



저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

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

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



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

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

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

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

[Disclaimer](#)

공학박사 학위논문

AFE 정류기를 이용한 유도전동기의
센서리스 속도제어에 관한 연구

A Study on the Sensorless Speed Control
of Induction Motor using AFE Rectifier

지도교수 김 성 환

2019년 8월

한국해양대학교 대학원

기관시스템공학과

정 범 동

본 논문을 정범동의 공학박사 학위논문으로 인준함.

위원장 공학박사 이 성 근



위 원 공학박사 김 종 수



위 원 공학박사 오 세 진



위 원 공학박사 윤 경 국



위 원 공학박사 김 성 환



2019년 06월 26일

한국해양대학교 대학원

기관시스템공학과

정 범 동

목 차

목 차	i
그림 목차	iii
표 목차	v
Abstract	vi
기호 및 약어	x
1. 서 론	1
1.1 연구배경	1
1.2 연구 목적과 구성	4
2. 고조파 저감을 위한 컨버터 회로방식	6
2.1 비회생형 회로방식	6
2.2 회생형 회로방식	7
2.3 DFE와 AFE 정류 회로방식 비교	11
3. AFE 정류장치의 전류제어 방식	17
2.1 히스테리시스 방식	17
2.2 삼각파 비교 전류제어 방식	20
2.3 공간벡터전압변조 방식	24
4. 유도전동기의 센서리스 속도제어 방식	35
4.1 속도추정기를 이용한 방식	35
4.2 모델기준적응제어를 이용한 방식	37
4.3 칼만필터를 이용한 방식	39
4.4 슬롯고조파 분석을 이용한 방식	41
4.5 상태궤환 선형화 기법을 이용한 방식	43
4.6 신경회로망을 이용한 방식	47

4.7 고주파 신호주입을 이용한 방식	51
5. AFE 정류기를 이용한 센서리스 속도제어	55
5.1 전류오차수정에 의한 센서리스 속도제어방식	55
5.2 직접토크제어	59
5.3 제어 알고리즘	68
6. 시뮬레이션	70
6.1 기존의 DFE 정류기를 이용한 유도전동기의 센서리스 속도제어	71
6.2 제안하는 AFE 정류기를 이용한 유도전동기의 센서리스 속도제어	77
6.3 시뮬레이션 결과 검토	86
7. 실험 및 결과검토	87
7.1 실험장치의 구성	87
7.2 실험결과 검토	91
8. 결 론	100
참고문헌	103

그림 목차

Fig. 2.1 DFE rectifier	7
Fig. 2.2 Matrix converter	8
Fig. 2.3 Current Source Inverter; CSI	9
Fig. 2.4 AFE rectifier	10
Fig. 2.5 PSIM diagram of RL load circuit using DFE rectifier	11
Fig. 2.6 PSIM diagram of RL load circuit using AFE rectifier	12
Fig. 2.7 Simulation responses for DFE rectifier with RL load	14
Fig. 2.8 Simulation responses for AFE rectifier with RL load	15
Fig. 2.9 Simulation responses for DC link Voltage of DFE rectifier	16
Fig. 2.10 Simulation responses for DC link Voltage of AFE rectifier	16
Fig. 3.1 Operating principles of hysteresis controller	17
Fig. 3.2 Operation of the 3-phase hysteresis controller	18
Fig. 3.3 Principle of sinusoidal PWM	20
Fig. 3.4 Voltage modulation area in SPWM	22
Fig. 3.5 Current characteristics of SPWM	24
Fig. 3.6 Space vector expressed in a complex number plane	26
Fig. 3.7 Movement of the reference voltage vector	27
Fig. 3.8 Process of voltage modulation	28
Fig. 3.9 Controlled voltage areas in SVPWM	30
Fig. 3.10 Current characteristics with the position of effective vectors	31
Fig. 3.11 The inject process for effective vectors and zero vectors	32
Fig. 3.12 Switching process with three-phase modulation	33
Fig. 3.13 Switching process in each region	34
Fig. 4.1 Sensorless speed control block diagram using speed estimator	35
Fig. 4.2 Speed estimation block diagram of model reference adaptive control	38
Fig. 4.3 Speed estimation block diagram using Kalman filter	40
Fig. 4.4 Speed estimation block diagram using rotor slots ripple	43
Fig. 4.5 Nonlinear control of induction motor by input-output linearization	47
Fig. 4.6 Structure of artificial neuron	48

Fig. 4.7 Identification model for the dynamic systems using the neural network	49
Fig. 4.8 Sensorless control Block diagram of induction motor using neural network	50
Fig. 4.9 Injection and measurement axes in the synchronous reference frame	52
Fig. 4.10 Block diagram of sensorless control using high frequency voltage injection for induction motor	53
Fig. 5.1 Control block diagram of direct torque control	56
Fig. 5.2 Conception diagram of direct torque control	57
Fig. 5.3 Trajectories of the stator flux λ_s and its reference λ_s^* with $x_T = 1$	60
Fig. 5.4 Characteristics of flux and torque hysteresis comparator	63
Fig. 5.5 Input and output variables of induction motor	64
Fig. 5.6 Input and output variables of numerical model	66
Fig. 5.7 The block diagram of proposed method	68
Fig. 6.1 PSIM diagram of speed control using conventional DFE rectifier	71
Fig. 6.2 Simulation responses for step change of speed setting(0→1,000[rpm])	73
Fig. 6.3 Simulation responses for step change of speed setting(500→-500[rpm])	74
Fig. 6.4 Simulation responses for step change of speed setting (5[N·m], 0→100[rpm])	76
Fig. 6.5 PSIM diagram of speed control using proposed AFE rectifier	77
Fig. 6.6 Simulation responses for step change of speed setting(0→1,500[rpm])	80
Fig. 6.7 Simulation responses for step change of speed setting(0→1,000[rpm])	81
Fig. 6.8 Simulation responses for step change of speed setting (5[N·m], 0→100[rpm])	82
Fig. 6.9 Simulation responses for step change of speed setting(500→-500[rpm])	83
Fig. 6.10 Simulation responses for step change of load torque (300[rpm], 0→5[N·m])	85
Fig. 7.1 Configuration of the experimental apparatus	87
Fig. 7.2 TMS320F2811 Functional block diagram	88
Fig. 7.3 Experimental responses for step change of speed setting(0→1,500[rpm])	93
Fig. 7.4 Experimental responses for step change of speed setting(0→1,000[rpm])	94

Fig. 7.5 Experimental responses for step change of speed setting (5[N·m], 0→100[rpm])	96
Fig. 7.6 Experimental responses for step change of speed setting (500→-500[rpm])	98
Fig. 7.7 Experimental responses for step change of load torque(0→5[N·m])	99

표 목 차

Table. 3.1 Space vector according to switching state.	25
Table. 3.2 Comparison of voltage utilization by modulation technique.	30
Table. 5.1 Comparison table of variable speed drives.	61
Table. 5.2 Selected vector and definition.	63
Table. 5.3 Optimum switching voltage vector look-up table.	67
Table. 6.1 Parameters of induction motor used for computer simulation and experiment & system constants.	70
Table. 7.1 TMS320F2811 Features.	89
Table. 7.2 Specification of Dynamometer.	89

A Study on the Sensorless Speed Control of Induction Motor using AFE Rectifier

Bum-Dong, Jeong

Division of Marine System Engineering,
Graduate School of Korea Maritime and Ocean University

Abstract

This paper proposes a method using the AFE rectifier instead of the diode rectifier for the sensorless control method of the induction motor designed to overcome the disadvantages caused by the sensor. This method improves the quality of the input current and the power factor, thereby improving the performance of the entire system, compared with the conventional diode rectifier method.

The DFE rectifier is widely used because of its simple structure and no special control, but due to the nature of the diode that can not be controlled, the input current contains a lot of harmonics, which can adversely affect the entire power system and the power factor is also bad.

The AFE rectifier that can regenerate by using the active components can control the input current close to the sinusoidal wave, improve the THD characteristics, improve the input current quality, and have excellent system stability. Unlike the DFE system, it does not need a phase-shifting transformer, which simplifies the structure and reduces the volume of the system, making it easy to install and improve the power factor.

The sensorless control algorithm used in this paper is current error compensation method and current control is carried out by direct torque control.

The sensorless speed control method by current error compensation is a method of making the speed of the motor follow the speed of the numerical model by applying the stator voltage so that the stator currents of the induction motor and the model are matched. This method does not directly control the speed but indirectly controls the speed by converging the current difference between the induction motor and the numerical model to zero.

Direct Torque Control is a method of independently controlling torque and magnetic flux, and it compares the command value of magnetic flux and torque with the current of magnetic flux and torque calculated by using stator voltage and current information of induction machine, then inputs to the hysteresis controller which determines the width according to the control precision and inputs the output value to the lookup table of the voltage vector to find and control the voltage vector for minimizing the error.

In order to verify the validity of the proposed topology in this paper, simulation and experiments were carried out to confirm that the speed response characteristics from the low speed range to the high were excellent and good response characteristics were confirmed when the reverse speed command was applied in the middle speed range. Also, it was confirmed that the topology using the AFE rectifier has better input current waveform, THD characteristics and power factor than the DFE rectifier.

KEY WORDS: AFE, DFE, Current Error Compensation method, Direct Torque Control, Sensorless Speed Control, Induction Motor.

AFE 정류기를 이용한 유도전동기의 센서리스 속도제어에 관한 연구

정 범 동

한국해양대학교 대학원
기관시스템공학과

초 록

본 논문은 센서로 인한 단점을 보완하기 위해 고안된 유도전동기의 센서리스 제어법에 대하여 다이오드 정류기 대신 AFE 정류기를 이용한 방식을 제안하고자 한다. 이 방식은 기존의 다이오드 정류기를 사용한 방식에 비해 입력전류의 품질을 향상시키고, 역률을 개선하여 전체 시스템의 성능을 높일 수 있다.

DFE 정류기는 구조가 간단하고, 특별한 제어가 필요 없다는 장점 때문에 널리 이용되지만, 제어가 불가능한 다이오드의 특성상 입력 전류에 고조파가 많이 함유되어 전체 전력계통에 악영향을 미칠 수 있고 역률 또한 나쁘다.

능동소자를 이용하여 회생 운전이 가능한 AFE 정류기는 입력 전류를 정현파에 가깝게 제어 가능하며 THD 특성을 향상시켜 입력 전류의 품질을 개선할 수 있고, 시스템 안정성이 우수하다. DFE 방식과 달리 위상 천이 변압기가 필요 없기 때문에 구조가 간단하여 시스템의 부피를 줄일 수 있어 설치가 용이하고, 역률 또한 향상시킬 수 있다.

본 논문에서 사용한 센서리스 제어 알고리즘은 전류오차 보상방식이

며, 전류제어는 직접토크제어 방식이다.

전류오차보상에 의한 센서리스 속도 제어법은 실제 유도전동기와 수식 모델의 고정자전류가 일치하도록 고정자전압을 가하여 전동기의 속도가 설정치인 모델의 속도를 따르도록 만드는 방식이다. 이 방식은 속도를 직접 제어하는 것이 아니라 실제 유도전동기와 수식모델의 전류차를 영으로 수렴시켜 간접적으로 속도를 제어하는 방식이다.

직접토크제어는 토크와 자속을 각각 독립하여 제어하는 방식으로 자속 및 토크의 지령 값과 유도기의 고정자 전압 및 전류 정보를 사용하여 계산한 현재의 자속 및 토크와 비교하여 오차를 산출한 후 제어 정밀도에 따라 폭을 결정하는 히스테리시스 제어기에 입력하고, 출력된 값을 전압 벡터의 룩 업 테이블에 입력하여, 오차를 가장 최소화하기 위한 전압 벡터를 찾아내어 제어한다.

본 논문에서 제안한 토폴로지의 유효성을 입증하기 위하여 시뮬레이션과 실험을 수행하여 저속영역에서 고속영역에 이르기까지 속도 응답특성이 우수함을 확인하고 중속영역에서 반전속도지령을 가했을 경우, 양호한 응답특성을 확인하였다. 또한 AFE 정류기를 이용한 토폴로지가 DFE 정류기를 이용한 방식보다 입력 전류의 파형이 우수하고, THD 특성 및 역률이 향상되었음을 확인하였다.

주요어: AFE, DFE, 전류오차보상, 직접토크제어, 센서리스 속도제어, 유도전동기

기호 및 약어

$\alpha - \beta$: 고정직교좌표계
B	: 마찰계수[$N \cdot m / (rad / s)$]
$d - q$: 동기회전좌표계
d^m, q^m	: 고주파 주입신호 응답 측정축
i_m	: 자속전류[A]
i_r	: 회전자전류[A]
i_{ref}	: 자속전류지령치[A]
I_s	: 회전자측 고정자전류[A]
i_s	: 고정자전류[A]
\mathbf{i}_s	: 고정자전류 행렬
$i_{\alpha r}, i_{\beta r}$: $\alpha - \beta$ 축 회전자전류[A]
$i_{\alpha s}, i_{\beta s}$: $\alpha - \beta$ 축 고정자전류[A]
J	: 관성모멘트[$Kg \cdot m^2$]
K_s	: a, b, c 3상축에서 $d - q$ 축 변환행렬
K_{d1}, K_{d2}, K_i	: 상수
K_p, K_{q1}, K_{q2}	: 상수
$K_{mi}, K_{mp}, K_{ti}, K_{tp}$: 상수
L	: 인덕턴스 행렬
L_{lr}	: 회전자 누설인덕턴스[H]
L_{ls}	: 고정자 누설인덕턴스[H]
L_m	: 상호인덕턴스[H]
L_r	: 회전자 자기인덕턴스[H]
L_s	: 고정자 자기인덕턴스[H]
m	: 수식모델변수
P	: 극수

P	: 전동기의 출력[W]
p	: 미분연산자
R	: 저항 행렬
R_r	: 회전자저항[Ω]
R_s	: 고정자저항[Ω]
S_a, S_b, S_c	: 인버터 스위치
T	: 전치 행렬
T_1, T_2, T_0	: 전압벡터 인가시간[s]
T'_1, T'_2, T'_3	: 인버터 포화시의 전압벡터 인가시간[s]
T_e	: 출력토크[$N-m$]
T_L	: 부하토크[$N-m$]
T_e^*	: 출력토크 지령치[$N-m$]
T_r	: 회전자 시정수[s]
T_s	: 샘플링주기[s]
V	: 전압 행렬
v_{ab}, v_{bc}, v_{ca}	: 선간전압[V]
v_{an}, v_{bn}, v_{cn}	: 인버터 출력전압[V]
v_{ar}, v_{br}, v_{cr}	: 고정자측으로 변환한 회전자 상전압[V]
v_{as}, v_{bs}, v_{cs}	: 고정자 상전압[V]
V_{dc}	: 직류링크전압[V]
v_s	: 고정자전압[V]
\mathbf{v}_s	: 복소평면상의 전압벡터[V]
Z	: 임피던스 행렬
θ_e	: 동기각변위[rad]
θ_{em}	: 각 섹터의 기저각[rad]
θ_{sl}	: 슬립각변위[rad]
θ_T	: 회전자자속과 고정자자속 각변위[rad]

$\lambda_{dr}, \lambda_{qr}$: $d - q$ 축 회전자자속 [Wb]
$\lambda_{ds}, \lambda_{qs}$: $d - q$ 축 고정자자속 [Wb]
λ_r	: 회전자자속 [Wb]
λ_r	: 회전자자속 행렬
$\tilde{\lambda}_r$: 추정된 회전자자속 [Wb]
λ_s	: 고정자자속 [Wb]
λ_s^*	: 고정자자속 지령치 [Wb]
$\lambda_{\alpha r}, \lambda_{\beta r}$: $\alpha - \beta$ 축 회전자자속 [Wb]
$\lambda_{\alpha s}, \lambda_{\beta s}$: $\alpha - \beta$ 축 고정자자속 [Wb]
σ	: 누설계수
ω_e	: 동기각속도 [rad/s]
ω_h	: 고조파 주파수 [Hz]
ω_m	: 기계적 각속도 [rad/s]
ω_r	: 전동기의 전기적 각속도 [rad/s]
ω_{ref}	: 속도 지령치 [rad/s]
ω_{sl}	: 슬립각속도 [rad/s]
x_T	: 토크비교기 출력
x_λ	: 자속비교기 출력
Δt	: 샘플링주기
\wedge	: 추정치
*	: 지령치
\times	: 벡터곱
\cdot	: 스칼라곱
AFE	: Active front-end
CHB	: Cascaded h-bridge
CSI	: Current source inverter
DFE	: Diode front-end

DTC	: Direct torque control
EMI	: Electro magnetic interference
FOC	: Field orientation controller
IGBT	: Insulated gate bipolar transistor
IGCT	: Insulated gate commutated thyristor
IM	: Induction motor
INV	: Inverter
IPCC	: Intergovernmental panel on climate change
KFA	: Kalman filter algorithm
LPF	: Low pass filter
MTBF	: Mean time between failure
PWM	: Pulse width modulation
SPWM	: Sinusoidal Pulse Width Modulation
SVM	: Space vector modulation
SVPWM	: Space Vector Pulse Width Modulation
THD	: Total harmonic distortion
V/f	: Voltage/frequency

1. 서론

1.1 연구배경

지난 2018년 10월 8일 유엔 산하 기후변화정부간협의체(IPCC)는 인천 송도 총회에서 지구 평균 기온을 ‘산업화 이전 대비 상승폭 1.5도’ 아래로 낮추지 않을 경우 인류가 맞을 재앙을 경고하며 ‘1.5도 특별보고서’를 채택했다. 현재 지구의 평균 기온은 산업화 이전 대비 1도 상승한 상태이며, 2030년에서 2052년 사이에 1.5도까지 상승할 것으로 예측된다. 만약 산업화 이전 대비 지구 평균 기온이 1.5도에서 2.0도로 상승하면 해수면이 10cm 더 상승하여 연안에 거주하는 1,000만 명의 주거지가 유실되고, 다른 생태계로 전환되는 육지면적은 6.5%에서 2배이상으로 늘어나며, 산호초 또한 70~90%에서 99% 소멸로 지구환경에 악영향을 미치게 된다. 오늘날 세계 각국은 기후변화로 인한 피해를 막기 위해 온실가스배출을 줄이는 등 지구 온난화 피해를 줄이기 위하여 모든 산업영역에서 전 방위적인 노력을 기울이고 있다.

지구 환경보호와 에너지 보존 문제에 대한 요구가 높아짐에 따라 전동기는 가장 중요한 기계적 원동력으로 자리매김하게 되었고, 그 사용이 점점 증가하고 있다. 현재 산업계에서 소비되는 전기 에너지의 70% 정도가 이러한 전동력을 공급하기 위한 전동기 구동 시스템에 사용되고 있다. 고전적인 디젤 또는 가솔린 기관, 유압 등의 장치들을 이용한 많은 기계 시스템들이 현재 환경 친화적이며 제어가 용이한 전동기 구동시스템으로 대체되고 있다. 현재 전동기 구동시스템은 가전기기, 사무기기로부터 수송, 산업기기에 이르기까지 우리 생활의 편리함을 뒷받침해주는 중요한 역할을 하고 있다[1-2].

전동기 개발의 시작은 Michael Faraday에 의한 전자기 유도 현상의 발견이 그 계기가 되었는데, 1831년에 M. Faraday와 J. Henry가 제각기 전동기의 기본 원리를 구현하는 실험에 최초로 성공하였다. 그 후 1834년에 M. Jacobi가 직류 전

동기를 발명하였는데, 이 전동기는 전동기의 기본적인 토크 발생 원리에 매우 충실한 모범적인 전동기이다. 1888년에는 Nikola Tesla가 동기 전동기와 릴럭턴스 전동기, 권선형 유도 전동기 등의 교류 전동기를 개발하여 특허를 취득하였다. 그 후 1895년까지 3상 전원의 개발과 분포 권선의 개발, 농형 유도 전동기의 개발이 이어졌다. 이러한 발전 과정을 거쳐 1896년에야 비로소 3상 유도 전동기가 상업적으로 사용되기 시작하였다[3].

개발된 전동기 중에 직류 전동기는 토크 제어가 수월하여 속도나 위치 제어용으로 널리 사용되어 왔으나 최근에는 영구자석 동기 전동기에 의해 대체되고 있다. 반면에 유도 전동기는 그 구조가 간단하고 견고하고 가격 경쟁력이 높아 범용으로 현재 산업계에서 널리 사용되고 있다. 전동기 구동에 사용되는 전기 에너지의 80%정도가 유도 전동기를 구동하는데 사용된다. 따라서 안정적이고 효율적인 제어를 위한 전동기의 제어 기술을 연구하는 것은 대단히 중요하고 의미있는 일이다[2].

유도전동기의 제어를 위해 속도정보를 얻기 위하여 회전자에 펄스발생기나 엔코더 등의 속도센서를 부착하여야 하는데, 센서를 사용할 경우 회전자의 속도 및 위치를 연속적으로 검출할 수 있다는 장점이 있으나, 부가적인 회로와 프로그램이 추가되어 전체 시스템이 복잡해지고 제어기에 대한 신뢰도 및 외란에 대한 강인성을 감소시키게 된다[4-5].

따라서 이와 같은 문제점들을 해결하기 위해 유도전동기의 속도 및 위치검출기가 없는 센서리스 제어에 대한 연구가 진행되어 왔다. 1970년대에는 대부분의 연구가 정상상태만을 고려한 방식에 국한되어 있었다. 이 방식은 빠른 동특성을 필요로 하지 않는 저가의 구동시스템에 사용되었으며, 전압/주파수(V/F) 일정제어의 성능을 향상시키는 것에 지나지 않았다[6].

반도체와 전력전자 기술의 발달로 1980년대 이후로는 다양한 센서리스제어 방식들이 개발되었다. 고정자전압 및 전류값을 측정하여 전동기 상태방정식으로부터 자속 및 회전자속도를 추정하는 방식[7-16], 유도전동기를 고정자모델 및 회전자모델로부터 구한 각각의 상태추정치의 차이를 적용 메카니즘에 적용

시킴으로써 속도를 추정하는 방식[17-20], 관측기에 의해 회전자속을 추정하고 고정자 전류오차와 회전자속을 이용하여 속도정보를 얻는 방식[21-27], 입출력이 잡음의 영향을 받을 경우 최적의 필터링 알고리즘인 칼만필터를 이용하는 방식[28-31], 회전자슬롯에 의한 릴럭턴스 변화로 야기되는 고정자전압이나 전류 고조파를 측정하여 속도를 추정하는 방식[32-35], 고조파전류를 주입한 후 전압과 전류를 검출하여 속도를 추정하는 방식[36-37], 인공지능회로를 이용하는 방식[38-39] 등이 발표되었다.

센서리스제어 기술은 범용성에 있어 적용 가능한 시스템의 범위를 넓혔고 속도 및 위치검출기를 사용하는 백터제어의 성능보다는 다소 떨어지지만 스칼라 제어인 전압/주파수 일정제어의 성능보다 우수한 특성을 나타낸다[40].

전동기 구동을 위한 컨버터 구동방식은 에너지 흐름의 방향에 따라 비회생형과 회생형 회로방식으로 구분가능하다. 비회생형 회로방식은 단방향 에너지 흐름으로 인해 부하 측에서 발생하게 되는 회생에너지를 저장 및 사용할 수가 없지만 회생형 회로방식은 양방향 에너지 흐름으로 인해 회생에너지의 사용이 가능하다[41].

비회생형 회로방식은 다이오드를 이용하는 DFE(Diode Front-End) 정류기가 있고, 회생형 회로방식으로는 매트릭스 컨버터(Matrix Converter), 전류형 인버터(Current Source Inverter; CSI), AFE(Active Front-End) 회로방식이 있다.

DFE 정류기는 구조가 간단하고, 특별한 제어가 필요 없다는 장점 때문에 널리 이용되지만, 제어가 불가능한 다이오드의 특성상 입력 전류에 고조파가 많이 함유되어 전체 전력계통에 악영향을 미칠 수 있고 역률 또한 나쁘다. 고조파를 저감하기 위한 입력 측 변압기로 위상천이 변압기를 주로 추가 설치하는데, 이는 일반 변압기에 비해 구조가 복잡하고 전체 시스템의 크기와 단가를 올리는 문제를 야기한다. 반면에 양방향 운전이 가능한 회생형 회로방식은 비회생형 방식에 비해 비교적 구조가 간단하고, 입력 전류의 파형이 우수하여 고조파를 저감할 수 있으며 역률 또한 향상시킬 수 있다.

따라서 센서리스제어 방식과 회생형 회로방식을 접목시킨다면 기존보다 구조

가 단순하고, 고조파가 저감되어 입력 전류의 품질이 우수하고, 역률 또한 우수하여 시스템 안정성이 보다 향상된 전동기 시스템을 구성할 수 있으리라 사료된다.

1.2 연구 목적과 구성

본 논문에서는 센서리스 제어법과 회생형 회로방식을 접목한 토폴로지를 구성하기 위하여, 전류오차 보상법을 이용한 센서리스 알고리즘과 직접토크제어를 결합한 제어시스템에 대해 AFE 정류기를 응용한 방식을 제안한다.

능동소자를 이용하여 회생 운전이 가능한 AFE 정류기는 입력 전류를 정현파에 가깝게 제어 가능하며 THD 특성을 향상시켜 입력 전류의 품질을 개선할 수 있고, 시스템 안정성이 우수하다. DFE 방식과 달리 위상 천이 변압기가 필요 없기 때문에 구조가 간단하여 시스템의 부피를 줄일 수 있어 설치가 용이하고, 역률 또한 향상시킬 수 있다.

전류오차 보상에 의한 센서리스 속도 제어법[42]은 실제 유도전동기와 수식모델의 고정자전류가 일치하도록 고정자전압을 가하여 전동기의 속도가 설정치인 모델의 속도를 따르도록 만드는 방식이다. 이 방식은 속도를 직접 제어하는 것이 아니라 실제 유도전동기와 수식모델의 전류차를 영(Zero)으로 수렴시켜 간접적으로 속도를 제어하는 방식이다. 이 방식에서 유도전동기는 고정자전압을 입력받고 고정자전류 및 속도를 출력하는 다변수 입·출력 시스템으로 볼 수 있다. 제어대상인 유도전동기와 전기적 파라미터가 동일한 수식모델을 이용하여 양자의 전압 및 전류가 일치하도록 제어하면 결과적으로 나머지 변수인 속도가 제어된다. 즉, 유도전동기의 출력치인 회전자속도가 모델의 입력치인 속도지령치와 같아지도록 제어되는 방식이다.

직접토크제어[43-44]는 토크와 자속을 각각 독립하여 제어하는 방식으로 자속 및 토크의 지령 값과 유도기의 고정자 전압 및 전류 정보를 사용하여 계산한 현재의 자속 및 토크와 비교하여 오차를 산출한 후 제어 정밀도에 따라 폭을

결정하는 히스테리시스 제어기에 입력하고, 출력된 값을 전압벡터의 룩 업 테이블에 입력하여, 오차를 가장 최소화하기 위한 전압벡터를 찾아내어 제어한다. 제어구조가 디지털 방식으로 단순하고 벡터제어처럼 복잡한 연산과 많은 제어가 필요하지 않아 빠른 응답성을 얻을 수 있다. 토크의 동적 특성 측면에서 보면 전동기 정수변화로 인한 영향이 작은 편이고, 센서리스 속도제어에 유리하며, 기존의 벡터제어에 필수적으로 활용되는 고정자 및 동기회전 좌표 간의 변환이 필요하지 않으므로 보다 간편한 제어 시스템을 구성할 수 있다.

본 논문에서 제안하는 AFE 정류기를 이용한 유도전동기의 속도제어 토폴로지는 기존의 DFE 정류기 방식에 비해 입력전류에 대한 제어가 가능하므로 입력전류의 파형을 개선시켜 고조파를 저감시키고 역률을 향상시켜 전체 전동기 시스템의 품질 개선에 일조할 수 있다.

본 논문의 구성은 아래와 같다.

1장은 서론으로 연구의 배경·목적, 논문의 구성에 대해 설명한다.

2장은 고조파 저감을 위한 컨버터 회로방식에 대해 기술하고 DFE 및 AFE 방식에 대해 비교 분석한다.

3장은 AFE 정류장치의 전류제어 방식에 대해 설명한다.

4장은 유도전동기의 센서리스 속도제어 방식에 대해 설명한다.

5장은 본 논문에서 이용한 센서리스 속도제어 시스템에 대해 설명한다.

6장은 본 논문에서 제안한 토폴로지의 타당성을 검증하기 위한 컴퓨터 시뮬레이션 결과를 제시한다.

7장은 실험장치 구성에 대해 기술하고, 실험결과를 제시하여 본 논문의 타당성을 검증한다.

8장은 결론으로 연구내용 및 결과를 요약하고 평가한 후, 향후 과제에 대하여 언급한다.

2. 고조파 저감을 위한 컨버터 회로방식

2.1 비회생형 회로방식

전동기 구동을 위한 컨버터 회로방식은 에너지 흐름의 방향에 따라 비회생형 회로방식과 회생형 회로방식이 있다. 비회생형 회로방식은 단방향 에너지 흐름으로 인해 부하 측에서 발생하게 되는 회생에너지를 저장 및 사용할 수가 없지만, 회생형 회로방식은 양방향 에너지 흐름으로 인해 회생에너지의 사용이 가능하다[41].

전동기 운전 중에는 빠른 제동이 필요한 상황이 발생한다. 이러한 상황에서 비회생형 회로방식은 기계적인 제동장치나 브레이크 초퍼를 사용하여 제동할 수 있지만, 기계적인 손실, 마모 등이 발생하므로 제동 시 발생된 에너지를 열 에너지로 잃게 되는 단점이 있다. 동일한 상황에서 회생형 회로방식은 회생 운전을 통해 이런 단점을 보완할 수 있다.

현재 상품으로 출시된 비회생형 회로방식 제품의 대부분은 CHB(Cascaded H-Bridge) 인버터 구조를 이용한다. CHB 인버터는 각각의 셀에 전기적으로 절연된 직류 전압을 공급받기 위해 다권선 변압기와 다이오드 정류기를 사용하여 교류를 정류하는 회로를 주로 사용한다[56].

그림 2.1의 다이오드를 이용한 정류 방식(Diode Front-End; DFE)은 구조가 간단하며, 특별한 제어가 필요 없다는 장점 때문에 널리 이용되는 방식이지만, 제어가 불가능한 다이오드의 특성상 입력 전류의 총고조파왜형율(Total Harmonic Distortion; THD) 특성이 나빠지는 단점이 있다. THD가 커지면 전체 전력계통에 고조파 장애로 인한 악영향을 미칠 수 있으므로 THD는 반드시 일정 수준이하로 낮추어야 한다. 입력 전류의 THD와 저차(low order) 고조파를 저감하기 위하여 입력 측에 위상천이 변압기(Phase-shifting transformer)를 주로 추가 설치하는데, 이는 일반 변압기에 비해 구조가 복잡하고 전체 시스템의 크기와 단가를

올리는 문제를 야기한다.

DFE 방식은 주로 12펄스와 24펄스 다이오드 브릿지 시스템을 사용한다. 12펄스 정류 회로는 고조파를 기준치 이하로 조절하기 위해 낮은 임피던스의 변압기를 설치하는데, 이 방식은 이상전류 증가를 가져오는 단점이 있다. DEF 방식은 펄스수를 높일수록 고조파를 낮추어 입력전류의 품질을 높일 수 있으므로 12펄스에 비해 24펄스 정류기법이 보다 정현파에 가까운 품질의 입력 전류 파형을 얻을 수 있다. 또한 12펄스보다 24펄스 정류 회로가 평균 고장 시간(Mean Time Between Failure; MTBF)이 적다. 하지만 펄스 수가 늘어날수록 전력 품질은 좋아지나 위상 천이 변압기의 크기가 커지고, 컨버터 구성이 복잡해지는 단점이 있다[57].

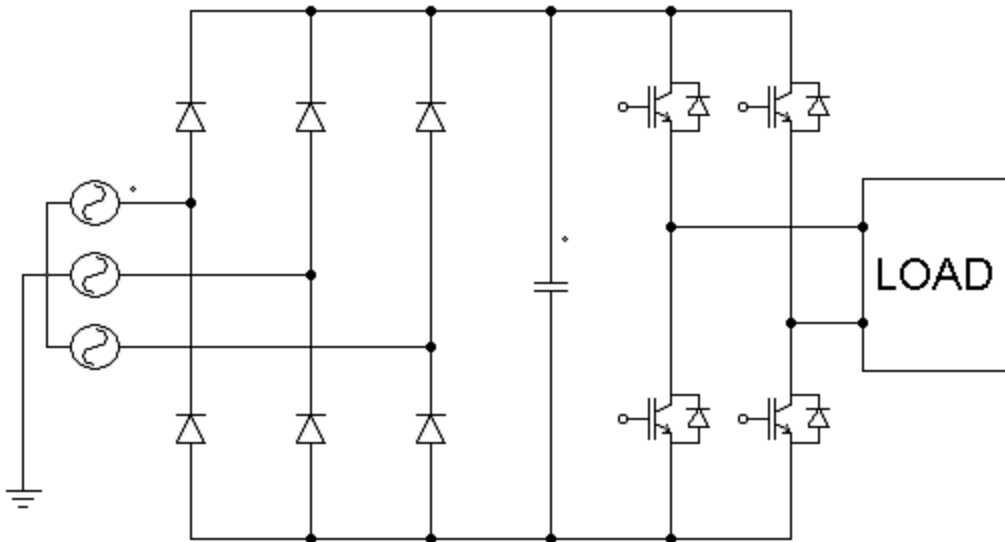


그림 2.1 DFE 정류기

Fig. 2.1 DFE rectifier

2.2 회생형 회로방식

회생형 회로방식은 양방향 에너지 흐름이 가능하여 빠른 가감속 운전, 회생

에너지를 전력 계통에 반환하여 에너지 절약이 가능하다. 예를 들면, 회생형 회로방식을 이용한 합정의 경우 비상정지할 때 발생하는 회생 에너지를 합 내 전력부하에서 재 사용할 수 있어, 회생 전력을 열로 소모시켜야 하는 제동저항의 설치 용량을 크게 줄일 수 있다.

회생형 회로방식은 비회생형과는 달리 입력 측에서 다양한 회로 구성이 가능하여 비회생형에 비해 보다 많은 종류의 컨버터가 출시되고 있다.

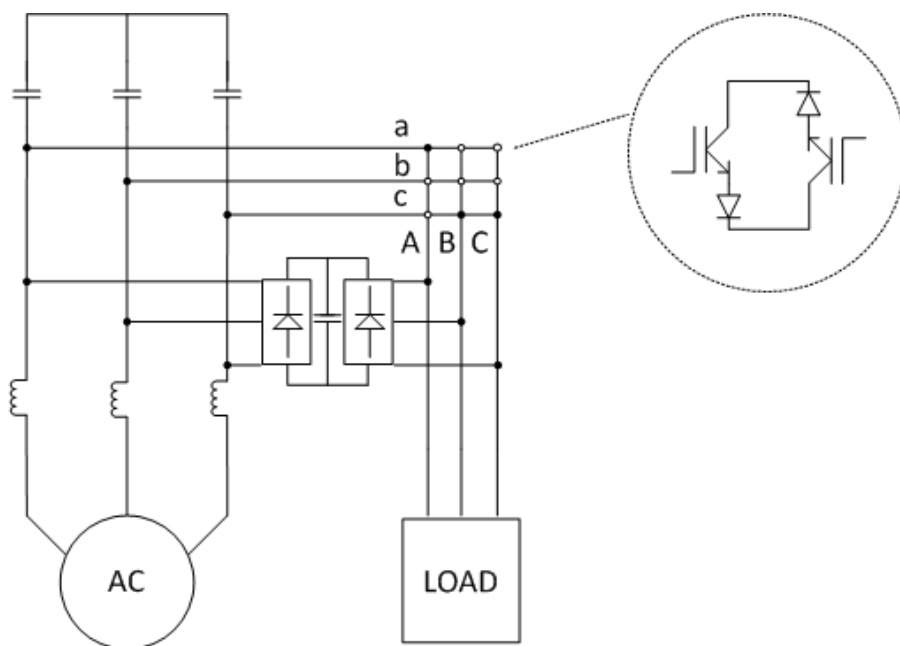


그림 2.2 매트릭스 컨버터

Fig. 2.2 Matrix converter

그림 2.2는 매트릭스 컨버터(Matrix converter)를 이용한 회로방식으로 양방향 스위치를 사용하여 회생 에너지를 활용할 수 있다. AC 입력에서 AC출력으로 직접 변환이 가능한 매트릭스 컨버터는 9개의 양방향 스위치를 사용하여 27가

지의 스위칭 방식을 조합함으로써 원하는 전압과 주파수의 교류 출력이 가능하며 입력전류의 품질을 높이고 큰 공간과 높은 비용을 발생시키는 직류단 커패시터를 제거할 수 있는 장점이 있다. 반면에, 비회생방식에 비해 제어해야할 스위치 수가 많아 제어기법이 훨씬 복잡한 단점이 있다[41].

그림 2.3은 양방향 운전이 가능한 전류형 인버터(Current Source Inverter; CSI)를 이용한 회로방식이다. 전류형 인버터는 추가적인 회로 구성없이 비교적 간단하게 회로구성이 가능하고, 입력전류의 고조파 특성을 향상시키고 역률을 향상시키는 장점이 있다. 하지만 큰 DC링크 필터 인덕터에 대한 부담과 그에 따른 손실을 감수해야하고, 직렬로 연결된 IGCT 소자로 인한 제한된 스위칭 주파수 문제와 제어 동특성이 제한되는 등의 문제점을 가지고 있다. 전류형 인버터 회로방식은 주로 관성이 크고 높은 동특성이 요구되지 않는 팬, 펌프, 컴프레서, 선박추진 등에 적용된다[58].

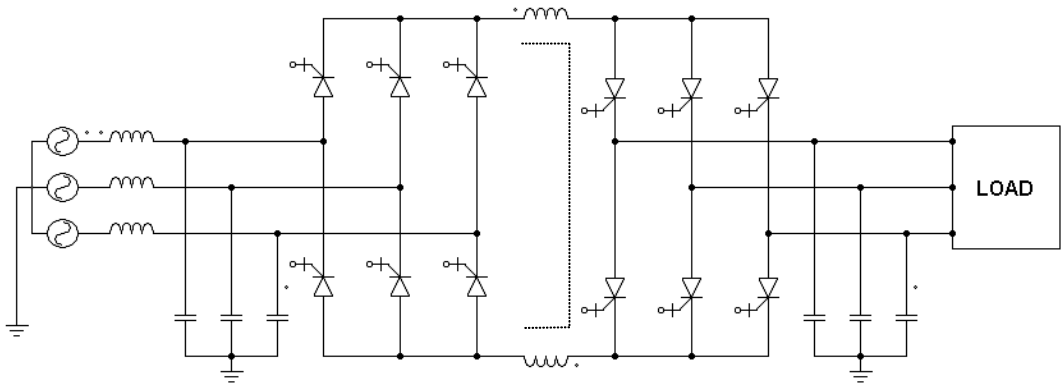


그림 2.3 전류형 인버터

Fig. 2.3 Current Source Inverter; CSI

그림 2.4는 능동소자(Active components)인 IGBT를 이용하여 회생 운전이 가능한 AFE(Active Front-End) 회로방식을 나타낸다. 이 회로방식은 입력 전

류를 정현파에 가깝게 제어가 가능하므로 THD가 감소되어 입력 전류의 품질을 개선할 수 있고, 시스템 안정성이 우수하다. 또한 DFE 방식과 달리 위상 천이 변압기가 필요하지 않기 때문에 구조가 간단하여 시스템의 부피를 줄일 수 있어 설치가 용이하고, 역률 또한 향상시킬 수 있다.

하지만 DFE 방식에 비해 제어해야 할 스위치가 많으므로 스위칭 손실이 발생하고, EMI(Electro Magnetic Interference) 문제의 발생 가능성이 있기 때문에, 이를 방지하기 위해 입력 단에 추가적인 EMI 필터가 필요한 경우가 있다. 다행히도 EMI 필터의 크기는 위상 천이 변압기 또는 저차 고조파를 걸러내기 위한 필터에 비해 매우 작은 편이다.

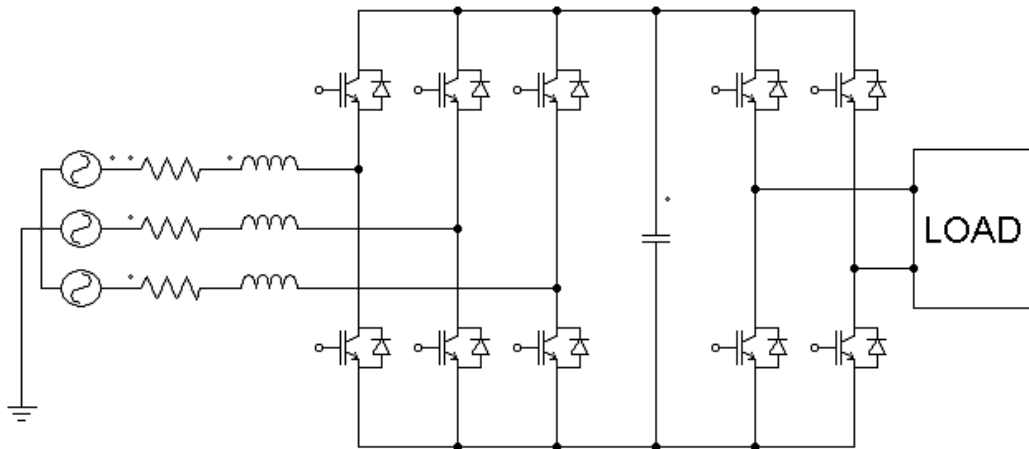


그림 2.4 AFE 정류기

Fig. 2.4 AFE rectifier

2.3 DFE와 AFE 정류 회로방식 비교

DFE와 AFE 회로방식의 성능비교를 위하여 PSIM 프로그램을 이용하여 컴퓨터 시뮬레이션을 하였다. 그림 2.5은 6개의 다이오드로 구성된 DFE 정류기를 이용한 RL부하 회로의 PSIM 다이어그램이다.

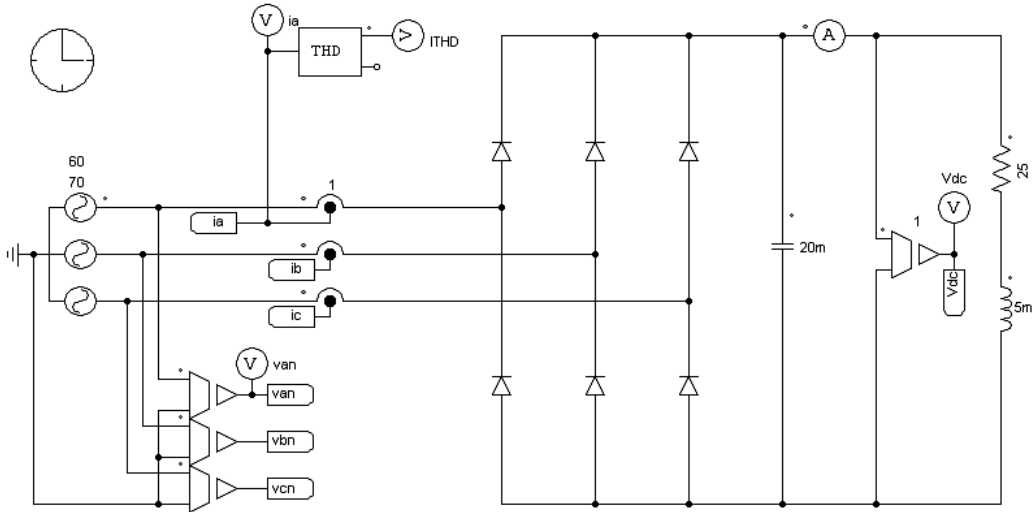


그림 2.5 DFE 정류기를 이용한 RL 부하회로의 PSIM 다이어그램

Fig. 2.5 PSIM diagram of RL load circuit using DFE rectifier

그림 2.6은 온오프 제어가 가능한 6개의 전력용 스위치 IGBT로 구성된 AFE 정류기를 이용한 RL부하 회로 PSIM 다이어그램이다. 시뮬레이션 결과는 아래와 같다.

그림 2.7은 DFE 정류기를 이용한 RL 부하회로를 시뮬레이션한 결과를 나타낸다. (a)는 입력단 중 한 상의 전류 파형으로 THD가 154%로 고조파가 상당히 많이 함유된 전류 형상을 나타내고 있다. (b)는 입력 전원 측 전압과 전류의 크기와 위상을 나타내며 역률은 0.54로 매우 저조함을 알 수 있다.

그림 2.8는 AFE 정류기를 이용한 RL 부하회로의 시뮬레이션 그래프를 나타낸다. (a)는 입력단 중 한 상의 전류 파형을 도시한 것으로 THD가 10.4%로 DFE 방식보다 훨씬 우수한 파형의 입력 전류를 공급하고 있다. (b)는 입력 전원 측 전압과 전류의 크기와 위상을 도시한 것으로 역률은 0.99로 DFE 방식보다 상당히 개선된 단위 역률에 가까운 값을 나타낸다.

그림 2.9과 그림 2.10은 각각 DFE와 AFE 정류기의 DC link 단에 출력되는 직류 전압 파형을 나타낸다. AFE 정류기의 경우 지령치에 도달하기까지 약간의 초기 과도구간이 있으나 정상상태 도달 이후에는 DFE 정류기와 유사한 안정된 직류단 전압 출력 파형을 보여준다.

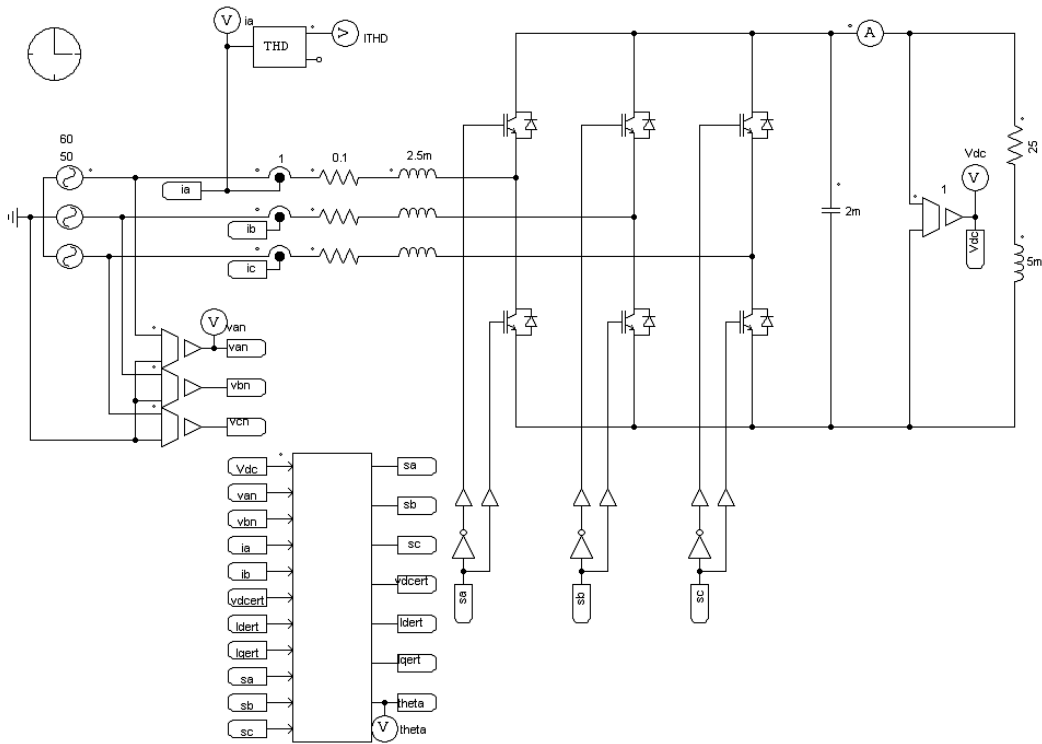
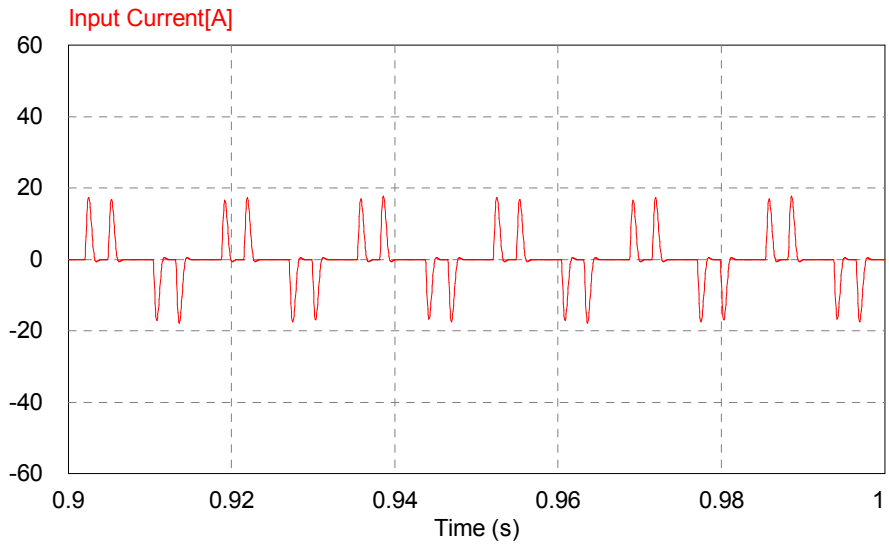


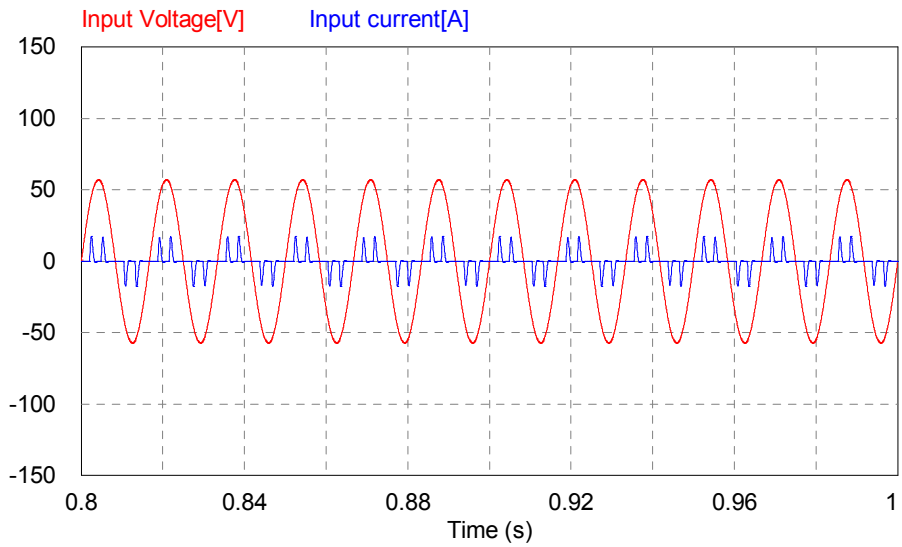
그림 2.6 AFE 정류기를 이용한 RL 부하회로의 PSIM 다이어그램

Fig. 2.6 PSIM diagram of RL load circuit using AFE rectifier

따라서 본 논문에서는 유도전동기의 센서리스 속도제어를 위해 기존의 DFE 정류기 보다 입력 전류의 파형이 정현파에 가깝게 구현되고 역률이 좋은 AFE 정류기를 이용하여 입력 전력의 품질을 향상시키고, 전체 시스템의 성능을 개선하고자 한다.

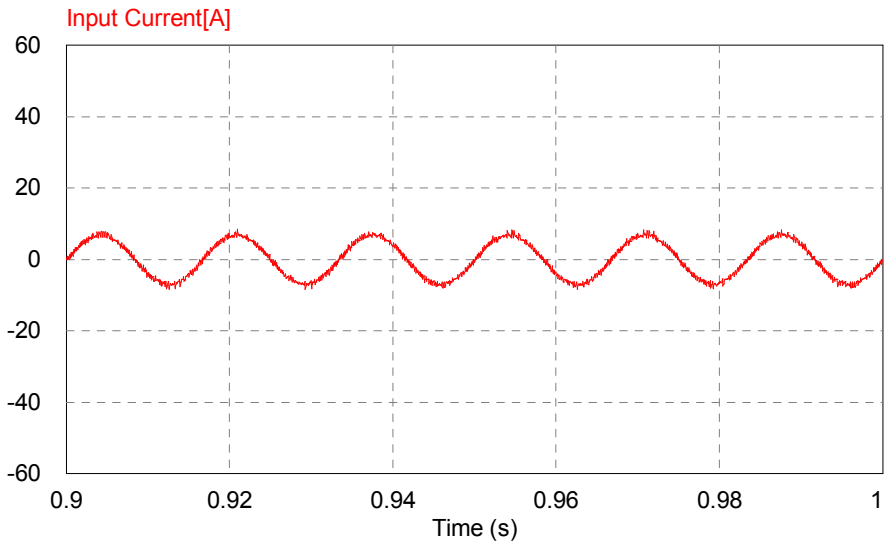


(a) Input Current

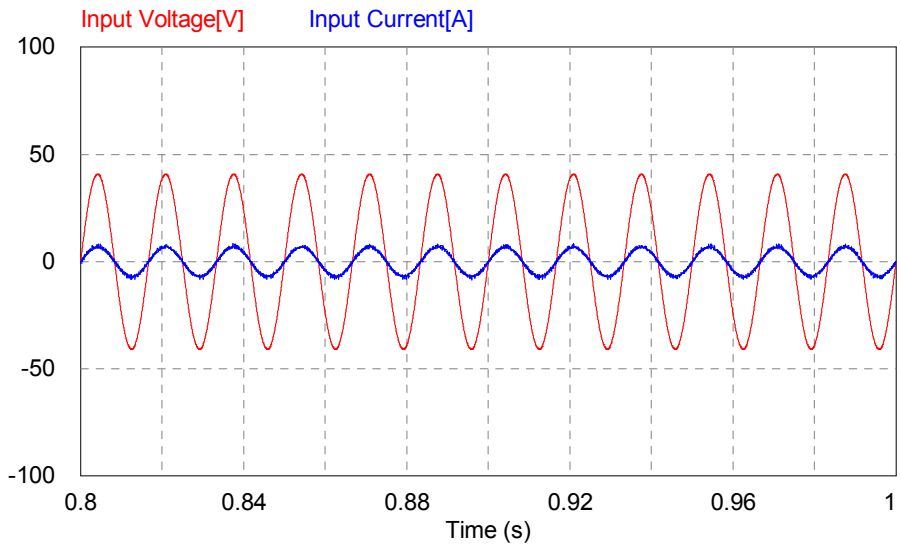


(b) Input Voltage and Current

그림 2.7 DFE정류기를 이용한 RL 부하회로 시뮬레이션
 Fig. 2.7 Simulation responses for DFE rectifier with RL load



(a) Input Current



(b) Input Voltage and Current

그림 2.8 AFE정류기를 이용한 RL 부하회로 시뮬레이션
 Fig. 2.8 Simulation responses for AFE rectifier with RL load

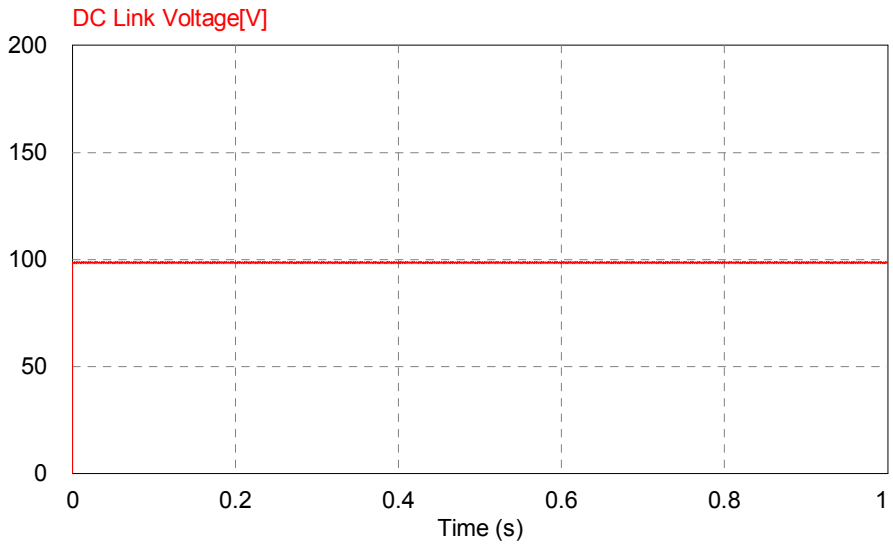


그림 2.9 DFE정류기의 DC link Voltage 시뮬레이션

Fig. 2.9 Simulation responses for DC link Voltage of DFE rectifier

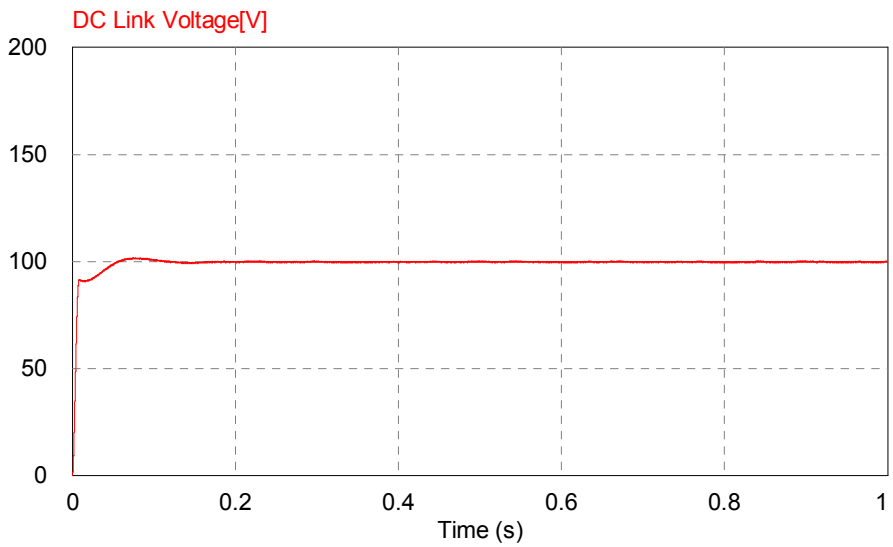


그림 2.10 AFE정류기의 DC link Voltage 시뮬레이션

Fig. 2.10 Simulation responses for DC link Voltage of AFE rectifier

제 3 장 AFE 정류장치의 전류제어방식

3.1 히스테리시스 방식

히스테리시스 제어기는 조작량의 온/오프 동작을 되풀이하여 제어대상의 값을 목표값으로 유지하는 뱅-뱅(Bang-Bang) 제어의 일종으로 가장 간단한 전류 제어기이다. 히스테리시스 제어기의 동작 원리는 다음과 같다.

히스테리시스 제어기는 그림3.1처럼 전류 지령 i^* 와 실제 전류 i 와의 오차를 순시적으로 측정하여 그 오차가 히스테리시스 폭(Band)이라 부르는 설정 값 h 를 초과하는 순간 스위칭 소자의 상태를 전환하여 오차를 줄이도록 제어하는 방식이다.

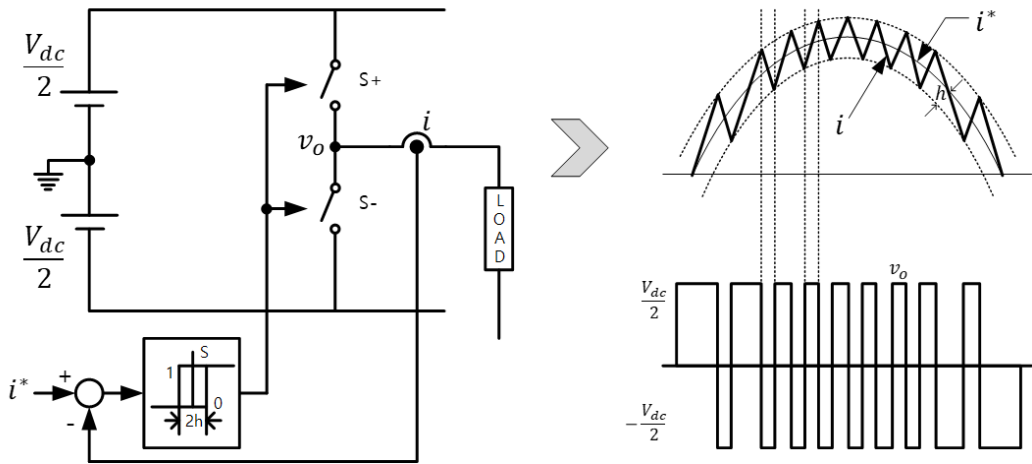


그림 3.1 히스테리시스 제어기의 작동 원리

Fig. 3.1 Operating principles of hysteresis controller

다시 말하면,

- $i^* - i \leq -h$ 의 경우 : 아래 상 스위치(S-)를 켜서, 음(-)의 출력 전압 ($-V_{dc}/2$)을 인가하여 부하 전류를 감소시키고,
- $i^* - i \geq h$ 의 경우 : 위 상 스위치(S+)를 켜서, 양(+)의 출력 전압($V_{dc}/2$)을 인가하여 부하 전류를 증가시킨다.

이러한 동작 원리에 따라 실제 전류 i 는 히스테리시스 폭 h 의 오차 내에서 지령 전류 i^* 를 추종한다고 볼 수 있다. 따라서 히스테리시스 폭 h 는 허용된 전류 오차의 크기라 할 수 있는데, h 가 작을수록 전류 오차는 감소하지만 스위칭 주파수는 증가하는 단점이 있다.

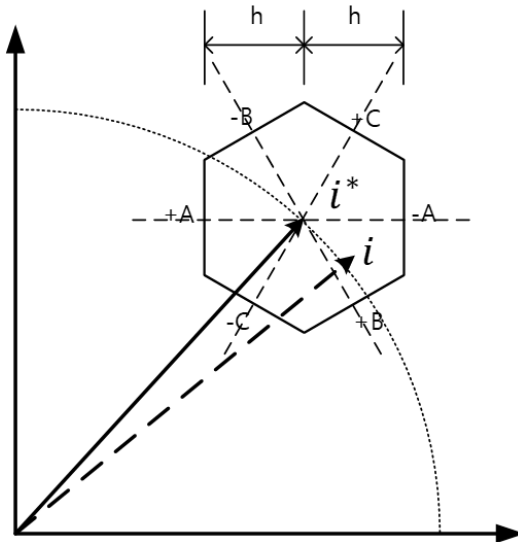


그림 3.2 3상 히스테리시스 제어기의 동작

Fig. 3.2 Operation of the 3-phase hysteresis controller

그림 3.2는 지령 전류 벡터 i^* 를 중심으로 히스테리시스 제어 동작에 의한 실제 전류 벡터 i 의 동작 범위를 복소수 평면상에서 나타내고 있다. 예를 들어 a

상의 실제 전류가 지령 전류보다 커지면 실제 전류 벡터 i 는 a상 축의 (+)쪽으로 이동하게 되는데, 전류 오차가 히스테리시스 폭 h 가 되면 $-A$ 라인(line)에 부딪치게 된다. 이러한 경우에는 a상의 아래 스위치가 켜지며, 이에 따라 a상 전압은 $-V_{dc}/2$ 가 되어 전류를 감소시키는 동작을 하게 된다. 반면에, 실제 전류가 지령보다 h 만큼 작게 되면 실제 전류 벡터 i 는 $+A$ 라인에 부딪치고, 이 경우에는 a상의 위 스위치가 켜져서, 출력 전압은 $V_{dc}/2$ 가 되어 전류는 증가시키게 된다. b와 c상도 동일하게 각자의 히스테리시스 폭 내에서 독립적인 스위칭 동작을 한다. 이러한 히스테리시스 제어 동작에 의해 각 상의 오차 전류는 h 이내로 제한되므로, 실제 전류 벡터 i 는 스위칭 라인으로 이루어진 육각형 내에서만 움직일 것이라고 예측할 수 있다. 그러나 대부분의 교류 전동기와 같이 중성점이 외부 회로와 연결되지 않는 3상 부하의 경우에는 3상 전류의 합이 영이므로 3상 전류 모두를 독립적으로 제어할 수 없기 때문에 실제로 최대 $2h$ 까지의 전류 오차가 발생할 수 있다.

이러한 히스테리시스 제어기는 과도 응답 특성이 우수하고 그 동작 원리가 간단하다는 장점으로 인해 소형 시스템에 많이 사용되어져 왔다. 그러나 근본적으로 히스테리시스 제어기는 아날로그 제어기이며, 스위칭 주파수가 일정하지 않다는 단점으로 인해 그 사용이 제한되고 있다. 히스테리시스 제어기에서는 역기전력이나 부하 변동 등에 따라 스위치의 온/오프 상태 전환 시점이 달라져 스위칭 주파수가 변동되는데, 이것은 스위칭 소자에 대한 방열 설계나 필터 설계, 노이즈(Noise) 대책 수립 등을 어렵게 만든다. 스위치에서 발생하는 손실과 고조파 등은 스위칭 주파수의 함수로 주어지기 때문이다. 또한, 역기전력이 작은 저속의 운전 영역에서는 인가 전압의 방향으로 전류가 변동하게 되는데, 이로 인해 계속적으로 스위치의 상태가 변하게 되어 스위칭 주파수가 급격하게 증가하게 되는 리미트 사이클(Limit Cycle) 구간이 발생하기도 한다. 이러한 문제를 개선하기 위해 히스테리시스 폭에 약간의 오프셋(Offset)을 추가하기도 한다.

3.2 삼각파 비교 전류 제어 방식

이 방식에서는 그림 3.3에 보이는 바와 같이 정현파의 지령 전압 v_{ref} 를 높은 주파수의 삼각 반송파(Carrier Wave) v_c 와 실시간으로 비교하여 다음과 같은 원리로 인버터 각 상 스위치의 온/오프 상태를 결정한다.

지령 전압 $v_{ref} >$ 삼각 반송파 v_c : 위 상 스위치를 켜다. (극전압 : $V_{dc}/2$)

지령 전압 $v_{ref} <$ 삼각 반송파 v_c : 아래 상 스위치를 켜다. (극전압 : $-V_{dc}/2$)

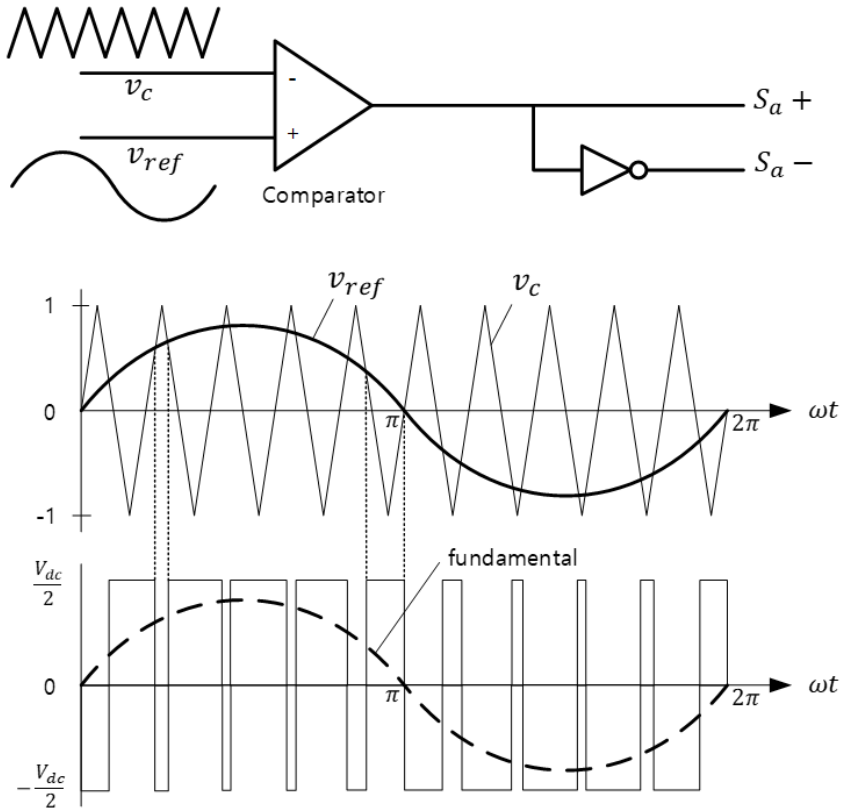


그림 3.3 삼각파 비교 전류 제어기의 원리

Fig. 3.3 Principle of sinusoidal PWM

여기서 삼각 반송파 v_c 의 피크-피크 값(Peak-to-peak Value)은 직류 입력 전압 V_{dc} 로 선정되는데, 지령 전압 v_{ref} 의 크기는 삼각파의 최대값보다 커서는 안 된다. 이 방식에서는 정현파 형태의 지령 전압을 사용하여 변조하기 때문에 이 방식을 ‘정현파 변조 방식(Sinusoidal PWM, SPWM)’이라 한다.

이처럼 삼각 반송파의 주파수가 지령 전압의 주파수보다 충분히 크다면(최소한 21배 이상), 인버터에서 출력된 기본파 상전압 v_o 의 주파수는 지령 전압의 주파수와 같으며, 그 크기는 다음과 같이 지령 전압 v_{ref} 의 크기에 비례한다.

$$v_o = v_{ref} \sin \omega t \quad (3.1)$$

이를 전압 변조 지수 $MI(= \frac{v_{ref}}{V_{dc}/2})$ 로 표현하면 다음과 같다.

$$v_o = \frac{V_{dc}}{2} \cdot MI \cdot \sin \omega t \quad (3.2)$$

여기서 출력 전압의 기본파 v_o 이 지령 전압 v_{ref} 의 크기에 비례하여 출력되는 변조 지수의 범위는 지령 전압이 삼각 반송파보다 크지 않아야 하므로 $0 \leq MI \leq 1$ 이 된다. 이 범위를 ‘선형 변조 영역’이라 하며, 이 범위에서 PWM인버터는 단순히 이득이 1인 전압 증폭기로 볼 수 있다. 선형 변조 범위로부터 SPWM기법을 사용하여 선형적으로 얻을 수 있는 최대 기본파 전압은 $V_{dc}/2$ 로서 3상 인버터에서 얻을 수 있는 최대 기본파 전압인 $2V_{dc}/\pi$ (6 스텝 운전 모드 시)의 78.5% 정도가 된다. $MI > 1$ 인 범위는 ‘과변조(Overmodulation) 영역’이라 하며 출력 전압의 기본파 크기가 지령 전압의 크기에 비례하여 출력되지 않는 영역이다. 그림 3.4에 SPWM방식에서 지령 전압에 대한 출력 전압과의 관계를 변조 지수로 나타내고 있다.

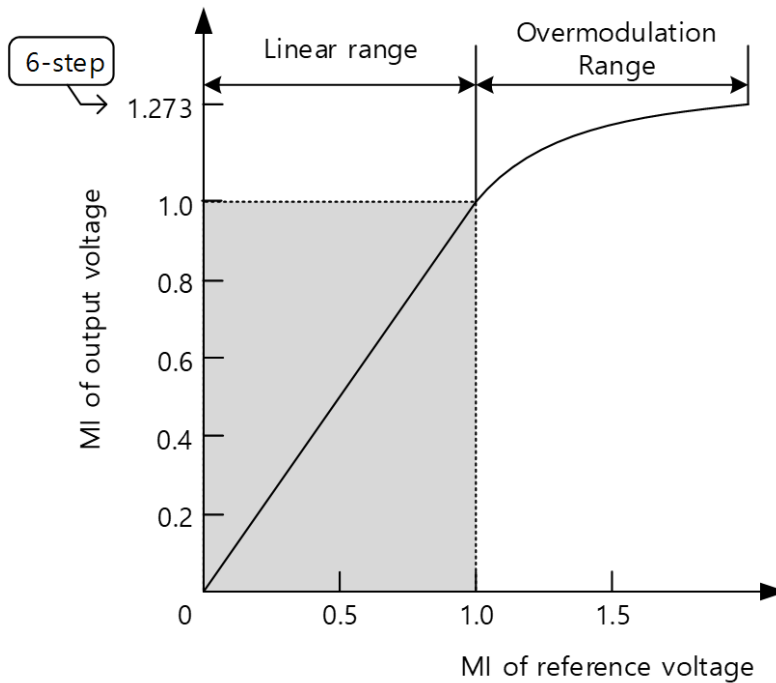


그림 3.4 SPWM에서 전압 변조 영역

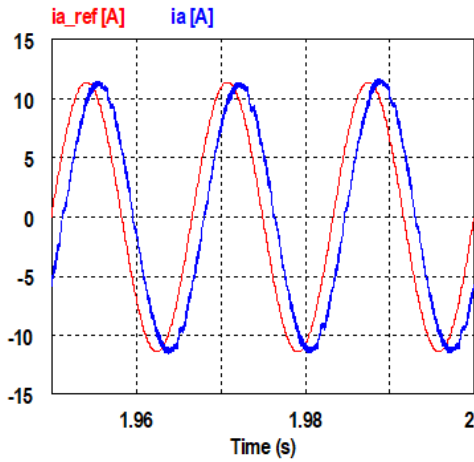
Fig. 3.4 Voltage modulation area in SPWM

SPWM기법의 주요한 특징 중 하나는 스위칭 상태가 지령 전압이 삼각 반송파와 교차하는 시점에서만 바뀐다. 따라서 지령 전압이 삼각 반송파보다 작게 주어진다고 가정하면, 삼각 반송파의 한주기에 한 번씩 스위칭 상태를 바꾸게 되어 인버터의 스위칭 주파수가 삼각 반송파의 주파수와 같다는 것이다. 삼각파 한 주기에 한 번씩 스위치가 온/오프되기 때문이다. 이는 삼각파 비교 전류 제어기에서 스위칭 주파수가 일정하다는 것을 의미하며, 이것은 히스테리시스 제어기와 비교해서 삼각파 비교 전류 제어기의 큰 장점이 된다. 스위칭 주파수가 일정하면 스위칭 손실의 계산이 수월해지며 이를 바탕으로 스위칭 반도체 소자에서 발생하는 열에 대한 계산과 이에 따른 방열 설계가 용이해지기 때문이다. 또한, 스위칭에 따른 출력 전압의 고조파 성분도 일정해지므로 이를 제거하기 위한 저역 통과 필터의 설계가 수월해진다.

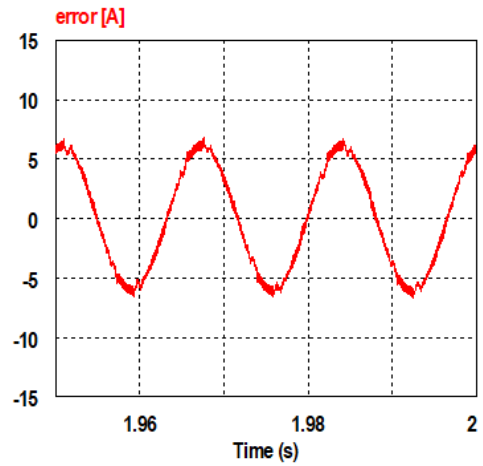
이러한 SPWM기법은 원리가 간단하고 아날로그 구현이 수월하며 PWM기법의 사용 초기부터 널리 적용되어왔다. 아날로그 회로로 구현된 SPWM방식을 ‘Naturally Sampled PWM’이라 부르는데 적분기로 삼각 반송파를 발생하고, 비교기(Comparator)로 정현파 지령 전압과 삼각 반송파의 교차점을 하드웨어적으로 결정하여 스위칭한다. 반면에 마이크로컨트롤러를 이용한 디지털 제어기에서 SPWM기법의 소프트웨어적인 구현은 다소 어려운데, 두 시변 파형의 교차점을 연산으로 구하기가 쉽지 않기 때문이다. 따라서 정현파 지령 전압을 삼각파의 피크마다 샘플링(Sampling)하여 일정하게 유지하고, 이를 삼각 반송파와 비교하여 스위칭 상태를 결정하는데 이를 ‘Regular Sampled PWM’이라 한다. 그러나 최근의 마이크로컨트롤러에는 이러한 삼각파 비교 PWM방식의 구현을 위한 전용 모듈(Module)이 내장되어 있어 비교적 쉽게 SPWM기법을 구현할 수 있다. SPWM기법의 또 다른 장점으로서는 매 샘플링마다 변조가 실행되므로 동특성이 우수하다는 점이다. 그러나 선형적으로 얻을 수 있는 기본파 상전압의 최대값이 $V_{dc}/2$ 로 작아 직류 입력 전압의 이용률이 낮으며, 전압 변조 지수가 큰 경우에 고조파 특성이 나빠진다는 단점이 있다.

또한, 삼각파 비교 전류 제어기에서는 크기와 위상 오차가 발생하는 큰 단점이 있다. 이 전류 제어기의 특성이 그림 3.5에 보이는데, 실제 전류와 지령 전류를 비교해보면 크기와 위상에서 오차가 발생하는 것을 알 수 있다. 이러한 오차는 전류의 주파수와 역기전력이 커지는 고속 영역에서는 더욱 증가한다. 이러한 오차를 감소시키기 위해, 통상 전류 오차를 비례 또는 비례적분 제어기 등의 보상기를 거친 후 삼각파와 비교하여 출력을 결정하는 삼각파-비례적분 제어기법이 주로 사용된다. 이 경우 보상기의 이득을 크게 하면 이러한 오차를 개선할 수 있지만 이와 동시에 전류 측정 신호에 포함된 노이즈도 증폭되는 등의 문제로 인해 현실적으로 이득을 크게 만들기 힘들다.

SPWM방식의 이러한 단점을 극복하기위해 많은 개선된 PWM기법들이 제안되어왔다. 이들은 대부분 변조 지령 전압의 형태를 변경함으로써 선형 제어 영



(a) Reference and Output current



(b) Current error

그림 3.5 SPWM의 전류 특성

Fig. 3.5 Current characteristics of SPWM

역의 확장 등 여러 변조 성능의 개선을 이루고 있다는 것이 주목해야 할 점이다. 따라서 개선된 방식들의 지령 전압은 SPWM 방식과는 달리 비정현파 형태가 된다.

3.3 공간벡터전압변조 방식

앞서 살펴본 PWM 기법들은 모두 주어진 3상 지령 전압을 각각 개별적으로 변조하는 방식이었다. 이와는 달리 3상 지령 전압을 복소수 공간에서 하나의 공간 벡터(Space Vector)로 표현하여 이를 변조하는 기법이 ‘공간 벡터 전압 변조(Space Vector PWM, SVPWM) 방식’이다. 이 방식은 SPWM 기법보다 15.5% 더 큰 전압을 선형적으로 생성할 수 있으며, 이 기법으로 변조된 전압을 전동기에 인가한 경우 전류와 토크에 포함된 고조파가 다른 기법보다 적다는 장점으로 인해 현재 가장 널리 사용되고 있다.

이 기법에서는 지령 전압이 공간 벡터로 주어지므로 인버터의 출력 가능한 전압 역시 공간 전압 벡터로 표현할 필요가 있다. 앞 절에서 우리는 3상 인버터에서는 총 8개의 서로 다른 스위칭 상태 즉, 서로 다른 3상 전압이 있음을 보았다. 이러한 인버터의 출력 가능한 8개의 3상 전압에 대한 공간 전압 벡터가 표 3.1에 나타나 있다. 이들 중 6개의 전압 벡터 $V_1 \sim V_6$ 은 부하에 유효한 전압을 인가하는 유효 전압 벡터(Active Voltage Vector)로서 그 크기는 모두 $2V_{dc}/3$ 로 동일하고 단지 위상만 다르다. 이와는 달리 두 전압 벡터 V_0 과 V_7 은 부하에 유효한 전압을 인가해 주지 못하기 때문에 영 전압 벡터(Zero Voltage Vector)라고 한다. 이 영 전압 벡터의 활용은 변조 성능에 매우 커다란 영향을 끼친다.

표 3.1 스위칭 상태에 따른 공간 벡터

Table. 3.1 Space vector according to switching state

스위칭 상태 $S_a \ S_b \ S_c$	상전압 $v_{as} \ v_{bs} \ v_{cs}$	공간 전압 벡터 V_n
0 0 0	0 0 0	$V_0 = 0 / 0^\circ$
1 0 0	$\frac{2}{3} V_{dc} \ -\frac{1}{3} V_{dc} \ -\frac{1}{3} V_{dc}$	$V_1 = \frac{2}{3} V_{dc} / 0^\circ$
1 1 0	$\frac{1}{3} V_{dc} \ \frac{1}{3} V_{dc} \ -\frac{2}{3} V_{dc}$	$V_2 = \frac{2}{3} V_{dc} / 60^\circ$
0 1 0	$-\frac{1}{3} V_{dc} \ \frac{2}{3} V_{dc} \ -\frac{1}{3} V_{dc}$	$V_3 = \frac{2}{3} V_{dc} / 120^\circ$
0 1 1	$-\frac{2}{3} V_{dc} \ \frac{1}{3} V_{dc} \ \frac{1}{3} V_{dc}$	$V_4 = \frac{2}{3} V_{dc} / 180^\circ$
0 0 1	$-\frac{1}{3} V_{dc} \ -\frac{1}{3} V_{dc} \ \frac{2}{3} V_{dc}$	$V_5 = \frac{2}{3} V_{dc} / 240^\circ$
1 0 1	$\frac{1}{3} V_{dc} \ -\frac{2}{3} V_{dc} \ \frac{1}{3} V_{dc}$	$V_6 = \frac{2}{3} V_{dc} / 300^\circ$
1 1 1	0 0 0	$V_7 = 0 / 0^\circ$

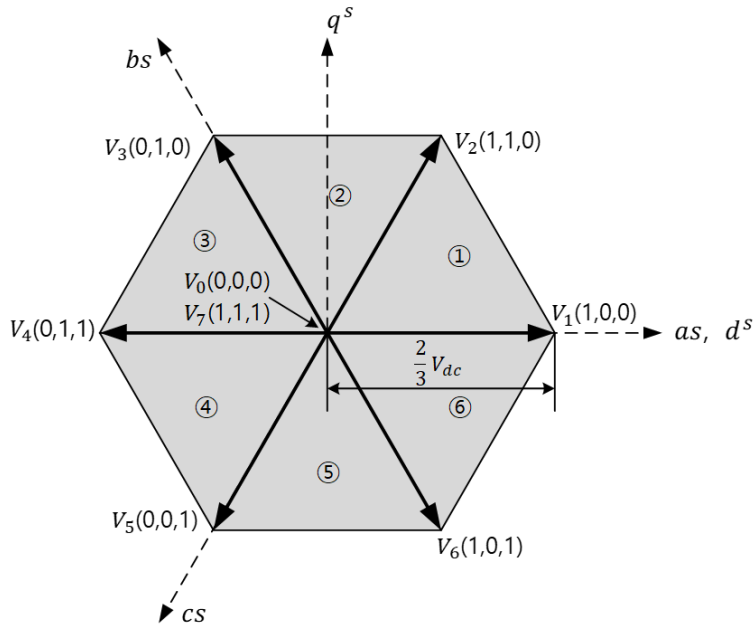


그림 3.6 복소평면상에 표현된 공간 벡터

Fig. 3.6 Space vector expressed in a complex number plane

이제 공간 전압 벡터를 사용한 전압 변조 방식의 원리를 살펴보기로 하자.

3.3.1 공간 벡터 변조 기법의 원리

3상 지령 상전압이 시간에 따라 변동하면 지령 전압 벡터는 Fig.4-7에 보이는 바와 같이 복소수 공간(또는 d^s - q^s 축 정지 좌표계)상에서 반시계방향으로 회전한다. 지령 전압의 한주기 동안 전압 벡터는 한 바퀴 회전한다. 이렇게 전압 벡터로 주어진 지령 전압을 공간 벡터 변조 방식에서는 인버터에서 발생시킬 수 있는 8개의 전압 벡터들을 이용하여 생성하는데, 지령 전압 벡터 V^* 에 인접한 두 유효 전압 벡터(V_n, V_{n+1})와 영 전압 벡터(V_0, V_7)를 이용하여 일정 변조 주기 T_s 동안 지령 전압 벡터와 평균적으로 동일한 전압을 만든다.

그럼 지령 전압 벡터를 인버터의 전압 벡터로 어떻게 생성하는지 그 원리를

알아보자. 우선, 지령 전압 벡터는 6개의 전압 벡터로 이루어진 육각형의 내부로 주어진다고 가정한다. 이 경우에만 지령 전압 벡터를 올바르게 생성할 수 있기 때문이다. 예로서 그림에 보이듯이 지령 전압 벡터 V^* 가 육각형의 내부의 6개 영역 중 ①에 위치한 경우를 살펴보자. 이 경우 인버터에서 출력 가능한 6개의 유효 전압 벡터 중에 이 지령 전압 벡터와 동일한 크기와 위상을 갖는 것은 없으므로 이 지령 전압 벡터를 인버터가 한번에 출력할 수는 없다. 따라서 유효 전압 벡터 중에 지령 전압 벡터 V^* 와 가장 가까운 두 개의 유효 전압 벡터인 V_1 과 V_2 를 가지고 이들을 적절히 합성하여 지령 전압 벡터 V^* 와 크기와 위상이 동일한 전압 벡터를 만들게 된다.

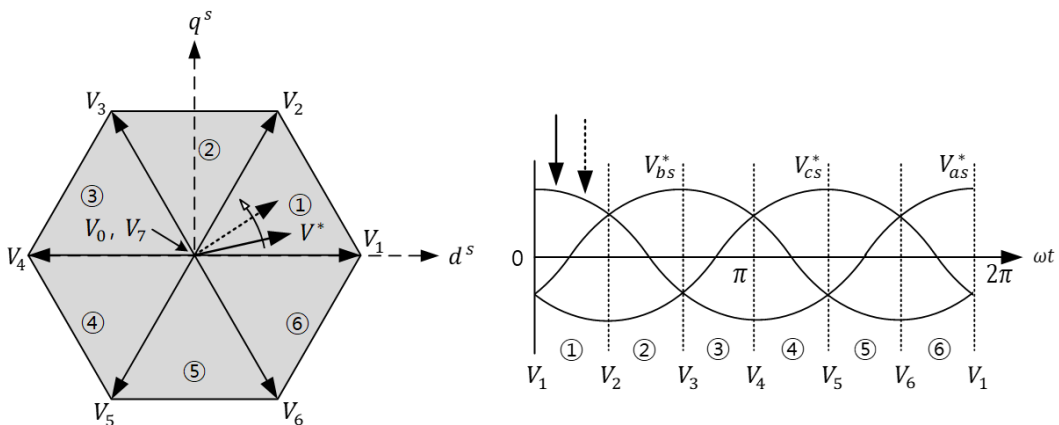


그림 3.7 지령 전압 벡터의 움직임

Fig. 3.7 Movement of the reference voltage vector

전압을 합성하는 과정은 그림 3.8에 보이는 바와 같이 총 세 단계로 이루어 지는데, 스위칭 주파수에 의해 결정된 전압 변조 주기 T_s 마다 반복된다. 우선 변조 주기 동안 지령 전압 벡터 V^* 의 크기 및 위상은 일정하다고 가정한다. 합성의 첫 단계에는 지령 전압 벡터 V^* 와 인접한 두 유효 전압 벡터 중에 한 벡터 V_1 을 먼저 T_1 시간 동안 인가한다. 그러면 V_1 의 방향으로 $V_1 \cdot (T_1/T_s)$ 크

기의 전압이 발생한다. 다음 단계에는 나머지 인접 벡터 V_2 를 T_2 시간 동안 인가하여 V^* 와 위상과 크기를 맞추어 준다. 그러면 V^* 와 동일한 전압이 생성될 수 있다. 마지막으로 두 벡터의 인가 시간 T_1 과 T_2 의 합이 전압 변조 주기 T_s 보다 작다면 나머지 $T_0(=T_s-T_1-T_2)$ 시간 동안에는 영 전압 벡터 V_0 또는 V_7 을 인가하여 더 이상의 전압을 인가하지 않도록 한다.

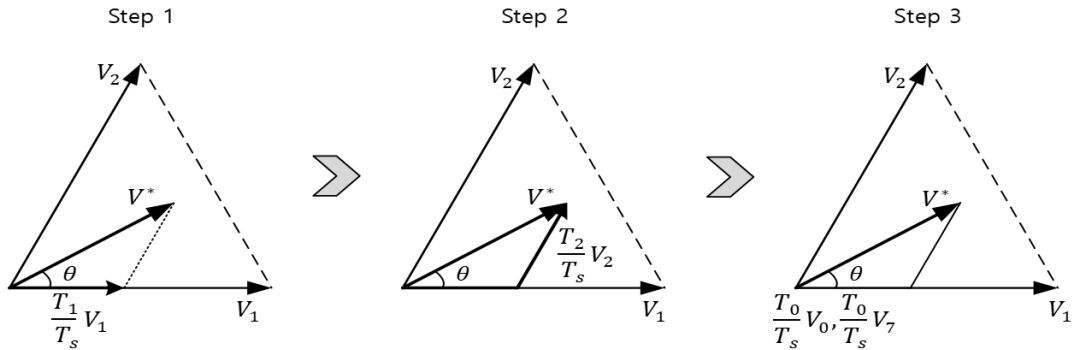


그림 3.8 전압 변조 과정

Fig. 3.8 Process of voltage modulation

이러한 변조 과정에서 필요한 두 유효 전압 벡터와 영 전압 벡터의 인가 시간 T_1 , T_2 , T_0 은 다음과 같이 구할 수 있다. 방금 설명한 전압의 합성 과정을 식으로 나타내면 다음과 같다.

$$\int_0^{T_s} V^* dt = \int_0^{T_1} V_n dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} V_{n+1} dt + \int_{T_1+T_2}^{T_s} V_{0,7} dt \quad (3.3)$$

전압 변조 주기 T_s 동안 지령 전압 벡터 V^* 와 직류 입력 전압 V_{dc} 가 일정하다고 가정하면 위 식은

$$V^* \cdot T_s = V_n \cdot T_1 + V_{n+1} \cdot T_2 \quad (3.4)$$

과 같이 되는데, 지령 전압 벡터 V^* 가 영역 ①($0 \leq \theta \leq 60^\circ$)에 위치한 경우에

는 이 식은 두 복소수 축 성분으로 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{cases} T_s \cdot |V^*| \cdot \cos\theta = T_1 \cdot \left(\frac{2}{3} V_{dc}\right) + T_2 \cdot \left(\frac{2}{3} V_{dc}\right) \cos 60^\circ \\ T_s \cdot |V^*| \cdot \sin\theta = T_2 \cdot \left(\frac{2}{3} V_{dc}\right) \sin 60^\circ \end{cases} \quad (3.5)$$

여기서 $|V^*|$ 와 θ 는 각각 전압 벡터의 크기와 위상이다. 이 식으로부터 유효 전압 벡터 및 영 전압 벡터의 인가 시간을 계산하면 다음과 같다.

$$T_1 = T_s \cdot a \cdot \frac{\sin(60^\circ - \theta)}{\sin 60^\circ} \quad (3.6)$$

$$T_2 = T_s \cdot a \cdot \frac{\sin \theta}{\sin 60^\circ} \quad (3.7)$$

$$T_0 = T_s - (T_1 + T_2) \quad (3.8)$$

여기서 $a = |V^*| / (\frac{2}{3} V_{dc})$ 이다.

나머지 영역에서의 유효 전압 벡터와 영 전압 벡터의 인가 시간도 동일하다.

그러면 공간 벡터 전압 변조 기법으로 얼마나 큰 출력 전압을 발생할 수 있는지 알아보자. 공간 벡터 전압 변조 기법에서는 유효 전압 벡터들의 인가 시간의 합이 변조 주기 T_s 보다 커서는 안 된다. 즉, $T_1 + T_2 \leq T_s$ 이어야 한다. 이 조건을 만족하는 지령 전압의 크기를 구해보면 다음과 같이 된다.

$$T_1 + T_2 \leq T_s \rightarrow V^* \leq \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} \frac{1}{\sin(60^\circ + \theta)} \quad (3.9)$$

이 식으로부터 변조 가능한 지령 전압 벡터의 범위를 그려보면 그림 3.9에 보이듯이 6개의 유효 전압 벡터로 이루어진 육각형의 내부 영역이 된다. 지령 전압 최소 크기는 $V_{dc}/\sqrt{3}$ 이며, 최대 크기는 $2V_{dc}/3$ 임을 알 수 있다.

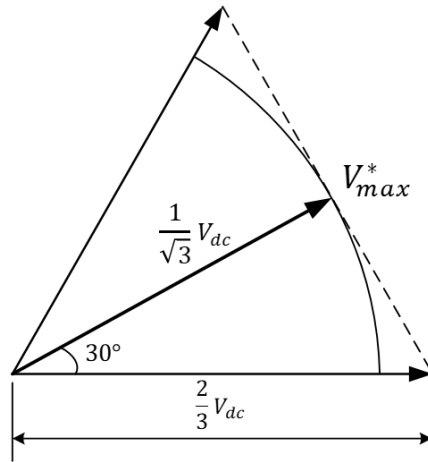


그림 3.9 SVPWM의 제어 가능한 전압 영역

Fig. 3.9 Controlled voltage areas in SVPWM

이 영역 중에 육각형에 내접하는 원의 내부가 선형 변조가 가능한 지령 전압의 영역이다. 그 내접원의 반지름은 $V_{dc}/\sqrt{3}$ 인데, 이 값이 공간 벡터 전압 변조 기법에서 출력 가능한 기본파 상전압의 최대값이므로, SPWM방식보다는 약 15.5% 크며, 3차 고조파 주입 전압 변조 방식과는 동일하다. 또한 6 스텝 운전 시 전압의 90.7%에 해당한다.

여러 PWM기법에 대한 전압 이용률의 비교가 표 3.2에 보인다.

표 3.2 변조 기법에 대한 전압 이용률 비교

Table. 3.2 Comparison of voltage utilization by modulation technique

	상전압(기본파 최대)	구형파 제어와의 비교
구형파 제어 (6-step)	$\frac{2}{\pi} V_{dc}$	100 %
SPWM	$\frac{V_{dc}}{2}$	78.5 %
SVPWM	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$	90.7 %

3.3.2 대칭 공간 벡터 변조 방식

앞에서 지령 전압 벡터를 생성하는 방식과 그때 필요한 유효 전압 벡터와 영 전압 벡터의 인가 시간을 구하는 방식에 대해 알아보았다. 전압 변조 주기 T_s 내에서 이들 벡터를 어떠한 순서로 인가하더라도 동일한 크기의 평균 출력 전압을 얻을 수 있다. 그러나 인가 순서에 따라 고조파 특성, 스위칭 주파수, 전압 이용률 등의 여러 전압 변조 성능이 달라진다. 특히 유효 전압 벡터의 위치가 중요한데, 그림 3.10은 동일한 크기의 전압에 대한 유효 전압 벡터의 인가 위치에 따른 부하전류의 리플 크기가 주파수의 차이를 보여주고 있다. 유효한 전압 벡터가 변조 주기 내의 중앙에 위치한 그림(a)의 경우가 그림(b)의 경우보다 전류 리플의 크기가 작고 그 주파수는 크므로 더 유리한 고조파 특성을 갖는다는 것을 볼 수 있다. 따라서 공간 벡터 변조 방식에서는 유효 전압 벡터를 어디에 배치하는가가 중요한 사항이 된다.

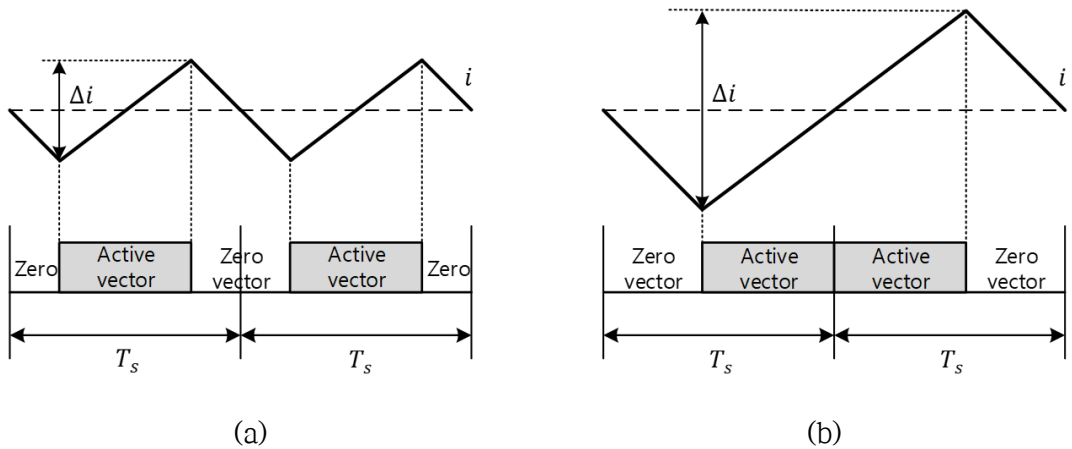


그림 3.10 유효 벡터의 위치에 따른 전류 특성

Fig. 3.10 Current characteristics with the position of effective vectors

그림 3.10에서 알 수 있듯이 유효 전압 벡터는 전압 변조 주기 T_s 내의 정

중양에 위치하는 것이 고조파 특성이 가장 좋다는 것이 알려져 있다. 이를 ‘대칭 공간 벡터 전압 변조 방식(Symmetrical SVPWM)’이라 한다. 또한 이 경우 유효 전압의 펄스폭을 좀 더 확장시킬 수 있으므로 전압 변조의 범위가 향상된다. 유효 전압 벡터를 정 중양에 위치시키기 위해서는 그림 3.11에 보이는 바와 같이 영 전압 벡터를 $T_0/2$ 시간씩 나누어 유효 전압 벡터 인가 구간의 전과 후에 각각 인가하면 된다. 더욱이 이 경우 스위칭 횟수를 감소시키기 위해서 두 가지 영 벡터 V_0 과 V_7 을 각각 한 번씩 교대로 사용하며 $V_0(000) \rightarrow V_1(100) \rightarrow V_2(110) \rightarrow V_7(111)$ 의 벡터 번호가 증가하는 순서로 전압 벡터들을 인가한다. 이러한 인가 순서를 사용하면 한 번의 스위칭 동작만으로 전압 벡터의 변경이 가능하게 된다.

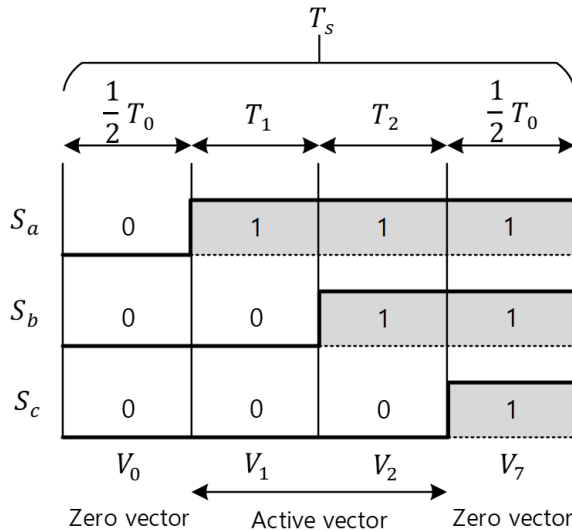


그림 3.11 유효 벡터와 영 벡터의 인가 과정

Fig. 3.11 The inject process for effective vectors and zero vectors

다음 변조 주기에서는 그림 3.12에와 같이 앞의 변조 주기와는 역순 즉, $V_7(111) \rightarrow V_2(110) \rightarrow V_1(100) \rightarrow V_0(000)$ 의 순서로 인가한다. 따라서 스위치를 켜는(On Sequence) 변조 주기와 스위치를 끄는 (Off Sequence) 변조 주기가 반복되어 진행된다. 이렇게 하면 스위칭 횟수를 최소로 할 수 있는데, 두 변조 주

기 $2T_s$ 가 스위칭 한 주기가 되기 때문이다. 예로서 전압 변조 제어 주기 T_s 를 $100\mu\text{s}$ 로 한 경우 스위칭 주파수는 5kHz 가 된다. 통상 전압 변조 제어 주기는 전류 제어 주기와 동일하게 사용되는데, 이 경우 스위칭 주기의 $1/2$ 이 전류 제어 주기가 된다.

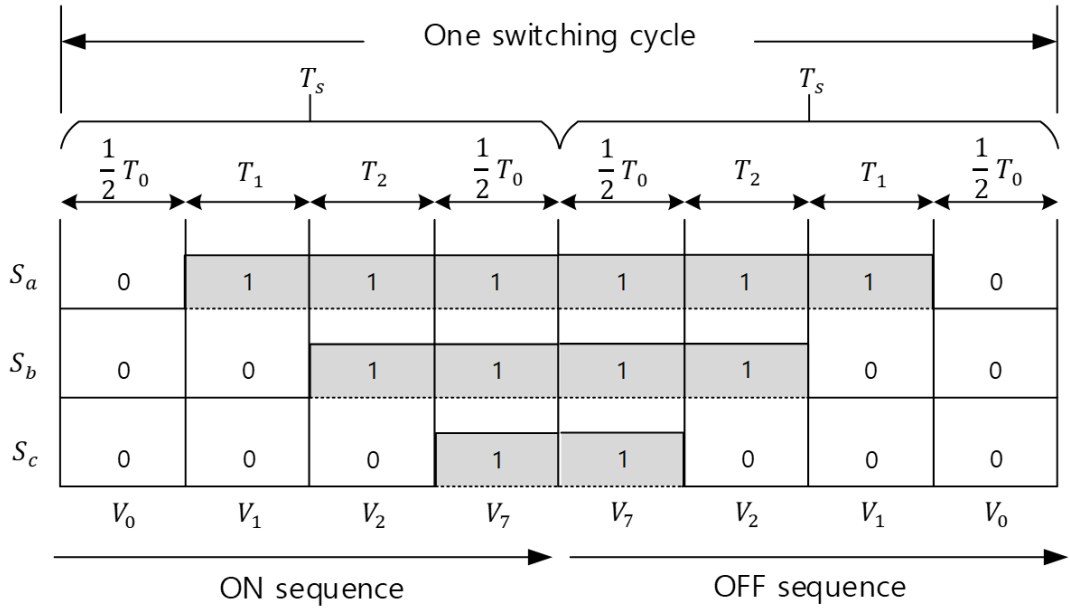


그림 3.12 3상 변조방식의 스위칭 동작

Fig. 3.12 Switching process with three-phase modulation

그림 3.13에 모든 영역에서 이루어지는 스위칭 과정이 보인다.

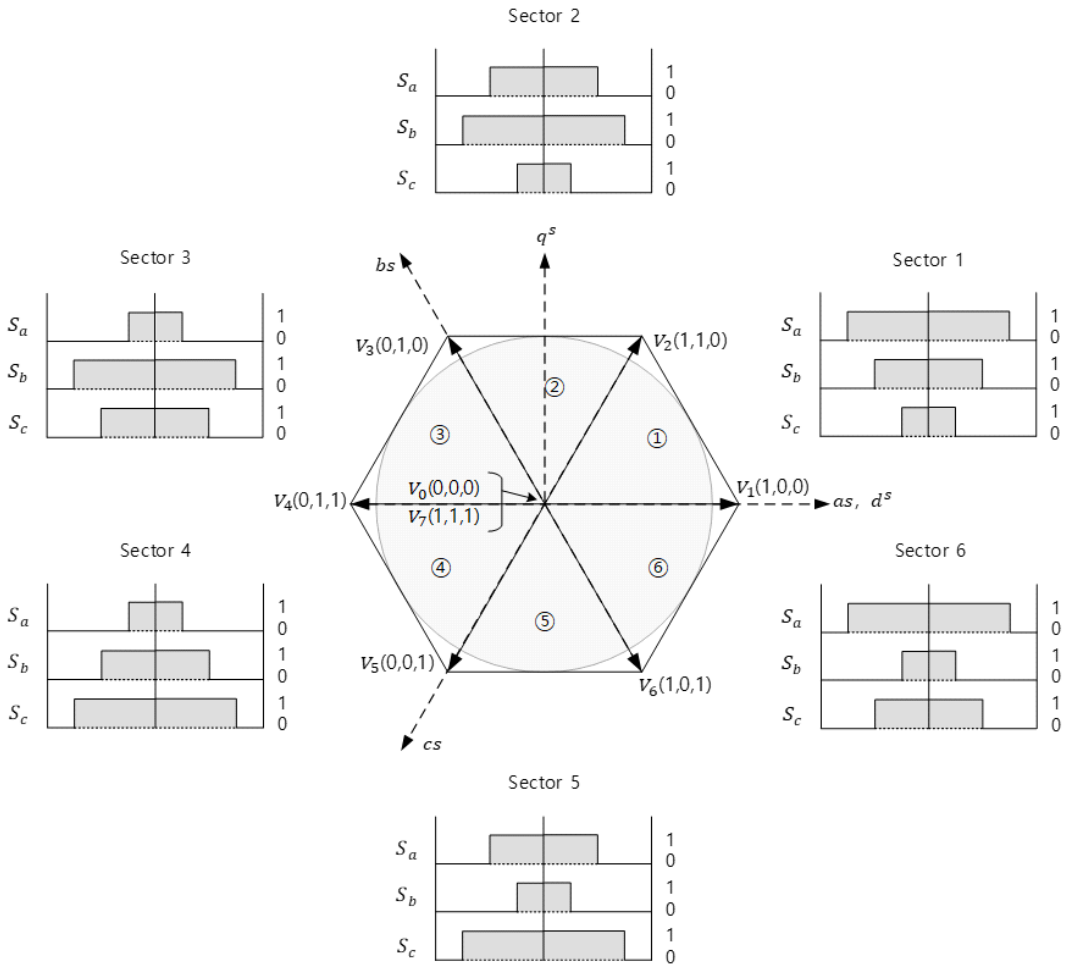


그림 3.13 각 영역별 스위칭 동작

Fig. 3.13 Switching process in each region

4. 유도전동기의 센서리스 속도제어 방식

4.1 속도추정기를 이용한 방식

속도추정기를 이용한 방식은 추정자속과 전류값을 받아 속도정보를 계산해내어 제어하며 일반적인 블록 다이어그램은 아래 그림 3.1과 같다.

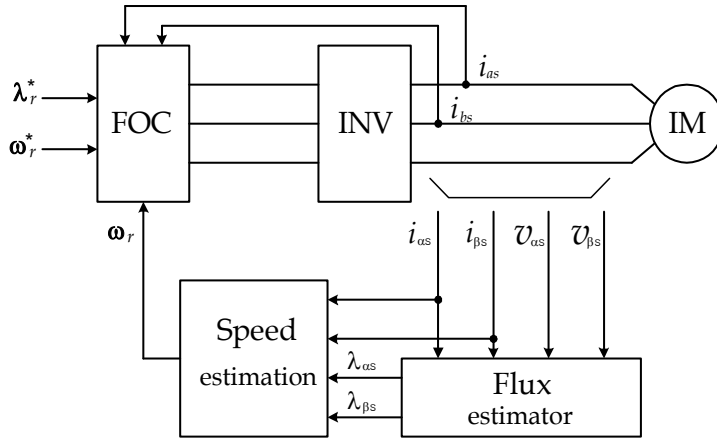


그림 4.1 속도추정기를 이용한 센서리스 속도제어 블록 다이어그램

Fig. 4.1 Sensorless speed control block diagram using speed estimator

회전자 속도는 동기속도와 슬립의 차를 이용하여 계산할 수 있고 동기속도와 슬립은 각각 식(4.1) 및 식(4.2)에 의해 계산된다.

$$\omega_e = \frac{\lambda_{\alpha s} \frac{d}{dt} \lambda_{\beta s} - \lambda_{\beta s} \frac{d}{dt} \lambda_{\alpha s}}{\lambda_{\alpha s}^2 + \lambda_{\beta s}^2} \quad (4.1)$$

$$\omega_{sl} = \frac{L_m}{T_r} \frac{\lambda_{\alpha s} i_{\beta s} - \lambda_{\beta s} i_{\alpha s}}{\lambda_{\alpha s}^2 + \lambda_{\beta s}^2} \quad (4.2)$$

또는 아래 유도전동기의 전압방정식과 자속관계식에서 회전자속도를 구할 수도 있다.

$$v_{\alpha s} = R_s i_{\alpha s} + \frac{d\lambda_{\alpha s}}{dt} \quad (4.3a)$$

$$v_{\beta s} = R_s i_{\beta s} + \frac{d\lambda_{\beta s}}{dt} \quad (4.3b)$$

$$0 = R_r i_{\alpha r} + \frac{d\lambda_{\alpha r}}{dt} + \omega_r \lambda_{\beta r} \quad (4.3c)$$

$$0 = R_r i_{\beta r} + \frac{d\lambda_{\beta r}}{dt} - \omega_r \lambda_{\alpha r} \quad (4.3d)$$

$$\lambda_{\alpha s} = L_s i_{\alpha s} + L_m i_{\alpha r} \quad (4.3e)$$

$$\lambda_{\beta s} = L_s i_{\beta s} + L_m i_{\beta r} \quad (4.3f)$$

$$\lambda_{\alpha r} = L_m i_{\alpha s} + L_r i_{\alpha r} \quad (4.3g)$$

$$\lambda_{\beta r} = L_m i_{\beta s} + L_r i_{\beta r} \quad (4.3h)$$

식(4.3a)와 식(4.3e)를 계산하여 식(4.4a)를 유도하고, 식(4.3b)와 식(4.3f)를 계산하여 식(4.4b)를 유도한다.

$$i_{\alpha r} = \frac{1}{pL_m}(v_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s}) - \frac{L_s}{L_m} i_{\alpha s} = \frac{1}{L_m}(\lambda_{\alpha s} - L_s i_{\alpha s}) \quad (4.4a)$$

$$i_{\beta r} = \frac{1}{pL_m}(v_{\beta s} - R_s i_{\beta s}) - \frac{L_s}{L_m} i_{\beta s} = \frac{1}{L_m}(\lambda_{\beta s} - L_s i_{\beta s}) \quad (4.4b)$$

단, p 는 미분연산자($=\frac{d}{dt}$)이다.

식(4.3c) 및 식(4.3d)에서 회전자저항 R_r 을 소거하여 다음 식을 구할 수 있다.

$$\omega_r = \frac{\mathbf{i}_r \times \frac{d}{dt} \boldsymbol{\lambda}_r}{\mathbf{i}_r \cdot \boldsymbol{\lambda}_r} \quad (4.5)$$

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

식(4.4a)과 (4.4b)를 식(4.5)에 대입하면 회전자속도에 관한 식(4.6)을 구할 수 있다.

$$\omega_r = \frac{(\lambda_{\alpha s} - L_s i_{\alpha s}) \frac{d}{dt} \lambda_{\beta r} - (\lambda_{\beta s} - L_s i_{\beta s}) \frac{d}{dt} \lambda_{\alpha r}}{(\lambda_{\alpha s} - L_s i_{\alpha s}) \lambda_{\alpha r} + (\lambda_{\beta s} - L_s i_{\beta s}) \lambda_{\beta r}} \quad (4.6)$$

속도추정기에 의한 유도전동기 운전의 경우, 무부하운전의 경우에는 정상오차가 영(ZERO)이지만, 부하운전의 경우에는 약간의 오차가 발생할 수 있고, 정격속도의 1.5[%]정도가 안정화된 저속운전 범위이다.

4.2 모델기준적응제어를 이용한 방식

모델기준적응제어를 이용한 방식은 추정기 두 대를 사용하여 각각의 출력을 비교해서 회전자속도를 얻는 방식이다. 유도전동기 기준모델(Reference Model)로 사용되는 추정기는 회전자의 속도 값이 포함되어 있지 않고, 나머지 다른 하나는 조정모델(Adjustable Model)로 간주한다. 기준모델과 조정모델로 구한 추정치의 차이를 적응메커니즘을 사용하여 조정모델 및 제어를 위한 속도추정값을 구한다. 다음의 그림 3.2는 이 방식의 블록다이어그램을 나타낸다.

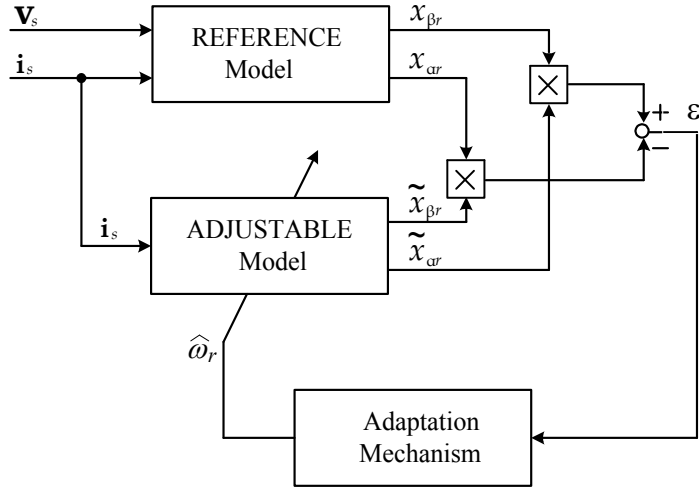


그림 4.2 모델기준적응제어의 속도추정 블록다이어그램

Fig. 4.2 Speed estimation block diagram of model reference adaptive control

고정자 전압방정식인 식(4.3a) 및 식(4.3b)는 기준모델에 이용되고, 회전자 전압방정식인 식(4.3c) 및 식(4.3d)는 조정모델에 이용된다. 기준모델과 조정모델의 회전자자속 오차를 구하면 회전자속도를 추정할 수 있다. 두 모델의 회전자자속값은 식(4.7) 및 식(4.8)에서 각각 계산 할 수 있다.

$$\lambda_r = \int_0^t \frac{L_r}{L_m} (\mathbf{v}_s - R_s \mathbf{i}_s) dt + \frac{(L_m^2 - L_r L_s)}{L_m} \mathbf{i}_s \quad (4.7)$$

$$\tilde{\lambda}_r = \frac{1}{T_r} \int_0^t (j \omega_r T_r - 1) \tilde{\lambda}_r dt + L_m \mathbf{i}_s \quad (4.8)$$

그림 4.2 및 식(4.8)에 나오는 “~”표시는 조정모델의 출력값을 의미한다.

또한, 각 모델의 역기전력을 비교하여 속도추정을 하는 방식이 있는데, 이 방식의 이점은 적분기를 사용하지 않는 것이다. 기준 모델 및 조정모델의 역기전력은 식(4.9)와 식(4.10)에서 계산 할 수 있다.

$$\mathbf{e}_m = \mathbf{v}_s - R_s \mathbf{i}_s - \sigma L_s \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} \quad (4.9)$$

$$\tilde{\mathbf{e}}_m = \frac{L_m^2}{L_r} \left[j \omega_r \left(\mathbf{i}_s + \frac{L_r}{L_m} \mathbf{i}_r \right) - \frac{R_r}{L_m} \mathbf{i}_r \right] \quad (4.10)$$

회전자자속 또는 역기전력을 이용하는 방식 모두 회전자속도는 식(4.11)과 같이 추정가능하다.

$$\hat{\omega}_r = K_p (x_{\beta r} \tilde{x}_{\alpha r} - x_{\alpha r} \tilde{x}_{\beta r}) + K_i \int_0^t (x_{\beta r} \tilde{x}_{\alpha r} - x_{\alpha r} \tilde{x}_{\beta r}) dt \quad (4.11)$$

회전자자속 오차를 이용하는 경우에는 식 (4.11)의 $x_{\alpha r}$, $x_{\beta r}$ 는 기준모델, $\tilde{x}_{\alpha r}$, $\tilde{x}_{\beta r}$ 는 조정모델의 회전자자속값을 대입하면 되고, 역기전력 오차를 이용하는 경우에는 $x_{\alpha r}$, $x_{\beta r}$ 는 기준모델, $\tilde{x}_{\alpha r}$, $\tilde{x}_{\beta r}$ 는 조정모델의 역기전력값을 대입하면 된다. K_p 및 K_i 는 상수이다.

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

4.3 칼만필터를 이용한 방식

칼만필터를 이용한 방식은 선형시스템을 위한 하나의 상태추정기로서 입력부와 출력부에 노이즈로 인한 영향이 발생하는 경우 최적의 필터링을 수행하기 위해 이득매트릭스(Gain matrix)를 선정한다. 노이즈로 인한 영향이 발생하는 경우의

상태방정식과 출력방정식은 각각 식(4.12)와 식(4.13)으로 나타낸다.

$$\frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = A\mathbf{x}(t) + B\mathbf{v}(t) + G\mathbf{u}(t) \tag{4.12}$$

$$\mathbf{y}(t) = C\mathbf{x}(t) + \mathbf{w}(t) \tag{4.13}$$

상기의 식(4.12)와 식(4.13)의 $\mathbf{x}(t)$ 는 고정자전류 및 회전자전류 등의 상태변수를, $\mathbf{v}(t)$ 는 제어입력을, $\mathbf{y}(t)$ 는 출력을 의미한다. 또한 $\mathbf{u}(t)$, $\mathbf{w}(t)$ 는 화이트노이즈(White noise)을 의미한다.

상태추정기와 유도전동기의 동적방정식과의 관계를 블록다이어그램으로 도시하면 그림 4.3과 같다.

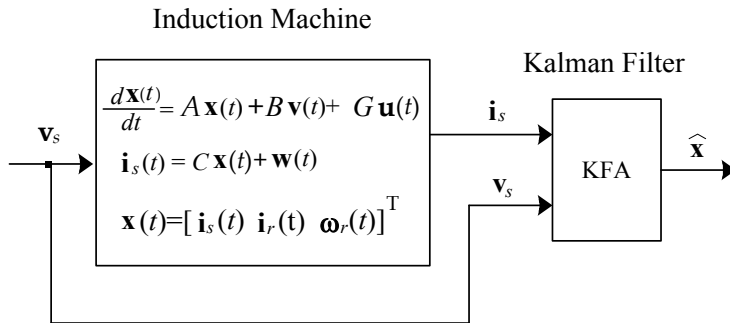


그림 4.3 칼만필터를 이용한 속도추정 블록다이어그램

Fig. 4.3 Speed estimation block diagram using Kalman filter

유도전동기처럼 회전자속도가 시변파라미터로 비선형시스템인 경우, 칼만필터 알고리즘의 적용을 위하여 선형화 모델이 필요하다. 즉, 추정해야하는 파라미터인 회전자속도를 하나의 상태변수로 도입하고 샘플링주기 동안 일정하다고 가정하는 경우 선형화가 가능하다.

상태방정식을 이산형으로 표시하면 다음 식과 같다.

$$\mathbf{x}(k+1) = A_d \mathbf{x}(k) + B_d \mathbf{v}(k) + G_d \mathbf{u}(k) \quad (4.14)$$

$$\mathbf{y}(k) = C_d \mathbf{x}(k) + \mathbf{w}(k) \quad (4.15)$$

단, A_d, B_d, C_d 는 A, B, C 의 이산형 등가매트릭스를 의미하고, G_d 는 G 의 이산형 등가매트릭스를 의미한다.

고정자전류, 회전자전류 및 회전자속도를 추정하기 위한 칼만필터 방정식은 아래 식과 같다.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}(k+1) \\ \boldsymbol{\omega}_r(k+1) \end{bmatrix} = \mathbf{A}_{de}(k) \begin{bmatrix} \mathbf{x}(k) \\ \boldsymbol{\omega}_r(k) \end{bmatrix} + \mathbf{B}_{de}(k) \mathbf{v}(k+1) + K(k) [\mathbf{y}(k+1) - C_d \mathbf{x}(k)] \quad (4.16)$$

식(4.16)에서 $\mathbf{A}_{de}(k) = \begin{bmatrix} A_d(k) & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$, $\mathbf{B}_{de}(k) = \begin{bmatrix} B_d(k) \\ 0 \end{bmatrix}$ 이고 이득행렬 $K(k)$ 는

노이즈 천이매트릭스에 의해 매 순간마다 계산한다.

칼만필터 알고리즘은 초기의 이득매트릭스를 계산하기 위해 각 상태변수의 초기값 $x(0)$ 가 필요하다. 이 방식은 속도나 부하와 무관하게 정상오차가 10[rpm] 정도 발생한다. 발생한 오차는 고속에서는 큰 영향이 없지만 저속에서는 상대적으로 큰 영향을 미칠 수 있다. 칼만필터에 의한 방식으로 유도전동기를 제어하는 경우 정격속도의 1.5[%]정도가 안정화된 저속운전 범위이다.

4.4 슬롯고조파 분석을 이용한 방식

이 방식은 회전자에 슬롯이 존재함으로써 릴럭턴스 변화로 인해 야기되는 고정자전압이나 전류의 고조파에 의해 회전자속도를 추정하는 방식이다. 유도전동기를 모델링할 때 회전자슬롯을 고려하면 공극길이를 아래 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$g(\theta)^{-1} = K_e + K_r \cos [N_{r,s} (\theta - \omega_r t)] \quad (4.17)$$

위 식(4.17)에서 $g(\theta)$ 는 공극길이, K_e 는 평균공극길이의 역수, K_r 는 슬롯에 대한 공극길이의 변조지수, $N_{r,s}$ 는 쌍극당 슬롯수를 의미한다.

식(4.17)과 같은 공극길이의 변화로부터 고정자전압 및 전류에 식(4.18)에 계산되는 주파수의 고조파가 포함된다.

$$\omega_h = N_{r,s} \omega_r \pm \omega_e \quad (4.18)$$

여기서, ω_h 는 고조파 주파수이다.

즉, 고정자전압이나 전류를 이용하여 슬롯고조파 주파수를 산출하여 속도정보를 구할 수 있다.

슬롯고조파 분석을 이용한 속도추정 블록다이어그램은 그림 4.4와 같다. 필터에 통과된 고정자전압이나 전류를 이용하여 회전자 슬롯고조파의 주파수를 구한다. 이 고조파 주파수를 식(4.18)에 대입하여 회전자속도를 계산할 수 있다.

또 다른 방식으로 FFT(Fast Fourier transform)를 이용한 상전류 스펙트럼 분석을 통하여 슬롯고조파의 주파수를 계산할 수도 있다.

슬롯고조파 분석에 의한 방식은 부하와 속도와 무관하게 정상오차가 1[%]정도 발생하고 정격속도의 약 5[%]가 운전 가능한 저속영역이다.

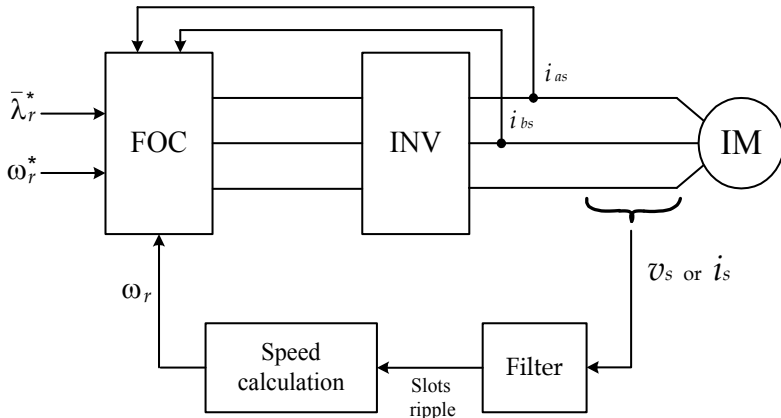


그림 4.4 슬롯고조파 분석을 이용한 속도추정 블록다이어그램

Fig. 4.4 Speed estimation block diagram using rotor slots ripple

4.5 상태궤환 선형화 기법을 이용한 방식

유도전동기는 정격속도 이하의 운전영역에선 자속기준 좌표변환에 의해 제어 변수와 속도가 선형적인 특성을 가진다. 그러나 정격속도 이상인 고속영역에서는 고정자 전압의 제한치로 인한 고정자 전압의 증가의 한계라는 문제가 발생하므로 기준자속 크기를 줄여야 한다. 약계자 영역에서 벡터제어를 적용하는 경우, 자속과 속도의 완전한 비간섭 제어, 즉 독립제어가 이루어지지 않는다.

상태궤환 선형화 방식은 자속과 속도를 서로 상호 간섭을 받지 않고 분리하여 제어가 힘든 약계자 영역에서 자속과 속도의 완전한 비간섭제어를 구현하기 위한 방식이다.

식(4.19)는 유도전동기의 상태방정식이다.

$$p \mathbf{x} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}(\mathbf{x}) u \quad (4.19)$$

여기서,

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}) = \begin{pmatrix} -a_1 x_1 + a_3 x_3 + a_4 x_4 x_5 \\ -a_1 x_2 - a_4 x_3 x_5 + a_3 x_4 \\ a_5 x_1 - a_7 x_3 - a_8 x_4 x_5 \\ a_5 x_2 + a_8 x_3 x_5 - a_7 x_4 \\ a_9(x_2 x_3 - x_1 x_4) - a_{10} T_L \end{pmatrix}, \quad \mathbf{g}_d(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} b \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{g}_q(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} 0 \\ b \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

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

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

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

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

유도전동기를 상태방정식으로 나타낸 식(4.19)를 선형화하기 위해 출력을 결정해야 하는데 벡터제어를 하기 위해 출력을 회전자자속과 속도로 정하면 식(4.20)으로 나타낼 수 있다.

$$\psi_1(x) = x_3^2 + x_4^2 \tag{4.20a}$$

$$\psi_2(x) = x_5 \tag{4.20b}$$

새로운 좌표변수 z_m ($m = 1, 2, \dots, 5$)를 이용하면 식(4.20)의 출력은 식(4.21)로 표현할 수 있다.

$$z_1 = \psi_1(x) \quad (4.21a)$$

$$z_2 = L_f \psi_1(x) \quad (4.21b)$$

$$z_3 = \psi_2(x) \quad (4.21c)$$

$$z_4 = L_f \psi_2(x) \quad (4.21d)$$

유도전동기 상태변수의 수와 새로운 좌표변수가 일치되도록 회전자속을 변수로 정하면 식(4.22)와 같다.

$$z_5 = \tan^{-1} \left(\frac{x_4}{x_3} \right) = \psi_3(x) \quad (4.22)$$

따라서 새로운 좌표의 상태방정식을 식(3.23)으로 나타낼 수 있다.

$$p z_1 = z_2 \quad (4.23a)$$

$$p z_2 = L_f^2 \psi_1(x) + L_{gd} L_f \psi_1(x) u_d + L_{gq} L_f \psi_1(x) u_q \quad (4.23b)$$

$$p z_3 = z_4 \quad (4.23c)$$

$$p z_4 = L_f^2 \psi_2(x) + L_{gd} L_f \psi_2(x) u_d + L_{gq} L_f \psi_2(x) u_q \quad (4.23d)$$

$$p z_5 = L_f^2 \psi_3(x) \quad (4.23e)$$

위 식(4.23)에서 입력의 영향을 받는 네 번째까지의 식을 간단하게 표현하면 식(4.24)처럼 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} p^2 z_1 \\ p^2 z_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^2 \psi_1 \\ L_f^2 \psi_2 \end{bmatrix} + D \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

$$\text{단, } D = \begin{bmatrix} L_{gd} L_f \psi_1 & L_{gq} L_f \psi_1 \\ L_{gd} L_f \psi_2 & L_{gq} L_f \psi_2 \end{bmatrix},$$

$$\begin{aligned}
L_f^2 \psi_1 &= 2a_7((2a_7 + a_7 a_4 L_m)(x_3 x_3 + x_4 x_4) + a_7 L_m^2(x_1 x_1 + x_2 x_2)) \\
&= -(a_1 L_m + 3a_7 L_m)(x_1 x_3 + x_2 x_4) + L_m x_5(x_2 x_3 - x_1 x_4) \\
L_f^2 \psi_2 &= -a_9(x_5(x_1 x_3 + x_2 x_4) + a_4 x_5(x_3 x_3 + x_4 x_4) + (a_1 + a_7)(x_2 x_3 - x_1 x_4))
\end{aligned}$$

식(4.24)에서 $\psi_1 \neq 0$ 이면 $\det(D) \neq 0$ 이 되어 시스템 입력 u 와 선형화를 위한 새로운 케환입력 v 는 다음의 관계를 갖는다.

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = D^{-1} \left(\begin{bmatrix} -L_f^2 \psi_1 \\ -L_f^2 \psi_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \right) \quad (4.25)$$

식(4.25)를 식(4.23)에 대입하면 식(4.23)의 처음 4개의 변수는 식(4.26)과 같이 된다.

$$p z_1 = z_2 \quad (4.26a)$$

$$p z_2 = v_d \quad (4.26b)$$

$$p z_3 = z_4 \quad (4.26c)$$

$$p z_4 = v_q \quad (4.26d)$$

식(4.26)은 새로운 제어신호 v_d , v_q 의 선형시스템 상태 케환제어를 이용하여 나타내면 식(4.27)과 같다.

$$v_d = K_{d1}(z_1 - z_{1ref}) - K_{d2} z_2 \quad (4.27a)$$

$$v_q = K_{q1}(z_3 - z_{3ref}) - K_{q2} z_4 \quad (4.27b)$$

식(4.27)은 선형시스템의 상태케환 제어기이고, 회전자자속와 속도에 적용하

여 그림 4.5와 같은 블록도를 나타낼 수 있다.

그림 4.5를 보면 유도전동기의 자속 및 속도 제어가 각각 독립하여 제어 가능함을 알 수 있다.

상태궤환 선형화 기법에 의한 방식에서 운전 가능한 저속 운전 범위는 정격 속도의 약 5[%]정도이며 저속에서의 부하특성은 다른 센서리스 제어방식과 비교할 때 현저한 성능 저하 현상을 보인다. 그러나 정격속도 이상의 고속 운전 영역에서는 속도응답 및 부하특성이 저속 영역에 비해 개선된 결과를 보인다.

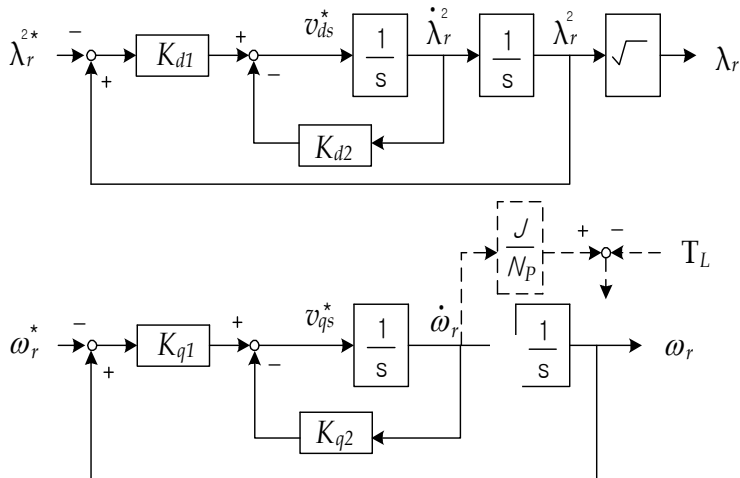


그림 4.5 입-출력 선형화에 의한 유도전동기의 비선형제어

Fig. 4.5 Nonlinear control of induction motor by input-output linearization

4.6 신경회로망을 이용한 방식

신경회로망은 생물학적 뉴런의 구조와 신호의 전달방식을 공학적인 모델링의 구조로 응용한 공학적인 하나의 도구이다. 신경회로망의 구조는 간단한 처리

요소들이 생물학적인 신경에서와 같이 다양한 방식으로 연결되어 있다. 처리요소를 절점(Node)이라 부르는데 이 절점에 여러 다른 절점들이 연결고리로 연결되어 회로망을 구성한다. 절점에는 입력과 연결된 고리도 있고 출력과 연결된 고리도 있다. 입력을 통해서 들어온 수치를 다양한 수학적 방식으로 처리하고 처리된 값을 응용하고자 하는 시스템의 특성에 적합한 함수에 통과시킨다. 여기서 발생하는 수치가 각 절점의 출력이 되어 다른 절점들과 연결되거나 신경회로망의 출력 값이 되기도 한다.

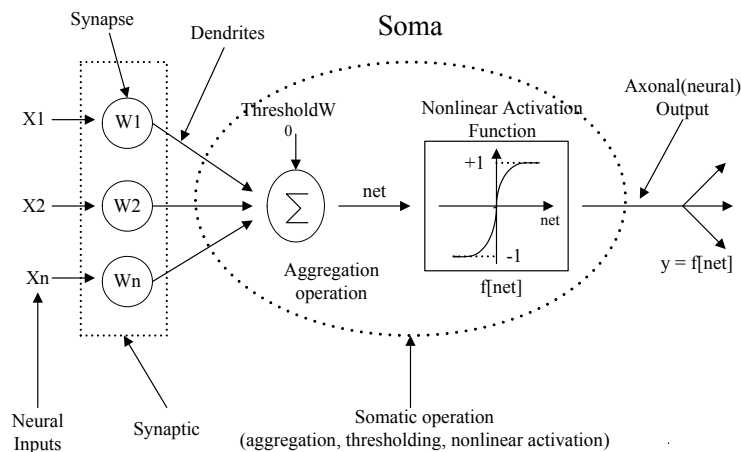


그림 4.6 인공신경계의 구조

Fig. 4.6 Structure of artificial neuron

신경회로망에서 중요한 구성요소는 처리기(Processing element)와 이들 상호간의 연결(Interconnection)이다. 뉴런의 인공적인 모델을 처리기 혹은 유니트(Unit)라고 한다. 뇌의 신경세포에 해당하는 처리기의 구성은 다음 그림 4.6과 같다.

신경회로망은 병렬정보처리, 학습능력, 패턴인식, 기억능력을 가진 인간의 두뇌 구조를 모방한 것이기 때문에 방대하고 복잡한 비선형 시스템을 규명할 수 있는 능력이 있다. 즉 두뇌의 한 세포에 수만 개의 연결고리가 연결되어 있으며 경험하는 과정에서 연결 고리들의 강도들이 변화되어 기억하고 배우는 것처럼

럼 신경회로망도 간단한 절점을 많은 연결고리로 연결하고 연결고리 강도들을 학습을 통해 변화시킴으로써 시스템의 특성을 배우도록 되어 있다. 그러므로 시스템의 동정을 위해서 기존 선형 수학기론에서는 특정한 구조의 모델을 필요로 하지만 신경회로망을 사용할 때는 특정 구조의 모델이 필요 없이 시스템을 동정할 수 있다.

다음과 같은 비선형 시스템을 고려해 보자.

$$y(t+1) = f(y(t), \dots, y(t-n+1), u(t), \dots, u(t-m+1)) \quad (4.28)$$

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

그림 4.7은 식(4.28)과 같은 비선형 시스템의 구조를 동정하기 위한 신경회로망의 구조를 나타낸다.

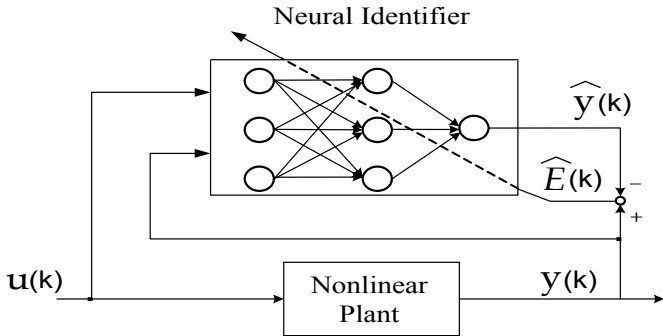


그림 4.7 시스템 동정을 위한 신경회로망의 구조

Fig. 4.7 Identification model for the dynamic systems using the neural network

그림 4.7에서 보듯이 비선형 시스템의 출력과 신경회로망의 출력을 비교하여 오차가 없어지도록 신경회로망을 학습시키면 신경회로망은 비선형 시스템을 별도의 수식모델 없이 동정할 수 있다. 신경회로망의 학습에는 주로 역전파 알고리즘이 사용되는데 이 방식은 입력패턴이 출력 층으로 진행되고 출력패턴을 목표패턴과 비교한 후 발생된 오차의 제곱을 이용하여 오차가 가장 작아지는 방향으로 접속 강도를 조정하는 것이다.

신경회로망을 이용하여 비선형의 다변수 입력, 다변수 출력인 유도전동기를 별도의 수식모델 없이 근사화 할 수 있고 이를 제어시스템에 응용할 수 있다. 신경회로망을 이용하여 속도를 추정함으로써 유도전동기의 속도를 제어하는 제어시스템을 그림 4.8에 나타내었다. 속도 추정의 성능은 오프라인에서 시스템을 얼마나 학습시켰는지에 따라 결정된다.

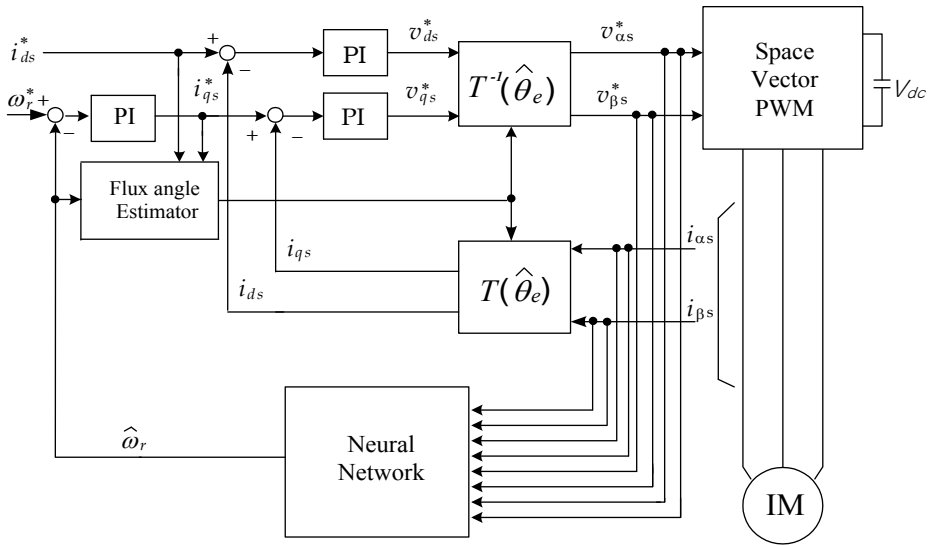


그림4.8 신경회로망을 이용한 유도전동기의 센서리스 제어도

Fig. 4.8 Sensorless control Block diagram of induction motor using neural network

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

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

4.7 고주파 신호주입을 이용한 방식

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

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

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

그림 4.9는 추정 자속 d 축 위에 고주파 맥동 신호가 주입되는 것을 도시하고

있다. 고주파 주입신호의 응답은 d^m 과 q^m 의 두 직교축에서 측정되며, 만약 추정 자속 축과 실제 자속 축이 일치하지 않는다면 d^m 과 q^m 의 두 직교 축에서 측정된 고주파 신호는 임피던스 차이 즉 유도전동기의 돌극성으로 인하여 다른 값을 나타낸다.

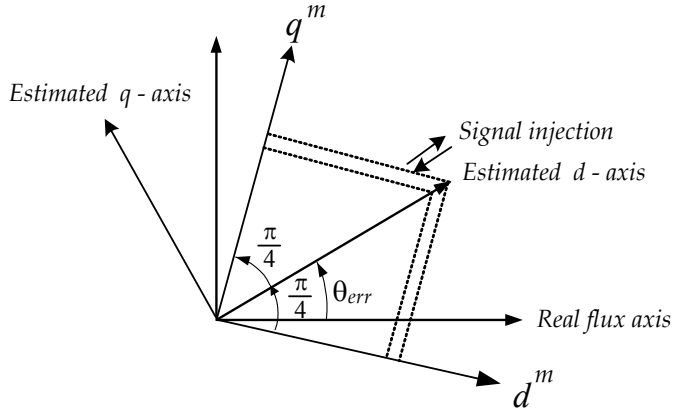


그림 4.9 동기 좌표계에서 주입각과 측정각

Fig. 4.9 Injection and measurement axes in the synchronous reference frame

그림 4.9의 측정 축에서 단자 전압과 전류의 관계는 식(4.29)로 표현될 수 있다.

$$v_{qsh}^m \approx \left[R_{ha} + \frac{1}{2}R_{hp}\cos\left(2\theta_{err} + \frac{\pi}{2}\right) + j\omega_h \left\{ L_{ha} + \frac{1}{2}L_{hp}\cos\left(2\theta_{err} + \frac{\pi}{2}\right) \right\} \right] i_{qsh}^m \quad (4.29a)$$

$$v_{dsh}^m \approx \left[R_{ha} + \frac{1}{2}R_{hp}\cos\left(2\theta_{err} - \frac{\pi}{2}\right) + j\omega_h \left\{ L_{ha} + \frac{1}{2}L_{hp}\cos\left(2\theta_{err} - \frac{\pi}{2}\right) \right\} \right] i_{dsh}^m \quad (4.29b)$$

록도를 도시한다.

자속기준제어(Field orientation controller, FOC)부에서는 고주파 임피던스 성분의 추출을 위한 전처리기(Pre-processor)와 회전자 자속각 추정을 위한 수정제어기(Correction controller)를 둔다. 전류의 크기성분을 추정하기 위한 연산기와 저역 통과 필터(LPF)로 구성된다.

고주파 신호 주입을 이용한 방식에서는 정격속도의 약 1[%]의 저속도까지 제어가 가능하다. 그러나 속도제어 및 부하특성이 다른 제어법의 성능에 미치지 못하며 고주파를 주입함으로써 부가적인 손실이 발생하고 또한, 속도 맥동이 발생할 수 있으며 전압 여유분의 부족으로 고속운전은 어려운 단점이 있다.

5. AFE 정류기를 이용한 센서리스 속도제어

5.1 전류오차보상에 의한 센서리스 속도제어방식

전류오차보상에 의한 방식은 다른 방식들과 다르게 관측기 또는 속도 추정기가 필요 없다. 그 이유는 이 방식에 사용된 이론적인 배경을 살펴보면 알 수 있다.

식(5.1)은 농형유도전동기의 전압방정식을 고정자에 고정된 $\alpha - \beta$ 축에 관해 나타낸 것이다.

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \\ v_{\alpha r} \\ v_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & 0 & pL_m & 0 \\ 0 & R_s + pL_s & 0 & pL_m \\ pL_m & \omega_r L_m & R_r + pL_r & \omega_r L_m \\ -\omega_r L_m & pL_m & -\omega_r L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

단, p 는 미분연산자를 나타낸다.

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} = \frac{1}{D} \begin{bmatrix} -L_r R_s & L_m^2 \omega_r & L_m R_r & L_m L_r \omega_r \\ -L_m^2 \omega_r & -L_r R_s - L_m L_r \omega_r & L_m R_r & \\ L_m R_s & -L_s L_m \omega_r & -L_s R_r & -L_s L_r \omega_r \\ L_s L_m \omega_r & L_m R_s & L_s L_r \omega_r & -L_s R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_r & 0 & -L_m & 0 \\ 0 & L_r & 0 & -L_m \\ -L_m & 0 & L_s & 0 \\ 0 & -L_m & 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \\ v_{\alpha r} \\ v_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

식(5.2)는 식(5.1)을 전류에 관한 미분방정식으로 나타낸 것이다.

여기서, $D = L_s L_r - L_m^2$ 이다.

또한, 식(5.3) 및 식(5.4)은 전동기의 발생토크 및 회전속도를 나타낸다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (i_{\beta s} \lambda_{\alpha s} - i_{\alpha s} \lambda_{\beta s}) \quad (5.3)$$

$$p\omega_r = \frac{1}{J} (T_e - T_L - B\omega_r) \quad (5.4)$$

단, $p\lambda_{\alpha s} = v_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s}$

$p\lambda_{\beta s} = v_{\beta s} - R_s i_{\beta s}$

P 는 극수, J 는 관성모멘트, B 는 마찰계수, T_L 은 부하토크이다.

식(5.2), 식(5.3) 및 식(5.4)을 고려하면 그림 5.5에 도시된 바와 같이 유도전동기는 고정자전압이 입력되고 관성모멘트, 부하토크 및 전동기상수 등 전기·기계적인 파라미터들에 의해 변환된 회전자 속도 및 고정자전류가 출력되는 다변수 입·출력 시스템으로 볼 수 있다.

그러나, 식(5.2)에서 회전자속도는 매순간 피드백 되는 시변 파라미터이기 때문에 고정자 전류 값과 긴밀하게 입력과 출력의 위치를 동시에 취한다.



그림 5.1 유도전동기의 입·출력변수

Fig. 5.1 Input and output variables of induction motor

여기서 그림 5.1에 제시된 유도전동기와 동일한 전기적 파라미터를 사용한 수식모델을 고려해보자. 이 모델의 입력 값은 실제 유도전동기와 동일한 값의

고정자전압과 속도설정 값이며, 출력 값은 고정자전류이고 과도상태 및 정상상태에 대한 유도전동기의 모델링에 사용 가능한 식(5.2)를 적용하면 그림 5.2와 같이 도시할 수 있다.



그림 5.2 수식모델의 입·출력변수

Fig. 5.2 Input and output variables of numerical model

그림 5.2에서 첨자 m 은 모델 변수를 나타내고, ω_{ref} 는 수식모델의 속도로 속도설정 값을 표시한다. 식(5.2)는 기계적 파라미터가 포함되지 않으므로 이에 대한 정보는 필요 없다.

그림 5.1와 그림 5.2을 비교하면 다음과 같은 추론을 얻을 수 있다. 실제 유도전동기와 수식모델에서 고정자전압은 동일하므로 둘의 고정자전류가 동일하다면 전동기 회전자속도는 수식모델 입력 측의 속도설정 값과 같은 값이 될 것이다.

즉, 수식모델과 전동기의 고정자 전류가 일치하도록 양자에 같은 전압을 투입한다면 실제 전동기의 회전속도는 수식모델의 속도설정 값에 근접하게 된다.

전동기와 수식모델의 전류를 일치시키는 다양한 방식이 있지만 본 논문에서는 DTC (Direct Torque Control) 방식을 이용하고자 한다.

즉, 전동기 전류와 전압 값을 이용하여 고정자 자속의 위상각과 크기를 계산하여 일정한 자속 값이 유지되도록 제어하고, 전동기와 모델의 발생토크를 계산하여 일치시키면 둘의 고정자 전류 값이 같아지며 전동기의 회전속도는 설정 값과 같아진다.

그 이유는 식(5.3)에서 알 수 있듯이 전압이 같으면 자속 또한 전류로 치환가능하므로 발생토크는 전류의 함수가 되므로 토크제어를 통해 전동기와 모델의 전

류 값을 일치 시킬 수 있다.

예를 들어 특정한 순간 모델과 전동기의 전류가 동일한 값이 되어 전동기의 회전속도가 모델의 속도설정 값과 같아졌다고 하자. 이때 부하토크가 증가하면 전동기의 회전속도는 감소하고 전류 및 발생토크는 증가하게 된다.

전동기와 모델의 발생토크 격차를 줄이기 위해 제어기는 더 높은 전압을 전동기와 모델에 가한다. 전동기에 가해지는 증가된 전압은 전류와 토크를 높이고 회전속도를 상승시킨다. 그러나 과도현상이 끝나면 토크는 제어기 동작 전의 값으로 회귀하며 전류는 전압상승으로 인하여 보다 감소하게 된다.

한편, 수식모델에 인가되어 상승된 전압은 모델의 전류를 높여 전동기 및 모델의 전류는 보다 높은 값에서 평형을 이루게 되고 회전속도 또한 설정 값에 근접하게 된다.

또한, 앞의 경우와 반대로 부하토크가 감소할 때는 인가전압을 감소시키고 정반대의 과정을 거쳐 새로운 전류 평형점에서 안정을 이루게 된다.

5.2 직접토크제어

5.2.1 직접토크제어의 특징

교류전동기가 신속한 제어특성을 갖기 위해 전자기적 토크를 순시적으로 제어할 수 있는 제어기법, 즉 토크 제어기법은 벡터제어와 직접토크제어로 나눌 수 있다.

벡터제어는 독일의 Blaschke, Hasse, Leonhard에 의해 약 20년 전에 소개되었고, 현재는 산업계 등 광범위한 부분에서 널리 사용되고 있으며, 반면에 직접토크제어는 일본의 Takahashi에 의해 소개되었으며 제어의 대상이 속도가 아니고 발생토크이다. 현재 산업현장에서 널리 사용되지는 않지만 전기철도 분야에서와 같이 공간이 협소하며, 대용량의 토크를 필요로 하는 제어분야에 응용되고 있다.

그림 4.3은 직접토크제어방식에 대한 제어기 구성도를 보여주는데 이 방식은 전동기에서 전압과 전류 값을 측정하여 토크와 고정자 자속을 연산하고 매 주기마다 자속과 토크의 지령치와 비교하여 토크의 오차, 자속의 오차가 각각 자속과 토크의 제어 정밀도에 따라 폭이 결정되는 히스테리시스 제어기로 입력된다. 히스테리시스 제어기의 출력은 전압벡터의 룩업 테이블(Look-up table)의 입력으로 사용되며, 여기서 원하는 전압벡터를 찾아 출력한다.

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

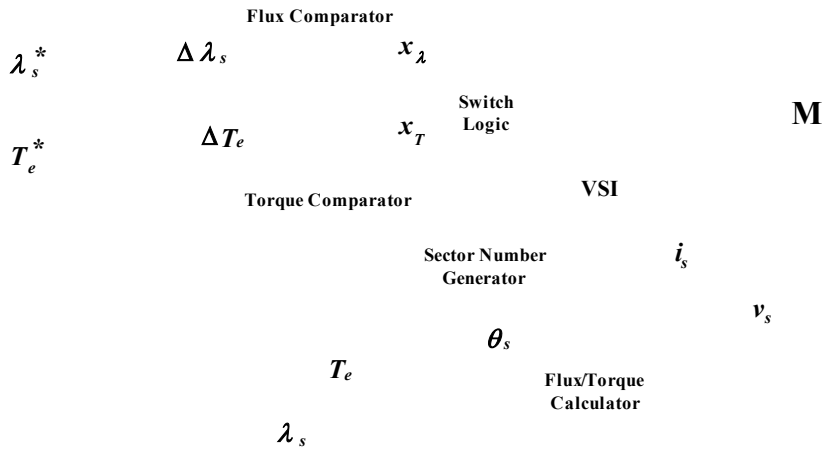


그림 5.3 직접토크제어 방식의 제어기 구성도

Fig. 5.3 Control block diagram of direct torque control

하지만 스위칭 주파수가 가변되고, 토크와 속도에 많은 리플이 발생할 수 있으며 저속영역과 기동 시 그리고 토크 명령이 변화할 경우 제어특성이 저하될 수 있다는 단점을 가지고 있다.

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

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

표 5.1은 일반적으로 많이 사용되는 교류전동기의 대표적인 제어알고리즘의 특징을 나타내고 있다.

표 5.1 가변속 드라이브의 비교

Table. 5.1 Comparison table of variable speed drives

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

5.2.2 직접토크제어의 기본 개념과 적용

3상 정지 좌표계에서 유도전동기의 전압 방정식에 의해 고정자 자속은 식 (5.5)와 같이 나타낼 수 있다.

$$V = RI + \frac{d}{dt} \lambda \tag{5.5}$$

식(5.5)에서 고정자 자속의 값을 구하면 식(5.6)와 같다.

$$\begin{aligned}
 \lambda_s &= \int (v_s - R_s i_s) dt \\
 &= V_s \cdot t - R_s \int i_s dt \\
 &= \frac{2}{3} V_{dc} [S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}}] \cdot t - R_s \int i_s dt + \lambda_s |_{t=0} \quad (5.6)
 \end{aligned}$$

여기서, V_{dc} 는 직류링크 전압이다.

식(5.6)에서 고정자 저항값은 매우 작기 때문에 전압강하 $R_s i_s$ 는 첫째 항에 비해 매우 작다고 가정하고 무시하게 되면 고정자 자속은 고정자 전압의 크기에 비례하고 방향은 같은 벡터로 생각할 수 있다.

위에 기술한 관계를 식으로 나타내면 식(5.7)과 같이 표현할 수 있다.

$$\Delta \lambda_s \approx V_s \Delta t \quad (5.7)$$

여기서 Δt 는 샘플링 주기이다.

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

고정자 자속이 n 번째 영역(Sector)에 있을 때 선택되어지는 전압벡터에 대한 의미를 표 5.2에 나타내었다.

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

표 5.2 선택되어진 벡터와 그 의미

Table. 5.2 Selected vector and definition

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

그림 5.4은 직접토크제어의 개념도로서 스위칭 벡터와 자속벡터를 나타낸 것이다. 그림 5.5는 히스테리시스 밴드 안에서 스위칭 벡터의 선택에 따라 회전하고 있는 자속의 궤적을 나타내고 있다. 자속은 그림과 같이 맥동이 있는 원의 궤적을 그리면서 회전하게 된다.

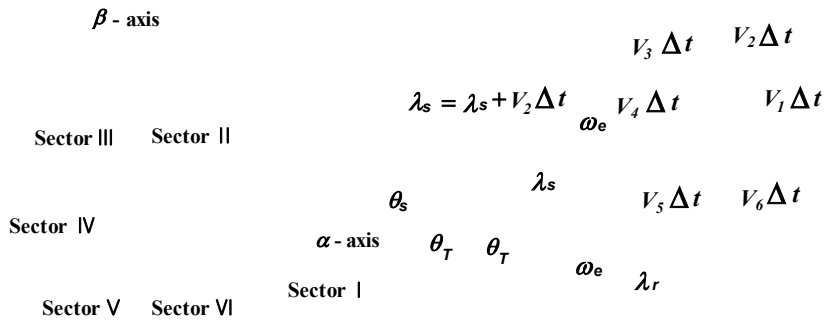


그림 5.4 직접토크제어의 개념도

Fig. 5.4 Conception diagram of direct torque control

식(5.8)은 자속의 히스테리시스 밴드를 나타내고 있다.

$$(|\lambda_s|^* - \Delta|\lambda_s|/2) \leq (|\lambda_s|) \leq (|\lambda_s|^* + \Delta|\lambda_s|/2) \quad (5.8)$$

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

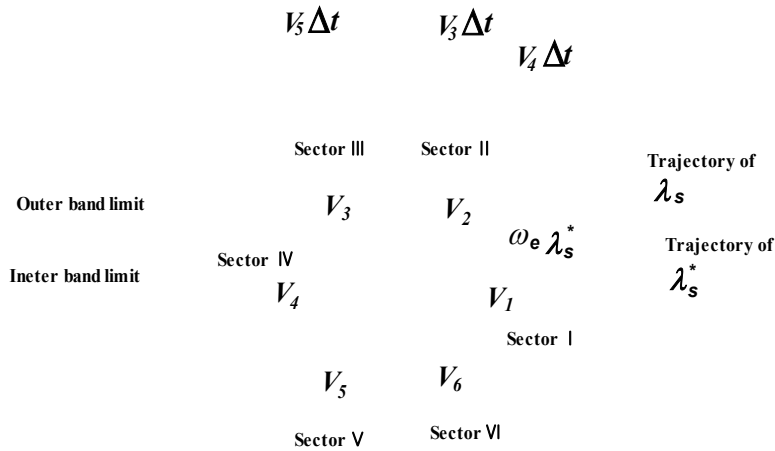


그림 5.5 스위칭 벡터의 선택에 따라 회전하는 자속의 궤적

Fig. 5.5 Trajectories of the stator flux λ_s and its reference λ_s^* with $x_T = 1$

예를 들면, 먼저 시계방향으로 자속이 회전하고 있을 때 자속이 히스테리시스 밴드의 하한선에 접하면 v_6 를 선택하게 되고, 히스테리시스 밴드의 상한선에 접하면 v_5 을 선택하게 된다.

마찬가지로 반시계 방향으로 회전하고 있을 때에는 v_2 와 v_3 을 선택한다. 일단 자속이 결정되면 토크는 식(5.9)에 의하여 결정되어진다.

$$T_e = \frac{3P}{2} \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} |\lambda_s| |\lambda_r| \sin\theta_T \quad (5.9)$$

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

$$T_e^* - \Delta T_e \leq T_e \leq T_e^* \quad \lambda_s \text{ 가 시계 방향으로 회전할 때}$$

$$T_e^* \leq T_e \leq T_e^* + \Delta T_e \quad \lambda_s \text{ 가 반시계 방향으로 회전할 때}$$

λ_s 가 시계방향으로 회전한다고 가정하면, T_e 가 T_e^* 에 닿으면 유효벡터를 정지시키고 T_e 를 줄이기 위해 무효벡터가 선택되어진다.

반대로 T_e 가 $T_e^* - \Delta T_e$ 에 닿으면 자속을 시계 방향으로 회전시키기 위한 유효벡터가 선정된다.

최적 스위칭 전압벡터 룩업 테이블 (Optimum switching voltage vector look-up table)에서 최적 전압벡터를 계산하기 위해서는 고정자 쇄교자속의 위치 정보를 알아야 한다. 이 위치정보는 정좌표계에서의 고정자 쇄교자속의 α 축과 β 축의 값으로부터 식(5.10a), (5.10b), (5.10c)를 이용하여 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \lambda_s &= \lambda_{\alpha s} + j \lambda_{\beta s} \\ &= \int (v_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s}) dt + j \int (v_{\beta s} - R_s i_{\beta s}) dt \end{aligned} \quad (5.10a)$$

$$|\lambda_s| = \sqrt{\lambda_{\alpha s}^2 + \lambda_{\beta s}^2} \quad (5.10b)$$

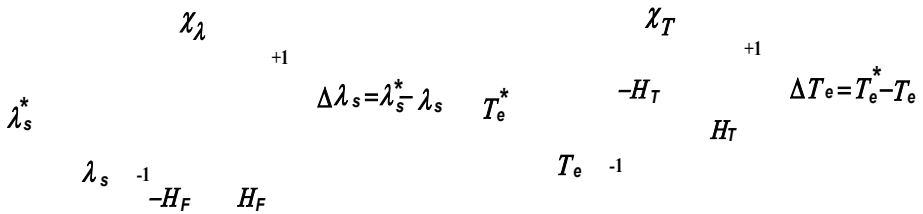
$$\theta_s = \tan^{-1} \left(\frac{\lambda_{\beta s}}{\lambda_{\alpha s}} \right) \quad (5.10.c)$$

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

그러므로, 토크는 식(5.11)과 같이 나타낼 수 있다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (i_{\beta s} \lambda_{\alpha s} - i_{\alpha s} \lambda_{\beta s}) \quad (5.11)$$

그림 5.6(a)는 자속 히스테리시스 제어를 나타내고 있다. 고정자 자속의 경우 자속의 값이 항상 양의 값을 가지므로 비교기 출력 $\Delta |\lambda_s|$ 는 2단계(1,-1)로 구성된다. 즉, 고정자 자속의 오차가 양의 히스테리시스 밴드 H_F 보다 클 경우에는 $\Delta |\lambda_s| = 1$ 이 되고, 고정자 자속오차가 음의 히스테리시스 밴드 $-H_F$ 보다 작을 경우에는 $\Delta |\lambda_s| = -1$ 으로 된다.



(a) 자속 비교기

(b) 토크 비교기

(a) Flux Comparator

(b) Torque Comparator

그림 5.6 자속과 토크 히스테리시스 비교기 특성

Fig. 5.6 Characteristics of flux and torque hysteresis comparator

그림 5.6(b)는 직접토크제어방식의 인버터에서 사용되는 토크 히스테리시스 제어기를 나타낸다. 일반적으로 자속 히스테리시스 비교기와 달리 정방향과 역방향의 토크 지령에 대해 모두 추종이 가능하도록 출력 ΔT_e 는 3단계(-1, 0, 1)가 된다.

표 5.3은 이러한 자속과 토크 히스테리시스 비교기 특성을 근거로 만들어지는 최적 스위칭 전압벡터의 룩업 테이블을 나타낸 것이다.

표 5.3 최적 스위칭 전압벡터의 룩업 테이블

Table. 5.3 Optimum switching voltage vector look-up table

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

5.3 제어 알고리즘

본 논문에서 사용하는 유도전동기의 센서리스 속도제어 블록도를 그림 4.7에 나타내었다.

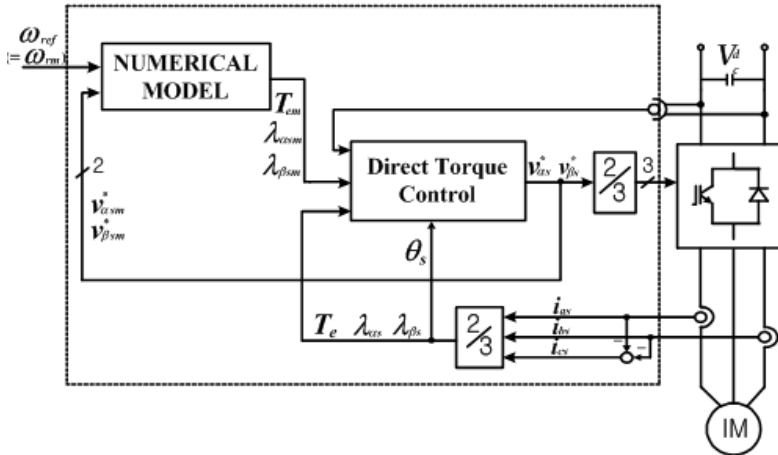


그림 5.7 본 제어계의 블록도

Fig. 5.7 The block diagram of proposed method

본 제어 시스템의 프로세스는 아래와 같다.

- (1) 직전 제어 루프에서 인가한 상전압, 두 상의 전동기 상전류 및 DC 링크 전압을 측정한다.
- (2) 전압과 전류값을 3상/2상으로 좌표 변환하여 실제 전동기의 발생토크, 고정자자속의 크기 및 방향을 계산한다.
- (3) 수식모델에 인가된 상전압(전동기 전압과 동일)과 속도설정치를 이용하여 모델자속 및 토크의 크기를 구한다.
- (4) (2)에서 얻은 고정자자속 방향을 이용하여 섹터를 찾은 후, 실제 전동기의 자속과 토크의 크기가 직접토크제어의 지령치가 되는 수식모델의 값들에 접근하도록 스위칭 벡터를 선정하여 전동기와 수식모델 양측에 출력한다.

- (5) 전동기와 모델의 자속과 토크가 일치하도록 양자에 동일한 전압을 인가하였으므로 식(5.2) 및 식(5.3)에 의해 전동기의 속도도 속도설정치인 수식모델의 속도로 제어된다.

6. 시뮬레이션

본 논문에서 제안한 AFE 정류기를 이용한 유도전동기의 센서리스 속도제어 알고리즘의 타당성 검증을 위해 실험에 앞서 PSIM 프로그램을 이용하여 컴퓨터 시뮬레이션을 실시하였다. 센서리스 유도전동기의 저속영역, 중속영역, 고속영역 등 다양한 속도범위에서 DFE와 AFE 정류기에 대한 컴퓨터 시뮬레이션을 실시하였다.

컴퓨터 시뮬레이션 및 실험에 사용한 유도전동기의 파라미터 및 시스템정수는 표 6.1과 같다.

표 6.1 시뮬레이션과 실험에 사용한 유도전동기의 파라미터 및 시스템정수
Table 6.1 Parameters of induction motor used for computer simulation and experiment & system constants

Rated Output	3[HP]	R_r	1.2[Ω]
Rated Voltage	220[V]	L_s	180[mH]
Rated Current	9[A]	L_r	180[mH]
Rated Speed	1735[rpm]	L_m	176[mH]
P	4	J	0.1[Kg·m ²]
R_s	2.0[Ω]	T_s	50[μ s]

6.1 기존의 DFE 정류기를 이용한 유도전동기의 센서리스 속도제어

그림 6.1은 DFE 정류기를 이용한 유도전동기의 센서리스 속도제어 PSIM 다이어그램이다. 고속영역, 중속영역 및 저속영역에서 컴퓨터 시뮬레이션을 실시하여 속도응답특성을 확인하였다. 먼저 고속영역(1,000[rpm]) 및 저속영역(100[rpm])에서 부하를 인가한 상태에서 지령속도 추종성을 알아보고, 중속영역(500[rpm])에서 역전 지령시의 속도응답특성을 확인한다.

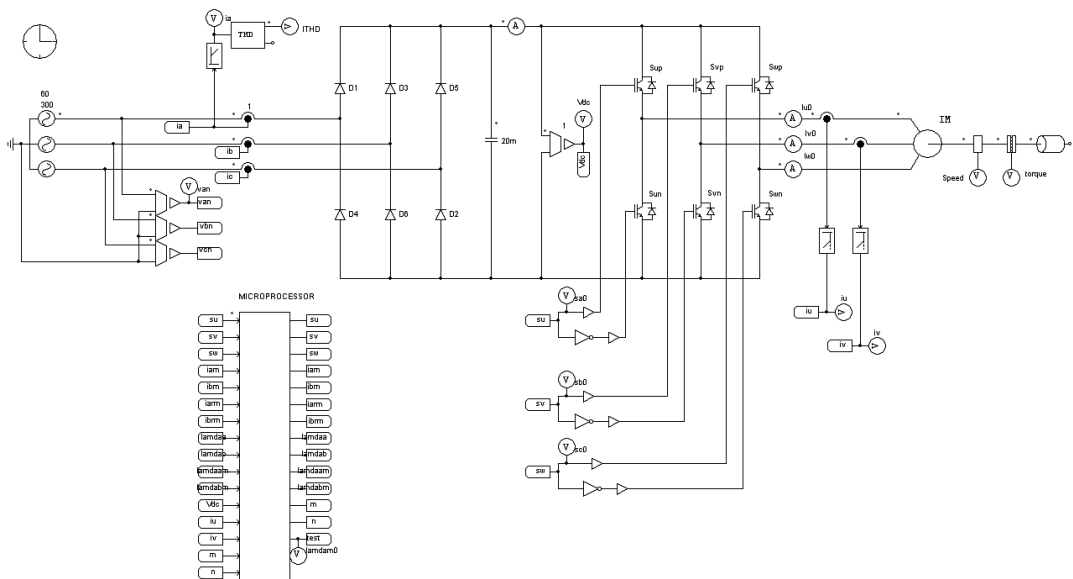


그림 6.1 기존의 DFE 정류기를 이용한 속도제어 PSIM 다이어그램

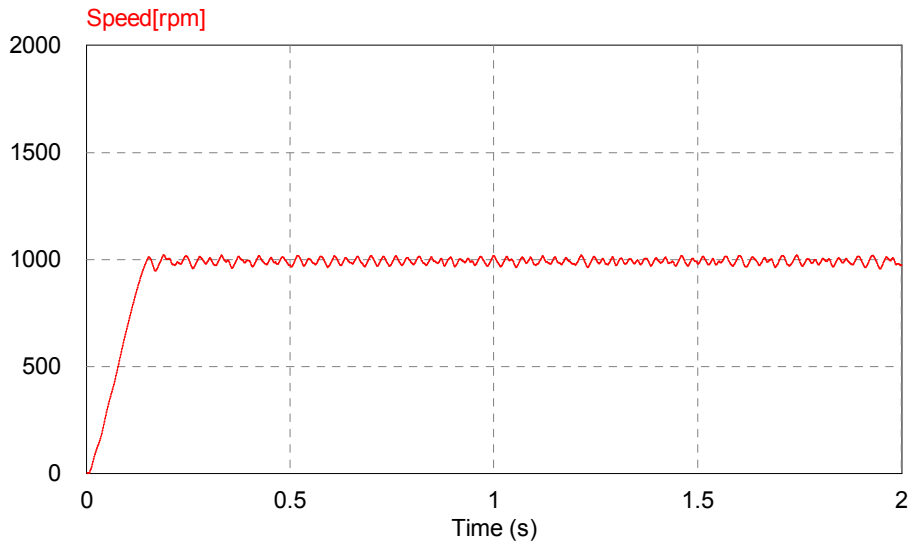
Fig. 6.1 PSIM diagram of speed control using conventional DFE rectifier

그림 6.2는 속도제곱에 비례하는 부하를 인가한 상태에서 0[rpm]에서 1,000[rpm]으로 계단입력의 속도지령을 가했을 경우 전동기의 속도응답 특성을 나타낸다. (a)는 속도를 나타낸 그래프로 지령속도인 1000[rpm]을 기준으로 가감하며 제어가 잘 되고 있고, 고속 영역에서 속도 응답특성이 우수함을 알 수

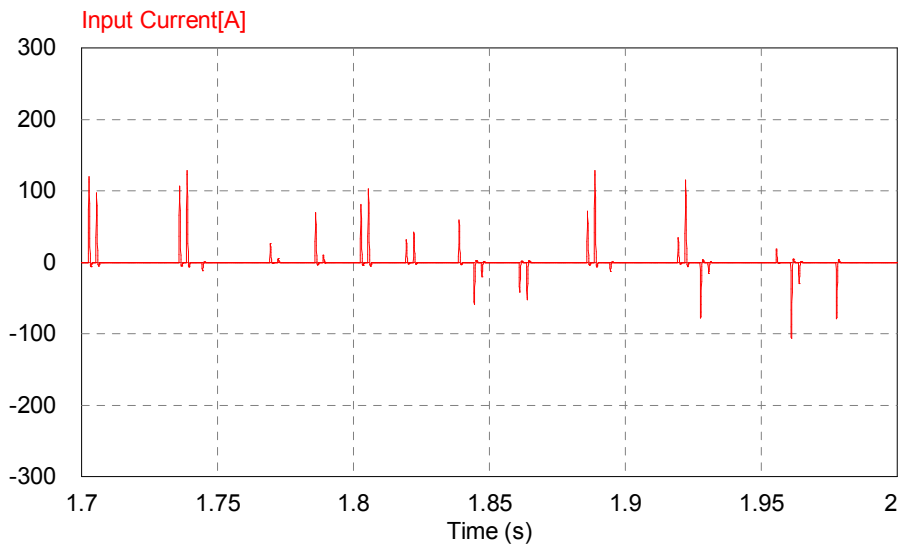
있다. (b)는 입력단 중 한 상의 전류 파형을 나타낸 것으로 THD가 296%로 고조파가 상당히 많이 포함되어 입력 전류의 품질이 낮음을 알 수 있다.

그림 6.3은 500[rpm]의 속도로 구동 중 $T=1[s]$ 에서 -500[rpm]으로 반전속도지령을 가했을 경우의 속도응답특성을 도시한 그래프이다. (a)는 중속영역에서 순간적인 역전운전을 하여도 전동기가 속도지령을 잘 추종하여 제어되고 있음을 시뮬레이션 결과를 통해 보여준다. (b)는 입력전류의 파형을 나타낸 것으로 THD가 220%로 고조파가 상당히 많이 포함된 파형을 나타내고 입력 전류의 품질이 낮음을 알 수 있다. (c)는 DC link 단의 직류 전압 파형으로 반전속도지령 전·후의 직류 출력 값을 나타내고 과도상태에서도 비교적 안정적인 출력을 나타낸다. (d)는 전동기의 상전류 파형의 변화를 나타낸 그래프로 반전속도지령을 가한 시간인 $T=1[s]$ 전후의 전류 파형을 보여주고 있다.

그림 6.4는 5[N·m]의 부하토크를 인가한 상태에서 0[rpm]에서 100[rpm]으로 계단상의 속도지령을 인가하였을 경우의 속도응답을 도시하고 있다. (a)는 속도 그래프로 저속영역에서도 속도응답의 속응성이 뛰어난 것을 알 수 있다. (b)는 입력 전원 측 전압과 전류의 크기와 위상을 나타내며 역률은 0.44로 매우 저조함을 알 수 있다.



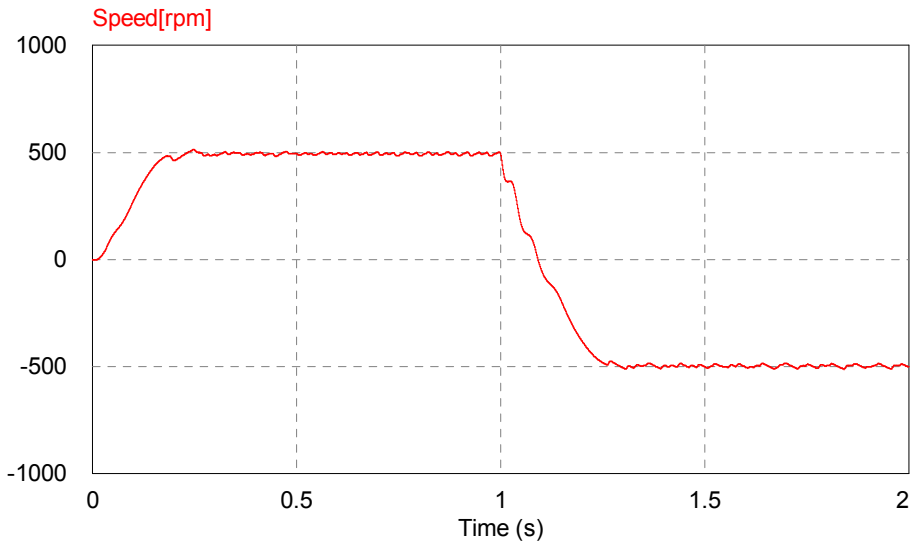
(a) Speed



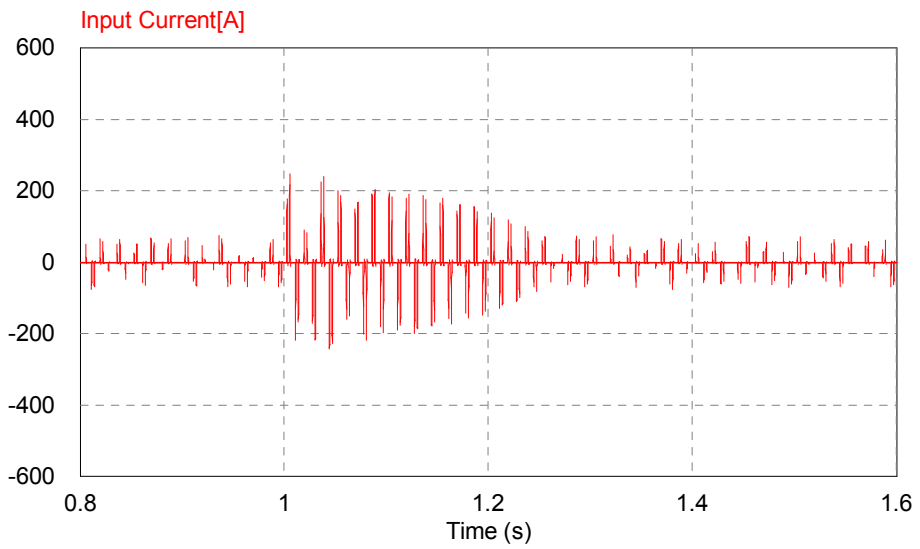
(b) Input Current

그림 6.2 계단입력 속도지령 변화에 대한 응답(0→1,000[rpm])

Fig. 6.2 Simulation responses for step change of speed setting(0→1,000[rpm])



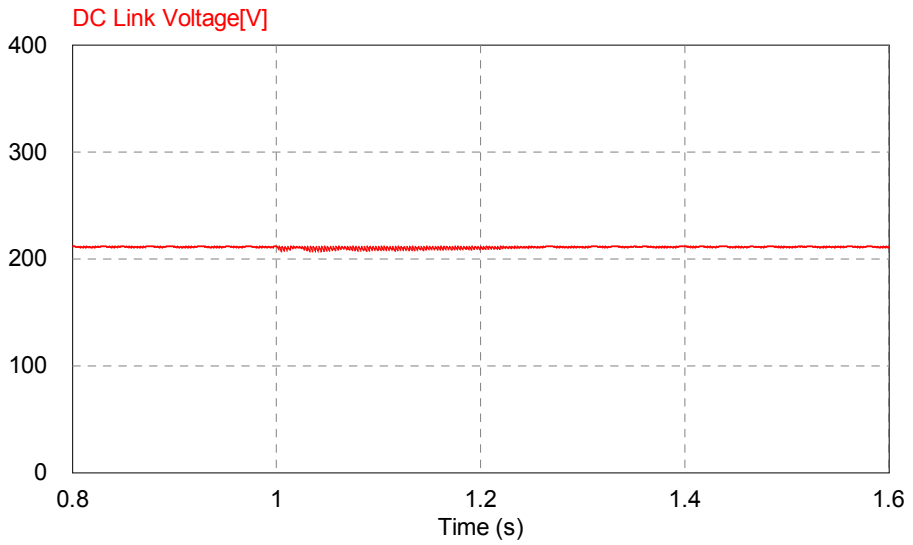
(a) Speed



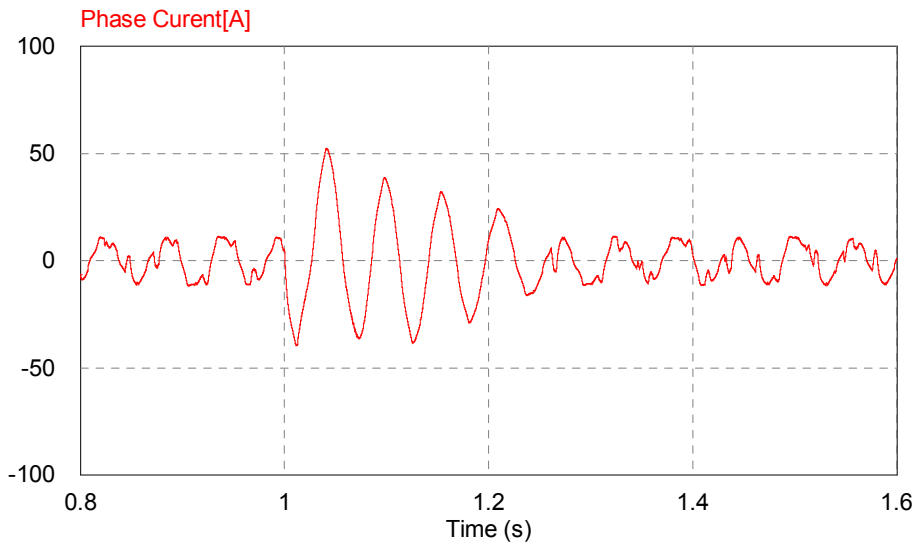
(b) Input Current

그림 6.3 계단입력 속도지령 변화에 대한 응답(500→-500[rpm])

Fig. 6.3 Simulation responses for step change of speed setting(500→-500[rpm])



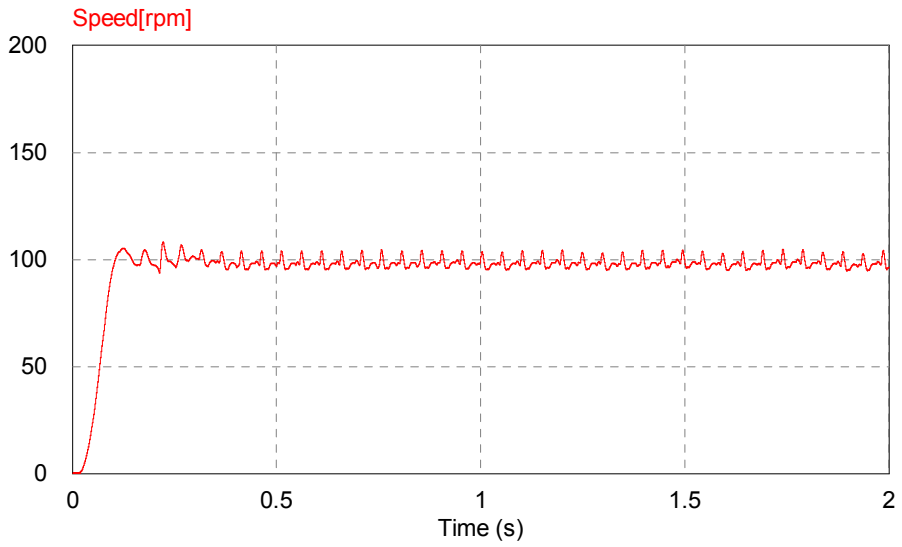
(c) DC Link Voltage



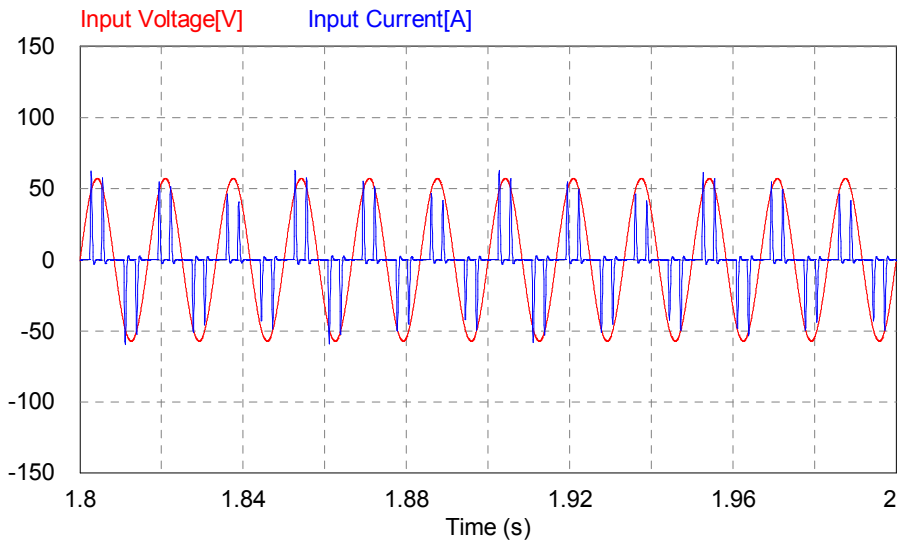
(d) Phase Current

그림 6.3 계단입력 속도지령 변화에 대한 응답(500→-500[rpm])

Fig. 6.3 Simulation responses for step change of speed setting(500→-500[rpm])



(a) Speed



(b) Input Voltage and Current

그림 6.4 계단입력 속도지령 변화에 대한 응답($5[\text{N} \cdot \text{m}]$, $0 \rightarrow 100[\text{rpm}]$)

Fig. 6.4 Simulation responses for step change of speed setting. ($5[\text{N} \cdot \text{m}]$, $0 \rightarrow 100[\text{rpm}]$)

6.2 제안하는 AFE 정류기를 이용한 유도전동기의 센서리스 속도제어

그림 6.5는 본 논문에서 제안하는 AFE 정류기를 이용한 유도전동기의 센서리스 속도제어 PSIM 다이어그램이다. 고속영역, 중속영역 및 저속영역에서 컴퓨터 시뮬레이션을 실시하여 속도응답특성을 확인하였다. 먼저 고속영역(1,500[rpm], 1,000[rpm]) 및 저속영역(100[rpm])에서 부하를 인가한 상태에서 지령속도 추종성능을 알아보고, 중속영역(500[rpm])에서 역전 지령시의 속도응답 특성을 확인하고, 저속영역(300[rpm])에서 부하특성을 확인한다.

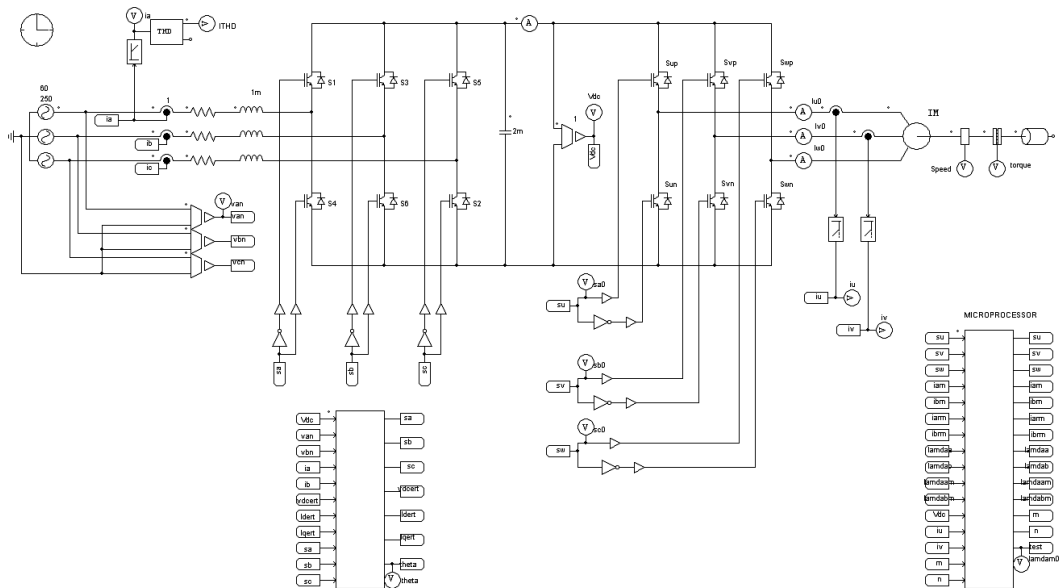


그림 6.5 제안하는 AFE 정류기를 이용한 속도제어 PSIM 다이어그램
Fig. 6.5 PSIM diagram of speed control using proposed AFE rectifier.

그림 6.6은 속도제에 비례하는 부하를 인가한 상태에서 0[rpm]에서 1,500[rpm]으로 계단입력의 속도지령을 가했을 경우 전동기의 속도응답 특성을

나타낸다. (a)는 속도를 나타낸 그래프로 지령속도인 1,500[rpm]을 기준으로 가감하며 제어가 잘 되고 있고, 고속 영역에서 속도 응답특성이 우수함을 알 수 있다. (b)는 입력단 중 한 상의 전류 파형을 나타낸 것으로 THD가 26.4%로 기존의 방식에 비해 고조파가 상당히 많이 감소되어 전류파형이 많이 개선되었음을 알 수 있다.

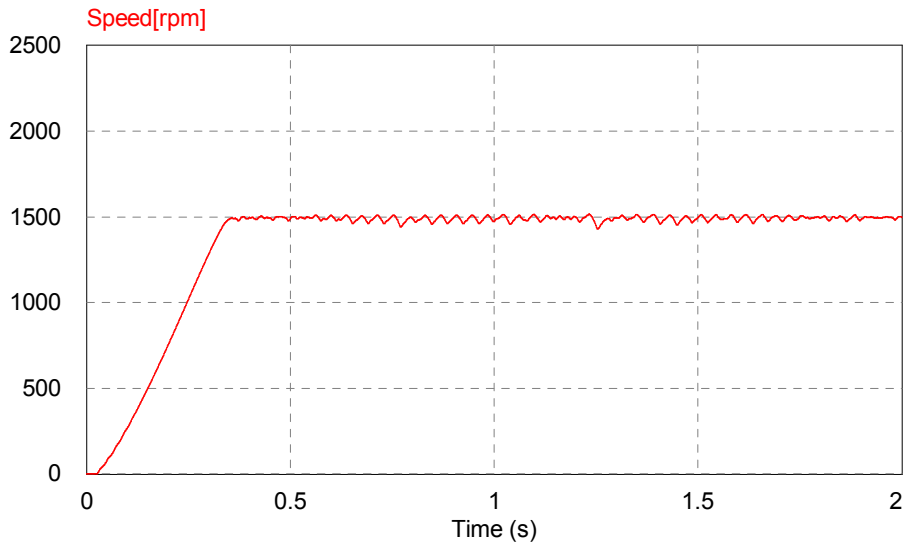
그림 6.7은 속도제곱에 비례하는 부하를 인가한 상태에서 0[rpm]에서 1,000[rpm]으로 계단상의 속도지령을 인가하였을 경우의 응답특성을 도시하고 있다. (a)는 속도 그래프로 고속영역에서도 속도 응답특성이 우수함을 알 수 있다. (b)는 입력단 중 한 상의 전류 파형을 나타낸 것으로 THD가 19.8%로 기존의 방식에 비해 고조파가 상당히 많이 감소되었다.

그림 6.8은 5[N·m]의 부하토크를 인가한 상태에서 0[rpm]에서 100[rpm]으로 계단상의 속도지령을 인가하였을 경우의 속도응답을 도시하고 있다. (a)는 속도 그래프로 저속영역에서도 속도응답특성이 양호함을 알 수 있다. (b)는 입력 전원 측 전압과 전류의 크기와 위상을 도시한 것으로 역률은 0.98로 DFE 방식보다 상당히 개선된 단위 역률에 가까운 값을 나타낸다.

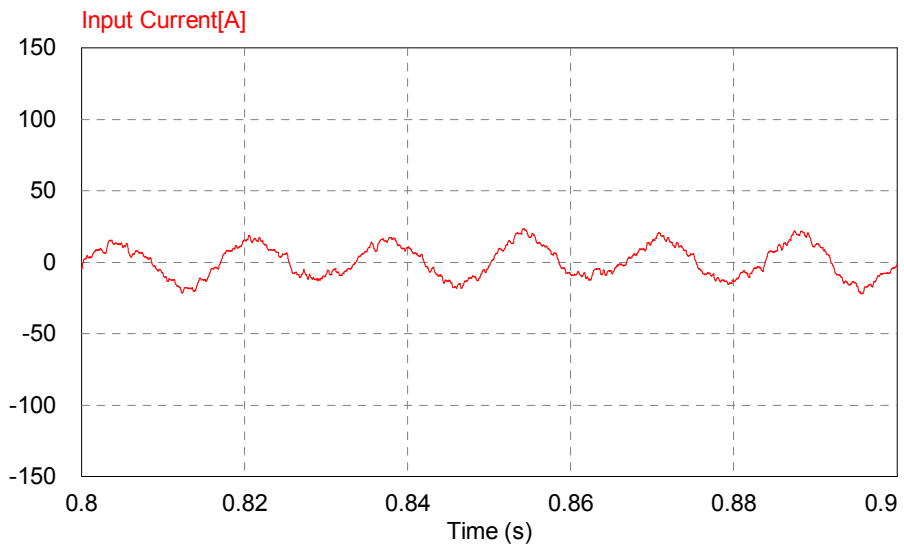
그림 6.9은 속도제곱에 비례하는 부하를 인가한 상태에서 500[rpm]의 속도로 구동 중 T=1[s]에서 -500[rpm]으로 반전속도지령을 가했을 경우의 속도응답특성을 나타낸다. (a)는 속도 그래프로 중속영역에서 순간적인 역전운전 시에도 전 동기속도가 속도지령에 따라 잘 제어되고 있음을 알 수 있다. (b)는 입력 단 중 한 상의 전류 파형의 변화를 나타낸 그래프로 반전속도지령을 가한 시간인 T=1[s] 이후에도 과도구간을 거친 후 제어가 잘 되고 있음을 보여주고, THD는 16.3%로 기존의 방식에 비해 고조파가 상당히 많이 감소되었음을 알 수 있다. (c)는 DC link 단의 직류 전압 파형으로 반전속도지령 전·후의 직류 출력 값을 나타내고 반전속도지령 이후 과도구간에서 약간의 리플이 발생한 후 비교적 안

정적인 직류 전압 출력 값을 나타낸다. (d)는 전동기의 상전류 파형의 변화를 나타낸 그래프로 반전속도지령을 가한 시간인 $T=1[s]$ 이후에 과도구간을 거친 후에도 정현파에 가까운 전류 파형을 보여준다.

그림 6.10는 무부하 상태로 300[rpm]의 속도로 정상운전 중 시간 $T=1[s]$ 에서 5[N·m]의 부하토크를 인가하였을 경우의 응답을 나타낸다. (a)는 속도그래프로 부하가 인가된 이후에도 속도제어가 잘 되고 있음을 보여준다. (b)는 입력 단 중 한 상의 전류 파형의 변화를 도시한 그래프로 부하가 인가된 이후 전류의 크기가 조금 커지고 제어가 잘 되고 있음을 보여주고, THD는 22.8%로 기존의 방식에 비해 고조파가 많이 감소되었다.



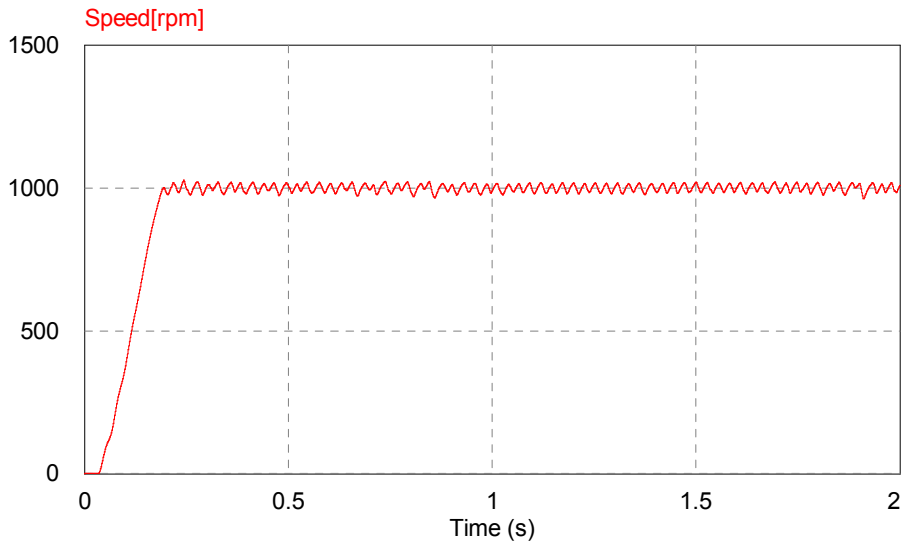
(a) Speed



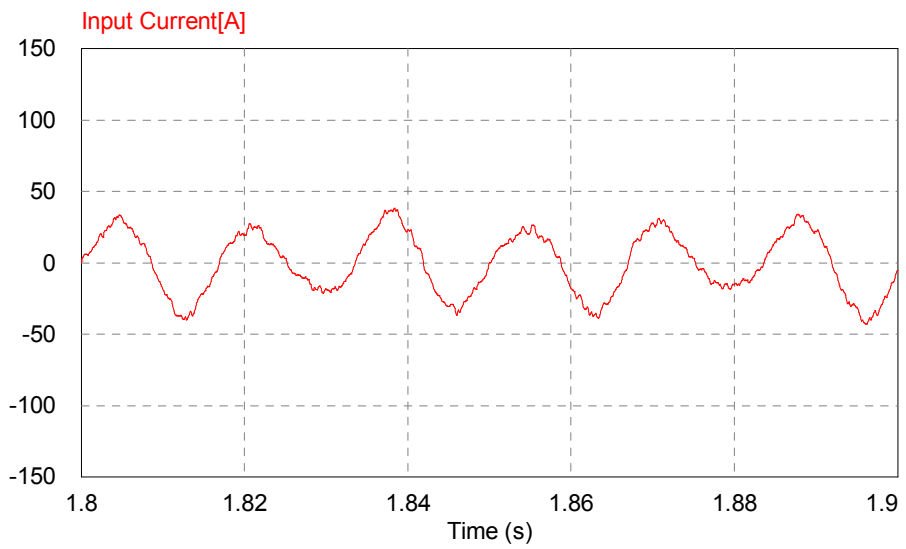
(b) Input Current

그림 6.6 계단입력 속도지령 변화에 대한 응답(0→1,500[rpm])

Fig. 6.6 Simulation responses for step change of speed setting(0→1,500[rpm])



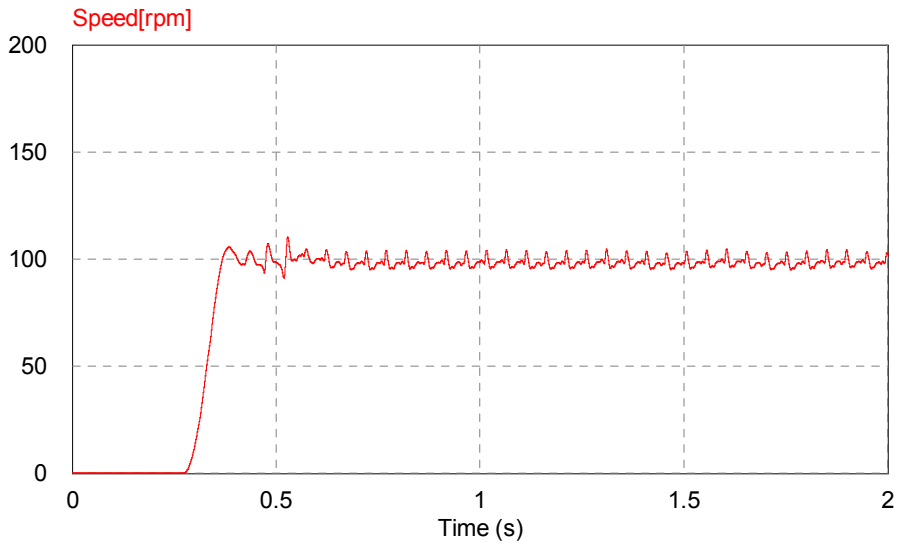
(a) Speed



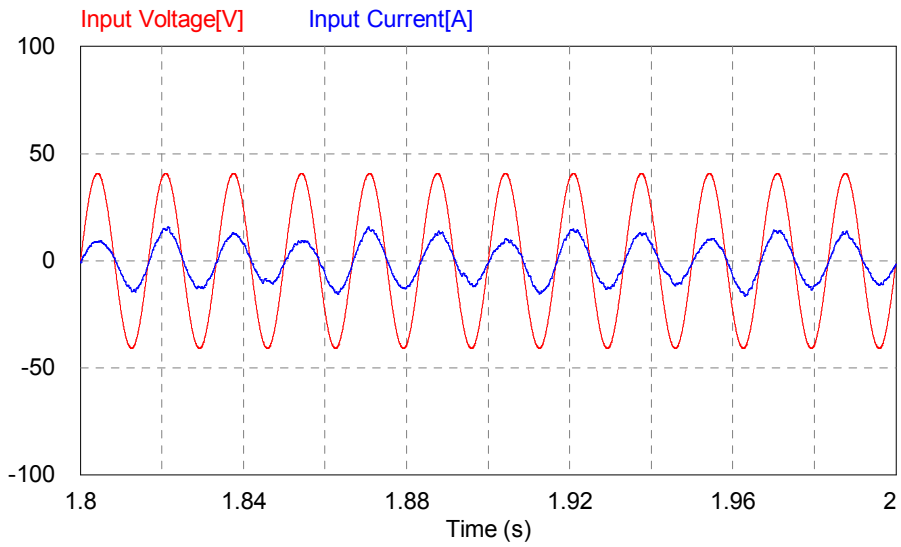
(b) Input Current

그림 6.7 계단입력 속도지령 변화에 대한 응답(0→1,000[rpm])

Fig. 6.7 Simulation responses for step change of speed setting(0→1,000[rpm])



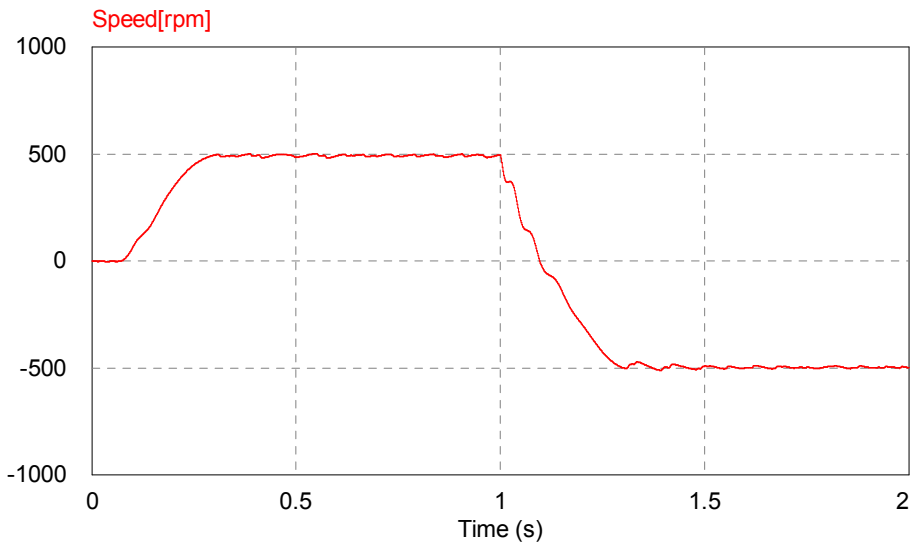
(a) Speed



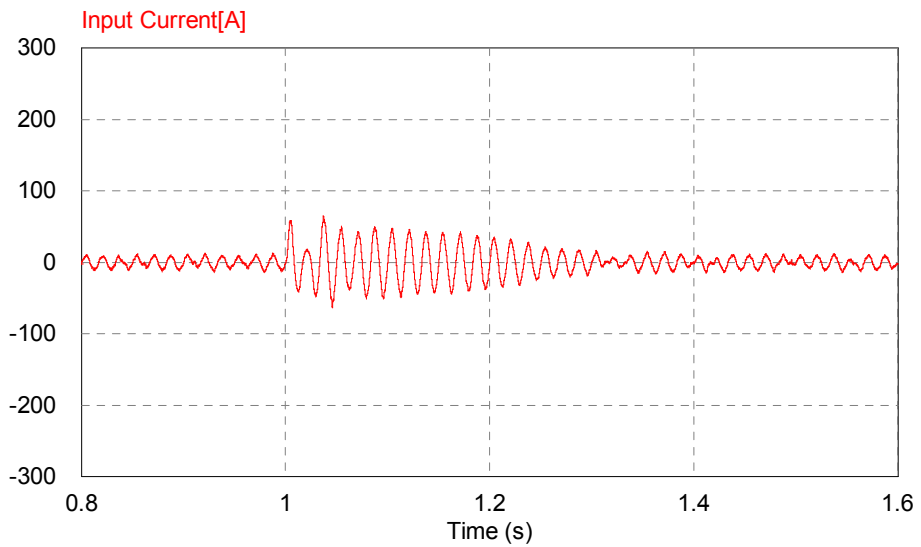
(b) Input Voltage and Current

그림 6.8 계단입력 속도지령 변화에 대한 응답($5\text{N}\cdot\text{m}$, $0\rightarrow 100\text{rpm}$)

Fig. 6.8 Simulation responses for step change of speed setting($5\text{N}\cdot\text{m}$, $0\rightarrow 100\text{rpm}$)



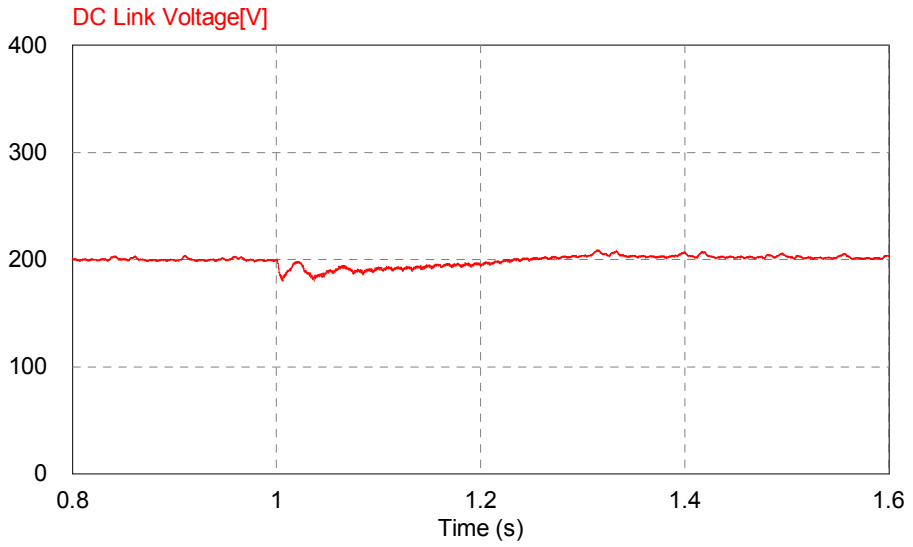
(a) Speed



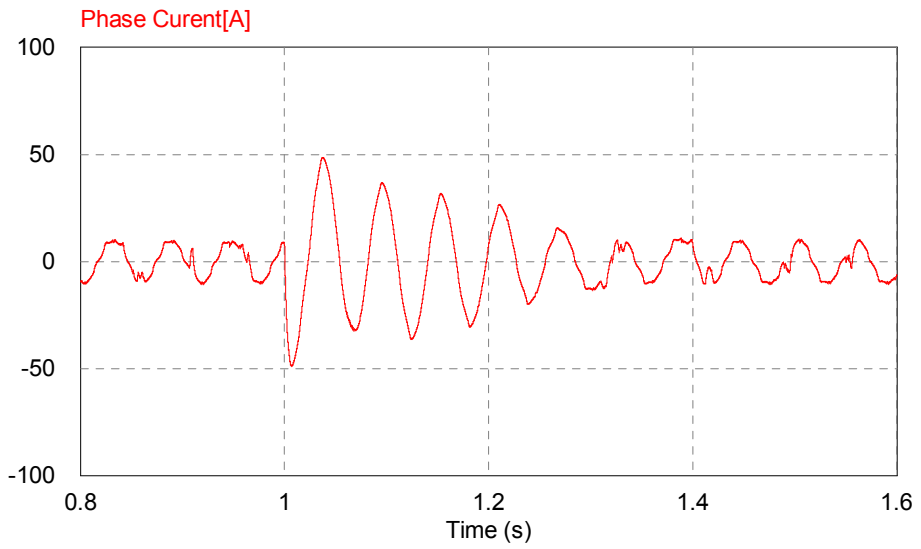
(b) Input Current

그림 6.9 계단입력 속도지령 변화에 대한 응답(500→-500[rpm])

Fig. 6.9 Simulation responses for step change of speed setting(500→-500[rpm])



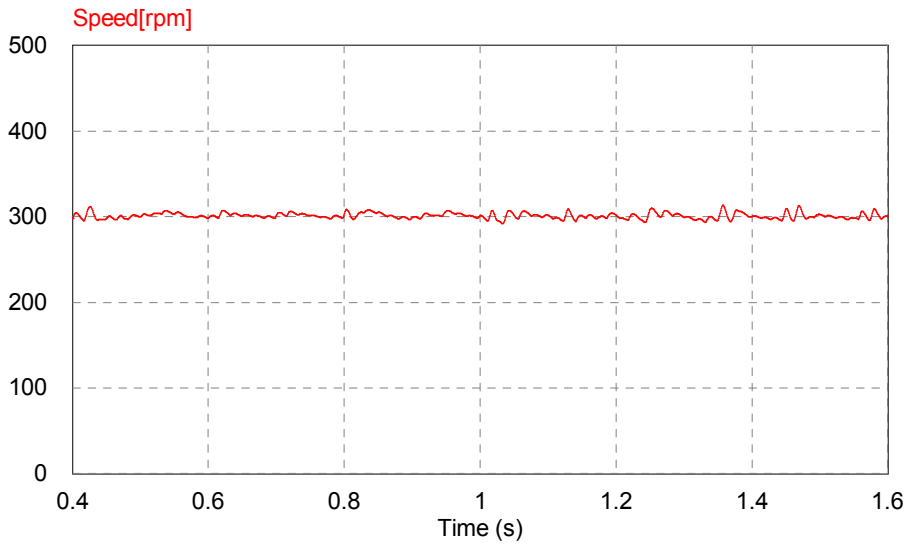
(c) DC Link Voltage



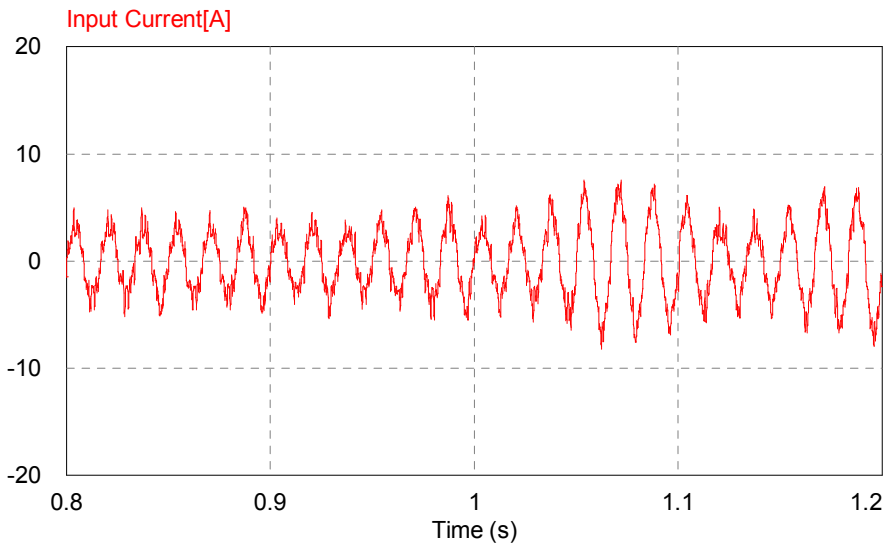
(d) Phase Current

그림 6.9 계단입력 속도지령 변화에 대한 응답(500→-500[rpm])

Fig. 6.9 Simulation responses for step change of speed setting(500→-500[rpm])



(a) Speed



(b) Input Current

그림 6.10 계단입력 부하토크 변화에 대한 응답(300[rpm], 0→5[N·m])
 Fig. 6.10 Simulation responses for step change of load torque(0→5[N·m])

6.3 시뮬레이션 결과 검토

본 논문에서 제시한 AFE 정류기를 이용한 유도전동기의 센서리스 속도제어 방식의 컴퓨터 시뮬레이션 결과를 요약하면 다음과 같다.

- 1) 기존의 방식에 비해 제안된 방식에서 입력 전류의 파형이 상당히 개선되어 보다 우수한 품질의 전류공급이 가능함을 확인할 수 있었다.
- 2) 기존의 방식에 비해 제안된 방식에서 역률이 상당히 개선되었다.
- 3) 고속영역, 중속영역, 저속영역에 이르기까지 속도 응답특성이 우수함을 확인하였다.
- 4) 중속영역에서 정상운전 중 반전속도지령을 가했을 경우에도 신속한 제어 성능을 얻을 수 있었다.
- 5) 저속 영역에서의 부하특성도 우수함을 시뮬레이션을 통해 알 수 있었다.

AFE 방식은 DFE 방식에 비해 입력전류파형과 역률 부문에서 상당한 개선효과가 있었고, 나머지 성능은 거의 유사함을 시뮬레이션을 통해 확인하였다.

7. 실험 및 결과검토

7.1 실험장치의 구성

본 논문에서 제안한 AFE 정류기를 이용한 유도전동기 센서리스 속도제어시스템을 검증하기 위하여 실험을 행하였다.

그림 7.1은 실험장치를 구성하고 있는 각 부의 사진이다. (a)는 제어부로서 마이크로프로세서, (b)는 전력변환부로 컨버터 및 인버터를 구성하는 스위칭 소자인 IGBT, (c)는 교류를 직류로 변환하는 정류단 제어 보드, (d)는 유도전동기와 전동기에 부하를 인가하기 위한 부하인가장치(Dynamometer) 사진이다.

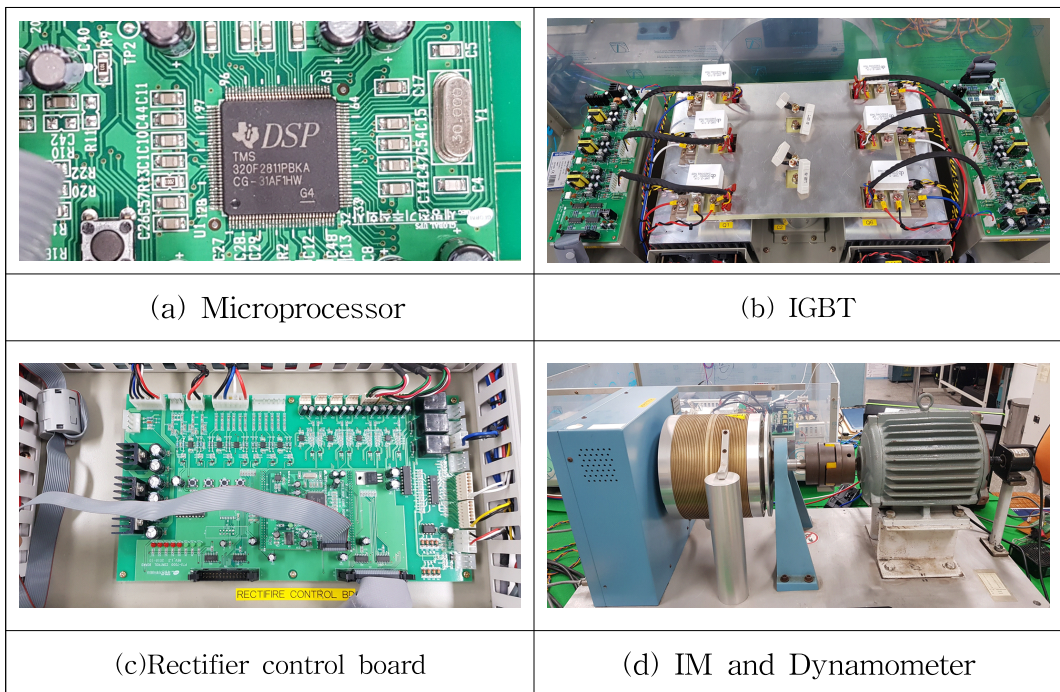


그림 7.1 실험장치의 구성

Fig. 7.1 Configuration of the experimental apparatus

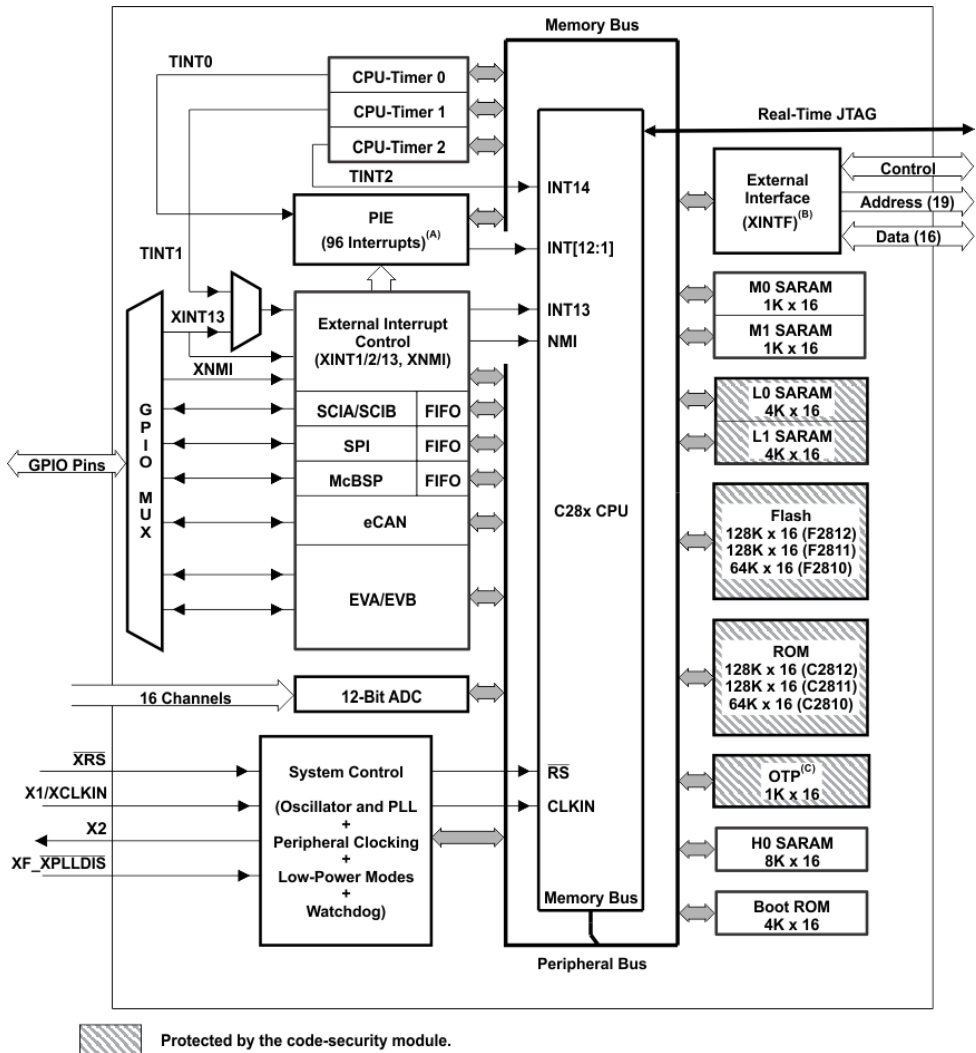


그림 7.2 TMS320F2811의 기능 블록 다이어그램

Fig. 7.2 TMS320F2811 Functional block diagram

전체 시스템에서 전류 및 전압제어를 위한 제어알고리즘이 전적으로 소프트웨어로 처리되고 있으므로 가장 핵심적인 역할을 하는 장비가 바로 마이크로프로세서이다. 본 실험에서는 위의 조건들을 만족시킬 수 있는 Texas Instrument사의 고성능 32비트 DSP소자인 TMS320F2811을 사용하였다. 그림 7.2는 TMS320F2811의 기능을 블록 다이어그램으로 나타낸 것이다.

표 7.1 TMS320F2811의 특징

Table. 7.1 TMS320F2811 Features

종 류	특 징
고성능 32비트 CPU	<ul style="list-style-type: none"> · 150MHz (6.67 ns) 처리속도 · 저 전압 설계(150 MHz에서 1.9V Core, 3.3V I/O) · 3.3V Flash Programming 전압 · JTAG 지원
내부 메모리	<ul style="list-style-type: none"> · 128K x 16 Flash ROM · 1K x 16 OTP ROM · L0, L1 : 2개의 4K x 16 SARAM · H0 : 8K x 16 SARAM
외부 인터페이스 (F2812)	<ul style="list-style-type: none"> · 전체 1M 영역까지 · Programmable Wait 상태 · Programmable Read/Write Strobe 타이밍
주변 및 보조 장치	<ul style="list-style-type: none"> · PLL 기능 · Watch Dog 타이머 기능 · 통신 장치 : SPI, SCI(2개), CAN, McBSP · A/D 변환기 : 12비트 ADC, 16채널, 2채널 동시 Sample/Hold, 고속 변환율(80 ns/12.5 MSPS)

표 7.2 부하 인가 장치 사양

Table 7.2 Specification of Dynamometer

Maker	MAGTROL
Model	HD-805-7NA
Brake	Hysteresis Brake
Torque Range[kg _f .cm]	240 [kg _f .cm]
Maximum Speed[rpm]	6,000 [rpm]
Maximum Input Power[Watts]	3,600 [Watts] continuous duty
	6,000 [Watts] < 5 minutes

표 7.1은 본 실험에서 사용한 마이크로프로세서의 특징을 나타내고, 표 7.2는 부하 인가장치의 사양을 나타내고 있다.

7.2 실험결과 검토

실험 순서는 컴퓨터 시뮬레이션과 동일한 순서로, 먼저 고속영역(1,500[rpm], 1,000[rpm]) 및 저속영역(100[rpm])에서 부하를 인가한 상태에서 지령속도 추종 성능을 알아보고, 중속영역(500[rpm])에서 역전 지령시의 속도응답특성을 확인하고, 저속영역(300[rpm])에서 부하특성을 확인한다.

그림 6.3은 5[N·m]의 부하토크를 인가한 상태에서 0[rpm]에서 1,500[rpm]으로 계단입력의 속도지령을 가했을 경우 전동기의 속도응답 특성을 나타낸다. (a)는 전동기의 속도를 나타낸 그래프로 시뮬레이션과 마찬가지로 지령속도인 1,500[rpm]을 기준으로 가감하며 제어가 잘 되고 있음을 나타내고, 고속 영역에서 속도 응답특성이 우수함을 알 수 있다. (b)는 입력단 중 한 상의 전류 파형을 나타낸 것으로 고조파가 상당히 많이 감소되어 전류파형이 많이 개선되었음을 알 수 있다.

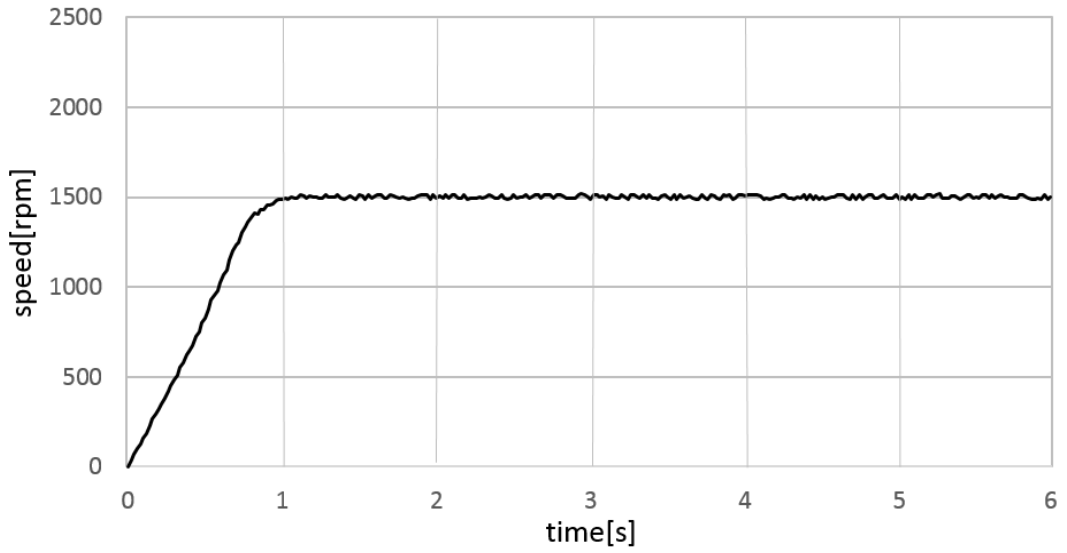
그림 7.4은 5[N·m]의 부하토크를 인가한 상태에서 0[rpm]에서 1,000[rpm]으로 계단상의 속도지령을 인가하였을 경우의 응답특성을 도시하고 있다. (a)는 전동기의 속도 그래프로 고속영역에서도 속도 응답특성이 우수함을 알 수 있다. (b)는 전동기의 상전류 파형을 나타낸 것으로 정현파에 가까운 파형을 나타내며 전류제어가 잘되고 있음을 보여준다. (c)는 입력단 중 한 상의 전류파형으로 고조파가 상당히 많이 감소되었음을 확인할 수 있다. (d)는 DC link 단의 직류 전압 파형으로 안정적인 직류 전압 출력 값을 나타낸다.

그림 7.5은 5[N·m]의 부하토크를 인가한 상태에서 0[rpm]에서 100[rpm]으로 계단상의 속도지령을 인가하였을 경우의 속도응답을 도시하고 있다. (a)는 전동기의 속도 그래프로 저속영역에서도 속도응답특성이 양호함을 알 수 있다. (b)는 전동기의 상전류 파형을 나타낸 것으로 정현파에 가까운 파형을 나타내고

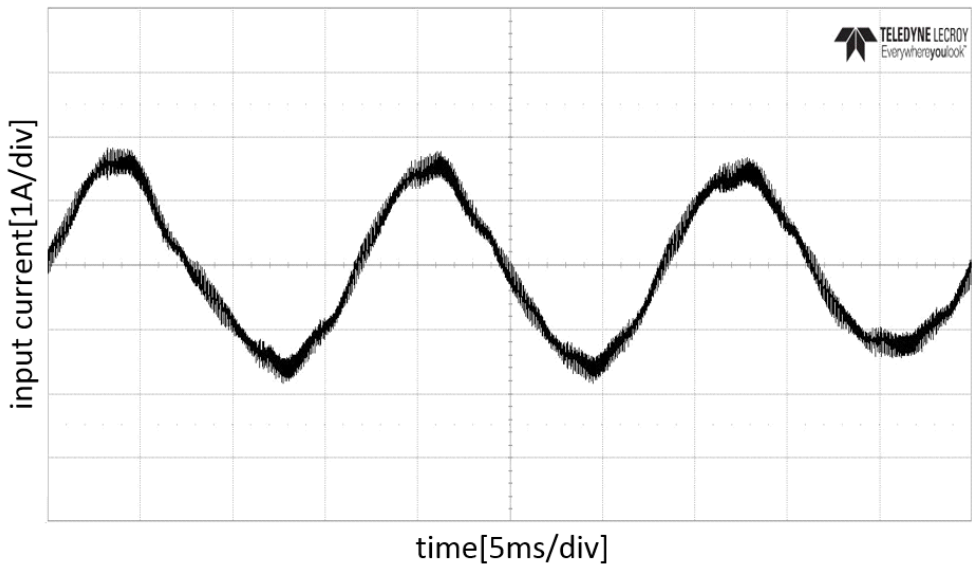
있다. (c)는 DFE 정류기를 이용하여 모터를 구동했을 경우, 입력단 중 한 상의 전류 파형을 나타낸 것으로 고조파가 상당히 많이 포함되어 있음을 알 수 있다. (d)는 AFE 정류기를 이용하여 모터를 구동했을 경우, 입력단 중 한 상의 전류 파형을 나타낸 것으로 (c)의 전류 파형과 비교하면, 사인파에 보다 가까운 파형으로 고조파가 상당히 많이 감소되어 전류파형이 많이 개선되었음을 알 수 있다.

그림 7.6는 무부하 상태에서 500[rpm]의 속도로 구동 중 $T=3[s]$ 에서 -500[rpm]으로 반전속도지령을 가했을 경우의 속도응답특성을 나타낸다. (a)는 속도 그래프로 중속영역에서 순간적인 역전운전 시에도 전동기속도가 속도지령에 따라 잘 제어되고 있음을 알 수 있다. (b)는 전동기의 상전류 파형의 변화를 나타낸 그래프로 반전속도지령을 가한 시간인 $T=3[s]$ 이후에도 과도구간을 거친 후 제어가 잘 되고 있음을 보여주고 있다.

그림 7.7은 무부하 상태로 300[rpm]의 속도로 정상운전 중 시간 $T=3[s]$ 에서 5[N·m]의 부하토크를 인가하였을 경우의 응답을 나타낸다. (a)는 속도그래프로 부하가 인가된 이후에도 속도제어가 잘 되고 있음을 보여준다. (b)는 입력 단 중 한 상의 전류 파형의 변화를 도시한 그래프로 부하가 인가된 이후 전류의 크기가 증가하고 제어가 잘 되고 있음을 보여주고 있고 전체적으로 정현파에 가까운 파형을 보여주고 있다.



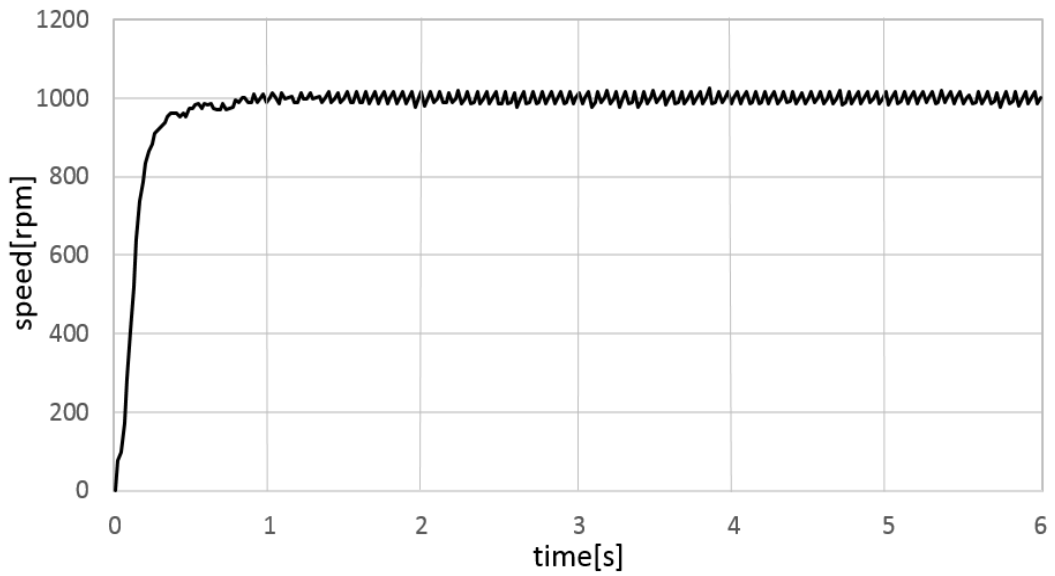
(a) Speed



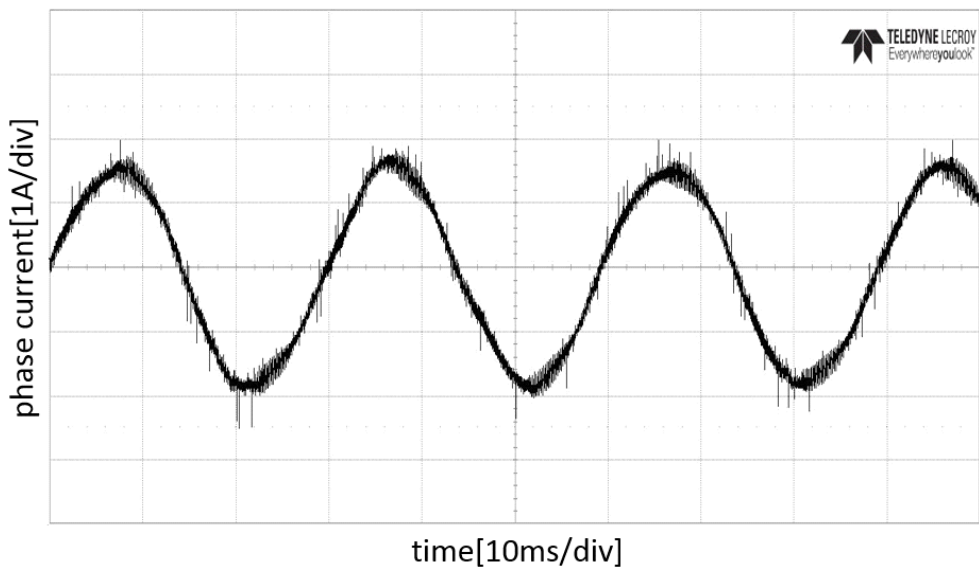
(b) Input Current

그림 7.3 계단입력 속도지령 변화에 대한 응답(0→1,500[rpm])

Fig. 7.3 Experimental responses for step change of speed setting(0→1,500[rpm])



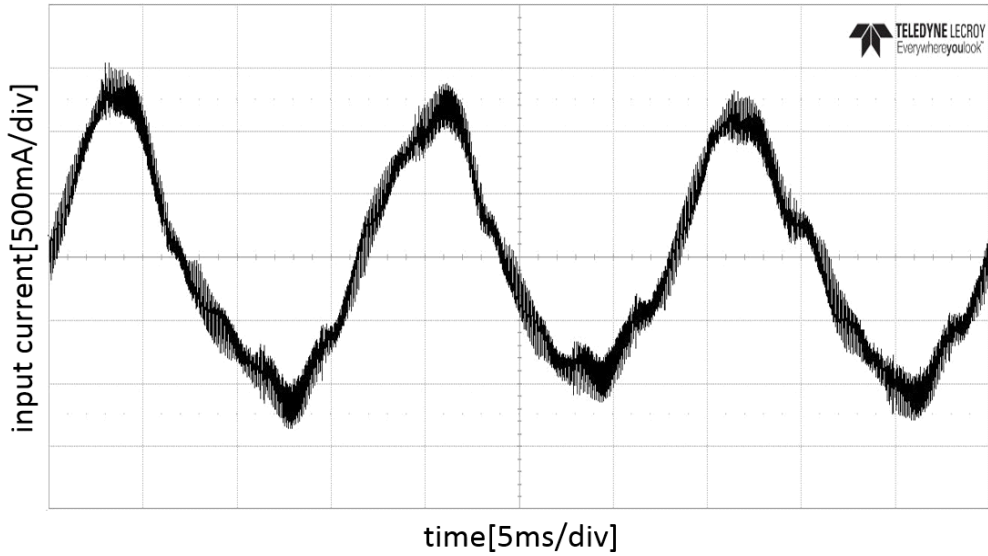
(a) Speed



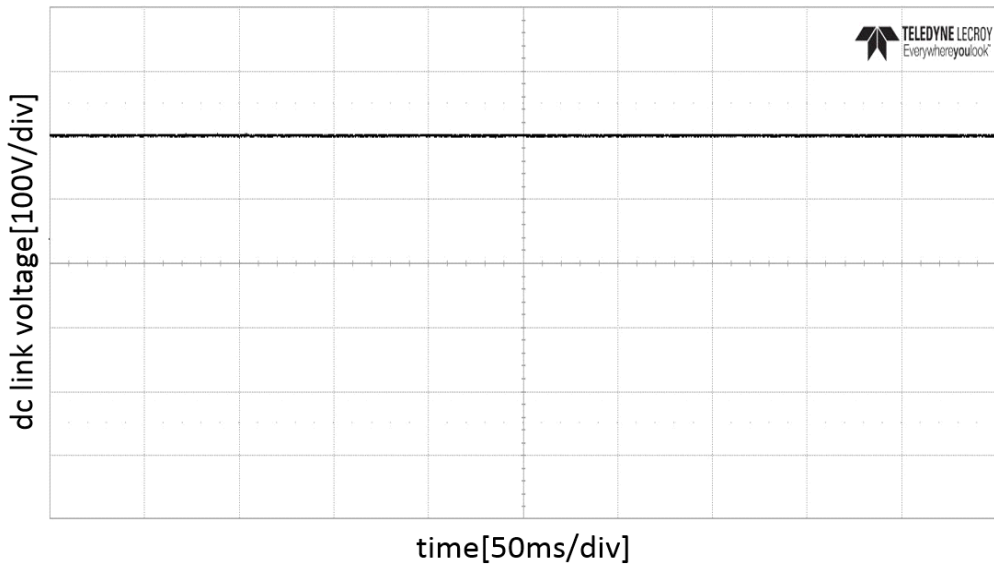
(b) Phase Current

그림 7.4 계단입력 속도지령 변화에 대한 응답(0→1,000[rpm])

Fig. 7.4 Experimental responses for step change of speed setting(0→1,000[rpm])



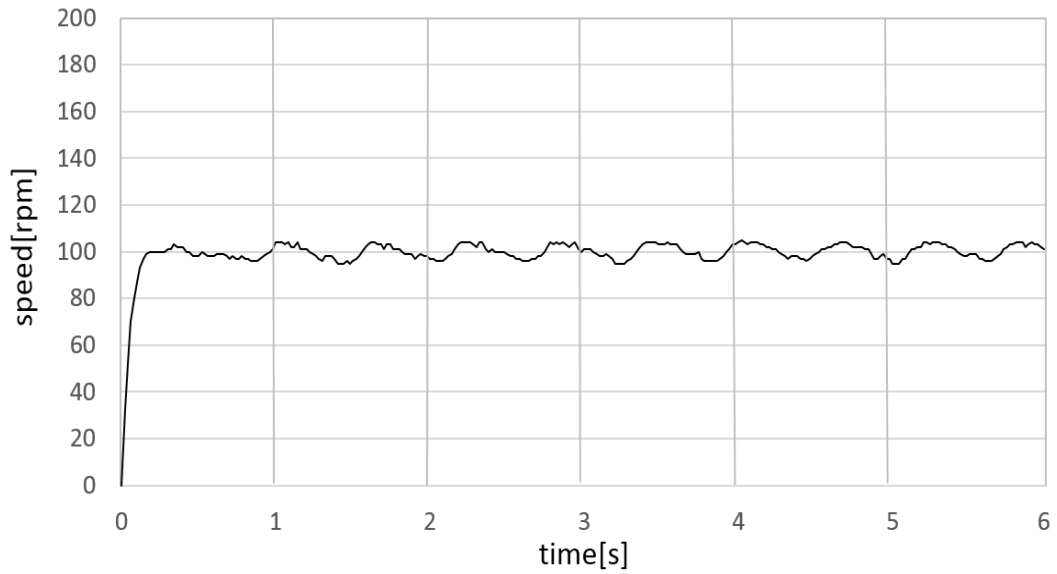
(c) Input Current



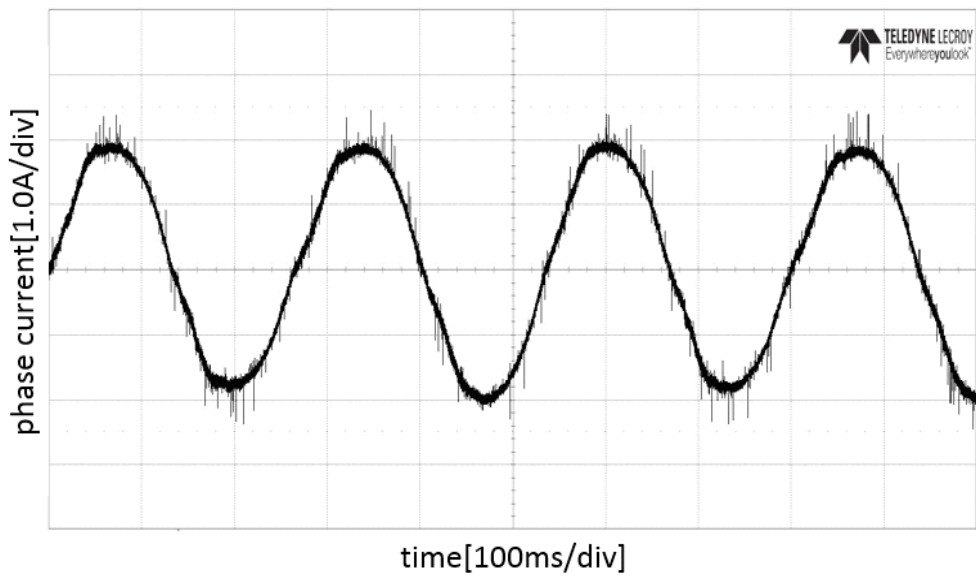
(d) DC Link Voltage

그림 7.4 계단입력 속도지령 변화에 대한 응답(0→1,000[rpm])

Fig. 7.4 Experimental responses for step change of speed setting(0→1,000[rpm])



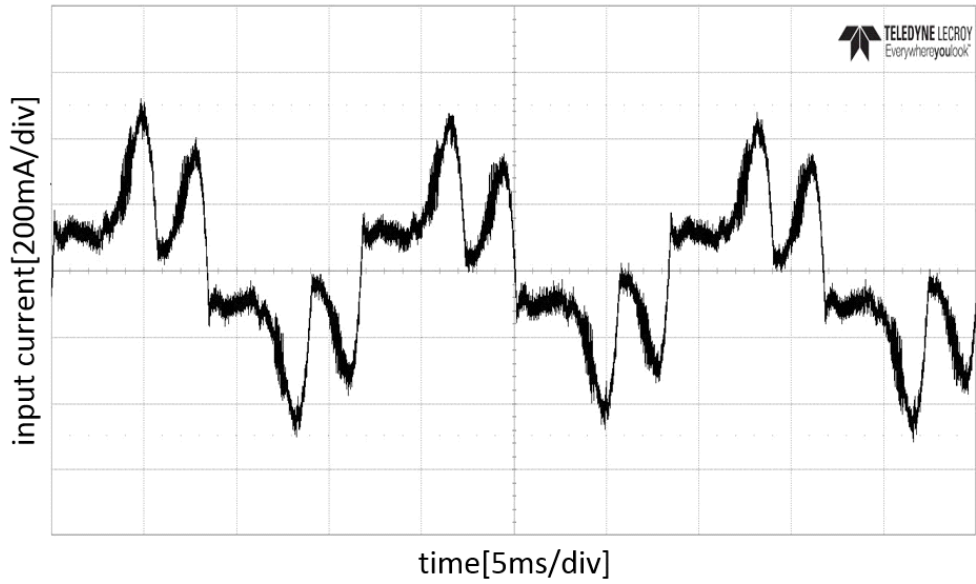
(a) Speed



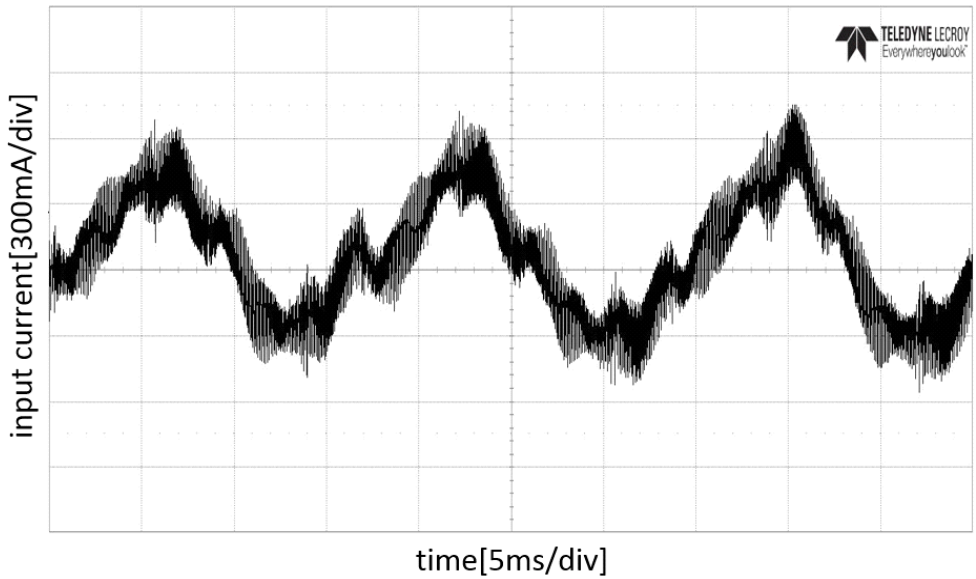
(b) Phase Current

그림 7.5 계단입력 속도지령 변화에 대한 응답(5[N · m], 0→100[rpm])

Fig. 7.5 Experimental responses for step change of speed setting(5[N · m], 0→100[rpm])



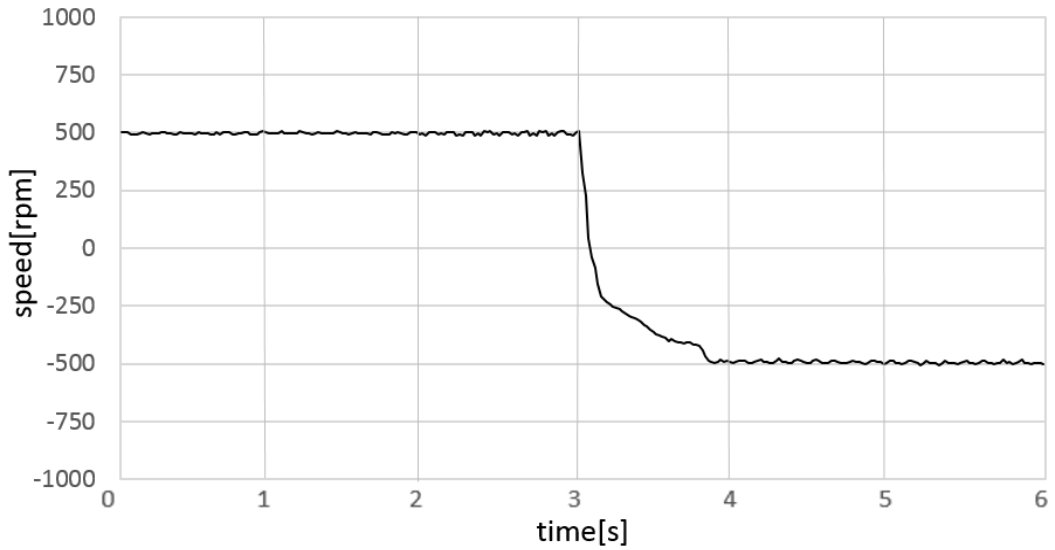
(c) Input Current using DFE rectifier



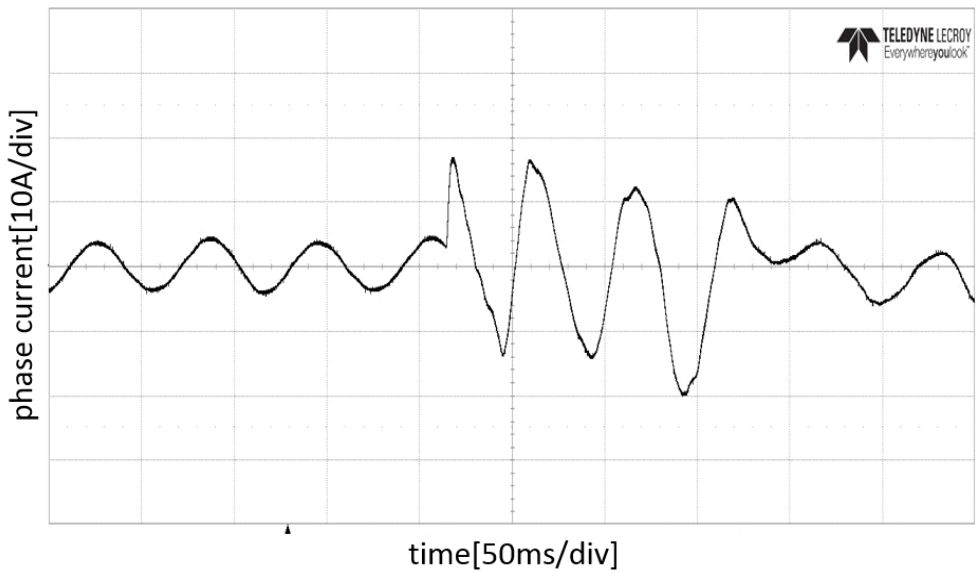
(d) Input Current using AFE rectifier

그림 7.5 계단입력 속도지령 변화에 대한 응답(5[N · m], 0→100[rpm])

Fig. 7.5 Experimental responses for step change of speed setting(5[N · m], 0→100[rpm])



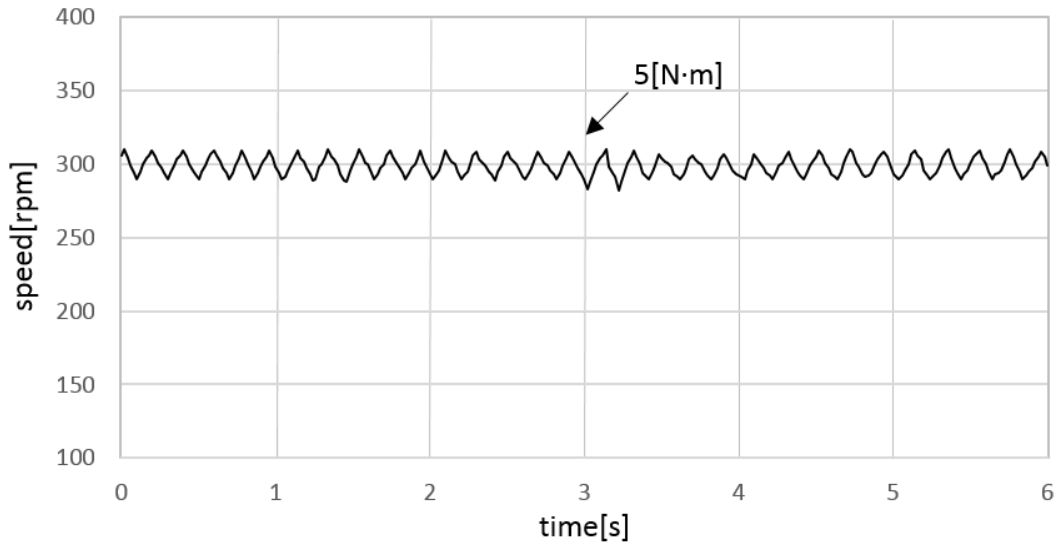
(a) Speed



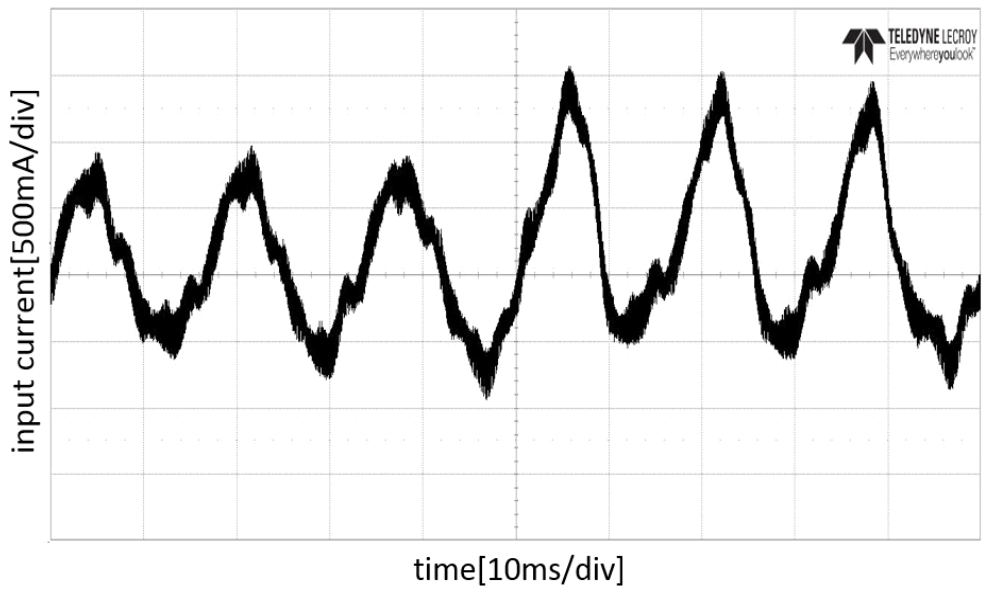
(b) Phase Current

그림 7.6 계단입력 속도지령 변화에 대한 응답(500→-500[rpm])

Fig. 7.6 Experimental responses for step change of speed setting(500→-500[rpm])



(a) Speed



(b) Input Current

그림 7.7 계단입력 부하토크 변화에 대한 응답(300[rpm], 0→5[N · m])

Fig. 7.7 Experimental responses for step change of load torque(0→5[N · m])

8. 결 론

본 논문에서는 전류오차보상을 이용한 센서리스 제어방식과 직접토크제어를 결합한 제어시스템에 대해 기존의 DFE 정류기 대신 AFE 정류기를 이용하여 토폴로지를 구성하였다.

다이오드를 이용한 DFE 정류기는 구조가 간단하고, 특별한 제어가 필요 없다는 장점 때문에 널리 이용되지만, 제어가 불가능한 다이오드의 특성상 입력 전류에 고조파가 많이 함유되어 전체 전력계통에 악영향을 미칠 수 있다. 입력 전류의 고조파 문제를 해결하기 위해 저차 고조파를 저감하기 위한 입력 측 변압기로 위상천이 변압기를 주로 추가 설치하는데, 이는 일반 변압기에 비해 구조가 복잡하고 전체 시스템의 크기와 단가를 올리는 문제를 야기한다.

반면에 능동소자를 이용하여 회생 운전이 가능한 AFE 정류기는 입력 전류를 정현파에 가깝게 제어 가능하며 THD 특성을 향상시켜 입력 전류의 품질을 개선할 수 있고, 시스템 안정성이 우수하다. DFE 방식과 달리 위상 천이 변압기가 필요 없기 때문에 구조가 간단하여 시스템의 부피를 줄일 수 있어 설치가 용이하고, 역률 또한 향상 시킬 수 있다. 하지만 DFE 방식에 비해 제어해야 할 스위치가 많으므로 스위칭 손실이 발생한다.

전류오차 보상에 의한 센서리스 속도 제어법은 실제 유도전동기와 수식모델의 고정자전류가 일치하도록 고정자전압을 가하여 전동기의 속도가 설정치인 모델의 속도를 추종하게 하는 방식이다. 이 방식은 속도를 직접 제어하는 것이 아니라 실제 유도전동기와 수식모델의 전류차이를 영(Zero)으로 수렴시켜 속도를 간접적으로 제어하는 방식이다. 이 방식에서 유도전동기는 고정자전압을 입력으로 받아 고정자전류 및 속도를 출력하는 다변수 입·출력 시스템으로 볼 수 있다. 제어대상인 유도전동기와 전기적 파라미터가 동일한 수식모델을 이용하여 양자의 전압 및 전류가 일치하도록 제어하면 결과적으로 나머지 변수인 속도가 제어된다. 즉, 유도전동기의 출력치인 회전자속도가 모델의 입력치인 속도 지령치와 같아지도록 제어되는 방식이다.

직접토크제어는 토크와 자속을 각각 독립하여 제어하는 방식으로 자속 및 토크의 지령 값과 유도기의 고정자 전압 및 전류 정보를 사용하여 계산한 현재의 자속 및 토크와 비교하여 오차를 산출한 후 제어 정밀도에 따라 폭을 결정하는 히스테리시스 제어기에 입력하고, 출력된 값을 전압벡터의 룩 업 테이블에 입력하여, 오차를 가장 최소화하기 위한 전압벡터를 찾아내어 제어한다. 제어구조가 디지털 방식으로 단순하고 벡터제어처럼 복잡한 연산과 많은 제어기가 필요하지 않아 빠른 응답성을 얻을 수 있다. 토크의 동적 특성 측면에서 보면 전동기 정수변화로 인한 영향이 작은 편이고, 센서리스 속도제어에 유리하며, 기존의 벡터제어에 필수적으로 활용되는 고정자 및 동기회전 좌표 간의 변환이 필요하지 않으므로 보다 간편한 제어 시스템을 구성할 수 있다.

본 논문의 연구결과를 요약하면 다음과 같다.

- 1) 유도전동기의 향상된 제어특성을 얻기 위해 전류오차보상 및 직접토크제어에 의한 센서리스 속도제어 방식에 대해 기존의 DEF 정류기 대신 AFE 정류기를 제안하였다.
- 2) 기존의 방식에 비해 제안된 방식에서 고조파가 감소되어, THD 특성이 향상되고, 입력 전류의 파형이 상당히 개선되어 보다 우수한 품질의 전류공급이 가능함을 확인할 수 있었다.
- 3) 기존의 방식에 비해 제안된 방식에서 역률이 상당히 개선되었다.
- 4) 고속영역, 중속영역, 저속영역에 이르기까지 속도 응답특성이 우수함을 확인하였다.
- 5) 중속영역에서 정상운전 중 반전속도지령을 가했을 경우, 양호한 응답특성

을 확인하였다.

6) 저속 영역의 부하특성도 우수함을 확인하였다.

향후에는 보다 성능이 좋은 제어기를 AFE 정류기에 적용하고, 단점인 스위칭 손실을 줄일 수 있는 연구가 진행된다면 현재보다 입력전류의 품질을 보다 개선하고 전체 시스템의 효율을 높일 수 있어, 본 논문에서 제시한 센서리스 속도제어 토폴로지는 현재보다 더 우수한 결과를 보일 것으로 예측되기에 이를 향후 과제에 제시하는 바이다.

참고문헌

- [1] Paul E. Scheihing, et al., 'United States Industrial Motor-Driven Systems Market Assessment: Charting a Road map to Energy Savings for Industry', U.S. Department of Energy, April, 2007.
- [2] S. H. Kim, Motor Control, D.B.Info, 2017
- [3] S. J. Chapman, Electric Machinery Fundamentals, 3rd ed., McGrawHill, 1999.
- [4] K. Lizuka, H. Uzuhashi, M. Kano, T. Endo and K. Mohri, " Microcomputer Control for Sensorless Brushless Motor", *IEEE Trans. Indus. Appli.*, Vol. IA-21, No. 4, pp. 595-601, 1985.
- [5] N. Ertugrul and P.P Acarnley, " A New Algorithm for Speed Operation of Permanent Magnet Motors", *IEEE IAS Conf. Rec.*, pp. 414-421, 1992.
- [6] A. Abbondanti, "Method of Flux Control in Induction Motors Driven by Variable Frequency, Variable Voltage Supplies", *Conf. Rec. of the 1977 IEEE Indus. Appli.*, Annual Meeting, pp. 177-184, 1977.
- [7] R. Joetten and G. Maeder, "Control Methods for Good Dynamic Performance Induction Motor Drives Based on Current and Voltage as Measured Quantities", *IEEE Trans. Indus. Appli.*, Vol. 19, No. 3, pp. 356-363, 1983.
- [8] M. P. Kazmierkowski and H. J. Kopcke, "A Simple Control System for Current Source Inverter-Fed Induction Motor Drives", *IEEE Trans. Indus. Appli.*, Vol. 21, No. 3, pp. 617-623, 1985.
- [9] X. Xu, R. D. Doncker and D. W. Novotny, "A Stator Flux-Oriented Induction Machine Drive", *IEEE Power Electron. Specialists Conf.*, pp. 870-876, 1988.
- [10] X. Xu and D. W. Novotny, "Implementation of Direct Stator Flux-Orientation Control on a Versatile DSP-Based System", *IEEE Trans. Indus. Appli.*, Vol. 27, No. 4, pp. 694-700, 1991.
- [11] T. Ohtani, N. Takeda and K. Tanaka, "Vector Control of Induction Motor without Shaft Encoder", *IEEE Trans. Indus. Appli.*, Vol. 28, No. 1, pp.

- 157-164, 1992.
- [12] H. Tajima, Y. Matsumoto, H. Umida and M. Kawano, "Speed Sensorless Vector Control Method for an Industrial Drive System", *Proc. Intl. Power Electron. Conf.*, pp. 1034-1039, 1995.
 - [13] B. K. Bose and M. G. Simoes, "Speed Sensorless Hybrid Vector Controlled Induction Motor Drive", *IEEE IAS Ann. Mtg.*, pp. 137-143, 1995.
 - [14] U. Baader, M. Depenbrock and G. Gierse, "Direct Self-Control of Inverter-Fed Induction Machine: A Basis for Speed Control without Speed Measurement", *IEEE Trans. Indus. Appli.*, Vol. 28, No. 3, pp. 581-588, 1992.
 - [15] P. L. Jansen, R. D. Lorenz and D. W. Novotny, "Observer-Based Direct Field-Orientation Analysis and a Comparison of Alternative Methods", *IEEE Trans. Indus. Appli.*, Vol. 30, No. 4, pp. 945-953, 1994.
 - [16] T. Kanmachi and I. Takahashi, "Sensorless Speed Control of an Induction Motor with No Influence of Secondary Resistance Variation", *IEEE IAS Ann. Mtg.*, pp. 408-413, 1993.
 - [17] H. Tajima and Y. Hori, "Speed Sensorless Field-Orientation Control of the Induction Machine", *IEEE Trans. Indus. Appli.*, Vol. 29, No. 1, pp. 175-180, 1993.
 - [18] S. Tamai, H. Sugimoto and M. Yano," Speed-Sensorless Vector Control of Induction Motor with Model Reference Adaptive System", *IEEE IAS.*, pp. 189-195, 1987.
 - [19] C. Schauder, "Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors without Rotational Transducers", *IEEE Trans. Indus. Appli.*, Vol. 28, No. 5, pp. 1054-1061, 1992.
 - [20] F. Z. Peng and T. Fukao, "Robust Speed Identification for Speed- Sensorless Vector Control of Induction Motors", *IEEE Trans. Indus. Appli.*, Vol. 30, No. 5, pp. 1234-1240, 1994.
 - [21] I. Miyashita and Y. Ohmori, "A New Speed Observer for an Induction Motor using the Speed Estimation Technique", *EPE Brighton*, Vol. 5, pp. 349-353, 1993.

- [22] H. Kubota, K. Matsuse and T. Nakano, "DSP-Based Speed Adaptive Flux Observer of Induction Motor", *IEEE Trans. Indus. Appli.*, Vol. 29, No. 2, pp. 344-348, 1993.
- [23] G. Yang and T. H. Chin, "Adaptive-Speed Identification Scheme for a Vector-Controlled Speed-Sensorless Inverter-Induction Motor Drive", *IEEE Trans. Indus. Appli.*, Vol. 29, No. 4, pp. 820-825, 1993.
- [24] H. Kubota and K. Matsuse, "Speed-Sensorless Field-Oriented Control of Induction Motor with Rotor Resistance Adaptation", *IEEE Trans. Indus. Appli.*, Vol. 30, No. 5, pp. 1219-1224, 1994.
- [25] M.-H. Shin, D.-S. Hyun, S.-B. Cho, and S.-Y. Choe, "An improved Stator Flux Estimation for Speed Sensorless Stator Flux Orientation Control of Induction Motors", *IEEE Trans. on Power Electron.*, Vol. 15, no.2, pp. 312-318, March, 2000.
- [26] C. Schauder, "Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motor without Rotational Transducers", *IEEE Trans. Indus. Appli.*, Vol. 28 no. 5, pp. 1054-1061, Sep./Oct., 1992.
- [27] J. Maes and J. A. Melkebeek, "Speed-Sensorless Direct Torque Control of Induction Motors Using an Adaptive Flux Observer", *IEEE Trans. Indus. Appli.*, Vol. 36 no. 3, pp. 778-785, May/June, 2000.
- [28] G. Henneberger, B. J. Brunsbach and Th. Klepsch, "Field-Oriented Control of Synchronous and Asynchronous Drives without Mechanical Sensors using a Kalman Filter", *EPE Firenze*, Vol. 3, pp. 3.664-3.671, 1991.
- [29] Y. R. Kim, S. K. Sul and M. H. Park, "Speed-Sensorless Vector Control of Induction Motor using Extended Kalman Filter", *IEEE Trans. Indus. Appli.*, Vol. 30, No. 5, pp. 1225-1233, 1994.
- [30] L. Salvatore, S. Stasi and L. Tarchioni, "A New EKF-Based Algorithm for Flux Estimation in Induction Machines", *IEEE Trans. Indus. Electron.*, Vol. 40, No. 5, pp. 496-504, 1993.
- [31] H. W. Kim and S. K. Sul, "A New Motor Speed Estimator using Kalman Filter in Low-Speed Range", *IEEE Trans. Indus. Electron.*, Vol. 43, No. 4,

- pp. 498-504, 1996.
- [32] D. S. Zinger, F. Profumo, T. A. Lipo and D. W. Novotny, "A Direct Field-Oriented Controller for Induction Motor Drives using Tappn Motor DrWindings", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 5, No. 4, pp. 446-453, 1990.
 - [33] K. D. Hurst, T. G. Habetler, G. Griva and F. Profumo, "Speed Sensorless Field-Oriented Control of Induction Machines using Current Harmonics Spectral Estimation", *IEEE Ann. Mtg.*, pp. 601-607, 1994.
 - [34] L. Kreindler, J. C. Moreira, A. Testa and T. A. Lipo, "Direct Field-Orientation Controller using the Stator Phase Voltage Third Harmonic", *IEEE Trans. Indus. Appli.*, Vol. 30, No. 2, pp. 441-447, 1994.
 - [35] K. D. Hurst and T. G. Habetler, "Sensorless Speed Measurement Using Current Harmonic Spectral Estimation in Induction Machine Drives", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 11, No. 1, pp. 66-73, 1996.
 - [36] S. I. Yong, J. W. Choi and S. K. Sul, "Sensorless Vector Control of Induction machine using High Frequency Current Injection", *IEEE IAS Ann. Mtg.*, pp. 503-508, 1994.
 - [37] G. W. Dixon and J. N. Rivarola, "Induction Motor Speed Estimator and Synchronous Motor Position Estimator Based on a Fixed Carrier Frequency Signal", *IEEE Trans. Indus. Electron.*, Vol. 43, No. 4, pp. 505-509, 1996.
 - [38] L. B. Brahim and R. Kurosawa, "Identification of Induction Motor Speed using Neural Networks", *IEEE PCC-Yokohama*, pp. 689-694, 1993.
 - [39] M. G. Simoes and B. K. Bose, "Neural Network Based Estimation of Feedback Signals for a Vector-Controlled Induction Motor Drive", *IEEE Trans. Indus. Appli.*, Vol. 31, No. 3, pp. 620-629, 1993.
 - [40] K. K. Yoon, "A Study on the Sensorless Speed Control of Induction Motor using Current Error Compensation and Direct Torque Control", Department of Marine System Engineering, Graduate School of Korea Maritime and Ocean University, 2010.
 - [41] S. W. Kim, "A Study on The DC/DC Converter using Matrix Converter Topology", Department of Marine Engineering, Graduate School of Korea

- Maritime and Ocean University, 2017.
- [42] W. Leonard, "30 Years Space Vectors, 20 Years Field Orientation, 10 Years Digital Signal Processing with Controlled AC-Drives, a Review", *EPE Journal*, Vol. 1, Part 1 - no. 1, pp. 13-20, July, 1991, Part 2 -no. 2, pp. 89-102, October, 1991.
- [43] A. Gastli, M. Tomita, T. Takeshita and N. Matsui, "Improvement of a Stator Flux-Oriented Speed Sensorless Control of an Induction Motor", *IEEE PCC*, pp. 415-420, 1993.
- [44] F. Briz, J. A. Cancelas, and A. Diez, "Speed Measurement Using Rotary Encoders for high Performance AC Drives", *Proc. of the 20th International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, IECON'94*, Vol. 1, pp. 538-542, 1994.
- [45] Peter Vas, *Sensorless Vector and Direct Torque Control*, New York, Oxford Science Pub., 1998.
- [46] R. Mathew, D. Houghton, W. Oghanna, " Vector Control Techniques for Induction Motors", *IEEE Int. Conf. on Power Elec. and Drives*, Vol. 2, pp. 813-818, 1995.
- [47] D. C. Lee, "Current Regulation of Induction Motor Drive Systems using Multivariable State Feedback", Department of Electrical Engineering, Graduate School of Seoul National University, 1993.
- [48] T. Ohtani, N. Takada, and K. Tanaka, "Vector Control of Induction Motor without Shaft Encoder", *IEEE Trans. Indus. Appl.*, Vol. 28, no. 1, pp. 157-164, Jan./Feb., 1992.
- [49] Ion Boldea and Syed A. Nasar, *Vector Control of AC Drives*, CRC press, 1992.
- [50] D.W. Novotny and T. A. Lipo., *Vetor Control and Dynamics of AC Drives*, New York, Oxford Univ. Press, 1996.
- [51] H.-S. Yoo and I.-J. Ha, "A Polar Coordinate-Oriented Method of Identifying Rotor Flux and Speed of Induction Motors without Rotational Transducers", *IEEE Trans. on Control System Technology*, Vol. 4 no. 3, pp. 230-243, May,

- 1996.
- [52] K. K. Shyu and H. J. Shieh, "Variable Structure Current Control for Induction Motor Drives by Space Voltage Vector PWM", *IEEE Trans. Indus. Electron.*, Vol. 42, No. 6, pp. 572-578, 1995.
 - [53] P. C. Krause, *Analysis of Electrical Machinery*, McGraw-Hill Book Company, 1987.
 - [54] Peter Vas, *Vector Control of AC Machines*, Clarendon press, Oxford, 1990.
 - [55] B. K. Bose, *Power Electronics and AC Drives*, Prentice-Hall, 1987.
 - [56] J. M. Yoo, "Topology and Control of Converter with Regenerative Capability for Medium Voltage Motor Drive", Dept. of Electrical and Computer Engineering The Graduate School of Seoul National University, 2016.
 - [57] H. M. Kim, "A Study on the Selection of Control Method for Electric Propulsion System of Multipurpose Special Ships", Department of Electric, Electronic and Control Engineering, Graduate School of Maritime Industrial Studies Korea Maritime University, 2011.
 - [58] Rockwell Automation, "Medium Voltage AC Drive", 2011.
 - [59] H. M. Jeon, "A Study on the Performance Improvement for AFE Rectifier", Department of Marine Engineering, Graduate School of Korea Maritime and Ocean University, 2018.
 - [60] S. Y. Kim, "Design of Shipboard Energy Storage System and Operation for Voltage/Frequency Compensation in Naval Integrated Power System", Department of Electrical Engineering and Computer Science, Graduate School of Seoul National University, 2014.