamma-\delta$축 자속을 리샤쥬도형으로 나타낸 파형이다. Fig. 5.12에서 알 수 있듯이 $\gamma-\delta$축 자속이 모두 일정함으로 리샤쥬도형을 나타낼 경우 Fig. 5.14과 같이 점이 됨을 알 수 있다.

Fig. 5.15은 전동기 상권선에 인가되는 전압을 d-q축으로 변환한 파형으로 초기 기동시에만 비정현적인 전압이 인가되나, 곧 위상차 90° 를 갖는 정현적인 정현파가 됨을 알 수 있다.

Fig. 5.16의 $\gamma-\delta$축 변환시의 전압파형으로 Fig. 5.9와 같은 전류를 형성하기 위해 두 축의 전압이 동시에 변함을 알 수 있다.

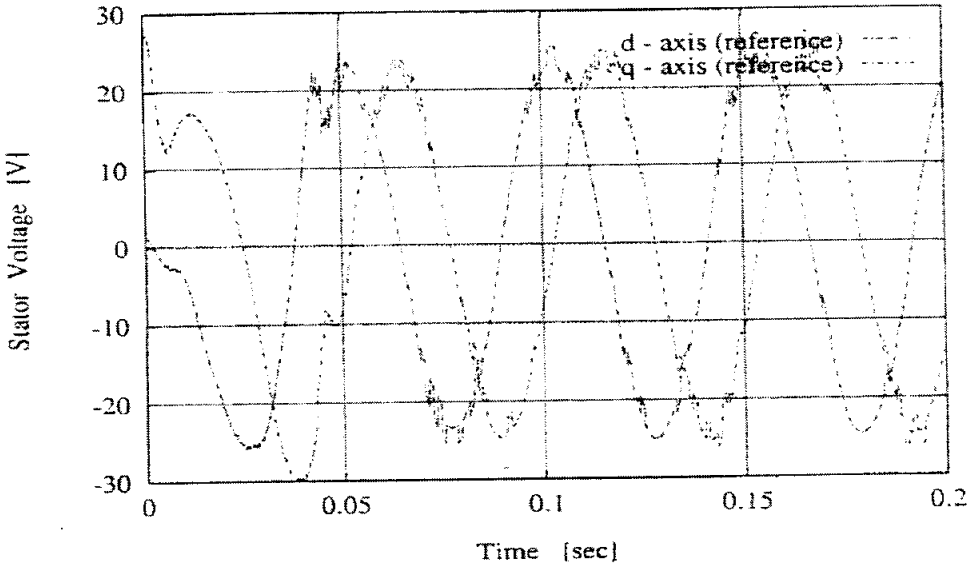


Fig. 5.15 Stator reference voltage for d q axis

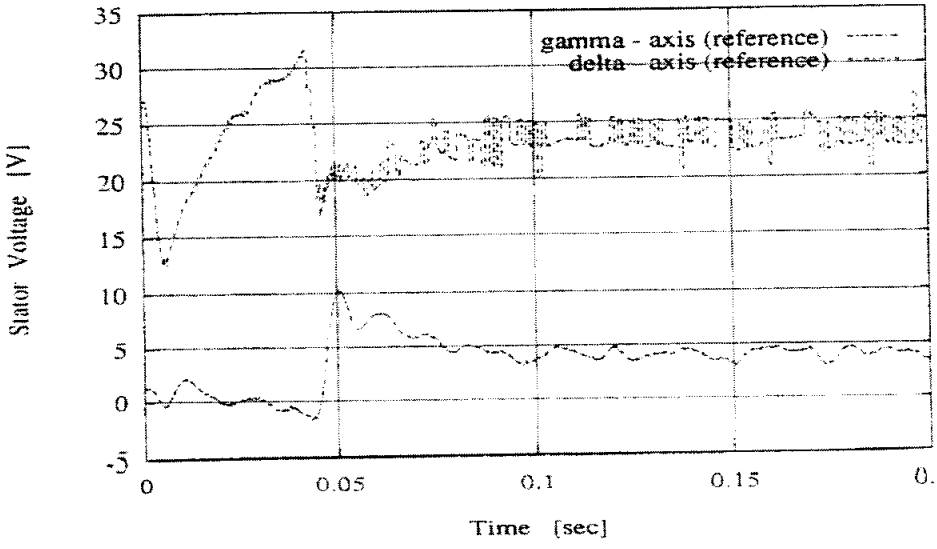


Fig. 5.16 Stator reference voltage for $\gamma-\delta$ axis

5.4 속도 센서리스 벡터구동 결과

Fig. 5.17은 속도검출에 의한 벡터제어와 동일한 조건과 제어이득으로 자속관측에 의해 연산한 추정속도 $\hat{\omega}_r$를 사용하는 센서리스 벡터구동한 결과를 나타낸다. 추정속도, 실측정 회전속도, 전원각속도, 슬립각속도를 나타내고 과도상태에서는 다소 진동이 있지만 추정치가 실측치와 거의 일치하고 있음을 알 수 있다. 정상상태에는 추정속도와 실속도가 일치하며 양호한 결과가 얻어졌다.

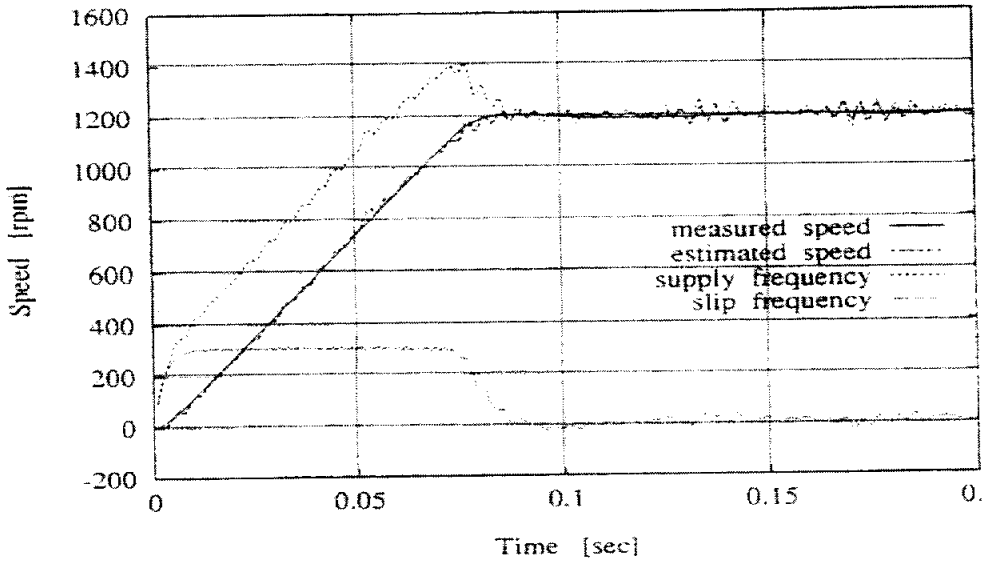


Fig. 5.17 Experiment results by sensorless vector control

5.5 파라미터 변화에 대한 센서리스 실험결과

관측기 극의 비례계수는 $k=1.6$, 속도피드백 이득은 $K_p=0.01$, $K_i=0.0$ 이며 Table 4.2에 의해 각각의 이득정수에 대해 시뮬레이션 한 것이다. Fig. 5.18 은 Pattern 1이고 Fig. 5.19는 Pattern 2의 경우이며, Fig. 5.20은 Pattern 3 일 때 각 이득을 사용하였다. 실험결과를 보면 상승시간은 0.1[sec]로 거의 동일하고 오버슈트도 거의 발생하지 않았다. 그러나 이 중에서 파라미터는 Pattern 1의 경우가 가장 안정한 것을 알 수 있고 시뮬레이션 결과와 거의 일치하며 안정된 센서리스 벡터제어가 행하여지고 있음을 확인할 수 있다.

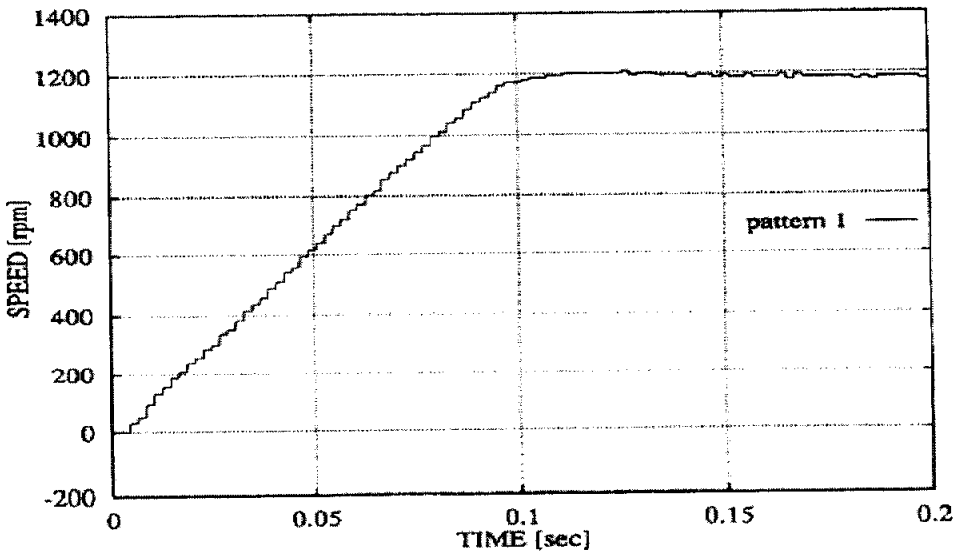


Fig. 5.18 Experimental result with pattern 1

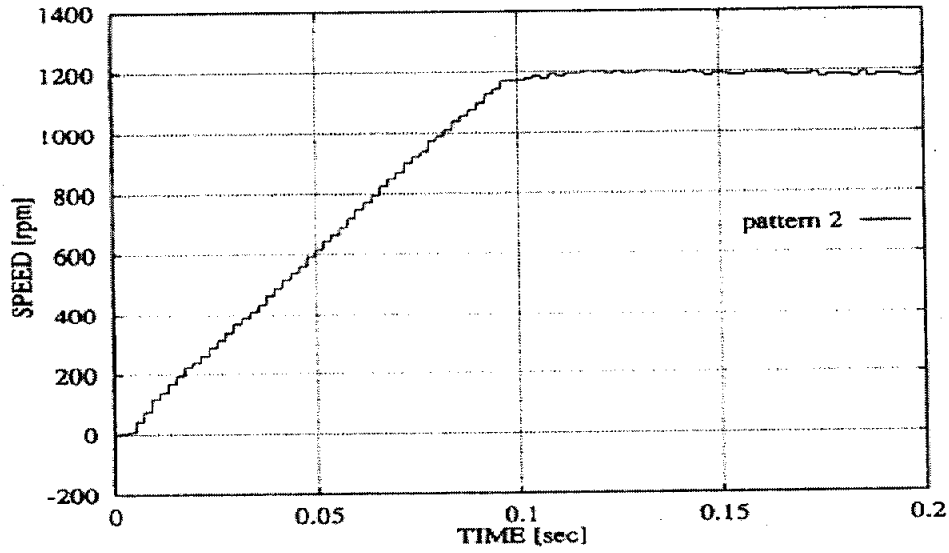


Fig. 5.19 Experimental result with pattern 2

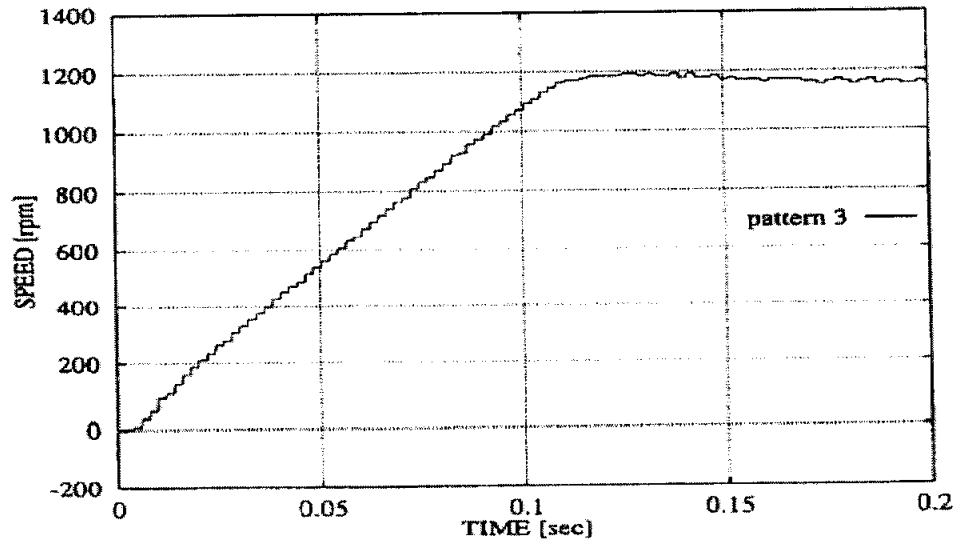


Fig. 5.20 Experimental result with pattern 3

제6장 고찰

제안한 속도 센서리스 벡터제어의 속도추정법은 식(3.64)에서 나타낸 것처럼 아래의 요소에서 속도를 추정하는 것이다.

- 2차자속 관측기에 의해 추정된 자속 미분값과 자속
- 전류센서에서 검출한 전류값을 3상/2상 변환한 전류값
- 유도전동기 등가회로의 파라미터

속도추정법에서 중요한 것은 전류센서의 정도와 전동기 파라미터의 오차이다.

6.1 관측기의 효과

관측기의 극을 결정하는 비례계수 $k=1.0$에 두고 실험을 한 결과 토오크가 일정하지 않고 불안정하게 진동하게 되었다. 이것은 관측기의 식이 모델 그 자체이기 때문에 실제 자속추정이 행해지지 않았다고 생각된다. 그러나 시뮬레이션에서 가장 안정한 비례계수는 $k=1.6$임을 알 수 있었고 비례계수 $k = 1.6$으로 관측기 이득을 크게 취하여 실험을 한 결과 속도추정의 수렴이 향상되었고 일정 토오크 제어가 가능함을 알 수 있었다.

6.2 MRAS와의 특성비교

MRAS는 전류상태량의 오차와 자속추정치를 사용해 속도를 추정하는 것이고 속도는 수시로 수정할 수 있다. 속도추정 알고리즘은 식(6.1)과 같다.

$$\hat{\omega}_r = K_p(|\varepsilon_i \times \hat{\phi}_r|) + K_I \int (|\varepsilon_i \times \hat{\phi}_r|) dt \tag{6.1}$$

여기서, ε_i 는 i_s 의 실측치와 추정치 사이의 오차로 식(6.2)과 같다.

$$\varepsilon_i = i_s - \hat{i}_s \tag{6.2}$$

식(6.1)의 물리적 의미는 ε_i 와 $\hat{\phi}_r$ 는 직각방향이므로 토오크 전류 성분의 편차를 PI 루프로 보상하여 ω_r 가 동정되는 것이다. 이것을 이용해 모델규범형 적응 관측기를 구성할 수 있다.

적응관측기를 이용한 속도 센서리스 벡터제어는 이론적으로 영(0)속도까지 각 상태량의 추정이 가능하고 넓은 운전범위를 기대할 수 있다. 또 연산오차는 피드백 루프에 의해 수시로 수정되므로 정밀도는 종래 방법보다도 좋은 것으로 추측된다.

또한 이 이론은 확립되어 있기 때문에 비교적 복잡한 시스템이라도 Popov의 초안정론과 Lyapunov의 안정조건을 사용해 안정한 것을 증명할 수 있다. 반면에 이 방법은 속도 PI제어 루프의 이득정수 조정이 필요하고, 그 이득을 결정하는 방법이 쉽지 않다는 결점을 가지고 있다. 또 속도동정에 샘플링 시간이 길어 수렴시간이 문제가 된다.

이번에 제안한 속도추정 알고리즘은 관측한 자속에 의해서 속도를 직접 추정하는 것이 가능하기 때문에 응답성이 빠른 우수성이 있다. 또한, 전동기 파라미터만으로 구성 가능하므로 이득정수 조정이 필요하지 않다. 이러한 이유로 파라미터의 수가 적어지고, MRAS보다 시스템 설계가 용이하다고 생각된다.

6.3 전류센서에 의한 오차

속도센서리스 벡터제어의 경우, 검출한 전류만을 기본으로 제어하는 것이므로 전류검출기의 신뢰성은 절대조건이다. 이번에 사용한 전류센서는 자기식의 홀 센서를 이용하였다. 이것은 자기 히스테리시스에 의한 측정오차가 생각한 것보다 크기 때문에 제어특성을 악화시키고 있다.

특히 히스테리시스 폭에 의한 전류변화가 있는 경우 그 변화는 측정치에 거의 나타나지 않는 것을 알 수 있었다. 히스테리시스 특성에 따라서 그 보상을 하면 좋지만 현실적으로 어렵기 때문에 전류센서 자신을 개선할 필요가 있다. 다른 전류검출 방법으로 절연 증폭기에 의한 검출법이 있다. 이 방법은 검출할 전류를 저항에 흘리고 그것에 생성되는 전압을 절연 증폭으로 절연해 검출하는 방법이다. 단, 검출전류는 PWM에 의해 고주파를 포함하기 때문에 사용하는 저항은 무유도 저항이 아니면 안 된다. 여기서 전류센서에 의한 검출전류(measured current)와 시뮬레이션에 의해 얻은 전류(simulated current) 그리고 그 오차를 계산한 것(calculated delay)을 비교 검토한다.

Fig. 6.1, Fig. 6.2는 관성모멘트를 지정값 $J = 5.000 \times 10^{-5}[Nms^2]$로 설정한 경우, u상, v상의 고정자 전류이고 Fig. 6.3, Fig. 6.4는 관성모멘트를 $J=7.546\times10^{-5}[Nms^2]$ 으로 변화시킨 경우의 u상, v상의 고정자전류이다. 두 경우 모두 시뮬레이션 값과 실측값에 대단히 지연이 있는 것을 알 수 있다. 이 늦음 때문에 Fig. 4.21에 나타낸 것과 같은 슬립 주파수가 음의 값으로 측정된다고 생각된다. 슬립주파수가 음의 값을 나타내는 것은 회전자 각속도가 전원 각속도를 앞서고 있는 것으로 이것은 물리적으로는 있을 수 없는 것이다. 원래 전류센서의 자기 히스테리시스 특성에 따라서 그 보상을 해주어야 되지만 현실적으로 매우 어렵기 때문에 전류센서 자신을 개선할 필요가 있다.

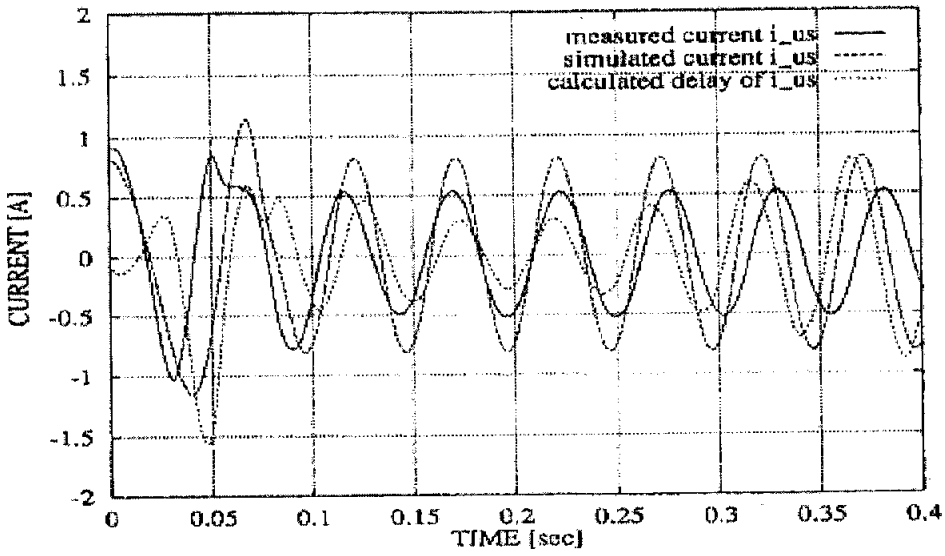


Fig. 6.1 Measured current and simulated current and calculated delay of u-phase stator current with $J = 5.000 \times 10^{-5}[Nms^2]$

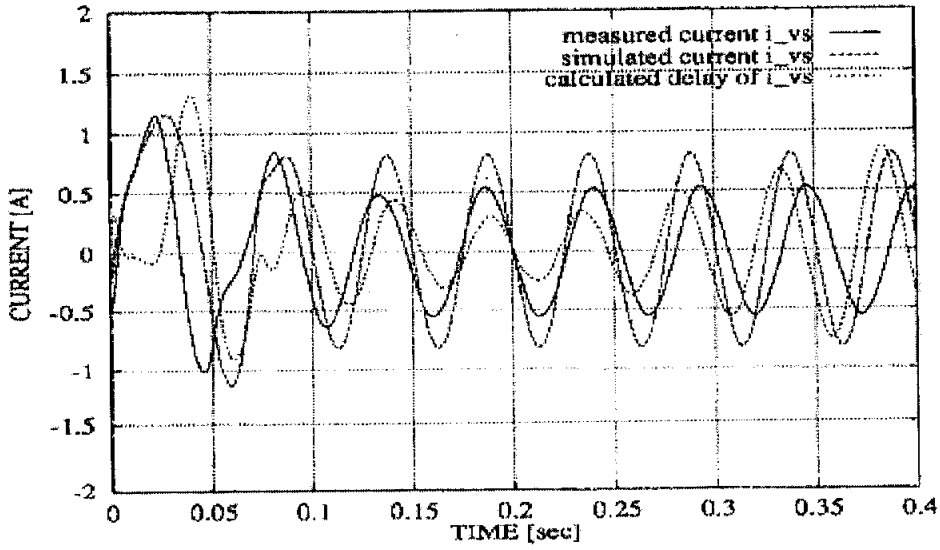


Fig. 6.2 Measured current and simulated current and calculated delay of v-phase stator current with $J = 5.000 \times 10^{-5}[Nms^2]$

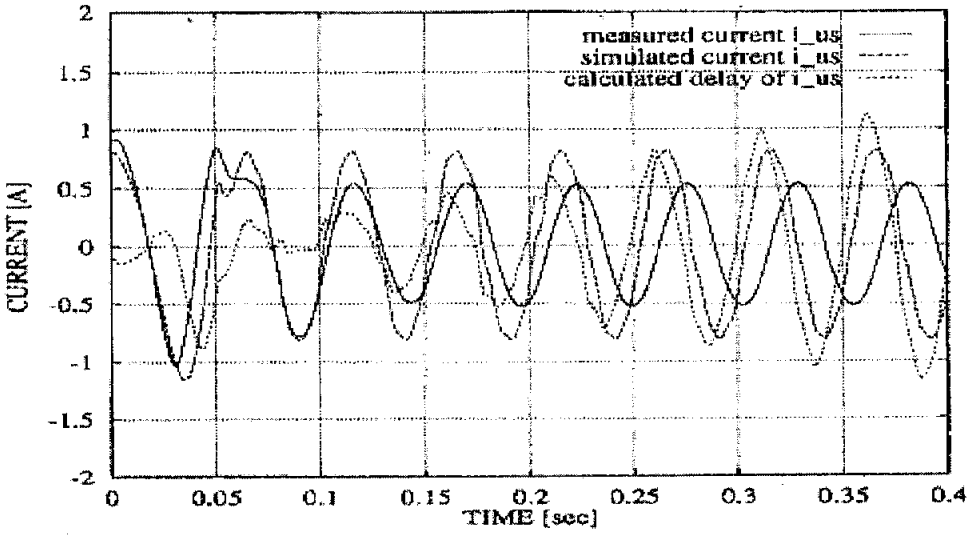


Fig. 6.3 Measured current and simulated current and calculated delay of u phase stator current with $J = 7.546 \times 10^{-5}[Nms^2]$

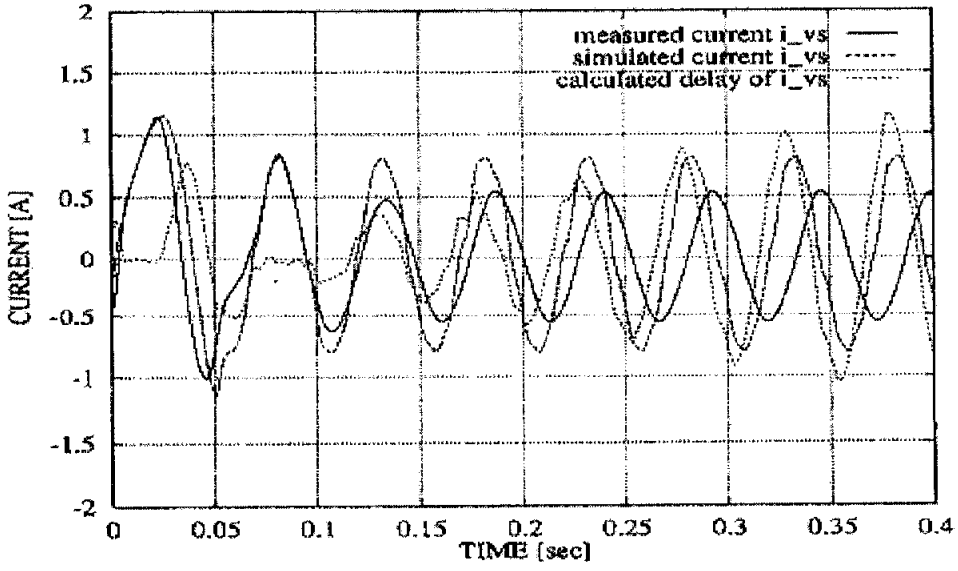


Fig. 6.4 Measured current and simulated current and calculated delay of v-phase stator current with $J = 7.546 \times 10^{-5}[Nms^2]$

6.4 전동기 파라미터의 변동

속도센서리스 벡터제어는 전류정보에서 회로방정식을 해석하고 토오크, 속도를 연산하므로 전동기 파라미터를 이용하는 것을 피할 수 없다. 때문에 파라미터의 평가를 잘못하기도 하고, 운전 중에 온도변동이 있으면 토오크, 속도의 연산값에 오차를 발생시켜 지령값대로 제어를 할 수 없게 된다. 결국 어떻게 해서 그 영향을 작게 할 것인가 혹은 올바른 파라미터 값을 알 수 있는가 등이 문제이다.

전동기 파라미터는 R_s, L_s, R_r, L_r, M의 5개이다.

이것들 중 인덕턴스 L_s, L_r, M은 코일 및 철심의 형상, 재질로 결정되고 온도에 의해 변동하는 것은 없다. 따라서, 저항 R_s, R_r이 문제가 된다.

1차저항 R_s의 오차는 특히 저속영역에 있어서 운전 안전성과 제어특성을 손상시킨다. 이 문제에 대해서는 MRAS에 의해 동정하는 것이 유효하다. 이 추정 알고리즘은 식(6.3)과 같이 나타낸다.

$$\hat{R}_s = -K_P'(|\varepsilon_i \cdot \hat{i}_s|) + K_I' \int (|\varepsilon_i \cdot \hat{i}_s|)\, dt \tag{6.3}$$

여기서, (·)은 벡터내적을 나타낸다. 식(6.3)의 물리적 의미는 ε_i 의 i_s 방향성분의 음의 값, 즉 그 전류편차 성분은 R_s의 오차에 의한 것이기 때문에 이것을 PI루프로 보상하여 R_s 가 동정된다.

2차저항값 R_r 의 오차 ΔR_r은 직접 추정속도의 정도에 영향을 준다. 이론

적으로도 추정 회전수의 편차 $\Delta\omega_r$은 식(6.4)과 같이 나타내고 ΔR_r에 비례하여 수렴하는 것이 증명되어 있다.

$$\Delta\omega_r = \frac{\Delta R_r}{L_r} \cdot \frac{i_{\delta s}^{*}}{i_{\gamma s}^{*}} \tag{6.4}$$

또한 유도전동기의 2차저항은 운전온도에 따라 변화하므로 정확한 값을 사용하는 것은 어렵다. 하지만 식(3.65)에서 2차저항 R_r의 오차가 직접 추정치 $\hat{\omega}_s$ 에 관계되는 것은 확실하다. 유도전동기의 상태방정식에 기초하여 추정속도와 2차저항의 설정오차를 동시에 보상하는 것은 이론적으로 불가능하다. 이 때문에 제안한 슬립 주파수 추정법은 2차저항 설정값을 보상하지 않으면 2차저항에 의한 추정오차를 발생시킬 가능성이 있다.

제7장 결론

유도전동기의 자계방향형 벡터구동은 정상·과도상태의 넓은 속도제어 범위에서 정확한 2차자속 추정을 실현시키는 것이 중요하다.

본 연구는 자계방향 기준 벡터제어 이론에 기초하여 속도 센서리스 벡터제어를 구현하고 관측기 이론에 기초하여 관측한 2차자속과 전류센서에서 검출한 전류값으로 속도추정을 하는 속도추정법을 제안하였다.

1) 2차자속을 추정하기 위한 관측기를 설계하였고 관측기 극과 전동기 극의 실수부의 비례계수가 $k=1.6$일 때 응답이 가장 안정적이며 2차자속 추정이 잘 되는 것을 확인하였다.

2) 본 논문에서 제안한 속도검출에 의한 자계방향형 벡터구동과 센서리스 자계방향형 벡터구동의 시뮬레이션에 의해서 각 비례이득을 결정하는 속도추정법은 자계방향형 센서리스 벡터제어에 유용함을 규명하였다. 그리고 속도추정은 전동기 정수만으로 구성하기 때문에 이득정수의 조정이 필요하지 않다. 따라서 파라미터의 수가 감소되고 시스템의 설계가 용이하다는 장점을 가진다.

3) 구현한 자계방향형 센서리스 벡터제어는 응답 속도가 빠르고 외란, 관성 모우먼트 변동에 대하여 견실성을 나타내고 있는 것을 알 수 있었다.

4) 전류와 자속의 간섭 부분 보상으로 응답특성이 개선되는 것을 알 수 있다.

5) DSP를 이용하여 제안한 속도추정법을 속도검출에 의한 자계방향형 벡터제어와 센서리스 자계방향형 벡터제어에 의해 200[W] 교류 서보전동기를 구동하여 유용함을 확인하였다.

제안한 속도추정법은 추정오차의 저감에 아직 연구가 더 필요하지만 속도센서리스 벡터제어 방법이 유효하다는 것이 확인되었다.

속도추정은 전동기모델을 기초로 행해지기 때문에 파라미터 변동, 특히 2차저항변동이 가져오는 속도와 토오크의 제어정밀도 저하를 어떻게 보상하는가가 문제이다.

속도센서가 있는 경우 2차저항의 동정에는 MRAS를 이용하여 속도추정을 했지만 2차저항의 변동오차는 무시할 수 없었다. 센서리스 벡터제어에서 속도와 2차저항을 동시에 추정하는 것은 일반적으로 어렵다. 앞으로 어떻게 극복하는가가 문제가 될 것이다.

속도센서리스 벡터제어에 있어서 속도센서리스를 만족하게 달성할 수 없었던 최대의 요인은 전류센서의 측정오차에 의한 것이 매우 크다. 그리고 슬립주파수를 추정 할 때에 생기는 2차저항의 변동에 따른 오차를 보상할 필요가 있다.

이후의 과제로서는 이 2차저항을 어떻게 보상하는 것인가가 큰 문제라고 사료된다.

References

[1] Haile S. Rajamani and R. A. McMahon, "Induction Motor Drives for Domestic Appliances", *IEEE Industry Applications Magazine*, pp. 21-26, May/June, 1997

[2] Lazhar Ben-Brahim, "Motor Speed Identification Via Neural Networks", *IEEE Industry Applications Magazine*, pp. 28-32, January/February, 1995

[3] R. Wu and G.R. Slemon, "A Permanent Magnet Motor Drive Without a Shaft Sensor", *Conference Record of IEEE IAS Annual. Metting*, pp. 553-558, 1990

[4] N. Matsui, and M. Shigyo, "Brushless dc Motor Control Without Position and Speed Sensors", *IEEE Transaction on Industry Application*, vol. 28, no.1, pp. 120-127, 1992

[5] K. Rajashekara, A. Kawamura, and K. Matsuse, *"Sensorless Control of AC Motor Drives"*, IEEE Press, 1990

[6] P. Vas, *"Vector Control AC Machines"*, Clarendon Press, 1990

[7] Hyung Soo Mok, "A Load Commutated Inverter Fed Induction Motor Drive System Using a Novel DC-Side Commutation Circuit." *IEEE Transactions Industry Applications*, vol. 30, Issue. 3, pp. 736-745, 1994

[8] Sayeed Mir and Malik E. Elbuluk, "PI and Fuzzy Estimators for Tuning The Stator Resistance in Direct Torque Control of Induction Machines", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, no. 2, pp. 279-287, March, 1998

[9] 손의식, 홍순일, "유도가열기용 직·병열 공진 고주파 인버터의 설계",

조명 · 전기설비학회 논문지, vol.14, no. 6, pp. 12-17, 2000

[10] Shyama P. Das and A. K Chattopadhyay, "Observer based Stator-Flux Oriented Vector Control of Cycloconverter Fed Synchronous Motor Drive", *IEEE Transaction on Industry Application*, vol. 33, no. 4, *pp.* 943-955, 1997

[11] Lazhar Ben-Brahim, Susumu Tadakumay, " Speed Control of Induction Motor without Rotational Transducer", *IEEE Transaction on Industry Applications*, vol. 35, Issue. 4, *pp.* 125-132, 1999

[12] Cristian Lascu and Ion Boldea, " A Modified Direct Torque Control for Induction Motor Sensorless Drive." *IEEE Transaction on Industry Applications*, vol. 36, Issue. 1, *pp.* 122-130, 2000

[13] Abu-Rub, H.; Guzinski, J.; Krzeminski, Z.; Toliyat, H.A., "Speed observer system for advanced sensorless control of induction motor", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 18, Issue. 2, *pp.* 219-224, 2003

[14] Yeng kuem, " Sensorless Vector Control of Induction Machine Using Slip Frequency", *JIIE*, vol. D, No. 111, *pp.* 945-953, 1998

[15] Scott Wade, Matthew W. Dunnigan, and Barry W. Williams, "A New Method of Rotor Resistance Estimation for Vector-Controlled Induction Machines", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 44, Issue. 2, *pp.* 247-257, 1997

[16] 손의식, 홍순일, "자속관측기를 이용한 유도전동기 자계 Orientation형 센서리스 벡터제어", 박용기관학회 논문지, vol. 27, no.1, pp. 100-107,

2003

[17] Tsuneo Kume, "A High Speed Vector Controlled Spindle Motor Drive with Closed Transition Between with Encoder Control and without Encoder control." *IEEE Transactions Industry Applications*, vol. 28, Issue. 2, *pp.* 421-426, 1992

[18] Ho-Sun Yoo and In-Joonh Ha, "A Polar Coordinate-Oriented Method of Identifying Rotor Flux and Speed of Induction Motors without Rotational Transducers." *IEEE Transactions control System Technology*, vol. 4, *pp.* 230-243 May 1996

[19] 田島廣一, 海野孝治, 堀洋一, 誘導機の速度センサレス磁界オリエンテーション制御の實現, 92' 電氣學會産業應用部分全國大會, p.555, 1992

[20] 久保田壽夫, 尾岐正則, 松瀬貞規, 適應2次磁束オブザーバの誘導電動機 速度推定への應用, 電學論, D110, pp. 954, 1991

[21] 久保田壽夫,尾岐正則,松瀬貞規, 誘導電動機のパラメータ適應2次磁束 オブザーバの改善と安定性の證明, 91' 電氣學會 産業應用部分 全國大會, pp. 527, 1991

[22] 楊耕, 金東海, MRASによる一次抵抗同定機能付誘導機速度センサレスベクトル制御, 電學論, D111, pp. 945, 1995

[23] Michael K. Masten, "*Modern Control Systems*", Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc, 1995

[24] P. Vas, "*Sensorless Vector and Direct Torque Control*", Oxford Univ. 1998

[25] Kubo, Juen and Migui, " Sensorless Vector Control of Induction Machine

Using Flux Observer" *JIIE*, vol.D, no. 111, *pp.* 954- 960, 1998

[26] S. I. Hong, D. H, Kang, J. P, Hong, " Speed sensorless Vector Control for Induction Machines using Flux Observer ", *Proceeding of 1999 International Conference, Mechatronic Technology*, 1999

[27] Takyoshi Aihara, Akio Toba, " Sensorless Torque Control of Salient -Pole Synchronous Motor at Zero-Speed Operation ", *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 14, Issue. 1, *pp.* 202-208, 1999

[28] 손의식, 홍순일, "유도전동기 센서리스 벡터구동 시스템의 구현" 조명·전기설비학회 논문지, vol.17, no.1, pp. 68-73, 2003

[29] 이재왕, 김상훈, "관성능률 추정과 가속도 전향보상을 이용한 유도전동기의 속도제어 성능 향상", 전력전자학회 논문지, vol. 6, no. 1, pp. 115-1124, 2001

[30] 久保田, 尾崎, " Sensorless Vector Control of Induction Machine Using Flux Observer" 電學論 D, no. 111, pp. 954-960, 1995

[31] Takayoshi Nakano, Kiyoaki Sasagawa, and Makoto Hashii, "Field Oriented Control System for Induction Machine without Speed Sensor", Fuji Electric Corporate Research and Development Ltd, no.1, Japan, pp. 332-336, 1997

[32] 杉本英彦, 小山正人, 玉井伸三, *"ACサーボシステム理論と設計の實際"*, 1987

[33] 見城尙志, 赤木泰文, 川村昭, *"ACサーボモータマイコン制御"* 總合電子出版社, 1988

[34] 杉本英彦, 大野榮一, VVVF電源で驅動される誘導電動機の非干涉制御とその特性, 電學論, B104, pp. 781, 1988

[35] Kevin D. Hurst and Thomas G. Habetler, "Sensorless Speed Measure

ment Using Current Harmonic Spectral Estimation in Induction Machine Drive", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 11, no. 1, *pp.* 66-73, 1996

[36] Yeng kuem and Dong hae, " Sensorless Vector Control of Induction Machine Using MRAS with Rotor Resistance Estimation", *JIIE*, vol. D, no. 111, *pp.* 945-950, 1997

[37] Toshiyuki Kanmachi and Isao Takahashi, "Sensor-Less Speed Control of an Induction Motor", *IEEE Industry Applications Magazine*, Vol. 1, Issue. 1, *pp.* 22-27, January/February, 1995

[38] Kheloui, A.; Aliouane, K.; Medjaoui, M.; Davat, B., "Design of a stator flux sliding mode observer for direct torque control of sensorless ind uction machine", *Industry Applications Conference 2000 IEEE*, Vol. 3, *pp.* 1388-1393, 2000

[39] Hou-Tsan Lee; Li-Chen Fu; Hsin-Sain Huang, "Sensorless speed tra cking of induction motor with unknown torque based on maximum power transfer", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 49, Issue. 4, *pp.* 911-924, 2002

[40] T.Ohnish, "PWM control method for single phase to three phase con verter with a three phase switching power module", *in Rec, PESC* vol. 1, *pp.* 464-469, 1998

[41] C.W. Deish,"Simple switching control method changes power converter in to a current source", *IEEE Rec, PESC. pp.* 300-306, 1978

[42] P. Imbertson and N. Mohan, "Asymmetical duty cycle permits zero

swithing loss in PWM circuits with no conduction loss penalty", *IEEE Transactions on Industry Applications*, pp. 121-125, 1993

[43] Madadi Kojabadi, H.; Chang, L., "Model reference adaptive system pseudoreduced-order flux observer for very low speed and zero spee d estimation in sensorless induction motor drives", *Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual*, Vol. 1, pp. 301-305, 2002

[44] Damiano, A.; Gatto, G.; Marongiu, I.; Scano, M."An adaptive rotor flux observer with time varying gain for direct field oriented induction motor drives", *Power Electronics and Variable Speed Drives, 2000. Eighth International Conference*, pp. 163-169, 2000

[45] Griva, G.; Profumo, F.; Rosell, L.; Bojoi, R., "Optimization of fuzzy-like Luenberger observer for high speed sensorless induction motor drives using genetic algorithms", *Industry Applications Conference, 2000. C onference Record of the 2000 IEEE*, Vol. 2, pp. 1268-1274, 2000

[46] Chun-Chieh Wang; Chih-Hsing Fang, "Sensorless scalar-controlled induction motor drives with modified flux observer", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 18, Issue 2, pp. 181-186, 2003

[47] Rossignol, L.; Farza, A.; M'Saad, M., "Nonlinear observation strategies for induction motors", *Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03. IEEE International*, Vol. 2, pp. 696-702, 2003

[48] Hamajima, T.; Hasegawa, M.; Doki, S.; Okuma, S., "Sensorless vector control of induction motor with stator resistance identification based

on augmented error", *PCC Osaka 2002. Proceedings of the Power Conversion Conference, 2002*, Vol. 2, *pp.* 504-509, 2002

[49] Hasegawa, M.; Matsui, K.,"Robust adaptive full-order observer design with novel adaptive scheme for speed sensorless vector controlled in duction motors", *IEEE 2002 28th Annual Conference of the IECON 02 Industrial Electronics Society*, Vol. 1, *pp.* 83-88, 2002

[50] Hinkkanen, M.; Luomi, J. ,"Parameter sensitivity of full-order flux observers for induction motors", *37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the Industry Applications Conference, 2002*, Vol. 2, *pp.* 851-855, 2002

[51] Lee, K.B.; Song, J.H.; Choy, I.; Choi, J.Y., "An observer-based DTC of induction motors driven by 3-level inverter for improving low speed operation", *Eighth International Conference Power Electronics and Variable Speed Drives, 2000, pp.* 170-175, 2000

[52] Leppanen, V.M.; Luomi, J., "Observer using low-frequency injection for sensorless induction motor control parameter sensitivity analysis", *Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03.*, Vol. 1, *pp.* 609 616, 2003

[53] Haiqing Weng; Congwei Liu; Fahai Li; Lixiang Wei, "A new flux observer of induction motor by H∞ optimization", *Thirty-Sixth IAS Annual Meeting Conference Record of the 2001 IEEE Industry App lications Conference*, Vol. 3, *pp.* 1795 1799, 2001

[54] Speed-sensorless sli Rodic, M.; Jezernik, K., "ding-mode torque control

of an induction motor", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 49, Issue. 1, *pp.* 87-95, 2002

[55] Stator and rotor resistance observers for Karanayil, B., Rahman, M. F.; Grantham, C., induction motor drive using fuzzy logic and artificial neural networks", *38th IAS Annual Meeting Conference Record Industry Applications Conference, 2003*, Vol. 1, *pp.* 124-131, 2003

[56] Asher, G.M., "Sensorless induction motor drives", *Advances in Induction Motor Control, IEE Seminar*, *pp.* 6.1-6.5, 2000

[57] Hasegawa, M.; Furutani, S.; Doki, S.; Okuma, S., "Robust vector control of induction motors using full-order observer in consideration of core loss", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 50, Issue. 5, *pp.* 912-919, 2003

[58] Rong-Jong Wai, "Hybrid control for speed sensorless induction motor drive", *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, Vol. 9, Issue. 1, *pp.* 116-138, 2001

[59] Maes, J.; Melkebeek, J.A., "Speed-sensorless direct torque control of induction motors using an adaptive flux observer", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 36, Issue. 3, *pp.* 778-785, 2000

[60] Sungryul Lee; Sungwan Kim; Mignon Park, "A state observer for a special class of MIMO nonlinear systems and its application to induction motor", *2002 Proceedings of the 41st IEEE Conference on Decision and Control*, Vol. 1, *pp.* 154-159, 2002

[61] Tlili, A.S.; Braiek, E.B., "A reduced-order robust observer using nonlinear

parameter estimation for induction motors", *2002 IEEE International Conference on Systems Man and Cybernetics*, Vol. 6, *pp.* 5, 2002

[62] Jezernik, K., "Speed sensorless torque control of induction motor for EV's", *2002 7th International Workshop on Advanced Motion Control*, *pp.* 236-241, 2002

[63] Dong Sun; Mills, J.K., "AC induction motor control using an advanced flux observer design", *2000 Proceedings of the 2000 American Control Conference*, Vol. 6, *pp.* 4430-4434, 2000

[64] Cirrincione, M.; Pucci, M., "An MRAS based speed estimation method with a linear neuron for high performance induction motor drives and its experimentation", *IEMDC'03. Electric Machines and Drives Conference, 2003*, Vol. 1, *pp.* 617-623, 2003

[65] Ide, K.; Jung-Ik Ha; Sawamura, M.; Iura, H.; Yamamoto, Y., "High frequency injection method improved by flux observer for sensorless control of an induction motor", *PCC Osaka 2002. Proceedings of the Power Conversion Conference, 2002*, Vol. 2, *pp.* 516-521 , 2002

[66] Feemster, M.; Aquino, P.; Dawson, D.M.; Behal, A., "Sensorless rotor velocity tracking control for induction motors", *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Vol. 9, Issue. 4, *pp.* 645-653, 2001

[67] Bostan, V.; Cuibus, M.; Has, C.; Magureanu, R., "High performance sensorless solutions for induction motor control", *PESC '03. IEEE 3 4th Annual Conference on Power Electronics Specialist*, Vol. 2, *pp.* 556-561, 2003

[68] Wang Huangang; Zhang Xiaoping; Xu Wenli; Yang Geng, "The speed-sensorless control of induction motors at zero frequency", *ICEMS 2001. Proceedings of the Fifth International Conference on Electrical Mac hines and Systems*, Vol. 2, *pp.* 1195-1198, 2001

[69] Jang-Hwan Kim; Jong-Woo Choi; Seung-Ki Sul, "Novel rotor flux observer using observer characteristic function in complex vector space for field-oriented induction motor drives", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 38, Issue. 5, *pp.* 1334-1343, 2002

[70] Hinkkanen, M.; Leppanen, V.-M.; Luomi, J., "Flux observer enhanced with low-frequency signal injection allowing sensorless zero-frequency operation of induction motors", *38th IAS Annual Meeting Conference Record of the Industry Applications Conference 2003*, Vol. 2, *pp.* 1150-1156, 2003

[71] Hinkkanen, M.; Luomi, J., "Stabilization of the regenerating mode of full-order flux observers for sensorless induction motors", *IEMDC'03. IEEE International Electric Machines and Drives Conference 2003*, Vol. 1, *pp.* 145-150, 2003

[72] Rasmussen, H., "A new observer for speed sensorless field oriented control of an induction motor", *IECON 02 IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society*, Vol. 1, *pp.* 420-425, 2002

[73] Rasmussen, H.; Vadstrup, P.; Borsting, H., "Speed sensorless field or iented control of an induction motor at zero speed with identification

of inverter model parameters", *ISIE 2002. Proceedings of the 2002 IEEE International Symposium on Industrial Electronics 2002*, Vol. 3, *pp.* 818-821, 2002

[74] Kubota, H.; Sato, I.; Tamura, Y.; Matsuse, K.; Ohta, H.; Hori, Y., "Stable operation of adaptive observer based sensorless induction mo tor drives in regenerating mode at low speeds", *Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE Industry App lications Conference, 2001*, Vol. 1, *pp.* 469-474, 2001

[75] Holtz, J., "Sensorless control of induction motors-performance and limitations", *ISIE 2000. Proceedings of the 2000 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Vol. 1, *pp.* PL12-PL20, 2000

[76] Jooho Song; Kyo-Beum Lee; Joong-Ho Song; Ick Choy; Kwang-Bae Kim, "Sensorless vector control of induction motor using a novel reduced order extended Luenberger observer", *Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference*, Vol. 3, *pp.* 1828-1834, 2000

[77] Correa, J.; Poznyak, A.S.; Zaremba, A.T., "Observer-identifier for an induction motor", *Proceedings of the 2001 IEEE International Conference on Control Applications*, *pp.* 720-725, 2001

[78] Harnefors, L., "Design and analysis of general rotor-flux-oriented vector control systems", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 48, Issue. 2, *pp.* 383-390 2001

[79] J.H. Kim, J.W. Choi, and S.K. Sul, "Novel Rotor Flux Observer using

Observer Characteristic Function in Complex Vector Space for Field -Oriented Induction Motor Drives", *IEEE Transaction Industrial Applications*, vol. 38, no. 5, *pp.* 1334-1343, 2002.

[80] Lee-Hun Kim, Hwan-Kyun Yun, Chung-Yuen Won, Young-Real Kim, and Gi-Su Choi, "Output Filter Design for Conducted EMI Reduction of PWM Inverter-fed Induction Motor System", *2001 4th IEEE Int'l. conference on Power Electronics and Drive Systems*, vol. 1, *pp.* 252 -258, 2001.

[81] Hwan-Kyun Yun, Yuen-Chung Kim, Chung-Yuen Won, Young-Ryul Kim, Young-Seok Kim, and Se-Wan Choi, "A Study on Inverter and Motor Winding for Conducted EMI Prediction", *Proceedings on ISIE 2001*, vol. 2, *pp.* 752-758, 2001.

[82] Hyeoun-Dong Lee and Seung-Ki Sul, "Common Mode Voltage Reduction Method Modifyin the Distribution of zero-voltage Vector on PWM Converter/Inverter system", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 37, *p p.* 1732-1738, 2001.

[83] 김이훈, 박규현, 원충연, 김영석, 최세완, "PWM 인버터 시스템에서의 전도 노이즈 저감을 위한 출력필터 설계에 관한 연구", 전력전자학회 논문지, 제6권 6호, pp. 546 - 555, 2001.

[84] 위석오, 정영국, 나석환, 임영철, "모터 구동 장치의 가청 스위칭 소음 저감을 위한 2상 및 3상 랜덤 펄스 위치 PWM기법의 성능 비교", 전력전자학회 논문지, 제7권 3호, pp. 224-236, 2002.

[85] 이재왕, 김상훈, "관성능률 추정과 가속도 전향보상을 이용한 유도전동기의

속도제어 성능 향상", 전력전자학회 논문지, 제6권, 제1호, pp. 90-97, 2001.

[86] M.H. Shin, D.S. Hyun, S.B. Cho, and S.Y. Choe, "An Improved Stator Flux Estimation for Speed Sensorless Stator Flux Orientation Control of Induction Motors", *IEEE Transations on Power Electronics*, vol. 15, no. 2, *pp.* 312-318, 2000.

[87] 이홍희, 박창근, 정의헌, "권선형 유도전동기 제어 시스템의 유지, 보수 성능 향상을 위한 센서리스 벡터제어", 전력전자학회 논문지, vol. 6, no. 1, pp. 57-63, 2001.

[88] 조금배, 최연욱, 정삼용, "확장된 루엔버거 관측기를 이용한 유도전동기의 회전자 자속 추정", 전력전자학회 논문지, vol. 6, no. 4, pp. 115-124, 2001.

Appendix A

A.1 하드웨어

1. DSP

제어회로는 DSP TMS320C31(32bit, 40MHz)를 이용하여 디지털제어를 행한다. 소프트웨어는 블록선도에 나타낸 것과 같다. DSP는 부동 소수점 연산을 표준 서포트로 하고 연산 처리속도는 40MFLOPS로 초고속이다. 또, 20MIPS라고 하는 성능으로 명령을 1만 사이클로 실행하므로 리얼타임 디지털 신호 처리를 행할 수 있다.

어드레스 공간은 16M워드로 외부 버스는 메모리 공간의 프라이마리 버스(primary bus)를 준비하고 있다. 내부에 2개의 타이머가 내장되어 있고 각각 전류 검출과 속도검출의 샘플링 클럭으로 한다.

단, 속도샘플링은 타이머 인터럽트를 이용해서 행한다.

DSP보드 (*AES*3100)에는 외부 확장메모리로서 S-RAM이 32K워드 탑재되어 있고 호스트 컴퓨터 CPU에서는 공유 메모리로서 억세스할 수 있다. 프로그램을 실행시키기 위해서는 프로그램을 호스트 컴퓨터 CPU에서 외부 확장용 메모리에 다운로드해서 스타트시킨다.

단, 프로그램은 기동 직후에 프로그램 자신을 내부 메모리에 전송하고 실행도 내부 메모리에 이동하도록 하고 있다. 실험에서 얻을 수 있는 데이터는 외부 확장 메모리에 써넣어 두고 후에 호스트 컴퓨터 CPU가 읽는 형식을 취한다.

1.1 A/D, D/A인터페이스 카드

DSP에서는 디지털 신호처리를 행하기 위한 인터페이스 회로로서 입력측에는 아날로그 신호를 디지털 신호로 변환하는 A/D컨버터, 출력측 에서는 디지털 신호를 아날로그 신호에 변환하는 D/A컨버터가 필요하다.

인터페이스 카드에서는 12비트 A/D컨버터 (ADS7800)를 2채널 12비트 D/A컨버터 (DAC813JP)를 3채널 실장하고 검출한 전류를 A/D컨버터를 매개로 DSP에 입력하고 전압지령 값의 신호를 D-A컨버터를 매개로 출력한다.

A/D, D/A 컨버터의 아날로그 입출력 범위는 ±10[V]이므로 그 분해능은 $\frac{10}{2^{11}-1} = 4.885\,[mV/digit]$ 이다.

디지털 입출력 코드는 2의 보수 형식이다. 이것들은 카드의 입출력의 상위 12비트에 접속되어 있다. 버스의 하위 20비트는 풀 다운되어 있다.

A/D컨버터의 샘플링은 333[kHz]이다.

2. 전원

실험용 안정한 전원을 사용해서 220[V]의 직류 전압 원을 만들어 이용했다.

3. 전압형 인버터

인버터는 유도전동기에서 본 임피던스가 낮은 것으로 전압형 인버터이다.

PWM은 직류전압의 크기를 바꾸지 않고 출력전압의 펄스폭을 바꾸고 등가적으로 출력전압을 바꾸는 방법이므로 인가전압을 빨리 바꿀수 있다. 그 때문에 인버터에는 PWM제어를 한다.

PWM방식에는 3각파 비교법을 이용한다. Fig. A.1에 그 구성을 나타냈다. 원리는 전압지령 신호와 반송파인 삼각파를 비교하므로써 펄스전압을 얻는 것

이다. 삼각파는 OP Amp로 만든 발진회로로 발생시킨다.

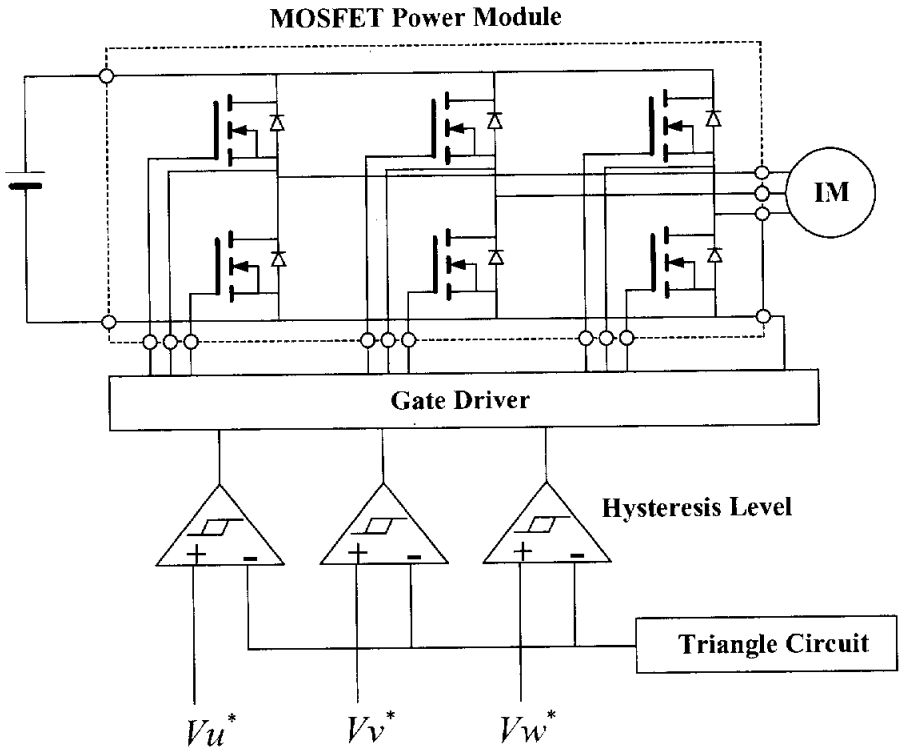


Fig. A.1 Voltage source PWM inverter

4. 게이트 드라이브 회로

인버터의 구동회로에는 6채널 MOS게이트 드라이브 IC(IR2130)를 사용한다. 게이트 드라이브 회로에는 3개의 독립된 전원이 필요하게 되는데, 이 IC는 부스트·콘덴서에 충전된 전하를 구동용 플로팅 전원으로 이용하기 때문에 전원이 1개로 해결된다.

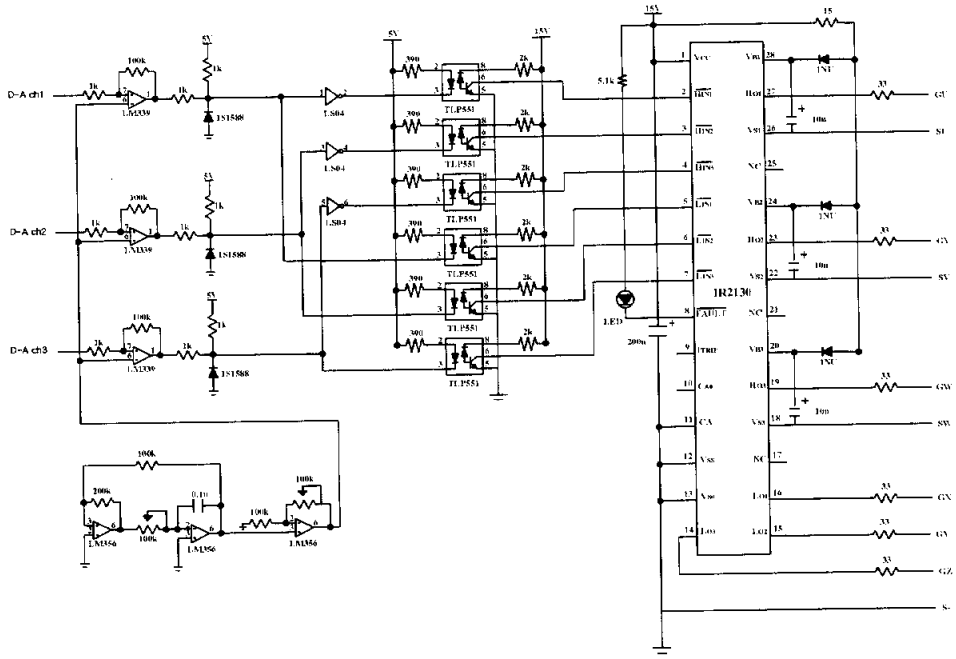


Fig. A.2 Gate drive circuit

5. 전류센서

유도전동기에는 교류전류가 흐르지만, 그 주파수는 0에서 변화하므로, 이른바 교류전류센서는 사용할 수 없다. 또, 전류의 변화가 급속하게 일어나는 것이므로, 이것을 검출하는 것이 가능한 것이 아니면 안된다. 여기에는 직류전류센서(MDSC B150-10)를 사용한다. 이것은 자성체와 전자변환소자(홀소자)를 사용한 자기식의 전류검출용 센서이다. 홀소자는 그것을 쇠교하는 자속에 비례한 전압이 얻어지는 것이다. 자속은 전류에 비례해서 발생하므로, 피측정 전류에 비례한 출력전압이 얻어진다.

계기용 신호증폭기의 출력은 12비트 A/D콘버터를 중개해 DSP에 입력된다. 샘플링 주파수는 20[kHz]으로 했다.

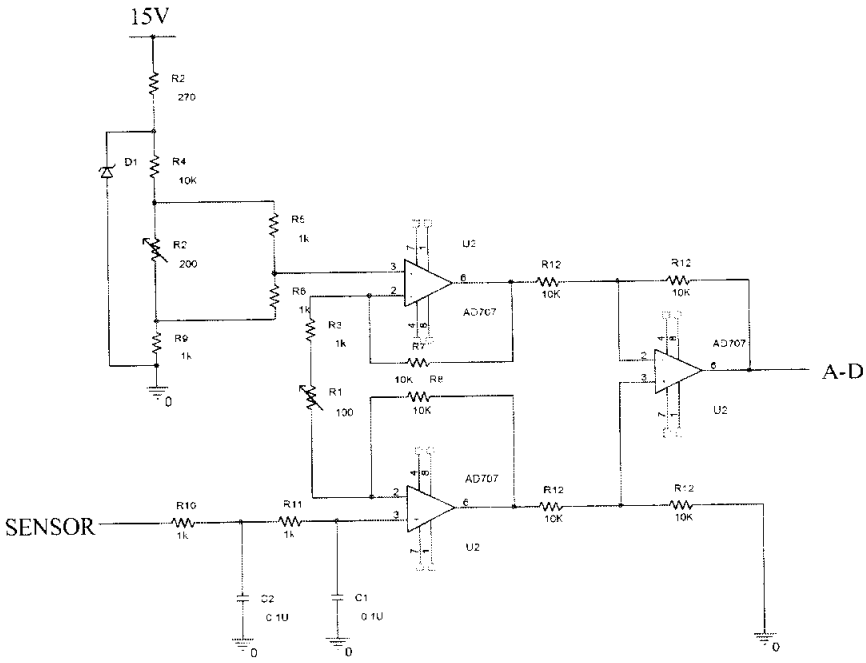


Fig. A.3 Instrument amplifire circuit

A.2 소프트웨어

전동기의 제어시스템은 제어계의 회로구성이 아날로그 회로인가 디지털 회로인가인데, 아날로그 제어와 디지털 제어로 나누어진다.

디지털 IC등 LSI의 반전에 따라 제어계의 디지털화가 진행되어 왔고, 고성능 마이크로 프로세서와 디지털 시그널 프로세스(DSP)의 출현에 의해, 그 전부를 디지털화하는 전 디지털 제어가 가능하게 되었다.

그 중에서 프로세서를 이용해 제어를 소프트웨어로 실행하는 것을 소프트웨어 제어라 한다.

입출력신호의 양자화

DSP내부에는 단일 정밀도 혹은 확장정도 부동소수점 연산을 하지만, 외부와의 입출력에 있어서는 데이터는 정수로 다룬다. 때문에 데이터의 양자화 폭을 어느 정도로 선택하는가가 문제이다.

즉, 양자화 폭이 너무 크면 필요한 정보가 잃어버릴 수 있다. 반대로 너무 작으면 통상 오버플로우를 발생시킨 가능성이 있지만, 연산은 부동소수점으로 행해지므로 걱정은 없다.

또한 양자화폭은 스케일이 허락하는 한 작게 된다. 입력되어진 1차전류의 양자화를 생각한다. A/D 컨버터의 비트 길이는 12비트이므로 1차전류의 풀스케일을 ±2[A]에 취하면 그 양자화 폭은 다음과 같다.

$$\frac{2}{2^{11}-1} = 0.977[\mathrm{mA/digit}]$$

정격 값 2[A]를 100%로하면 0.49%의 분해능이고, 충분한 값이다.

다음에 DSP에서 출력한 일차전압지령의 양자화가 있는데, D/A컨버터의 비트길이는 12비트로, PWM인버터 출력 가능한 1차전압 진폭은 Ed/2=37.5[V]이므로 그 양자화 폭은 $\frac{3.75}{2^{11}-1} = 18.3$ [mA/digit]이다.

Appendix B

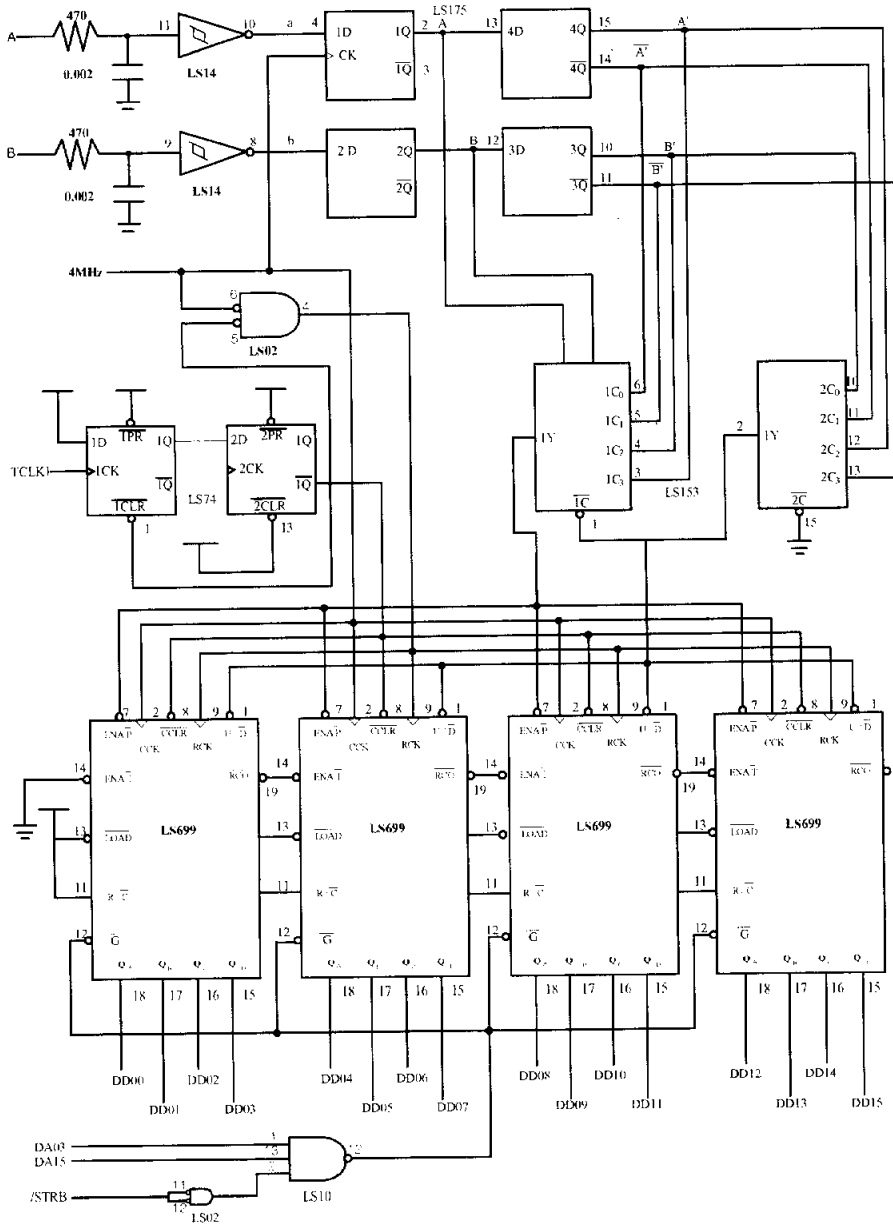


Fig. B.1 16 bit up down counter circuit

감사의 글

논문을 완성한 뒤 다소 마음의 여유를 가지게 되니 지난 세월이 새삼 뒤돌아 보아집니다. 나 자신의 부족함을 생각하면 힘들었던 것 보다 부끄러움만 가득히 남게 되는 것 같습니다. 그럼에도 불구하고 부족한 점을 이해하시고 성심을 다하여 본인의 학위 과정과 이 논문이 완성되기까지 성의를 다해 지도해 주신 홍순일 지도교수님께 먼저 깊은 감사를 드립니다.

바쁜 일정 속에서도 본 논문이 완성될 때까지 충고와 격려를 아끼지 않고 지도하여 주신 이동철 교수님, 송달섭 교수님, 강대하 교수님, 김동완 교수님께 깊은 감사를 드립니다. 아울러 학문을 계속할 수 있도록 도와주신 경남공업고등학교 김중배 교장선생님, 구대서 교감선생님, 이정수 교감선생님, 전기과 이명식 부장선생님, 김상철 선생님, 임근호 선생님, 김성락 선생님, 윤석만 선생님, 그 외 경남공업고등학교 모든 선생님께 감사를 드립니다.

논문을 만들어지기까지 물심 양면으로 도와주신 동의공업대학 원태현 교수님, 멀리 계시지만 밤을 같이 보내면서 조언을 아끼지 않았던 전남대학교 박성준 교수님, 부경대학교 기계설계학과 홍정표, 최부식, 그리고 실험실 석사 정인화군에게도 감사를 드립니다.

여기서 일일이 열거하지 못한 많은 분들에게도 깊은 감사의 마음을 이 글로서 전합니다.

마지막으로 어렵고 힘들 때마다 나를 용기와 사랑으로 이끌어 준 아내 서향단에게 고맙게 생각하며 두 아들 정대, 정우와 더불어 이 기쁨과 영광을 함께 하고자 합니다.

2004년 1월

손 의 식 올림