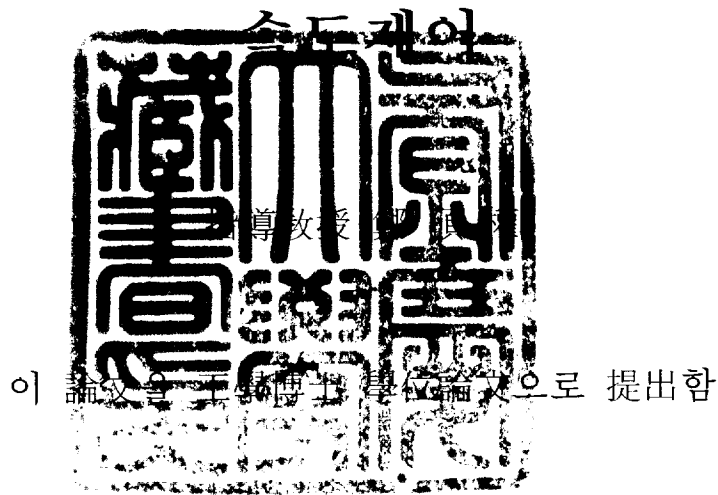


工學博士 學位論文

속도와 2차저항의 동시 추정이 가능한 유도전동기의 센서리스



2005年 2月

釜慶大學校 大學院

메카트로닉스工學 協同課程

李 珍 國

李珍國의 工學博士 學位論文을 認准함

2004年 12月 23日

主 審 工學博士 梁 注 鎬



委 員 工學博士 柳 三 相



委 員 工學博士 張 志 城



委 員 工學博士 丁 永 錫



委 員 工學博士 鄭 碩 權



목 차

Abstract	iv
List of Tables	vi
List of Figures	vii
Nomenclature	x
제 1 장 서 론	1
1.1 연구 배경 및 목적	1
1.2 국내 · 외 연구 동향	5
1.3 논문의 내용 및 개요	9
제 2 장 피드포워드적 순시 토크 제어법	12
2.1 I.M의 수학적 모델	12
2.2 순시 토크 제어법의 정식화	13
2.3 순시 토크 제어의 특성 해석	17
제 3 장 회전자 속도와 2차저항의 동시 추정	20
3.1 슬립 주파수 기반의 회전자 속도 추정	20
3.2 MRAC 기반의 회전자 속도 추정	22
3.3 2차저항 동정 필요성	23
3.4 속도와 2차저항 동시 추정을 위한 2차자속의 조건	24
3.5 가변 2차자속 지령에 의한 2차저항의 추정	25
3.6 개선된 2차저항 추정법	27
3.7 2차자속 교류 성분의 진폭과 각속도의 선정	28

제 4 장 3상 전압형 PWM 인버터	30
4.1 3상 전압형 PWM 인버터의 구성	30
4.2 Dead time의 영향과 그 보상	31
4.3 인버터 스위칭 손실의 영향과 그 보상	34
4.4 저역 통과 필터의 설계	34
제 5 장 제어시스템의 구축	37
5.1 슬립 주파수 기반의 제어시스템의 구축	37
5.2 MRAC 기반의 제어시스템의 구축	37
5.3 두 제어시스템의 이론적 특성 비교	38
제 6 장 수치 시뮬레이션 및 고찰	40
6.1 수치 시뮬레이션 모델	40
6.2 순시 토크 제어 시뮬레이션	41
6.3 슬립 주파수 기반의 센서리스 속도제어 시뮬레이션	44
6.4 MRAC 기반의 센서리스 속도제어 시뮬레이션	53
제 7 장 실험 및 고찰	57
7.1 하드웨어의 구성	57
7.2 소프트웨어의 구성	60
7.3 Dead time과 스위칭 손실로 인한 전압 손실 보상 실험	62
7.4 LM 파라미터 정확성 검증 실험	64
7.5 순시 토크 제어 실험	65
7.6 슬립 주파수 기반의 센서리스 속도제어 실험	68
7.7 MRAC 기반의 센서리스 속도제어 실험	74

제 8 장 결 론	80
참고문헌	83
부 록	88
Appendix A 2차자속 관측기의 설계	88
Appendix B 유도전동기의 출력 토크 연산	94
Appendix C 시뮬레이션 프로그램	97
Appendix D 실험 프로그램	103
감사의 글	109

Sensorless Control of Induction Motors with Simultaneous Estimation of Speed and Rotor Resistance

Zhen-Guo Lee

*Department of Mechatronics Engineering, Graduate School
Pukyong National University*

Abstract

A number of sensorless induction motor drives have been developed in the past. However, the performances of these sensorless drives are not sufficient when compared to the sensed ones. A major drawback of these drives is due to the difficulty of control at low stator frequency. During this region of operation, the signal-to-noise ratio of the stator current is decreased significantly and the effect of stator resistance voltage drop is not negligible. Another difficulty is to ensure the robustness of drives against parameter variations, especially rotor resistance. Also, it is well known that simultaneous estimation of speed and rotor resistance is hardly obtained in the vector control induction motor drives with constant rotor flux.

To solve these problems, we suggest a novel speed sensorless scheme based on a feedforward torque control technique. The control scheme has some different features compared with the classical vector controls. First, it controls rotor flux as a sinusoidal waveform in the d, q reference frame without affecting the torque control performance. It is possible to estimate on-line both speed and rotor resistance using the rotor flux. Second, it does not have any current feed back loops. Thus, we do not need to consider any phase compensations based on the delay between stator voltages and stator currents. Since control voltage can be determined using this feedforward technique, we can exclude complicated process in order to design PI gains in current regulators. Third, the electromagnetic torque is controlled very fast and independent of the rotor flux without inducing spike in the currents because the control voltage was derived theoretically from the steady

state currents values. Since speed and rotor resistance estimations do not depend on the stator resistances, stator voltages, and any other derivatives of currents, it is possible to achieve speed sensorless with good performance even during low speed region. Especially, we do not inject any high frequency signal to estimate the rotor resistance, thus we expect less current ripples and we do not need to design a high band-pass filter to reject them out. Hence, we can reduce the burden of hardware to inject high frequency signals and also software to detect these high frequency signals.

In this paper, at first, the feedforward type torque control is described in detail using the machine equivalent circuit equations. Then, the estimation equations for speed and rotor resistance are derived from stator currents in d, q reference frame. After that, the speed sensorless based on the torque control scheme is described. Finally, through several simulation results using a PWM voltage-source inverter and experiments based on a DSP control system, the validity of the proposed method is verified.

List of Tables

Table 1-1	The types and comparison of variable speed driving manner -----	1
Table 1-2	Comparison of typical speed sensorless controls of induction motor in Korea -----	5
Table 1-3	Comparison of typical speed sensorless controls of induction motor in other countries -----	7
Table 2-1	Comparison between feedforward torque control and conventional current feedback control -----	18
Table 7-1	Induction motor parameters and rated values -----	40
Table 8-1	The experiment result of compensation of the voltage loss caused by dead time and switching loss -----	63

List of Figures

Fig. 1-1	V/f control -----	3
Fig. 1-2	Slip frequency control -----	3
Fig. 1-3	Vector control -----	3
Fig. 2-1	$u-v-w$, $\alpha-\beta$, $d-q$ coordinate system -----	12
Fig. 2-2	Feedforward torque control circuit -----	19
Fig. 2-3	Conventional current feedback control circuit -----	19
Fig. 3-1	Speed estimation using slip frequency -----	20
Fig. 3-2	Speed estimation using MRAC -----	22
Fig. 3-3	Equivalent circuit in a synchronous reference frame -----	24
Fig. 4-1	Fundamental composition of 3-phase PWM voltage-source inverter -----	30
Fig. 4-2	The effects of dead time on the output of a inverter -----	32
Fig. 4-3	The effects of dead time -----	33
Fig. 4-4	Methods for controlling the effects due to dead time -----	33
Fig. 4-5	Switching properties of a transistor -----	34
Fig. 4-6	Lowpass filter (LPF) -----	35
Fig. 5-1	Speed sensorless control system using slip frequency -----	37
Fig. 5-2	Speed sensorless control system using MRAC -----	38
Fig. 6-1	Feedforward torque control system -----	41
Fig. 6-2	Response under the stepwise torque command -----	43
Fig. 6-3	Simulation result of speed sensorless control -----	45
Fig. 6-4	The effect of the estimation error of the rotor resistance (speed reference 100[rpm]) -----	46
Fig. 6-5	The effect of rotor resistance estimation error on speed estimation -----	47

Fig. 6-6	Simulation result of speed sensorless control with simultaneous rotor resistance estimation (speed reference 100[rpm])	48
Fig. 6-7	Simulation result of speed sensorless control with simultaneous rotor resistance estimation (speed reference 20[rpm])	49
Fig. 6-8	Simulation result of speed sensorless control with simultaneous rotor resistance estimation (speed reference 500[rpm])	50
Fig. 6-9	Simulation result of speed sensorless control with simultaneous rotor resistance estimation (load torque 1[N · m])	51
Fig. 6-10	Simulation result of speed sensorless control with simultaneous rotor resistance estimation (load torque 5[N · m])	52
Fig. 6-11	The effect of the identification error of the rotor resistance to estimated speed (speed reference 50[rpm])	54
Fig. 6-12	Simulation result of speed sensorless control with simultaneous rotor resistance estimation (speed reference 50[rpm])	55
Fig. 6-13	Simulation result of speed sensorless control with simultaneous rotor resistance estimation (speed reference 50~100[rpm])	56
Fig. 7-1	DSP-based hardware system	57
Fig. 7-2	Function block diagram of inverter	59
Fig. 7-3	Flow chart of control program	61
Fig. 7-4	The experiment of compensation of the voltage loss caused by dead time and switching loss	62
Fig. 7-5	The experiment of verifying the correctness of parameters	64
Fig. 7-6	The experiment result of verifying the correctness of parameters	65
Fig. 7-7	Block diagram feedforward torque control	66
Fig. 7-8	Response of torque and rotor flux (no load)	66

Fig. 7-9 Response of torque and rotor flux (load torque $3.5[\text{N} \cdot \text{m}]$) -----	67
Fig. 7-10 Experimental result of low speed operation with no load -----	69
Fig. 7-11 Experimental result of low speed operation with load -----	70
Fig. 7-12 Experimental result of very low speed($5[\text{rpm}]$) operation with no load -----	72
Fig. 7-13 Experimental result of very low speed($5[\text{rpm}]$) operation with load -----	73
Fig. 7-14 Experimental result of sensorless control system with simultaneous rotor resistance estimation($0 \sim 5[\text{rpm}]$) -----	74
Fig. 7-15 The effect of the identification error of the rotor resistance to estimated speed (speed reference $50[\text{rpm}]$) -----	74
Fig. 7-16 Experimental result of low speed operation with load -----	76
Fig. 7-17 Experimental result of low speed operation with no load -----	78
Fig. 7-18 Experimental result of low speed operation with load -----	79
Fig. A-1 A simplified observer of Gopinath type -----	91

Nomenclature

E_d	인버터 회로에서의 직류전압	[V]
f	전원 주파수	[Hz]
f_c	캐리어 주파수	[kHz]
f^*	전원 주파수의 지령 값	[Hz]
i_1	1차(고정자) 전류	[A]
i_1^*	1차전류의 지령 값	[A]
i_{1d}	1차전류 값의 d 축 성분	[A]
i_{1d}^*	1차전류 지령 값의 d 축 성분	[A]
i_{1q}	1차전류 값의 q 축 성분	[A]
$\hat{i}_{1q}$	1차전류 q 축 성분의 추정 값	[A]
i_{1q}^*	1차전류 지령 값의 q 축 성분	[A]
i_2	2차(회전자) 전류	[A]
L_1	고정자 자기 인덕턴스	[mH]
L_2	회전자 자기 인덕턴스	[mH]
M	상호 인덕턴스	[mH]
N	모터 회전 속도	[rpm]
p	미분연산자	
P	극대수	
R_1	1차(고정자) 저항	[Ω]
R_2	2차(회전자) 저항	[Ω]
$\hat{R}_2$	2차 저항의 추정(동정) 값	[Ω]
s	슬립	
t_d	무응답시간(dead time)	[μ s]

T	출력 토크	[N · m]
$\hat{T}$	출력 토크의 추정 값	[N · m]
T^*	토크의 지령 값	[N · m]
u_1	모터에 인가하는 전압	[V]
u_1^*	모터에 인가하는 전압의 지령 값	[V]
u_{1d}	모터에 인가하는 전압의 d 축 성분	[V]
u_{1q}	모터에 인가하는 전압의 q 축 성분	[V]
θ	위상 값 또는 회전 각	[rad]
λ_1	1차자속	[Wb]
λ_2	2차자속	[Wb]
$\hat{\lambda}_2$	2차자속의 관측 값	[Wb]
λ_2^*	2차자속의 지령 값	[Wb]
λ_R	2차자속의 정격 값	[Wb]
σ	누설 인덕턴스	[mH]
ω_0	전원 각 주파수	[rad/s]
ω_0^*	전원 각 주파수의 지령값	[rad/s]
ω_{re}	모터 회전 각 속도	[rad/s]
ω_{re}^*	모터 회전 각 속도의 지령값	[rad/s]
$\hat{\omega}_s$	슬립 각 속도의 추정 값	[rad/s]
ω_s^*	슬립 각 속도의 지령 값	[rad/s]

제 1 장 서 론

1.1 연구의 배경 및 목적

유도전동기(이하 IM)는 보수, 가격, 강건성 등 여러 면에서 다른 전동기에 비해 매우 뛰어난 특징을 갖고 있어, 대다수의 산업현장에서 시스템의 액츄에이터용으로 널리 사용되고 있다.

IM의 회전자 속도는 (1-1)과 같이 전원 주파수, 극수, 슬립으로부터 결정되므로 IM의 가변속 운전 방식으로 다음의 3가지 방식이 있으며, Table 1-1에 각 운전 방식을 비교한 데이터들을 나타내고 있다.

- ① 가변 극수 운전
- ② 가변 슬립 운전
- ③ 가변 주파수 운전

$$N = \frac{60f}{P}(1-s) \quad (1-1)$$

Table 1-1 The types and comparison of variable speed driving manner

방식→ ↓비교항목	가변 극수 운전	가변 슬립 운전	가변 주파수 운전
범용 모터에로의 적용	불가능	가능	가능
회전자 속도의 연속적인 가변	불가능	가능	가능
가변속 범위	2가지 혹은 3가지 속도에 한정	짧음	넓음
회로 구성	매우 간단	간단	복잡
기 타	극수 변환 모터 구입	보편적으로 전압 제어방식을 사용	인버터 및 드라이브 필수

특히, 전력전자기술의 비약적인 발전에 힘입어, I.M의 가변속 운전에서 주파수를 가변하는 방식의 실현이 용이하게 되어, 회전자의 속도를 넓은 속도 범위에서 연속적으로 가변할 수 있게 되었다.

I.M의 가변 주파수 운전은 제어방식에 따라 크게 V/f 일정 제어, 슬립 주파수 제어와 벡터 제어 등 3종류로 분류할 수 있다(Fig. 1-1~Fig. 1-3 참조).

V/f 일정 제어는 주로 전압/주파수 일정제어를 가리키는데, 이는 주파수를 변화시켰을 때, I.M에 인가하는 전압의 크기와 주파수의 비가 일정하게 되면, I.M의 자속의 크기가 거의 일정하게 된다는 성질을 이용하여, 주파수를 변화시킬 때에 전압도 정해진 패턴으로 동시에 변화하는 방식이다. 표준모터를 그대로 사용할 수 있고, 제어계의 구성이 간단하며, 경제성, 범용성이 높은 반면, 속도·토크의 피드백을 모두 행하지 않으므로 속응성과 응답성이 좋지 않은 단점이 있다.

슬립 주파수 제어는 이와 같은 단점을 해결하기 위하여 1964년 Heumann이 제안한 제어방식으로서 속도 검출기에 의하여 모터의 슬립을 검출하여 운전하려는 속도에 모터의 슬립을 가산한 주파수를 I.M에 인가하여 속도제어를 행하는 방식이다. 검출기를 사용한 속도 피드백 제어이기 때문에 V/f 일정 제어에 비해 부하변동에 대한 속도 정도를 대폭적으로 개선하는 것이 가능하지만, 속도검출기의 설치 및 모터의 특성에 알맞은 슬립 주파수의 조정 등이 필요하므로 범용성이 부족하게 되는 면이 있다.

이와 달리 벡터 제어는 I.M의 모델을 직류전동기 모델과 등가하게 1차전류를 자계를 형성하는 여자 전류와 전자기력을 발생시키는 토크 전류로 분해하여 이들을 독립적으로 제어한다. 이로써 I.M도 직류전동기와 같은 고정도 순시 토크 제어의 실현이 가능하게 되었다. 벡터제어는 속도피드백 및 좌표변환 때문에 속도센서를 필요로 하고 시스템의 구성요소가 많게 되는 단점을 가지고 있지만, 속응성 등 제어성능이 뛰어나 I.M의 고성능 제어법으로서 폭 넓게 실용화 되고 있다.

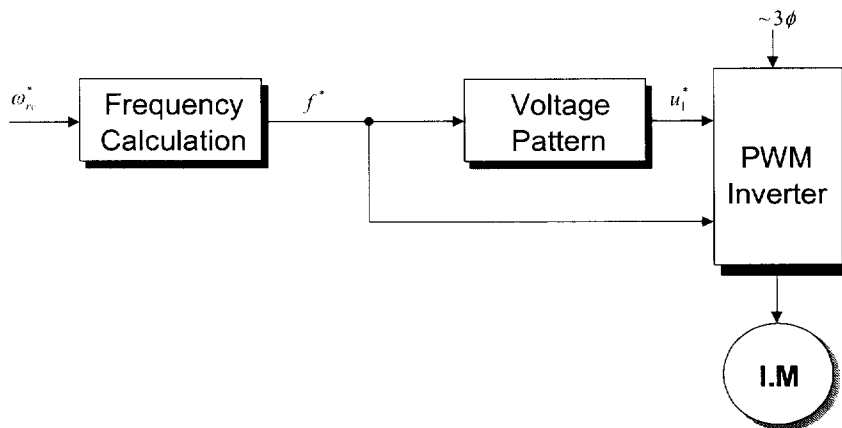


Fig. 1-1 V/f control

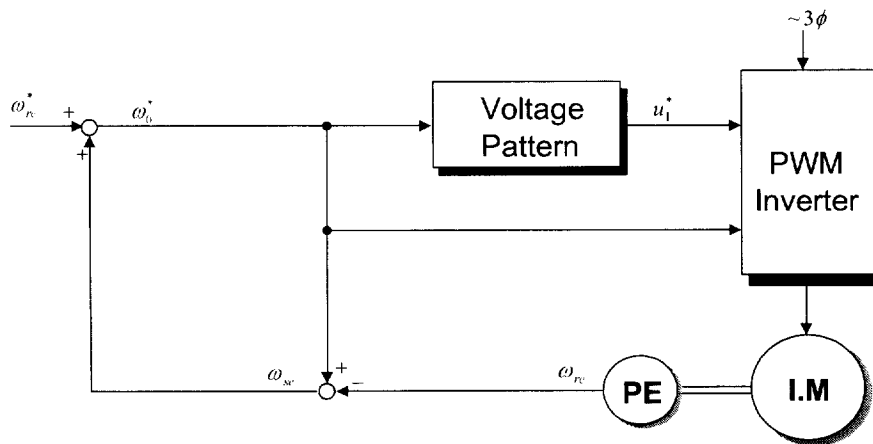


Fig. 1-2 Slip frequency control

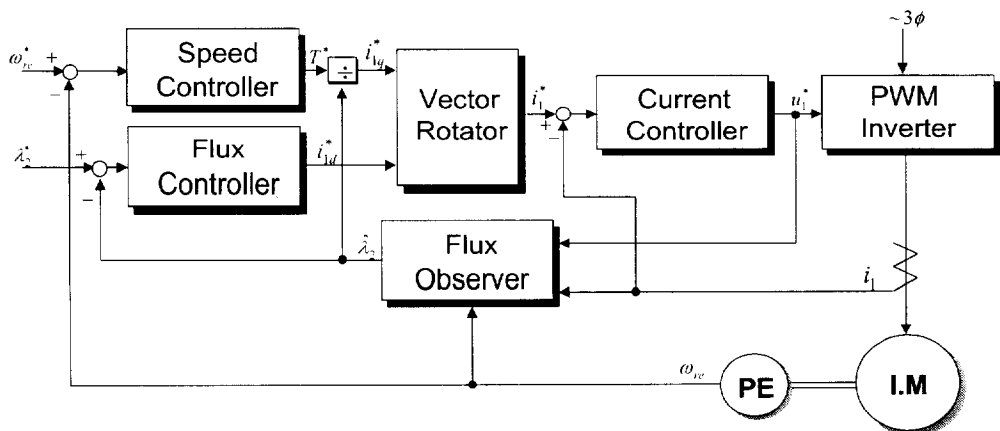


Fig. 1-3 Vector control

이러한 벡터 제어의 구현에는 속도 정보가 필수적인 요소이며, 일반적으로 IM의 축에 장착한 엔코더 등의 물리적 센서를 통해 얻고 있다. 하지만, 이와 같은 물리적 센서의 장착은 다음과 같은 문제점들이 있어 속도센서 없이 속도 제어를 행하는 다양한 센서리스 속도제어가 국·내외적으로 활발히 연구되어 오고 있다.

(1) 속도센서의 설치 환경

속도센서는 보편적으로 전자회로가 내장되어 있으므로, IM의 제작비의 상승과 IM가 갖는 강건성을 해치는 주 원인이 된다. 또한, IM의 작업환경상 양 축 단을 전부 사용할 경우, 속도센서를 부착할 곳이 없게 된다. 설사 부착할 수 있다 하더라도 속도센서와 IM 간에 커플링으로 연결하므로, 시스템의 신뢰성을 현저히 저하시킨다.

(2) 시스템 설치 및 배선 환경

인버터가 설치되어 있는 제어실과 IM의 설치 장소가 떨어져 있을 경우, 속도센서의 신호선에 혼입되는 노이즈로 인해 원격제어를 어렵게 하거나 노이즈에 강한 신호선을 사용함으로 하여 비용이 상승하게 된다.

따라서, 센서리스 속도제어는 속도센서 없이 속도센서를 부착한 기존의 벡터제어만큼의 고정도의 순시 토크 제어를 실현하는 전 속도 전 부하범위의 가변속 제어를 지향하고 있다.

센서리스 속도제어에서 속도는 대부분 IM의 전압 및 전류 모델을 기반으로 전압, 전류 및 IM의 파라미터 값들을 사용하여 직접적으로 또는 간접적으로 추정한다. 그러므로 사용된 IM의 파라미터 값들이 실제 값과 오차가 있을 경우, 정확한 속도 추정이 어렵게 된다. 특히, 2차저항 값은 운전 중 큰 폭으로 변화하면서 속도 추정정도에 미치는 영향이 가장 크므로 이를 정확히 동정해야만 정밀한 센서리스 속도제어가 가능하다. 그러나, 기존의 센서리스 속도제어에서 속도 추정과 함께 2차저항 동정까지 고려한 방식은 많지 않다. 이는 IM 운전 중, 정상상태에서 속도 추정 오차와 2차저항 추정 오차를 분리할 수

없었기 때문이다.

1.2 국내 · 외 연구 동향

먼저 국내의 연구동향을 살펴보면, I.M의 센서리스 속도제어법은 1980년대 후반부터 활발히 연구가 진행되어 왔다(Table 1-2 참조).

Talbe 1-2 Comparison of typical speed sensorless controls of induction motor in Korea

저자	속도 추정법	특 징	시뮬레이션 및 실험
설승기 ⁸⁾ (1994년)	2 차 자 속 과 회전자 속도를 상태변수로 하는 확장 칼만 필터 사용	장점: · 고정자 전류의 측정 잡음 최소화 · 시스템 모델 잡음의 영향 최소화 단점: · 제어 알고리즘이 매우 복잡하고 연산량이 많음 · 공분산 값의 선정 어려움	시험용 모터: 5HP, 4극 시뮬레이션 결과: · 60rpm의 정속도 운전에서 오차가 거의 없음 실험 결과: · 100rpm이상의 정속도 운전에서 부하조건에 상관없이 2~3rpm이내의 오차 · 0rpm, 정격부하상태에서 10rpm의 오차가 발생
김영석 ¹¹⁾ (1998년)	슬라이딩 모드 관측기틀 기초로 한 적응 이원관측기를 통해 회전자 속도 추정	장점: · 파라미터 변동에 강인 · 외란의 변동에 강인 · 기존의 슬라이딩 모드에서 높은 주파수의 떨림 현상을 저감 단점: · 시스템에서 사용한 게인 수가 많으며, 그 설정 또한 매우 어려움 · 실제 속도에 미세한 떨림이 존재	시험용 모터: 3HP, 4극 시뮬레이션: 없음 실험 결과: · 50rpm 정속도 지령, 정격부하상태에서 2차저항이 130%의 실제 값일 경우 -20%의 오차 발생 · 50rpm에서 정 · 역운전 실현 · 50rpm이하의 저속영역에서의 정속도 운전 실험 데이터 결핍

김상민 ¹⁴⁾ (2001년)	신경 회로 망을 이용한 회전자 속도 추정	장점: · 실행속도가 빠름 · 고조파 맥동에 강인 단점: · 적절한 학습계수의 선정의 어려움	시험용 모터: 400W, 2극 시뮬레이션 결과: · -100rpm~100rpm의 정역 운전에서 오차가 거의 없음 실험결과: · 100rpm이하의 저속영역에서의 운전 실험 데이터 결핍
권우현 ⁵⁾ (2004년)	고정자 전류 기반의 MRAC을 이용한 회전자 속도 추정	장점: · 시스템의 불확실성에 강인 · 이론이 설득력이 있고 회로구성이 간단 단점: · 과도상태에서 정확한 속도 추정이 어려움 · 정상상태 오차가 존재함.	시험용 모터: 1HP, 4극 시뮬레이션 결과: · 500rpm의 정속도 운전에서 1차저항, 회전자 시정수, 상호 인덕턴스에 대한 감도 분석 실험 결과: · 저속영역 운전에서 실제 속도와 추정 속도의 관계가 보이지 않음
이교범 ⁶⁾ (2004년)	2차자속과 회전자 속도를 상태변수로 하는 축소 차원 확장 루엔버거 관측기 사용	장점: · 2차자속과 회전자 속도를 동시에 추정 · 기존의 루엔버거 관측기에 비해 차수가 적어 계산량이 적음 단점: · 관측기 이득행렬의 설계가 어려움	시험용 모터: 7.4kW, 4극 시뮬레이션 결과: · 지령값의 경계 구간, 부하 인가 및 제거 구간에 진동이 발생 · 4rad/s의 정속도 운전에서 30%정도의 진동이 발생 실험 결과: · 저속영역 운전에서 추정 속도는 40%정도의 오차가 있고 실제 속도는 25% 정도의 오차가 있음

한편, 국외에서는 일본과 독일을 중심으로 연구가 활발히 진행되어 왔으며,

Talbe 1-3 Comparison of typical speed sensorless controls of induction motor in other countries

저자	속도 추정법	시뮬레이션 및 실험
Kawamura ²⁾ (1996년)	추정된 슬립 주파수와 모터에 인가한 전원 주파수를 이용하여 회전자 속도 추정	시험용 모터: 0.75kW, 4극 시뮬레이션 결과: · 부하 변동과 2차저항 변동하에서의 1rpm~1000rpm 구간 실제 속도와 추정 속도 관계 명시 실험 결과: · 5rpm에서의 정속도 운전에서 2~3rpm 이내의 오차가 발생
Kubota ⁴⁾ (1997년)	고정자 전류 기반의 MRAC을 이용하여 회전자 속도 추정	시험용 모터: 3.7kW, 4극 실험 결과: · 20rpm에서 1차저항, 2차저항, 및 상호 인덕턴스를 동정하면서 회전자 속도를 추정
Kubota ¹⁷⁾ (1999년)	고정자 전압 오프셋 보상을 한 고정자 전류 기반의 MRAC을 이용하여 회전자 속도 추정	시험용 모터: 3.7kW, 4극 실험 결과: · 고정자 전압의 오프셋 보상과 1차저항 동정을 하여 1rpm에서의 극 저속 운전 실현
Matsuse ¹⁸⁾ (2001년)	철손을 고려한 MRAC 기반의 회전자 속도 추정법	시험용 모터: 2.2kW, 8극 실험 결과: · -200rpm~300rpm, 무부하 정역운전에서의 데이터를 통해 고효율 제어임을 검증
Okuma ¹⁹⁾ (2004년)	확장오차에 기인한 MRAC 기반의 회전자 속도 추정법	시험용 모터: 2.2kW, 4극 실험 결과: · 0rpm을 제외한 -200min ⁻¹ ~200min ⁻¹ , 정격부하 정역운전에서 1차저항을 동시에 동정하면서 센서리스 제어 행함

관련 연구 수준은 국내에 비해 상대적으로 앞서 있다(Table 1-3 참조).

이상의 국내·외 기존의 다양한 센서리스 속도제어의 연구로부터, 센서리스 속도제어는 대표적으로 속도 추정법에 따라 다음과 같다.

- ① 회전자 자속과 추정된 슬립 주파수를 이용하는 슬립 주파수 기반형^{2,3)}
- ② 기준 모델과 가변 모델 사이의 오차를 이용하는 모델 기준 적응제어 (Model Reference Adaptive Control; 이하 MRAC) 기반형^{4,5)}
- ③ 2차자속과 회전자 속도를 상태변수로 하는 상태관측기 기반형^{6,7)}
- ④ 2차자속과 회전자 속도를 상태변수로 하는 확장 칼만 필터 기반형^{8,9)}
- ⑤ I.M의 회로정수 변동에 강인한 적응 슬라이딩 모드 관측기 기반형¹⁰⁻¹³⁾
- ⑥ 신경회로망 기반형^{15,16)}

이들은 사용하는 제어 방법과 속도 추정 원리에 따라 각기 다른 장·단점을 갖고는 있으나, 센서리스 속도제어에 요구되는 저속에서의 정확한 속도 추정, 넓은 속도 제어 범위, I.M의 회로 정수 변동에 대한 강인성 등을 충분히 만족시키지는 못하고 있다.

특히, 수 rpm 영역과 같은 저속 영역에서의 센서리스 속도제어에 대한 검토는 극히 드물다. 그 주된 원인은 저속 영역으로 갈수록 전류신호와 전류신호 속에 포함된 스위칭에 따른 노이즈의 비인 S/N비가 급감하는 데 있다. 또한, 센서리스 속도제어에서의 속도 추정 알고리즘은 대부분 I.M의 전압 및 전류 모델을 기반으로 하고 있어, 사용된 I.M의 파라미터 값들이 실제 값과 오차가 있을 때, 정확한 속도 추정이 어렵게 된다. 한편, I.M의 파라미터 가운데 2차저항은 운전 중, 큰 폭으로 변화하므로 이를 정확히 동정해야만 정밀한 센서리스 속도제어가 가능하다. 현재, I.M의 센서리스 속도제어를 위한 속도 추정 알고리즘은 위와 같이 많이 제안되어 있지만, 2차저항의 변동에 강인한 속도 추정법은 많지 않다. 이는 I.M 운전 중, 정상상태에서 속도 추정 오차와 2차저항 추정 오차를 분리할 수 없기 때문이다.

한편, 기존의 센서리스 속도제어에서 속도를 추정함에 있어서 2차저항 변동에 강인한 제어법으로서는 다음의 3가지 방식을 대표적으로 들 수 있다.

- ① 속도 과도상태에서의 전류와 2차자속의 과도상태를 이용하여 2차저항을 추정하는 방법³⁾
- ② 여자 전류 지령 값에 교류 성분을 중첩시켜 2차저항을 추정하는 방법⁴⁾
- ③ 슬롯 고조파를 검출하여 2차저항 설정 값을 보상하는 방법²¹⁾

그 중, ①의 방법은 정속도 운전시 2차저항의 추정이 불가능하며, ②의 방법은 토크나 실제 속도에 리플이 많이 발생되고, ③의 방법은 저속 영역에서의 2차저항 추정이 곤란한 문제점이 있다.

1.3 연구의 내용 및 개요

본 연구는 속도와 2차저항의 동시 추정이 가능한 전 속도, 전 부하 범위에 서의 IM의 센서리스 속도제어를 목적으로 하고 있다.

이를 위해, 본 논문은 전체 9장으로 구성되어 있으며, 각 장의 개요는 다음과 같다.

제 1장에서는 본 연구의 목적을 비롯하여 국내·외 연구동향 및 연구 내용과 개요를 밝혔다.

제 2장에서는 기존의 센서리스 속도제어에 사용된 토크 제어법과는 다른 피드포워드적 순시 토크 제어법의 도출 과정을 보이고 그 특성을 해석하였다. 순시 토크 제어법은 IM의 수학적 모델에 근거하여 과도 항이 없이 원하는 토크와 2차자속을 출력하도록 IM에 인가될 전압지령을 연산하는 기법이다. 이 기법은 전압지령 생성 시, 입력으로 토크 정보, 2차자속 정보 및 속도 정보를 요구하는 반면, 전류 정보와 전류제어기를 사용하지 않는다. 따라서, 일반적인 벡터 제어방식에서의 d , q 축 전류제어기의 번거로운 PI 게인 결정을 피할 수 있다는 이점과 슬롯에 고조파를 인가할 때 야기되는 각종 필터 설계의 번거로

움도 피할 수 있는 이점을 가지고 있다.

제 3장에서는 앞장에서 소개한 순시 토크 제어법에 근거하여 회전자 속도와 2차저항 추정식의 도출과정을 기술하였다. 그 중, 회전자 속도 추정식은 슬립 주파수 기반형과 MRAC(Model Referenc Adaptive Control) 기반형의 이론을 바탕으로 순시 토크 제어법의 특징을 이용하여 2가지 방법을 도출하였다. 그리고, 2차저항의 실시간 동정을 위하여 순시 토크 제어기에 입력하는 2차자속 지령을 소정의 진폭 및 주기를 갖는 정현파 형태로 인가함으로써 속도와 동시에 추정될 수 있음을 보였다.

제 4장에서는 실제 실험에서 2차자속 응답이 지령 값에 잘 추종되었는지를 관찰하기 위하여 사용한 2차자속 관측기의 설계법을 기술하였다.

제 5장에서는 실제 실험에서 3상 전압형 PWM 인버터 사용 시에 야기되는 Dead time과 스위칭 손실의 영향 및 그 보상 방법에 대해서 서술하였다. 또한, 고정자 전류 검출 값을 하드웨어방식이 아닌 소프트웨어방식으로 디지털 필터링하는 방법을 소개하였다.

제 6장에서는 제안한 회전자 속도와 2차저항 추정법을 사용한 전체 제어시스템에 대해 소개하였다. 제안한 회전자 속도 추정법이 2가지였으므로 전체 제어시스템을 슬립 주파수 기반형과 MRAC 기반형으로 각각 구분하여 소개하였고, 또 이 두 제어시스템의 특징을 이론적으로 분석·비교하였다. 제안된 방법은 2차자속을 가변하면서도 이로 인해 순시 토크에 과도 성분이 포함되지 않도록 2차자속과 순시 토크를 독립적으로 제어할 수 있다는 특징을 가진다. 뿐만 아니라, 속도 추정 시 전류의 미분 정보를 이용하지 않는다는 점과, 전압 지령값 연산에 있어 전류 정보를 이용하지 않으므로 극 저속 영역에서의 속도 추정 정도 향상에 기여하고 있다.

제 7장에서는 제 2장~제 6장에서 소개하였던 이론들을 전압형 PWM 인버터 사용을 전제로 한 다양한 시뮬레이션을 통해 그 이론의 타당성을 검토하였다.

제 8장에서는 DSP를 베이스로 한 PE-Expert 시스템을 사용하여 앞장에서 소개하였던 이론들과 시뮬레이션 결과들을 다양한 실제 실험을 통해 최종 확인하였다. 특히, 정확한 속도 추정이 어려운 극 저속 영역을 포함한 저속 영역에서의 실제 실험을 통해 제안한 기법이 우수한 성능을 가짐을 보였다.

제 9장에서는 이상의 결과들을 정리하고 최종 결론을 도출하였다.

제 2 장 피드포워드적 순시 토크 제어법

아래의 내용에서 좌표변환을 하지 않은 3상 정지 교류 좌표계를 $u-v-w$ 좌표계, I.M의 2차측(회전자 측)을 1차측(고정자 측)에 환산한 2상 정지 교류 좌표계를 $\alpha-\beta$ 좌표계, 전원 주파수로 회전하는 2차자속 기준의 회전 직교 2상 좌표계를 $d-q$ 좌표계라고 각각 정의하고 있다(Fig. 2-1 참조).

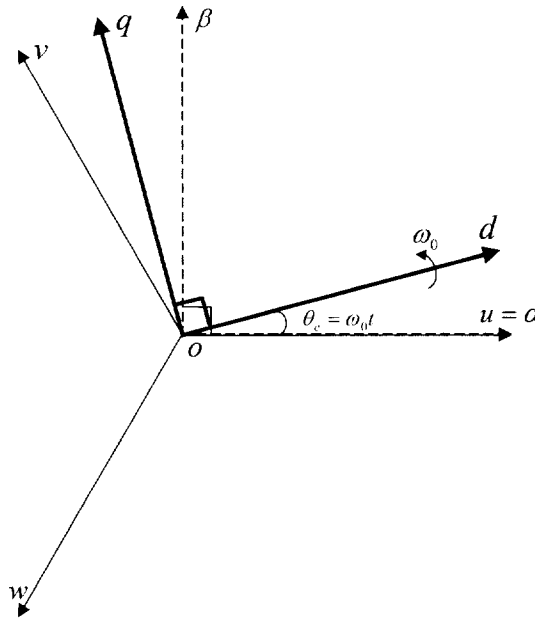


Fig. 2-1 $u-v-w$, $\alpha-\beta$, $d-q$ coordinate system

2.1 I.M의 수학적 모델

I.M의 회로방정식은 $\alpha-\beta$ 좌표계에서 (2-1)과 같이 주어진다.

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + L_1 p & M p \\ M(p - j\omega_{re}) & R_2 + L_2(p - j\omega_{re}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (2-1)$$

여기서, R_i ($i=1, 2$)는 저항(1, 2차), L_i 는 자기 인덕턴스, M 는 상호 인덕턴스, ω_{re} 는 회전자의 전기 각속도이며 p ($=d/dt$)는 미분연산자를 각각 나타낸다. i_1, i_2, u_1 은 1, 2차측 전류 및 전압을 나타내며, α 축, β 축을 각각 그 변수들의 실수부, 허수부에 대응시킨 복소 변수이다.

위의 회로방정식은 1, 2차측 전류 i_1, i_2 를 상태변수로, 1차측전압 u_1 을 제어 입력으로 하는 상태방정식으로 변환하면 (2-2)와 같이 표현된다.

$$p \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sigma^2} \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma^2} \begin{bmatrix} L_2 \\ -M \end{bmatrix} u_1 \quad (2-2)$$

$$A_{11} = -R_1 L_1 - jM^2 \omega_{re}, \quad A_{12} = R_2 M - jL_2 M \omega_{re},$$

$$A_{21} = R_1 M + jL_1 M \omega_{re}, \quad A_{22} = -R_2 L_1 + jL_1 L_2 \omega_{re},$$

$$\sigma^2 = L_1 L_2 - M^2$$

I.M의 출력인 전자기적인 토크 T 는 (2-2)의 상태변수를 이용하여 표현하면 (2-3)과 같다.

$$T = PM \cdot \text{Im} [i_1 \overline{i_2}] \quad (2-3)$$

여기서, P 는 극대수(pole pair number), Im 은 허수부를, 그리고 기호 ‘—’는 공액 복소수를 각각 의미한다.

2.2 순시 토크 제어법의 정식화

순시 토크 제어법은 I.M의 수학적 모델에 근거하여 과도 토크 없이 원하는 토크와 2차자속을 출력하도록 I.M에 인가될 전압지령을 연산하는 기법이다. 이 기법은 전압 지령 연산 시 입력으로 전류 정보와 전류제어기를 이용하지 않고, 토크 정보, 2차자속 정보 및 속도 정보를 사용하여, 피드포워드적으로 2차자속과 순시 토크를 제어한다는 점이 큰 특징이다.

2.2.1 2차자속 λ_2 와 2차전류 i_2 의 설정

IM의 순시 2차자속은 1, 2차측 전류 i_1 , i_2 를 이용하여 (2-4)와 같이 표현할 수 있으므로, 2차자속과 2차전류를 복소지수함수형으로 (2-5), (2-6)과 같이 정의할 수 있다.

$$\lambda_2 = M i_1 + L_2 i_2 \quad (2-4)$$

$$\lambda_2(t) = \lambda_2(t) \cdot e^{j\omega_0 t} \quad (2-5)$$

$$i_2(t) = i_2(t) \cdot e^{j(\omega_0 t + \theta)} \quad (2-6)$$

여기서, $\lambda_2(t)$, $i_2(t)$ 는 스칼라로 각각 2차자속과 2차전류의 크기를 나타내며, ω_0 는 전원 각주파수, θ 는 2차자속과 2차전류와의 위상차이다.

2.2.2 2차전류 i_2 표현식의 변형

IM에서 발생하는 전자기적 토크는 2차자속과 2차전류의 외적(outer product)이므로 (2-7)과 같이 표현할 수 있다.

$$T = P \cdot \text{Im} [\lambda_2 \overline{i_2}] \quad (2-7)$$

(2-5)와 (2-6)을 위 식에 대입하여 2차전류의 크기를 다음의 (2-8)과 같이 얻을 수 있고, 이 식을 (2-6)에 대입하여 복소지수함수형의 2차전류의 표현식 (2-9)를 얻는다.

$$i_2 = \frac{T}{P\lambda_2 \sin(-\theta)} \quad (2-8)$$

$$i_2(t) = \frac{T}{P\lambda_2} \cdot (-\cot \theta - j) \cdot e^{j\omega_0 t} \quad (2-9)$$

2.2.3 전원 각주파수 ω_0 의 표현식

(2-4)를 (2-1)의 2차측 방정식에 대입하면 다음의 (2-10)을 얻을 수 있다.

$$p\lambda_2 - j\omega_{re}\lambda_2 + R_2 i_2 = 0 \quad (2-10)$$

(2-10)에 (2-5)와 (2-9)을 대입하면 (2-11)이 얻어진다.

$$p\lambda_2 + j\omega_0\lambda_2 = \frac{R_2 T}{P\lambda_2} \cot\theta + j(\omega_{re}\lambda_2 + \frac{R_2 T}{P\lambda_2}) \quad (2-11)$$

(2-11)에서 허수부만을 취하면 LM에 인가할 전원 각 주파수를 (2-12)와 같이 얻을 수 있다.

$$\omega_0 = \omega_{re} + \frac{R_2}{P} \frac{T}{\lambda_2^2} \quad (2-12)$$

이 식은 전원 각주파수 지령이 현재 속도, 원하는 토크출력과 2차자속 값을 이용하여 연산될 수 있음을 보여준다.

2.2.4 2차전류 i_2 표현식의 재변형

(2-11)의 실수부 부분에서 $\cot\theta$ 를 구하여 (2-7)에 대입하여 위상 θ 를 소거하면 (2-13)과 같이 2차전류 i_2 의 새로운 표현식이 얻어진다.

$$i_2 = (-\frac{1}{R_2} p\lambda_2 - j\frac{1}{P} \frac{T}{\lambda_2}) e^{j\omega_0 t} \quad (2-13)$$

2.2.5 1차전류 i_1 의 표현식

(2-4)에 (2-5), (2-13)을 대입하면 (2-14)와 같이 1차전류 i_1 의 표현식이 얻어진다.

$$i_1 = \left\{ \left(\frac{1}{M} \lambda_2 + \frac{L_2}{MR_2} p\lambda_2 \right) + j \frac{L_2}{PM} \frac{T}{\lambda_2} \right\} e^{j\omega_0 t} \quad (2-14)$$

2.2.6 1차자속 λ_1 의 표현식

IM의 순시 1차자속은 1, 2차측 전류 i_1, i_2 를 이용하여 (2-15)와 같이 표현할 수 있다.

$$\lambda_1 = L_1 i_1 + M i_2 \quad (2-15)$$

(2-13)과 (2-14)를 위 식에 대입하고 정리하면 다음의 (2-16)이 얻어진다.

$$\lambda_1 = \left\{ \frac{L_1}{M} \lambda_2 + \frac{\sigma^2}{MR_2} p \lambda_2 + j \frac{\sigma^2}{PM} \frac{T}{\lambda_2} \right\} e^{j\omega_0 t} \quad (2-16)$$

2.2.7 전압 지령 u_1^* 의 해석해

전압 지령 u_1^* 은 회로방정식 (2-1)의 1차측에 관한 식에 1, 2차측 전류 i_1, i_2 의 표현식 (2-13)과 (2-14)를 대입함으로써 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} u_1^* = & \left\{ (a_{1d} \lambda_2^* + a_{2d} p \lambda_2^* + a_{3d} p^2 \lambda_2^* - a_{4d} \omega_{re} \frac{T^*}{\lambda_2^*} - a_{5d} \frac{T^{*2}}{\lambda_2^{*3}}) \right. \\ & \left. + j (a_{1q} \omega_{re} \lambda_2^* + a_{2q} \omega_{re} p \lambda_2^* + a_{3q} \frac{T^*}{\lambda_2^*} + a_{4q} \frac{p T^*}{\lambda_2^*}) \right\} e^{j\omega_0 t} \end{aligned} \quad (2-17)$$

여기서, 기호 ‘*’는 지령 값을 나타내며, 각 계수들은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} a_{1d} &= \frac{R_1}{M}, & a_{2d} &= \frac{L_1 R_2 + L_2 R_1}{MR_2}, & a_{3d} &= \frac{\sigma^2}{MR_2}, & a_{4d} &= \frac{\sigma^2}{PM}, & a_{5d} &= \frac{\sigma^2 R_2}{P^2 M}, \\ a_{1q} &= \frac{L_1}{M}, & a_{2q} &= \frac{\sigma^2}{MR_2}, & a_{3q} &= \frac{L_1 R_2 + L_2 R_1}{PM}, & a_{4q} &= \frac{\sigma^2}{PM} \end{aligned}$$

(2-17)로부터, 1차전압 지령 u_1^* 는 2차자속 및 2차자속의 미분정보, 토크지령 및 토크지령의 미분정보로부터 구해짐을 알 수 있다. 또한, (2-17)은 1차전류 및 2차전류를 (2-14) 및 (2-13)과 같이 제어 가능하게 하는 전압 지령이므로 1, 2차측 전류를 항상 과도현상이 없는 정상상태로 제어 가능함을 알 수 있다.

따라서, (2-3)으로부터 순시 토크 자체를 과도현상 없이 제어 가능하게 하는 지령 값을 알 수 있다.

이상에서 검토한 순시 토크 제어는 토크지령 가변과 같은 과도시에 토크 미분항을 포함한 과도전압을 인가함으로써 1차측 및 2차측 전류를 항상 정상상태로 제어하는 토크 속응 제어법임을 알 수 있다.

2.3 순시 토크 제어의 특성 해석

Fig. 2-2에 앞에서 소개한 순시 토크 제어의 회로도를, Fig. 2-3에 같은 기능을 수행하는 기존의 전류 피드백 제어의 회로도를, Table 2-1에 이 2개의 제어를 비교한 데이터들을 각각 보인다. Fig. 2-2에서 전압 지령 u_1^* 과 전압 지령에 포함되어 있는 전원 각 주파수 지령 ω_0 는 각각 (2-17)과 (2-12)로 얻어지는 값이다. 또한, 이 지령은 모터의 파라미터가 정확할 경우, 시간 t 에 관한 과도항이 없는 1차전류 (2-14)를 생성할 것이며, 이를 통해 과도현상이 없고 토크 지령 T^* 와 동일한 값을 갖는 순시 토크를 출력하게 된다.

Table 2-1 Comparison between feedforward torque control and conventional current feedback control

↓비교항목 \ 방식→	순시 토크 제어	전류 피드백 제어
과도 전류 발생	무	유
과도 토크 발생	무	유
전류 피드백	무	유
2차 자속 제어	피드포워드	피드백
자속 관측기	필요 없음	필요함
계인 설정	무	번거로움
회로 구성	간단	복잡
전류 정보	필요 없음	필요함
속도 정보	필요함	필요함
모터 파라미터의 영향	높음	높음

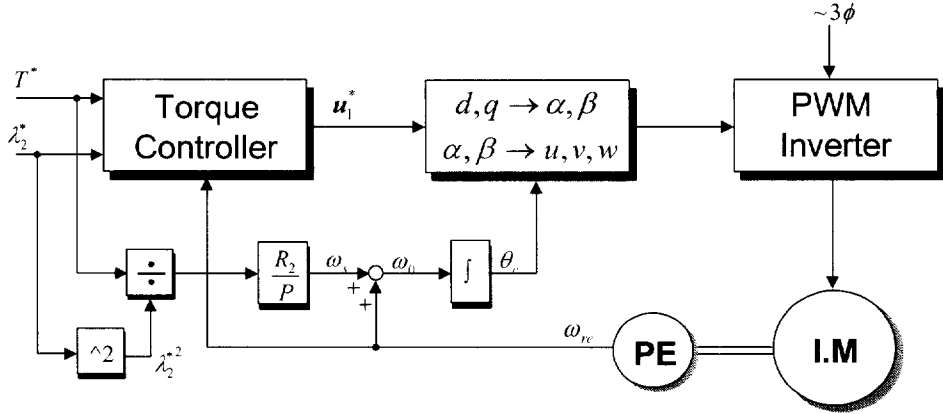


Fig. 2-2 Feedforward torque control circuit

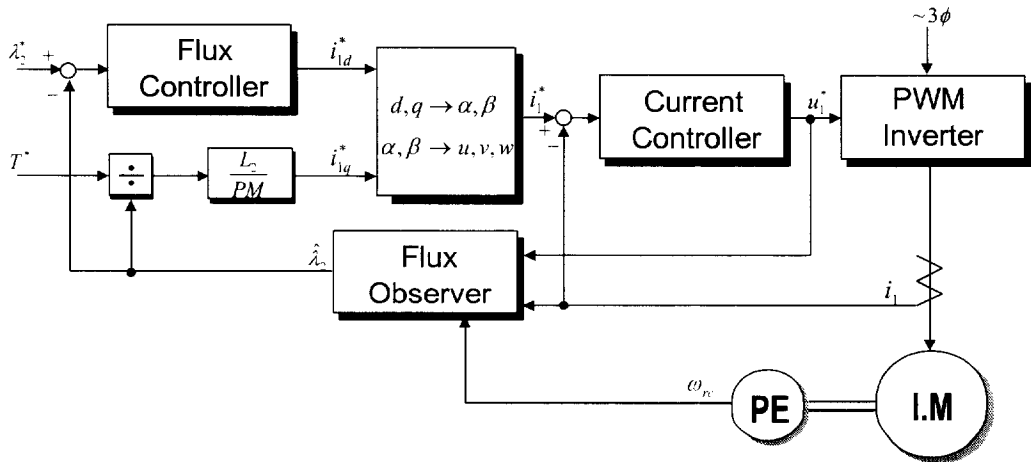


Fig. 2-3 Conventional current feedback control circuit

제 3 장 회전자 속도와 2차저항의 동시 추정

구현하고자 하는 센서리스 속도제어 시스템에서 검출 가능한 정보는 1차전류밖에 없다. 그러므로 회전자 속도와 2차저항의 추정에 있어서 사용 가능한 정보는 오직 1차전류뿐이다.

앞장에서 언급했다시피, IM에 인가하는 전압지령 u_1^* 을 (2-17)과 같이 주었을 경우, 모터에 흐르는 1차전류 i_1 은 시간에 관한 과도항을 포함하지 않은 (2-14)와 같이 될 것이다. 따라서, (2-14)로부터, 가변하는 2차자속 지령을 입력할 경우, 1차전류의 d 축 정보를 이용하여 2차저항을 동정할 수 있고, q 축 정보를 이용하여 속도에 관한 추정식을 유도할 수 있음을 아래에 보인다.

3.1 슬립 주파수 기반의 회전자 속도 추정

슬립 주파수 기반의 회전자 속도 추정은 Fig. 3-1과 같이 우선 먼저 검출 가능한 정보로부터 슬립 각주파수를 연산하고, 다음에 IM에 인가한 전원 각주파수에서 이 값을 빼어 속도 추정을 행하는 기법이다.

Fig. 3-1에서 제어기는 앞장서 기술한 순시 토크 제어기를 사용하였고, 기호 ' $\hat{\cdot}$ '는 모터에 인가되는 지령 값 및 모터로부터의 실제 검출 값과 구분하기 위한 모델로부터 연산되어 얻어지는 추정 값을 나타낸다.

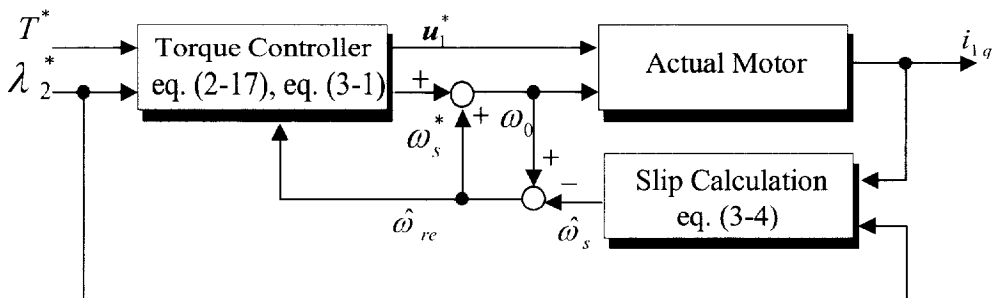


Fig. 3-1 Speed estimation using slip frequency

I.M에 인가하게 될 전원 각주파수를 연산하는 식 (2-12)를 관찰하면 슬립 각주파수 지령 ω_s^* 는 (3-1)과 같이 순시 토크 제어기에 인가되는 토크 지령과 2차자속 지령으로부터 연산될 수 있음을 알 수 있다.

$$\omega_s^* = \frac{R_2}{P} \frac{T^*}{\lambda_2^{*2}} \quad (3-1)$$

따라서, 센서리스 속도제어 시스템에서 I.M에 인가할 전원 각주파수 ω_0 는 (3-2)와 같이 슬립 각주파수 지령 ω_s^* 와 추정 속도 $\hat{\omega}_{re}$ 의 합으로 얻어진다.

$$\omega_0 = \hat{\omega}_{re} + \omega_s^* \quad (3-2)$$

1차전류 i_1 의 표현식 (2-14)의 허수부로부터 토크를 추출하면 다음의 (3-3)이 얻어진다.

$$T = \frac{PM}{L_2} \lambda_2 i_{1q} \quad (3-3)$$

(3-3)에서 1차전류의 q 축 정보는 실제 검출한 값으로, 2차자속의 크기는 2차자속 지령으로 각각 대체하면 (3-3)으로부터 연산되는 토크는 토크 지령과는 다르게 된다. 이 토크를 다시 (3-1)에 대입하여 검출한 1차전류의 q 축 값으로부터 얻어지는 추정 슬립 각주파수 (3-4)가 얻어진다.

$$\hat{\omega}_s = \frac{MR_2}{L_2 \lambda_2^*} i_{1q} \quad (3-4)$$

I.M에 인가한 전원 각주파수 ω_0 에 이 값을 빼면 바로 얻고자 하는 추정 속도 $\hat{\omega}_{re}$ 가 구해진다.

$$\hat{\omega}_{re} = \omega_0 - \hat{\omega}_s \quad (3-5)$$

3.2 MRAC 기반의 회전자 속도 추정

MRAC(Model Reference Adaptive Control; 이하 MRAC) 기반의 센서리스 속도제어에서는 Fig. 3-2와 같이 가변모델의 출력이 기준모델의 출력에 일치하도록 즉, 출력오차가 0이 되도록 적응 메커니즘을 구성하여 회전자 속도를 추정한다. 그중, 가변모델은 추정하고자 하는 속도정보가 포함되어 있는 제어기와 실제 모터로 구성되었으며, 기준모델은 회전자 속도와 무관하다. I.M의 운동방정식으로부터 회전자 속도는 I.M의 출력토크에 의해 결정되고, (2-14)로부터 I.M의 출력토크는 1차전류의 q 축 정보에 의해 연산 가능하므로, 회전자 속도는 궁극적으로 1차전류의 q 축 정보로부터 추정 가능함을 알 수 있다.

Fig. 3-2에서 제어기는 앞서 기술한 순시 토크 제어기를, 기준모델은 (2-14)의 허수부로부터 얻어진 (3-6)을 사용하였다.

$$\hat{i}_{1q} = \frac{L_2}{PM} \frac{T^*}{\lambda_2^*} \quad (3-6)$$

이 기준모델은 모터의 파라미터, 토크지령과 2차자속 지령에 의해 결정되므로, 회전자 속도와는 무관하다. 회전자 속도에 관한 식을 유도하기 위해 우선 I.M의 운동방정식으로부터 (3-7)을 얻는다.

$$p(\hat{\omega}_{re} - \omega_{re}) = \frac{1}{J}(\hat{T} - T) \quad (3-7)$$

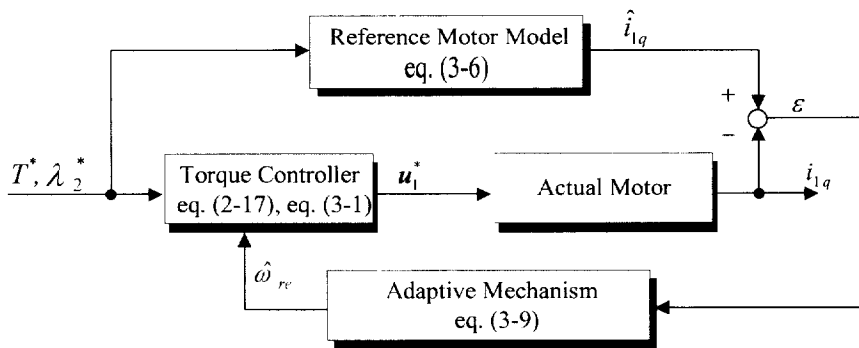


Fig. 3-2 Speed estimation using MRAC

$d-q$ 좌표계에서 출력 토크는 2차자속과 1차전류의 q 축 성분과의 곱이므로 (3-7)을 고쳐 쓰면 (3-8)과 같다.

$$p(\hat{\omega}_{re} - \omega_{re}) \propto \lambda_2^*(\hat{i}_{1q} - i_{1q}) \quad (3-8)$$

(3-7), (3-8)에서 J 는 관성모멘트, i_{1q} 는 모터에서 실제로 측정 가능한 1차전류의 q 축 값을 나타낸다. (3-8)로부터 속도를 추정하기 위한 적응 메커니즘을 식 (3-9)와 같이 선정할 수 있다.

$$\hat{\omega}_{re} = K_{pT}\lambda_2^*(\hat{i}_{1q} - i_{1q}) + K_{iT}\int\lambda_2^*(\hat{i}_{1q} - i_{1q})dt \quad (3-9)$$

여기서 K_{pT} , K_{iT} 는 PI 게인으로서는 양수 값이다.

3.3 2차저항 동정 필요성

슬립 주파수 기반의 회전자 속도 추정법의 (3-4), (3-5)로부터, 정확한 속도 추정을 위해서는 실시간으로 검출되는 전류정보와 모터 파라미터의 정확성이 동시에 요구된다.

또한, MRAC 기반의 회전자 속도 추정법에서 운전 중, 제어기와 기준모델에서 사용한 IM의 파라미터와 추정 속도가 실제 IM의 파라미터와 회전자 속도를 정확하게 반영한다면 Fig. 3-2의 i_{1q} 와 $\hat{i}_{1q}$ 는 반드시 같게 된다. 그러므로 적응 메커니즘 (3-9)에 의해 추정되는 회전자 속도의 정확성은 IM의 파라미터 정확성에 크게 의존한다. 즉, 시스템에서 사용한 IM의 파라미터와 실제 IM의 파라미터 간에 오차가 있을 경우 정확한 속도 추정을 할 수 없게 된다.

IM의 각 파라미터 가운데 2차저항은 운전 도중 큰 폭으로 변화한다. 따라서, 정확한 속도 추정을 위해 속도 추정과 더불어 변동하는 2차저항을 실시간으로 동정해야 함을 알 수 있다. 다만, 기준모델 (3-6)과 속도 추정식 (3-9)는 2차저항 정보를 포함하고 있지 않으므로 이 방법은 2차저항을 포함한 슬립 주파수 기반의 속도 추정식 (3-5)에 의한 방법보다는 2차저항 변동에 강인한 센

서리스법임을 알 수 있다.

3.4 속도와 2차저항 동시 추정을 위한 2차자속의 조건

2차저항을 동정하기 위해서는 2차자속을 가변할 필요가 있음을 (2-14)의 실 수부로부터 알 수 있다. 더욱이, I.M의 센서리스 속도제어에서 정상상태에서도 속도와 2차저항을 동시에 동정하기 위해서는 2차자속의 가변이 필수적임을 Fig. 3-3의 등가회로를 통해 설명한다.

Fig. 3-3은 I.M가 정상 운전 시, 동기속도로 회전하는 2차자속 기준의 $d-q$ 좌표계에서의 일반적인 등가회로이다.

Fig. 3-3에서 l_i , u_{1d} , u_{1q} , i_{1d} , i_{1q} , λ_{1d} , λ_{1q} 는 누설 인덕턴스, 1차전압, 1차전류, 1차자속을 각각 나타내며, 하첨자 d , q 는 $d-q$ 좌표계에서의 각 축 성분을 나타낸다.

Fig. 3-3으로부터 1차측 d , q 축 전류는 (3-10), (3-11)과 같이 얻을 수 있다.

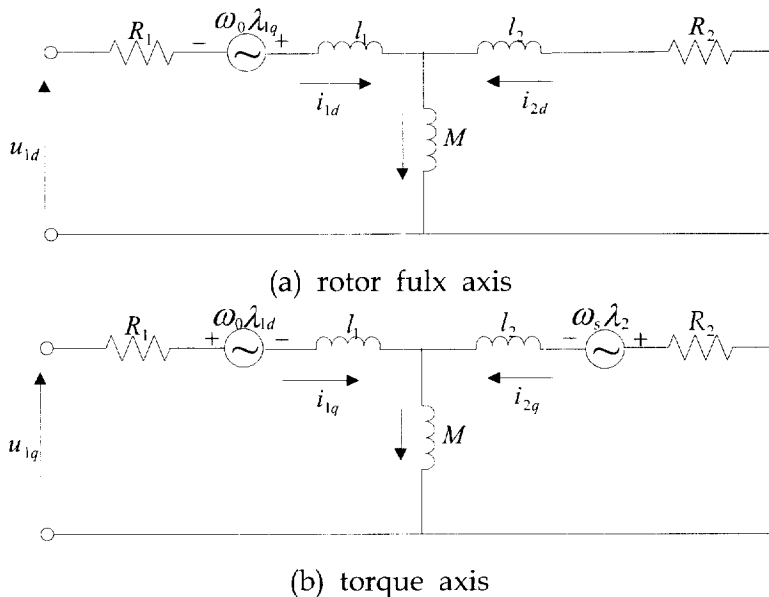


Fig. 3-3 Equivalent circuit in a synchronous reference frame

$$i_{1d} = \frac{1}{M} \lambda_2 + \frac{L_2}{M} \frac{1}{R_2} p \lambda_2 \quad (3-10)$$

$$i_{1q} = \frac{L_2}{M} \frac{1}{R_2} \omega_s \lambda_2 \quad (3-11)$$

여기서, 2차자속의 d , q 축 값은 Fig. 3-3에서 (3-12)와 같은 관계를 만족한다.

$$\lambda_{2d} = M i_{1d} + L_2 i_{2d} = \lambda_2, \quad \lambda_{2q} = M i_{1q} + L_2 i_{2q} = 0 \quad (3-12)$$

따라서, 2차자속의 크기를 불변으로 할 경우, 1차전류의 d , q 축 정보만으로는 회전자 속도와 2차저항을 동시에 얻을 수 없음을 (3-10), (3-11)로부터 알 수 있다. 이와 반대로, 2차자속의 크기를 가변하여야만, d 축 전류 정보를 이용하여 2차저항을, q 축 전류 정보와 추정된 2차저항 정보를 이용하여 회전자 속도를 얻을 수 있으므로 회전자 속도와 2차저항의 동시 동정을 위해서는 I.M의 2차자속의 크기를 가변할 필요가 있음을 알 수 있다.

3.5 가변 2차자속 지령에 의한 2차저항의 추정

앞 절에서 언급했듯이, 회전자 속도와 2차저항의 동시 추정을 위해서는 I.M의 2차자속의 크기를 가변해야 하며, 이는 2장에서 소개한 순시 토크 제어기에서 가변하는 2차자속 지령을 입력하는 방식으로 실현할 수 있다.

2차자속 지령은 미분 연산의 편의를 위해, (3-13)과 같이 정격 2차자속에 일정한 크기와 주파수를 갖는 정현파 신호의 교류 성분을 중첩시킨다.

$$\lambda_2^* = \lambda_R (1 + A \sin Bt) \quad (3-13)$$

(3-13)에서 λ_R 은 2차자속의 정격 값을 나타내며, A 와 B 는 2차자속의 정격 값에 중첩한 정현파 신호의 진폭과 각속도를 각각 나타내는데, 정밀한 토크 제어 정도에 영향을 미치지 않을 정도의 미소한 값으로 정한다.

2차저항 동정 시의 번거로운 삼각함수 연산을 피하기 위해, 우선, 2차자속

(3-13)의 2차 미분 (3-14)를 얻고, 다음으로 (3-13)과 (3-14)를 연립하여 삼각함수 항을 소거한 (3-15)를 얻는다.

$$p^2\lambda_2^* = -\lambda_R AB^2 \sin Bt \quad (3-14)$$

$$p^2\lambda_2^* = B^2\lambda_R - B^2\lambda_2^* \quad (3-15)$$

2차자속 지령을 (3-13)과 같이 주었을 때, (2-14)의 실수부 정보로부터 (3-16)이 얻어진다.

$$\hat{i}_{1d} = \frac{\lambda_2^*}{M} + \frac{L_2}{MR_2} p\lambda_2^* \quad (3-16)$$

(3-16)으로부터 다음의 (3-17)이 얻어진다.

$$R_2 = \frac{L_2 p\lambda_2^*}{M\hat{i}_{1d} - \lambda_2^*} \quad (3-17)$$

(3-17)에서 1차전류의 d 축 성분을 실제 검출 값으로, 2차저항을 2차저항 추정 값으로 대체하여 고쳐 쓰면 2차저항 추정식 (3-18)이 얻어진다.

$$\hat{R}_2 = \frac{L_2 p\lambda_2^*}{M\dot{i}_{1d} - \lambda_2^*} \quad (3-18)$$

2차자속 지령을 (3-13)과 같이 주었을 때, 이론적으로 (3-18)의 분자와 분모는 모두 $\cos Bt$ 에 정비례하게 된다. 따라서, $\cos Bt$ 가 0이 아닌 범위에서 분자와 분모를 $\cos Bt$ 로 나누어도 (3-18)의 값은 변하지 않음을 알 수 있다. 또한, 2차저항은 그 특성상 변동 시정수가 매우 크므로 매 속도 샘플링 주기마다 2차저항을 추정할 필요가 없다. 실용적으로 (3-19)와 같이 2차자속에 중첩한 교류 성분의 매 주기에 걸쳐 2차저항 값을 누적하여 이를 통해 2차저항을 추정하도록 하면 된다.

$$\hat{R}_2 = \frac{\sum(L_2 AB \lambda_R)}{\sum\{(M i_{1d} - \lambda_2^*) / \cos Bt\}} \quad (3-19)$$

3.6 개선된 2차저항 동정법

2차저항 추정식 (3-19)에서 $\cos Bt$ 이 0 혹은 아주 작은 값으로 될 경우, 정확한 2차저항 동정이 어렵다. 또한 2차저항 추정시 번거로운 삼각함수 연산과 적분연산이 요구되어 현장 적용시 고가의 마이크로프로세서를 사용해야 하며, 고정 소수점 연산방식의 마이크로프로세서일 경우 연산 알고리즘이 복잡하게 되는 문제점이 있다.

이와 같은 문제점을 해결하기 위하여 (3-16)을 미분하여, (3-15)를 미분한 식에 대입하면 (3-20)이 얻어진다. (3-16)의 미분과정에서 2차저항의 시간에 대한 변화율이 1차전류의 d 축 성분의 변화율보다 훨씬 작으므로 2차저항의 미분항은 무시하였다.

$$\begin{aligned} \hat{p}i_{1d} &= \frac{p\lambda_2^*}{M} + \frac{L_2}{MR_2} p^2\lambda_2^* \\ &= \frac{p\lambda_2^*}{M} + \frac{L_2 B^2}{MR_2} \lambda_R - \frac{L_2 B^2}{MR_2} \lambda_2^* \end{aligned} \quad (3-20)$$

(3-20)로부터 다음의 (3-21)이 얻어진다.

$$R_2 = \frac{L_2 B^2 \lambda_R}{M \hat{p}i_{1d} - p\lambda_2^* + \frac{L_2 B^2}{\hat{R}_2} \lambda_2^*} \quad (3-21)$$

(3-21)에서 1차전류의 d 축 성분을 실제 검출 값으로, 2차저항을 2차저항 동정 값으로 대체하여 고쳐 쓰면 개선된 2차저항 동정식 (3-22)가 최종적으로 얻어진다.

$$\hat{R}_2 = \frac{L_2 B^2 \lambda_R}{M p i_{1d} - p \lambda_2^* + \frac{L_2 B^2}{\hat{R}_2} \lambda_2^*} \quad (3-22)$$

3.7 2차자속 교류 성분의 진폭과 각속도의 선정

(3-13)의 진폭 A 는 정밀한 토크 제어 정도에 영향을 미치지 않을 정도의 크기로서, 대략 2차자속 정격값의 20% 이내의 값으로 설정한다. 또한, 각속도 B 는 교류 성분의 중첩으로 발생할 수 있는 1차측 전류의 변동률을 고려하여 그 상한값을, 2차저항 추정 정도를 고려해 그 하한값을 각각 정한다.

2차자속 지령을 (3-13)으로 할 때의 1차측 전류는 (3-18)를 (2-14)의 1차측 전류의 d 축 성분에 대입하여 (3-23)과 같이 유도할 수 있다.

$$i_{1d} = \frac{\lambda_R}{M} + \frac{\lambda_R}{M} \left(A \sin Bt + \frac{L_2}{R_2} AB \cos Bt \right) \quad (3-23)$$

1차측 d 축 전류값의 변동률은 (3-24)와 같이 되므로 이에 의해 각 주파수 B 의 상한을 정할 수 있다.

$$\Delta i_{1d}(\lambda_0) = \frac{i_{1d} - \dot{i}_{1d}}{\dot{i}_{1d}} \leq A \sqrt{1 + \left(\frac{L_2}{R_2} B \right)^2} \quad (3-24)$$

여기서, i_{1d} 와 $\dot{i}_{1d}$ 는 2차자속에 교류 성분을 중첩시켰을 때와 중첩시키지 않았을 때의 1차측 d 축 전류값이다.

(3-24)로부터 알 수 있듯이, 2차자속 정격값에 소정의 진폭 및 주파수를 갖는 정현파형의 교류 성분을 중첩시키면, d 축 전류는 동일한 조건 하에서의 2차자속 정격값 지령에 비해 더 큰 값이 됨을 알 수 있다. 따라서, B 의 상한값은 d 축 전류 변동률이 그다지 크지 않는 범위 내에서 적절하게 선정하면 된다.

한편, (3-13)을 (3-18)에 대입하면 (3-25)가 유도된다.

$$\frac{1}{\hat{R}_2} = \frac{\frac{M}{L_2} \frac{1}{\lambda_R AB} i_{1d} - \frac{1}{L_2 AB} (1 + A \sin Bt)}{\cos Bt} \quad (3-25)$$

(3-25)에서 R_2 의 추정 정도는 i_{1d} 의 검출 정도와도 직접적인 관련을 갖고 있다. 즉, 추정 정도는 분자의 i_{1d} 계수항인 $M/(L_2 \lambda_R A)B$ 의 값에 의해서도 영향을 받게 된다. B 를 제외한 나머지 값들은 이미 정해진 값들이거나, 실시간으로 검출되는 값이다. 따라서, B 의 하한값은 2차저항의 추정 정도를 고려하여 설정할 수 있다.

제 4 장 3상 전압형 PWM 인버터

4.1 3상 전압형 PWM 인버터의 구성

Fig. 4-1에 3상 전압형 PWM 인버터의 기본구성을 보인다. Fig. 4-1에서 트랜지스터와 그것에 역병렬로 접속된 다이오드는 1조의 스위치를 구성하며, 1상은 2조의 스위치가 상하로 접속되어 구성되므로, 3상은 총 6조의 스위치로 구성되어 있다. 각 상의 상, 하에 설치된 2개의 트랜지스터는 동시에 on상태로 되는 경우는 없다. 이는 동시에 on이 될 경우, 직류전압의 단락을 초래하기 때문이다.

PWM에서 모터에 인가되는 전압의 크기는 직류전압의 크기를 변화시키지 않으면서, 각 상의 트랜지스터 duty비를 가변시킴으로서 평균적으로 변화하게 한다. 또한, 모터에 인가되는 전압의 주파수는 각 상의 트랜지스터의 on과 off로 구성된 1주기를 길게 또는 짧게 하는 방식으로 작거나 크게 한다. 동시에, 이 1주기의 평균전압을 조금씩 변화하는 것에 의해, 등가적으로 정현파 전압이 출력된다.

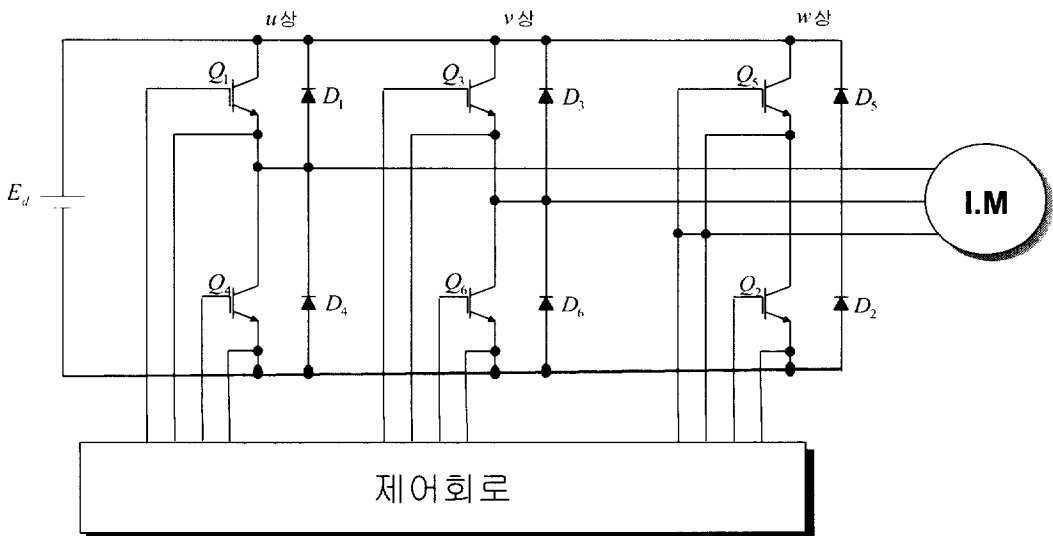


Fig. 4-1 Fundamental composition of 3-phase PWM voltage-source inverter

어떤 임의의 상에 있어서 1개의 트랜지스터가 on하고 있을 경우, 그 트랜지스터와 한조로 되어 있는 다이오드만 전류가 흐를 수 있으며, 다른 트랜지스터와 한조로 되어 있는 다이오드에는 역전압이 인가되어, 전류가 흐를 수 없다. 따라서, 스위치의 on, off는 트랜지스터의 on, off 신호만으로 결정된다.

4.2 Dead time의 영향과 그 보상

Fig. 4-1에서 각 상의 2개의 스위치 가운데 한쪽은 반드시 on시키는 것이 원칙이지만, 트랜지스터의 on, off 상태를 미크로적으로 볼 때, on 또는 off 신호가 off 또는 on 신호로 바뀌어 실제로 off 또는 on으로 될 때까지는 약간의 시간적 지연이 있다.

일반적으로 off 신호로부터 on 신호로 바뀔 때보다 on 신호부터 off 신호로 바뀔 때에 시간적 지연이 더욱 길기 때문에, 한쪽의 트랜지스터에 off 신호를 주는 동시에 다른 쪽의 트랜지스터에 on 신호를 주면 직류전압의 단락을 일으켜, 트랜지스터의 파손을 초래하게 된다. 이를 방지하기 위하여 각 상의 2개의 트랜지스터에 약간의 시간 동안 동시에 off 신호를 인가하는데, 이 시간을 Dead time 또는 단락방지 시간이라고 한다. 이 Dead time은 트랜지스터의 on, off 시간적 지연, 전류값 및 온도의 영향을 고려하여 결정하는데, 결과적으로 직류전원의 단락을 방지하기 위한 것이다.

Dead time 기간 어느 1상의 2개의 트랜지스터가 모두 off하는 기간이 생기는데, 모터의 인덕턴스의 작용으로 전류는 계속 흐를 수 있다. 이 전류는 다이오드를 통하여 흐르게 되며, 각 상의 2개의 스위치 중 어느 1개가 흐를 것인가는 모터 전류의 방향에 의해 결정된다. 전류의 방향이 “+”(인버터에서 모터에 유입되는 방향)라면 직류전원의 “-”에 접속한 스위치가 on 되며, 반대로 전류의 방향이 “-”라면 직류전원의 “+”에 접속한 스위치가 on 된다.

Fig. 4-2에 이 관계를 나타내고 있다. Dead time t_d 는 트랜지스터의 on 신호를 지연시키도록 설치되어 있다. t_d 기간 양쪽의 트랜지스터가 모두 off 되어

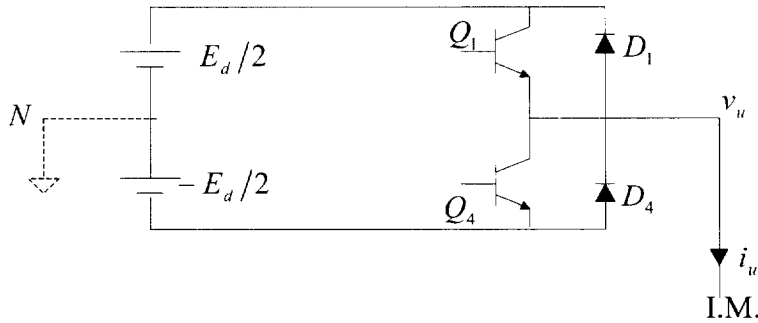


Fig. 4-2 The effects of dead time on the output of a inverter

있으므로, 모터의 전류는 다이오드에 흐르게 된다. 전류가 그림과 같이 “+”일 경우는 D_4 가 도통되어, 인버터의 출력전압 v_{uN} 이 $-E_d/2$ 로 된다. 반대로 전류가 “-”일 경우는 D_1 가 도통되어, 인버터의 출력전압 v_{uN} 이 $E_d/2$ 로 된다.

Fig. 4-3은 Dead time의 영향을 1주기에 걸쳐서 살펴본 것이다. 단, PWM 방식은 삼각파 비교로 하였다. t_d 에 의해 발생하는 손실 전압분의 근사적인 방형파 전압 진폭은 (4-1)과 같고 위상은 출력 전류와 역위상이다.

$$\Delta V \approx E_d \cdot t_d \cdot f_c \quad (4-1)$$

일반적으로 t_d 와 f_c 는 일정값이므로 ΔV 도 일정값으로 된다. 예로서 $t_d = 4[\mu s]$, $f_c = 3[kHz]$, $E_d = 300[V]$ 일 때, ΔV 는 $3.6[V]$ 로 된다.

모터가 저속 운전을 행할 때, 운전지령 전압에 해당하는 정현파전압 진폭과 비교해서 ΔV 의 영향을 무시할 수 없으며, 그 영향으로 모터의 전류파형이 왜형화되어 토크리플이 발생하게 된다.

이와 같은 Dead time의 영향을 제거하기 위해 몇가지 방법들이 제안되어 있는데, 그중의 한 예를 Fig. 4-4에 나타낸다. Fig. 4-4에서 모터의 전류 방향을 검출하여 전류의 방향이 “+”일 경우 $+\Delta V$, “-”일 경우, $-\Delta V$ 의 전압을 전압 지령값에 보상한다.

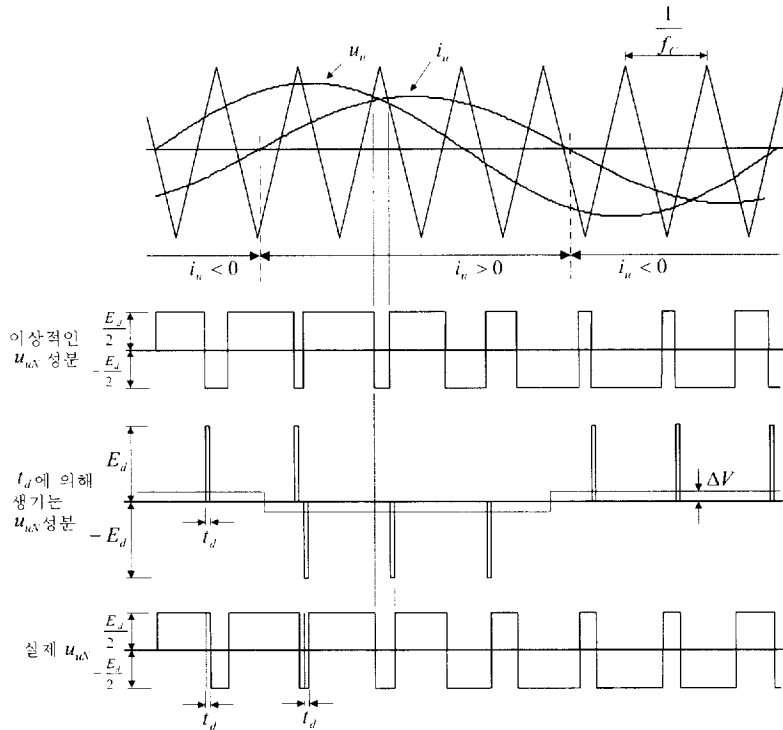


Fig. 4-3 The effects of dead time

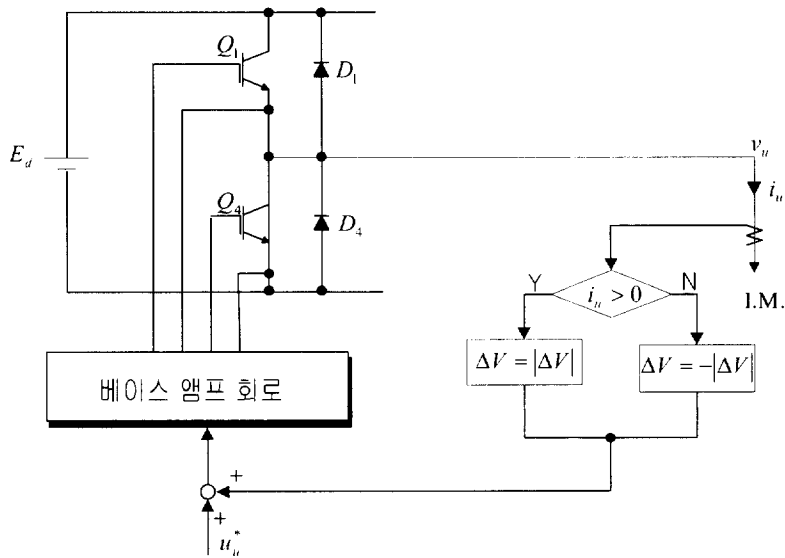


Fig. 4-4 Methods for controlling the effects due to dead time

4.3 인버터 스위칭 손실의 영향과 그 보상

인버터의 스위칭 손실은 트랜지스터가 on상태로부터 off상태로 또는 off상태로부터 on상태로 바뀔 때, Fig. 4-5(a)에서 보이는 것과 같이 짧은 기간이지만, 소자가 리니어 영역에서 동작하는 부분에서 소모되는 전력을 말한다.

리니어 영역에서 작동하고 있는 부분을 Fig. 4-5(b)와 같이 직선 근사화하였을 때, 인버터 스위칭 손실은 (4-2)와 같이 표현된다.

$$P_{d(sw)} = \frac{7}{6} V_{CE} I_C (t_r + t_f) f_{sw} \quad (4-2)$$

여기서, V_{CE} 는 트랜지스터의 컬렉트와 이미터 간의 전압, I_C 는 컬렉트 전류, t_r 는 상승시간, t_f 는 하강시간, f_{sw} 는 스위칭 주파수를 각각 나타낸다.

(4-2)에서 보여주다시피, 인버터의 스위칭 손실은 스위칭 주파수에 정비례하고 있다.

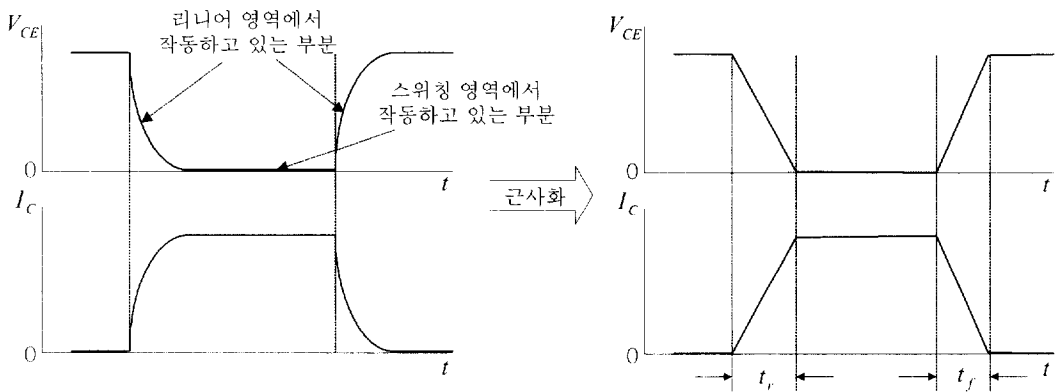


Fig. 4-5 Switching properties of a transistor

4.4 저역 통과 필터의 설계

모터의 저속영역 운전에서는 전압 지령치가 낮기 때문에 모터에 흐르는 전류정보가 대단히 불확실하며, 특히 PWM제어로 인한 고조파가 전류정보에 다

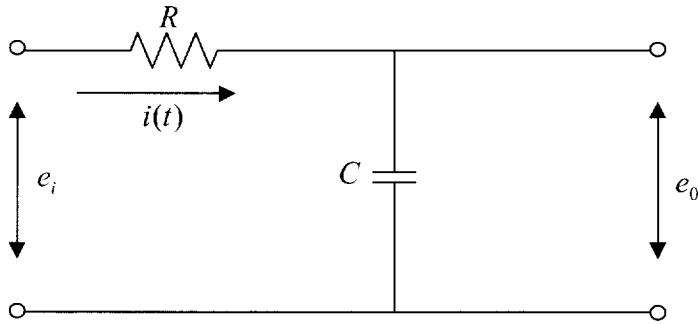


Fig. 4-6 Lowpass filter (LPF)

량 포함되어 있다. 이 고조파 리플 성분을 제거하기 위해 저역통과필터(LPF; Low Pass Filter)를 설계하여 사용한다.

Fig. 4-6는 LPF의 회로도이다.

여기서 키르히호프의 전압법칙에 의해 식(4-3)과 식(4-4)와 같이 쓸 수 있다.

$$R i(t) + \frac{1}{C} \int i(t) dt = e_i \quad (4-3)$$

$$\frac{1}{C} \int i(t) dt = e_o \quad (4-4)$$

식(4-3)과 식(4-4)를 라플라스 변환하면 식(4-5)와 식(4-6)이 된다.

$$R I(s) + \frac{1}{C} \frac{1}{s} I(s) = E_i(s) \quad (4-5)$$

$$\frac{1}{C} \frac{1}{s} I(s) = E_o(s) \quad (4-6)$$

여기서, $I(s)$ 를 소거하면 식(4-7)과 같이 된다.

$$RCs \cdot E_o(s) + E_o(s) = E_i(s), \quad (1 + RCs) E_o(s) = E_i(s) \quad (4-7)$$

식(4-7)을 입력과 출력에 관한 식으로 표현하면 식(4-8)과 같이 쓸 수 있다.

$$\frac{E_o(s)}{E_i(s)} = \frac{1}{1+RCs} = \frac{1}{1+\tau_1 s} \quad (4-8)$$

차단 주파수를 f_c 라 하면, 시정수 τ_1 은 식(4-9)와 같이 된다.

$$\tau_1 = RC = \frac{1}{2\pi f_c} \quad (4-9)$$

전향차분법(Forward Difference Rule)을 사용하여 $\frac{1}{1+\tau_1 s}$ 를 z 변환하면 $\frac{a}{z-b}$ 로 표현된다.

$\frac{out(z)}{in(z)} = \frac{a}{z-b}$ 분자, 분모를 z 로 나누면 $\frac{out(z)}{in(z)} = \frac{az^{-1}}{1-bz^{-1}}$ 이 되고, 정리하면 식(4-10)과 같다.

$$\begin{aligned} out(z)(1-bz^{-1}) &= az^{-1}in(z) \\ out(z) - bz^{-1}out(z) &= az^{-1}in(z) \end{aligned} \quad (4-10)$$

여기서 z^{-1} 이 있는 항을 과거로 보고, 현재를 k , 과거를 $k-1$ 로 두면 식(4-11)과 같이 된다.

$$out(k) = a in(k-1) + b out(k-1) \quad (4-11)$$

제 5 장 제어시스템의 구축

5.1 슬립 주파수 기반의 제어시스템의 구축

Fig. 5-1은 슬립 주파수 기반의 속도와 2차저항의 동시 추정이 가능한 센서리스 속도제어 시스템의 블록도이다. 전체 제어시스템은 크게 PI 속도 제어기, 순시 토크 제어기, 속도 추정부, 2차저항 추정부로 구성되어 있다. 특히, 제안된 제어시스템은 전압 지령을 전류 피드백으로부터 구하지 않고, 모터 파라미터와 속도 정보로부터 피드포워드적으로 (2-17)과 같이 출력한다. 속도 추정에는 (3-5)를, 2차저항 추정에는 (3-19)를 각각 이용한다. 그리고 그림의 $e^{-\tau_1 t}$ 는 시스템의 응답지연을 고려한 것이다.

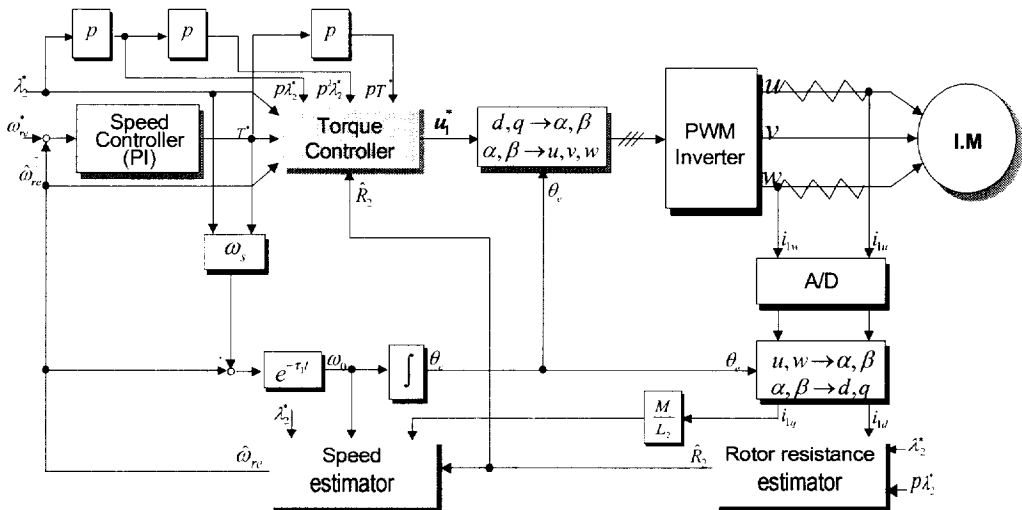


Fig. 5-1 Speed sensorless control system using slip frequency

5.2 MRAC 기반의 제어시스템의 구축

Fig. 5-2는 MRAC 기반의 속도와 2차저항의 동시 동정이 가능한 센서리스 속도제어 시스템의 블록도이다. 이 제어시스템도 슬립 주파수 기반의 제어시

시스템과 마찬가지로 크게 PI 속도 제어기, 순시 토크 제어기, 속도 추정부, 2차저항 동정부로 구성되어 있다. 제안한 제어시스템은 속도 추정에는 (3-9)를, 2차저항 동정부에는 (3-22)를 각각 이용하였다.

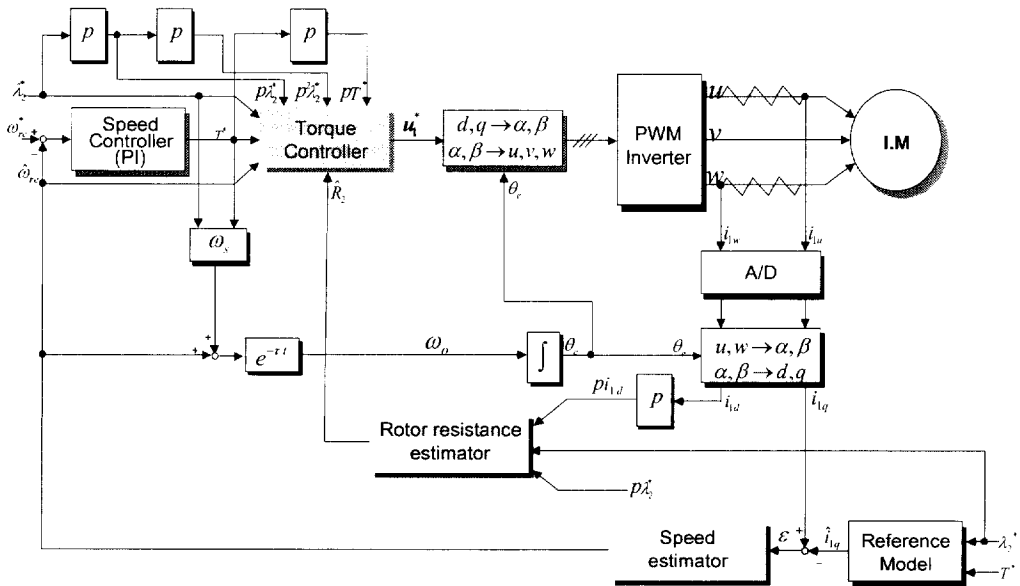


Fig. 5-2 Speed sensorless control system using MRAC

5.3 두 제어시스템의 이론적 특성 비교

5.1절과 5.2절에 슬립 주파수 기반의 제어시스템과 MRAC 기반의 제어시스템을 각각 구축하였는데, 이 두 제어시스템의 특성을 이론적으로 비교하면 다음과 같다.

1. 두 제어시스템은 모두 피드포워드적 순시 토크 제어법을 사용하였다. 따라서, 전압지령 생성시, 전류제어기를 사용하지 않고 원하는 출력 토크와 2차자속 및 현재의 회전자 속도를 입력으로 한다. 전류정보를 사용하지 않으므로 저속 영역에서의 성능개선이 향상될 것이며, 원하는 2차자속을 지령으로 줄 수 있어 2차자속의 가변을 용이하게 실현할 수 있다. 동시에 2차자속을 가변

하여도 모터의 출력 토크에 과도성분이 포함되지 않도록 한다.

2. 슬립 주파수 기반의 제어시스템에서 속도 추정은 IM에서 검출한 1차전류의 q 축 정보로부터 실시간으로 (3-4)와 같이 슬립 주파수를 연산한 후, 모터에 실제 인가된 전원 주파수에서 연산한 슬립 주파수를 빼는 방법으로 행한다. 속도 추정에 전류의 미분 정보를 이용하지 않으며 과거 속도의 정확성에 무관하게 현재 속도를 추정한다.

반면, MRAS 기반의 제어시스템에서 속도 추정은 속도 정보와 무관한 1차전류 (2-14)의 허수부를 기준모델로, 속도 정보가 포함되어 있는 제어기와 실제 모터를 합쳐 가변모델로 하여, 두 모델의 출력오차가 0이 되도록 (3-9)와 같이 적응메커니즘을 구성하여 행한다. 적응메커니즘 식에 2차저항 정보가 포함하고 있지 않으므로 다른 속도 추정법보다 2차저항 변동에 강인하다.

3. 두 제어시스템의 2차저항은 모두 (3-13)과 같이 2차자속 지령에 소정의 진폭과 주기를 갖는 정현파 성분을 포함시켜 추정 및 동정한다. 이와 같이 2차자속을 가변시켜도 모터의 출력 토크가 영향을 받지 않도록 순시 토크제어기가 작용한다.

슬립 주파수 기반의 제어시스템에서 2차저항은 (3-19)와 같이 1차전류의 d 축성분을 이용하여 2차저항 추정을 행한다. 전류의 미분 정보가 포함되어 있지 않고 과거의 2차저항 값에 의존하지 않는다.

반면, MRAS 기반의 제어시스템에서 2차저항은 (3-22)와 같이 속도 동정을 행한다. 동정식에 삼각함수와 적분연산이 포함되어 있지 않아 실현이 용이하고 계산량이 적지만 1차전류의 d 축성분의 미분 정보를 사용한다. 이는 1차전류의 d 축성분이 IM의 2차자속에 해당하는 전류로서 IM에서 2차자속 변화가 그다지 크지 않으므로 가능하다.

제 6 장 수치 시뮬레이션 및 고찰

이 장에서는 제2~5장에서 소개하였던 순시 토크 제어법, 2차자속 추정법, 속도와 2차저항 추정법 및 전체 센서리스 속도제어 시스템 등의 각각의 수치 시뮬레이션을 통해 이론의 타당성을 검토하였다. 그에 대응하는 실험부분은 다음 장의 실험 및 고찰을 참조하기 바란다.

시뮬레이션에서 사용한 프로그래밍 언어는 Matlab의 M파일이다.

6.1 수치 시뮬레이션 모델

시뮬레이션에서 사용한 컨트롤러는 전압형 PWM 인버터로 가정하였으며 캐리어주파수 3[kHz], 삼각파 변조방식, 제어주기는 1[ms]로 각각 설정하였다. I.M의 수학적 모델에서의 전류연산과 속도연산을 위한 적분주기는 1[μs]로 각각 설정하였고, I.M의 정격치와 파라미터 값들은 Table 6-1과 같다.

Table 6-1. Induction motor parameters and rated values

rated value	P_R	2.2 [kW]
	U_R	380/220 [V], 60 [Hz]
	I_R	9.2/5.3 [A]
	P	4
motor parameter	R_1	2.54 [Ω]
	R_2	0.43 [Ω]
	L_1	169.11 [m H]
	L_2	169.11 [m H]
	M	163.25 [m H]
inertia	J	0.003 [$N \cdot m \cdot s^2/rad$]

6.2 순시 토크 제어 시뮬레이션

제안한 속도와 2차저항의 추정 정도는 순시 토크 제어기의 성능과 직접적인 관계가 있다. 따라서, 우선 순시 토크 제어기의 토크 추종 성능과 2차자속의 추종 성능을 고찰한다.

이 시뮬레이션은 토크 제어기의 성능 확인이 주된 목적이므로 Fig. 6-1과 같이 속도 제어기와 2차저항 추정부를 없애고 단지 순시 토크 제어기만 남겼으며, 검출한 I.M의 속도 정보를 바로 순시 토크 제어기에 인가하였다. 또한, 시뮬레이션에서는 초기 속도를 50[rpm], 부하는 3[N·m]인 정토크 부하로 가정하였다. 그리고, 토크지령은 3[N·m]에서 ± 1 [N·m]의 폭으로 스텝적인 변화를 하도록 설정하였다. 2차자속 지령은 (3-13)에서 $A=0.1$, $B=5.0$ 으로 각각 설정하였다.

Fig. 6-2는 이와 같은 조건 하에서의 시뮬레이션 결과를 보여준다. Fig. 6-2에서는 전 속도 영역에서 스텝상의 토크 지령과 정현파 형태의 2차자속 지령 하에서도 I.M의 출력토크는 토크 지령 값을, 2차자속은 2차자속 지령 값을 각각 잘 추종하고 있음을 보여주고 있다. 그리고 동일 그림의 전압 파형과 전류 파형을 관찰하면, 토크 지령이 매번 스텝으로 변화할 때마다 고정자 전압에 과도토크를 소거하기 위한 순시 과도 전압이 인가되고 있음을 알 수 있고 이

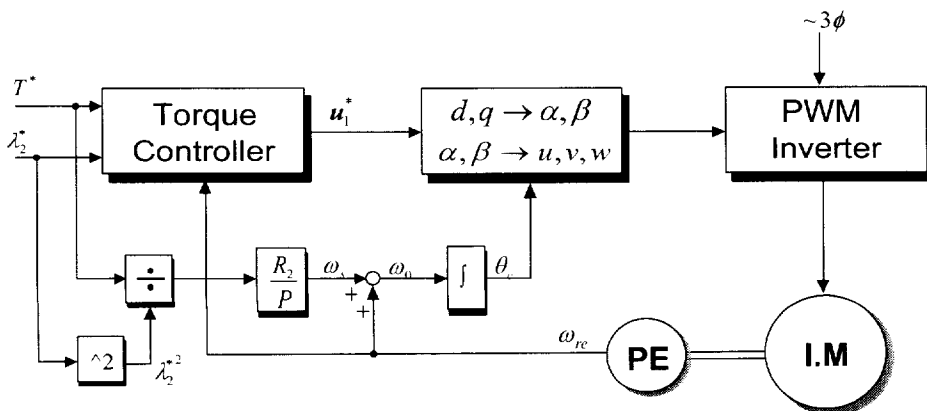
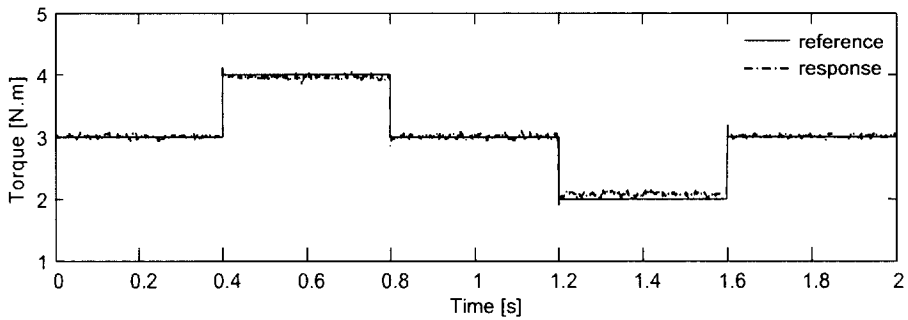
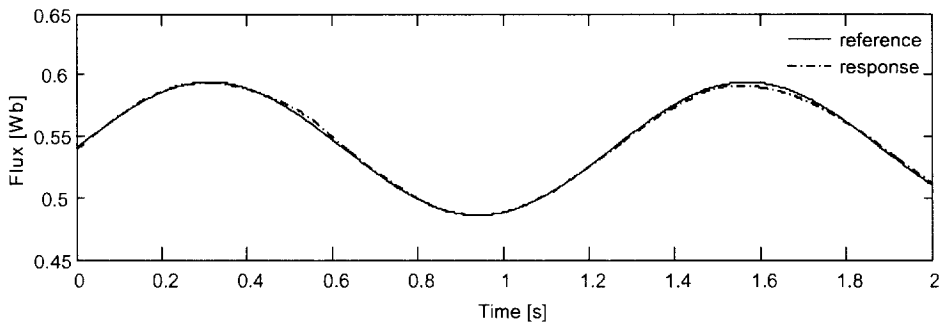


Fig. 6-1 Feedforward torque control system

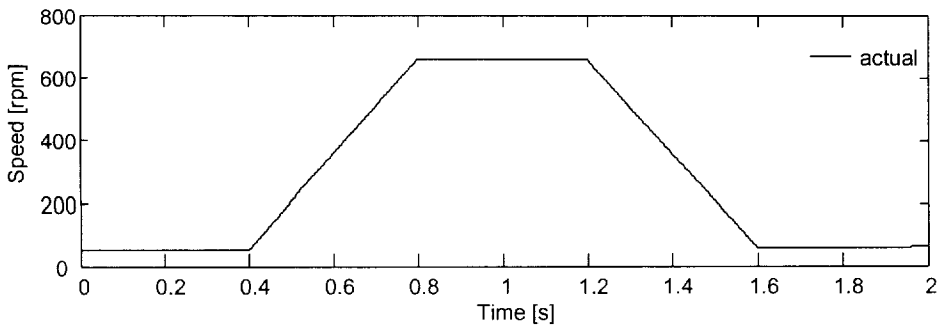
때에도 고정자 전류에는 스파이크성 대전류가 발생하지 않고 있음을 알 수 있다. 또한, 동일 그림의 1차전류의 d 축 파형을 보면 출력 토크에 비례하는 축 파형의 스텝적인 변화와는 달리 2차자속 지령과 같은 정현파 형태로 변동하는 것을 알 수 있다.



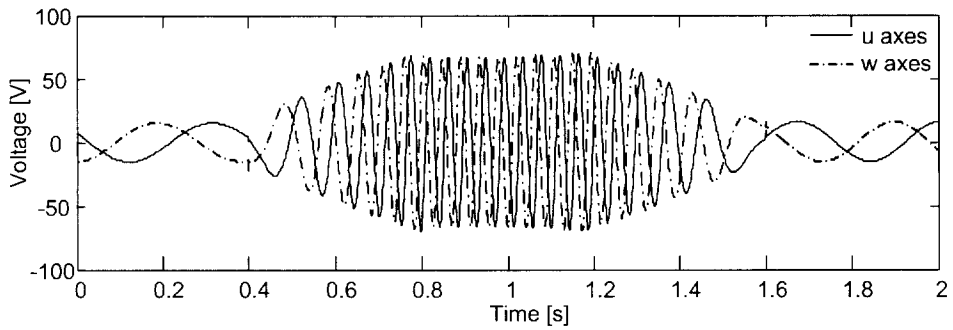
(a)



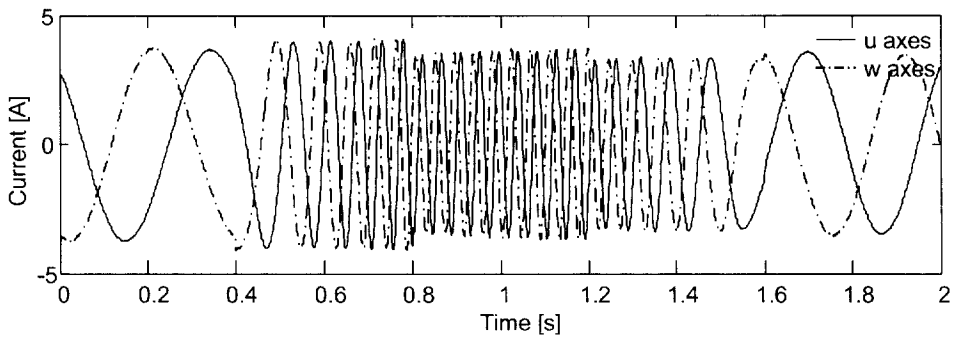
(b)



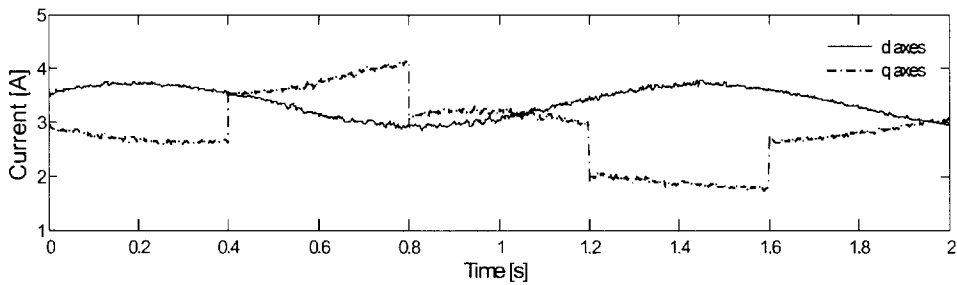
(c)



(d)



(e)



(f)

Fig. 6-2 Response under the stepwise torque command

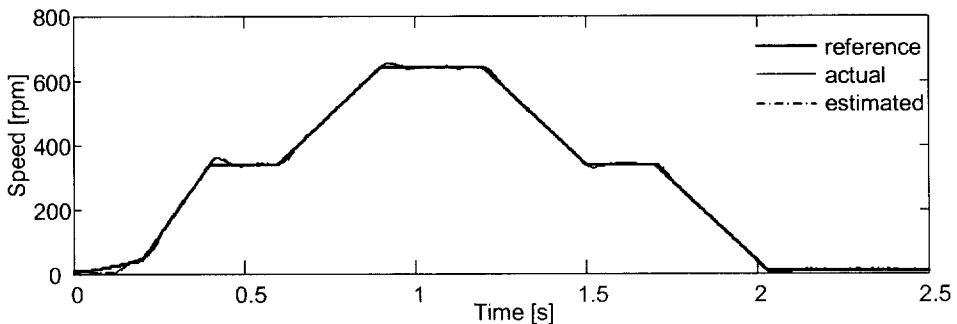
(a) torque reference and response (b) rotor flux reference and response (c) rotor speed (d) phase voltage of u , w (e) stator current of u and w phase (f) stator current of d and q axis

6.3 슬립 주파수 기반의 센서리스 속도제어 시뮬레이션

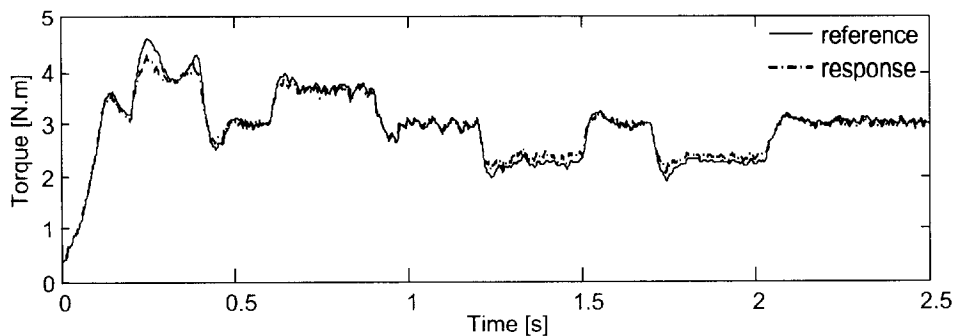
6.3.1 센서리스 속도제어

이 시뮬레이션에서는 센서리스 속도제어의 성능을 확인하는 데 초점을 맞추었다. 따라서, 2차저항은 우선 실제 값인 것으로 가정하였으며, Fig. 6-1에서 2차저항 추정부가 제외된 상태에서 시뮬레이션을 행하였다. 이 때 속도제어기인 PI제어기의 P게인은 0.1485, I게인은 0.1347로 각각 설정하였다. 부하는 3 [N·m]인 정토크 부하로 가정하였으며, 2차자속지령은 Fig. 6-2의 시뮬레이션과 동일하게 설정하였다.

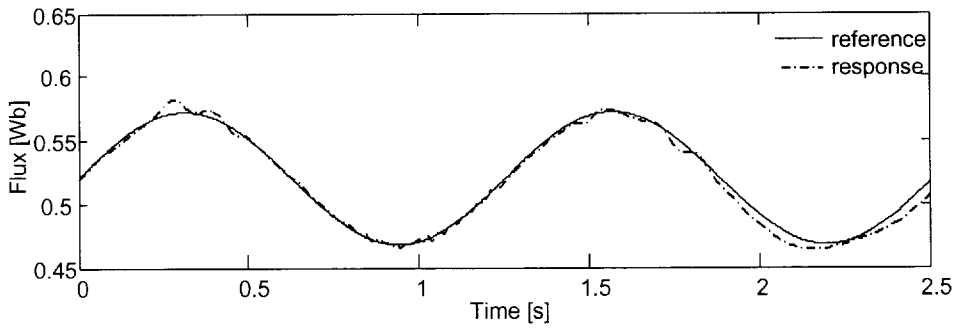
속도지령은 기동으로부터 640[rpm]까지 단계적으로 상승시킨 후, 재차 1[rpm]의 속도로 낮추는 램프상의 지령이 인가되었다. 이 때의 시뮬레이션 결



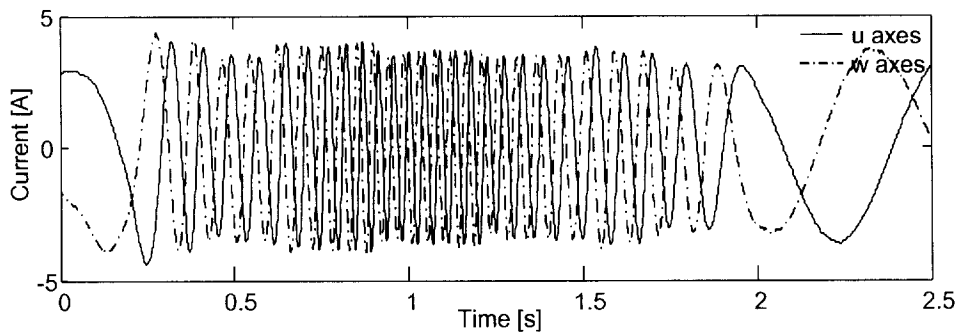
(a)



(b)



(c)



(d)

Fig. 6-3 Simulation result of speed sensorless control

(a) reference, actual, and estimated speed (b) torque reference and response (c) rotor flux reference and response (d) stator current of u and w phase

과를 Fig. 6-3에 보인다.

Fig. 6-3에서 속도응답은 지령 속도 범위에 걸쳐 양호하게 추정되고 있음을 보여주고 있다. 토크와 2차자속 응답도 순시 토크제어기에 입력되는 토크 지령과 2차자속 지령에 잘 추종되고 있음을 볼 수 있다.

6.3.2 2차저항 동시 추정을 포함한 센서리스 속도제어

먼저, 2차저항의 추정오차가 속도 추정 정도에 미치는 영향을 수치 시뮬레이션을 통해 구체적으로 검토해 본다.

Fig. 6-4는 2차저항의 추정치가 실제 값에 비해 +20%의 오차를 가질 경우, 100[rpm] 속도지령에서의 추정속도와 실제속도, 토크지령과 토크응답의 결과이다.

이 결과로부터 2차저항의 추정 오차는, 토크응답에는 거의 영향을 미치지 않으나 속도 추정에는 영향을 미치고 있음을 알 수 있다. 즉, (3-4)와 (3-5)에서 알 수 있는 바와 같이 추정된 속도는 실제속도 보다 낮게 나타남을 알 수 있다.

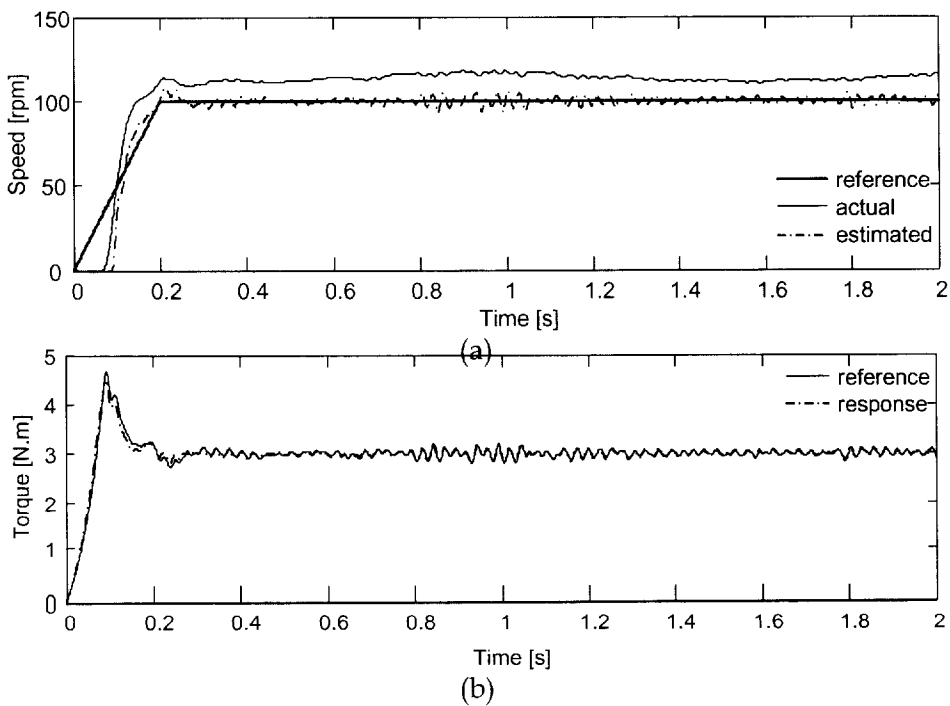


Fig. 6-4 The effect of the estimation error of the rotor resistance
(speed reference 100[rpm])

(a) reference, actual, and estimated speed (b) torque reference and response

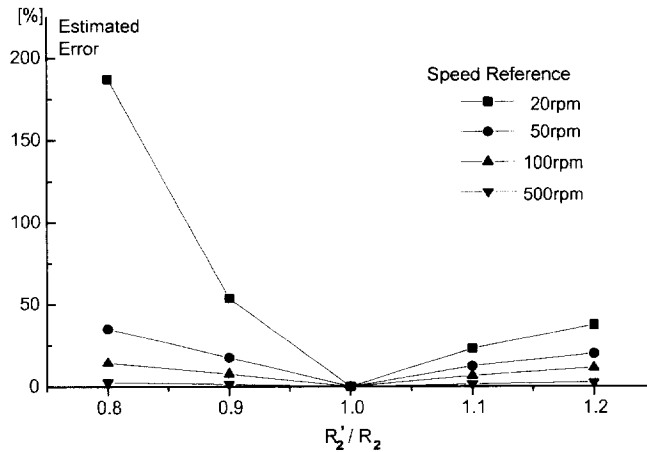
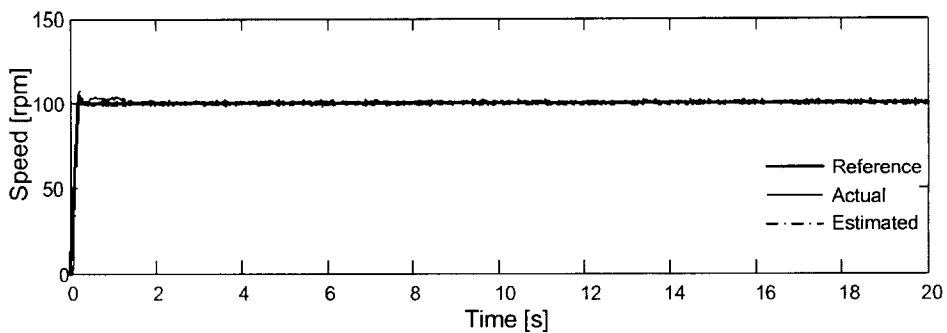


Fig. 6-5 The effect of rotor resistance estimation error on speed estimation

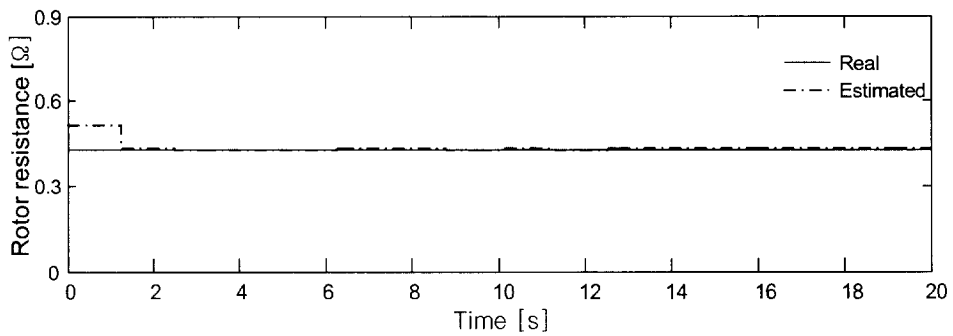
Fig. 6-5는 Fig. 6-4와 동일한 방법으로 2차저항에 대한 다양한 크기의 에러를 가정하고 이에 대한 속도의 추정 오차를 산출하여 그림으로 나타낸 것이다. 그림에서 횡축은 2차저항의 추정치와 실제 값의 비율, 종축은 속도 추정 오차를 각각 나타낸다. 추정오차는 추정속도와 실제속도의 평균치 오차를 실제속도의 평균치로 나눈 값으로 하였다.

그림에서, 회전자 저항의 추정 오차가 속도 추정 정도에 미치는 영향은 저속 영역일수록 크게 나타나고 있음을 알 수 있다.

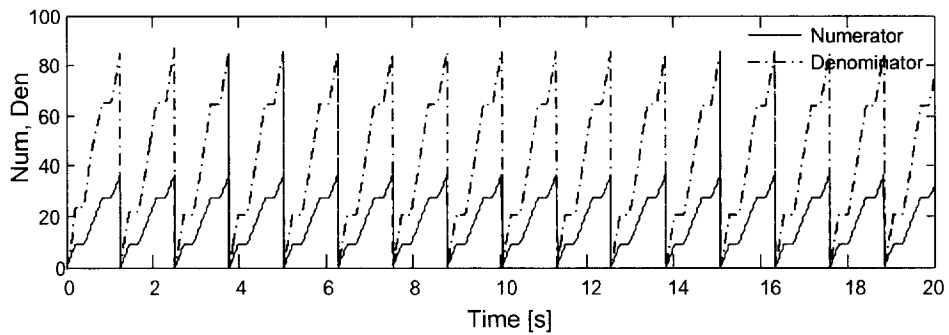
Fig. 6-6은 속도와 2차저항을 동시에 추정하는 센서리스 속도제어의 시뮬레



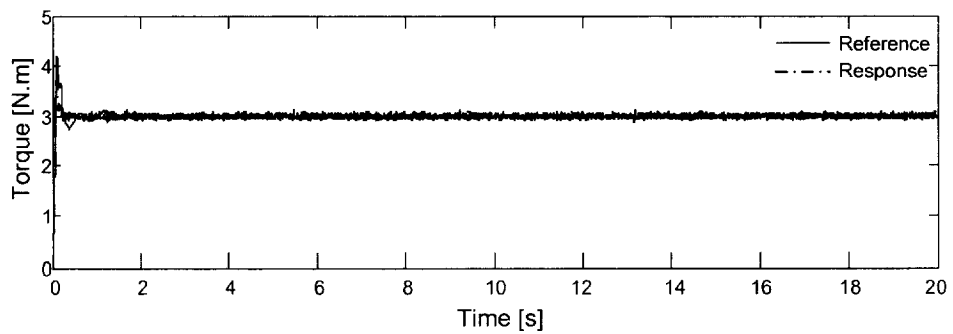
(a)



(b)



(c)



(d)

Fig. 6-6 Simulation result of speed sensorless control with simultaneous rotor resistance estimation (speed reference 100[rpm])
 (a) speed (b) rotor resistance(initial rotor resistance set at 1.2 times of real value) (c) numerator and denominator of (3-19) (d) torque

이선 결과를 보여준다. 시뮬레이션에서 사용한 PI제어기의 게인, 2차자속 지령치, 부하조건 등은 모두 Fig. 6-3의 시뮬레이션 조건과 동일하다. 또한, 2차저항 설정값은 실제값으로의 수렴 특성을 파악하기 위해 실제 값의 1.2배로 가정하였다.

Fig. 6-6(a)의 속도 응답은 기동시에 추정속도와 실제속도 간에 오차가 크게 발생함을 보인다. 이는 모터 기동시 2차저항 초기 설정치와 실제 값과의 오차로 인해 발생한다. 그러나, Fig. 6-6(b)에서와 같이 2차저항 추정치는 시간경과와 더불어 점차 실제 값에 수렴해감으로써 추정속도도 정확하게 실제속도를 추정하고 있음을 알 수 있다. Fig. 6-6(c)는 2차저항 추정식 (3-19)의 분자 및

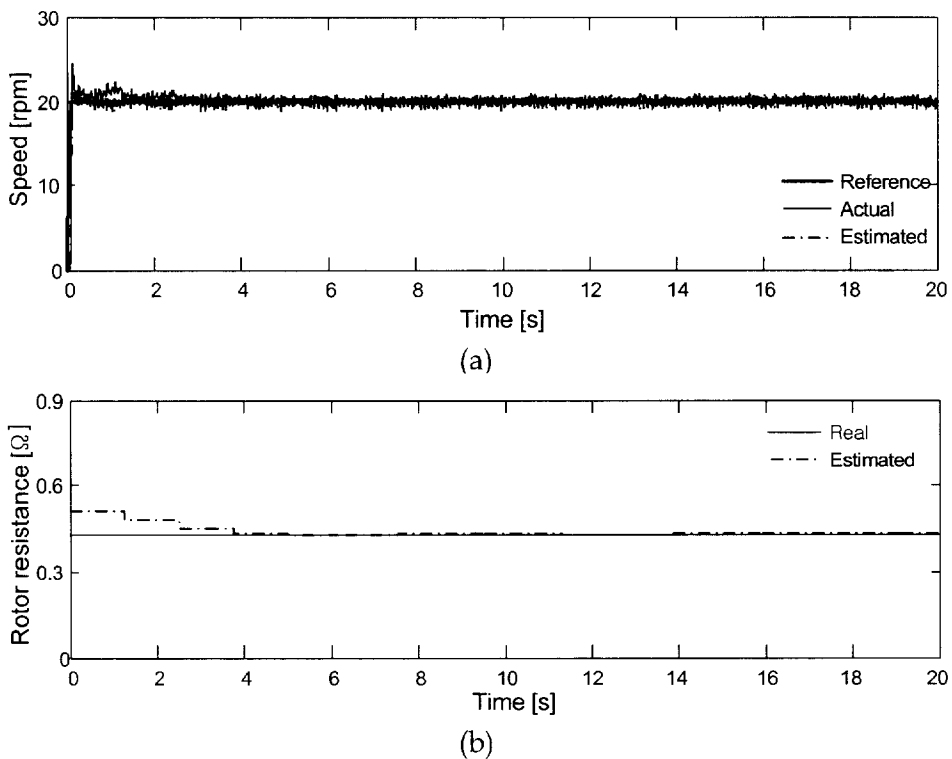


Fig. 6-7 Simulation result of speed sensorless control with simultaneous rotor resistance estimation (speed reference 20[rpm])

(a) speed (b) rotor resistance

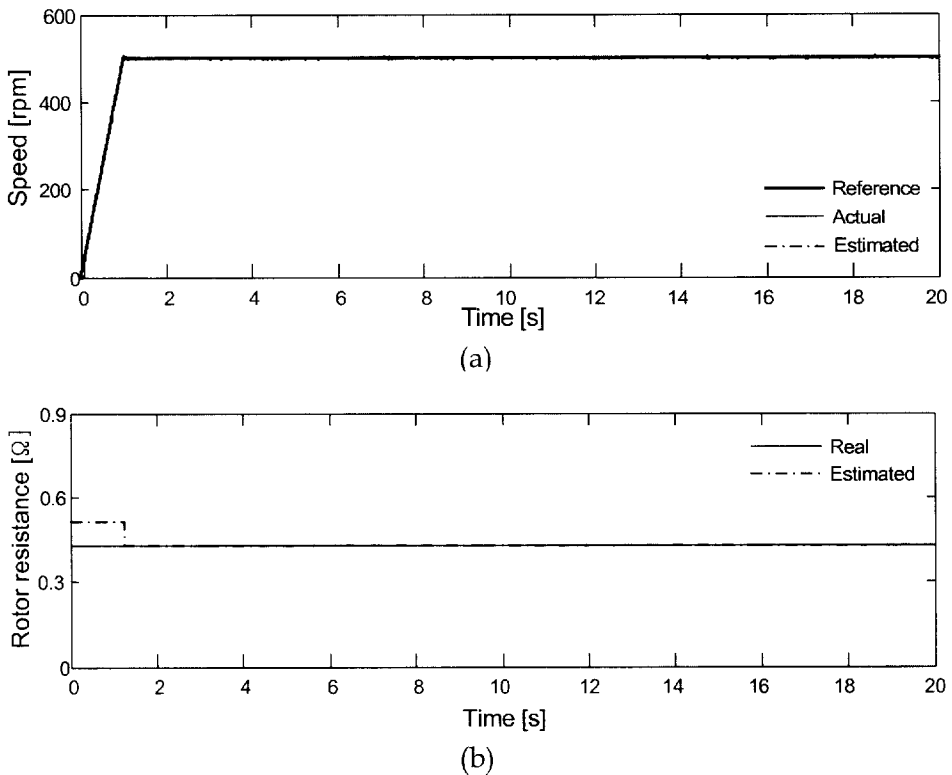


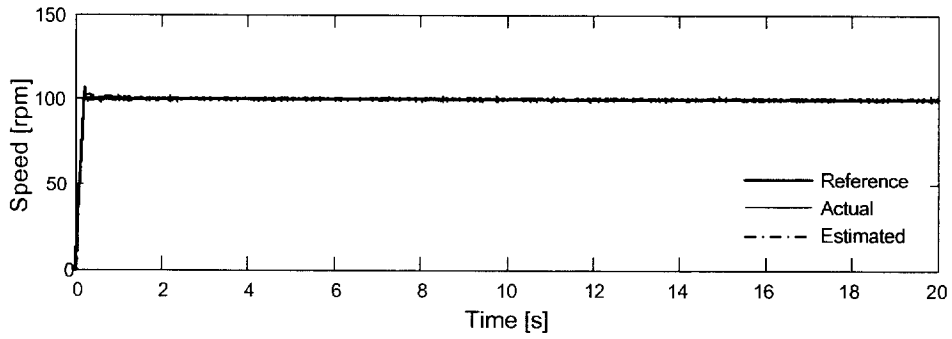
Fig. 6-8 Simulation result of speed sensorless control with simultaneous rotor resistance estimation (speed reference 500[rpm])

(a) speed (b) rotor resistance

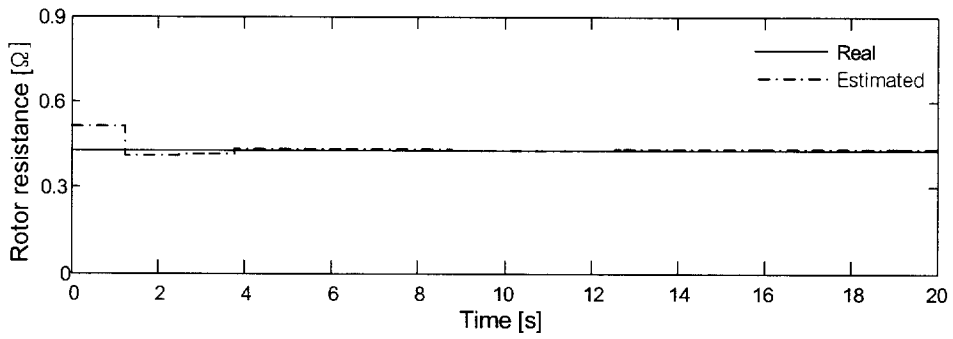
분모값을 각각 나타낸다. (3-19)에서 $\cos Bt$ 의 값이 0에 근접하면 2차저항 추정 이 어렵게 된다. 따라서, 2차저항은 $\cos Bt$ 가 0에 근접한 영역을 제외하고 2차 자속에 중첩된 교류 성분의 1주기 동안의 값을 누적하여 추정되었다.

Fig. 6-7과 Fig. 6-8은 Fig. 6-6의 시뮬레이션과 동일한 조건 하에서 속도지령 만을 각각 20[rpm]과 500[rpm]으로 변경하였을 때의 시뮬레이션 결과이다.

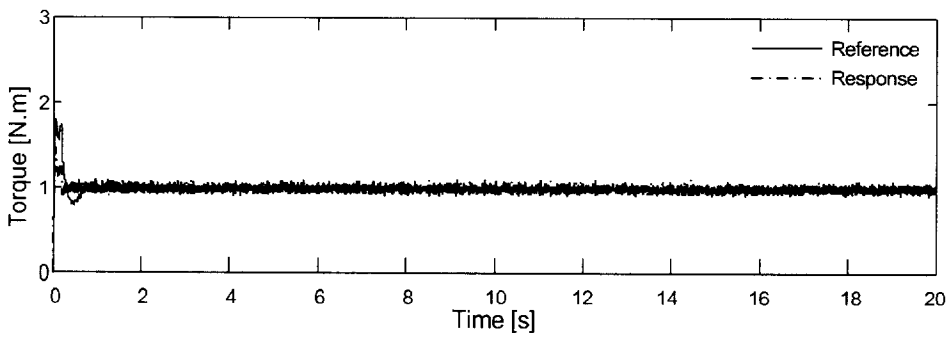
Fig. 6-7과 Fig. 6-8에서, 2차저항 추정치는 수 초 이내에 실제 값으로 수렴 해 가고 있음을 알 수 있다. 이 경우에도 속도응답은 Fig. 6-7(b)에서와 같이 2 차저항 추정치가 실제 값에 수렴하기 전까지의 단계에서 추정속도의 오차가



(a)



(b)



(c)

Fig. 6-9 Simulation result of speed sensorless control with simultaneous rotor resistance estimation (load torque 1[N · m])

(a) speed (b) rotor resistance (c) torque

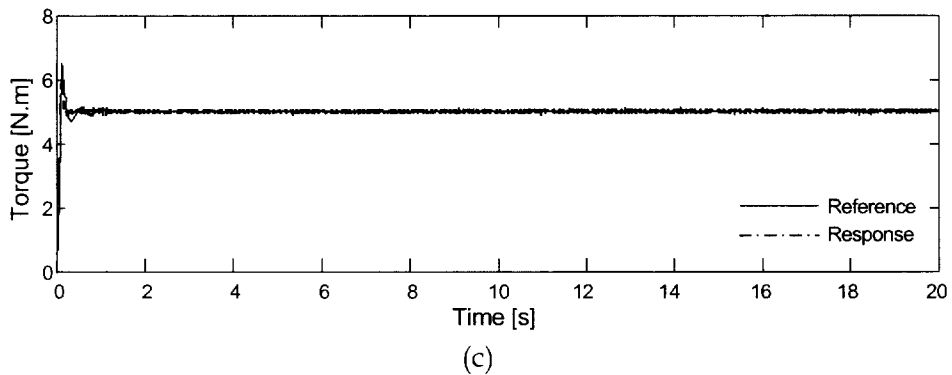
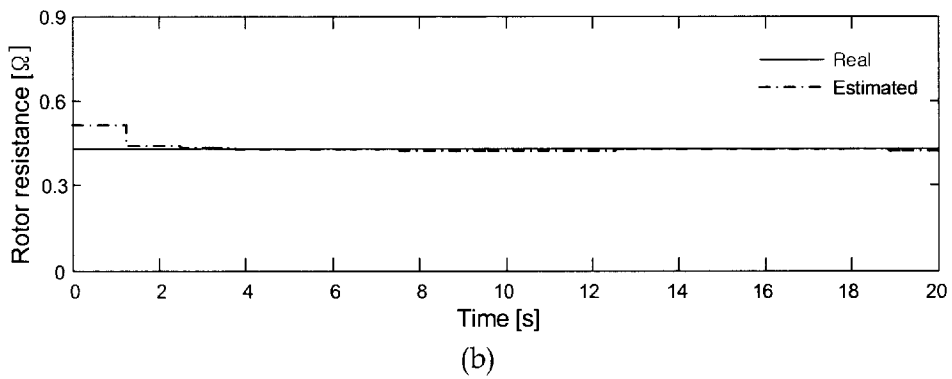
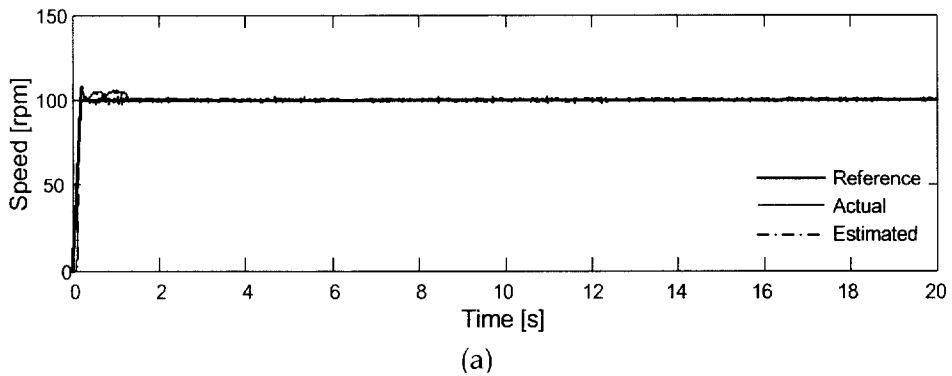


Fig. 6-10 Simulation result of speed sensorless control with simultaneous rotor resistance estimation (load torque 5[N · m])

(a) speed (b) rotor resistance (c) torque

증가하고 있음을 볼 수 있다. 그리고, 이 결과를 Fig. 6-8(b)에 비교해 보면, 저속 영역에서의 속도 응답이 고속 영역에서의 속도응답보다 상대적으로 2차저항 추정 오차에 더욱 큰 영향을 받고 있음을 알 수 있다.

Fig. 6-9와 Fig. 6-10은 Fig. 6-6의 시뮬레이션과 같은 조건 하에서 부하 토크를 각각 $1[\text{N} \cdot \text{m}]$ 와 $5[\text{N} \cdot \text{m}]$ 로 변경하였을 때의 시뮬레이션 결과이다.

이 결과 또한 2차저항 추정치가 부하 토크와는 무관하게 수 초 이내에 실제 값에 수렴하고 있음을 볼 수 있다. 또한 추정속도도 실제속도를 잘 반영하고 있음을 보여준다.

Fig. 6-7에서 Fig. 6-10까지의 시뮬레이션 결과를 통해, 제안한 속도 추정법과 2차저항 추정법으로 다양한 속도 범위와 부하 범위에서 2차저항 변동에 강인한 센서리스 속도제어가 가능함을 알 수 있다.

6.4 MRAC 기반의 센서리스 속도제어 시뮬레이션

먼저, 2차저항의 동정 오차가 속도 추정 정도에 미치는 영향을 수치 시뮬레이션을 통해 구체적으로 검토해 본다.

Fig. 6-11은 2차저항의 동정 값이 실제 값에 비해 100%의 오차를 가질 경우, $50[\text{rpm}]$ 속도지령에서의 추정속도와 실제속도의 결과이다.

이 결과로부터 2차저항의 동정 오차는 속도 추정에 큰 영향을 미치고 있음을 알 수 있다. 즉, 추정된 속도는 실제 속도보다 낮게 나타남을 알 수 있다.

Fig. 6-12는 속도 지령 $50[\text{rpm}]$, 부하 토크 $3[\text{N} \cdot \text{m}]$ 일 때의 센서리스 속도 제어계의 2차저항 동정 시뮬레이션 결과를 보여준다. 2차저항의 초기 설정 값은 $1[\Omega]$ 으로 하였고, (3-22)에 의한 2차저항 동정은 모터 기동 순간을 피하여 $2[\text{sec}]$ 후에 시작하도록 하였다. 수치 시뮬레이션에서 사용한 A , B , K_{pT} , K_{iT} 는 0.05, 0.5, 0.0045, 225로 각각 설정하였다.

그림에서 속도 응답은 기동 시에 추정 속도와 실제 속도 간에 큰 오차가 발생함을 보인다. 이는 기동 시 2차저항 초기 설정 값과 실제 값과의 오차로 인

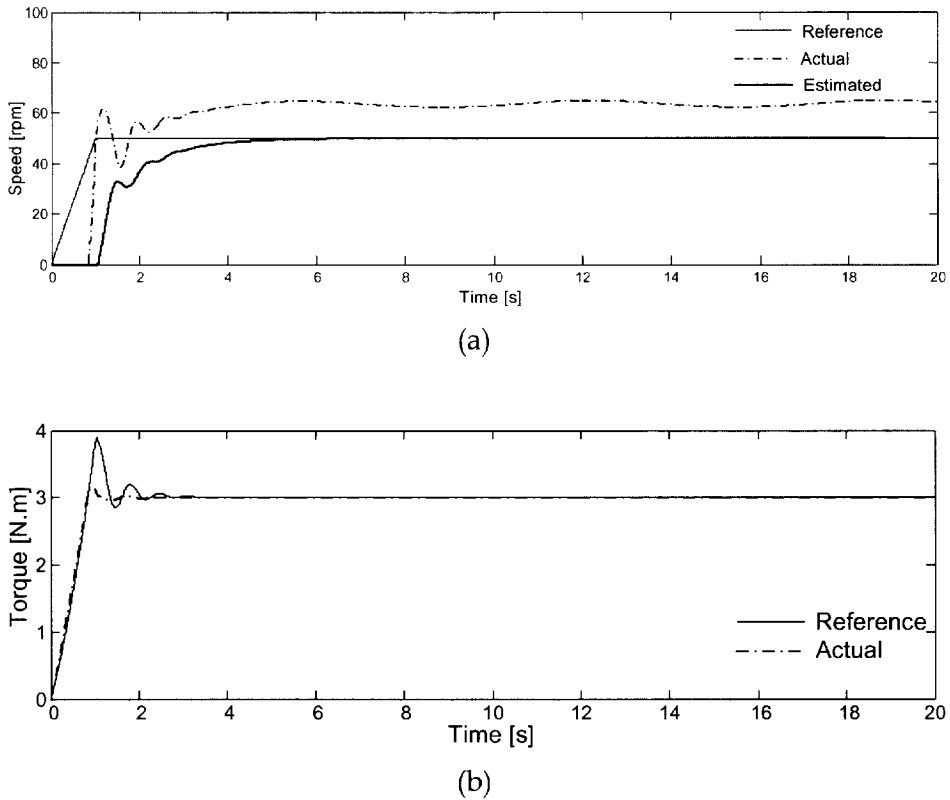
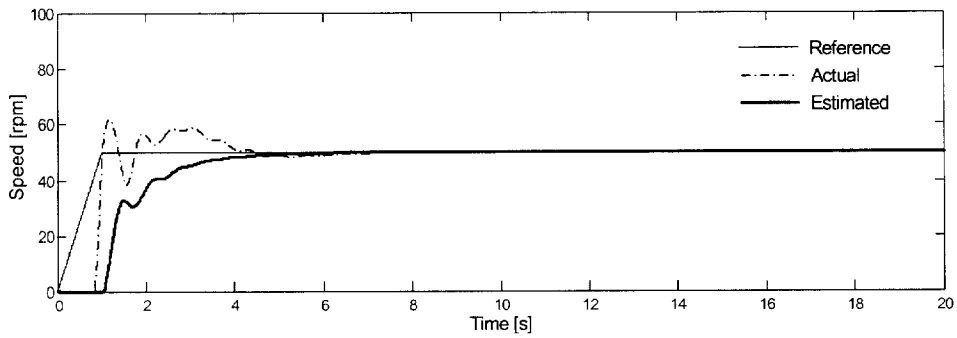


Fig. 6-11 The effect of the identification error of the rotor resistance to estimated speed (speed reference 50[rpm])

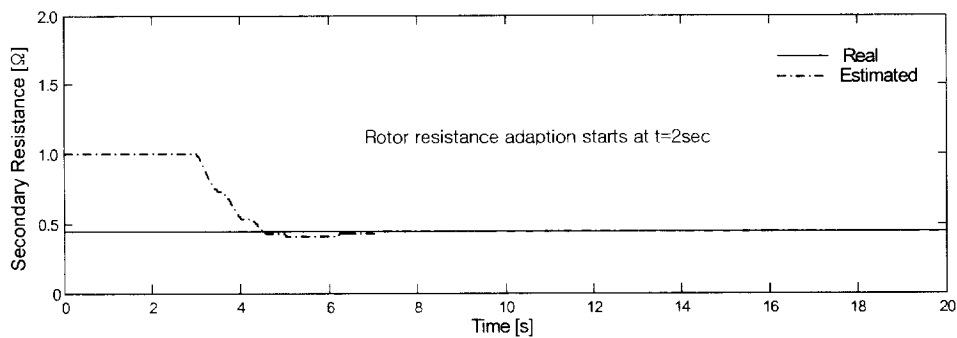
(a) reference, actual, and estimated speed (b) torque reference and response

해 발생한 것이다. 그러나, 2차저항의 동정 값이 점차 실제 값으로 수렴해감에 따라 추정 속도도 정확하게 실제 속도를 추종하고 있음을 알 수 있다.

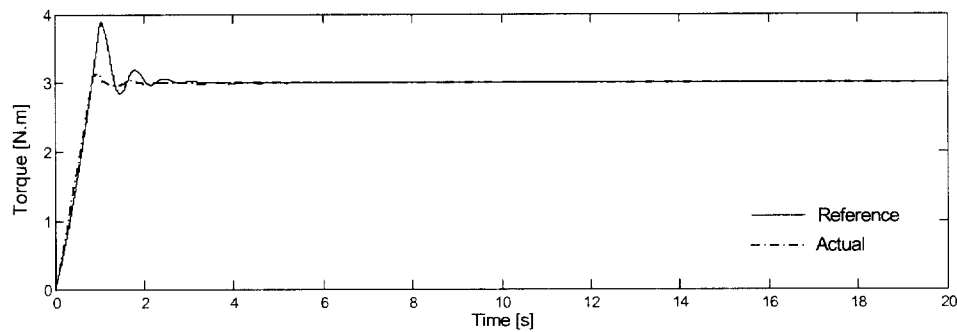
Fig. 6-13은 Fig. 6-12와 동일한 조건 하에서 속도지령을 50[rpm]부터 100[rpm]으로 스텝적인 변화를 하도록 설정하였을 때의 시뮬레이션 결과를 보여준다. 그림에서 2차저항의 동정 값이 속도지령의 변동과는 무관하게 실제 값을 잘 추종하고 있음을 볼 수 있다. 또한 추정 속도도 실제 속도를 잘 반영하고 있음을 보여준다.



(a)



(b)

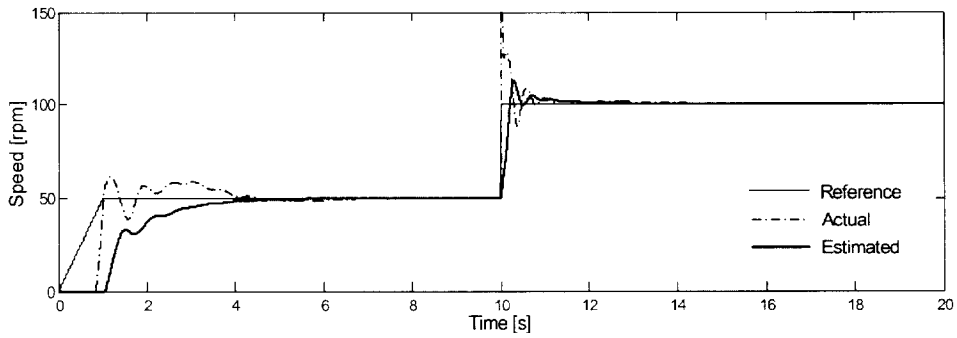


(c)

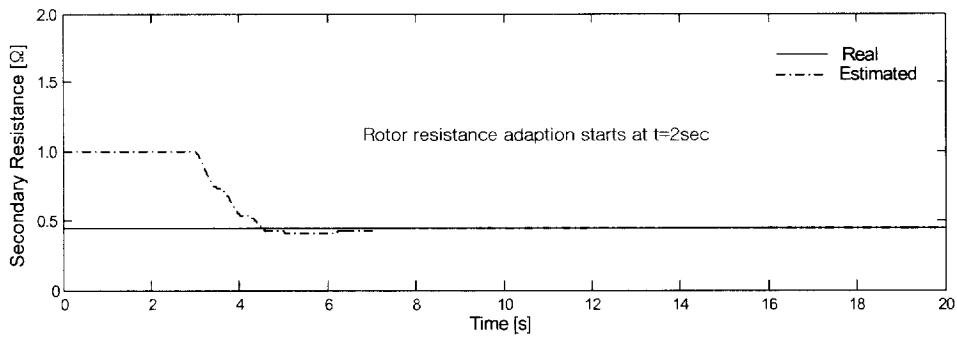
Fig. 6-12 Simulation result of speed sensorless control with simultaneous rotor resistance estimation (initial rotor resistance set

1[Ω] speed reference 50[rpm])

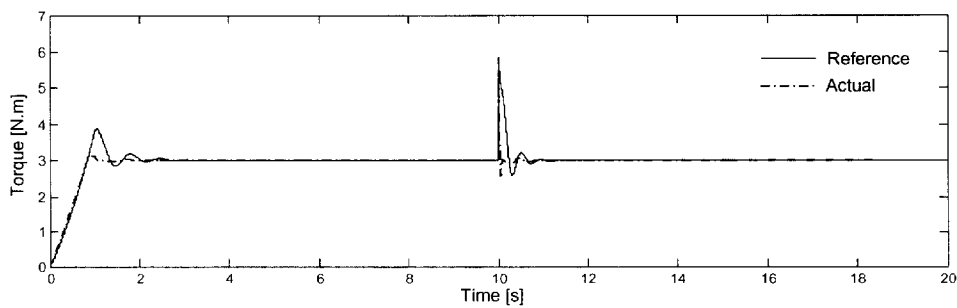
(a) speed (b) rotor resistance (c) torque



(a)



(b)



(c)

Fig. 6-13 Simulation result of speed sensorless control with simultaneous rotor resistance estimation (initial rotor resistance set

1[Ω] speed reference 50~100[rpm])

(a) speed (b) rotor resistance (c) torque

제 7 장 실험 및 고찰

7.1 하드웨어의 구성

실기실험을 위해 사용한 IM의 사양 및 모터파라미터는 시뮬레이션에서와 동일하다

모터구동에 사용된 하드웨어는 DSP를 베이스로 한 Fig. 7-1의 PE-Expert 시스템을 사용하였다. 이 시스템은 제어를 위해 필요한 각종 보드를 모듈화하여 사용자가 제어시스템을 쉽게 구축할 수 있도록 설계되어 있는 것이 특징이다. 하드웨어의 중요사항은 다음과 같다.

- ① 주 연산보드인 DSP보드는 Texas Instrument(T.I.)사의 DSP TMS320C32-

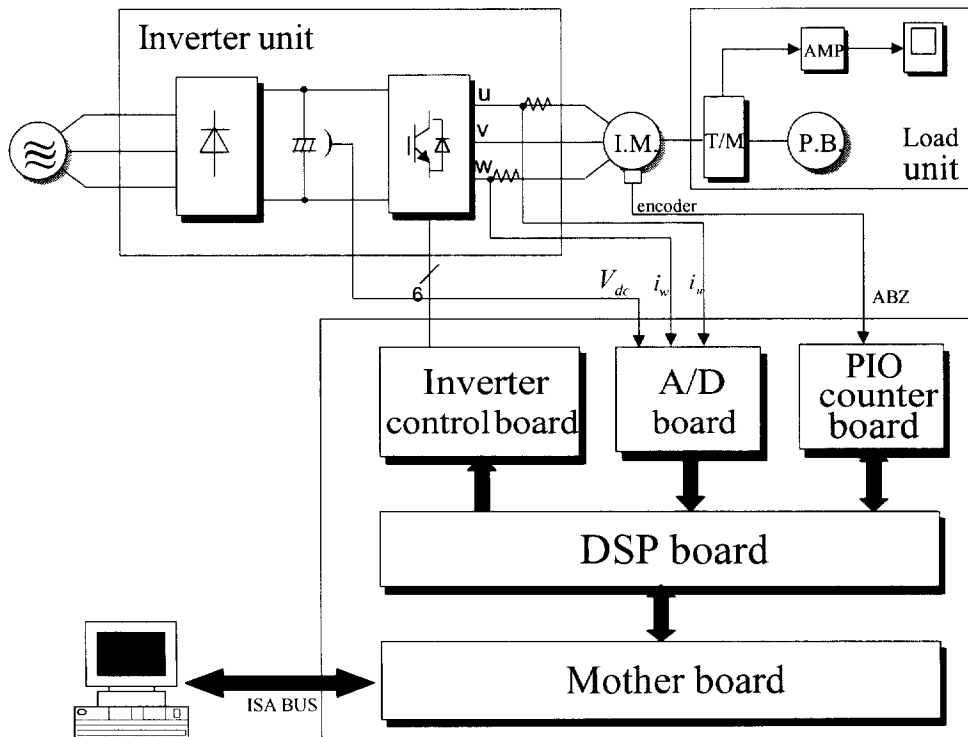


Fig. 7-1 DSP-based hardware system

50MHz를 이용하고 있다. 부동소수점 연산방식이며, 연산속도는 1명령 실행당 40[ns]이다.

② 인버터제어보드는 PWM 방법으로 공간벡터변조, 삼각파변조, 게이트 신호치 직접출력의 변조방법 중 하나를 선택할 수 있도록 되어 있으나, 본 실험에서는 삼각파 변조방식을 이용하였다. PWM에는 $f=20[\text{MHz}]$ 의 카운터가 쓰이며, 삼각파변조의 경우 반송파(carrier)주파수 f_s 는 20[kHz]까지 설정 가능하나, 본 실험에서 고속에서는 10[kHz]로, 저속에서는 3, 4[kHz]로 설정하였다. 한편, 스위칭 소자의 양단 암(arm)간의 단락방지를 위해 데드타임(dead time)은 4.0 [μs]로 설정했다. 이 제어보드는 PWM의 반송파에 동기하여 인터럽트루틴을 수행할 수 있도록 되어있다. 제어보드에서 인버터모듈에로의 게이트신호출력에는 optical fiber를 사용하였다.

③ A/D보드는 AD7862가 4개 장착되어 8ch까지 입력이 가능하며, 분해능은 12bit이다. 4ch씩 동기하여 샘플링과 변환을 하며, 변환시간은 3.2[μs]가 소요된다. 따라서, 프로그램 작성시에는 이 시간이 안전하게 확보될 수 있도록 필요한 대기시간을 강제로 설정하였다. 또한, 이 보드의 출력전압의 오프셋(offset)치는 20[mV]이하이다.

④ PIO 카운터보드는 주로 엔코더에서 나오는 신호를 카운트하는 기능과 디지털 입출력 기능을 한다. 펄스를 얻기 위한 인가전압의 형태로서 TTL레벨, open-collector, line driver입력에 각각 대응하도록 되어있다. 본 실험에서는 open-collector 입력방식을 사용하였다. 엔코더로부터는 ABZ상의 펄스정보를 4채배하여 읽어오며 카운트 적산치는 16Bit 메모리에 기억되며, -32768~32767의 값을 가진다.

⑤ 마더보드는 파형표시에 필요한 데이터를 DSP보드에서 얻어 Dual Port 메모리를 통해 PC에 전송하며, PC에서는 파형표시 프로그램상에서 실시간으로 데이터의 파형을 관측할 수 있다. DSP보드를 포함한 전체의 시스템을 관리하며, 제어파라미터의 인도, 데이터의 업로드 등을 실행한다.

PC를 통해 속도지령을 주면 DSP보드에서 프로그램에 따라 속도오차를 연산하여 이를 제거하기 위한 3상전압 지령치를 구하고 인버터제어보드를 통해 인버터모듈에 6개의 optical fiber로 게이트신호를 인가한다. 인버터에서 출력된 3상전압에 의해 모터는 회전하고 이 때 검출된 2상의 전류는 A/D보드를 통해 DSP보드로 검출되어 제어연산에 사용된다. 엔코더에서 출력되는 펄스는 PIO카운터보드를 통해 기계각속도로 연산되고, DSP보드에서 속도제어기에 사용된다.

Fig. 7-2는 인버터모듈의 기능블럭도로서 주회로부, PT(Pulse Transformer) 전압검출부, 센서 모니터부, 게이트 드라이브부, 보호회로부 및 제어전원부로 구성되어 있다. 주회로부에서는 R, S, T 단자에서 입력된 3상교류전원을 직류

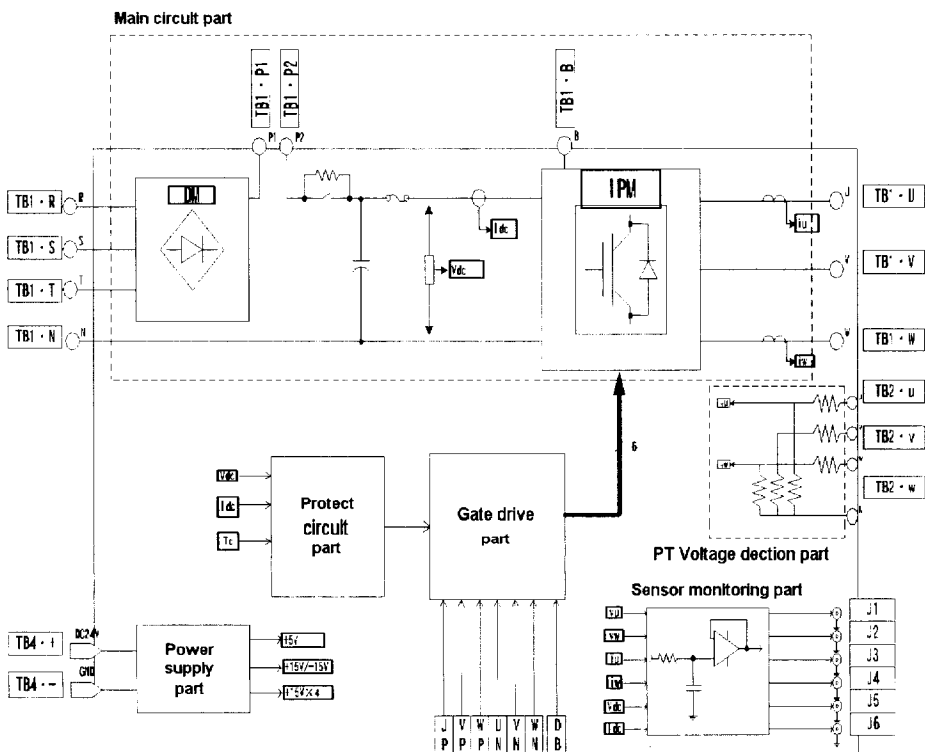


Fig. 7-2 Function block diagram of inverter

단전압 V_{dc} 로 정류하여 IPM(Intelligent Power Module)에 인가하고, 게이트 드라이브부를 통해 입력된 게이트신호에 따라 IPM에서 PWM 3상전압이 발생, U, V, W 단자를 통해 모터에 전압이 인가되게 된다. PT 전압검출부는 3상전압신호를 검출하고, 센서모니터부는 주회로부 센서와 PT 전압검출부에서 검출한 값들을 동축 커넥터로 출력한다. 보호회로부는 V_{dc} 전압이나 I_{dc} 전류가 설정치를 초과할 때 IPM의 게이트 드라이브를 강제로 정지시킨다.

7.2 소프트웨어의 구성

유도전동기의 속도제어 프로그램의 순서도는 Fig. 7-3에 보인다.

프로그램은 크게 3부분으로서 main 루틴, carrier 동기 인터럽트 루틴, timer 인터럽트 루틴으로 구성되어 있다. 이하에서는 각 루틴별 주요사항에 대해서 간략히 기술한다.

① main 루틴 : 프로그램에 사용되는 정수치 설정 및 변수정의, 속도지령치, 샘플링 주기, AD range 등을 정의하고, 변수, 하드웨어의 초기화, 타이머, PWM carrier 등의 동작, 인터럽트 동작 등을 행한다. 인터럽트 시간외에는 무한루프를 통해 인터럽트루틴에서 연산된 변수값들을 파형표시 프로그램으로 검출되도록 한다.

② carrier 동기 인터럽트 루틴 : 인버터제어보드의 PWM carrier에 동기하여 인터럽트 동작을 하며, carrier 주파수를 10[kHz]로 지정하였으므로 100[μs]마다 인터럽트동작을 하게 된다. 토크지령과 현재속도에 의해 지령주파수와 지령전압을 생성하여 좌표변환을 통해 3상 PWM 생성 지령신호로 출력한다. 지령전압에의해 발생하는 1차전류를 검출하여 2차전류를 연산하고, 1차전류와 2차전류, 지령전압을 이용해 속도를 추정한다.

③ timer 루틴 : 설정된 타이머 주기에 의해 인터럽트되는 루틴이다. PIO카운터 입력치로부터 속도응답을 계산하고, 속도제어를 통해 토크지령치를 연산한다. 속도정보는 전류정보에 비해 속응성이 그다지 요구되지 않기 때문에 타

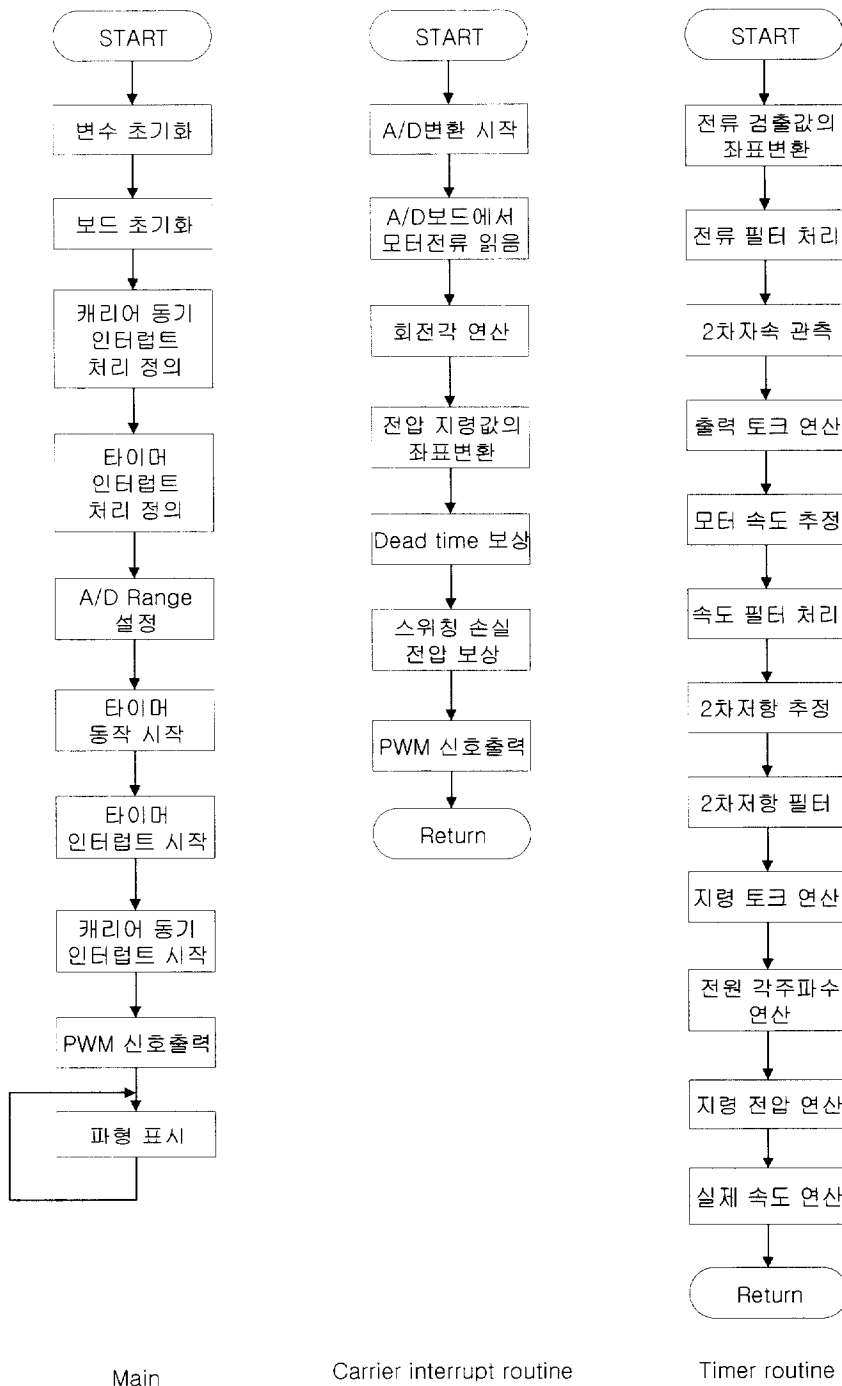


Fig. 7-3 Flow chart of control program

이며 주기를 10[ms]로 설정하여 10[ms] 주기로 인터럽트 되도록 하였다.

제어 알고리즘은 “C”언어를 사용하였으며 컴파일러로서는 T.I.사의 “TMS320 Floating-Point DSP Optimizing C Compiler Ver 4.70”을 사용하였다.

7.3 Dead time과 스위칭 손실로 인한 전압 손실 보상 실험

인버터로 I.M를 구동하면 제5장에서 소개했듯이 dead time과 스위칭 손실이 존재하므로 모터에 실제로 인가되는 전압과 지령전압 사이에 어느 정도의 편차가 발생한다. 이와 같은 영향을 고려하고 보상하기 위하여 우선 먼저 Fig. 7-4와 같이 인버터를 통한 모터 구동과 3상 변압기를 통한 모터 구동의 대조 실험을 하여 두 실험에서 검출한 1차전류의 값이 동등하도록 적절한 전압 보상값을 찾는다. 이는 고조파 영향으로 정확한 인버터의 출력 전압을 측정할 수 없기 때문이다.

Dead time으로 인한 영향은 5.2절에서 소개했듯이 (7-1)에 해당하는 전압 손실이 발생한다. 여기서, E_d 는 상용전압을 정류시킨 후의 직류전압으로서 상용전압의 불안정성을 고려해 전압센서로 실시간 검출하여 얻는다.

$$\Delta V \approx E_d t_d f_c \approx 2.9 \text{ [V]} \quad (7-1)$$

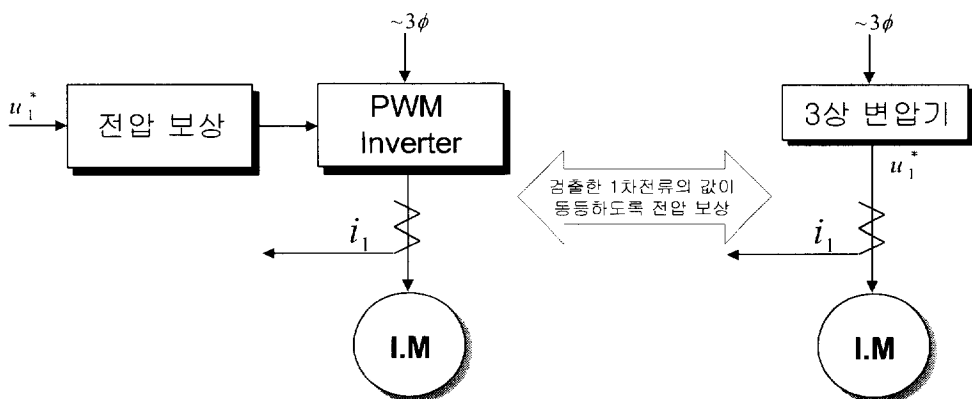


Fig. 7-4 The experiment of compensation of the voltage loss caused by dead time and switching loss

인버터의 스위칭 손실은 dead time 보상이 끝난 후, 반복 실험을 통하여 미소 편차에 상당하는 일정한 값을 보정하였다.

한편, 위의 전압 손실 보상 실험 데이터들을 Table 7-1에 나타내었다.

Table 7-1 The experiment result of compensation of the voltage loss caused by dead time and switching loss

지령 전압[V]	선 전류[A] (비 인버터 구동)	선 전류[A] (인버터 구동)	실험 조건	선 전류 [A] 전압 보상 후
21.4	5.5	3.9	구속 실험 △ 결선	5.45
24.5	6.5	4.8		6.5
28.1	7.5	5.9		7.6
31.1	8.4	6.83		8.5
33.0	9.2	7.39		9.1
35.8	10.0	8.35		10.0
38.2	11.0	9.1		10.9
42.5	12.5	10.6		12.3
47.2	14.0	12.37		13.9
55.0	1.16	1.15	무부하 실험 Y 결선	1.2
65.0	1.4	1.3		1.38
75.0	1.5	1.46		1.53
90.0	1.8	1.76		1.86
105.0	2.05	2.07		2.19
120.0	2.34	2.4		2.55
135.0	2.72	2.76		2.9
150.0	3.0	3.1		3.18

7.4 I.M 파라미터 정확성 검증 실험

I.M의 벡터제어에서 I.M의 파라미터 정보(R_1 , R_2 , L_1 , L_2 , M)들은 반드시 필요하며, 이 파라미터 값들이 정확해야만 정밀한 벡터제어를 할 수 있다. 그러나 I.M의 사양서에는 이러한 파라미터 값들이 기재되어 있지 않아, 일반적으로 무부하 실험과 회전자 구속 실험을 통해 얻고 있다. 따라서, 이렇게 얻어진 파라미터 값들이 모든 전압, 모든 주파수 범위에서 인버터로 구동할 때에도 정확할지는 실험적으로 검증할 필요성이 있다.

실험에서는 Fig. 7-5와 같이 I.M에 인가한 전압과 이때의 1차 전류, 회전자 속도 및 모터 파라미터들로 연산한 전압을 상호 비교하는 방법으로 모터 파라미터들의 정확성을 검증하였다.

그림에서 모터에 인가되는 주파수는 V/f 가 일정하도록 지령 전압으로부터 연산하였으며, 임피던스는 I.M의 T형 등가회로로부터 얻어지는 (7-2)를 이용하여 연산한다. 이 임피던스와 1차전류의 곱출 값으로부터 (7-3)을 이용하여 모터에 인가한 실제 전압을 실시간으로 얻을 수 있다.

$$Z = Z_R + jZ_X = \left\{ R_1 + \frac{\omega^* M^2 S R_2}{R_2^2 + \omega^* S^2 L^2} \right\} + j \left\{ \omega(L - M) + \frac{R_2^2 + \omega^* S^2 L(L - M)}{R_2^2 + \omega^* S^2 L^2} \right\} \quad (7-2)$$

$$u_{\alpha, \beta} = u_\alpha + ju_\beta = \{i_\alpha Z_R - i_\beta Z_X\} + j\{i_\alpha Z_X + i_\beta Z_R\} \quad (7-3)$$

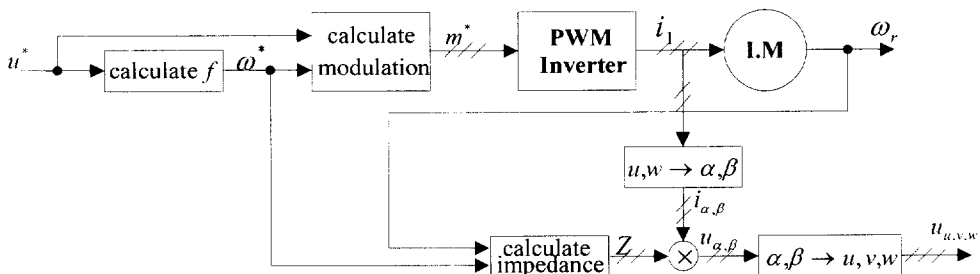
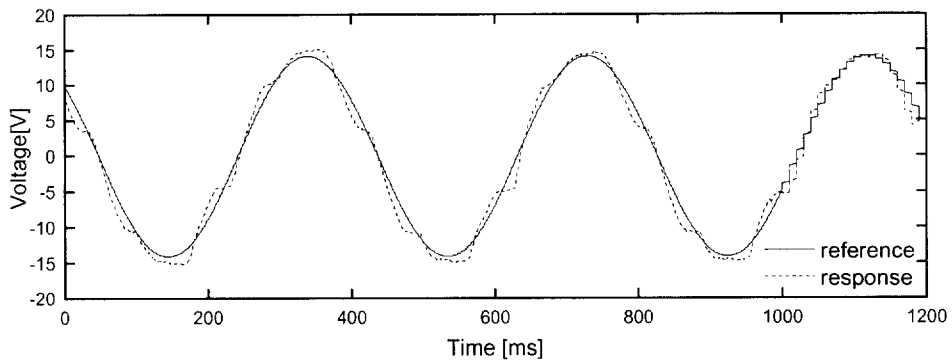
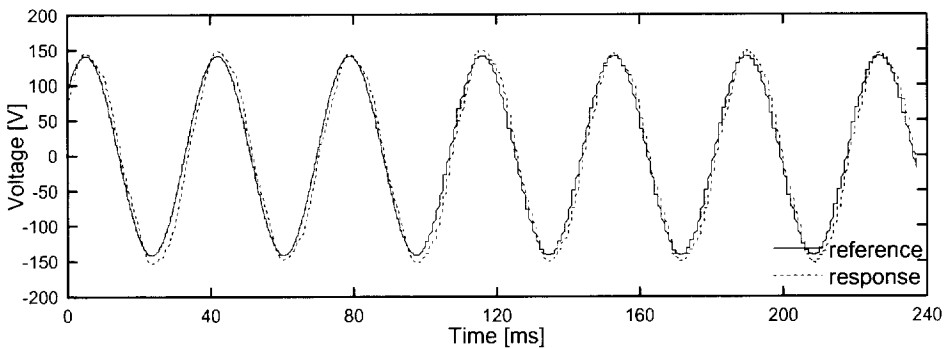


Fig. 7-5 The experiment of verifying the correctness of parameters



(a) 10[V]



(b) 100[V]

Fig. 7-6 The experiment result of verifying the correctness of parameters

Fig. 7-6에 10[V], 2.7[Hz] 및 100[V], 27[Hz]의 전압 인가시의 실험 결과를 각각 보인다. 실험 결과로부터 모터의 파라미터가 적절함을 알 수 있다.

7.5 순시 토크 제어 실험

제한한 속도와 2차저항의 추정 정도는 순시 토크 제어기의 성능과 직접적인 연관이 있다. 아래에 순시 토크 제어기의 토크 추종 성능과 2차자속의 추종 성능을 실험으로 알아본다.

순시 토크 제어 실험을 위한 시스템의 구성도는 Fig. 7-7과 같다. 시스템에

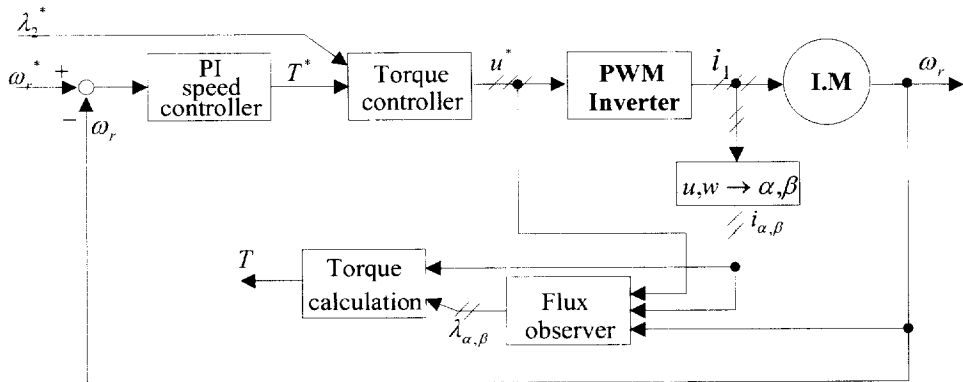
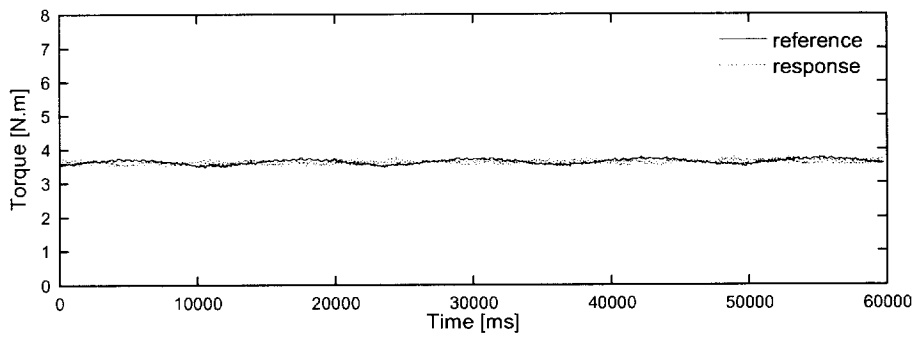
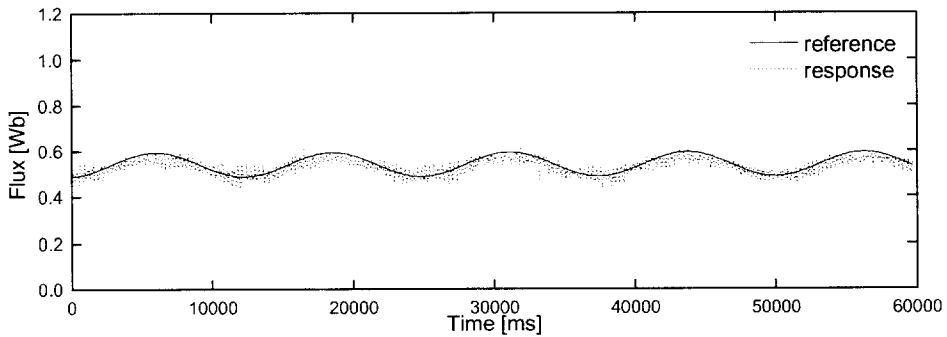


Fig. 7-7 Block diagram feedforward torque control



(a) torque reference and response

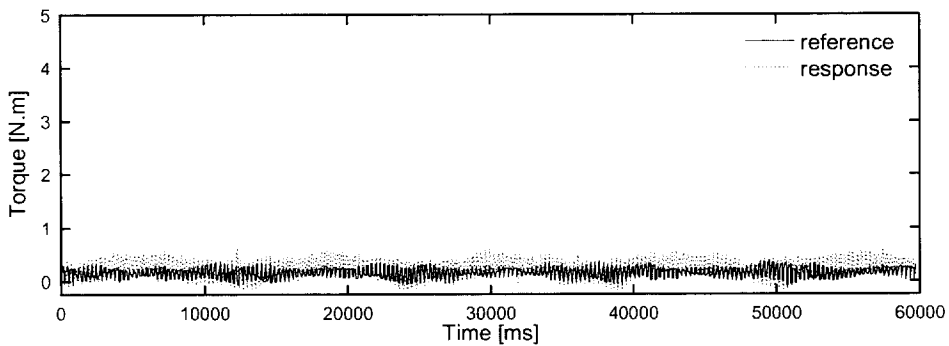


(b) rotor flux reference and response

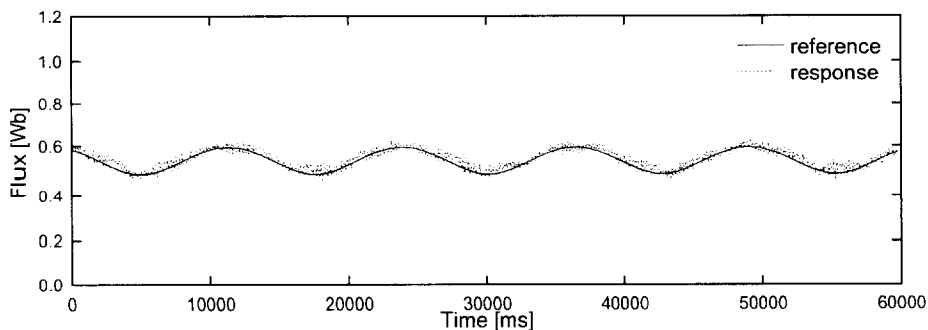
Fig. 7-8 Response of torque and rotor flux
(speed reference 100[rpm], no load)

서는 안전을 고려하여 PI 속도 제어기를 사용하여 모터 속도를 일정하게 유지시켰다. 그리고, 2차자속은 Gopinath형 최소차원 자속 관측기를 사용하였고, 토크 응답은 관측된 2차자속 정보와 1차전류의 곱의 연산으로 얻었다.

Fig. 7-8과 Fig. 7-9는 100[rpm]의 저속도 지령에서 무부하 상태 및 3.5[N.m]의 정토크 부하 인가시의 토크와 2차자속의 응답을 각각 보인다. 실험에서 2차자속 관측기 고유치의 실수부와 허수부를 각각 1000과 1로 회전자 속도와 상관없이 설정하였으며, 속도 제어기에서의 PI게인은 $K_p=0.1485$, $K_i=0.025$ 로 선정하였다. 2차자속 지령은 (3-13)와 같이 주었는데, 그 중 $A=0.1$, $B=0.5$ 이다. 실험 결과로부터 부하의 유, 무에 관계없이 토크와 2차자속 응답이 각각의 지령값에 잘 추종하고 있음을 알 수 있다.



(a) torque reference and response



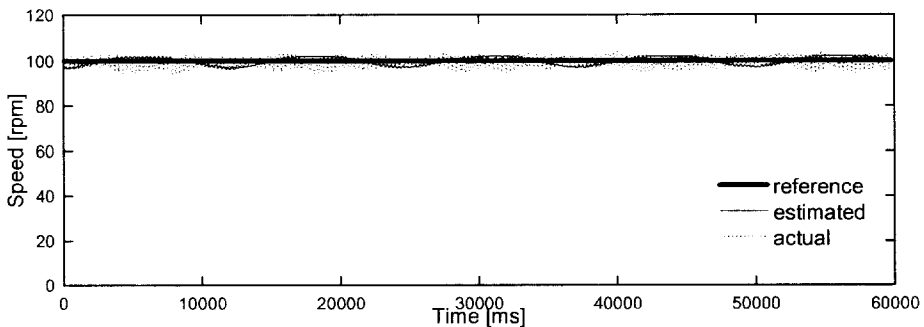
(b) rotor flux reference and response

Fig. 7-9 Response of torque and rotor flux
(speed reference 100[rpm], load torque 3.5[N · m])

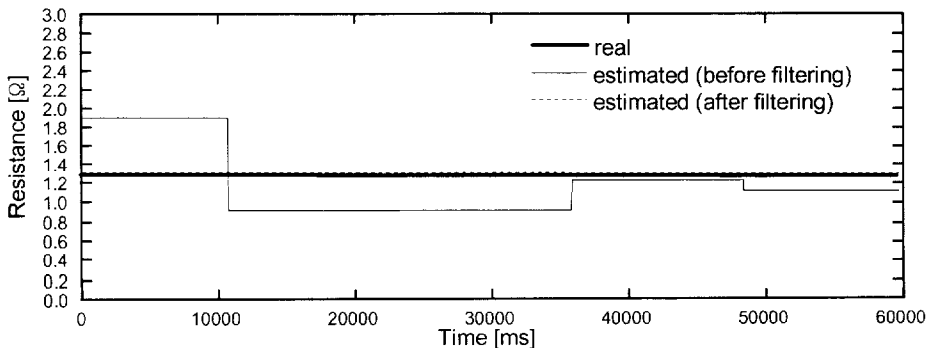
7.6 슬립 주파수 기반의 센서리스 속도제어 실험

Fig. 7-10과 Fig. 7-11은 100[rpm]의 저속도지령에서 무부하 상태 및 3.2 [N.m]의 정토크 부하 인가시의 실험 결과를 각각 보인다. 실험에서 2차자속 지령은 순시 토크 제어 실험과 같은 값으로 정하였고, 1차전류의 d, q 축 성분 및 2차저항 추정 값에 각각 저역통과 필터를 사용하였다.

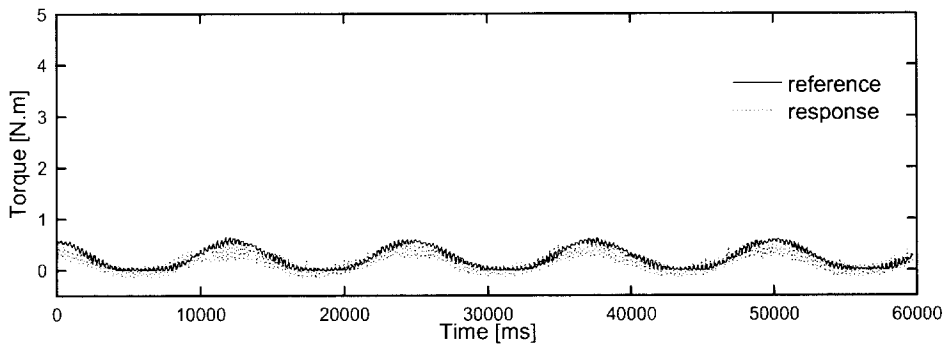
실험결과로부터 추정속도는 실제속도와 지령 속도에, 필터를 거친 2차저항 값은 실제 값에 잘 추종되고 있음을 볼 수 있고, 토크와 2차자속 응답도 순시 토크제어기에 입력되는 토크 지령과 2차자속 지령에 잘 추종되고 있음을 볼 수 있다.



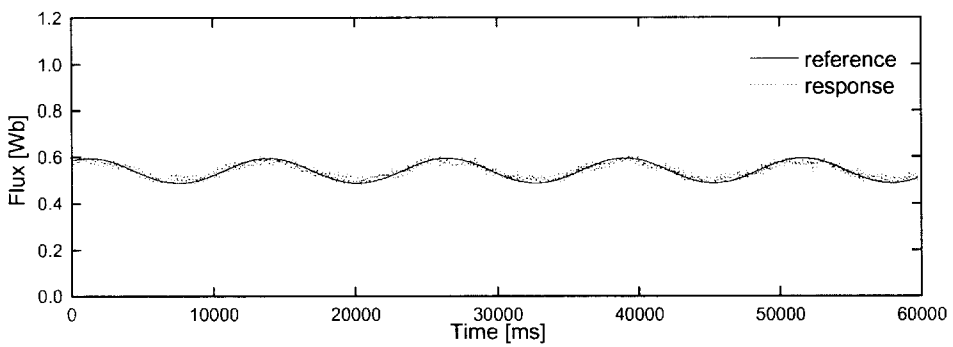
(a) reference, actual, and estimated speed



(b) rotor resistance

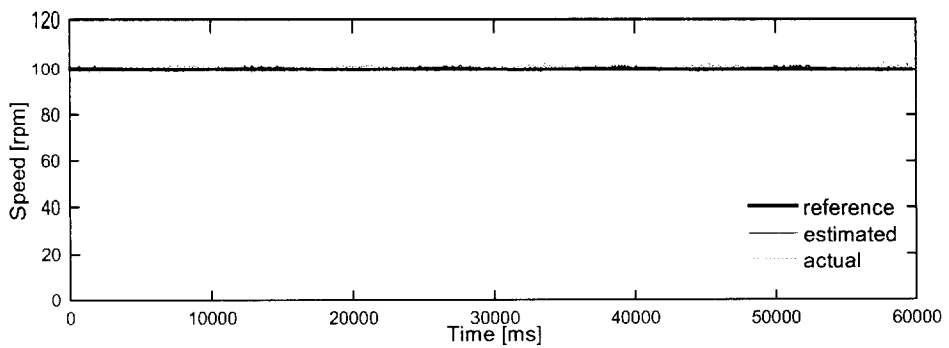


(c) torque reference and response

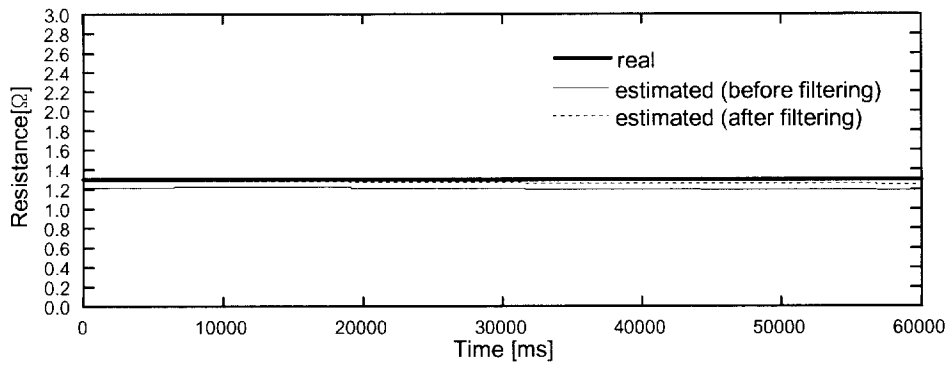


(d) rotor flux reference and response

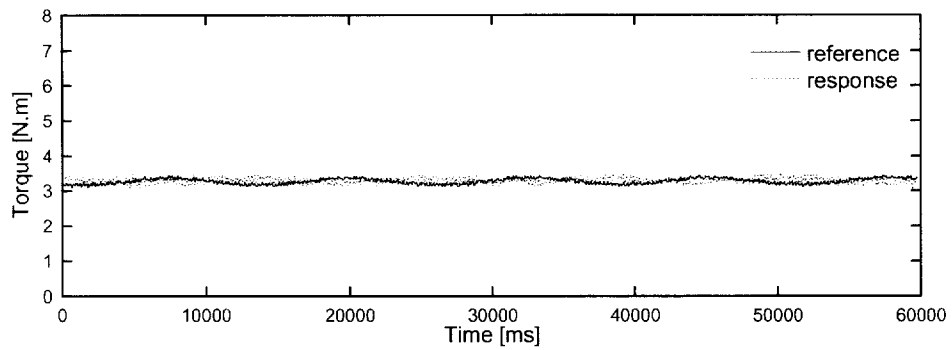
Fig. 7-10 Experimental result of low speed(100[rpm]) operation with no load



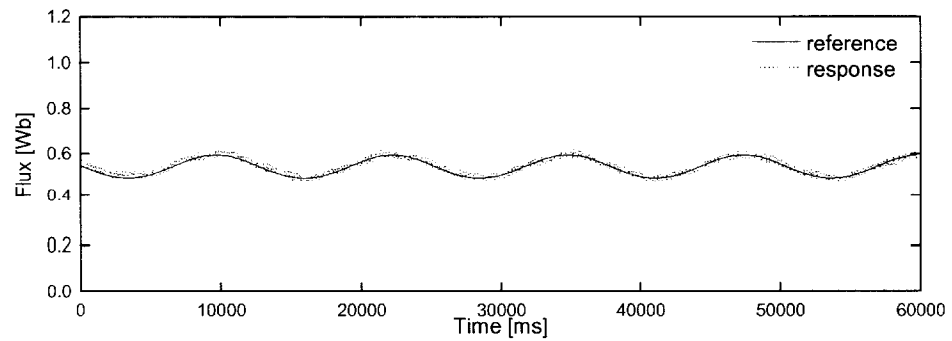
(a) reference, actual, and estimated speed



(b) rotor resistance



(c) torque reference and response

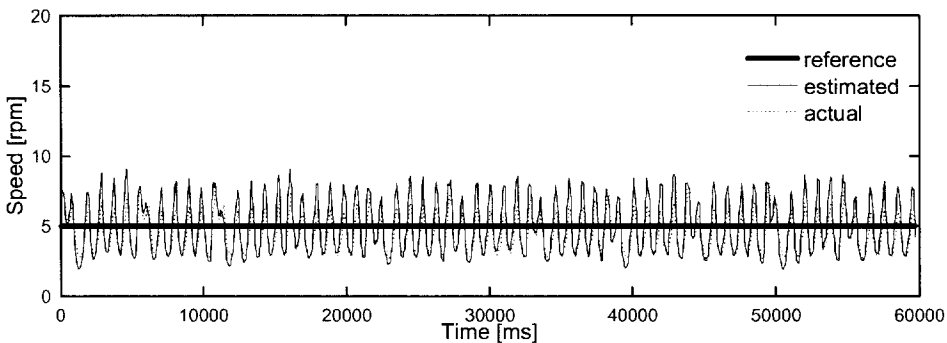


(d) rotor flux reference and response

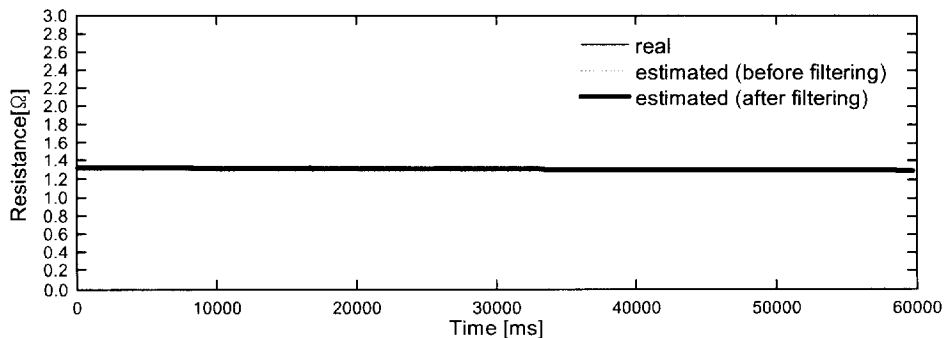
Fig. 7-11 Experimental result of low speed(100[rpm]) operation with load

Fig. 7-12와 Fig. 7-13은 5[rpm]의 극 저속 지령에서 무부하 상태 및 2.5[N.m]의 정토크 부하 인가시의 실험 결과를 각각 보인다. 실험에서 속도가 극 저속인 관계로 2차자속 기준치를 정격자속보다 약간 높은 0.6[Wb]로 정하였다

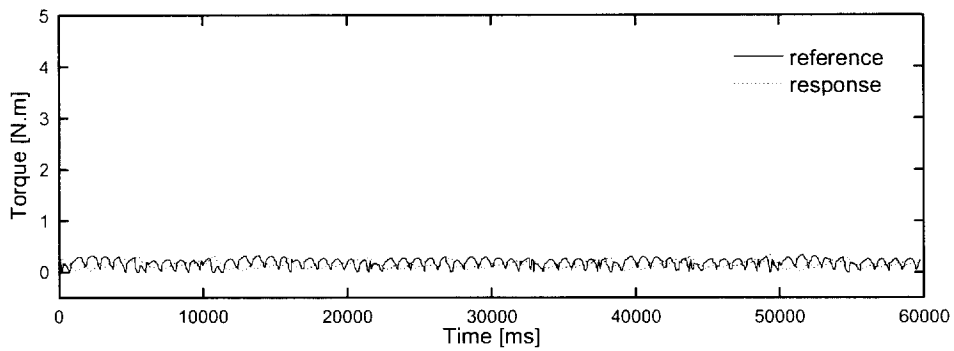
실험결과로부터 속도응답이 5[rpm] 근방에서, 다소 진동하는 양상을 보이는데, 이는 실험에서 사용한 I.M의 관성모멘트가 큰 까닭에 극 저속에서 맥동 현상이 나타난 것으로 생각된다. 실험결과로부터 추정속도는 실제속도에, 필터를 거친 2차저항 값은 실제 값에 잘 추종되고 있음을 볼 수 있고, 토크와 2차자속 응답 또한 각각의 지령값에 잘 추종하고 있음을 볼 수 있다.



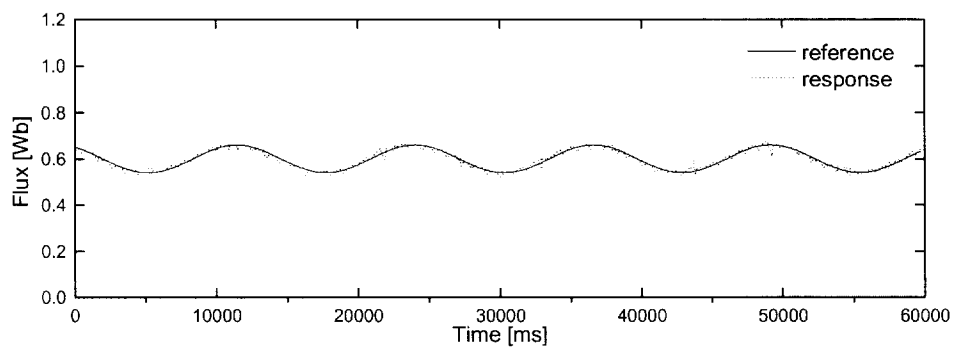
(a) reference, actual, and estimated speed



(b) rotor resistance

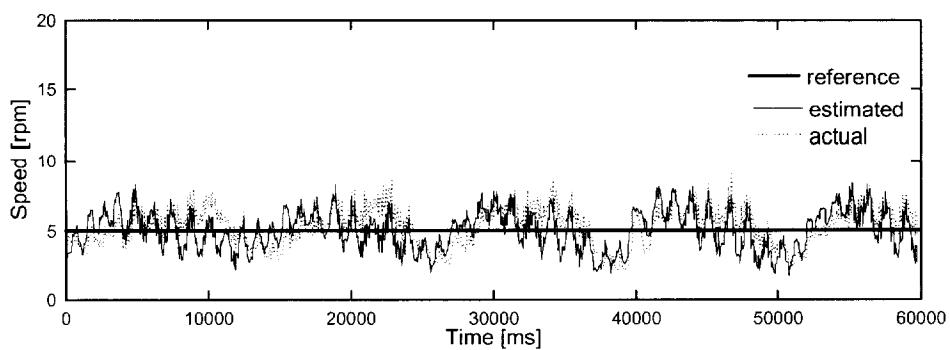


(c) torque reference and response

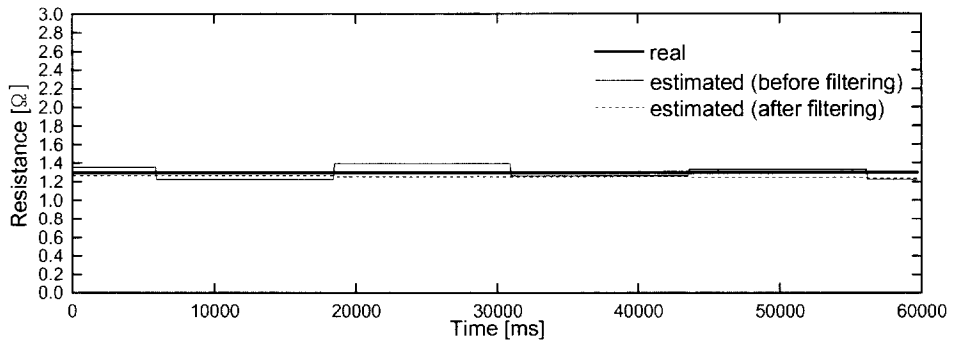


(d) rotor flux reference and response

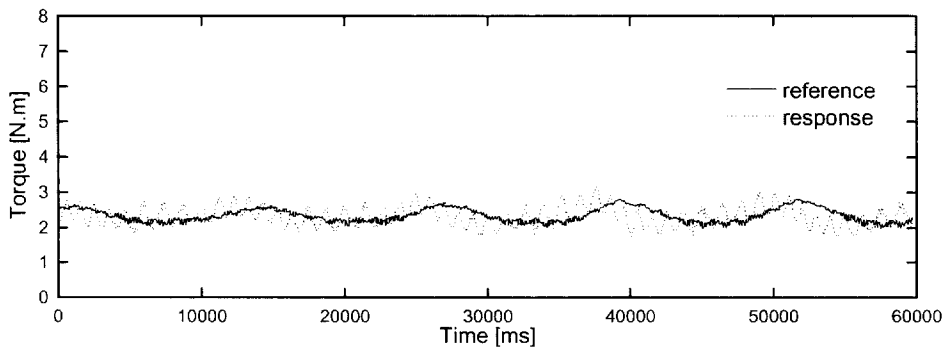
Fig. 7-12 Experimental result of very low speed(5[rpm]) operation with no load



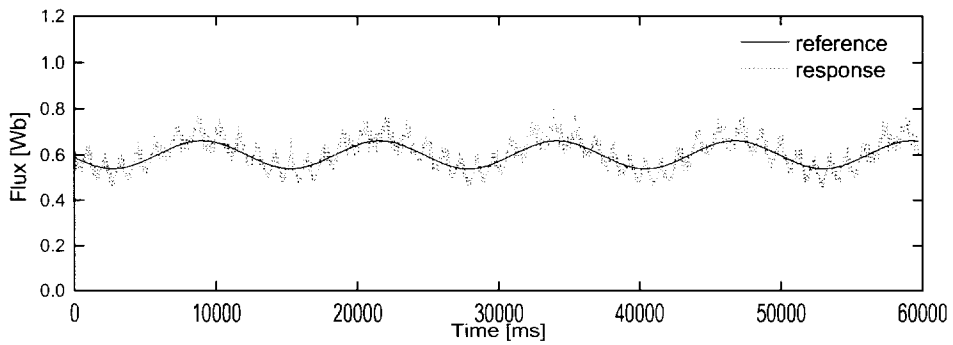
(a) reference, actual, and estimated speed



(b) rotor resistance



(c) torque reference and response



(d) rotor flux reference and response

Fig. 7-13 Experimental result of very low speed(5[rpm]) operation
with load

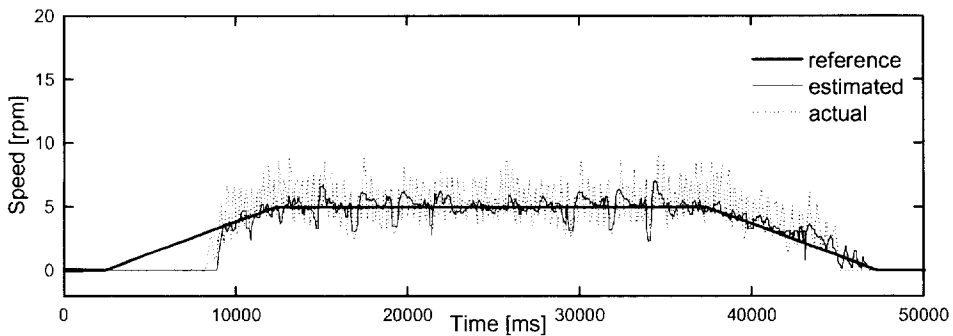


Fig 7-14 Experimental results of sensorless control system with simultaneous rotor resistance estimation(0~5[rpm])

Fig. 7-14는 Fig. 7-13과 동일한 조건 하에서 속도지령을 정지로부터 5[rpm]까지 램프형태로 인가한 후 다시 정지시킬 때까지의 실험결과를 보인다. 실험 결과로부터 기동에서 5[rpm]을 거쳐 정지에 이르는 동안 비교적 양호한 센서리스 속도제어가 실현됨을 알 수 있다.

7.7 MRAC 기반의 센서리스 속도제어 실험

Fig. 7-15는 2차저항의 동정 오차가 속도 추정 정도에 미치는 영향을 실제 실험을 통해 얻은 결과이다. 실험에서 2차저항의 설정 값은 실제 값보다 큰 1

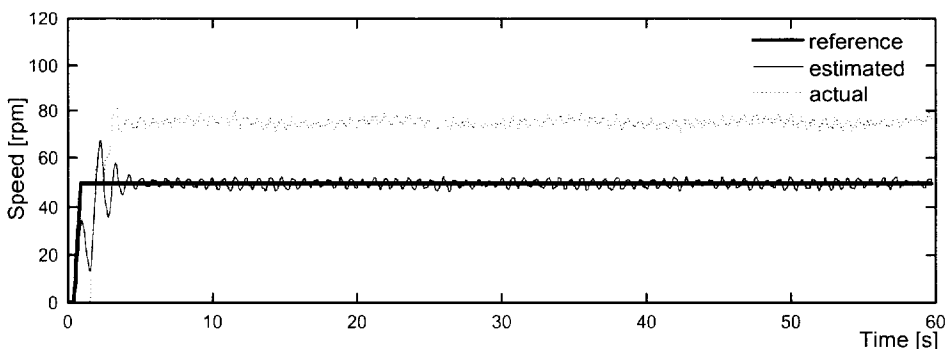
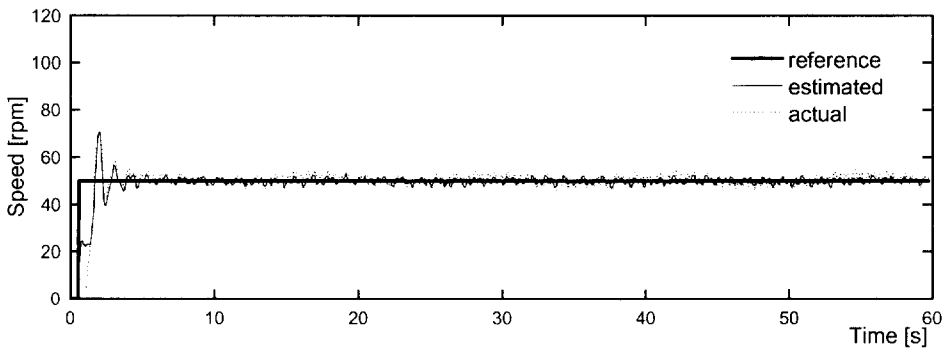


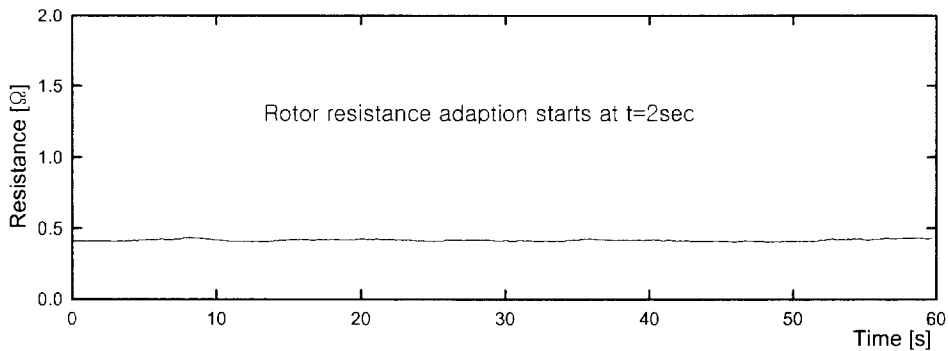
Fig. 7-15 The effect of the identification error of the rotor resistance to estimated speed (speed reference 50[rpm])

[Ω]으로, 부하는 3.5[N.m]의 일정 토크 부하로 하였을 때, 50[rpm] 속도지령에서의 추정 속도와 실제 속도의 결과이다. 이 결과로부터 2차저항의 동정 오차는 시뮬레이션 결과인 Fig. 7-11에서와 마찬가지로 속도 추정에 큰 영향을 미치고 있음을 보여준다.

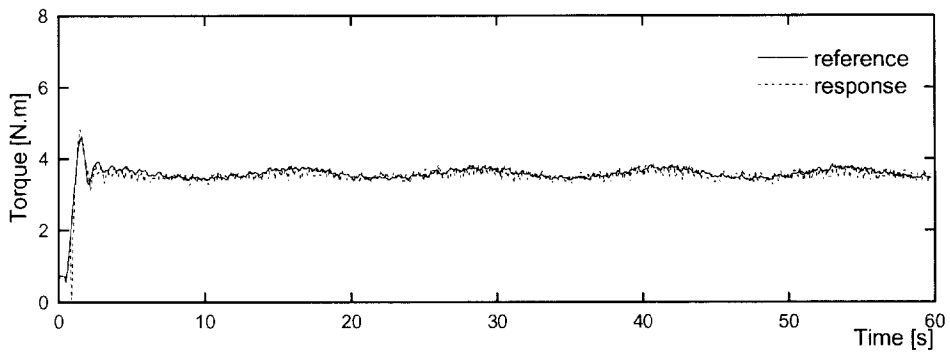
Fig. 7-16은 속도지령 50[rpm], 부하 토크 3.5[N.m], 2차저항의 초기 값이 실제 값일 때의 센서리스 속도제어계의 2차저항 동정 실험 결과이다. (3-22)에 의한 2차저항 동정은 2[sec]후에 시작하도록 하였다. 실험에서 A , B , K_{pT} , K_{iT} 는 0.05, 0.5, 0.0045, 225로 각각 설정하였고, 1차전류의 d 축 성분 및 2차저항 추정 값에 각각 저역통과 필터(L.P.F)를 사용하였다. 그림에서 추정 속도가 실제 속도를 정확하게 추종하고 있고, 2차저항 동정 또한 처음부터 실제 값을



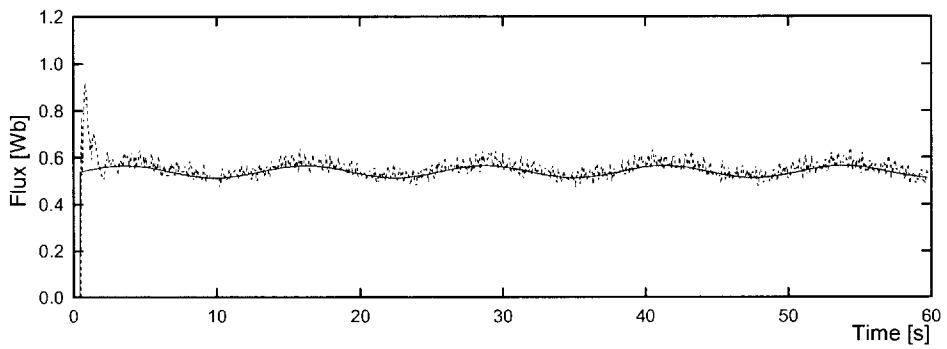
(a) reference, actual, and estimated speed



(b) rotor resistance



(c) torque reference and response



(d) rotor flux reference and response

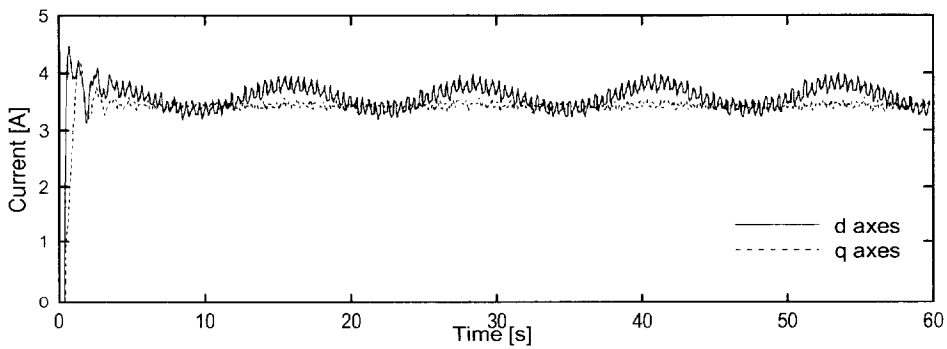
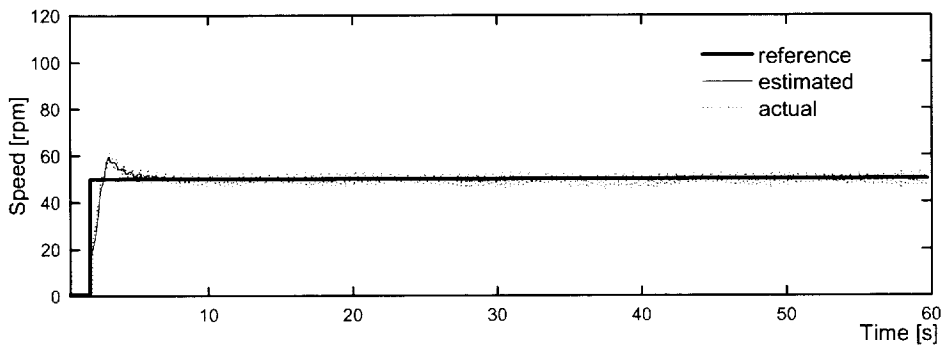
(e) stator current of d and q phase

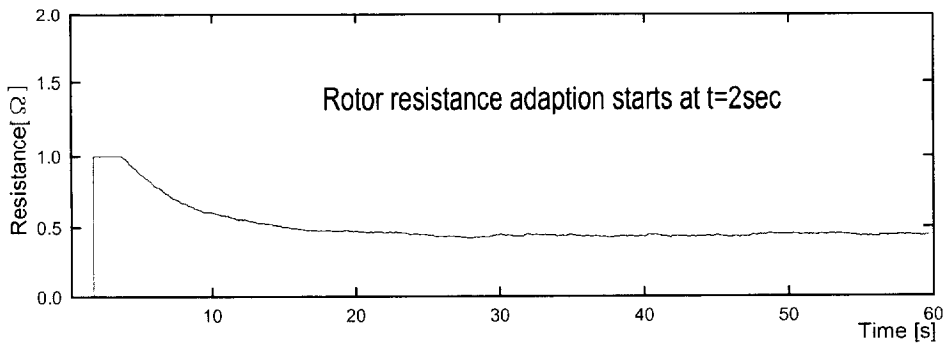
Fig. 7-16 Experimental result of low speed(50[rpm]) operation with load

엄밀하게 추정하고 있음을 알 수 있다. 또한, 동일 그림에서 검출한 1차전류의 축 파형을 보면 2차자속 파형과 같은 정현파 형태로 변동하고 있음을 알 수 있다.

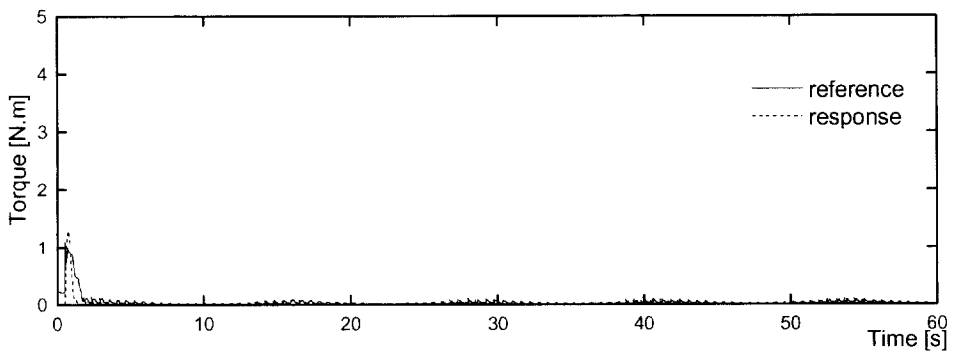
Fig. 7-17과 Fig. 7-18은 50[rpm]의 비교적 저속도 지령 하에서 무부하 상태 및 3.5[N.m]의 일정토크 부하 인가시의 실험 결과를 각각 보인다. 속도 응답을 관찰하면 기동 시 특히, 부하 인가 시, 추정 속도와 실제 속도 간에 큰 오차가 발생함을 보인다. 이는 기동 시, 2차저항 초기 설정 값과 실제 값과의 오차로 인해 발생한 것이다. 그러나, 2차저항의 동정 값이 점차 실제 값으로 수렴해감에 따라 추정 속도도 정확하게 실제 속도를 추종하고 있음을 알 수 있다. 또한, 토크와 2차자속 응답도 순시 토크 제어기에 입력되는 토크 지령과 2차자속 지령을 잘 추종하고 있음을 볼 수 있다.



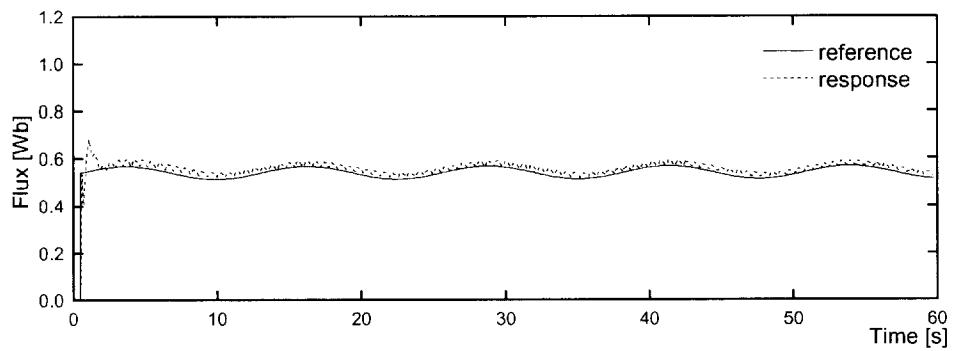
(a) reference, actual, and estimated speed



(b) rotor resistance

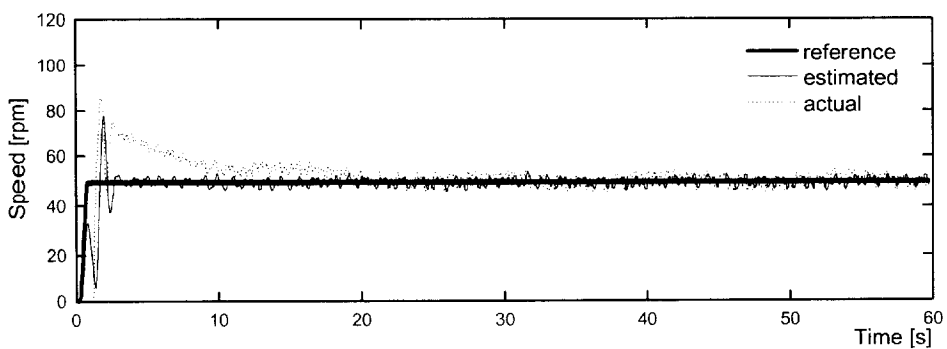


(c) torque reference and response

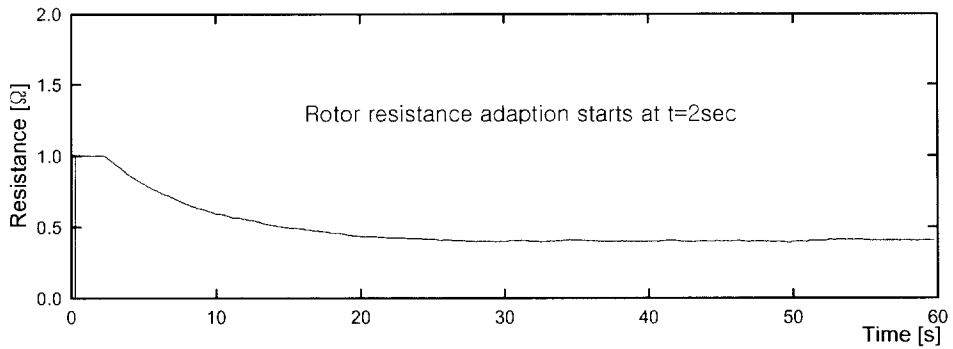


(d) rotor flux reference and response

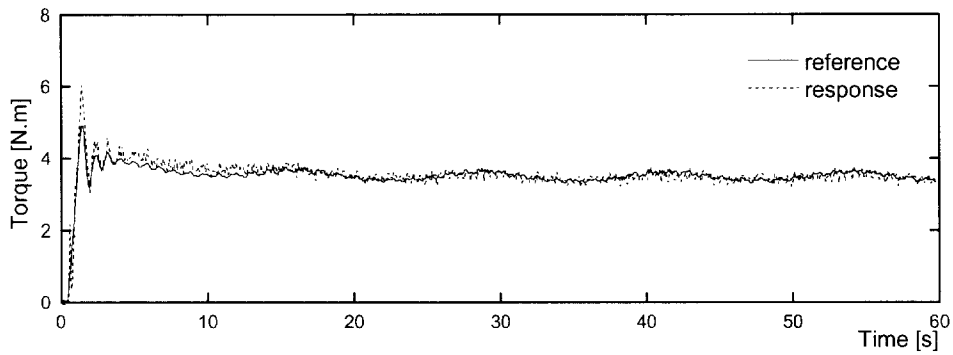
Fig. 7-17 Experimental result of low speed(50[rpm]) operation with no load



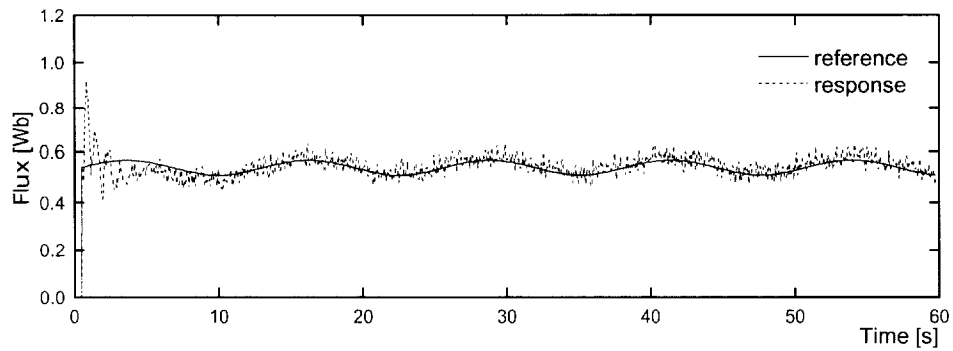
(a) reference, actual, and estimated speed



(b) rotor resistance



(c) torque reference and response



(d) rotor flux reference and response

Fig. 7-18 Experimental result of low speed(50[rpm]) operation with load

제 8 장 결 론

본 연구에서는 피드포워드적 순시 토크 제어법에 근거한 IM의 속도와 2차 저항의 동시 추정법을 제안하여, 수 rpm 영역을 포함한 저속 영역에서도 정도 높은 센서리스 속도제어를 실현하였다.

제안한 방식의 이론적인 특징은 다음과 같다.

- (1) 센서리스 속도제어에 이용된 순시 토크 제어법은 IM의 수학적 모델에 근거하여 과도 토크 없이 원하는 토크와 2차자속을 출력하도록 IM에 인가될 전압을 연산하는 기법이다. 이 기법은 전압 지령 연산 시, 입력으로 토크, 2차자속 및 속도 정보를 사용하는 반면, 전류 정보와 전류제어기를 사용하지 않는다. 따라서, 일반적인 벡터 제어방식에서 d , q 축 전류제어기의 번거로운 PI 게인 결정을 피할 수 있다. 또한, 피드포워드적으로 토크와 2차자속의 독립 제어를 행하므로 2차자속을 변화시켜도 토크 제어에는 영향이 없다.
- (2) 슬립 주파수 기반의 회전자 속도 추정법은 IM에 인가하는 전원 각주파수 ω_{pv} 모터의 각 속도 ω_{re} 및 운전 중 모터에서 생기는 슬립 각주파수 ω_s 간의 상호 관계를 이용하여 회전자 속도를 추정하는 기법이다. 제안한 기법에서 슬립 각주파수는 순시 토크 제어법의 원리에 따라 검출한 1차전류의 q 축 정보를 실시간으로 연산하여 얻는다. 이 기법은 추정식이 간단하고 전류의 미분 정보를 필요로 하지 않으며 실현이 용이하다.
- (3) MRAC 기반의 속도 추정법은 속도 정보가 포함되어 있는 가변모델의 출력과 가변모델의 입력과 동일한 신호에 의해 구동되면서 속도 정보와 무관한 기준모델로부터의 출력 사이의 오차가 0이 되도록 적절한 적응 메커니즘을 구성하여 가변모델의 속도 정보를 수정함으로써 회전자 속도를 추정하는 방법이다. 이 기법은 추정식에 2차저항 정보가 포함되어 있지 않으므로 슬립 주파수 기반의 속도 추정법에 비해 2차저항 변동에

강인하다. 또한, 전류의 미분 정보도 필요로 하지 않고 있다.

- (4) 제안한 가변 2차자속 지령에 의한 2차저항의 추정법은 2차자속 지령에 소정의 진폭과 주기를 갖는 정현파 성분을 포함시킨 후, 검출 가능한 1차전류의 d 축 정보를 이용하여 실시간으로 새로운 2차저항 값을 추정한다. 이 기법은 2차자속을 가변시켜도 모터의 출력 토크에 대한 영향이 작으며, 추정식에 전류의 미분 정보가 포함되어 있지 않다. 단, 이 기법은 2차저항 추정을 위해서 삼각함수 연산과 적분 연산을 필요로 하는 단점이 있다.
- (5) 제안한 개선된 2차저항 동정법은 개선하기 전 단계의 2차저항 동정법의 번거로운 삼각함수 연산과 적분 연산이 필요로 하지 않게 되어 실현이 용이하고 계산량이 적다. 이 기법은 2차저항 동정식에 1차전류의 d 축 정보의 미분 정보를 사용하고 있지만, 1차전류의 d 축 정보가 IM의 2차자속에 해당하는 전류로서 IM에서 2차자속 변화가 그다지 크지 않으므로 가능하다.

한편, 제안한 방식의 타당성을 검증하기 위한 다양한 수치 시뮬레이션과 실험을 통해 얻은 결론은 다음과 같다.

- (1) 센서리스 속도제어에 이용된 순시 토크 제어법은,
 - ① 전류 정보를 사용하지 않고도 과도토크 없이 원하는 토크와 2차자속을 발생할 수 있는 전압지령을 생성할 수 있었다.
 - ② 피드포워드적으로 토크와 2차자속의 독립 제어가 가능하였으며, 2차자속 지령에 소정의 진폭과 주기를 갖는 정현파 성분을 포함시켜도 출력 토크에 대한 영향이 거의 없었다.
- (2) 슬립 주파수 기반의 제어시스템은,
 - ① 0[rpm]을 포함한 넓은 지령 속도 범위에서 양호한 속도 추정이 이루어짐을 시뮬레이션으로 검증하였다. 또한, 2차저항의 추정 오차가 속도 추정에 미치는 영향을 관찰하였으며 그 영향이 저속 영역일수록 더욱

크게 나타나고 있음을 확인하였다.

- ② 2차자속을 기존의 고정값으로 제어하는 방법과는 달리 정현과 형태로 제어함으로써 2차저항 및 속도의 동시 추정이 가능하였다. 이로써 2차저항 변동에 강인한 센서리스 속도제어가 가능해졌다. 또한, 2차저항 동시 추정을 위해 고조파를 부가함으로써 발생하는 불필요한 문제점들을 해소하고, 과도상태뿐만 아니라 정상상태에서도 2차저항을 속도와 동시에 추정할 수 있었다.
- ③ 기동시를 포함, 5[rpm]대와 같은 극 저속영역에서 무부하 상태와 부하인가 상태 모두 센서리스 속도제어를 실현할 수 있었다.

(3) MRAC 기반의 제어시스템은,

- ① MRAC 기법을 속도 추정에 도입하여 넓은 지령 속도 범위에서의 센서리스 속도제어를 실현하였다. 또한, 이 기법은 추정식에 2차저항 정보가 포함되어 있지 않으므로 슬립 주파수 기반의 속도 추정법에 비해 2차저항 변동에 강인하였다.
- ② 2차저항 동정 시, 변동폭이 작은 1차전류의 d 축 정보를 미분하여 사용함으로써 기존의 2차저항 동정 시에 요구되는 삼각함수 연산과 적분 연산이 필요로 하지 않게 되어 고가의 마이크로프로세서를 사용하지 않고서도 2차저항 동정이 가능한 센서리스 속도제어가 가능하게 되었다.
- ③ 수치 시뮬레이션과 DSP를 이용한 저속 영역에서의 실제 실험을 통해 속도 추정과 함께 2차저항 동정이 가능한 IM의 센서리스 속도제어를 실현함으로써 제안한 이론의 유효성을 검증하였다.

참 고 문 헌

- [1] 정석권, 이진국, 유삼상, “속도와 2차저항의 동시 추정이 가능한 유도전동기의 극 저속 영역 센서리스 속도제어,” 대한전기학회 논문지 53권 9호, pp. 552-561, 2004.
- [2] T. W. KIM, Atsuo Kawamura, “Sensorless Slip Frequency Estimation of Induction Motor in the Very Low Speed Region,” T.IEE, pp. 652-658, vol. 116-D, No.6, 1996.
- [3] K. Akatsu, A. Kawamura, “On-line simultaneous estimations of the speed and the secondary resistance under the transient states of Induction Motor,” T.IEE, pp. 1409-1416, vol. 118-D, No.12, 1998.
- [4] H. Kubota, D. Yoshihara, K. Matsuse, “Rotor Resistance Adaptation for Sensorless Vector Controlled Induction Machines,” T.IEE, pp. 940-945, vol. 117-D, No. 8, 1997.
- [5] 박철우, 권우현, “저속영역에서 센서리스 벡터제어 유도전동기의 성능을 향상시키기 위한 MRAC 기반의 강인한 속도 추정 기법,” 대한전기학회 논문지 53권 1호, pp. 37-45, 2004.
- [6] 이교범, 송주호, 송중호, 최익, “새로운 축소 차원 확장 루엔버거 관측기를 이용한 유도 전동기의 센서리스 벡터제어,” 대한전기학회 논문지 53권 3호, pp. 173-179, 2004.
- [7] 윤광호, 남문현, “교류서보 전동기의 전류관측기를 이용한 속도 센서리스 제어,” 대한전기학회 논문지 53권 6호, pp. 402-407, 2004.
- [8] 김영렬, 설승기, 박민호, “확장 칼만 필터를 이용한 속도 센서 없는 유도 전동기의 벡터 제어,” 대한전기학회 논문지 43권 1호, pp. 27-35, 1994.
- [9] K. L. Shi, T. F. Chan, Y. K. Wong, S. L. Ho, “Speed Estimation of an Induction Motor Drive Using an Optimized Extended Kalman Filter,”

- IEEE Transactions on Industrial Electronics vol. 49, No. 1, pp. 124-133, 2002.
- [10] M. Rodič, K. Jezernik, "Speed-Sensorless Sliding-Mode Torque Control of an Induction Motor," IEEE Transactions on Industrial Electronics vol. 49, No. 1, pp. 87-95, 2002.
- [11] 김진수, 김상욱, 김영석, "속도센서 없는 유도전동기의 견실한 벡터제어 시스템," 대한전기학회 논문지 47권 5호, pp. 583-592, 1998.
- [12] 김상민, 한우용, 김성중, "센서리스 유도전동기를 위한 새로운 적응 슬라이딩 모드 관측기의 설계," 대한전기학회 논문지 52권 10호, pp. 522-527, 2003.
- [13] 김응석, "슬라이딩 모드 축차 관측기를 이용한 유도 전동기 속도추정," 대한전기학회 논문지 53권 3호, pp. 145-152, 2004.
- [14] 김상민, 한우용, 이공희, "유도전동기의 센서리스 제어를 위한 회전자 속도 및 파라미터 추정," 대한전기학회 논문지 50권 4호, pp. 169-174, 2001.
- [15] S. H. Kim, T. S. Park, J. Y. Yoo, G.-T. Park, "Speed-Sensorless Vector control of an Induction Motor Using Neural Network Speed Estimation," IEEE Transactions on Industrial Electronics vol. 48, No. 3, pp. 609-614, 2001.
- [16] C. M. Lin, C. F. Hsu, "Neural-Network-Based Adaptive Control for Induction Servomotor Drive System," IEEE Transactions on Industrial Electronics vol. 49, No. 1, pp. 115-123, 2002.
- [17] H. Kubota, Y. Kataoka, K. Matsuse and H. Ohta, "Lower Speed Range Drive for Sensorless Vector Controlled Induction Machines with Stator Voltage Offset Compensation Method," T.IEE, pp. 359-365, vol. 119-D, No. 3, 1999.

- [18] K. Matsuse, S. Taniguchi, T. Yoshizumi, K. Namiki, "High Efficiency Control Method of Speed-Sensorless Vector Controlled Induction Motor Taking Core Loss into Consideration," T.IEE, pp. 869-878, vol. 121-D, No. 8, 2001.
- [19] T. Hamajima, M. Hasegawa, S. Doki, S. Okuma, "Sensorless Vector Control of Induction Motor Stabilized at the Whole Region with Speed and Stator Resistance Identification based on Augmented Error," T.IEE, pp. 750-758, vol. 124-D, No. 8, 2004.
- [20] Y. Tamura, I. Sato, H. Kubota, H. Ohta, Y. Hori, "Design of Adaptive Observer for Sensorless Vector Control of IM under Regenerating Condition," T.IEE, pp. 790-798, vol. 122-D, No. 8, 2002.
- [21] J. Jiang, and J. Holtz, "High dynamic speed sensorless ac drive with on-line model parameter tuning for steady-state accuracy," IEEE Industrial Electronics, pp. 240-246, vol. 44, 1997.
- [22] J. I. Ha, S. K. Sul, "Sensorless Field-Orientation Control of an Induction Machine by High-Frequency Signal Injection," IEEE Transactions on Industry Applications vol. 35, No. 1, pp. 45-51, 1999.
- [23] 김성환, 오상호, 권영안, "전류오차수정을 이용한 유도전동기의 센서리스 속도제어," 대한전기학회 논문지 46권 12호, pp. 1743-1749, 1997.
- [24] T. Hayashi, Y. Fuji, and T. Sekiguchi, "Study on an Analytical Solution for Instantaneous Torque Control of an Induction Motor," Annual Conf. of JIEE, pp. 323-324, vol. 4, 1989.
- [25] B. Gopinath, "On the Control of Linear Multiple Input-Output System," The Bell System Technical Journal, 1971.
- [26] Y. Kinpara, M. Koyama, "Speed Sensorless Vector Control Method of Induction Motor Including A Low Speed Region," T.IEE, pp. 223-229,

vol. 120-D, No.2, 2000.

- [27] Eng Kian Kenneth Sng, Ah-Choy Liew, Thomas A. Lipo, "New Observer-Based DFO Scheme for Speed Sensorless Field-Oriented Drives for Low-Zero-Speed Operation," IEEE Transactions on Power Electronics, pp. 959-968, vol. 13, No.5, 1998.
- [28] H. Tajima, Y. Hori, "Speed Sensorless Field-Orientation Control of the Induction Machine," IEEE Transactions on Industry Applications, pp. 175-180, vol. 29, No.1, 1993.
- [29] G. Yang, T. H. Chin, "Adaptive-Speed Identification Scheme for a Vector-Controlled Speed Sensorless Inverter-Induction Motor Drive," IEEE Transactions on Industry Applications, pp. 820-825, vol. 29, No.4, 1993.
- [30] H. Kubota, K. Matsuse, "Speed Sensorless Field-Oriented Control of Induction Motor with Rotor Resistance Adaptation," IEEE Transactions on Industry Applications, pp. 1219-1224, vol. 30, No.5, 1994.
- [31] S. Shinnaka, "Usefulness of Frequency-Hybrid Vector Control for Sensorless Induction Motor Drive," T.IEE, pp. 1143-1154, vol. 121-D, No. 11, 2001.
- [32] T. Nagano, K. Shinohara, K. Yamamoto and K. Iimori, "Stability Analysis of Vector Control of Induction Motor without Speed Sensor Taking Core Loss into Account," T.IEE, pp. 703-713, vol. 122-D, No. 7, 2002.
- [33] H. Kobayashi, Y. Ohmori, N. Matsui, "Improved Self-commissioning of Electrical Parameters for Vector Controlled Induction Motors," T.IEE, pp. 646-651, vol. 122-D, No. 6, 2002.

- [34] T. Hayashi, Y. Fujii, K. Fujikawa and T. Sekiguchi, "Realization of Instantaneous Torque Control of an Induction Motor Considering Secondary Flux as a Parameter," T.IEE, pp. 862-869, vol. 120-D, No. 7, 2000.
- [35] 오세진, 김종수, 김성환, "전영역에서 안정된 유도전동기의 센서리스 속도제어," 한국 박용기관학회지 28권 4호, pp. 641-647, 2004.
- [36] 박용환, 최종우, 김홍근, 김진규, 최영태, 노의철, 전태원, "자속관측기를 이용한 유도전동기 센서리스제어의 특성해석," 전력전자학회 논문지 8권 4호, pp. 299-306, 2003.
- [37] 황동일, 정석권, "2차저항 동정을 고려한 유도전동기의 저속영역 속도 센서리스 제어," 대한전기학회 하계학술대회 논문집, pp. 1042-1045, 2000.
- [38] 이진국, 정석권, "자속정보를 이용한 2차저항 동정기능을 갖는 유도전동기의 저속영역 속도센서리스 제어," 대한전기학회 춘계학술대회 논문집, pp. 308-310, 2001.
- [39] S. K. Jeong, Z. G. Lee, H. A. Toliyat, P. Niazi, "Sensorless Control of Induction Motors with Simultaneous On-line Estimation of Rotor Resistance and Speed Based on the Feedforward Torque Control Scheme," IEMDC 2003, pp. 1837-1842, 2003.
- [40] 이진국, 정석권, "속도와 2차저항의 동시 추정이 가능한 유도전동기의 극 저속영역 속도센서리스 제어," 대한전기학회 하계학술대회 논문집, pp. 1081-1083, 2003.
- [41] Z. G. Lee, S. K. Jeong, "Simultaneous Estimation of Rotor Speed and Rotor Resistance of Induction Motor Using Variable Rotor Flux," ICPE 2004, pp. III169-200, 2004.

Appendix A 2차자속 관측기의 설계

1. 관측기 설계의 필요성

기존의 자속기준의 벡터제어를 이용한 시스템은 일반적으로 1차전류와 2차자속정보를 필요로 한다. 1차전류는 보통 홀 센서로 용이하게 검출 가능하지만, 2차자속은 거의 자속을 직접 검출하지 않고, 각종 수학적모델에 의한 자속연산을 통해 2차자속 추정을 행하고 있다.

그러나 본 논문에서는 원하는 2차자속을 지령으로 주는 피드포워드적인 순시 토크 제어법을 사용하였으므로 제어시 2차자속의 추정을 행할 필요가 없다. 다만, 실제 실험에서 2차자속 응답이 지령에 잘 추종되고 있는지를 관찰하기 위하여 2차자속 관측기를 사용하고 있다. 이미 제안된 2차자속 관측기 구성방식은 많이 나와져 있지만, 그 중에서 실현이 용이하고 대표성인 Gopinath 형 자속 관측기의 설계방법을 이 장에서 소개한다.

2. I.M의 전류모델과 전압모델

I.M의 상태방정식 (2-2)는 1차전류 i_1 , 2차자속 λ_2 를 상태변수로, 1차측 전압 u_1 을 제어입력으로 하는 상태방정식으로 변환하면, (A-1)과 같이 표현된다.

$$p \begin{bmatrix} i_1 \\ \lambda_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ \lambda_2 \end{bmatrix} + B_1 \begin{bmatrix} u_1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (A-1)$$

$$A_{11} = - \left[\frac{R_1}{\sigma L_1} + R_2 \frac{(1-\sigma)}{\sigma_2} \right] \mathbf{I} , \quad A_{12} = \frac{MR_2}{\sigma L_1 L_2^2} \mathbf{I} - \frac{\omega_{re} M}{\sigma L_1 L_2} \mathbf{J}$$

$$A_{21} = \frac{MR_2}{L_2} \mathbf{I} , \quad A_{22} = - \frac{R_2}{L_2} \mathbf{I} + \omega_{re} \mathbf{J}$$

$$B_1 = \frac{1}{\sigma} L_1 \mathbf{I}$$

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_1 L_2}$$

그리고,

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

여기서 $\mathbf{i}_1, \lambda_2, \mathbf{u}_1$ 은 모두 2차원 열 벡터로서, $\alpha-\beta$ 좌표계에서의 α 축, β 축을 각각 그 변수들의 각 요소에 대응시킨 것이다.

(A-1)의 2차자속 식으로부터 다음의 식(A-2)가 얻어진다.

$$p\lambda_2 = \left[-\left(\frac{R_2}{L_2} \right) \mathbf{I} + \omega_{re} \mathbf{J} \right] \lambda_2 + \frac{MR_2}{L_2} \mathbf{i}_1 \quad (\text{A-2})$$

따라서, 다음의 (A-3)과 같은 자속의 시뮬레이터를 구성할 수 있다.

$$p\hat{\lambda}_2 = \left[-\left(\frac{R_2}{L_2} \right) \mathbf{I} + \omega_{re} \mathbf{J} \right] \hat{\lambda}_2 + \frac{MR_2}{L_2} \mathbf{i}_1 \quad (\text{A-3})$$

이 식을 IM의 전류모델이라고 하며, 식에서 ‘ $\hat{}$ ’는 추정값을 의미하고 있다.

(A-1)의 2차자속 식에서 λ_2 를 얻어 (A-1)의 1차전류 식에 대입하면 다음의 (A-4)가 얻어진다.

$$p\lambda_2 = \frac{L_2}{M} [\mathbf{u}_1 - R_1 \mathbf{i}_1] - \frac{\sigma L_1 L_2}{M} p\mathbf{i}_1 \quad (\text{A-4})$$

따라서, 이에 대응하는 2차자속의 시뮬레이터는 (A-5)와 같이 구성할 수 있다. 이 식을 IM의 전압모델이라고 한다.

$$p\hat{\lambda}_2 = \frac{L_2}{M} [\mathbf{u}_1 - R_1 \mathbf{i}_1] - \frac{\sigma L_1 L_2}{M} p\mathbf{i}_1 \quad (\text{A-5})$$

3. 관측기의 구성법

관측기의 구성논리는 관측하려고 하는 상태변수의 시뮬레이터를 구성하고, 이것에 대하여 어떤 예측 오차 수정피드백을 인가하는 것이다. 이런 관점에서, I.M의 2차자속 관측기는 아래와 같은 몇 가지로 크게 분류할 수 있다.

① 전류모형을 전압모델로 수정하는 방법

$$p\hat{\mathbf{x}}_2 = \left[-\left(\frac{R_2}{L_2} \right) \mathbf{I} + \omega_{re} \mathbf{J} \right] \hat{\mathbf{x}}_2 + \frac{MR_2}{L_2} \mathbf{i}_1 + K [\hat{\mathbf{u}}_1 - \mathbf{u}_1] \quad (\text{A-6})$$

② 전압모델을 전류모델로 수정하는 방법

$$p\hat{\mathbf{x}}_2 = \frac{L_2}{M} [\mathbf{u}_1 - R_1 \mathbf{i}_1] - \frac{\sigma L_1 L_2}{M} p\mathbf{i}_1 + K' [\hat{p}\mathbf{i}_1 - p\mathbf{i}_1] \quad (\text{A-7})$$

③ 불가관측부를 가관측부로 수정하는 방법

$$p\hat{\mathbf{x}}_2 = \left[-\left(\frac{R_2}{L_2} \right) \mathbf{I} + \omega_{re} \mathbf{J} \right] \hat{\mathbf{x}}_2 + \frac{MR_2}{L_2} \mathbf{i}_1 + G [\hat{p}\mathbf{i}_1 - p\mathbf{i}_1] \quad (\text{A-8})$$

이런 방법들 사이에는 각기 장단점이 있지만, 지금은 보통 방법③을 많이 사용하고 있으며, 그 중에서도 Gopinath 설계법이 많이 쓰이고 있으므로 저자도 이 방법을 사용하였다. 아래에 이에 대한 설계법을 소개하도록 한다.

4. Gopinath형 최소차원 자속 관측기 설계

방법①~③로 설계된 자속 관측기를 살펴보면, 그 차원이 모두 4개인 것을 발견할 수 있다. 그중, 2개는 직접 검출 가능하므로 실제의 자속 관측기에서 요구되는 차원은 최소로 2개로 될 수 있다.

4.1 Gopinath의 최소차원 자속 관측기

(A-1)에서 1차전류 i_1 은 직접 검출할 수 있으므로, λ_2 의 추정값을 $\hat{\lambda}_2$ 라고 했을 때 다음의 식(A-9)와 같은 관측기를 구성할 수 있다.

$$\begin{aligned} p\hat{\lambda}_2 &= A_{21}i_1 + A_{22}\hat{\lambda}_2 + B_2u_1 + G[p i_1 - (A_{11}i_1 + A_{12}\hat{\lambda}_2 + B_1u_1)] \\ &= (A_{22} - GA_{12})\hat{\lambda}_2 + (A_{21} - GA_{11})i_1 + (B_2 - GB_1)u_1 + Gpi_1 \end{aligned} \quad (A-9)$$

(A-9)에서 $G[]$ 항은 직접 검출할 수 있는 (A-1)의 1차전류 식에 추정오차를 수정항으로서 추가한 것이며, 그에 대응하는 블록도는 Fig. A-1에서 보인다.

(A-9)와 (A-1)의 2차자속 식으로부터 오차방정식을 구하면 다음과 같다.

$$pe = (A_{22} - GA_{12})e \quad (A-10)$$

여기서, $e = \hat{\lambda}_2 - \lambda_2$ 로 두고 있다. 그러므로 관측기의 게인 G 를 적당히 결정함으로써 관측기의 극을 임의로 배치할 수 있음을 알 수 있다.

4.2 Gopinath의 최소차원 자속 관측기의 극배치법

관측기의 게인 G 를 다음의 식(A-11)과 같이 설정할 수가 있다. 이는 상태 방정식의 대칭성을 고려하고, α 축과 β 축사이에 간섭이 없다고 가정한 구조,

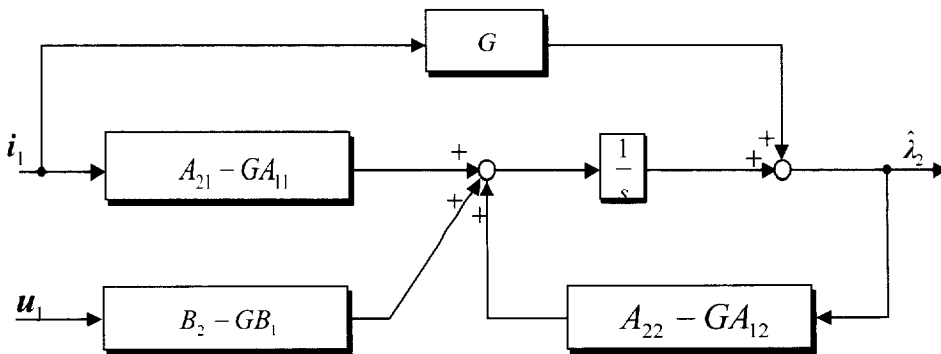


Fig. A-1 A simplified observer of Gopinath type

그리고 관측기 극의 실수부와 허수부를 독립으로 설정하기 위해서이다.

$$G = g_1 \mathbf{I} + g_2 \mathbf{J} = \begin{bmatrix} g_1 & -g_2 \\ g_2 & g_1 \end{bmatrix} \quad (\text{A-11})$$

그때의 관측기의 고유치는 다음의 식으로 주어지게 된다.

$$s = - \left(\frac{R_2}{L_2} + g_1 \frac{MR_2}{\sigma L_1 L_2^2} + g_2 \frac{\omega_{re} M}{\sigma L_1 L_2} \right) \pm j \left(\omega_{re} - g_2 \frac{MR_2}{\sigma L_1 L_2^2} + g_1 \frac{\omega_{re} M}{\sigma L_1 L_2} \right) \quad (\text{A-12})$$

이 고유치의 실수부 · 허수부를 ω_{re} 와 관계없이 각각 $-a$, b 로 지정하려고 할 때, 다음의 (A-13)과 (A-14)에 따라 g_1 , g_2 를 결정하여야 한다는 것을 간단한 계산을 통해 알 수가 있다. 그때, Fig. A-1의 각 블록은 (A-15)~(A-17)과 같이 간단하게 표시할 수 있다.

$$g_1 = \frac{\sigma L_1 L_2}{M} (k_1 - 1) \quad (\text{A-13})$$

$$g_2 = \frac{\sigma L_1 L_2}{M} k_2 \quad (\text{A-14})$$

$$A_{21} - GA_{11} = \left(\frac{L_2 R_1}{M} + \frac{MR_2}{L_2} \right) [k_1 \mathbf{I} + k_2 \mathbf{J}] - \frac{L_2 R_1}{M} \mathbf{I} \quad (\text{A-15})$$

$$A_{22} - GA_{12} = \left(-\frac{R_2}{L_2} k_1 + \omega_{re} k_2 \right) \mathbf{I} + \left(\omega_{re} k_1 + \frac{R_2}{L_2} k_2 \right) \mathbf{J} = -a \mathbf{I} + b \mathbf{J} \quad (\text{A-16})$$

$$B_2 - GB_1 = -\frac{L_2}{M} [(k_1 - 1) \mathbf{I} + k_2 \mathbf{J}] \quad (\text{A-17})$$

위 식에서 k_1 , k_2 는 아래의 (A-18)과 (A-19)에 의해 결정된다.

$$k_1 = \frac{\frac{R_2}{L_2} a + \omega_{re} b}{\left(\frac{R_2}{L_2} \right)^2 + \omega_{re}^2} \quad (\text{A-18})$$

$$k_2 = \frac{\omega_{re} a - \frac{R_2}{L_2} b}{\left(\frac{R_2}{L_2}\right)^2 + \omega_{re}^2} \quad (\text{A-19})$$

Appendix B 유도전동기의 출력 토크 연산

LM에서는 회전자 전류와 공극(air gap)내의 회전 자기장의 자속이 상호 작용하면서 전자기적인 출력 토크를 발생한다. 이와 같은 출력 토크는 실제 실험에서 검출이 힘들며 일반적으로 1차전류 i_1 과 2차전류 i_2 , 1차자속 λ_1 과 2차자속 λ_2 등 정보를 이용하여 이론적으로 다음과 같이 연산하여 얻는다(α - β 좌표계).

$$T = P \cdot \text{Im} [i_1 \cdot \overline{i_2}] \cdot M \quad (\text{B1})$$

$$T = P \cdot \text{Im} [\lambda_1 \cdot \overline{\lambda_2}] \cdot \frac{M}{L_1 L_2 - M^2} \quad (\text{B2})$$

$$T = P \cdot \text{Im} [i_1 \cdot \overline{\lambda_1}] \quad (\text{B3})$$

$$T = P \cdot \text{Im} [i_1 \cdot \overline{\lambda_2}] \cdot \frac{M}{L_2} \quad (\text{B4})$$

$$T = P \cdot \text{Im} [\lambda_1 \cdot \overline{i_2}] \cdot \frac{M}{L_1} \quad (\text{B5})$$

$$T = P \cdot \text{Im} [\lambda_2 \cdot \overline{i_2}] \quad (\text{B6})$$

여기서, P 는 극대수(pole pair number)를, Im 은 허수부를, 기호 ‘ $\overline{}$ ’는 공액 복소수를 각각 의미한다.

이상의 출력 토크 연산식 (B1)~(B6)은 동가적이며 이는 아래의 수식전개를 통하여 확인할 수 있다.

식(B1)에서

$$\begin{aligned} T &= P \cdot \text{Im} [i_1 \cdot \overline{i_2}] \cdot M \\ &= P \cdot \text{Im} [(i_{1\alpha} + j\dot{i}_{2\beta}) \cdot (i_{2\alpha} - j\dot{i}_{2\beta})] \cdot M \\ &= P \cdot (i_{1\beta} i_{2\alpha} - i_{1\alpha} i_{2\beta}) \cdot M \end{aligned}$$

식(B2)에서

$$\begin{aligned}
 T &= P \cdot \text{Im} [\lambda_1 \cdot \overline{\lambda_2}] \cdot \frac{M}{L_1 L_2 - M^2} \\
 &= P \cdot (\lambda_{1\beta} \lambda_{2a} - \lambda_{1a} \lambda_{2\beta}) \cdot \frac{M}{L_1 L_2 - M^2} \\
 &= P \cdot [(L_1 i_{1\beta} + M i_{2\beta})(M i_{1a} + L_2 i_{2a}) - (L_1 i_{1a} + M i_{2a})(M i_{1\beta} + L_2 i_{2\beta})] \cdot \frac{M}{L_1 L_2 - M^2} \\
 &= P \cdot (i_{1\beta} i_{2a} - i_{1a} i_{2\beta}) M
 \end{aligned}$$

식(B3)에서

$$\begin{aligned}
 T &= P \cdot \text{Im} [i_1 \cdot \overline{\lambda_1}] \\
 &= P \cdot (i_{1\beta} \lambda_{1a} - i_{1a} \lambda_{1\beta}) \\
 &= P \cdot [i_{1\beta} (L_1 i_{1a} + M i_{2a}) - i_{1a} (L_1 i_{1\beta} + M i_{2\beta})] \\
 &= P \cdot (i_{1\beta} i_{2a} - i_{1a} i_{2\beta}) \cdot M
 \end{aligned}$$

식(B4)에서

$$\begin{aligned}
 T &= P \cdot \text{Im} [i_1 \cdot \overline{\lambda_2}] \cdot \frac{M}{L_2} \\
 &= P \cdot (i_{1\beta} \lambda_{2a} - i_{1a} \lambda_{2\beta}) \cdot \frac{M}{L_2} \\
 &= P \cdot [i_{1\beta} (M i_{1a} + L_2 i_{2a}) - i_{1a} (M i_{1\beta} + L_2 i_{2\beta})] \cdot \frac{M}{L_2} \\
 &= P \cdot (i_{1\beta} i_{2a} - i_{1a} i_{2\beta}) \cdot M
 \end{aligned}$$

식(B5)에서

$$\begin{aligned}
 T &= P \cdot \text{Im} [\lambda_1 \cdot \overline{i_2}] \cdot \frac{M}{L_1} \\
 &= P \cdot (\lambda_{1\beta} i_{2a} - \lambda_{1a} i_{2\beta}) \cdot \frac{M}{L_1} \\
 &= P \cdot [(L_1 i_{1\beta} + M i_{2\beta}) i_{2a} - (L_1 i_{1a} + M i_{2a}) i_{2\beta}] \cdot \frac{M}{L_1} \\
 &= P \cdot (i_{1\beta} i_{2a} - i_{1a} i_{2\beta}) \cdot M
 \end{aligned}$$

식(B6)에서

$$\begin{aligned}
 T &= P \cdot \text{Im} [\lambda_2 \cdot \overline{i_2}] \\
 &= P \cdot (\lambda_{2\beta} i_{2\alpha} - \lambda_{2\alpha} i_{2\beta}) \\
 &= P \cdot [(M i_{1\beta} + L_2 i_{2\beta}) i_{2\alpha} - (M i_{1\alpha} + L_2 i_{2\alpha}) i_{2\beta}] \\
 &= P \cdot (i_{1\beta} i_{2\alpha} - i_{1\alpha} i_{2\beta}) \cdot M
 \end{aligned}$$

Appendix C 시뮬레이션 프로그램

```

function []=sensorless()
%=====
% 속도와 2차저항의 동시 추정이 가능한 센서리스 속도제어 구현 프로그램
% pwm, 순시 토크 제어법
% PI게인: 0.1485*(1+1/(0.02*s))
% 모터 파라미터와 실제 모터 파라미터사이에 오차가 있을 시 영향 고려
% 이진국 2003년 06월 20일
%=====

% 변수치 설정
T_timer=0.001;      %timer0인터럽트[s]
f_c=3000.0;         %캐리어주파수[Hz]

% 모터 파라미터 설정
R1=2.54;
R2=0.43;
M=0.163;
L1=0.169;
L2=0.169;
sigma2=L1*L2-M*M;
P=2.0;
T_N=8.8848;          %[N.m]
lamda2_N=0.54;       %2차자속정격치 [wb]
J=0.003;              %모멘트
T_timer1=0.000001;   %1us
i_N=3.8;

sigma2_hat=L_hat*L_hat-M_hat*M_hat;
thita=0.0*pi/180.0;
thita_hat=0.0*pi/180.0;
%전류연산 즉 모터모델에 쓰이는 게인
a11a=-R1*L1/sigma2;
a11b=-M*M/sigma2;
a12a=R2*M/sigma2;
a12b=-L2*M/sigma2;
a21a=R1*M/sigma2;
a21b=L1*M/sigma2;
a22a=-R2*L1/sigma2;
a22b=L1*L2/sigma2;
b1=L2/sigma2;
b2=-M/sigma2;

% 지령치설정
n_ref=50.0;          %지령속도 [rpm]
wre_ref=n_ref*P*2.0*pi/60.0;
                        %초기전기각속도 [rad/s]

R1_hat=R1;
R2_hat=1.2*R2;
M_hat=M;
L_hat=L1;
Kp=0.1485;
Ti=0.02;

```

```

sigma_deta_wre=0.0;
AA=0.1;
AB=5.0;

% 초기치설정
T_L=5.0;           %부하토크[N.m]
n_N=1720.0;        %정격속도[rpm]
wre_N=n_N*P*2.0*pi/60.0;
n0_N=1800.0;       %정격동기속도[rpm]
w0_N=n0_N*P*2.0*pi/60.0;
wre=0.0;
slip=1.0;
lamda2=lamda2_N;
il_a=lamda2/M;
i_a=i1_a;
i1_b=0.0;
i_b=0.0;
i2_a=0.0;
i2_b=0.0;
i_d=i1_a;
alpha=0.9568;
beta=0.04321;
iu=sqrt(2/3)*i1_a;
iv=sqrt(2/3)*(-0.5*i1_a+sqrt(3)/2*i1_b);
iw=-iu-iv;
lamda2_a=lamda2;
lamda2_b=0.0;
lamda1_a=L1*i1_a+M*i2_a;
lamda1_b=L1*i1_b+M*i2_b;
lamda1_d=lamda1_a;
lamda1_q=lamda1_b;
lamda2_1dot=0.0;
lamda2_2dot=0.0;
lamda2_hat=lamda2;

wre_hat=wre;           %초기추정속도
v_dc=320.0;
wre_true=wre;          %실제속도
T_true=T_L;
T_refold=0.0;
S_wre_R2=0.0;
fenmu1=M*i_d-lamda2_N;
sigma_fenmu=0.0;
sigma_fenzi=0.0;
theta=0.0;

% 루프반복실행수계산
T_sum=20;              %총실행시간[s]
nn_1=T_sum/T_timer;
                        %속도루프반복실행수
nn_2=T_timer/T_timer1;
                        %1us단위로 전류연산
nn_0=nn_1+1;          %총반복실행수

% 그래프하기 위한 데이터공간개척
y0=zeros(nn_0,1);      %시간벡터
y1=y0;                 %d축고정자전류(연산)
y2=y0;                 %q축고정자전류(연산)
y3=y0;                 %토크지령
y4=y0;                 %토크연산
y5=y0;                 %분자누적값
y6=y0;                 %분모누적값
y7=y0;                 %고정자u상전압(지령)
y8=y0;                 %고정자w상전압(지령)
y9=y0;                 %2차자속지령값
y10=y0;                %속도지령값[rpm]
y11=y0;                %속도추정값[rpm]
y12=y0;                %속도실제값
y13=y0;                %2차자속실제값

```

```

y14=y0;          %2차저항추정값
y15=y0;          %실제토크값
y16=y0;          %2차저항실제값

y0=0:T_timer:T_sum;
y1(1,1)=iu;    y2(1,1)=iw;
y3(1,1)=0.0;   y4(1,1)=0.0;
y5(1,1)=sigma_fenzi;    %2차자속관측치
y6(1,1)=sigma_fenmu;
y7(1,1)=0.0; y8(1,1)=0.0;
y9(1,1)=lamda2;    %2차자속지령치
y10(1,1)=0.0; y11(1,1)=0.0; y12(1,1)=0.0;
y13(1,1)=lamda2;    %2차자속
y14(1,1)=R2_hat;
y15(1,1)=0.0; %1차전류와 2차전류로 실
                시간으로 계산한 결과
y16(1,1)=0.0;

%*****
% 속도루프시작
for s1=1:1:nn_1 %1ms단위로 300번 실행
    if (s1<=200)
        n_ref=0.5*s1;
    else
        if (s1<6000)
            n_ref=100;
        else
            n_ref=100;
        end
    end
    if (n_ref<=0.0)
        n_ref=0.0;
    end
    w_ref=n_ref*P*2*pi/60;

    y10(s1+1,1)=n_ref;

    deta_wre=w_ref-wre_hat;
    sigma_deta_wre=sigma_deta_wre+deta_wre;
    T_ref=Kp*deta_wre+Kp/Ti*T_timer*sigma_deta_wre;
    lamda2_ref=lamda2_N*(1+AA*sin(theta))*1.0;
    lamda2_1dot=lamda2_N*AA*AB*cos(theta)*1.0;
    lamda2_2dot=-lamda2_N*AA*AB*AB*sin(theta)*1.0;

    %전압지령을 생성하는데 쓰이는 파라미터
    a1d=R1_hat/M_hat;
    a2d=(L_hat*R2_hat+L_hat*R1_hat)/(M_hat*R2_hat);
    a3d=sigma2_hat/(M_hat*R2_hat);
    a4d=sigma2_hat/(P*M_hat);
    a5d=(sigma2_hat*R2_hat)/(P*M_hat);
    a1q=L_hat/M_hat;
    a2q=sigma2_hat/(M_hat*R2_hat);
    a3q=(L_hat*R2_hat+L_hat*R1_hat)/(P*M_hat);
    a4q=sigma2_hat/(P*M_hat);

    w0=R2_hat*T_ref/(P*lamda2_ref*lamda2_ref)+wre_hat; %전압지령연산
    Ud=a1d*lamda2_ref+a2d*lamda2_1dot+a3d*lamda2_2dot-a4d*T_ref*wre_hat+
    a5d*T_ref*T_ref/(lamda2_ref*lamda2_ref*lamda2_ref);
    Uq=a1q*lamda2_ref*wre_hat+a2q*lamda2_1dot*wre_hat+a3q*T_ref/lamda2_ref+
    a4q*(T_ref-T_refold)/(lamda2_ref*T_timer);

```

```

U_dq=sqrt(Ud*Ud+Uq*Uq);
while U_dq>183.7 %150*sqrt(3/2)183.7
    T_ref=0.9*T_ref % 속도제어기
    if T_ref>T_N
        T_ref=T_N;
    end
    if T_ref<0.0
        T_ref=0.0;
    end
w0=R2_hat*T_ref/(P*lamda2_ref*lamda2_ref)+wre_hat;
Ud=a1d*lamda2_ref+a2d*lamda2_1dot+
+a3d*lamda2_2dot-a4d*T_ref*wre_hat/
/lamda2_ref-a5d*T_ref*T_ref/(lamda2_ref*lamda2_ref);
Uq=a1q*lamda2_ref*wre_hat+a2q*lamda2_1dot*wre_hat+a3q*T_ref/lamda2_ref+
a4q*(T_ref-T_refold)/(lamda2_ref*T_timer);
U_dq=sqrt(Ud*Ud+Uq*Uq);
end

T_refold=T_ref;
y3(s1+1,1)=T_ref;
t_t=0:0.000001:0.000999;
U_ab=(Ud+j*Uq)*exp(j*(w0*t_t+thita_hat));
Ua=real(U_ab);
Ub=imag(U_ab);
Uu=sqrt(2/3)*Ua;
Uv=sqrt(2/3)*(-0.5*Ua+sqrt(3)/2*Ub);
Uw=-Uu-Uv;
y7(s1+1,1)=Uu(1);
y8(s1+1,1)=Uw(1);
rt=183.7*sawtooth(2*pi*t_t*f_c,0.5);

Uu1=Uu-rt;
Uv1=Uv-rt;
Uw1=Uw-rt;
U_u=183.7*sign(Uu1);
U_v=183.7*sign(Uv1);
U_w=183.7*sign(Uw1);
U_NN=(U_u+U_v+U_w)/3;
U_u1=U_u-U_NN;
U_v1=U_v-U_NN;
U_w1=U_w-U_NN;
U_a=sqrt(3/2)*U_u1;
U_b=U_u1/sqrt(2)+sqrt(2)*U_v1;

%-----
% 전류계산루프시작
for s2=1:1:nn_2 %1us단위로 1000번 실행
    dias=a11a*il_a-a11b*wre_true*il_b+a12a*i2_a-a12b*wre_true*i2_b+b1*U_a(s2);
    dibs=a11a*il_b+a11b*wre_true*il_a+a12a*i2_b+a12b*wre_true*i2_a+b1*U_b(s2);
    diar=a21a*il_a-a21b*wre_true*il_b+a22a*i2_a-a22b*wre_true*i2_b+b2*U_a(s2);
    dibr=a21a*il_b+a21b*wre_true*il_a+a22a*i2_b+a22b*wre_true*i2_a+b2*U_b(s2);
    il_a=il_a+dias*T_timer1;
    il_b=il_b+dibs*T_timer1;
    i2_a=i2_a+diar*T_timer1;
    i2_b=i2_b+dibr*T_timer1;
    thita=thita+w0*T_timer1;
    if thita>=2.0*pi

```

```

        thita=thita-2.0*pi;
    end
    if thita<=-2.0*pi
        thita=thita+2.0*pi;
    end
    T_true1=P*M*(i1_b*i2_a-i1_a*i2_b);
    if (wre_true<=0.0) & (T_true1<=T_L)
        wre_true=0.0;
    else
        wre_true=wre_true+T_timer1/J*(T_true1-T_L); %T_timer=0.000,001, T_L=3.0
    end
end
% 전류 계산루프 끝
%-----

% 속도연산
thita_hat=thita_hat+w0*T_timer;
    if thita_hat>=2.0*pi
        thita_hat=thita_hat-2.0*pi;
    end
    if thita_hat<=-2.0*pi
        thita_hat=thita_hat+2.0*pi;
    end
    lamda2_atrue=M_hat*i1_a+L_hat*i2_a;
    lamda2_btrue=M_hat*i1_b+L_hat*i2_b;
    lamda2_true=abs(lamda2_atrue+j*lamda2_btrue);
    y13(s1+1,1)=lamda2_true;
    y15(s1+1,1)=T_true1;
    lamda2_refa=lamda2_ref*cos(thita_hat);
    lamda2_refb=lamda2_ref*sin(thita_hat);
    y9(s1+1,1)=lamda2_ref;
    y12(s1+1,1)=wre_true*60/(P*2*pi);

```

```

    i_a=alpha*i1_a+beta*i_a;
    i_b=alpha*i1_b+beta*i_b;
    iu=sqrt(2/3)*i_a;
    iv=sqrt(2/3)*(-0.5*i_a+sqrt(3)/2*i_b);
    iw=-iu-iv;
    i1_d=cos(thita_hat)*i_a+sin(thita_hat)*i_b;
    theta=theta+AB*T_timer;
    if theta>2*pi
        theta=theta-2*pi;
    R2_hat=alpha*sigma_fenzi/sigma_fenmu+beta*R2_hat;
        sigma_fenzi=0.0;
        sigma_fenmu=0.0;
    end

    if (theta<=pi/3)|((theta>2*pi/3)&(theta<=4*pi/3))|((theta>=5*pi/3)
        fenzi=L2*AA*AB*lamda2_N;
        fenmu=(M*i1_d-lamda2_ref)/cos(theta);
        fenmul=alpha*fенmu+beta*fенmul;
        sigma_fenzi=sigma_fenzi+fenzi;
        sigma_fenmu=sigma_fenmu+fенmul;
    end
    i1_q=sin(-thita_hat)*i_a+cos(-thita_hat)*i_b;
    T_true=P*M_hat*lamda2_ref/L_hat*i1_q;
    y1(s1+1,1)=i1_d;
    y2(s1+1,1)=i1_q;
    y4(s1+1,1)=T_true;
    dlamda2=(-R2_hat/L_hat*lamda2_hat+M_hat*R2_hat/L_hat*i1_d)*T_timer;
    lamda2_hat=lamda2_hat+dlamda2;
    lamda2_a=lamda2_hat*cos(thita_hat);
    lamda2_b=lamda2_hat*sin(thita_hat);
    y14(s1+1,1)=R2_hat;

```

```

y5(s1+1,1)=sigma_fenmu;
y6(s1+1,1)=sigma_fenzi;
wre_hat=w0-M_hat*R2_hat/L_hat/lam/
da2_ref*i1_q;
if wre_hat<0.0
    wre_hat=0.0;
end
y11(s1+1,1)=wre_hat*60/(P*2*pi);
y16(s1+1,1)=R2;
end
% 속도루프 끝

%*****
figure(1)
subplot(311);
plot(y0,y10,'r',y0,y12,'k',y0,y11,'k-.')
legend('reference','actual','estimated')
title('Speed [rpm]')
subplot(312);
plot(y0,y3,'k',y0,y15,'k-.')
title('Torque [N.m]')
legend('reference','response')
subplot(313);
plot(y0,y16,'k',y0,y14,'k-.')
title('Rotor resistance [ $\Omega$ ]')
legend('real','estimated')
figure(2)
subplot(311);
plot(y0,y7,'k',y0,y8,'k-.')
title('Voltage [V]')
legend('u axes','w axes')
subplot(312);
plot(y0,y1,'k',y0,y2,'k-.')
title('Current [A]')
legend('d axes','q axes')
subplot(313);
plot(y0,y5,'k',y0,y6,'k-.')
title('Num, Den')
legend('numerator','denominator')

```

Appendix D 실험 프로그램

```

/*****

```

```

    LM Motor Speed sensorless Control System

```

```

    HW : PE-Expert 2.0

```

```

    By Lee. Zhen-Guo.    2004.7.11

```

```

*****/

```

```

#include <mwmath.h>

```

```

#include <mwio.h>

```

```

/***** 변수값 설정 *****/

```

```

#define twopi  2.*3.14159265358979

```

```

#define FS      2500.0  /*adjustable */

```

```

#define td      0.000004

```

```

#define T_timer 0.001

```

```

#define one     1.0

```

```

#define zero    0.0

```

```

/***** Motor Parameter *****/

```

```

#define R1      2.54

```

```

#define M       0.163

```

```

#define L       0.169

```

```

#define P       2.

```

```

#define Kp      0.05

```

```

#define Ki      0.85

```

```

#define Kp_torq .0045

```

```

#define Ki_torq 225.

```

```

#define Kp_R2   0.002

```

```

#define Ki_R2   0.01

```

```

#define wrpm_ref 50.

```

```

#define A       0.05

```

```

#define B       .5

```

```

#define u_inver 10.1

```

```

#define theta_a -0.15

```

```

#define lambda0 0.54

```

```

#define G_Aa    1000.

```

```

#define G_Ab    1.

```

```

#define gain1   0.01249

```

```

#define gain2   0.9875

```

```

#define gain3   0.001256

```

```

#define gain4   0.9987

```

```

/***** 변수 지정 *****/

```

```

double i_dc, v_dc, i_u, i_v, i_w, m_✓

```

```

abs, u_ref, theta, theta1, m_u, m_v, ✓

```

```

m_w,u_d,u_q,u_a,u_b,udq_abs;

```

```

double linshi, cnto, cntn, dn, dnn, ✓

```

```

wrpm, wre,theta_AB,R2_hat1;

```

```

double T_timer_us, m_deta, wrpm0, ✓

```

```

omega,f_ref,wrpm_sigma,count,wrpm_✓

```

```

hat1,torq1_new,wrpm1;

```

```

double u_u, u_v, u_w,u_a1, u_b1,u_✓

```

```

a2, u_b2,u_u1,u_v1,u_w1, u_ref1, fen✓

```

```

mu, ZR, ZX, i_a, i_b, slip, kaiguan, ✓

```

```

i_u1, i_w1,i_a1,i_b1;

```

```

double torq, torq1, torq_old, lambda, ✓

```

```

lambda_dot, lambda_2dot, torq_dot, ✓
a1d,a2d,a3d,a4d,a5d, a1q,a2q,a3q,a4q, ✓
sigma;
double lambda_a, lambda_b, ✓
dlambda_hat, lambda_hat, torq_hat, ✓
i_d,i_q,i_d2,i_q2,id2,iq2,i_v1,i_d1,✓
i_d1_old,i_q1,i_q111;
double wrpml_ref, wre_deta, wre_ref,✓
wre_sigma, i_a2, i_b2, wre_hat, ✓
wrpm_hat,i_ldhat,i_lqhat, theta1_AB,✓
theta2_AB,fenmul_max,theta_AB_max;
double fenzi1,fenmul1,lambda_1,R2_hat,✓
R2_hat_old,R2_hat_filter,fenzi1_sigma,✓
fenmul1_sigma,theta_AB_filter,wre_hat2;
double K1, K2, G_Ba, G_Bb, G_Ca, ✓
G_Cb, G_a, G_b, dval_a, dval_b, ✓
val_a, val_b, lambda_hata,lambda_hatb,✓
lambda_new,torq_new;
double lambda1,torq1,R2,theta_old1,✓
theta_old2,omega_old2,omega_old1,✓
count1,wre_hat1,lambda_2,deta_torq,✓
sigma_torq,deta_R2,sigma_R2;

/**** Carrier 동기 인터럽트 루틴 ****/
void c_int10(void)
{
ad_start(ADG0);
wait(60);
ad_in_grp(ADG0,&i_dc,&v_dc,&i_u,&i_w);
m_deta=1.155*td*FS;
i_v=-i_u-i_w;
omega_old2=omega_old1;
omega_old1=omega;
theta_old2=theta_old1;
theta_old1=theta;
theta+=omega/FS;
if (theta>=twopi) theta=theta-twopi;
dq2ab(u_d,u_q,theta,&u_a2,&u_b2);
ab2uvw(u_a2,u_b2,&u_u,&u_v,&u_w);
m_u=1.155*(u_u+u_inver*mwsin(theta✓
+theta1))/v_dc;
m_v=1.155*(u_v+u_inver*mwsin(theta✓
+theta1-twopi/3.))/v_dc;
m_w=1.155*(u_w+u_inver*mwsin(thet✓
a+theta1+twopi/3.))/v_dc;
if (i_u>zero) {
m_u+=m_deta;
} else {
m_u-=m_deta;
}
if (i_v>zero) {
m_v+=m_deta;
} else {
m_v-=m_deta;
}
if (i_w>zero) {
m_w+=m_deta;
} else {
m_w-=m_deta;
}
if (m_u>=one) m_u=one;
if (m_u<=-one) m_u=-one;
if (m_v>=one) m_v=one;
if (m_v<=-one) m_v=-one;
if (m_w>=one) m_w=one;
if (m_w<=-one) m_w=-one;

```

```

inv_set_uvw(m_u,m_v,m_w);
}

/***** Timer 인터럽트 루틴 *****/
/***** Timer 인터럽트 루틴 *****/
void c_int09(void)
{
uw2ab(i_u/mwsqrt(3.),i_w/mwsqrt(3.),
&i_a2,&i_b2);
ab2dq(i_a2,i_b2,-twopi/12.0+theta_a,&i_
_a,&i_b);
ab2dq(i_a,i_b,theta_old2,&i_d,&i_q);
i_d1=gain1*i_d+gain2*i_d1;
i_q1=gain1*i_q+gain2*i_q1;
lambda_1=gain1*lambda+gain2*lambda_
a_1;
dq2ab(i_d1,i_q1,theta_old2,&i_a1,&i_b1);
fenmu=R2*R2+omega*omega*L*L*slip;
p*slip;
ZR=R1+(omega*omega*M*M*R2*slip)/
fenmu;
ZX=omega*(L-M)+(R2*R2+omega*o
mega*slip*slip*L*(L-M))*omega*M/
fenmu;
u_a1=ZR*i_a1-ZX*i_b1;
u_b1=ZR*i_b1+ZX*i_a1;
u_ref1=mwsqrt2(u_a1,u_b1)/mwsqrt(3.);
ab2uvw(u_a1,u_b1,&u_u1,&u_v1,&u_w1);
dlambda_hat=-R2_hat/L*lambda_hat+
M*R2_hat/L*i_d1;
lambda_hat+=dlambda_hat*T_timer;
torq_hat=P*M/L*lambda*i_q1;
K1=(R2_hat/L*G_Aa+wre_hat*G_Ab)/

```

```

(R2_hat*R2_hat/(L*L)-wre_hat*wre_hat);
K2=(wre_hat*G_Aa-R2_hat/L*G_Ab)/
(R2_hat*R2_hat/(L*L)+wre_hat*wre_hat);
G_Ba=(L*R1/M+M*R2_hat/L)*K1-L*
R1/M;
G_Bb=(L*R1/M+M*R2_hat/L)*K2;
G_Ca=-L/M*(K1-1);
G_Cb=-L/M*K2;
G_a=sigma/M*(K1-1);
G_b=sigma/M*K2;
dval_a=-G_Aa*lambda_hata-G_Ab*la
mbda_hatb+G_Ba*i_a1-G_Bb*i_b1+G_
_Ca*u_a2-G_Cb*u_b2;
dval_b=-G_Aa*lambda_hatb+G_Ab*la
mbda_hata+G_Ba*i_b1+G_Bb*i_a1+G_
_Ca*u_b2+G_Cb*u_a2;
val_a+=dval_a*T_timer;
val_b+=dval_b*T_timer;
lambda_hata=val_a+G_a*i_a1-G_b*i_b1;
lambda_hatb=val_b+G_a*i_b1+G_b*i_a1;
lambda_new=mwsqrt2(lambda_hata,la
mbda_hatb);
lambda1=gain1*lambda_new+gain2*la
mbda1;
torq_new=P*M/L*(i_b1*lambda_hata-
i_a1*lambda_hatb);
torq1_new=gain1*torq_new+gain2*tor
q1_new;
if (torq1_new<zero) torq1_new=zero;
if (i_q1<zero) i_q1=zero;
i_l1dhat=lambda/M+L/(M*R2_hat)*lam
bda_dot;
i_l1qhat=torq*L/(P*M);
i_l1q111=lambda*i_q1;

```

```

deta_torq=(i_1qhat-lambda*i_q1);
sigma_torq+=deta_torq;
wre_hat=Kp_torq*deta_torq+Ki_torq*T
timer*sigma_torq;
if (wre_hat<zero) wre_hat=zero;
wre_hat1=gain1*wre_hat+gain2*wre_hat1;
wrpm_hat=4.774648*wre_hat1;
torq_old=torq;
if (kaiguan==zero) {
lambda+=0.1*T_timer;
if (lambda>=lambda0) {kaiguan=one;
lambda=lambda0;}
lambda_dot=0.1;
lambda_2dot=zero;
torq=zero;
torq_dot=zero;
} else {
if (count1 >=2000.) {
/*R2_hat+=Kp_R2*(lambda_dot*(i_1dh
at-i_d1)-M*lambda*(i_1qhat-i_q1)*(o
mega-wre_hat));
R2_hat_filter=L*lambda0*(1+A*mwsin
(theta_AB)+A*mwcoss(theta_AB))/(M
*i_d1-lambda)/B+M*i_q1/(omega-wre
_hat));
R2_hat_filter=L*B*B*lambda0/(M*(i_
d1-i_d1_old)/T_timer-R2_hat*(M*i_d1
-lambda_hat)/L+B*B*M*i_q1/(omega
_old2-wre_hat));
deta_R2=(M*i_d1-lambda_hat)*(i_1dh
at-i_d1);
sigma_R2+=deta_R2;
R2_hat=Kp_R2*deta_R2+Ki_R2*sigma
_R2+R2;*/
R2_hat_filter=L*B*B*lambda0/(M*(i_
d1-i_d1_old)/T_timer-lambda_dot+B*
B*L*lambda/R2_hat1);
i_d1_old=i_d1;
R2_hat_old=R2_hat1;
if ((R2_hat_filter>2.5)||R2_hat_filter
<0.2)) {R2_hat_filter=R2_hat_old;}
R2_hat1=gain3*R2_hat_filter+gain4*
R2_hat1;
R2_hat=1.45*R2_hat1;
}else{
count1+=1.;
}
wrpm1_ref+=100.*T_timer;
if (wrpm1_ref>=wrpm_ref) wrpm1
_ref=wrpm_ref;
wre_ref=wrpm1_ref*0.20944;
wre_deta=wre_ref-wre_hat;
wre_sigma+=wre_deta;
torq=Kp*wre_deta+Ki*T_timer*wre_
sigma;
if (torq<=zero) torq=zero;
theta_AB+=B*T_timer;
if(theta_AB>=twopi) {theta_AB-=twopi;}
lambda=lambda0*(1.+A*mwsin(theta_
_AB));
lambda_2=lambda0*(1.+A*mwcoss(theta
_AB));
lambda_dot=lambda0*A*B*mwcoss(the
ta_AB);
lambda_2dot=-lambda0*A*B*B*mws_
in(theta_AB);
torq_dot=(torq-torq_old)/T_timer;
}

```

```

a2d=L*(R2_hat+R1)/(M*R2_hat);
a3d=sigma/(M*R2_hat);
a5d=sigma*R2_hat/(P*M);
a2q=sigma/(M*R2_hat);
a3q=L*(R2_hat+R1)/(P*M);
omega=R2_hat*torq/(P*lambda*lambda_dot+
a)+wre_hat;
u_d=a1d*lambda+a2d*lambda_dot+a3d*
*lambda_2dot-a4d*torq*wre_hat/lambda_
da-a5d*torq*torq/(lambda*lambda*la_
mbda);
u_q=a1q*lambda*wre_hat+a2q*lambda_
_dot*wre_hat+a3q*torq/lambda+a4q*
torq_dot/lambda;
xy2ra(u_d,u_q,&udq_abs,&theta1);
while (udq_abs>=100.0) {
torq=0.8*(torq-torq_old)+torq_old;
torq_dot=(torq-torq_old)/T_timer;
omega=R2_hat*torq/(P*lambda*lambda_
da)+wre_hat;
u_d=a1d*lambda+a2d*lambda_dot+a3d*
*lambda_2dot-a4d*torq*wre_hat/lambda_
da-a5d*torq*torq/(lambda*lambda*la_
mbda);
u_q=a1q*lambda*wre_hat+a2q*lambda_
_dot*wre_hat+a3q*torq/lambda+a4q*
torq_dot/lambda;
xy2ra(u_d,u_q,&udq_abs,&theta1);
}

cnto=cntn;
cntn=(double)pio_in_cnt();
if(cntn<0. ) {cntn=cntn+65536.0;}
dn=cntn-cnto;
dnn=-dn;

if(dn<0. && dnn>1500.0) {dn=dn_
+65536.0;}
if(dnn<0. && dn>1500.0) {dn=dn_
-65536.0;}
if (count >=100.) {
wrpm=wrpm_sigma/100.;
wrpm_sigma=zero;
count=zero;
}else{
wrpm_sigma+=60.0*dn/4.096;
count+=1.;
}
wrpm1=gain1*wrpm+gain2*wrpm1;
wre=wrpm*twopi/30.;
slip=(omega-wre)/omega;
}

/*****/
/***** Main 루틴 *****/
/***** 초기값 설정 및 초기화 *****/
/*****/
void main(void)
{
count1=zero;
R2=0.43;
R2_hat1=1.0;
i_d1_old=zero;
sigma_torq=zero;
u_ref=zero;
theta=zero;
theta1=zero;
theta_old1=zero;
theta_old2=zero;
theta_AB=zero;

```

```

cntn=zero;
torq=zero;
wrpm_sigma=zero;
wrpm=zero;
wrpm1=zero;
torq1_new=zero;
wre=zero;
wre_hat1=zero;
count=zero;
lambda_hat=zero;
lambda_1=zero;
sigma=L*L-M*M;
ald=R1/M;
a2d=L*(R2+R1)/(M*R2);
a3d=sigma/(M*R2);
a4d=sigma/(P*M);
a5d=sigma*R2/(P*P*M);
a1q=L/M;
a2q=sigma/(M*R2);
a3q=L*(R2+R1)/(P*M);
a4q=sigma/(P*M);
u_d=zero;
u_q=zero;
udq_abs=zero;
i_d1=zero;
i_q1=zero;
i_q2=zero;
omega=zero;
wre_sigma=zero;
fenzil_sigma=zero;
fenmul_sigma=zero;
fenmul_max=zero;
theta_AB_max=zero;
R2_hat_filter=R2;

val_a=zero;
val_b=zero;
lambda_hata=zero;
lambda_hatb=zero;
lambdal=zero;
set_board(BD0);
inv_init(0,FS);
T_timer_us=T_timer*1000000.0;
init_timer0(c_int09,T_timer_us);
init_int1(c_int10);
inv_start_pwm();
inv_set_syncint( 5.0 );
/* Interrupt before 5us */
ad_set_range(ADG0, 25.0, 400.0, 25.0,
25.0);
pio_clr_cnt();
start_timer0();
inv_start_int();
ei_int1();
ei_timer0();
for(;;) {
    watch_data();
}

```

감사의 글

한국 땅을 밟은지 어드뭇 5년이라는 세월이 지났습니다. 이 길고도 짧은 5년이란 시간 속에서 석사과정부터 박사과정까지 지도교수님으로써 항상 자상하게 때로는 엄하게 가르쳐주신 정석권 교수님께 진심으로 머리 숙여 감사드립니다. 이 5년 동안 지도교수님은 여러모로 많이 부족한 저에게 ‘전력전자’ 분야를 비롯한 많은 학문지식을 가르쳐 주셨을뿐만 아니라 인생의 선생님으로서도 참된 삶을 터득하게 하셨습니다. 또한, 저희 연구실에 묵묵히 많은 지원을 아끼시지 않는 사모님께 감사의 말씀 올립니다. 그리고 석·박사과정의 졸업논문의 주심을 모두 맡아주시고 많은 가르침을 주신 제어기계공학과 양주호 교수님께 감사의 마음을 올립니다. 본 논문이 나오기까지 질적·양적으로 많이 애써주시고 조언해주시면서 심사해주셨던 유삼상 교수님, 장지성 교수님, 정영석 교수님께 진심으로 감사드립니다. 석사과정에서부터 박사과정까지 많은 가르침을 주셨던 김상봉 교수님을 비롯한 기계공학부 교수님들께도 감사드립니다. 그리고 학회지 논문 투고에 많은 도움을 주셨던 경성대학교 안진우 교수님께도 감사드립니다.

지난 5년은 평탄한 배움의 길은 아니었지만 그 안에서 소중한 사람들과 같이 고락을 하면서 보낸 행복한 시절이라고 생각합니다. 같이 밤샘을 하고 이제 곧 석사과정을 졸업하고 취직을 앞두게 된 김성하 군, 한국에 금방 온 것 같이 느껴지지만 어느새 AMCL의 주력 멤버로 매진한 이화 양, 벌써부터 연구실의 온갖 굵은일들을 도맡아 하고 이제 곧 대학원으로 진학하게 될 이동우 군과 윤종수 군, 연구실에서 열심히 공부하고 연구실에 활력을 가져다주는 귀염둥이 연두흠 군, 이동규 군과 한유빈 양, 산업현장에서 열심히 일하고 있는 유성권 형, 이동길 군, 황동일 군, 김영진 군, 이병혁 군, 안혜경 양, 일본 요코하마국립대학에서 박사졸업논문 준비하느라 불철주야 연구하고 있는 권혁진 군, 그 외 AMCL에 몸담았었던 모든 이들에게 깊은 고마움을 전하면서 앞날에 좋은 일만 있기를 기원합니다. 그리고 같이 부경대학교에서 유학생생활을 하

면서 가족형제처럼 뭉쳐 서로 도와주고 힘이 되어준 중국유학생들에게도 고마움을 전합니다. 방문교수로 오셔서 주변의 중국유학생들을 많이 챙겨주시고 귀국한 북경대학의 陸杰華 교수님, 이미 학업을 마치고 귀국하여 각 대학에서 교수를 하고 있는 北京石油大學의 장만송 선배님, 길림대학의 김복수 선배님, 上海수산대학의 허철 군을 비롯한 모든 이들이 맡은바 업무를 훌륭히 완수하고 항상 건강하고 행복하시기를 기원합니다. 또한, 좀 더 유학생활동을 하게 될 지용주 선배님, 장동일 선배님, 임춘단 선배님, 이희봉 선배님, 박일룡 군을 비롯한 모든 중국유학생들이 좀 더 열심히 연구하여 하루빨리 졸업하시기를 기원합니다.

끝으로, 오늘에 이르기까지 나에게 지주가 되어주신 지천의 아버님, 늘 자식 걱정하시는 어머님, 그리고 격려해주시고 용기를 준 형님과 누님, 모든 가족 친지 분들에게 이 작은 결실을 드리며 이 영광을 나누고자 합니다.

감사합니다.

2005년 1월 李珍國 拜上