

2006年度 8月
博士學位論文

2006年度 8月 博士學位論文

전류각제어에 의한 스위치드
릴렉턴스 전동기의 성능최적화

전류각제어에 의한 스위치드 전동기의 성능최적화

朝鮮大學校 大學院

電氣工學科

鄭炳湖

鄭炳湖

2006年度 8月
博士學位論文

전류각제어에 의한 스위치드
릴럭턴스 전동기의 성능최적화

朝鮮大學校 大學院

電氣工學科

鄭炳湖

전류각제어에 의한 스위치드
릴럭턴스 전동기의 성능최적화

Performance Optimization of Switched Reluctance Motor
with Commutation Angle Control

2006年 8月 25日

朝鮮大學校 大學院

電氣工學科

鄭炳湖

전류각제어에 의한 스위치드
릴럭턴스 전동기의 성능최적화

指導教授 曹錦培

이 論文을 工學 博士學位 論文으로 提出함.

2006年 4月 日

朝鮮大學校 大學院

電氣工學科

鄭炳湖

鄭炳湖의 博士學位 論文을 認准함

委員長 木浦大學校 教授 _____

委員 朝鮮大學校 教授 _____

委員 朝鮮大學校 教授 _____

委員 朝鮮大學校 教授 _____

委員 朝鮮大學校 教授 _____

2006年 6月 日

朝鮮大學校 大學院

목 차

ABSTRACT

I. 서 론	1
A. 연구 배경 및 동향	1
B. SRM 연구의 필요성과 목적	4
C. 연구내용 및 구성	5
II. 스위치드 릴럭턴스 전동기의 이론적 고찰	6
A. SRM의 해석 및 토크발생원리	6
1. SRM의 구조 및 동작원리	6
2. 릴럭턴스 토크의 발생	13
3. 자화곡선 및 인덕턴스 프로파일	15
B. SRM 구동 드라이브회로	19
1. SRM 구동용 컨버터의 종류 및 특징	19
2. 비대칭 브리지 컨버터	21
3. SRM 구동용 컨버터의 설계 파라미터	29
C. SRM의 회전자 위치에 따른 속도제어	31
1. 각도제어(Angle Control)	31
2. 스위치 턴- 오프각 제어방식	36

D. 전류제어방식	38
1. 히스테리시스 전류제어	38
2. Sigma-Delta 변조기법	42
III. SRM 토크제어	45
A. 토크리플의 정의	45
B. 순시토크제어	48
C. 직접토크제어	53
D. 평균토크제어	55
E. 성능최적화를 위한 토크제어방식	59
1. 인덕턴스와 자속쇄교곡선에 따른 스위칭각의 해석	59
2. 최적의 턴 오프각의 결정	60
3. 평균토크제어방식의 적용	67
IV. 시뮬레이션	70
A. 시뮬레이션의 구성	70
B. 시뮬레이션 결과 및 고찰	72
V. 실험	95
A. 실험장치	95

B. 실험결과 및 고찰	104
VI. 결 론	117

참고문헌

List of tables

Table 2-1	Topology comparisons of various converters	20
Table 2-2	Comparison of current and angle control methods ..	41
Table 5-1	Design parameter of the experimental SRM	96

List of figures

Fig. 2-1	Cross sectional view of a 8/6 SRM construction	7
Fig. 2-2	Equivalent circuit of one phase of SRM	7
Fig. 2-3	Basic concept of the single phase SRM	8
Fig. 2-4	Characteristics of Flux vs. MMF	9
Fig. 2-5	Inductance profile , phase current and torque waveform of 4-phase SRM	14
Fig. 2-6	Flux linkage waveform of the SRM	15
Fig. 2-7	Flux linkage vs. current of current control	16
Fig. 2-8	Flux linkage vs. current of voltage control	17
Fig. 2-9	Linearized inductance profile of rotor position	17
Fig. 2-10	Asymmetric bridge converter circuit	21
Fig. 2-11	Current flow in the exciting mode	22
Fig. 2-12	Current flow in the free-wheeling mode	25
Fig. 2-13	Current flow in the demagnetizing mode	28
Fig. 2-14	Inductance profile and the phase current	31

Fig. 2-15	Current shape when torque is constantly controlled by torque angle control	35
Fig. 2-16	Current shape when torque is constantly controlled by Dwell angle control	37
Fig. 2-17	Hysteresis current control with hard chopping	38
Fig. 2-18	Block diagram of hysteresis current controller	39
Fig. 2-19	Hysteresis current control	40
Fig. 2-20	Delta modulation circuit	42
Fig. 2-21	Principle of sigma-delta modulation	43
Fig. 2-22	Input output PWM waveform with SDM	44
Fig. 3-1	Block diagram of the instantaneous torque and rotor position estimation	50
Fig. 3-2	Block diagram of the closed-loop instantaneous torque control	51
Fig. 3-3	Direct torque control schematic	54
Fig. 3-4	Block diagram of open-loop torque control	55
Fig. 3-5	Block diagram of a high-dynamic closed-loop	

torque control	56
Fig. 3-6 Block diagram of the average torque estimator	57
Fig. 3-7 Current controlled with soft-chopping strategy	59
Fig. 3-8 Linearized of overlapping inductance, current, torque and flux linkage profiles of two phases	62
Fig. 3-9 Block diagram of basic average torque control	67
Fig. 3-10 Block diagram of average torque control	68
Fig. 3-11 Flowchart for the applied algorithm	69
Fig. 4-1 Overall simulation configuration	70
Fig. 4-2 Motor modeling with MATLAB SIMULINK	71
Fig. 4-3 Characteristics of current vs. flux linkages	72
Fig. 4-4 Characteristics of rotor position vs. torque	73
Fig. 4-5 A-phase input current with simulation	74
Fig. 4-6 B-phase input current with simulation	75
Fig. 4-7 C-phase input current with simulation	76
Fig. 4-8 D-phase input current with simulation	77
Fig. 4-9 All phase input current with simulation	78

Fig. 4-10	DC-link voltage with simulation	79
Fig. 4-11	A phase input voltage with simulation	80
Fig. 4-12	All phase input voltage with simulation	81
Fig. 4-13	Speed output waveform with simulation	82
Fig. 4-14	Rotor position estimation with simulation	83
Fig. 4-15	Torque output waveform with simulation	84
Fig. 4-16	Minimum loss operation at 500[rpm] with simulation	86
Fig. 4-17	Minimum torque ripple operation at 500[rpm] with simulation	87
Fig. 4-18	Optimal commutation angle operation at 500[rpm] with simulation	89
Fig. 4-19	Minimum loss operation at 500[rpm] with simulation	90
Fig. 4-20	Minimum torque ripple operation at 500[rpm] with simulation	91
Fig. 4-21	Optimal commutation angle operation at 500[rpm]	

	with simulation	92
Fig. 4-22	Optimal commutation angle operation at 1500[rpm]	
	with simulation	94
Fig. 5-1	Exploded view of 8/6 SRM	95
Fig. 5-2	Rotor and stator dimensions of SRM	97
Fig. 5-3	Asymmetric bridge drive circuit for 8/6 SRM	98
Fig. 5-4	Circuit of gate drive & IGBT	99
Fig. 5-5	Analog circuit for SMD	100
Fig. 5-6	Block diagram of experimental setup	101
Fig. 5-7	360 division BCD code output	102
Fig. 5-8	Photograph of experimental setup	103
Fig. 5-9	IGBT gate input voltage	104
Fig. 5-10	SRM supplied phase voltage waveforms	105
Fig. 5-11	Current waveforms at constant speed	106
Fig. 5-12	Maximum energy efficiency current waveforms	107
Fig. 5-13	Torque ripple minimization control applied	
	current waveforms	107

Fig. 5-14	Optimal turn off angle control applied current waveforms	108
Fig. 5-15	SRM speed waveform	109
Fig. 5-16	Maximum energy efficiency torque waveform	110
Fig. 5-17	Torque ripple minimization control applied torque waveform	110
Fig. 5-18	Optimal control applied torque waveform	111
Fig. 5-19	Current waveforms with pulse variation for torque	112
Fig. 5-20	Optimal control applied average torque waveform	113
Fig. 5-21	Response of the optimal 8/6 SRM drive to an abrupt load torque demand	114
Fig. 5-22	Comparison of optimal control with maximum energy efficiency and minimum torque ripple operation ...	115
Fig. 5-23	Comparison of optimal control with maximum energy efficiency and minimum torque ripple operation ...	116

Nomenclatures

β_s	:	고정자 극호각 [rad or]
β_r	:	회전자 극호각 [rad or]
e	:	기전력 [N/m]
Ψ	:	자속 [Wb/Turn]
P_m	:	전동기입력전력 [W]
N	:	한상의 권선감은수 [Turns]
N_{ph}	:	전동기 상의 수 [No.]
N_r	:	전동기 회전자 돌극의 수 [No.]
N_s	:	전동기 고정자 돌극의 수 [No.]
i_a	:	A상의 전류 [A]
i_L	:	A상의 부하전류 [A]
i_{ref}	:	기준전류 [A]
θ_{at}	:	선행스위칭각 [rad or]
θ_a	:	회전자 정렬위치각 [rad or]
θ_{dv}	:	드웰각 [rad or]
θ_{tq}	:	토크발생각 [rad or]
θ_{on}	:	턴 온스위칭각 [rad or]
θ_{off}	:	턴 오프스위칭각 [rad or]
θ_{ofr}	:	$\theta_{on} - \theta_{fr}$ [rad or]
θ_i	:	교점각 [rad or]

- θ_{dm} : 턴 오프지연각 [rad or]
 θ_c : 전류각 [rad or]
 θ_{sk} : 스트로크각 [rad or]
 λ : 자속쇄교수 [Wb]
 λ_{max} : 최대자속쇄교수 [Wb]
 λ_{min} : 최소자속쇄교수 [Wb]
 λ_a : 비정렬위치에서 자속쇄교수 [Wb]
 λ_d : 정렬위치에서 자속쇄교수 [Wb]
 L_u : 비정렬위치의 인덕턴스 값 [H]
 L_a : 정렬위치의 인덕턴스 값 [H]
 T_{inst} : 순시토크 [N]
 T_{ref} : 토크지령치 [N]
 T_{avr} : 평균토크 [N]
 T_e : 전자기토크[N]
 T_{ph} : 임의의 상에서 발생한 토크[N]
 V_{dc} : 전원전압 [V]
 $V_{in}(t)$: 기준시간에서 입력전압 [V]
 $V_{out}(t)$: 기준시간에서 출력전압 [V]
 W_f : Co-Energy [N/m]
 W_m : 기계적인 일 [N/m]

Abbreviation

HP	: Horse Power
SRM	: Switched Reluctance Motor
SDM	: Sigma Delta Modulation
MMF	: Magneto Motive Force
EMF	: Electro Motive Force
DC	: Direct Current
PWM	: Pluse Width Modulation
ADC	: Analog Digital Converter
TPU	: Time Processing Unit
ROM	: Read Only Memory
IGBT	: Insulated Gate Bipolar Transistor
ABCC	: Asymmetric Bridge Converter
RC	: Resister Capacitor
RCD	: Resister Capacitor Diode
TSF	: Torque Sharing Function
LDT	: Linearization and Decoupling Techniques
DTC	: Direct Torque Control
DFC	: Direct Flux Compensation
HB	: Hysteresis Band
DFC	: Direct Flux Compensation

ABSTRACT

Performance Optimization of Switched Reluctance Motor with Commutation Angle Control

Byeong-Ho Jeong

Advisor : Prof. Geum-Bae Cho, Ph.D.

Department of Electrical Engineering,

Graduate School of Chosun University

The inherent simple construction, low manufacturing cost, low inertia, high speed, and fault tolerance of a SRM(Switched Reluctance Motor) makes it a strong candidate over other motors in variable speed drive applications. On the contrary, the higher torque ripple compared with conventional machines is the primary drawback the causes vibrations and acoustic noise. Additionally, the analysis of a SRM is quite cumbersome due to double saliency and the non-linearity introduced by the intense magnetic saturation of the corner of partially overlapping stator and rotor poles. Hence, the numerical methods are largely employed for analyzing and evaluating their performance.

A high performance SRM drive is mainly characterized by torque ripple minimization and energy efficiency optimization. The average torque control is based on time-averaged analysis of machine operation and control is developed on per stroke basis. There is a need for an easily implemented and cost-effective control method that provides SRM drive

performance over wide speed range. The optimal turn-off angle, commutation angle is defined at the critical rotor position that the flux-linkage of two neighboring phases are equal to half of the flux-linkage peak value. The mathematical description of the SRM is very complicated, hence SRM performance optimization can be analytically approached through motor running waveforms. Specifically, the overlapping region of the flux-linkage profiles of two neighboring phases that produce positive torque is considered.

In this paper, the problem of performance optimization in current controlled SRM drives is investigated. and represent average torque control schemes for switched reluctance motors based on current control. For the purpose of finding the optimal switching commutation point or angle with proposed controller, It is utilized online turn on and turn off position calculation with voltage and current controller. The goal of proposed paper is the maximization of the energy conversion per stroke for maximizing efficiency and low torque dip control with approximately flat-topped current waveform. The proposed control scheme is on 8/6 SRM drives, four phases SRM drives demonstrated simulation results and on a prototype experimental system. The optimized performance can be reached with the correct balance of the energy efficiency and torque ripple criteria. The Proposed controller are very simple and easily implemented since the knowledge of the exact SRM model is not required. Finally, proposed system will respect to apply traction system, automobile, electric fan, pump and so on.

I. 서 론

A. 연구 배경 및 동향

릴럭턴스 전동기는 150여 년이 넘는 오래된 전동기의 설계원리 중의 하나로 전통적인 형태의 릴럭턴스 전동기가 전력용 반도체의 개발과 함께 가변 드라이브의 조건을 갖추어 스위치드 릴럭턴스 전동기로 알려지게 되었다. “Switched Reluctance”라는 명칭은 S.A. Nasar에 의해서 명명되었고, 이 명칭은 전동기가 가지는 두 가지 특징을 설명하고 있다.

첫째, ‘Switched’라는 의미는 전동기가 연속적인 스위칭 모드에서만 동작된다는 의미로 이는 전력용 반도체의 개발과 발달에 따라 사용되었던 용어이다. 둘째, ‘Reluctance’의 의미는 회전자와 고정자가 릴럭턴스 자기 회로(Magnetic Circuits)를 가변시킴으로서 동작하게 하는 이중돌극형 구조(Double Salient)를 의미한다.[1-6]

Nasar, French, Koch, Lawrenson 등의 연구자들은 1960년대 구조적으로 유사한 Stepping Motor와 다르게 전력용 반도체소자를 이용한 연속모드 제어방식을 고안하였고, 전력용 사이리스터가 상대적으로 높은 전압, 전류를 제어하는 성능을 보유함으로써 이를 스위치드 릴럭턴스 전동기의 제어에 적용하였다. 현대에는 대전력용 트랜지스터, GTO, MOSFET, IGBT등이 개발되어 스위치드 릴럭턴스 전동기(Switched Reluctance Motor, SRM)의 가변속, 토크제어를 위해 다양한 구성으로 이용할 수 있게 되었다.[7-12]

스위치드 릴럭턴스 전동기는 많은 장점들을 가지고 있다. 첫째, 전동기 성능의 측면에서는 토크 출력특성이 우수하며 효율의 측면에서는 범용 유

도전동기와 비교할 때 더욱 우수하다고 알려져 있다. 둘째, 시스템 단가를 고려하면 낮은 조립단가와 자석을 사용하지 않는 등의 낮은 재료비용 그리고 단순한 구조로 인한 낮은 유지비용을 확보할 수 있다. 셋째, 고속운전영역과 가속 운전능력 측면에서는 적절한 드라이브를 가진다면 100,000[rpm]의 고속운전이 가능하다. 넷째, 냉각의 측면에서 볼면 대부분의 줄(joule)열은 고정자 측에서 한정되어 발생하기 때문에 상대적으로 외부 방출과 냉각이 용이한 구조이다. 마지막으로 강인한 구조는 고온이나 진동이 있는 거친 환경에서도 이용이 적절하다는 등의 많은 우수한 측면들을 가지고 있다. 또한 SRM의 드라이브의 측면을 고려한다면 가변속 드라이브의 브리지형태의 인버터와 비교할 때, Bipolar전류를 사용하지 않기 때문에 전력용반도체 수가 그 절반으로 줄어든다. 또한 반도체 제조기술과 응용기술, 현대제어이론과 마이크로컨트롤러의 발전과 실제 회로에 적용하는 기술의 진보, 전력변환기의 신뢰성 확보, 전동기 설계를 위한 CAD기술의 발전 등의 문제는 SRM이 가지는 고유의 진동, 소음의 문제를 해결할 수 있는 대안기술로 부각되고 있다.[13-15]

일반적인 우수한 서보기기의 조건 중 하나는 4상한(象限)동작으로의 자연스러운 전환이 요구된다. 서보기기의 조건은 낮은 토크리플, 빠른 동적응답속도, 향상된 안정성, Zero 속도에서의 동작능력 그리고 부드러운 역전동작 등의 조건을 가진다. DC 정류자전동기나 BLDC전동기는 토크가 전류에 비례하기 때문에 타 전동기보다 서보기기의 요구에 적합하여 주로 채택되고 있다. 또한 벡터제어가 적용된 드라이브를 가진 유도전동기와 PM 동기전동기는 이러한 DC 정류자전동기의 특성을 이용하며 이론적으로는 기준 프레임변환(d-q변환)방식을 채택함으로써 가능하게 되었다. 반면, 스위치드 릴럭턴스 전동기는 이러한 기준 프레임변환이나 벡터제어를 사용하지 않고 제어가 가능하지만 간단한 가변속 드라이브에서의 최적화

된 성능은 점호각의 연속적인 제어를 요구하며 토크, 전류, 속도 그리고 점호각과의 관계에서 높은 비선형성을 가지며 속도와 부하 변동에 대한 전동기 함수의 변동성도 가진다.[16-22]

이러한 SRM의 높은 비선형성의 관계는 고정자에서만 여자하는 Single-Excited와 이중돌극형 구조의 높은 비선형 기기의 특성에 기인한다. 생성된 전기적 토크는 고정자전류의 고차다항식으로 나타낼 수 있으며 가장 간단한 제어기술의 적용에서도 고정자전류는 선형적인 함수로 나타나지 않는다. SRM의 이러한 토크와 전류의 관계는 다른 형태의 전동기만큼 명확하지 않기 때문에 Fuzzy Logic, ANN(Artificial Neural Network), FEA(Finite Element Analysis) 등의 다양한 방식의 토크-전류 관계식에 대한 모델링에 대한 연구가 이루어지고 있는 실정이다.[23-24]

발생된 전기적 토크는 회전자 위치의 함수이며 기준토크에 도달하기 위해 전동기는 정확한 회전자 위치에 기초한 Phase-to-Phase 스위칭 모드에서 동작되어야만 한다. 이러한 전류(Commutation)방식은 제어알고리즘의 복잡성을 증가시키며 토크리플과 잡음에 대한 문제가 발생한다.

SRM은 고유의 기계구조에서 가지고 있는 토크리플과 잡음을 억제시키고 에너지효율을 증대시키기 위한 연구가 요구되어 회전자의 위치제어뿐만 아니라 토크제어의 문제가 발생하므로 이를 위한 순시토크 제어방식이나 평균토크 제어방식 또는 관측기에 의한 부하토크 추정방식을 활용하여 토크제어를 수행한다.

B. SRM 연구의 필요성과 목적

SRM은 전류의 크기와 회전자와 고정자의 상대적인 위치에 따라 인덕턴스가 비선형적으로 변동하는 특성을 가지고 있으며, 토크는 인덕턴스의 기울기에 비례하여 발생하기 때문에 비선형 토크특성을 가지게 된다. 특히, 토크 맥동이 크고 소음이 심한 단점은 실용화에 큰 장애가 되고 있지만 근래의 제어이론의 발달과 더불어 디지털제어방식의 적용으로 이를 해결하려는 많은 연구가 진행되고 있으며 최근의 전력용 반도체 소자의 발달로 고주파수 스위칭 동작이 가능하게 되었고 전동기를 구동하는 컨버터의 성능을 개선되어 스위칭 주파수도 비례하여 높아지게 된다. 스위칭 주파수가 높아지면 전동기의 입력전류의 맥동성분을 감소시킬 수 있으므로 전동기의 동손과 토크맥동을 감소시킬 수 있지만 고속스위칭에 의한 급격한 전압변동으로 인해 발생한 커먼모드전압은 전동기 내부의 부유커패시터를 통해 대지로 흐르는 고주파 누설전류의 발생과 베어링전류, 축전압등을 발생시켜 전동기의 수명저하나 EMI(Electro-Magnetic Interference)의 발생문제를 야기 시킨다. 따라서 최적의 성능구현을 위한 점호각의 결정이 제어모드의 관건이다.[25-30]

SRM은 유도전동기나 브러시리스 직류전동기와 같이 AC 전력선이나 직류링크단을 통한 직입동작이 불가능하므로 항상 전기적으로 Phase-to-Phase 사이에서 적절하게 전류(Commutation)되어야 하며 이와 같은 구조적인 특성은 전동기의 분석과 제어를 복잡하게 한다. 이러한 구조적인 약점으로 인해 산업현장에서 SRM의 적용이 지연되므로 이를 극복하기 위한 다양한 제어방식이 제안되고 구현되어 테스트된다면 전동력 응용장치로서의 무한한 활용가능성을 현실화시킬 수 있다.

C. 연구내용 및 구성

SRM은 동작특성상 매우 신뢰성 높은 전동기로 알려져 있다. 각각의 상은 물리적으로나 자기적, 전기적으로 다른 상으로부터 완전하게 독립되어 있으며 회전자 위의 도체나 자석을 사용하지 않음으로서 다른 전동기에 비해 매우 높은 속도에 도달할 수 있다.[31-34]

본 논문에서는 SRM의 구조 및 토크 발생원리에 대해 논하고 견인구동용 SRM 드라이브를 구성하고 컨버터와 스너버회로를 설계한다. SRM의 구조적인 단점인 토크리플의 저감과 에너지효율을 최대화시키기 위한 최적의 전류각제어를 통한 평균토크제어를 행함으로서 서보전동기의 한 분야로 SRM의 적용가능성을 검토한다. 이를 위해 최적의 성능을 확보할 수 있는 전류각의 연산방법을 제안하고 평균토크제어를 수행하여 서보전동기로 적용 가능한 SRM의 토크제어기술을 확립한다.

최적의 전류각제어를 통한 SRM의 평균토크 제어방식에 대한 연구를 논하기 위해 1장에는 서론을 논하고, 2장에서는 스위치드 릴럭턴스 전동기 해석을 위해 구조와 동작원리를 통해 SRM 모델방정식을 수립하고 인덕턴스의 변화에 대한 릴럭턴스 토크의 발생과 구동용 컨버터 중에서 가장 보편적으로 적용되는 비대칭 브리지컨버터에 대해서 논한다. 3장에서는 토크리플 저감을 위한 제어방식 및 순시토크제어방식이나 토크해석 및 직접토크제어방식에 대한 소개와 최적의 제어를 위한 제안된 전류각 연산방법에 대해서 논한다. 4장에서는 시뮬레이션을 수행한 결과와 고찰하고, 5장에서는 실험결과와 이에 대한 고찰을 논하고, 마지막으로 6장에서는 결론을 맺는다.

II. 이론적 고찰

A. SRM의 해석 및 토크발생 원리

1. SRM의 구조 및 동작원리

SRM의 해석은 기본적으로 Fleming's Rule이 적용되며 토크는 회전자 위치에 기인한 릴럭턴스의 변화에 의한 힘에 의해 발생되므로 릴럭턴스 전동기는 DC전동기, 동기전동기 그리고 유도전동기와 같은 형태의 전기 기계와 동작 원리의 측면에서 상이하다. 'Park's Transform Equation'에 기반을 둔 동기기기 이론이 개발된 20세기 초반에 전통적인 릴럭턴스 전동기의 이론이 발전하게 되었다. 릴럭턴스 전동기에서 기본적인 토크나 힘의 발생은 회전자 위치의 함수와 같이 저장된 자기에너지의 변화로부터 생성된다. 모든 돌극의 형태를 가진 전기기기에서 두 개의 자기 표면 사이에 발생하는 힘의 관계는 대부분의 전자기 릴레이, 정지자기, 솔레노이드 액추에이터와 같은 장치들에서 SRM과 유사한 동작원리가 적용된다.[35]

그림 2-1은 8/6 SRM의 단면구조를 보여준다. 고정자에 집중권의 형태로 권선이 둘러싸여 있고 회전자는 도체나 영구자석을 포함하지 않는 중심축위에 강철의 적층구조로 구성된 견고한 구조를 가지고 있다. 또한 고정자는 8개, 회전자는 6개의 극수를 각각 가지는 이중 돌극형 구조로 되어 있고 계철의 재료는 투자율이 높은 철(Fe)을 사용하여 성층에 의한 적층이 가능한 구조이다.

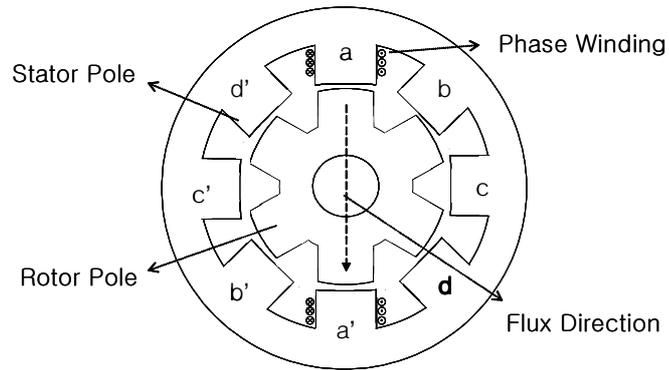


Fig. 2-1 Cross sectional view of a 8/6 SRM construction

그림 2-2는 전원전압과 인덕턴스, 저항 그리고 역기전력을 포함한 임의의 한 상에 대한 등가회로를 나타낸다.

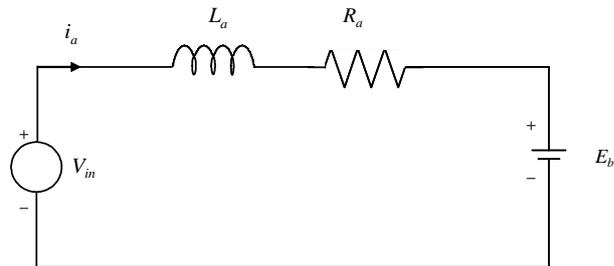


Fig. 2-2 Equivalent circuit of one phase of SRM

그림 2-2의 등가회로로부터 키르히호프의 전압법칙을 이용하여 식 (2-1)의 전압방정식을 유도할 수 있다.

$$V_{in} = R_a \cdot i_a + L_a \cdot \frac{di_a}{dt} + E_b \quad (2-1)$$

전원전압과 자속왜교 그리고 회전자 위치에 따른 상관관계는 식 (2-2)와 같다.

$$V_{in} = R_a \cdot i_a + L_a \cdot \frac{di_a}{dt} + \frac{\partial \Psi_a}{\partial \theta} \times \frac{d\theta}{dt} \quad (2-2)$$

SRM의 토크발생은 그림 2-3에서 나타낸 바와 같이 솔레노이드의 전자기 에너지 변환원리로 설명될 수 있는데 솔레노이드는 코일의 감은 수, N 을 가진 권선에 전류, i 성분이 여자 될 때 코일에는 자속 ϕ 가 생성된다. 이 때는 여자전류가 증가함에 따라서 전기자(운동자)는 고정자 쪽으로 움직이려는 힘이 작용한다.[36-38]

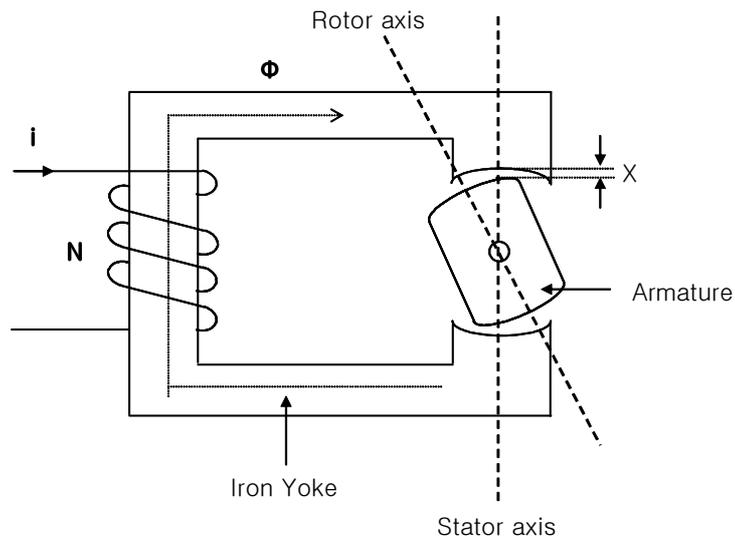


Fig. 2-3 Basic concept of the single phase SRM

그림 2-4는 공극 X_1 과 X_2 에 대해 $X_1 > X_2$ 일 때 자속과 기자력 (Magneto-Motive Force : MMF)의 특성을 나타낸다.

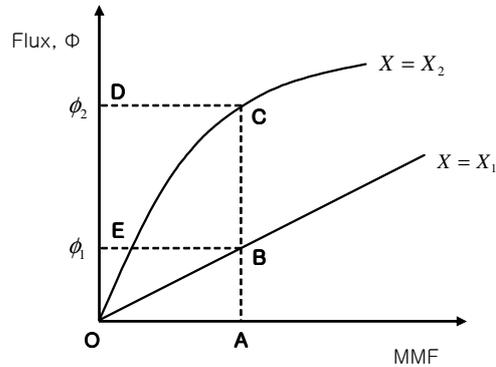


Fig. 2-4 Characteristics of Flux vs. MMF

X_1 에 대해 자속과 기자력의 특성은 공극의 릴럭턴스가 지배적이기 때문에 선형적이며 자기회로 상에서 X_2 와 비교할 때 자속이 더 적다. 이 때, 입력 에너지는 식 (2-3)과 같다.

$$W_e = \int e i dt = \int \frac{dN\Psi}{dt} i dt = \int N i d\Psi = \int F d\Psi \quad (2-3)$$

여기서 e 는 기전력(Electromotive Force : EMF)이고 F 는 기자력이다. 입력 에너지 W_e 는 코일에 저장된 자계에너지 W_f 와 기계적인 일로 바뀐 에너지 W_m 의 합과 같으므로 식 (2-4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$W_e = W_f + W_m \quad (2-4)$$

기계적인 일이 수행되지 않고 전기자가 X_1 의 위치에 있을 때 저장된 자계에너지는 식 (2-4)에서 입력된 전기에너지와 같고 그림 2-4에서의 영역 OBEO과 일치한다. Co-energy로 정의된 자계에너지의 성분은 그림 2-4의 영역 OBAO로 나타내지고 수학적으로 $\int \phi dF$ 로 표현된다. 이와 같은 방법으로 X_2 의 위치에서 자계에너지는 영역 OCDO를 나타내고, Co-energy는 영역 OCAO로 나타낸다. 따라서 에너지의 미소변화량에 대한 정의는 식 (2-5)와 같다.

$$\delta W_e = \delta W_f + \delta W_m \quad (2-5)$$

그림 2-4의 동작점 A에서 주어진 F_1 의 일정한 여자성분에 대해 X 가 X_1 에서 X_2 로 변동했을 때 변동된 에너지는 각각 식 (2-6), (2-7)과 같이 유도된다.

$$\delta W_e = \int_{\phi_1}^{\phi_2} F_1 d\phi = F_1 (\phi_1 - \phi_2) = Area (BCDEB) \quad (2-6)$$

$$\delta W_f = \delta W_{f|x=x_2} - \delta W_{f|x=x_1} = Area (OCDO) - Area (OBEO) \quad (2-7)$$

식 (2-6)과 (2-7)를 통해 증가한 기계적 에너지를 계산하면 식 (2-8)과 같다.

$$\delta W_m = \delta W_e - \delta W_f = Area (OBCO) \quad (2-8)$$

증가한 에너지는 주어진 기자력에 대한 두 곡선 사이의 영역이다. 회전기의 경우에 전자기 토크발생의 측면에서 증가한 기계적 에너지와 회전자 위치의 변화는 식 (2-9)과 같다.

$$\delta W_m = T_e \delta \theta \quad (2-9)$$

여기서 T_e 는 전자기 토크이고 $\delta \theta$ 는 증가한 회전자 각도이다. 따라서 발생 토크는 기계적 에너지에 대한 회전자 위치각 θ 로 편미분하면 식 (2-10)과 같다.

$$T = \frac{\delta W_m}{\delta \theta} \quad (2-10)$$

일정한 여자를 가할 경우에 기자력이 일정할 때 수행된 기계적인 일은 Co-energy W_f' 의 변화량과 같으므로 수행된 기계적 일은 식 (2-11)과 같이 쓸 수 있다.

$$\delta W_m = \delta W_f' \quad (2-11)$$

Co-energy W_f' 는 식 (2-12)과 같다.

$$W_f' = \int \Psi dF = \int \Psi d(Ni) = \int (N\Psi) di = \int \lambda(\theta, i) = \int L(\theta, i) idi \quad (2-12)$$

여기서, 인덕턴스 L 과 자속쇄교수 λ 는 각각 회전자의 위치와 전류의 함수이다. Co-energy의 이러한 변화는 두 회전자 위치 θ_2 와 θ_1 사이에서 발생하므로 회전자의 위치와 전류의 함수로 나타내는 Co-energy의 관점에서 발생하는 토크는 식 (2-13)과 같다.

$$T_e = \frac{\delta W_m}{\delta \theta} = \frac{\delta W_f'}{\delta \theta} = \frac{\delta W_f'(i, \theta)}{\delta \theta} \Big|_{i = constant} \quad (2-13)$$

만약 인덕턴스가 회전자 위치에 따라 선형적으로 변한다면 유도되는 토크는 식 (2-14)과 같다.

$$T_e = \frac{1}{2} \cdot i^2 \cdot \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \quad (2-14)$$

여기서 회전자 위치와 전류에 대한 인덕턴스성분은 식 (2-15)과 같다.

$$\frac{dL(\theta, i)}{d\theta} = \frac{L(\theta_2, i) - L(\theta_1, i)}{\theta_2 - \theta_1} \Big|_{i = constant} \quad (2-15)$$

인덕턴스의 미분값은 일정하지 않고 연속적으로 변동하므로 정상상태 등가회로를 구성하고 해석하기가 매우 어렵다는 것을 알 수 있다.

선형제어방식이 적용된 SRM의 모델링은 다음의 네 가지 가정 하에서 모델링된다. 첫째, 포화효과는 없다. 이는 두 가지의 경우에 하나는 이상적인 경우로 SRM이 포화효과로부터 자유롭게 설계되었음을 의미하며 전동기가 완전하게 선형 자속 영역에서 운전한다. 여기서 고정자 전류는 포화가 일어나지 않을 정도로 충분히 크지 않다. 이러한 가정은 고정된 회

전자 위치에 대해 고정자 전류의 자속 선형영역을 만들고 자속쇄교 특성의 형태가 곧바른 직선의 형태를 가지게 된다. 둘째, 상호인덕턴스가 대칭적인 고정자 여자로 인해서 이상적으로 Zero로 된다. 만약 상호인덕턴스가 Zero로 된다면 토크 방정식은 매우 간단하게 될 것이다. 시스템 내에서 에너지 변환하기 위한 상호인덕턴스의 기여분은 마찬가지로 Zero로 된다. 셋째, 자기장은 정현파형적으로 회전자 위치 θ 와 관계된다. 이 가정은 첫 번째와 마찬가지로 인덕턴스가 정현파형과 회전자 위치 θ 와 관계가 있으며 이 모델링 방법은 보간법의 문제를 통해서 풀어야 한다. 넷째, 들극형 구조는 기본 주파수에서 고주파를 포함하지 않는다는 가정이 각 상의 인덕턴스에 대해서 나타난다.

2. 릴럭턴스 토크의 발생

고정자의 상에 전류가 흐르면 회전자는 최대 인덕턴스 값을 가지는 위치가 될 때까지 인덕턴스가 증가하는 방향으로 회전자를 회전시키려는 토크가 발생하고 철심에 자화성분이 남아 있지 않다면 전류의 방향은 토크의 극성과 무관해지며 토크는 릴럭턴스가 최소가 되는 정렬위치로 진행하려는 방향으로 발생된다. 또한 각 상의 인덕턴스 곡선은 인덕턴스 프로파일의 주기로 정의되며 회전자 극수에 따른 위상차를 가지고 변화하므로 전동기를 지속적으로 회전시키기 위해서는 순차적으로 스위칭하여 각각의 상에서 인덕턴스가 증가하는 구간에서만 전류를 인가하여 일정방향으로 정토크가 발생하도록 만들어 주어야 한다.[39-40]

출력토크는 각 상의 여자전류에 의하여 발생하는 토크의 합이 되고 4상 출력토크는 식 (2-16)과 같다.

$$T_{total} = \frac{1}{2}i_a^2 \frac{dL(\theta)}{d\theta} + \frac{1}{2}i_b^2 \frac{dL(\theta - 15^\circ)}{d\theta} + \frac{1}{2}i_c^2 \frac{dL(\theta - 30^\circ)}{d\theta} + \frac{1}{2}i_d^2 \frac{dL(\theta - 45^\circ)}{d\theta} \quad (2-16)$$

그림 2-5는 8/6극 SRM의 각 상의 전류에 의해 발생하는 토크 파형을 중첩시켜 모든 회전자의 위치에 대한 단일방향의 토크가 생성되는 과정을 나타낸다. 각각의 상에 순차적으로 전류가 흐르면 상권선의 인덕턴스는 증가하게 되며 전류가 제거된다면 인덕턴스는 감소하게 된다. 각 상의 전류를 중첩하면 토크 맥동이 감소하게 되어 일정 토크 발생을 유지한다.

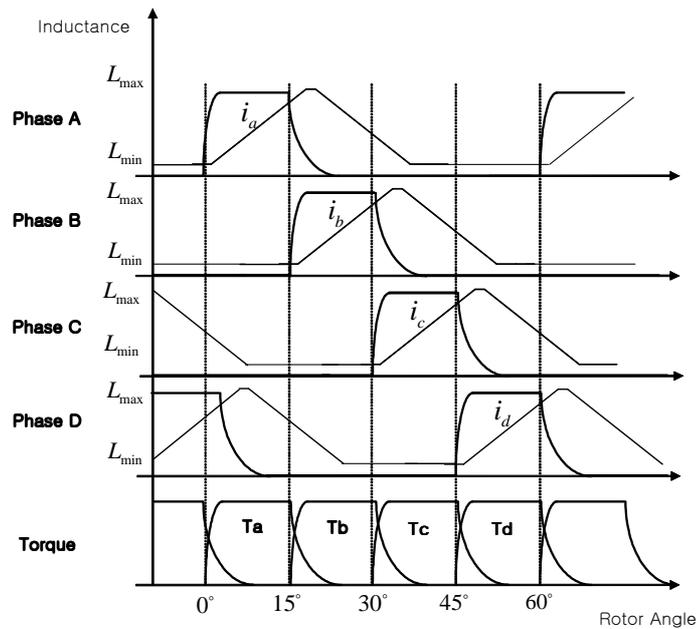


Fig. 2-5 Inductance profile, phase current and torque waveform of 4-phase SRM

3. 자화곡선 및 인덕턴스 프로파일

그림 2-6은 고정자극과 회전자극 각각의 상대적 위치에 따른 자화곡선을 나타낸다. 여기서 자화곡선의 기울기는 그 상의 인덕턴스 값을 나타내며 비정렬 위치에서는 항상 일정한 값을 유지하지만 정렬위치에서는 전류가 증가함에 따라 인덕턴스 값이 자기포화로 인해 감소하게 됨을 알 수 있다. 따라서 한 상의 인덕턴스 곡선의 형태는 회전자와 고정자의 상대적 위치와 전류의 함수로 나타낼 수 있다.

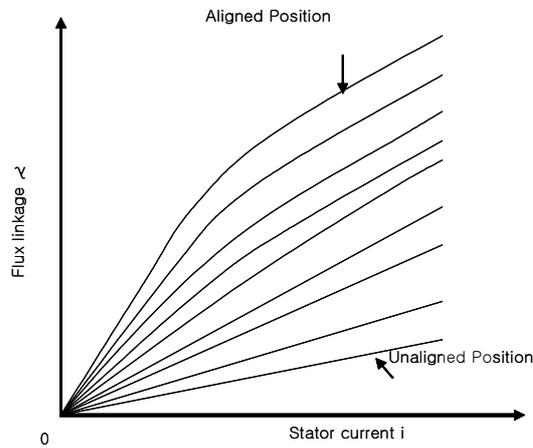


Fig. 2-6 Flux linkages waveform of the SRM

SRM의 회전자와 고정자의 극의 위치가 정확하게 일치하였을 경우를 정렬(Align Position)되었다고 하고 인덕턴스가 최대가 된다. 이 지점은 공극이 다른 위치에 비하여 상대적으로 최소인 구간으로 자기저항(Reluctance)이 최소인 지점이고 또한 자속의 통로가 짧으므로 자속의 포화가 일어날 가능성이 크다.

그림 2-7은 전류제어방식이 적용된 고정자 전류와 자속쇄교수와의 관계를 나타낸다. 전류제어방식이 적용된 SRM의 임의의 여자상에 대한 전류는 기준값을 따라 유지되고 이에 따라 자속쇄교수의 변동이 나타난다. 특히 전류변동은 히스테리시스 밴드폭 내의 범위에서만 존재하도록 설계되므로 그림 2-7에서 보는바와 같이 일정하지 않은 듀티비를 가진 전압의 형태로 나타난다.

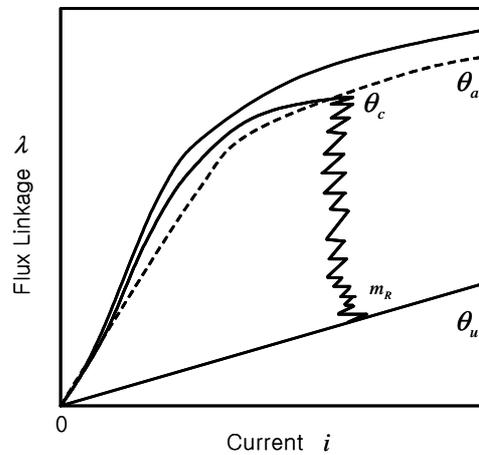


Fig. 2-7 Flux linkages vs. current of current control

그림 2-8은 전압제어방식이 적용된 자속쇄교곡선은 Co-energy의 에너지변환의 크기를 보여준다. 전압제어방식은 일정 듀티비 제어방식을 의미한다. 따라서 전류의 크기는 일정한 듀티비에 의해 주어진 전압펄스동작에 따라 나타나므로 전류의 크기가 일정하지 않게 나타난다.

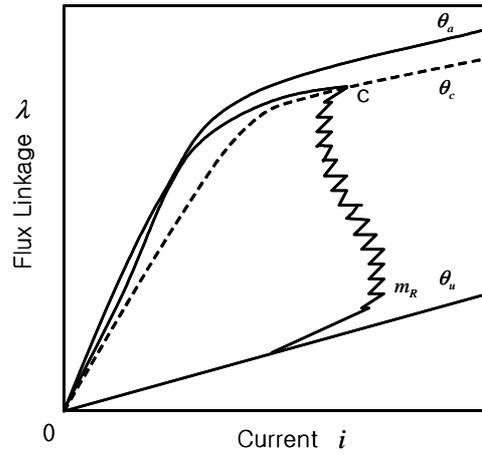


Fig. 2-8 Flux linkages vs. current of voltage control

그림 2-9는 회전자의 극수가 6개인 SRM의 이상적인 형태의 인덕턴스 프로파일을 보여준다. 회전자의 위치가 30° 에서 최대 인덕턴스의 위치가 되고 0° 와 60° 에서 최소 인덕턴스의 위치이다. 회전자의 극호와 고정자의 극호의 크기에 따라 상승구간의 위치각과 하강구간의 위치각과 최대 인덕턴스의 위치각의 크기가 결정되며 회전자와 고정자의 극호가 각각 22° 와 23° 라고 한다면 최대 인덕턴스 각의 크기는 3° 의 범위를 갖는다.

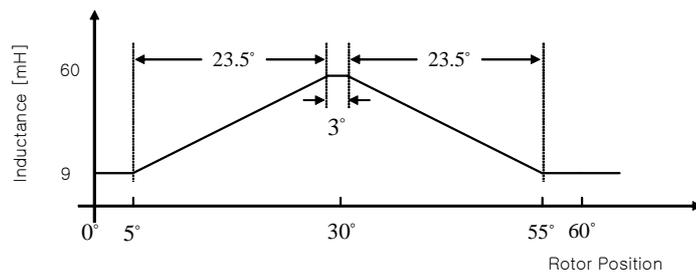


Fig. 2-9 Linearized inductance profile of rotor position

회전자와 고정자가 최대로 어긋나는 위치에 존재할 때 비정렬(Unalign Position)되었다고 하고 인덕턴스가 최소로 된다. 공극이 큰 구간에서는 자기저항이 크고 자속의 통로가 길다. 인덕턴스 상승구간은 $5\sim 28.5^\circ$ 이고 인덕턴스 하강구간은 $31.5\sim 55^\circ$ 이다. 인덕턴스 상승구간에서 직류전류를 인가하면 정(+)토크를 얻을 수 있고 인덕턴스 하강구간에서 점호각을 발생시키면 SRM은 부(-)토크를 얻게 된다.

B. 구동드라이브 회로

SRM 구동용 컨버터는 비용절감과 성능향상을 전제로 하며 고정자권선의 전류를 단방향으로 제어하기 위해 다양한 형태의 구동회로가 제안되고 있다. SRM 구동용 컨버터에서는 한 개의 상당 한 개의 스위칭 소자를 가질 수도 있으나 유도성 회로의 특징이나 스위치의 턴 오프시에 전류가 완전히 소멸될 때까지 연속성을 유지하고 단락사고의 발생시에 반도체소자를 보호하는 역할이 요구되므로 상당 두 개의 스위치를 사용하는 것이 일반적이다.[56]

1. SRM 구동용 컨버터의 종류 및 특징

SRM 구동용 컨버터가 가지는 조건으로는 첫째, 회전자의 위치에 따라 적절하게 고정자 상에 전압을 인가할 수 있어야 한다. 둘째, 여자상의 전류의 크기를 제한하거나 일정하게 유지할 수 있어야 한다. 셋째, 여자상의 전류소호를 위해 역전압을 인가할 수 있는 회로구성이어야 한다. 최근에도 공진특성을 이용한 컨버터를 비롯한 다양한 토폴로지에 관한 연구가 활발히 진행 중에 있다.[41] 현재까지 주로 사용되어오던 컨버터 토폴로지는 스위칭 소자수를 감소시켜 컨버터의 비용을 줄이거나 제어성능을 향상시키려는 방향으로 발전되었다. 현재까지 주로 적용되어온 각종 컨버터 토폴로지에 대한 장점과 단점 그리고 주요특징을 표 2-1을 통해 정리하여 보여준다.

Table 2-1 Topology comparisons of various converters

컨버터 종류	장 점	단 점	기 타
비대칭브리지	고효율 빠른 에너지 환원 제어의 다양성	상당 2개의 스위칭 소자 빠른 전압강하	상수가 적을 경우 유용함 고전압, 대용량 구동용
양권선형	빠른 에너지 환원 적은 소자 수 간단한 구조	발열량증가 낮은 권선의 이용률 높은 전압정격의 소자	저전압, 저전력 구동용
분리전원형	적은 소자 수 빠른 에너지 환원 낮은 전압정격의 소자	각상의 전류제어 독립적이지 못함 짝수 상에 적용 낮은 신뢰성	상수의 제한
커패시터덤프	적은 소자 수 상대적으로 높은 효율	1개의 스위칭소자 증가 커패시터, 인덕터추가 높은 전압정격의 소자	감자시 빠른 전류의 하강
저항덤프	간단한 구조 적은 소자 수 경제적	낮은 효율 전류의 느린 감쇄 드웰각제한	저성능, 전력구동용
(n+1)스위치	고효율 빠른 에너지 환원 적은 소자 수 간단한 구조	드웰각제한 스위칭 소자추가 높은 전압정격의 소자 불균등한 스위칭 소자의 발열	저성능구동용
1.5n 스위치	빠른 에너지 환원 상대적으로 적은 소자 수	짝수배의 상수 불균등한 스위칭 소자의 발열	

2. 비대칭 브리지 컨버터

그림 2-10은 SRM 컨버터 중에서 가장 널리 사용되고 있는 비대칭 브리지 컨버터(Asymmetric Bridge Converter or Classic Converter)의 회로도와 8/6 SRM이 결합된 형태를 보여준다.

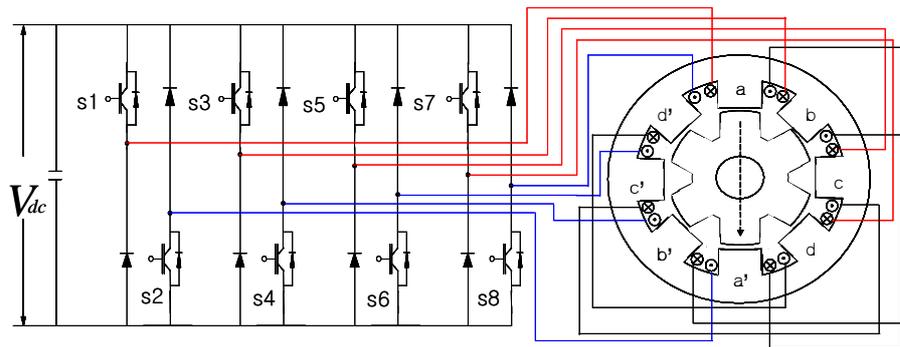


Fig. 2-10 Asymmetric bridge converter circuit

비대칭 브리지 컨버터는 제어방식에 대한 유연성이 강해 이웃한 상과의 상전류에 대한 오버래핑이 용이하고 매우 높은 속도영역에서도 모든 상이 절연되어 독립적으로 제어될 수 있다. 또한 각 상의 전류제어가 독립적으로 이루어지므로 두 상의 전류를 중첩시킬 수 있다. 그리고 상대적으로 스위치의 정격전압이 낮고 고전압, 대용량에 적합하며 임의의 상의 소자가 소손될 경우 그 영향을 최소화할 수 있어 한 개 상의 고장 발생시에도 다른 상에 큰 영향이 없으며 소자의 정격전압이 상대적으로 낮아지는 장점이 있지만 스위치 수가 1상당 2개이므로 이에 따른 제어 및 구동회로의 증가현상이 수반되고, 상단 스위치(Upper Switch)와 하단 스위치(Lower Switch)의 구동회로를 각각 절연시켜야 하는 단점도 동반된다.[45-48]

비대칭 브리지컨버터의 동작은 크게 여자모드, 구동모드, 프리휠링모드 및 감자모드와 같이 4가지로 나눌 수 있으나 여자모드와 구동모드는 동일한 회로상태의 특성을 가지므로 여자모드, 프리휠링모드, 감자모드 3가지 모드로 구분하여 해석한다.

a. 여자모드 (*Exciting Mode*)

그림 2-11에서 보는 바와 같이 여자모드는 회전자가 정지상태에 있을 때 스위치 S_1 과 S_2 를 턴 온하여 전류가 확립되어 직류전원으로부터 여자상 권선은 S_1, S_2 의 경로를 따라 전기에너지가 독립된 상권선에 전달된다. 즉, 전압 V_{dc} 를 권선에 인가하여 상 권선을 여자시키며 이때, 인덕턴스의 변화가 선형적이라면 상전류의 형태는 구형파의 형태지만 실제로는 턴 온, 턴 오프 스위칭각, 전압조건 및 운전속도에 따라 다양한 전류파형이 만들어지게 된다.

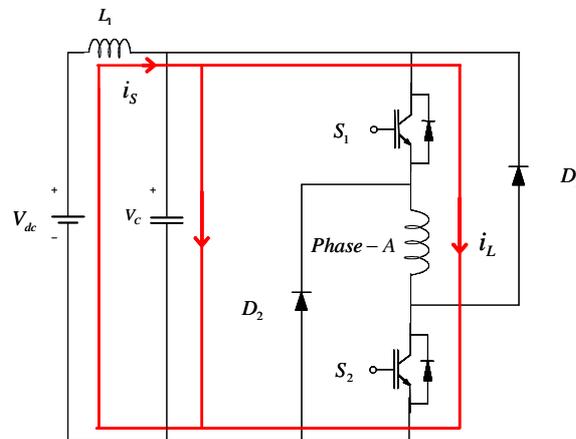


Fig. 2-11 Current flow in the exciting mode

여자모드동안 임의의 상권선에 전압이 인가될 때 상권선의 전압방정식은 Kirchhoff's Voltage Law에 의해서 식 (2-17)으로 나타낼 수 있다.

$$V_{dc} - V_C = L_1 \frac{di_s}{dt} \quad (2-17)$$

상권선에 공급된 전류는 Kirchhoff's Current Law에 의해서 식(2-18)과 같이 나타낼 수 있다.

$$i_s - i_L = C \frac{dV_C}{dt} \quad (2-18)$$

상권선에 인가된 전압과 전류와의 관계를 정리하면 식 (2-19)과 같다.

$$V_C = Ri_L + \frac{d}{dt} [L(\theta) \cdot i_L] \quad (2-19)$$

여기서 위의 식 (2-19)의 인덕턴스 프로파일의 기울기와 회전자의 위치각에 따른 상관관계를 정리하면 식 (2-20)과 같고 시간변화에 따른 전류와 회전자 위치의 변동분을 정리하면 식 (2-21)으로 각각 나타낼 수 있다.

$$V_C = Ri_L + \omega L(\theta) \frac{di_L}{dt} + i_L \frac{dL(\theta)}{d\theta} \cdot \omega \quad (2-20)$$

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{di_s}{d\theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} \quad (2-21)$$

식 (2-20)과 (2-21)를 식(2-17), (2-18), (2-19)에 각각 대입하면 식 (2-22), (2-23)와 같이 각각 나타낼 수 있다.

$$\frac{di_S}{d\theta} = \frac{1}{\omega L_1} V_{dc} - \frac{1}{\omega L_1} V_C \quad (2-22)$$

$$\frac{dV_C}{d\theta} = \frac{1}{\omega C} i_S - \frac{1}{\omega C} i_L \quad (2-23)$$

여기서 $dL(\theta)/d\theta = k$ 라 하고 식 (2-20)을 회전자 위치각의 변동분과 전류의 변화량에 대해 정리하면 식 (2-24)과 같다.

$$\frac{di_L}{d\theta} = \frac{-(R + \omega k)}{\omega L(\theta)} \cdot i_L + \frac{1}{\omega L(\theta)} \cdot V_C \quad (2-24)$$

식 (2-22), (2-23), (2-24)을 상태방정식으로 표현하면 식(2-25)과 같다.

$$\begin{bmatrix} i_S \\ i_L \\ V_C \end{bmatrix} \frac{d}{d\theta} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{\omega L_1} \\ 0 & -\frac{(R + \omega k)}{\omega L(\theta)} & \frac{1}{\omega L(\theta)} \\ \frac{1}{\omega C} & -\frac{1}{\omega C} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_S \\ i_L \\ V_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\omega L_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot V_{dc} \quad (2-25)$$

b. 프리휠링모드 (Free-wheeling Mode)

비대칭 브리지 컨버터 회로에서는 전류를 감소시키기 위한 목적으로 스위치 S_1 와 S_2 중 하나를 턴 오프하여 전류가 스위치, 다이오드 그리고 권선의 경로를 경유하여 짧게 순환되도록 한다. 이 경우 전류 감자율이 상대적으로 낮아지게 되며 이러한 방식을 소프트 초핑방식이라고 한다. 또 다른 방법으로는 두 개의 스위치 모두를 턴 오프하여 상전류가 다이오드를 통해 전원측으로 에너지를 환원시키는 방법으로 하드초핑방식이다. 하드초핑방식은 에너지 변환을 측면에서는 불리하지만 전류의 감자율은 상대적으로 높다.[49] 그림 2-12는 전류가 권선내부를 프리휠링하는 경우를 나타낸다.

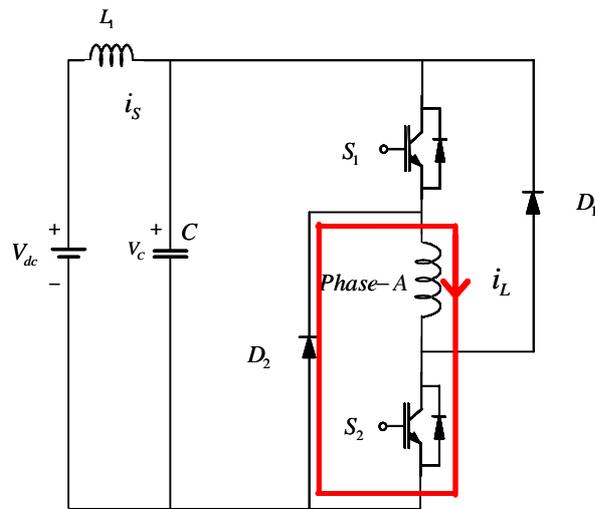


Fig. 2-12 Current flow in the free-wheeling mode

이때의 전압관계식은 Kirchhoff's Voltage Law를 이용하여 해석하면 식 (2-26)과 같다.

$$V_{dc} - V_C = L_1 \frac{di_S}{dt} \quad (2-26)$$

Kirchhoff's Current Law를 이용하여 전류관계식을 나타내면 식 (2-27)과 같다.

$$i_S = C \frac{dV_C}{dt} \quad (2-27)$$

상권선에 인가된 전압과 전류와의 관계를 정리하면 식 (2-28)과 같이 적을 수 있다.

$$0 = Ri_L + \frac{d}{dt} [L(\theta) \cdot i_L] \quad (2-28)$$

그러나 권선의 에너지가 전원으로 환원하는 경우는 하드초핑방식의 경우의 해석은 달라진다. 즉 상권선의 전압이 환원되므로 관계식은 다음의 식 (2-29)과 같다

$$-V_C = Ri_L + \frac{d}{dt} [L(\theta) \cdot i_L] \quad (2-29)$$

위의 식 (2-29)을 정리하면 식 (2-30)과 같다.

$$-V_C = Ri_L + L(\theta) \frac{di_L}{dt} + i_L \frac{dL(\theta)}{d\theta} \cdot \omega \quad (2-30)$$

여자모드와 동일한 방식으로 식 (2-28), (2-29), (2-30)를 이용하여 정리하면 각각 식 (2-31), (2-32), (2-33)로 나타낼 수 있다.

$$\frac{di_S}{d\theta} = \frac{1}{\omega L_1} V_{dc} - \frac{1}{\omega L_1} V_C \quad (2-31)$$

$$\frac{dV_C}{d\theta} = \frac{1}{\omega C} i_S - \frac{1}{\omega C} i_L \quad (2-32)$$

$$\frac{di_L}{d\theta} = \frac{-(R + \omega k)}{\omega L(\theta)} \cdot i_L + \frac{1}{\omega L(\theta)} \cdot V_C \quad (2-33)$$

이를 다시 상태방정식으로 표현하면 식 (2-34)과 같다.

$$\begin{bmatrix} i_S \\ i_L \\ V_C \end{bmatrix} \frac{d}{d\theta} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{\omega L_1} \\ 0 & -\frac{(R + \omega k)}{\omega L(\theta)} & 0 \\ \frac{1}{\omega C} & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_S \\ i_L \\ V_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\omega L_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot V_{dc} \quad (2-34)$$

c. 감자모드 (*Demagnetizing Mode*)

감자모드는 임의의 상에서 이웃한 상으로 전류(Commutation)시키는 감자기간으로 스위치 S_1 과 S_2 을 모두 턴 오프 상태로 만든다. 상전류는 직

류링크 전압의 커패시터 V_C 을 충전시킨다. 이때 전류는 해당 상의 인덕턴스 기울기가 음이 되기 전에 완전히 소멸될 수 있도록 전동기의 회전속도를 감안하여 턴 오프 각을 조정하여야 한다. 그림 2-13은 감자모드에서 전류의 흐름을 나타낸다.

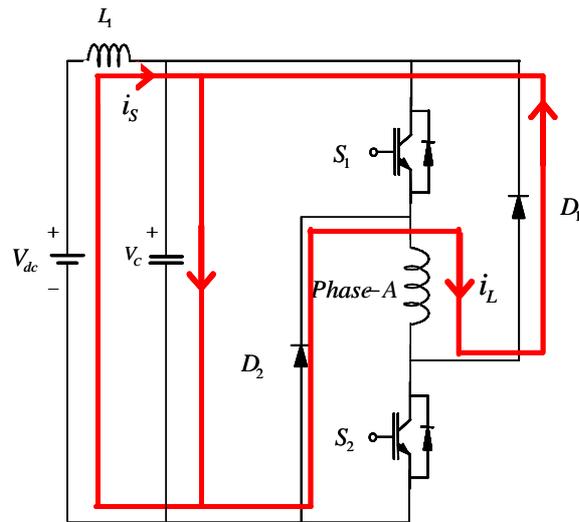


Fig. 2-13 Current flow in the demagnetizing mode

여자상권선에 존재하면서 기계적 에너지로 변환되고 남은 전기에너지가 두 개의 환류다이오드를 통해서 전원으로 귀환된다. 이 때 Kirchhoff's Voltage Law에 의한 전압방정식은 다음의 식 (2-35)과 같다.

$$V_{dc} - V_C = L_1 \frac{di_s}{dt} \quad (2-35)$$

또한, Kirchhoff's Current Law를 이용하여 전기회로의 전류흐름은 식 (2-36)과 같다.

$$i_S + i_L = C \frac{dV_C}{dt} \quad (2-36)$$

전원으로 변환되는 전류의 방향은 음의 값을 가지므로 음의 부호가 첨가되며 식 (2-37)과 같다.

$$-V_C = Ri_L + \frac{d}{dt} [L(\theta) \cdot i_L] \quad (2-37)$$

식 (2-35), (2-36), (2-37)을 상태방정식으로 표현하면 식 (2-38)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} i_S \\ i_L \\ V_C \end{bmatrix} \frac{d}{d\theta} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{\omega L_1} \\ 0 & -\frac{(R+\omega k)}{\omega L(\theta)} & -\frac{1}{\omega L(\theta)} \\ \frac{1}{\omega C} & \frac{1}{\omega C} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_S \\ i_L \\ V_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\omega L_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot V_{dc} \quad (2-38)$$

3. SRM 구동용 컨버터의 설계 파라미터

SRM은 각각의 상이 상호 독립적으로 동작하므로 전류중첩이 가능하며 또한 이웃한 상에 영향을 미치지 않는다. 따라서 각각의 다이오드 및 전력용반도체 등의 정격은 동일하게 선정되어야 한다. 스위치 S_1 과 S_2 에 인

가되는 최대 전압정격을 $V_{Q(max)}$, 환류다이오드 D_1 과 D_2 에 인가되는 최대 전압정격을 $V_{D(max)}$ 라 한다면 각각의 소자에 대한 정격은 에너지의 수수가 일어나면서 변화되는 커패시터의 전압의 변동분 dC_V 을 더한 것과 같다. 따라서 전압정격은 식 (2-39)과 같다.

$$V_{Q(max)} = V_{D(max)} = \sqrt{2} V(1 + dC_V) \quad (2-39)$$

여기서 모든 소자의 정격전류를 I_{pw} (상권선 전류의 피크값), 전동기 상수를 N 이라 하면 모든 구동소자의 총 용량은 식 (2-40)과 같다.

$$2N \times I_{pw} \times V \sqrt{2} (1 + dC_V) \quad (2-40)$$

에너지 변환율이 낮은 스위칭 조건에서 동일한 출력을 내기 위해서는 더 높은 전압이 인가되어야 한다. 따라서 소자 정격의 측면에서도 불리하여 전동기의 특성에 맞는 적정 스위칭각을 검출하는 것이 무엇보다 중요하다. 또한 컨버터의 상단스위치와 하단 스위치의 스위칭소자의 주파수는 식 (2-41)과 같다.

$$f_s = \frac{n_b \cdot N_f}{60} \quad (2-41)$$

여기서 n_b 는 정격속도이다.

C. SRM의 회전자 위치에 따른 속도제어

1. 각도제어 (Angle Control)

그림 2-14는 회전자의 위치각에 따른 인덕턴스 프로파일과 고정자상의 스위칭동작에 의한 여자전류의 파형이다. 이때, 회전자 위치각의 각 구간에 대한 동작특성을 살펴보면 아래와 같다.

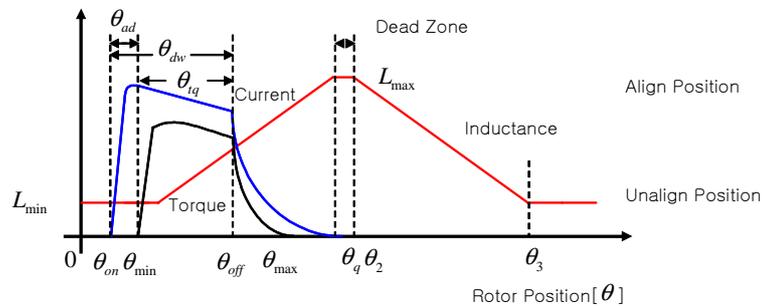


Fig. 2-14 Inductance profile and the phase current

- ① $0 \sim \theta_{\min}$: 최소 인덕턴스 구간으로서 토크를 내기 위한 충분한 전류의 확립을 위하여 이 구간에서 스위치를 턴 온 한다.
- ② $\theta_{on} \sim \theta_{\min}$: 권선에 전원을 인가하여 여자(Magnetizing)하는 구간이며 이 각도는 선행스위칭각(Advanced Angle : θ_{ad})이라고 한다. 전류 파형은 전동기의 회전속도, 인가전압, 권선저항, θ_{ad} 등에 따라 변화한다. 스위치의 턴 온은 항상 θ_{\min} 에 앞서 θ_{on} 에서 행한다.

③ $\theta_{\min} \sim \theta_{\max}$: θ_{\max} 에서 회전자극과 고정자극이 만나서 인덕턴스의 값이 증가하여 결국 최대값 L_{\max} 가 되며 실질적인 정토크가 발생하는 최대 구간이다.

토크각 θ_{iq} 구간에서 전압방정식은 식 (2-42)과 같다.

$$V = Ri + \frac{d\lambda}{dt} \quad (2-42)$$

단, 여기서 R 은 권선저항, λ 는 자속쇄교수이다.

일정한 각속도 ω 로 동작하고 권선의 저항과 철심의 자기적인 비선형성을 무시한다면 전압방정식은 식 (2-43)과 같다.

$$V = L \frac{di}{dt} + i \frac{dL}{d\theta} \omega \quad (2-43)$$

이때, 전동기에 입력되는 전력은 식 (2-44)과 같다.

$$P_m = Vi = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} Li^2 \right) + \frac{i^2}{2} \frac{dL}{d\theta} \omega \quad (2-44)$$

SRM이 전동기로 동작할 때 입력의 일부는 기계적 출력인 $1/2 \cdot i^2 \cdot \frac{dL}{d\theta} \cdot \omega$ 로 변환되고 나머지의 일부는 자기 에너지 $1/2 \cdot L \cdot i^2$ 로 축적된다. 그러나 이 구간에서 스위치가 턴 온되면 자기 에너지의 일부는 기계적 출력으로 일부는 전원으로 반환된다.

① $\theta_{on} \sim \theta_{off}$: 인버터의 스위치가 턴 온되어 있는 구간으로서 이 각도는

드웰각 (Dwell Angle) 또는 도통각이라 한다.

- ② $\theta_{\min} \sim \theta_{\text{off}}$: 실질적인 토크의 발생구간으로서 스위치에 의한 유효 토크의 발생구간이며 이 각도를 토크각(θ_{tq})이라 한다.
- ③ $\theta_{\max} \sim \theta_2$: 인덕턴스가 L_{\max} 로서 일정하고 Dead zone에 해당하며, 고정자 극과 회전자 극의 폭의 차이로 인하여 생기며 다음 구간인 인덕턴스 감소구간 ($\theta_2 \sim \theta_3$)에서의 부토크를 감소시키기 위해 이 구간을 설정한다.
- ④ $\theta_2 \sim \theta_3$: 인덕턴스 L_{\min} 까지 선형적으로 감소한다. 이 구간은 부토크를 발생시키며 감자(Demagnetize)하는 구간이다. 이 구간에서 전류가 흐르면 자기적으로 축적된 에너지뿐만 아니라 부토크로 인해 기계력으로부터 에너지가 전원으로 반환하게 된다. 즉, 회생동작이며 또한 제동토크로서도 활용된다. 이는 회로의 순시 스위칭으로 4상한 동작을 가능하게 하는 SRM의 가장 중요한 특징 중의 하나이다.

전류를 소호시킬때는 속도에 따라 소호시간이 길어지는 경우도 있으므로 부토크 영역($\theta_2 \sim \theta_3$)이전에 어느 정도 여유를 두고 소호시간을 결정하여야 한다. 여기서 θ_{\min} 는 고정자와 회전자 자극의 최대 중첩각으로서 이 값은 고정자와 회전자의 극호각 중의 작은 값이 된다. θ_2 이상의 구간은 인덕턴스의 감소구간이므로 부토크를 억제하기 위해서는 θ_2 앞에서 전류를 완전히 소호시켜야 하며 θ_2 는 고정자와 회전자의 극호각 중의 큰 값이 된다. 부하가 변함에 따라 적정토크를 얻기 위한 전류의 확립을 위해 선행 스위칭각 θ_{ad} 을 조정해야 한다.[49-50]

SRM의 토크특성은 SRM의 상권선에 인가되는 전압파형, 스위칭 신호 및 전류파형에 따라 변하는데 이는 전동기의 운전속도에 따른 상전류 파

형에 따른 것이다. 일반적으로 전동기의 고효율 운전 및 변환효율 등을 고려할 때 여자시의 상전류는 상단의 평활한 형상(Flat Top Shape)이 적합하고 컨버터와 자기회로의 설계도 이를 기준으로 이루어진다. 이러한 전류값은 적정한 스위칭각의 조정 또는 전류제한을 위한 상전류의 초핑에 의해 알 수 있다. 그러므로 여기서 전동기의 상전류는 평활한 경우를 기준으로 설명한다. 전동기를 가변속으로 운전할 때 크게 두 가지 제어방식으로 할 수 있다. 하나는 점호각과 드웰각의 구간을 속도와 토크에 따라 제어하는 방법이고 다른 방법은 속도를 제어하기 위해 전류를 초핑하여 제한하는 방법이다.

토크 발생구간에서는 가변부하에 따라서 평활한 전류의 확립을 위해 선행스위칭각(또는 도전각)을 조정하는 제어법이다. 즉 부하토크가 증가하여 요구되는 부하전류가 커짐에 따라 그에 비례하는 선행스위칭각 θ_{ad} 를 설정함으로써 부하가 변하더라도 항상 평활한 전류를 확립시키는 방법으로 실제의 제어시스템에서 가변부하에 따라 선행스위칭각을 제어하는 것은 부하전류를 검출하여 간단한 피드백회로를 구성함으로써 구현할 수 있다.

2. 스위치 턴 - 오프각 제어방식

가변 부하에 따라서 설정되는 선행스위칭각을 제어함과 동시에 효율향상을 위한 턴 오프각 θ_{off} 의 적정제어가 필요하다. 턴 오프각의 제어는 유효토크 발생구간인 $\theta_{min} \sim \theta_{off}$ 사이의 각도크기인 토크각($\theta_{torque} = \theta_{min} \sim \theta_{off}$)을 일정하게 하는 제어와 스위치가 도통되어 있는 동안의 각도 크기인 드웰각($\theta_{Dwell} = \theta_{on} \sim \theta_{off}$)을 일정하게 하는 두 종류의 제어가 가능하다.

a. 토크각 일정제어방식

토크각 θ_{iq} 는 인덕턴스가 증가하는 구간 내에서 스위치가 도통되는 각도로서 토크가 발생하는 유효구간이다. 부하의 증감에 관계없이 토크각을 일정하게 제어한다는 것은 유효토크 구간을 일정하게 하는 것과 같다. 자기포화가 없는 선형적 조건에서는 소호되는 전류가 부토크의 영향이 미치지 않는 범위까지 θ_{mq} 를 최대한 크게 하는 것이 좋으며 토크 리플을 작게 하면서 최대 출력을 극대화할 수 있다.[51]

그림 2-15는 토크각 일정제어에 의한 전류파형을 나타내며 평활한 전류를 만들기 위해 부하조건에 따른 적절한 선행스위칭각이 설정되어 일정 전류로 지속되다가 부하에 관계없이 일정한 토크각 θ_{mq} 를 유지하면서 턴 오프를 행한다.

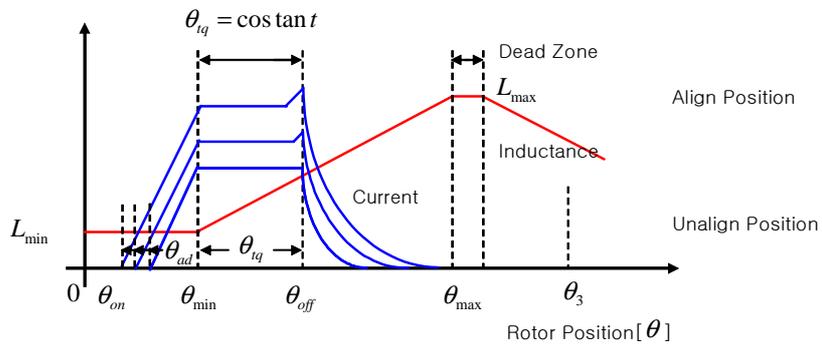


Fig. 2-15 Current shape at torque is constantly controlled by torque angle control

그림 2-15에서 보는 바와 같이 부하전류가 증가하면 포화점이 앞당겨져서 턴 오프되기 전에 포화점에서 전류가 상승한다. 포화로 인하여 상승

된 전류분은 철손 증가를 유발하고 전류를 소호하는데 걸리는 시간은 길어지게 되어 전동기 효율을 저하시키는 요인이 된다.

SRM은 인덕턴스의 변화에 의해 토크를 발생시키므로 반드시 인덕턴스의 감소영역이 존재하여 부토크를 발생하는 영역이 존재한다. 만약 부하 전류가 매우 커서 소호시간이 길어지면 부토크 영역에서 전류가 흐를 수 있으며 부토크는 큰 소음의 발생과 효율저하를 가져와 불안정한 운전을 유발시킨다. 그러므로 부 토크의 발생을 억제하기 위해 최대부하 전류를 제한시켜야 되고 전류제한에 의하여 최대출력이 제한되는 특성을 갖는다.

b. 드웰각 일정 제어방식

토크 발생구간에서 부하전류가 크고 고정자와 회전자의 중첩이 커짐에 따라 포화가 심화되어서 전류의 상승이 발생한다면 효율저하를 가져오므로 포화점의 직전에 스위치를 턴 오프하는 것이 좋다.[18]

부하전류가 커짐에 따라 포화점은 앞당겨지게 되므로 평탄전류형상을 만들기 위해 부하에 따라서 선행스위칭각 θ_{ad} 를 크게 조정함과 동시에 포화영역에서의 전류상승을 억제하기 위해 토크각 θ_{opt} 를 작게 조정하면 효율이 더 향상되는 효과를 갖는다.

드웰각 θ_{dw} 일정 제어는 그림 2-16에서 보는 바와 같이 부하전류에 따른 θ_{ad} 의 증가폭과 θ_{opt} 의 감소폭을 일정하게 하여 그들의 합인 θ_{dw} 를 일정하게 제어하는 방식이다.

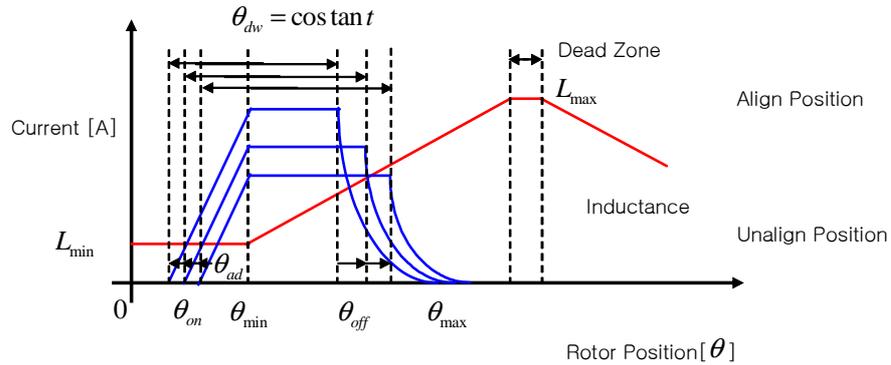


Fig. 2-16 Current shape when torque is constantly controlled by Dwell angle control

SRM의 일반적인 스위칭 방식은 회전자의 위치각에 따라 턴 온 하고 주어진 드웰각 θ_{dw} 이후에 턴 오프 하는 방식이다. 만약 드웰각을 일정하게 두면 스위칭 각도를 제어할 때 전류에 따라 선행스위칭각만 조정해 주면 되므로 드웰각을 가변조정해야 하는 토크각 일정제어방식보다 스위칭 제어프로그램이 간단해지는 장점을 갖는다. 또한 드웰각을 일정하게 두고 스위칭각을 제어하면 부하전류가 증가할 때, 턴 오프각 θ_{off} 를 앞당기도록 제어하게 되므로 부하전류가 커지더라도 소호되는 전류가 부토크의 영역으로 가지 않는다. 따라서 포화상태에서 운전하게 되어 최대전류의 제한이 없어지고 이로 인하여 전류출력이 보다 크게 되어 최대 출력운전이 가능하게 되므로 매우 안정한 운전특성을 가지고 있다.

D. 전류제어방식

1. 히스테리시스 전류제어

그림 2-17은 두 개의 스위치가 동시에 턴 온, 턴 오프하는 하드초핑 제어방식이 적용된 SRM의 동작특성으로 실제 전류값과 전류검출기를 통해 피드백된 순시 전류값을 비교하여 그에 따라 스위치를 턴 온, 턴 오프하는 히스테리시스 제어기(Hysteresis Controller)를 사용하였을 경우에 얻어지는 각각의 전압파형, 인덕턴스 프로파일, 자속쇄교 프로파일, 전류파형을 나타낸다.

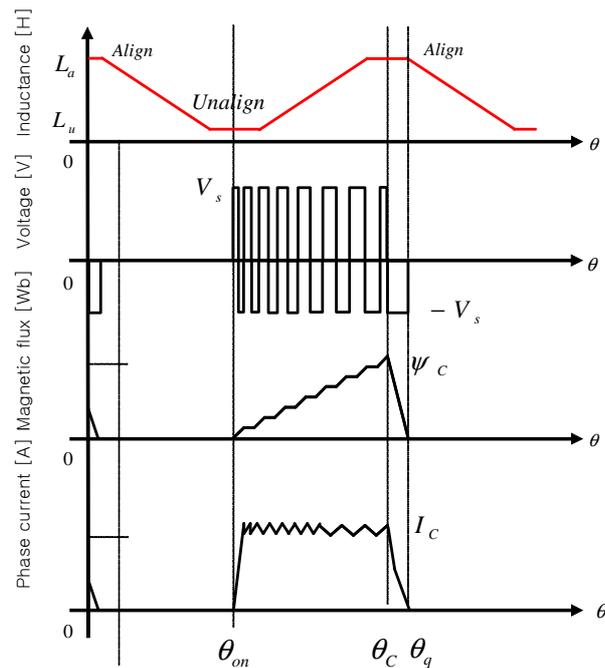


Fig. 2-17 Hysteresis current control with hard chopping

이에 비해 소프트 초핑 제어방식은 한 개 스위치만 동작하며 전류맥동, 필터커패시터용량, 소음 및 효율의 측면에서 하드초핑에 비해 더욱 유리하고 스위칭 주파수도 낮아지게 된다. 고정된 인가전압을 사용하는 경우 인덕턴스가 증가함에 따라 스위칭 주파수는 더욱 감소하게 된다.[16]

자속쇄교수는 고정자극과 회전자극이 겹치는 시점까지는 전류와 인덕턴스가 모두 일정한 값을 가지므로 일정하게 유지되다가 이웃한 상과 오버래핑되는 시점부터 인덕턴스를 따라 함께 증가하게 된다.

그림 2-18은 전형적인 히스테리시스 전류제어기가 적용된 SRM 드라이브 시스템을 나타낸다. 엔코더에서는 회전자 샤프트의 회전속도 ω_m 나 위치각 θ_m 을 측정하여 속도 지령치 ω_m^* 와 비교하여 속도제어기 전류지령값 i^* 를 만든다. i^* 와 실제 전류값과 히스테리시스 전류제어기를 거쳐 컨버터에 PWM 출력을 발생시킨다.

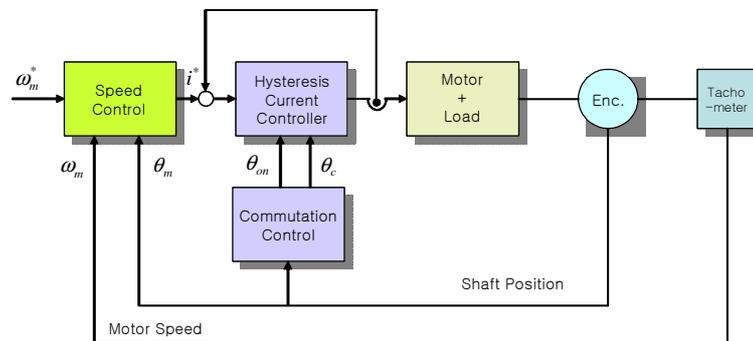


Fig. 2-18 Block diagram of hysteresis current controller

그림 2-19는 소프트초핑 제어방식이 적용된 제어기에 히스테리시스제어가 포함된 드라이브의 동작과형을 나타낸다. 이때 하나의 IGBT가

$i > i_{Hi}$ 일때 턴 오프이고 $i < i_{Lo}$ 일 때 턴 온된다. θ_{on} 은 턴 온각이고 θ_c 는 전류각(Commutation Angle)이다. 순시 상전류 i 가 광대역폭을 갖는 전류 변환기(Current Transducer)를 사용하여 측정하고 그 값을 전류 기준값 i^* 와 연산되어 그 오차가 IGBT의 상태를 제어하는데 직접적으로 사용된다. 이러한 제어방식은 PWM전압의 경우와 마찬가지로 소프트초핑은 전류 맥동을 줄이고 필터요구를 감소시키는 장점을 가지고 있는 반면 제동과 발전 동작이 요구되는 단점을 가지고 있다. 다른 방법으로서 구동용 컨버터의 앞단에 강압형컨버터(Buck Converter)를 연결하여 전압을 미리 적절한 수준으로 강압한 후에 초핑없이 단일펄스 전류를 SRM에 인가해주는 방식이 있다. 이런 경우에는 저속운전 시 PWM에 의한 전류제한으로 인해 스위칭 손실 및 소음이 줄어드는 장점이 있다.[25]

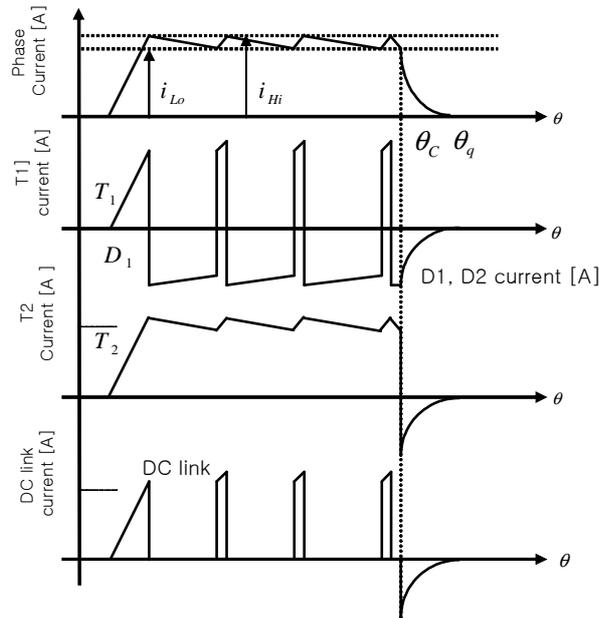


Fig. 2-19 Hysteresis current control

표 2-2는 SRM의 각도제어와 전류제어의 원리 및 제어성능을 비교하여 보여준다.

Table 2-2 Comparison of current and angle control methods

제어 구분	Current Control (저속운전)	Angle Control (고속운전)
원 리	<ul style="list-style-type: none"> ▶ 역기전력 < 인가전압 ▶ 인덕턴스 상승률이 느림 ▶ 전류상승률이 큼 	<ul style="list-style-type: none"> ▶ 역기전력 > 인가전압 ▶ 인덕턴스 상승률이 빠름 ▶ 전류상승률이 작음
내 용	<ul style="list-style-type: none"> ▶ 전류제한 (Chopping) ⇨ 스위칭에 의한 손실발생 ▶ 선행스위칭각을 줄임 ⇨ 토크리플이 커지고, 소음이 발생 ▶ 고성능 응용기기(허용 토크 리플이 작음)에서는 전류중첩방식을 채택 	<ul style="list-style-type: none"> ▶ 충분한 전류확보를 위하여 턴 온각을 앞당김 ▶ 선행스위칭각을 늦춤 ⇨ 토크리플발생, 평균토크감소 ▶ 선행스위칭각을 일정하게 함 ⇨ 토크리플경감, 저소음화

2. Sigma-Delta 변조기법

델타변조기법(Delta Modulation Technique, DMT)은 디지털 펄스신호를 아날로그 펄스신호로 변환하는 음성통신에서 널리 사용되어 오던 방식이다.[36] 델타변조기는 기본원리는 그림 2-20과 같이 히스테리시스 비교기, 적분기 및 가산기로 구성된다.

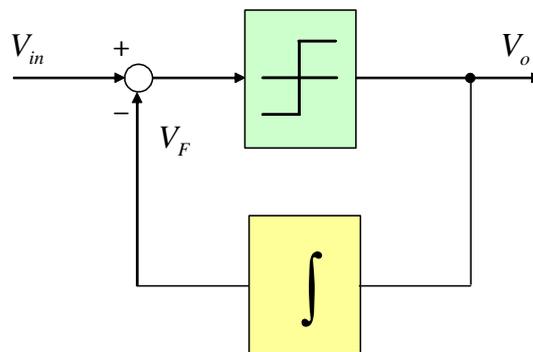


Fig. 2-20 Delta modulation circuit

그림 2-21에서 나타낸 바와 같이 기준신호 $V_{in}(t)$ 가 델타변조기에 입력되면 기준신호 $V_{in}(t)$ 를 중심으로 PWM신호 $V_o(t)$ 의 적분신호인 $V_F(t)$ 가 허용밴드 Δ 를 벗어나면 그 부호에 따라 양 또는 음의 PWM신호 $V_o(t)$ 가 발생된다. 발생된 PWM신호는 내부 피드백 적분기에 의해 적분되어 $V_F(t)$ 를 발생하고 그 신호는 다시 일정밴드를 유지하면서 기준신호를 추종하게 된다. 위와 같은 과정을 반복하여 추종된 신호는 다시 기준신호와 비교되어 PWM을 발생시키게 된다.

SDM(Sigma Delta Modulation)은 데이터통신에서 델타변조기법을 보완

하기 위해 개발된 방법으로서 델타변조와는 달리 그림 2-21과 같이 적분기와 히스테리시스 비교기를 전방향에 위치시킨 단일 피드백 시스템이다.

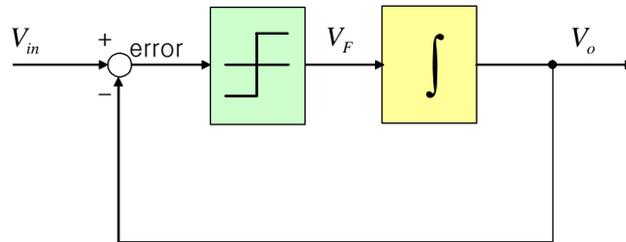


Fig. 2-21 Principle of sigma-delta modulation

SDM의 동작을 검토하면 먼저 적분기에 공급된 오차신호는 $V_{in}(t) - (-V_o(t))$ 이며 이때 적분기의 출력은 증가된다. 비교기 출력이 'HIGH'가 되면 $V_o(t) = +V_o$ 가 되고, 이때 적분기의 출력은 $+1/2 V_h$ 에 도달하게 된다. 다시 적분기에 입력된 오차신호는 $V_{in}(t) - V_o(t)$ 가 되고 그 출력은 $-1/2 V_h$ 가 될 때까지 감소하게 된다. 따라서 비교기의 출력은 'LOW'가 되며 제어기는 이 과정을 반복하게 된다. $\pm V_o$ 의 PWM 신호는 제어회로에 인가되고 SDM에 의해 제어된 전류는 전원측에 존재하는 고조파를 상쇄시키게 된다. 이때, 주입전류 자체는 급격히 변화하는 PWM 형태이므로 능동전력필터의 출력측에 반드시 커패시터를 연결해야 한다. Sigma-Delta 변조기는 비교기, 적분기 및 가산기의 역할을 담당하는 3개의 OPAMP로 구성된다. 그림에서 OP Amp A, B, C는 각각 가산기, 적분기, 비교기의 동작을 하게 된다. OP Amp A에서는 입력기준신호와 비교기에 의하여 양·음의 스위칭 함수를 갖는 신호의 크기와 차를 발생하여 적분기에 공급하는 가산기의 역할을 담당한다. 가산기에 의해 발생한 오

차신호(error)는 적분기에 입력되어 일정한 밴드폭을 따라 스위칭하게 될 신호로 적분된다. 이 역할은 OP Amp B가 담당하게 된다. B에 의해 적분된 오차신호는 비교기인 OP Amp C를 거치면서 지정된 밴드폭내에서 스위칭함수로 변환하여 전류형 능동필터의 인버터를 제어하게 된다.

Sigam-Delta 변조기는 적분기의 이득값과 입력기준신호의 크기, 비교기의 밴드에 의해서 그 스위칭패턴이 변화하게 된다. 적분기의 이득은 전력회로부의 시정수와 일정한 관계를 가지고 있다. 실제 SDM에서는 히스테리시스의 경우와 달리 제어된 전류신호를 다시 피드백하지 않으므로 제어기설계에 유의하여야 한다.

그림 2-22는 적분된 오차신호의 출력파형을 나타낸다. 적분된 오차신호의 값을 받아들여 시스템의 턴 온, 턴 오프 스위칭을 결정해주는 비교기의 PWM 출력을 보여준다.

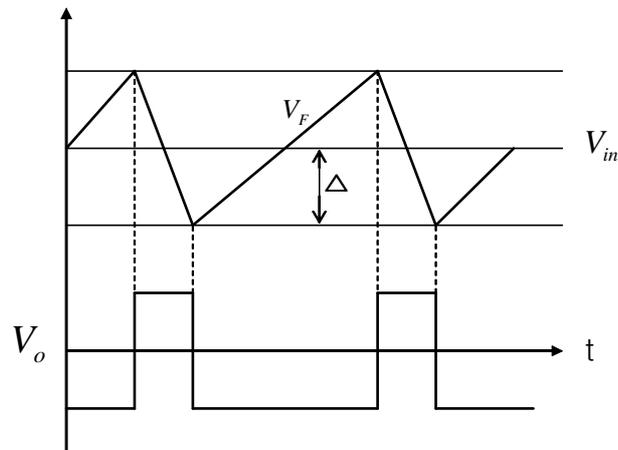


Fig. 2-22 Input output PWM waveform with SDM

Ⅲ. SRM 토크제어

A. 토크리플의 정의

토크 맥동은 SRM의 고유의 이중돌극형 구조와 전자기적인 원인에 의한 토크리플의 발생하는데 토크발생요인을 정리하면 첫째, 연속적이 펄스 전원에 의해 구동되기 때문에 토크발생에 대한 릴럭턴스 발생원리가 고정자의 임의의 상과 이웃한 상 사이에서 독립적이고 순차적으로 이루어지는 계층적인 동작이 토크맥동의 발생 원인이 된다. 둘째, 자기포화로 인해 인덕턴스의 기울기가 비선형적으로 변동하면서 인덕턴스 상승구간에서 순시적으로 변동하면서 발생한다. 셋째, 자기적인 구조에 따른 기계적인 소음, 진동의 발생이 있다. [38]-[40]

SRM과 다른 DC전동기나 AC전동기 사이의 토크 발생에 대한 기본적인 차이는 회전자 위치에 따른 동작의 운전 메커니즘에 따라 다르다. DC전동기나 AC전동기에서 토크는 전기자 권선과 계자자속에 의해 발생된 두 개의 기자력의 상호작용에 의해 발생된다. 직류전동기에서 두 개의 기자력은 일정하고 정류자와 브러시가 이들 사이에서 대칭적으로 유지된다. 정현파에 의한 동기형 교류전동기뿐만 아니라 영구자석에 기반한 전동기 또는 유도전동기형태 역시 유사한 상황이다. 두 개의 상호작용하는 자속은 분명하게 일정하지 않지만 기준 프레임 변환에 기인하여 일정하게 만들어질 수 있다. SRM에서는 일정한 기준프레임 변환이 존재하지 않고 토크방정식은 회전자 위치 정보에 대한 의존되므로 비선형 $T \sim i \sin \theta$ 특성과 상의 자화패턴과 함께 전동기의 운전 중에 발생하는 토크리플의 크기를 결정한다.[52]

순시토크에 대한 정의는 토크발생에 대한 일반식에서 유도되고 임의의 상에 대해 식 (3-1)과 같다.

$$T_{ph} = \frac{\partial}{\partial \theta} W(\theta, i)|_{i=const} \quad (3-1)$$

여기서 $W(\theta, i)$ 는 Co-energy로 식 (3-2)과 같다.

$$W(\theta, i) = \int_0^i \lambda di \quad (3-2)$$

회전자의 회전에 따른 스트로크각 내에서 순시토크는 항상 일정하지 않다. 전동기의 총 순시토크는 개별적인 상 토크의 합으로 정의된다.

$$T_{inst}(\theta, i) = \sum_{phase}^j T_{ph}(\theta, i) \quad (3-3)$$

또한 식 (3-4)의 평균토크는 식 (3-3)을 적분하여 얻을 수 있다.

$$T_{avg} = \frac{1}{T} \int_0^T T_{inst} dt \quad (3-4)$$

평균토크는 서보전동기의 관점에서 전동기 동작특성분야에서 가장 중요한 파라미터이고 제어기의 설계에 있어서도 고려해야할 중요한 파라미터이다. 토크리플은 순시토크의 최대치와 최저치 사이의 차이로 정의되고 정상상태 동작에서 평균토크의 백분율로 표현가능하다. 식 (3-5)는 토크

리플률을 백분율로 나타낸다.

$$Torque\ Ripple = \frac{T_{inst}(max) - T_{inst}(min)}{T_{avg}} \times 100 [\%] \quad (3-5)$$

회전자 위치와 관성모멘트의 관계는 식 (3-6)과 같다.

$$J\dot{\omega} = \sum_{k=1}^L T_k(\theta, i_k) - T(\theta) \quad (3-6)$$

여기서 우항의 첫 번째 항은 k 번째 상에 의해 발생된 토크를 의미하고 두 번째 항은 부하토크를 의미한다.

SRM의 구조에 기인한 토크를 저감시키기 위한 많은 연구자에 의해 다양한 제어방식들이 제안되었다. 특히, 토크분할함수기법 (TSFs)은 M. Illic-Spong에 의해 제안되었고 TSFs의 지수적인 증가와 지수적인 감소로 정의되고 이것을 m-function이라고 정의하여 이를 이용하였다. 또한 D. G. Taylor로부터 기원이 된 진보된 제어시스템은 전동기와 부하특성을 선형화하고 SRM의 여자상에 대한 제어를 디커플링하는 선형화 및 디커플링기술도 제안되었다.[48] Fillicori F.는 피드포워드 비선형 토크 보상기와 자속제어기로 구성된 캐스케이드 제어기 구조를 가진 자속기반 모델을 제안하여 토크리플저감에 대한 연구를 수행하였다.[30] 이 밖에 퍼지제어기나 뉴럴네트워크학습을 이용한 제어방식들이 다양하게 연구되었다.[9]

B. 순시토크제어

일반적으로 전기기계의 순시토크는 스트레인게이지나 다이내모미터를 통한 능동적인 측정의 방식으로 결정된다. 공극토크는 기계의 단자 변수인 상전류나 상전압의 측정에 의해서 결정되고 순시토크의 실시간 신호를 이용하여 토크 히스테리시스 제어기는 현실화된다. 대부분의 토크리플의 최소화 기술은 복잡한 계산을 가지고 있거나 또는 필요한 전류 프로파일을 획득하기 위해서 동작 이전에 계산된 토크 분포함수를 이용한다.

SRM의 기본동작 원리와 이에 따른 비선형성으로 인해 토크와 전류의 관계는 직류기기나 회전 계자 기기와 같은 연속적인 여자가 이루어지는 기기의 경우와 마찬가지로 간단한 함수가 아니다. 더욱이 만약 포화가 무시될 수 있다면 한 개의 상에서 발생된 공극 토크는 식 (3-7)과 같다.

$$T_{em}(t) = \frac{1}{2} i^2(t) \frac{dL(\theta)}{d\theta} \quad (3-7)$$

식(3-7)에서는 순시 토크가 직접적으로 상전류의 함수로 주어진다. 토크 리플을 감소시키기 위한 궤환선형화 기술에 이용되는데 이러한 기술은 비선형식의 보상에 대한 상태궤환이 직접적으로 이용되기 때문에 적용하는데 복잡하고 어려워진다. SRM은 전형적으로 자기 재료의 깊은 내부에서 포화동작하므로 결과적으로 위의 식 (3-7)을 이용할 수 없게 되는데 그 이유는 단지 선형화된 자기적인 관계가 가정되어 적용되기 때문이다. 그러므로 SRM에서 만약 자기적인 전동기특성을 알 수 있다면 순시토크는 연산될 수 있다.

순시토크제어를 위해 데이터는 행렬 $i(T, \theta)$ 의 형태로 저장되고 이 전류 프로파일은 오픈루프제어에 의해 고유의 토크리플을 저감시키는데 이용된다. 정확한 회전자 위치는 토크를 연산하기 위해 요구되고 순시 토크는 일반적인 에너지 방정식에 의해서 식 (3-8)과 같다.

$$T_{em}(t) = \frac{\partial W_c}{\partial \theta} = \int_0^j \frac{\partial \Psi(i, \theta)}{\partial \theta} di \quad (3-8)$$

식 (3-8)은 직접적으로 자속쇄교의 미분과 연결되고 상전류와 순시토크가 연결된다. 이러한 물리적인 배경에 기초한 방식은 회전자 위치의 궤환 없이 순시토크를 연산하는 방식으로 개발되어 적용되고 있다. 또한 자속쇄교와 회전자 위치의 미분형태는 위의 식(3-8)의 해를 얻는데 요구된다. 예를 들어 30°와 60° 사이의 회전자위치에 있는 음의 토크값에 대해서 특성은 전류-자속쇄교 특성에 반영되므로 룩업테이블은 토크의 예측에 이용된다. 데이터베이스를 이용하여 순시토크는 상전류와 자속쇄교의 측정을 통해서 온라인으로 이용될 수 있다.

이전의 연구에 의하면 SRM의 운전 중 상호커플링의 영향은 중요한 정보가 될 수 있다.[52] 상호 커플링의 중요한 원리는 기기의 요크 부분에서 발생하는 포화이다. 따라서 상전류는 포화상태의 함수와 같이 변하므로 요크에서 총 자속쇄교의 함수와 같다. 각각의 상의 자속쇄교는 회전하는 동안 적용된 상전압 뿐만 아니라 자기역기전력에 기인한 상호커플링의 작은 영향이 된다. 그러므로 상호커플링의 효과는 전류와 토크의 관계에서 이용된다. 추가적인 상호커플링 없는 모델이 필요하고 표준형의 단상 기기의 특성은 여전히 순시토크를 연산하는데 적절하다.

그림 3-1은 온라인 순시토크 연산기술의 블록다이어그램을 나타내고 있다.

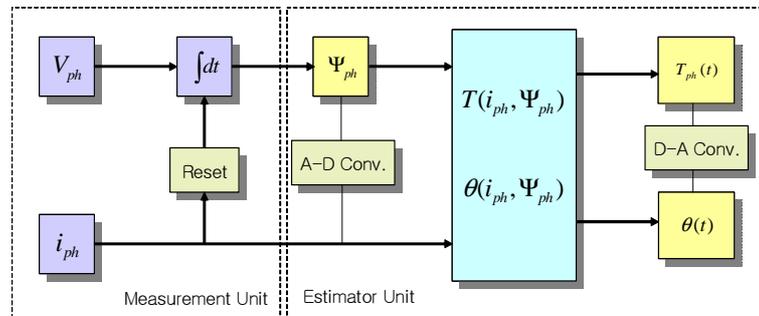


Fig. 3-1 Block diagram of the instantaneous torque and rotor position estimation

자속쇄교와 상전류는 입력변수로서 순시토크를 연산하는데 요구된다. 상전류는 정확한 전류 센싱시스템에 의해 측정되어야만 한다. 상전압은 또한 직접적으로 측정되거나 혹은 각각의 기기의 상에 대해서 인버터의 전력스위치의 상태에 대한 함수로서 계산될 수 있다. 이러한 순시토크연산 방식의 장점은 순시 자속쇄교값이 디지털화 된다는 것이고 별도의 아날로그신호로부터 변화해줄 필요가 없음을 의미한다.

토크 연산기는 룩업테이블을 통해 동작하므로 자속쇄교수와 전류는 AD컨버터를 통해 변환되어야 한다. 일반적으로 이러한 변환을 실현하는데 연산과 제어유닛사이에서 병목현상이 발생하므로 AD컨버터는 디지털 분해능뿐만 아니라 샘플율에 따라 동작이 제한되기도 한다. 디지털 순시토크 값을 변환 후에 이를 아날로그 신호로 변환하고 이를 다시 표준형 아날로그 히스테리시스 제어기를 통해서 입력된다.

또한 순시토크 제어기는 피드백루프 직접토크제어에 적용하여 공극토크 리플을 온라인 조절하는데 이용할 수 있다. 그림 3-2는 순시토크제어기가 적용된 피드백루프제어기를 나타낸다.

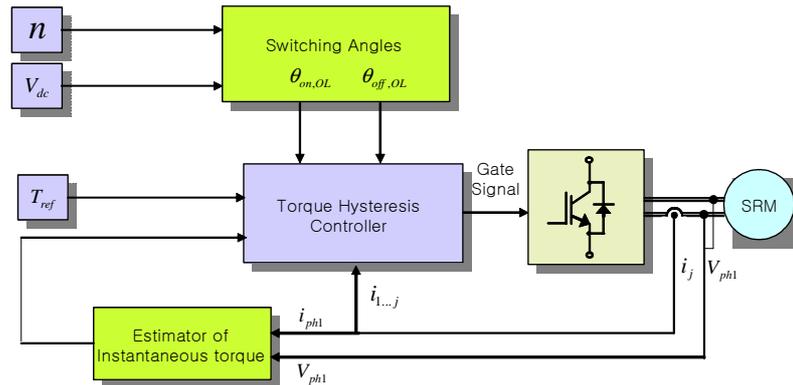


Fig. 3-2 Block diagram of the closed-loop instantaneous torque control

그림 3-2의 제어기에서 순시토크 연산기는 각각의 상에 대한 순시토크를 계산한 후 순시토크 성분들은 총 공극에서의 전동기 토크를 얻기 위해 더해진다. 히스테리시스 제어기는 각각의 상에 대해서 기준토크 T_{ref} 와 총 순시공극 토크 T_{total} 을 비교하여 스위칭 신호를 발생시키므로 제어기는 표준형 히스테리시스 제어기와 동일한 방식으로 실현된다. 점호각은 최대 효율을 얻기 위해서 오프라인으로 미리 계산되어 데이터형식으로 저장된다. 절대적인 최대 효율을 일반적으로 짧은 전류펄스를 통해서 얻어진다. 이것은 순시적인 과전류의 한계를 피해야하기 때문에 토크 리플의

보상이 요구된다. 전도각이 상전류 주파수에 의해서 주어진 각보다 크게 설정됨을 확인할 수 있다.

자화된 상의 코일에 남아있는 전류가 프리휠링되는 동안 이웃한 상이 활성화되고 시작하여 상이 직접적으로 자화가 시작된다면 전류의 관측은 이루어져야 한다. 토크와 전류파형의 세부적인 관측은 상의 전류 (Commutation)와 유사한 동작으로 나타나므로 표준형 전류 프로파일 (Standard Type Current Profile)이나 토크 분할 기술이 얻어진다. 따라서 이러한 순시토크 제어방식의 가장 중요한 요소는 오프라인 계산된 특성의 프로파일 뿐만 아니라 순시토크가 온라인으로 업그레이드된 특성 프로파일의 결과로 나타난다.

C. 직접토크제어

DTC(Direct Torque Control)은 계자기준제어와 직접자기제어의 이론에 기초를 둔다. 계자기준제어는 최적화된 자기계자 기준제어와 직접자기제어를 주어진 적절한 DC-Link 전압과 고정자 자속 레벨이 인버터 동작의 일정한 주파수를 생성하여 공간벡터이론에 적용시킨다. 따라서 DTC의 동작원리는 고정자 전압 벡터를 선택하기 위해서 기준토크에 의한 고정자 자속쇄교수와 실제 값 사이의 차이에 의존한다. 최적의 전압벡터는 자속쇄교와 토크 오차를 각각의 자속과 토크 히스테리시스밴드폭 이내로 제한하기 위해 선택된다. 요구되는 최적의 전압벡터는 고정자 자속쇄교 공간벡터의 위치로부터 얻어지고 이에 따라 스위칭 벡터를 이용할 수 있고 토크와 자속쇄교를 요구한다.

AC 기기에서 DTC의 원리는 전동기방정식으로부터 유도된다. 고정자 자속쇄교 벡터는 식 (3-9)과 같다.

$$\vec{\Psi}_s = \int (\vec{v} - \vec{i}R)dt \quad (3-9)$$

식 (3-9)으로부터 임의의 상 A의 자속쇄교는 식 (3-10)과 같이 다시 적을 수 있다.

$$\lambda_A = \int (V_A - i_A \cdot R_A)dt = [V_{DC} \cdot \Delta t - \int R_A \cdot i_A + \lambda_0] \cdot S_A \quad (3-10)$$

Concordia Transformation에 의해 실제 자속과 토크 그리고 위치각은 식 (3-11), (3-12), (3-13)와 같다.

$$\Phi = |\lambda| = \sqrt{\lambda_{\alpha}^2 + \lambda_{\beta}^2} \quad (3-11)$$

$$\tau = \lambda_{\alpha} I_{\beta} - \lambda_{\beta} I_{\alpha} \quad (3-12)$$

$$\Theta = \tan^{-1} \frac{\lambda_{\beta}}{\lambda_{\alpha}} \quad (3-13)$$

위의 식 (3-11), (3-12), (3-13)를 통해 SRM의 적응모델을 이용하여 직접자속보상(Direct Flux Compensation, DFC)을 수행한다. 따라서 임의의 상 자속쇄교 연산식은 식 (3-14)과 같다.

$$\lambda'_{\alpha} = \frac{\tau - \lambda'_{\beta} I_{\alpha}}{I_{\beta}} \quad (3-14)$$

그림 3-3은 DTC 블록다이어그램을 나타낸다.

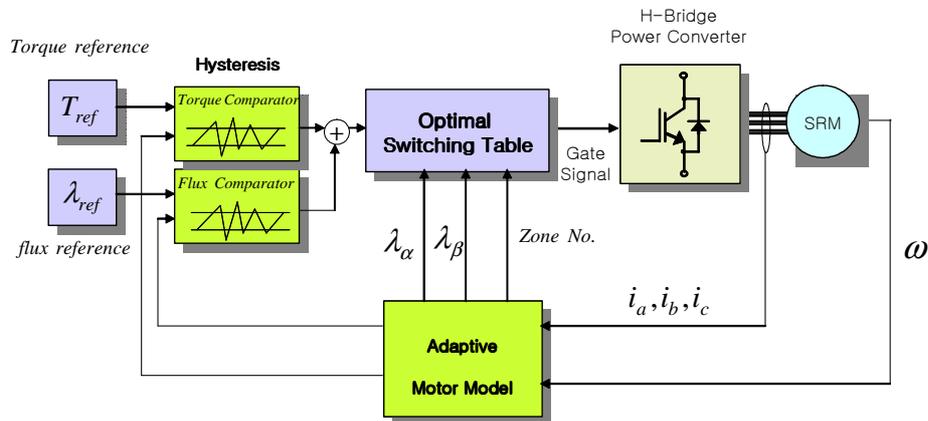


Fig. 3-3 Direct torque control schematic

D. 평균토크제어

토크를 제어하는 기술에는 제어방식에 따라 크게 오픈 루프제어와 피드백루프제어로 나뉜다. 그림 3-4는 오픈루프 토크제어방식의 블록다이어그램을 보여준다.

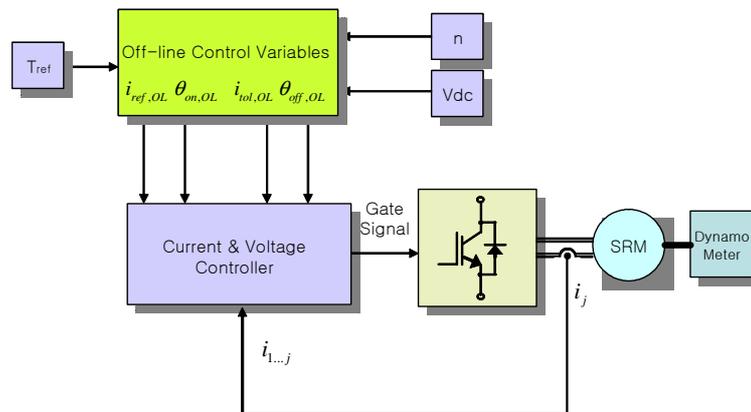


Fig. 3-4 Block diagram of open-loop torque control

기준 토크는 속도와 DC-Link 전압의 함수로서 제어변수를 미리 계산하여 조절한다. 이러한 제어변수는 시뮬레이션을 이용하여 오프라인에서 획득할 수 있다. 또한 대체적으로 제어변수는 변수 적응방식을 이용하여 경험적으로 얻어질 수 있다. 이러한 오픈루프 제어기는 기기의 환경적인 조건에 의해 영향을 받는 파라미터의 변동에 민감하다. 제어변수나 분석적인 함수는 오프라인에서 연산된다. 그러므로 요구되는 토크 지령으로부터 도출되는 경험적인 결과는 출력특성을 유도한다.

출력토크와 지령토크 사이의 추종실패를 회피하기 위해 피드백루프제어

에서 변수를 조절함으로써 평균토크를 트래킹하기 위한 요구가 이루어지고 있는 실정이다. 상전류와 상전압을 이용하여 SRM의 평균 토크의 온라인 계산하는 것은 쉬운 문제는 아니다. 한 개의 상에 대한 전류와 전압을 검출하여 이에 대한 평균값을 획득하여 평균토크를 구함으로써 전자기 평균토크를 온라인 피드백 드라이브 제어에 이용할 수 있다. 그림 3-5는 피드백루프제어의 블록다이어그램을 나타낸다.

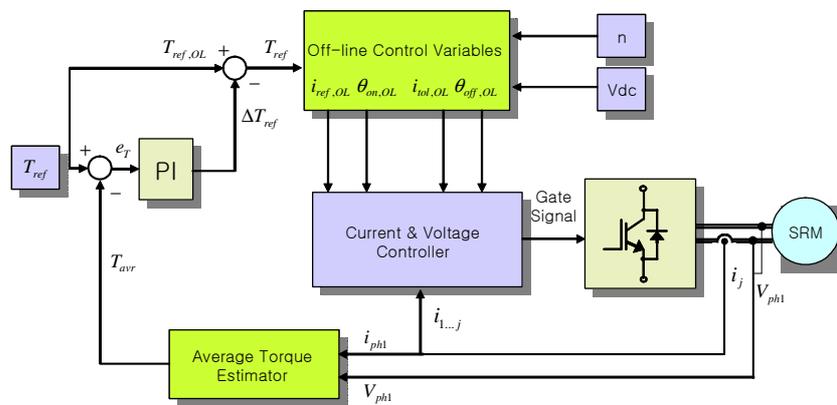


Fig. 3-5 Block diagram of a high-dynamic closed-loop torque control

SRM의 평균 전자기기 토크는 식 (3-15)과 같은 토크방정식을 통해 계산될 수 있다.

$$T_{em} = \frac{N_{ph} N_r}{2\pi} W_{mech} \quad (3-15)$$

토크는 전동기의 에너지 W_{mech} 로부터 유도되고 임의의 기준 상의 하나의 전기적인 주기 안에서 변환된다. 그러므로 8/6 구조를 가진 4상 SRM

의 평균토크는 1회전동안 12번의 업데이트가 이루어진다. 또한 평균 전자기 토크는 에너지상의 철손과 기기손실을 포함하지 않는다. 상전압 방정식은 기기의 자속쇄교를 계산하는데 이용된다. 식 (3-16)은 임의의 상 자속에 대한 연산식을 나타내고 있다.

$$\Psi_{ph} = (V_{ph} - i_{ph}R_{ph})dt \quad (3-16)$$

전기에너지가 기기의 상에 공급되는 에너지 비율과 변환되는 에너지를 측정할 수 있으며 이러한 연산은 고성능의 드라이브에 적용되어 다양한 부하 조건하에서 동작될 수 있다. 이러한 변동 부하 조건은 전형적으로 서보드라이브나 현대의 전기차량용 응용장치에 적용될 수 있는 특징이 있다. 이전의 연구에서 제시된 온라인 토크연산이나 효율연산은 DC-link 전압의 추가적인 센서를 통해서 주로 실현되었다. 그러나 평균토크제어 방식에서는 전기적인 전력의 흐름이 일정한 출력전력 동작 조건동안에서 측정되고 최소화될 수 있다. 평균토크 연산기를 이용하여 변환된 전자기 에너지의 값은 추가적인 센서없이 온라인으로 이용될 수 있다. 그림 3-6은 평균토크연산기의 블록다이어그램을 보여준다.

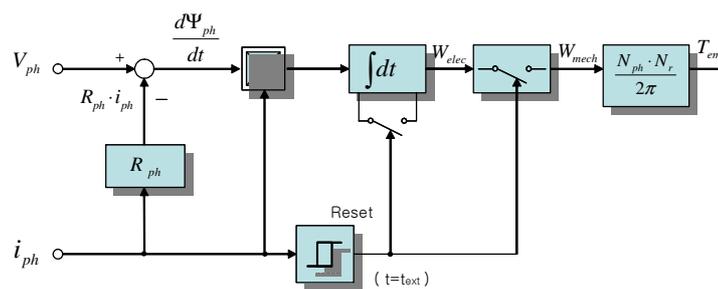


Fig. 3-6 Block diagram of the average torque estimator

그러므로 드라이브 성능은 기준토크를 추종하면서 실시간 부하조건과 독립되어 최적화될 수 있다. 부하의 변동에서 일정한 평균토크를 유지하고 DC 링크단의 전압과 같은 모든 전기적인 입력조건인 변수의 변화는 속도와 평균토크가 제어입력에서와 같이 이용되어야 한다. 피드백루프 제어의 제어변수는 턴 온 θ_{on} 과 턴 오프 θ_{off} 그리고 기준전류 크기 i_{ref} 또는 기준토크는 안정되고 적절한 동작조건을 얻기 위해서 조절된다. 그러한 피드백루프 제어는 온라인 평균토크제어 연산기술을 통해서 실현된다.

E. 성능최적화를 위한 토크제어방식

1. 인덕턴스와 자속쇄교특성에 따른 스위칭각의 해석

SRM의 비선형성에 대한 수학적 해석은 FEM이나 분석적 모델을 통한 해석방식으로 매우 복잡하므로 SRM의 성능 최적화는 전동기의 동작과형에 대한 분석적 방식의 접근이 유리하다. 특히, 두개의 이웃한 상의 자속쇄교 프로파일의 오버래핑 영역은 음의 토크를 발생시키므로 이를 고려한 제어동작을 수행해야 한다. 그림 3-7은 프린징을 무시한 이상적인 인덕턴스와 자속쇄교 프로파일, 듀티사이클에 의한 전압 그리고 소프트 초핑방식에 의해 전류제어(Current Control)된 SRM 드라이브의 자속쇄교의 동작과형을 나타낸다.

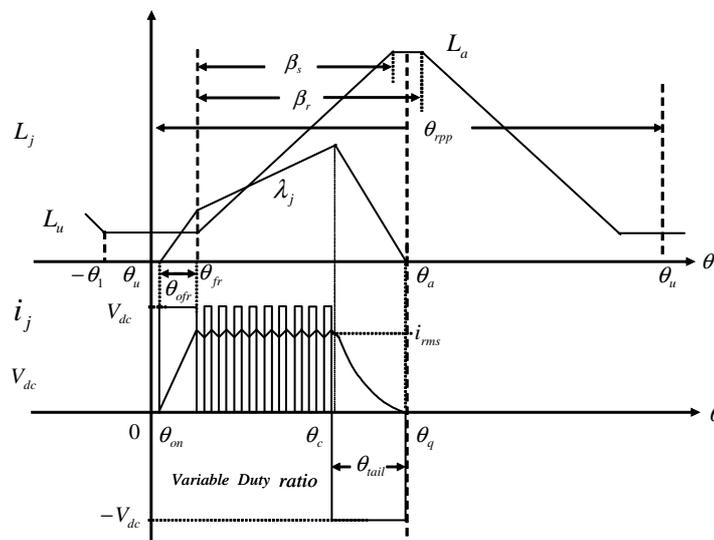


Fig. 3-7 Current controlled with soft-chopping strategy

회전자와 고정자의 극호각을 각각 β_s, β_r 이라 하고 임의의 기준 상의 자속을 λ_f 라 정의한다. 전류는 $\theta_{on} - \theta_c$ 동안에 여자되고, 전류포인트 θ_c 에서 이웃한 상으로 전류(Commutation)되며 이를 전류각(Commutation Angle)이라고 한다. 전류각은 토크의 변동에 의한 자속쇄교값의 변화에 대해 일정하다고 가정한다.

임의의 기준 상인 자속 λ_f 를 여자시켰을 때, 회전자 극이 고정자 극에 접근하는 동안 전동기의 기계적인 동작이 이루어진다. 또한 상전압은 턴 온 후, 기준전류를 히스테리시스 밴드폭 내에서 동작하도록 TPU에서 생성된 듀티비에 따라 파워소자의 스위칭패턴이 결정되고 이웃하는 상의 자속쇄교의 생성 전에 전류가 이루어지므로 SRM의 동작파형은 턴 온각과 턴 오프각 그리고 듀티비에 의해서 특징지어진다.

2. 최적의 턴 오프각의 결정

최적의 턴 오프각은 최대 에너지효율과 토크리플저감의 상관관계에서 찾을 수 있다. 최대에너지효율을 위한 제어방식은 여자상의 전류에 대한 충분한 프리휠링 시간을 확보함으로써 효율을 높이고 SRM의 구조적인 고유 특징인 토크리플을 최소화할 수 있는 최적의 턴 오프각을 확보하는 방식이다. 또한 이를 위한 적응제어 알고리즘을 통한 동조가 이루어지거나 절대적인 위치정보를 획득할 수 있는 위치센서(엔코더) 및 센서회로를 통해서 회전자의 기계적인 위치정보를 획득해야만 한다.

모터링 구간 내에 존재하는 턴 온각은 상전류 기준값 i_{ref} 이 각 θ_{on} 에서 여자되기 때문에 고정자와 회전자 극이 오버래핑되고 인덕턴스가 상승하는 동안에서만 선택되어진다. 최소 전류에 대한 최대 토크를 발생시키

는 스트로크각(Stroke Angle)은 식 (3-17)과 같다.

$$\theta_{sk} = \frac{2\pi}{qN_r} \quad (3-17)$$

여기서 q 는 상의 수이고 N_r 은 회전자 극수이므로 4상, 8/6 SRM의 경우 θ_{sk} 는 15° 가 된다. 권선 저항 R 과 프린징효과가 무시된다면 기준 상의 전류 i_j 를 여자시키기 위해 선행스위칭각 이내에서 턴 온 되어야만 하고 그림 3-7에서 $\theta_{fr} - \theta_{on}$ 으로 정의하였다. 또한 회전자의 비정렬된 위치에 서의 자속쇄교는 식 (3-18)과 같다.

$$\lambda_u = L_u \cdot i_{rms} \quad (3-18)$$

그림 3-8에서는 8/6 SRM의 이웃한 두 상의 오버래핑되는 영역을 인덕턴스, 전류, 토크, 자속쇄교의 프로파일 함께 보여준다. 두 상의 중첩되는 인덕턴스, 자속쇄교, 전류프로파일을 이상화하여 보여준다. 각 θ_{fr} 까지의 i_{rms} 의 크기는 선형적으로 증가하는데 턴 온 각이 선행스위칭각의 정의된 값보다 지연되어 결정된다면 상승 인덕턴스 영역에서의 큰 전류기울기는 전류 상승률과 반대되는 큰 역기전력을 발생시켜 초핑제어는 상실되고 상전류는 지령치 i^* 를 추종할 수 없게 된다.

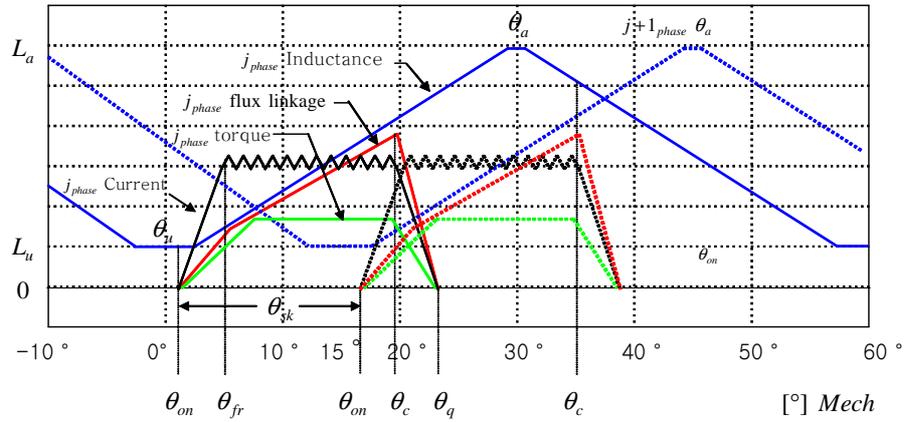


Fig. 3-8 Linearized of overlapping inductance, current, torque and flux linkage profiles of two phases

θ_{fr} 은 토크각의 시점으로 턴 온각사이는 선행스위칭각이 되고 $\theta_{fr} - \theta_{on}$ 은 θ_{ofr} 로 정의한다. θ_{ofr} 은 식 (3-19)과 같다.

$$\theta_{ofr} = \theta_{fr} - \theta_{on} = \frac{\omega_a \cdot L_u \cdot i^*}{V_{dc}} \quad (3-19)$$

여기서 i^* 는 토크전류를 의미한다. 턴 온각은 식 (3-20)과 같이 정의된다.

$$\theta_{on} = \theta_a + \theta_{fr} - \frac{\omega_r \cdot L_u \cdot i^*}{D \cdot V_{dc}} \quad (3-20)$$

여기서 θ_a 는 회전자의 정렬위치각이다.

θ_{fr} 에서 θ_c 사이의 간격동안 상전류는 전류제어기(Current Controller)에서 제공한 기준값을 추종하도록 제어되고 $\theta_a - \theta_c$ 의 간격동안 전동기 토크는 양의 극성을 가지지만 θ_a 이후 시간의 역기전력 e_f 는 인덕턴스 기울기가 감소하기 때문에 역전된다.

최대 크기의 평균토크 발생은 변환루프의 면적인 Co-energy W 의 최대화를 의미하고 회전자 위치가 자속쇄교의 함수와 같이 간주되고 이 루프는 각각 자화와 감자구간으로 나뉠 수 있고, 두 개의 부분은 전류 포인트(Commutation Point) θ_c 에 의해서 구분된다. 또한 전류제어의 경우는 자화구간이 두 개의 이산섹션동안에 상승되는데 $\theta_{fr} - \theta_{on}$ 구간에서는 이용 가능한 전체 전압 V_{dc} 가 공급되고 상전류와 자속쇄교는 상대적으로 선형적으로 증가된다. 또한 초핑구간인 $\theta_c - \theta_{fr}$ 에서는 자속쇄교는 비선형적이며 그림 3-8에서 보는 바와 같이 기울기가 이전 구간보다 작다. 이러한 에너지 변환에 대한 정의는 식 (3-21)과 같다.

$$W = \int_0^{\lambda_c} f(\lambda, \theta_{mag}(\lambda)) d\lambda + \int_{\lambda_c}^0 f(\lambda, \theta_{demag}(\lambda)) d\lambda \quad (3-21)$$

여기서 θ_{mag} 와 θ_{demag} 는 각각 회전자 위치에 대한 자화와 감자구간에서의 자속쇄교의 함수이다. 만약 에너지 변환이 전류각의 함수라면 전류각에 에너지 변환의 미분을 영으로 설정함으로서 최적의 전류각에 의해 만족되는 조건을 찾을 수 있다. 식(3-21)을 전류제어방식에 적용하여 다시 적으면 식 (3-22)과 같다.

$$W = \int_0^{\lambda_d} i(\lambda, \theta_{fr}(\lambda)) + \int_{\lambda_d}^{\lambda_c} i(\lambda, \theta_c(\lambda)) d\lambda + \int_{\lambda_c}^0 i(\lambda, \theta_q(\lambda)) d\lambda \quad (3-22)$$

함수 $\theta_{mag}(\lambda)$ 은 V_{dc} 와 같은 다른 시스템 파라미터와 마찬가지로 턴 온각의 결정에 의존되고 함수 $\theta_{demag}(\lambda)$ 는 θ_c 에 의존한다. 따라서 실제로 여자상이 감자하는 동안 음의 전압이 공급될 때 감자되는 위치각은 θ_{dm} 은 식 (3-23)과 같다.

$$\theta_{demag} = \theta_{dm} = \theta_q - \theta_c = \frac{\lambda_j(\theta_c) \cdot \omega_r}{V_{dc}} \quad (3-23)$$

여기서 $\lambda(\theta_c) = L(\theta_c) \cdot \lambda(\theta_c)$ 이므로 θ_c 에서 상 자속쇄교는 토크분할함수(TSF) $\tau(\theta_c) = \tau_d/2$ 를 고려하면 식 (3-24)과 같다.

$$\theta_{dm} = \frac{L(\theta_c) \cdot \lambda(\theta_c) \cdot \omega_r}{V_{dc}} = \frac{\lambda_j(\frac{\tau_d}{2}, \theta_c) \cdot \omega_r}{V_{dc}} \quad (3-24)$$

따라서 전류각 θ_c 에서의 자속쇄교수는 식 (3-25)과 같다.

$$\lambda_c = \frac{V_{dc} \cdot \theta_m}{\omega_r \cdot \lambda(\theta_c)} \quad (3-25)$$

그림 3-10과 같이 자속과 전류의 출력파형을 통해 순시 상자속 연산방식을 이용한 이웃한 상과의 상관관계를 고려한다면 식 (3-26)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\lambda_{j+1} = \lambda_{j+1}(i_{j+1}, i_j, \theta_{j+1}) \quad (3-26)$$

최대 에너지효율과 토크리플 저감의 문제는 최적의 전류위치를 기준으로 연산해야 하므로 기준상의 전류와 다가오는 상의 전류와의 관계에서 이를 해석할 수 있다. 만약 $i_j(h) \leq i_j \leq i_j(h+1)$, 여기서 $i_j(h+1)$ 과 $i_j(h)$ 는 두개의 인접한 이산 상전류이라면 상승구간에서 자속쇄교수는 식 (3-27)과 같다.

$$\lambda_j = \lambda_j(i_j, i_j(h), \theta_j) + \frac{\lambda_j(i_j, i_j(h+1), \theta_j) - \lambda_j(i_j, i_j(h), \theta_j)}{i_j(h+1) - i_j(h)} \cdot (i_j - i_j(h)) \quad (3-27)$$

여기서, 전류의 크기 i_j 를 위치각 θ_j 로 변환하여 정리하면 식(3-27)은 식 (3-28)과 같다.

$$\lambda_j = \lambda_u + \frac{\lambda_c - \lambda_u}{\theta_c - \theta_{fr}} \cdot (\theta_j - \theta_{fr}) \quad (3-28)$$

λ_{j+1} 의 위치를 j 상의 식으로 변환할 때 Stroke각의 성분만큼 차이가 발생하므로 이를 고려하면 j 상 자속쇄교는 식 (3-29)과 같다.

$$\lambda_{j+1} = \lambda_u + \frac{\lambda_c - \lambda_u}{\theta_c - \theta_{fr}} \cdot [(\theta_j - \theta_{fr}) - \theta_{sk}] \quad (3-29)$$

또한 식 (3-28)과 같은 방식으로 j 상의 감자구간의 자속을 정리하면 식 (3-30)과 같다.

$$\lambda_j = \lambda_c + \frac{0 - \lambda_u}{\theta_q - \theta_c} \cdot (\theta_i - \theta_{dm}) \quad (3-30)$$

턴 오프각, θ_c 와 토크리플을, 에너지효율사이의 관계를 통해 교점각 θ_i 는 식 (3-31)과 같다.

$$\theta_i = \theta_c + \frac{\theta_{dm}}{2} \quad (3-31)$$

j 상과 $j+1$ 상의 오버래핑에 의한 자속쇄교의 교점각 θ_i (Intersection Angle)은 j 상의 감소구간과 $j+1$ 상의 상승구간의 교점으로 정의될 수 있으므로 식 (3-32)과 같다.

$$\lambda_F(\theta_c(j)) = \lambda_R(\theta_{on}(j+1)) \quad (3-32)$$

따라서 λ_j 상의 하강구간과 λ_{j+1} 의 상승구간에서의 교점이 발생하므로 식 (3-29)과 (3-30)을 이용하여 정리하면 최적의 전류각 θ_c 는 식 (3-33)과 같이 얻을 수 있다.

$$\theta_c = \theta_{on} + \theta_{fr} + 2\theta_{sk} \left(1 - \frac{\theta_{ofr}}{\theta_{dm}}\right) - \theta_{dm} \quad (3-33)$$

식 (3-33)과 같이 최적의 전류 포인트를 확보하기 위해서는 θ_{on} , θ_{off} , θ_{dm} 의 정확한 정보가 요구되고 입력변수로 ω_r 과 τ_d 가 적용된다.

3. 평균토크 제어방식의 적용

SRM의 제어를 위한 초기 파라미터를 가지는 제어기가 속도와 전원전압을 오프라인으로 입력받아 저장하고 평균토크연산을 수행한다. 평균토크연산을 통해 토크발생위해 게이트인가 전압펄스를 생성하여 게이트신호로 공급된다. 인가된 신호는 전력용반도체를 동작시켜 전원으로부터 공급된 에너지를 전동기에 공급한다. 검출된 전압과 전류와 값을 이용하여 평균토크를 연산하고 연산된 값과 기준토크값이 비교되어 기준토크값을 생성하여 턴 온과 턴 오프위치를 결정하여 펄스를 생성한다. 그림 3-9는 평균토크제어를 위한 블록다이어그램을 나타낸다.

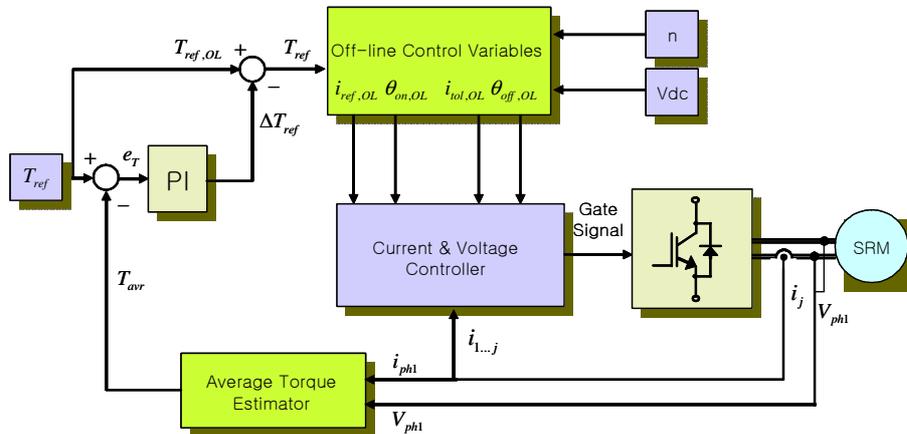


Fig. 3-9 Block diagram of basic average torque control

회전자위치정보는 절대형 엔코더를 통해서 획득하고 이를 외란잡음을 억제하기 위한 포토커플러를 통해 절연시킨다. 절대형 엔코더를 통해 획득된 정보를 펄스 카운터에서 분주시켜 보다 정확한 위치정보로 환산한다. 이를 통해서 최적의 턴 온각의 위치를 산출하고 이 정보를 평균토크연산기에 입력하여 전류테이블로 보내고 PWM 신호로 변환하여 게이트 신호를 생성한다. 그림 3-10은 평균토크제어방식이 적용된 시스템의 블록 다이어그램을 나타낸다.

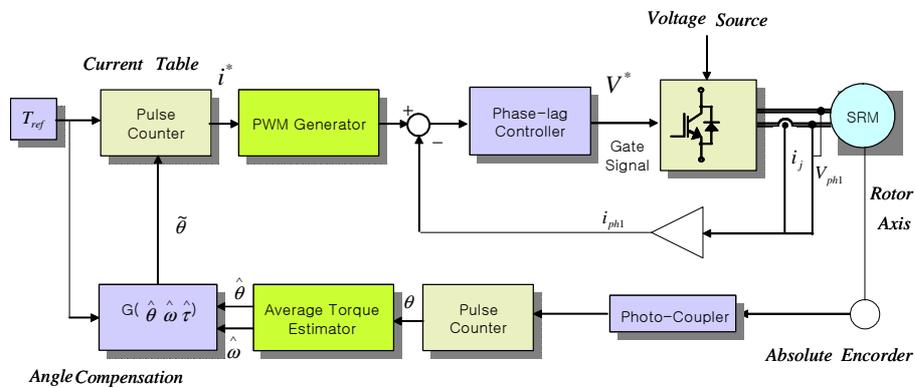


Fig. 3-10 Block diagram of average torque control

그림 3-11은 제안된 최적의 턴 오프각을 연산하기 위한 프로그래밍 처리를 위한 순서도를 나타낸다. 미리 계산된 스트로크각, 일정전압이라고 가정된 전원전압, 등의 초기 파라미터가 입력되어 리셀되고 속도와 토크의 기준값이 주어진다. 주어진 기준값은 제안된 제어방식에 따라 연산되어 TPU(Time Processing Unit)에서 펄스신호를 만들어낸다. 연산된 속도와 토크값이 기준값과 비교되어 오차가 발생하면 오차분의 각도만큼 보상되어 속도 토크연산기로 케환된다. 연산된 속도와 토크값이 기준값과 일

치되었을때, 최적의 성능을 유지하기 위한 토크제어가 수행된 제어기로서 동작된다.

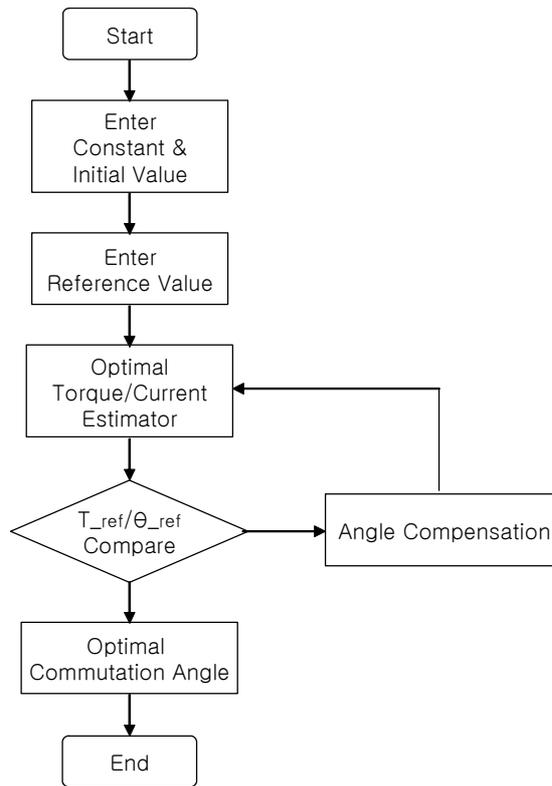


Fig. 3-11 Flowchart for the applied algorithm

SIMULINK 블록의 구성은 크게 변수 입력부, SRM 모델링부, 제어부로 구성되며 입력변수는 전원전압, 기준속도와 기준토크이고 토크와 전류, 전압의 특성을 관찰할 수 있도록 구성하였다. SRM 모델링부는 그림 4-2와 같이 시뮬레이션의 속도향상과 변수의 효과적인 활용을 위해서 M-file을 활용하여 작성하였다. 제어부는 각도 및 전류제어와 토크제어를 위한 연산부로 구성되어 있으며, 초기 파라미터는 MATLAB Workspace상에서 실행하도록 설계하였다.

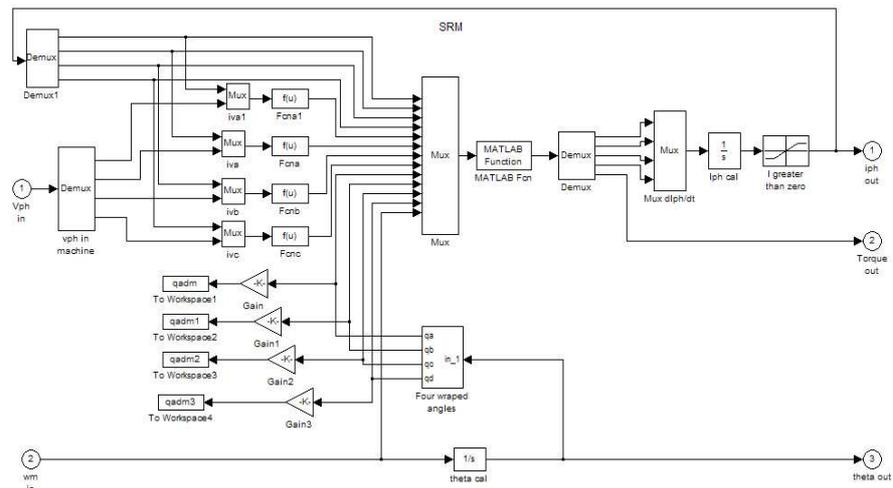


Fig. 4-2 Motor modeling with Matlab Simulink

B. 시뮬레이션 결과 및 고찰

그림 4-3에서는 전류와 자속쇄교의 특성곡선을 보여준다. 이러한 특성은 회전자 위치에 따른 자화곡선의 특성으로 자화곡선의 기울기는 그 상의 인덕턴스 값을 나타내며 비정렬 위치에서는 항상 일정한 값을 유지하지만 정렬위치에서는 전류가 증가함에 따라 인덕턴스 값이 자기포화로 인해 감소하게 됨을 알 수 있다. 따라서 한 개의 상의 인덕턴스 곡선의 모양은 회전자와 고정자의 상대적 위치의 전류의 함수로 나타낼 수 있다.

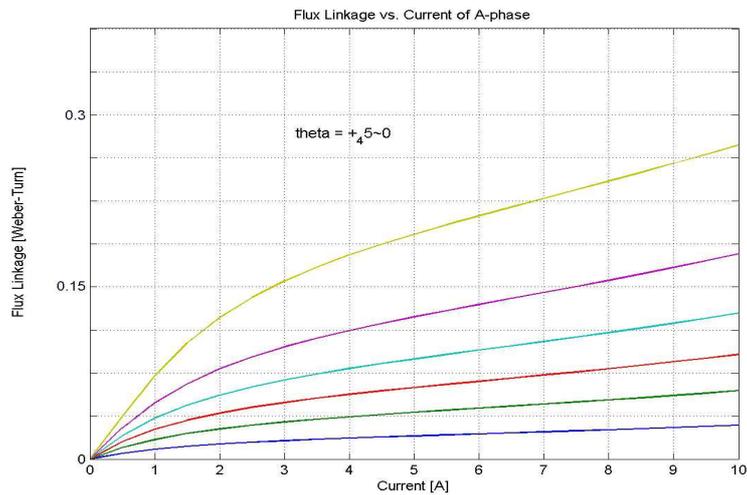


Fig. 4-3 Characteristics of current vs. flux linkage

그림 4-4는 회전자 위치에 대한 토크의 특성곡선을 보여준다. 성분은 각각 1[A]에서 6[A]까지 전류를 1[A]씩 증가하여 전류가 임의의 상에 공급될 때, 회전자 위치에 따른 토크의 변화를 나타낸다. 시뮬레이션의 결과 토크 발생역영은 회전자각도가 정토크방향으로 30[°]이내에서 발생하고 부토크방향으로 역시 30[°]이내에서 발생한다. 따라서 회전자의 위치에 따른 4상한 동작이 가능한 전동기의 설계형태를 보여준다.

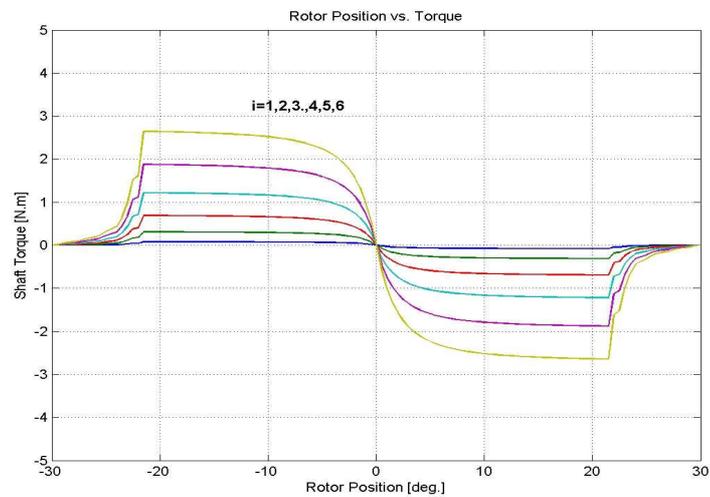
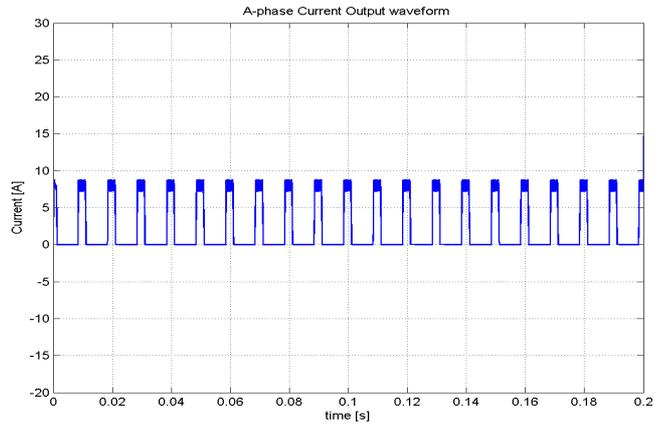


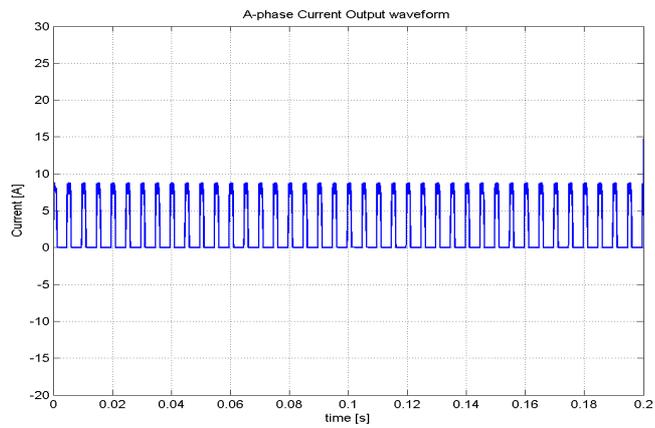
Fig. 4-4 Characteristics of rotor position vs. torque

시뮬레이션은 먼저 1000[rpm]과 2000[rpm]의 각각의 정상상태에서의 동작을 시뮬레이션하여 SRM과 드라이브의 모델링에 따른 동작을 확보하고 제안된 드라이브의 동작을 확인하도록 한다. 그림 4-5에서 4-8은 1000[rpm]과 2000[rpm]에서의 무부하 정속도 운전시의 전류파형을 시뮬레이션하여 보여준다. 시뮬레이션의 결과 전류제어가 이루어진 출력파형을 확인 할 수 있다. 히스테리시스 밴드폭은 1[A]로 설정되었다.

그림 4-5는 1000[rpm]과 2000[rpm]에서의 A상의 입력전류를 각각 보여준다.



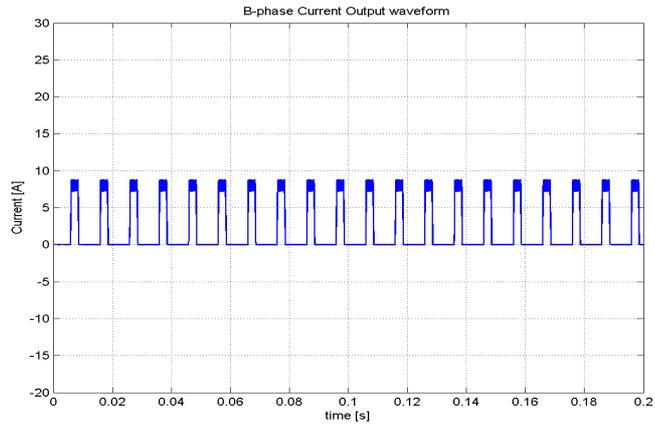
(a) 1000 [rpm]



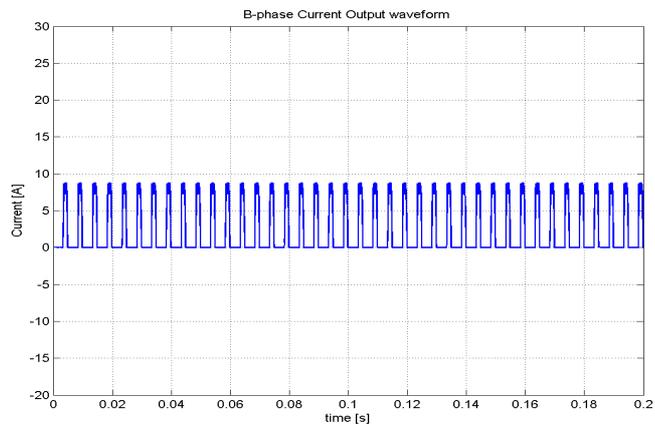
(b) 2000 [rpm]

Fig. 4-5 A-phase input current with simulation

그림 4-6은 1000[rpm]과 2000[rpm]에서의 B상의 입력전류를 각각 보여준다.



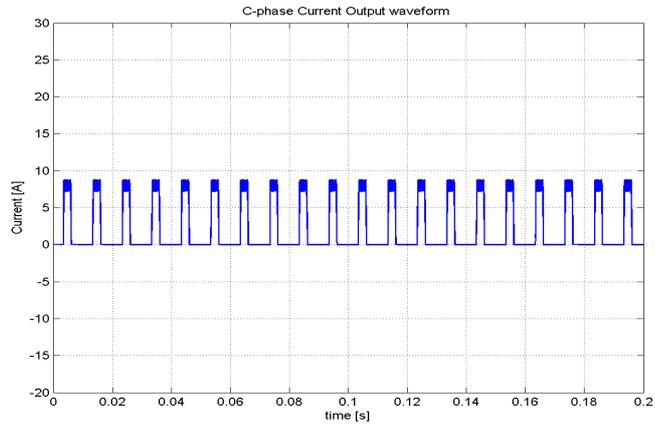
(a) 1000 [rpm]



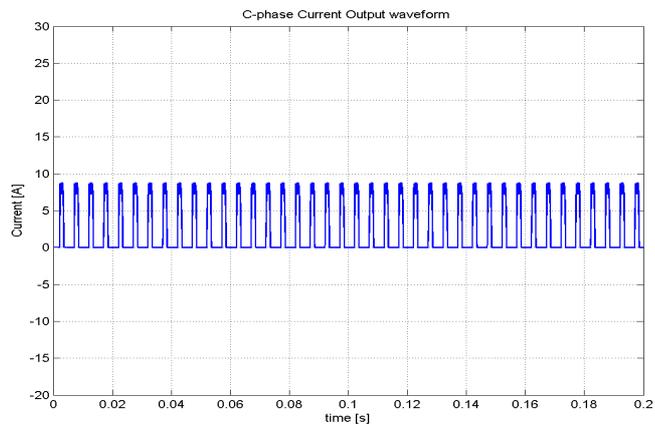
(b) 2000 [rpm]

Fig. 4-6 B-phase input current with simulation

그림 4-7은 1000[rpm]과 2000[rpm]에서의 C상의 입력전류를 각각 보여준다.



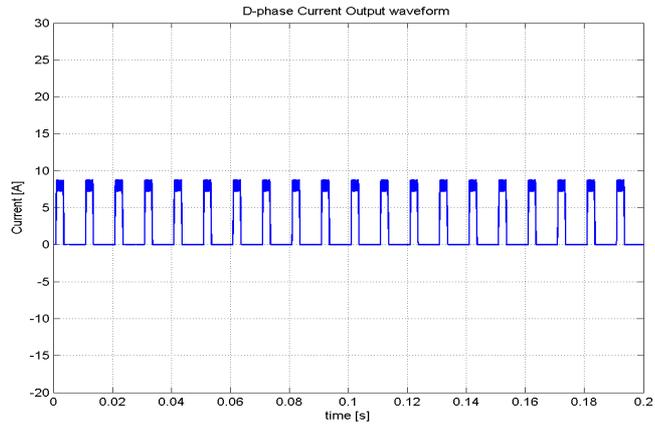
(a) 1000 [rpm]



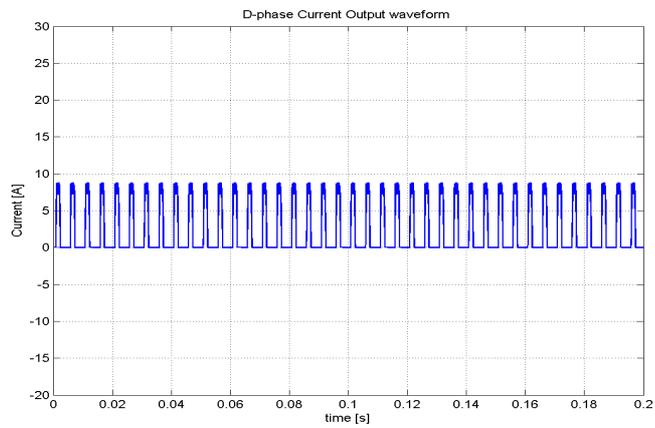
(b) 2000 [rpm]

Fig. 4-7 C-phase input current with simulation

그림 4-8는 1000[rpm]과 2000[rpm]에서의 D상의 입력전류를 각각 보여준다.



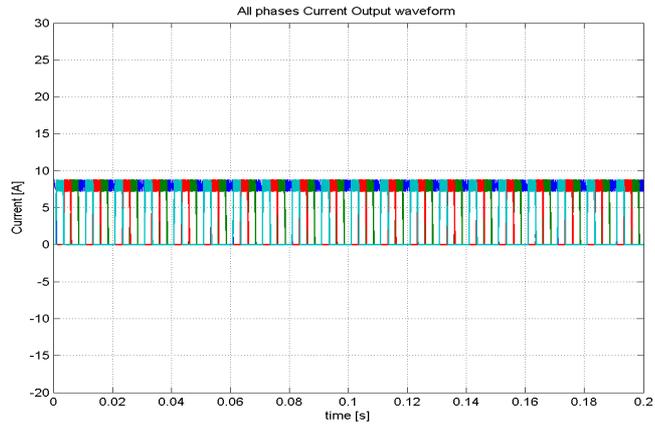
(a) 1000 [rpm]



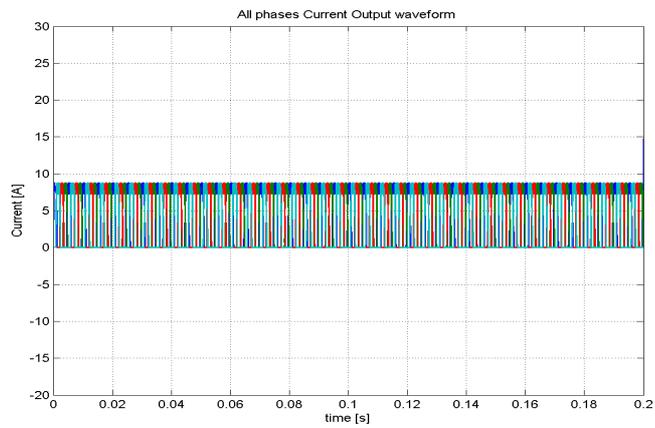
(b) 2000 [rpm]

Fig. 4-8 D-phase input current with simulation

그림 4-9는 1000[rpm]과 2000[rpm]에서의 A, B, C, D상의 입력전류를 각각 나타낸다.



(a) 1000 [rpm]



(b) 2000 [rpm]

Fig. 4-9 All phase input current with simulation

그림 4-10은 DC 링크 입력단의 전압과형을 보여준다. 시뮬레이션에서 전원전압이 48[V]로 설정하였다. 이는 12[V] 차량용 배터리 4개의 직렬연결로 48[V] 인가전압을 고려하여 시뮬레이션을 수행하였다.

견인구동용 장치 전원이 차량용 배터리로 구성되는 것이 일반적이고 이는 정전압 전원장치로 시뮬레이션과정에서 매우 이상적인 전원의 형태로 가정하여 설정하였다.

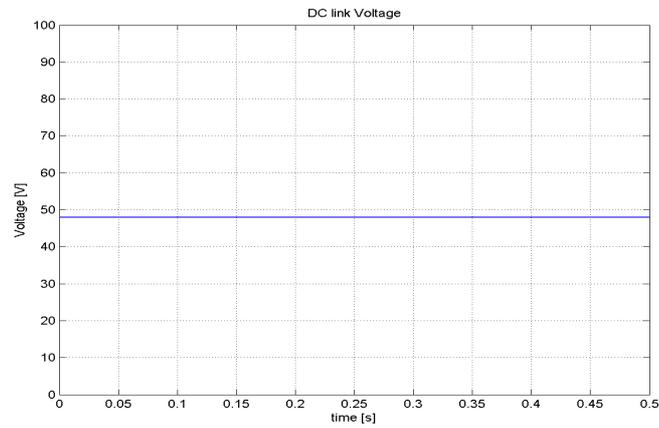
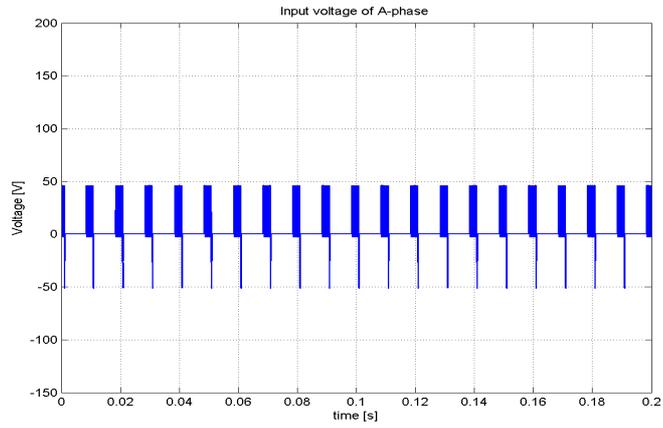
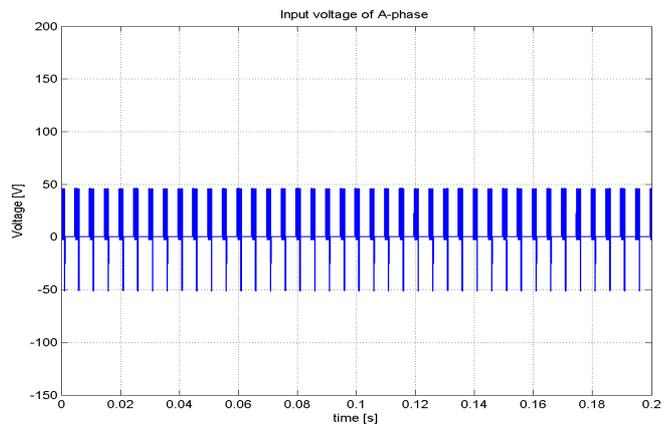


Fig. 4-10 DC-link voltage with simulation

그림 4-11는 500[rpm]과 1500[rpm]에서의 A상의 입력전압을 각각 보여 준다.



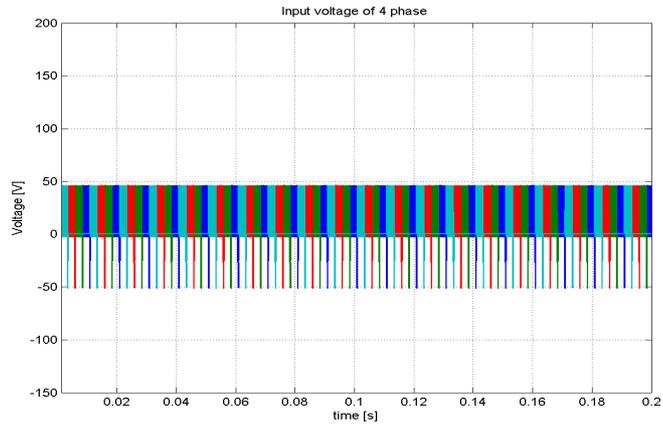
(a) 1000 [rpm]



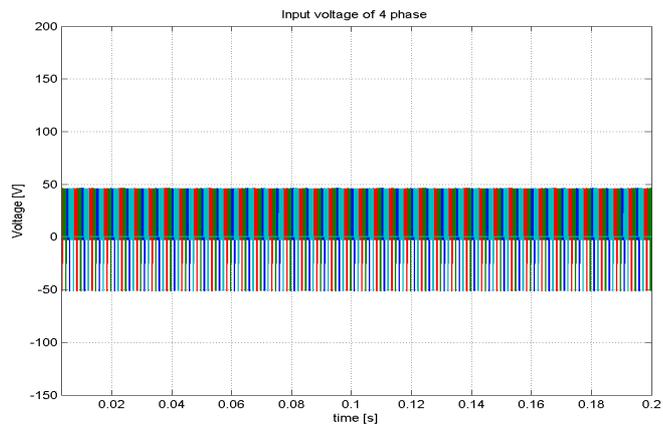
(b) 2000 [rpm]

Fig. 4-11 A phase input voltage with simulation

그림 4-12는 1000[rpm]과 2000[rpm]에서의 A, B, C, D상의 입력전압을 각각 보여준다.



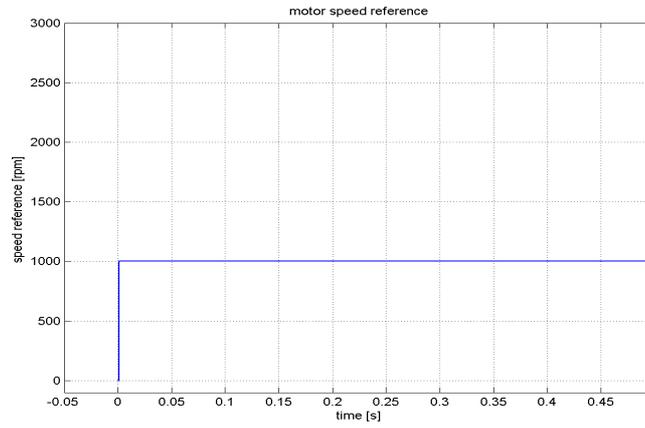
(a) 1000 [rpm]



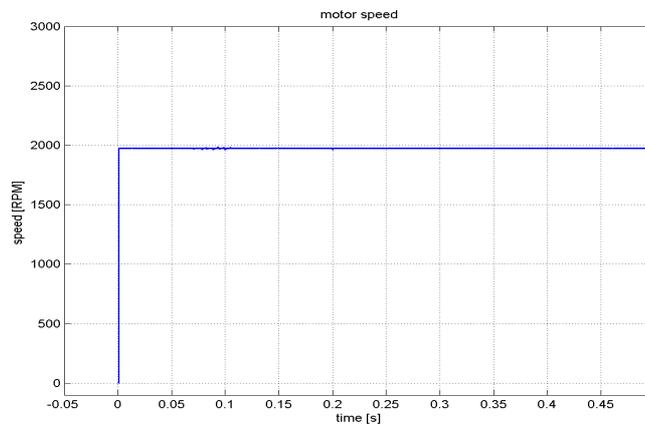
(b) 2000 [rpm]

Fig. 4-12 All phase input voltage with simulation

그림 4-13은 1000[rpm]과 2000[rpm]에서의 속도출력곡선을 각각 보여 준다.



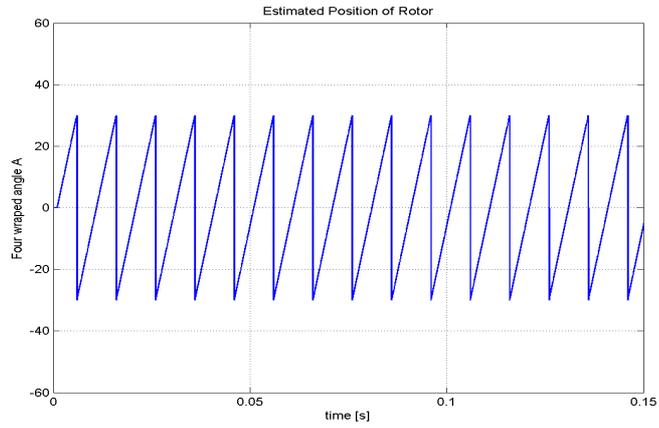
(b) 1000 [rpm]



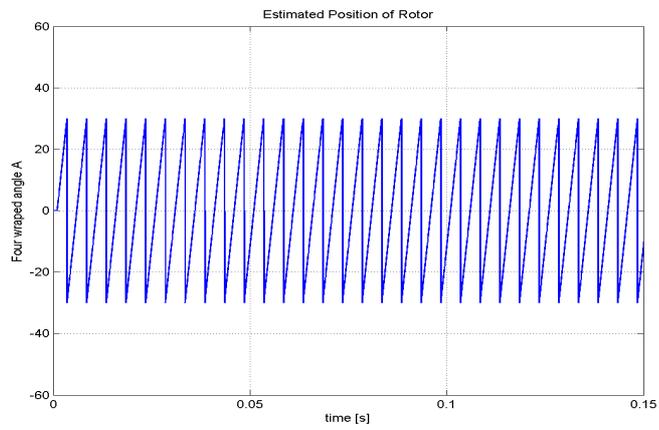
(b) 2000 [rpm]

Fig. 4-13 Speed output waveform with simulation

그림 4-14은 1000[rpm]과 2000[rpm]에서의 회전자 위치연산 결과를 각각 보여준다.



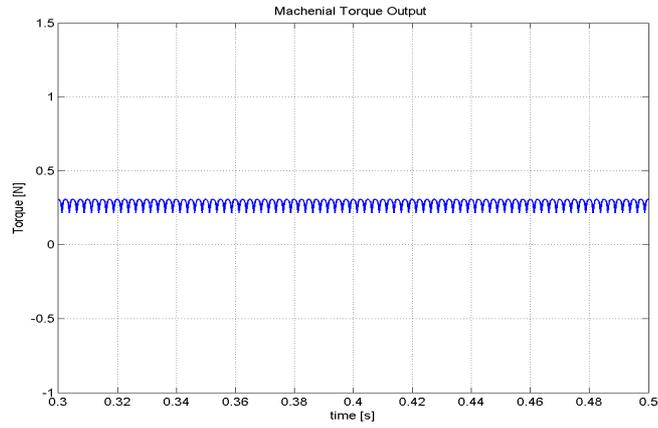
(a) 1000 [rpm]



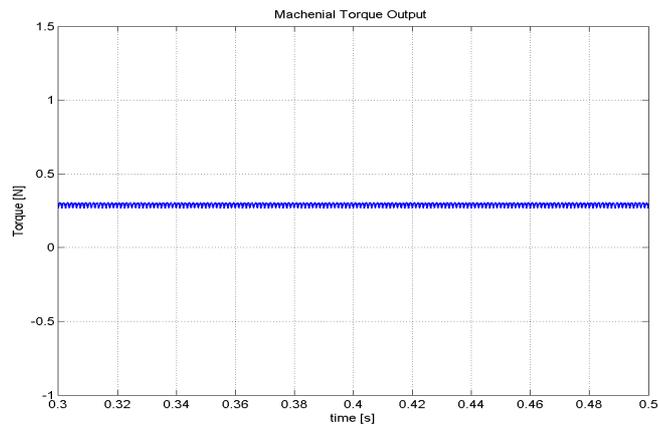
(b) 2000 [rpm]

Fig. 4-14 Rotor position estimation with simulation

그림 4-15는 1000[rpm]과 2000[rpm]에서의 토크 출력파형의 결과를 각각 보여준다.



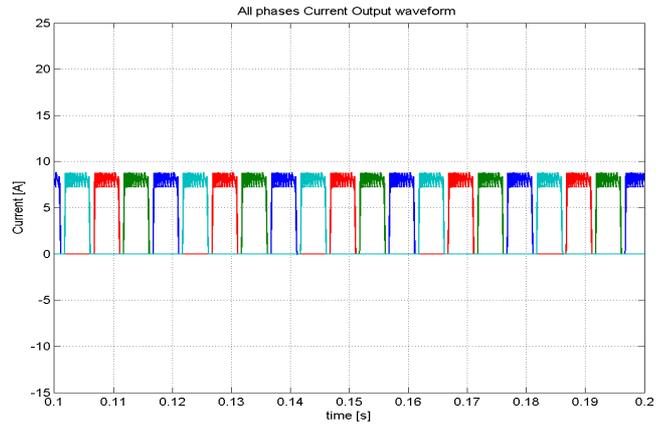
(a) 1000[rpm]



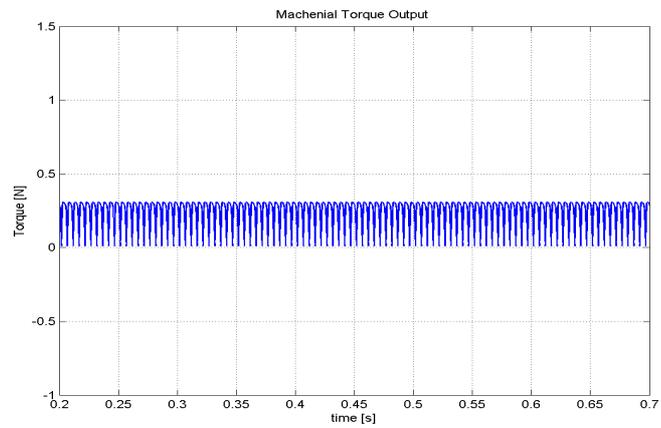
(b) 2000[rpm]

Fig. 4-15 Torque output waveform with simulation

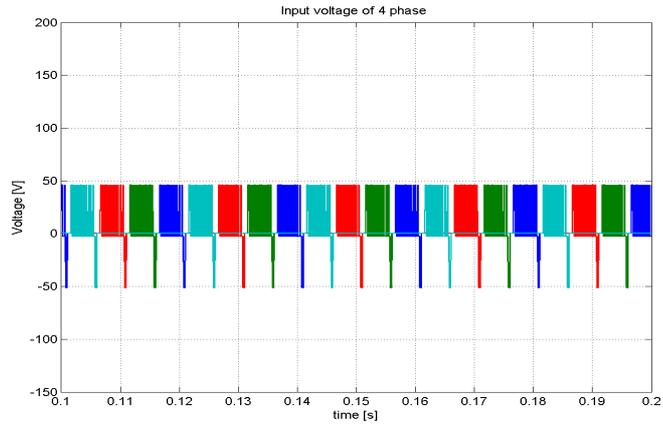
그림 4-16은 500[rpm]에서 에너지효율을 최대화하여 동작시킨 전류와 전압과 토크의 출력파형을 보여준다. 턴 오프각은 13.8° 의 값을 도출하였다.



(a) Current waveform



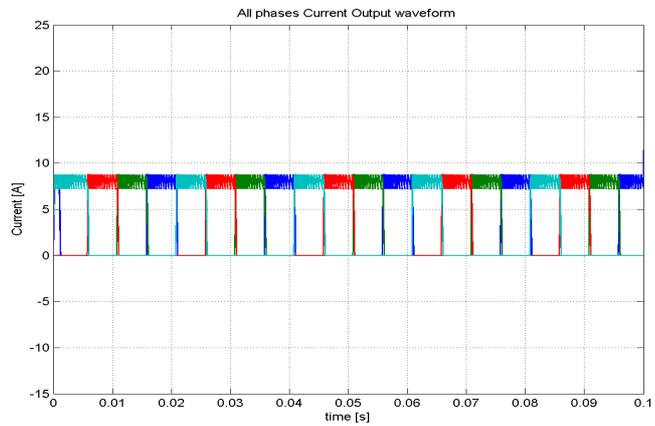
(b) Voltage waveform



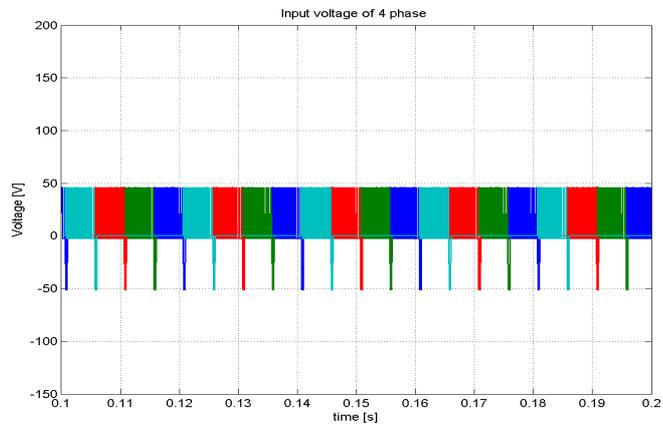
(c) Torque waveform

Fig. 4-16 Minimum loss operation at 500[rpm] with simulation

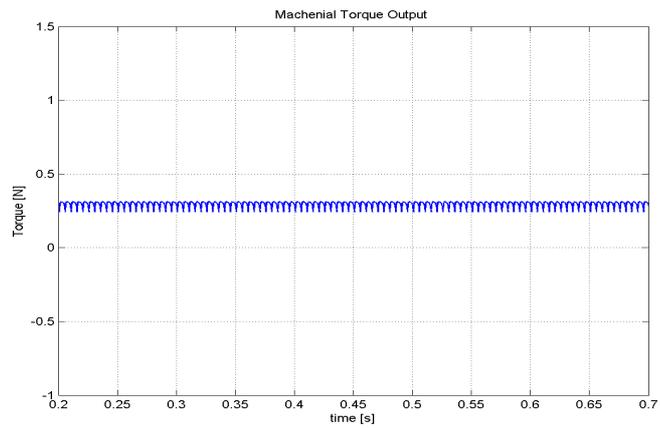
그림 4-17은 500[rpm]에서 토크리플을 최소화시켜 동작시킨 전류와 전압과 토크의 출력파형을 보여준다. 턴 오프각은 14.9°로 적용되었다.



(a) Current waveform



(b) Voltage waveform

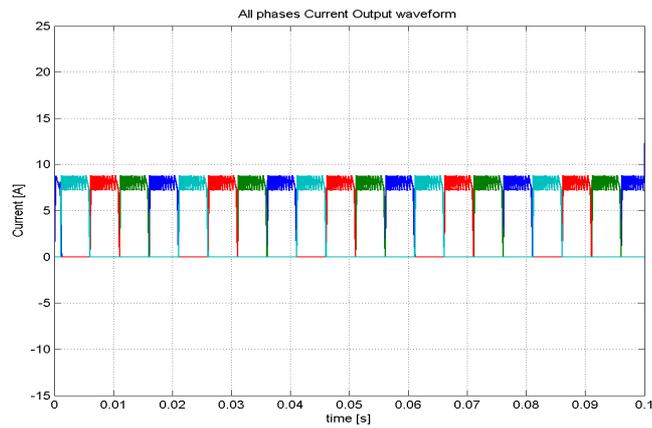


(c) Torque waveform

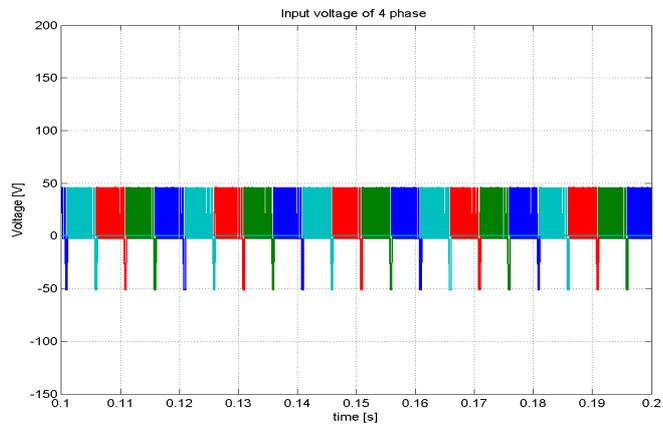
Fig. 4-17 Minimum torque ripple operation at 500[rpm] with simulation

그림 4-18는 제안된 성능 최적화를 위한 전류각연산 방법에 의한 500[rpm]의 속도에서 전류파형, 전압파형, 토크출력파형을 각각 나타낸다.

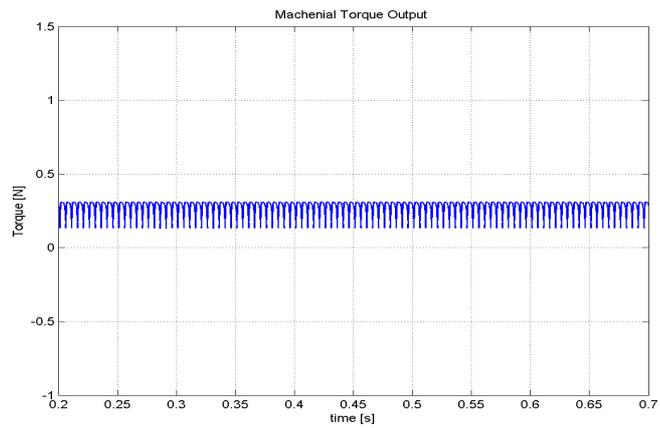
전류각 연산방식에 따라 연산된 결과 에너지효율의 최대화와 토크리플의 저감이라는 최적화 성능을 확보하기 위해서 턴 온각은 1.2° 에서 턴 온되었고 턴 오프각은 14.1° 로 결정되었다. 즉, 이웃한 상과의 전류 (Commutation)는 Stroke각 이내에서 이루어지므로 에너지효율의 향상을 도모할 수 있으며 토크 Dip이 크지 않아 토크리플을 상당부분 저감시킬 수 있는 전류각이 연산결과로 확보되었다.



(a) Current waveform



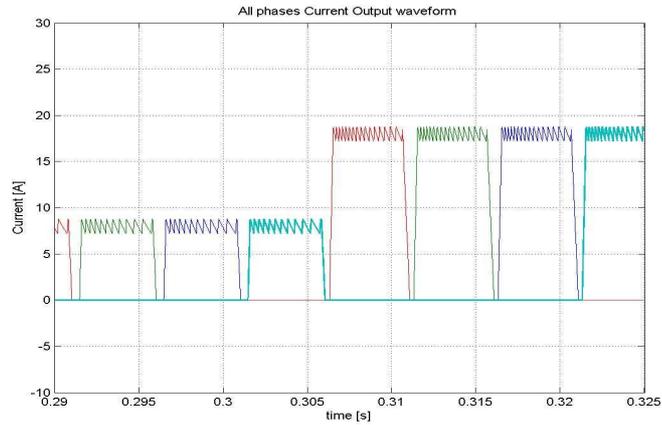
(b) Voltage waveform



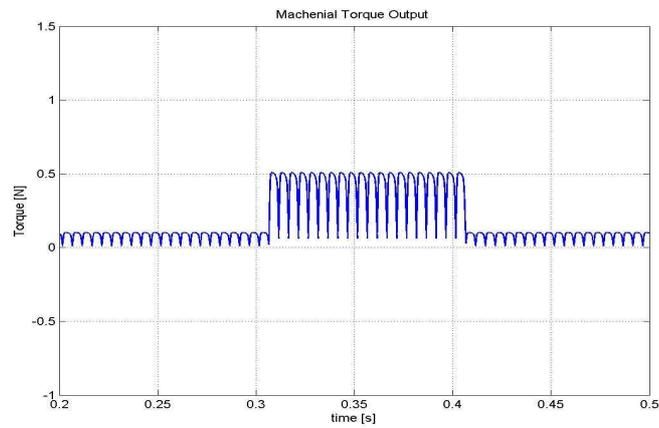
(c) Torque waveform

Fig. 4-18 Optimal commutation angle operation at 500[rpm] with simulation

그림 4-19는 효율을 최대화시켜 평균토크제어를 수행한 시뮬레이션 파형을 보여준다.



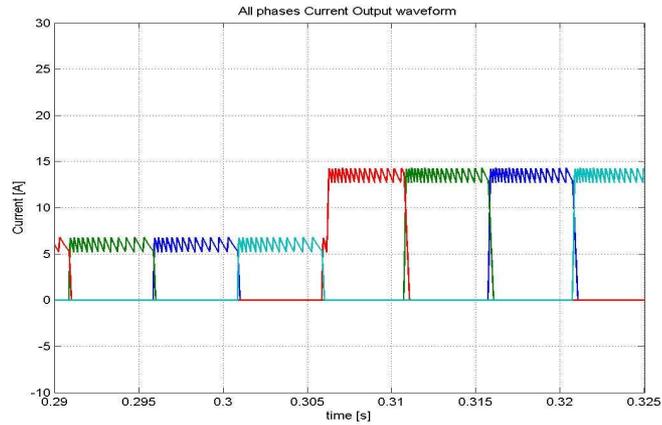
(a) Current waveform



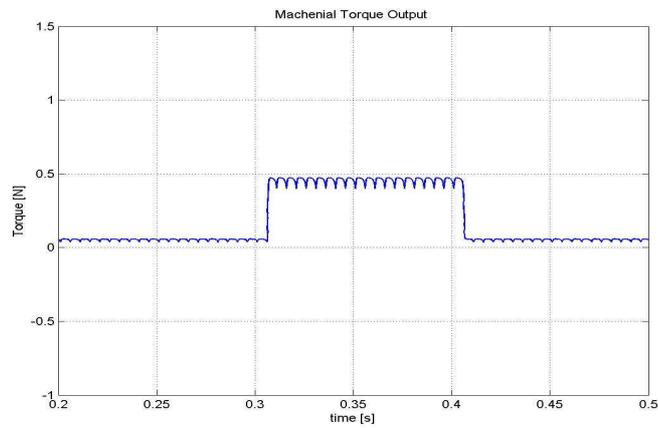
(b) Torque waveform

Fig. 4-19 Minimum loss operation at 500[rpm] with simulation

그림 4-20은 토크리플 최소화시켜 평균토크제어를 수행한 시뮬레이션 파형을 보여준다.



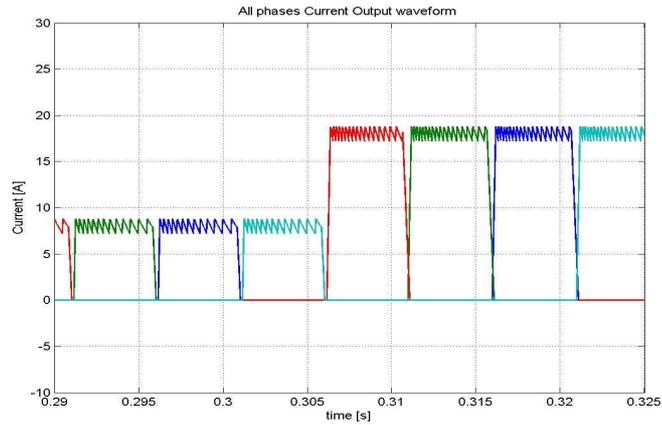
(a) Current waveform



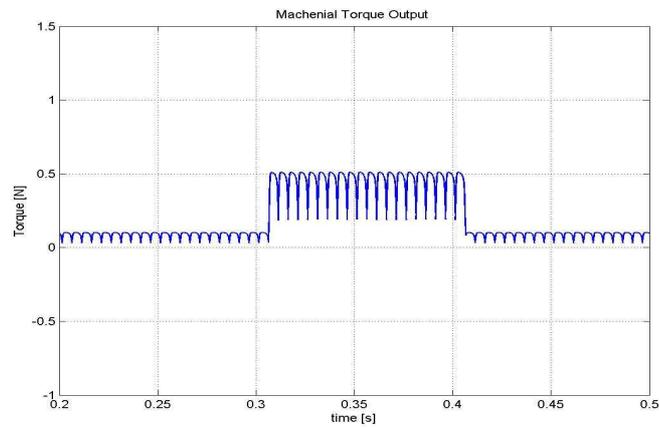
(b) Torque waveform

Fig. 4-20 Minimum torque ripple operation at 500[rpm] with simulation

그림 4-21은 성능최적화를 통한 평균토크제어를 수행한 시뮬레이션 파형을 보여준다.



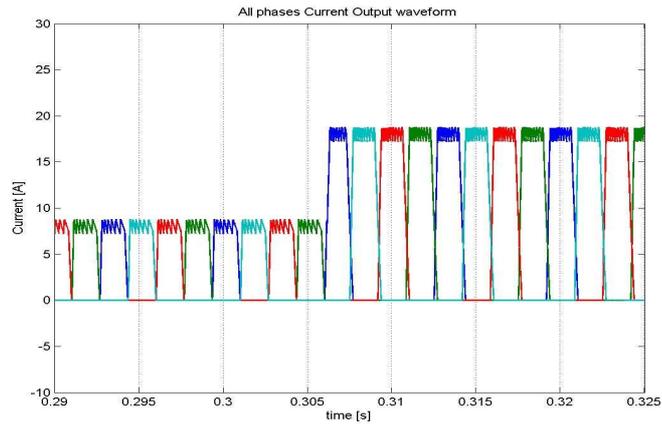
(a) Current waveform



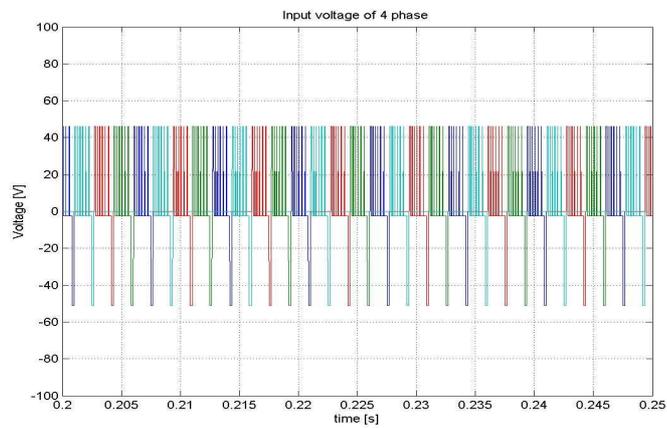
(b) Torque waveform

Fig. 4-21 Optimal commutation angle operation at 500[rpm] with simulation

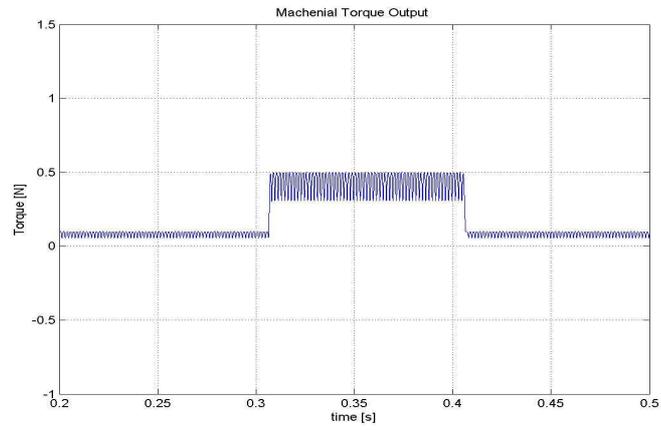
그림 4-22는 1500[rpm]에서 성능최적화를 통한 평균토크제어를 수행한 시뮬레이션 파형을 보여준다.



(a) Current waveform



(b) Voltage waveform



(c) Torque waveform

Fig. 4-22 Optimal commutation angle operation at 1500[rpm] with simulation

V. 실험

A. 실험장치

그림 5-1은 본 실험에 사용된 견인구동용 SRM 전동기를 분해하여 보여준다. 전동기는 크게 고정자와 회전자, 위치검출용 광센서, 리어커버관 통볼트, Bracket 등으로 구성되어 있다. 전동기의 모델명은 SR130S이고 최대효율은 94.6[%], 최대 권선온도는 180[°C]이고 8개의 권선 리드선과 6개의 센서를 가지고 있으며 정격 공급전압은 DC 48[V]이다.



Fig. 5-1 Exploded view of 8/6 SRM

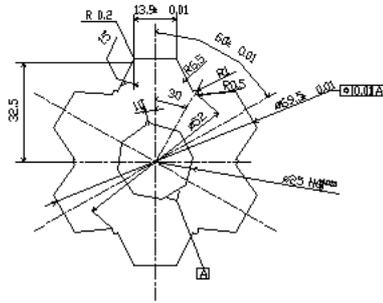
표 5-1은 전동기의 설계 파라미터를 보여준다. 실험에 사용된 전동기는 견인구동용으로 제작된 750[W]의 출력을 가진 4상의 고정자 8개와 회전자 6개를 가진 전형적인 형태의 SRM이다.

Table 5-1 Design parameter of the experimental SRM

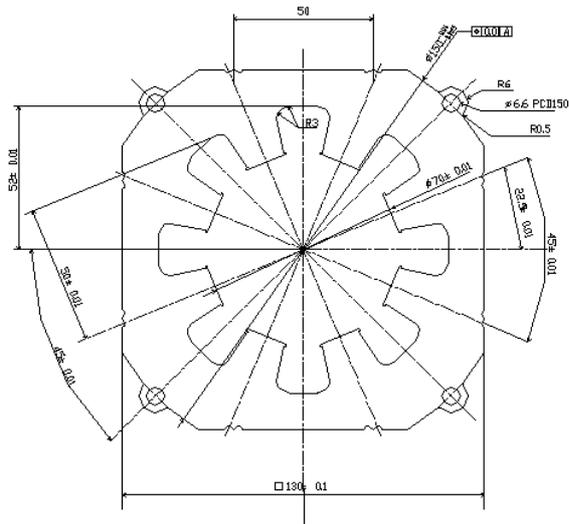
설계항목	설계정수
고정자 극수	8
회전자 극수	6
회전자 극호	45 °
회전자 외경	65 [mm]
회전자 호의 길이	13.9 [mm]
상당저항	23 [mΩ]
고정자 외경	130 [mm]
고정자 극호	22.5°
비정렬상태 인덕턴스	99 [μH]
정렬상태 인덕턴스	433 [μH]
공극	0.2 [mm]

전동기의 설계파라미터 외에 최대 마력은 1.1[HP]이고 HP Constant는 0.6[HP]이다. 최대 속도는 15,000 [rpm]이고 기저속도는 3,000[rpm]이다. 외부장치와 연결이 가능한 샤프트의 직경은 14[mm]이고 무게는 4.4[kg]으로 유도전동기에 비해 상대적으로 부피가 작다.

그림 5-2는 실험에 적용된 SRM의 고정자와 회전자의 설계치수를 보여준다. 플랜지 볼트 홀의 직경은 10[mm]로 4개로 고정되고, 플랜지 크기는 130[mm]이다.



(a) Cross-sectional view of rotor



(b) Cross-sectional view of stator

Fig. 5-2 Rotor and stator dimensions of SRM

그림 5-3은 본 실험을 위해 제작된 8/6 SRM용 비대칭 브리지 드라이버 회로도를 나타낸다. 견인구동용 전동기의 특성상 대전류 저전압회로의 설계가 고안되었다. 스위칭 소자로서는 600[V]/75[A]정격을 가진 1MBH75D-060S IGBT와 600[V]/80[A] Fast Recovery FBR080 다이오드가 드라이브의 설계에 적용되었다.

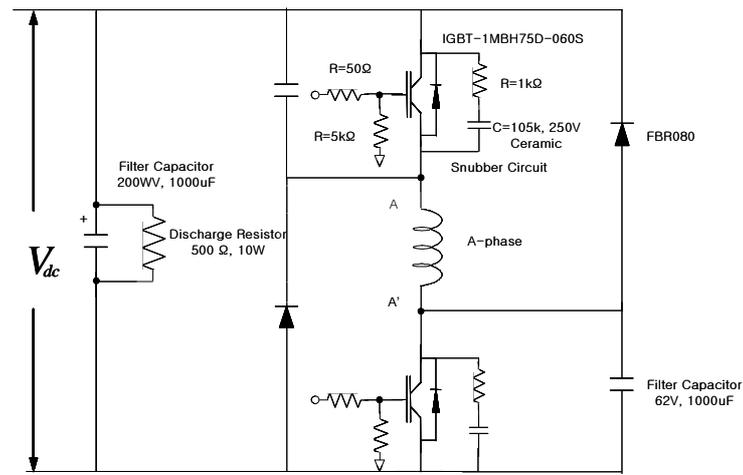


Fig. 5-3 Asymmetric bridge drive circuit for 8/6 SRM

DC link부는 전해콘덴서, 방전저항, 전류제한저항, DC reactor 등으로 구성되었고 컨버터부에서 정류된 DC 전압을 Filtering(평활)시키는 전해 콘덴서(CB), 전원 오프시 전해 콘덴서에 충전된 전압을 방전시키는 방전 저항(RB)와 인버터 운전 시 V_{dc} 에서 발생하는 스위칭 노이즈를 제거하기 위한 고주파용 고전압 Film 콘덴서(C), 그리고 입력전원 턴 온시 과전류에 의해 PM(IPM., TR.)소자의 손상을 방지하는 전류제한저항(R_s)와 RLY(84a)로 구성된다. 또한, 인버터 출력단 단락 및 기타 문제발생시 과

전류에 의한 전력용 반도체 소자의 손상 방지용 DC reactor가 포함되어 있다.

그림 5-4는 비대칭 브리지 컨버터의 스위치의 게이트회로를 보여준다. 게이트소자는 Toshiba 社의 TLP250을 적용하였다. TLP250은 Power MOSFET Gate Drive 소자로 GaAlAs 광 에미터 다이오드와 집적된 광 커플로 구성되어있고, 입력 Threshold 전류, $I_F = 5 [mA](max)$, 스위칭 시간, $t_pLH/t_pHL = 1.5 [\mu s](max)$, 절연전압 $V_{iso} = 2500 [V_{rms}](min)$ 로 우수한 절연특성과 스위칭 시간을 확보하고 있다.

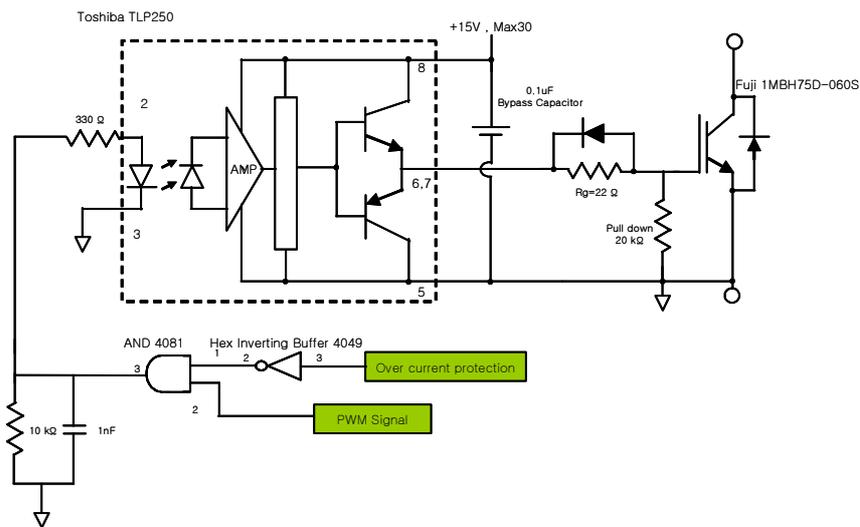


Fig. 5-4 Circuit of gate drive & IGBT

그림 5-5는 3개의 OP AMP로 이루어진 SMD의 회로도를 보여준다. OP Amp를 이용하여 설계된 아날로그 SDM의 각 부 과정을 나타낸 것이다. V_{in} 을 통해 SDM의 기준입력이 들어오면 비교기와 적분기를 통해 발생된 오차가 검출되는 회로이다.

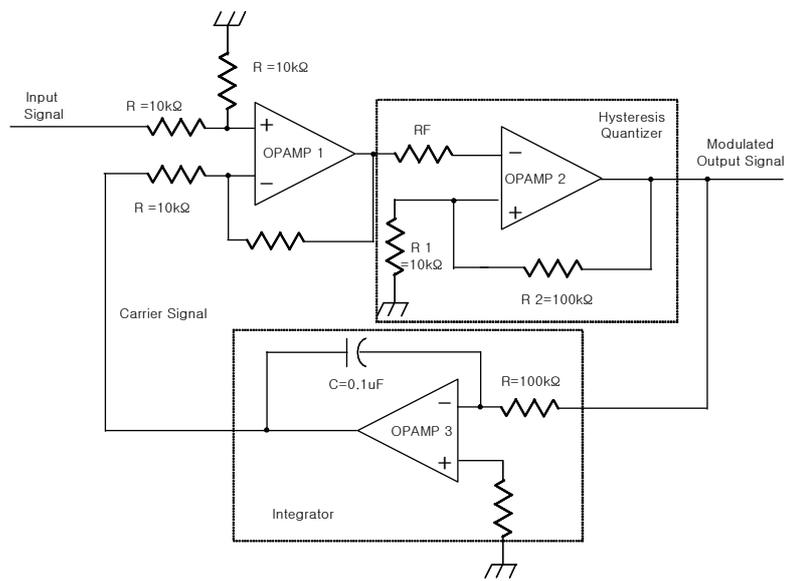


Fig. 5-5 Analog circuit for SMD

그림 5-6은 전체 시스템 블록다이어그램을 보여준다. PI 제어부에서는 지령속도와 평균토크 제어기에서 연산된 토크와의 오차를 비례-적분하여 실제값이 지령치를 추종할 수 있도록 제어하였다. 평균토크제어방식은 평균토크를 연산하여 토크지령을 추종하도록 하는 토크제어방식이다. 최적각 제어부는 검출된 각각의 전류와 절대형 엔코더를 통해 획득된 데이터를 이용하여 최적의 턴 온각을 및 턴 오프각을 연산하도록 하였다. 연산된 결과를 PWM 제어하도록 하기 위해 TPU에서 게이트 펄스 신호를 생성하도록 하였다. 점선의 마이크로 컨트롤러부는 최대 12[MHz]의 클럭주파수를 가지며 TPU의 생성신호는 최대 10[KHz]이다. 디지털 I/O Port, A/D 컨버터의 활용범위를 높이기 위해서 별도의 센싱회로를 통해서 구현하였고, 샘플링 시간은 10[μ s]이다.

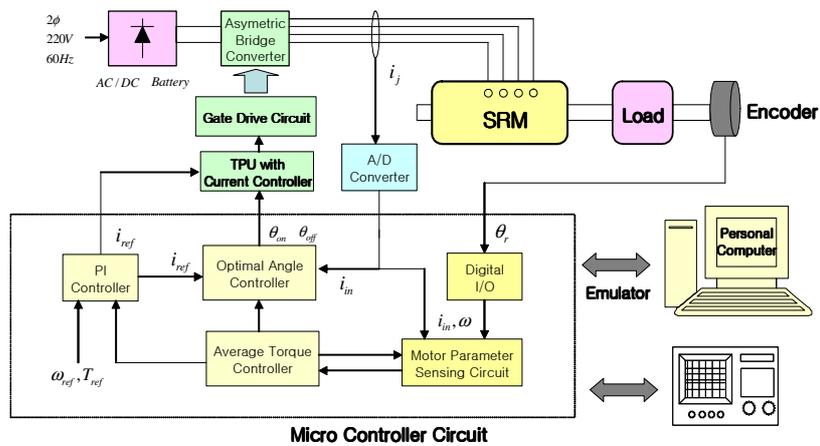


Fig. 5-6 Block diagram of experimental setup

실험을 위해 설계된 구동시스템에서 회전자 위치정보는 외경 50[mm]의 축형엔코더로 절대형 엔코더(Absolute Encoder)를 이용하였다. 엔코더의 응답속도는 T_{on} 과 T_{off} 의 시간이 각각 80[nsec]이고 기동토크는 0.004[Nm]이하이고 분해능은 360[°]이다. 따라서 1회전당 10Bit BCD 코드가 생성되어 출력되고 이를 다시 10분할시킴으로서 소수점 0.1자리까지의 정확한 위치정보를 획득 할 수 있다.

그림 5-7은 절대형 엔코더의 360분할된 BCD 코드를 나타낸다.

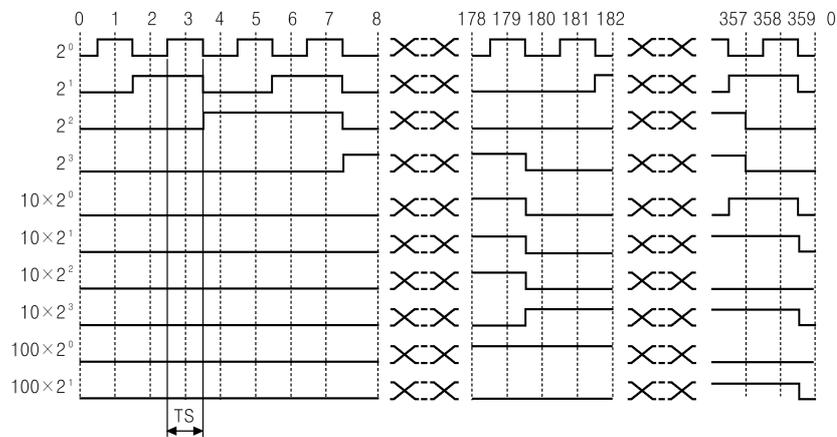


Fig. 5-7 360 division BCD code output

오차는 $T_s \pm 25'$ 이고, 정논리 출력이고 부논리 출력은 역상이 된다. 제어출력은 PNP 오픈컬렉터출력방식이고 최대 응답주파수는 최대응답수파수/분해능 $\times 60$ [sec]이다. 또한 엔코더의 최대속도인식은 3000[rpm]까지이다.

그림 5-8은 본 실험을 위한 실험장치의 사진을 보여준다. 토크와 속도 측정을 위해 사용된 다이내모미터는 프랑스의 LS RELOY SOMAR사의 제품을 이용하여 측정하였다. 부하는 속도변동에 관계없이 일정한 부하를 인가할 수 있는 브레이크 파우더를 통해 부하를 인가하는 방식으로 브레이크 지령치를 조절하여 브레이크의 토크변동을 용이하도록 되어있다. 실험을 위한 전원은 DC 파워 서플라이를 통해서 공급받고 있다.

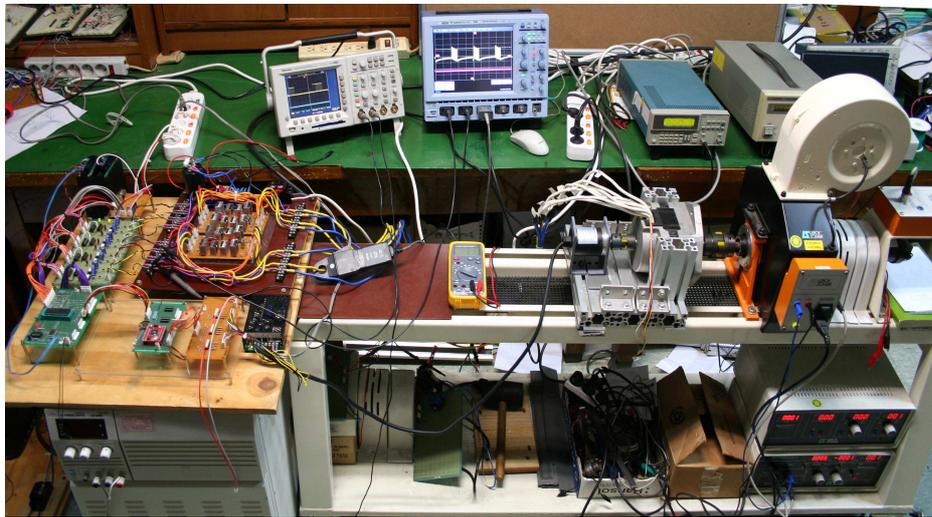


Fig. 5-8 Photograph of experimental setup

B. 실험결과 및 고찰

구성된 시스템을 이용하여 제안된 알고리즘을 구현시켜 실험한 결과와 그에 대한 고찰을 수행한다. 그림 5-9는 IGBT의 500[rpm] 무부하 정상상태에서의 A상의 게이트 입력파형을 보여준다. 본 실험에서는 에너지효율을 확보하기 위해 Upper Level의 스위치를 초핑시키는 방식을 채택하였다. 따라서 전류지령치에 추종하는 펄스신호가 Low Level의 스위치에서 초핑되고 Upper Level의 신호는 연산된 턴 온각과 턴 오프각 신호를 TPU에서 생성하여 이를 게이트신호로 이용한다.

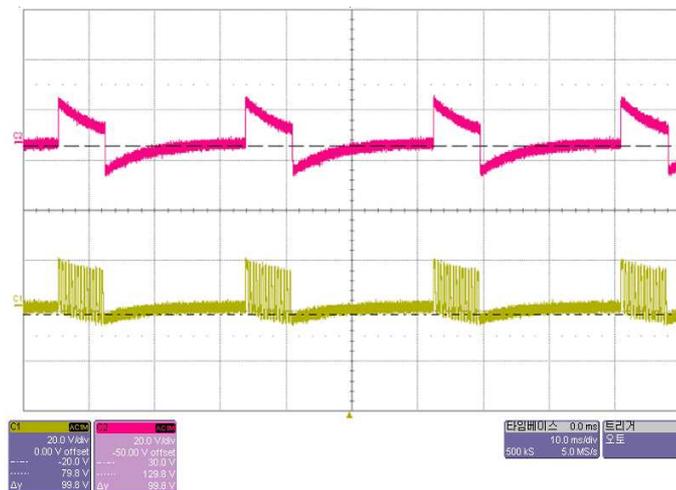


Fig. 5-9 IGBT gate input voltage (20V/10ms)

그림 5-10은 상권선에 인가되는 전압 파형을 보여주고 있다. A, B, C, D상에 순차적으로 전원전압이 인가되는 전형적인 형식을 보이고 있으며 자속쇄교의 상승과정에서 발생하는 두 부분의 섹션 중 지령 전류치까지의

상승분인 θ_1 시간까지의 동작과 히스테리시스제어되는 부분에서 전류시점, 즉 턴 오프되는 각도의 설정에 따라 전압이 인가됨을 보여준다. 특히, 전류제어에 따른 전류지령치를 충실히 수행하기 위한 전압과형이 나타난다.

턴 오프시에 발생하는 스너버를 차단하기 위한 RC 스너버회로를 사용하여 수십[KHz] 주파수영역에서 나타나는 스너버전압이 상당히 억제되는 현상을 확인 하였다.

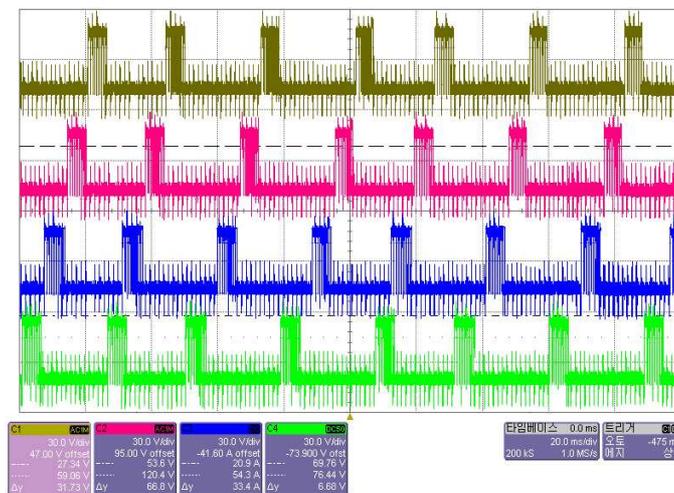


Fig. 5-10 SRM supplied phase voltage waveform

그림 5-11은 일정속도영역에서 4개 상의 각각의 상전류를 출력과형을 보여준다. SRM은 회전자 위치 및 부하토크의 크기에 적합한 전류형상이 필요하다. 이러한 전류형상을 구현하기 위해 순시전류의 크기를 제어할 수 있도록 순시가변 전압원을 인가하여야 한다. 본 연구에서는 순시적인 가변전압을 발생시키기 위해 시그마-델타변조기법을 이용하여 제어하였다. 이때 델타변조기법에서 전류밴드폭은 2[A]로 설정하였다. 500[rpm]으로 운전시에 전류의 출력과형은 평활토크를 발생시키고 에너지효율을

확보하기 위해 Top Flat Form의 전류파형을 레퍼런스 전류로 설정하였고 이를 추종함을 확인 할 수 있었다. 맥동전류의 전류밴드폭은 스위칭주파수를 높게하여 밴드폭을 줄임으로서 맥동전류를 저감시킬수 있으나 스위칭주파수가 높아짐으로서 전체 시스템의 효율저감을 초래하는 단점이 있다. 따라서 밴드폭은 적절한 절충이 필요하므로 본 실험에서는 인가전류의 20[%]범위를 선택하였다.

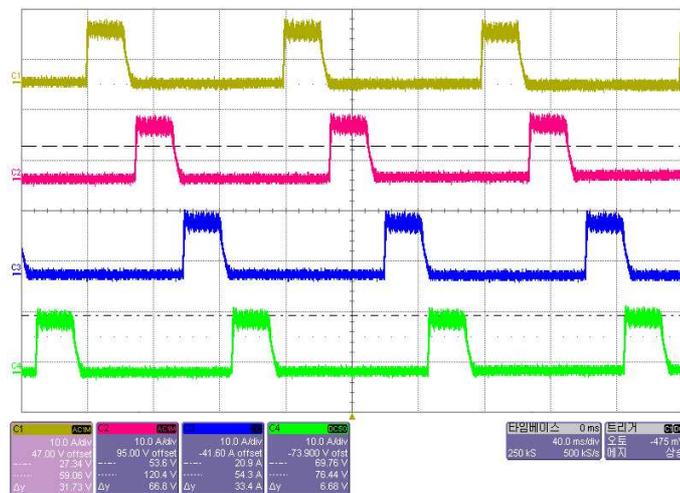


Fig. 5-11 Current waveforms at constant speed (10A/40ms)

그림 5-12는 최대에너지 효율을 가진 운전을 통한 4개 상의 전류파형을 보여준다. 각각의 상전류는 최대 효율을 확보하기 위해 턴 온각을 13.2°로 설정되어 충분한 전류의 환류시간을 확보한다. 확보된 전류시간은 전력회로의 두개의 다이오드를 통해서 환류되고 여자상에 잔류하는 전류를 회생시켜 에너지효율을 최대화 한다.

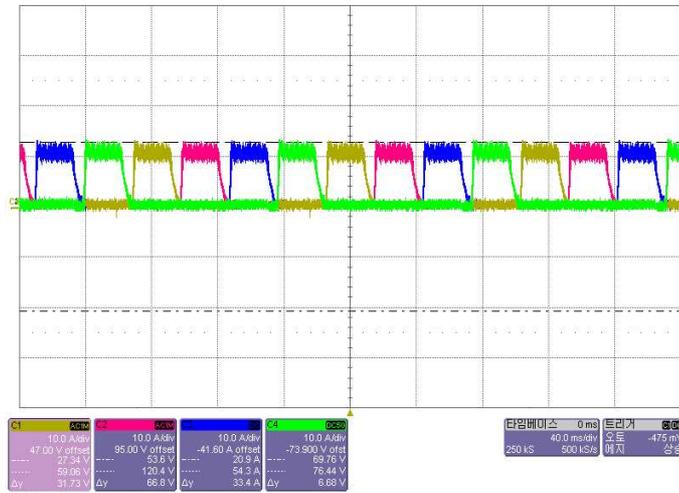


Fig. 5-12 Maximum energy efficiency current waveforms (10A/40ms)

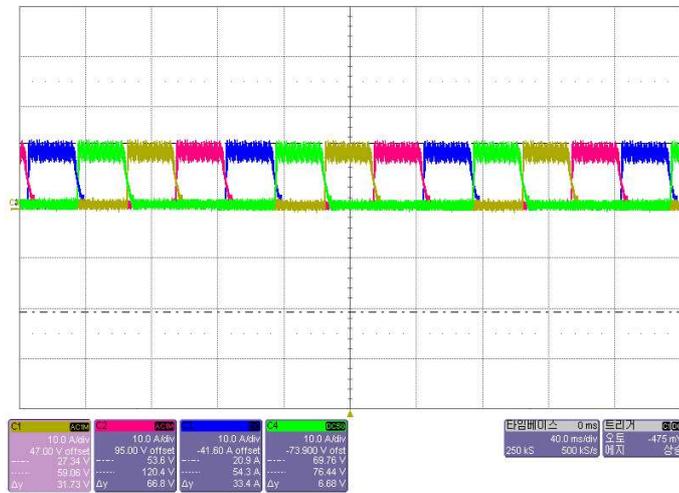


Fig. 5-13 Torque ripple minimization control applied current waveforms (10A/40ms)

그림 5-13은 여자상의 턴 오프 스위칭각이 14.8° 로 스트로크 각인 15° 에 가깝도록 설정하고 동작시킨 전류파형이다. 이는 이웃한 상이 턴 온되기 직전까지 턴 오프각을 유지시킴으로서 토크리플을 저감시키도록 전류파형을 생성시켰다.

그림 5-14는 최적의 턴 오프각제어를 통한 전류출력파형을 보여준다. 제안된 최적의 턴 오프각을 획득하는 연산방식을 통해서 최적의 각도를 연산시킴으로서 획득되는데 본 실험에서는 제안된 계산방식을 통해서 14.2° 로 계산되었다.

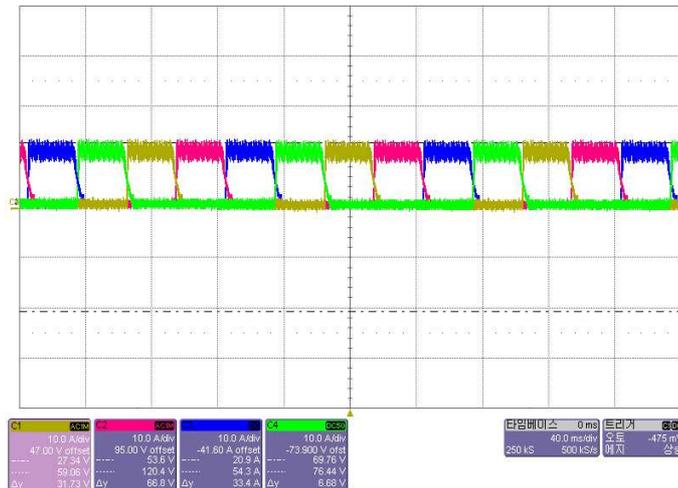


Fig. 5-14 Optimal turn off angle control applied current waveforms (10A/40ms)

그림 5-15는 500[rpm]의 속도응답특성을 보여준다. 실험에 적용된 전동기 속도는 전류파형과 토크파형이 잘 관찰될 수 있는 속도영역이 선택되었고, 엔코더를 비롯한 전동기 파라미터를 검출하는 센싱회로의 동작주파수에 맞춰 동작하도록 이를 고려하여 속도지령치를 설정하였다.

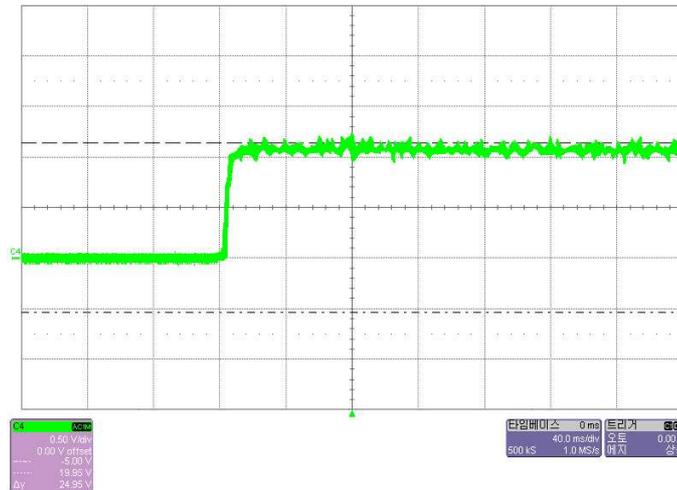


Fig. 5-15 SRM speed waveform (250rpm/10ms)

그림 5-16은 최대에너지효율을 가진 제어방식에서의 토크 출력파형을 보여준다. 여자상 사이의 토크 Dip이 상대적으로 크지만 전류가 충분히 환류되는 시간을 확보하여 에너지 효율은 높으며 토크 리플율은 약 2.6으로 나타남을 확인 할 수 있다.

그림 5-17은 토크리플의 최소화를 위한 제어방식이 적용된 토크의 출력파형을 보여준다. 토크의 리플율은 0.5이하로 낮게 나타났지만 에너지효율은 상대적으로 낮다.

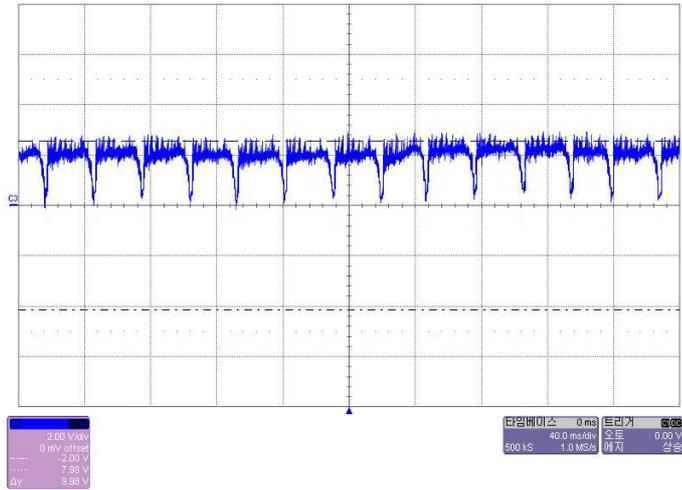


Fig. 5-16 Maximum energy efficiency torque waveform (0.5Nm/40ms)

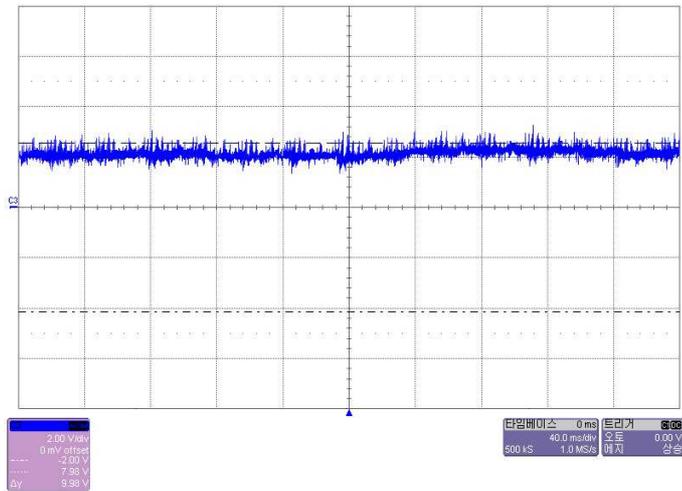


Fig. 5-17 Torque ripple minimization control applied torque waveform (0.5Nm/40ms)

그림 5-18은 최적의 턴 오프각 제어가 이루어진 무부하 토크의 출력과형을 보여준다. 최적의 턴 오프각을 연산하기 위한 제안된 알고리즘을 통해 일정한 턴 온각과 가변 턴 오프각, 즉 토크각의 변화에 대응하는 제어 방식이 적용된 실험에서 리플율은 1.4, 에너지효율은 약 62[%]로 각각 나타났다. 오실로스코프의 스케일은 세로축이 0.5[N]이고 가로축이 40[ms]로 설정하여 관찰한 결과를 보여준다.

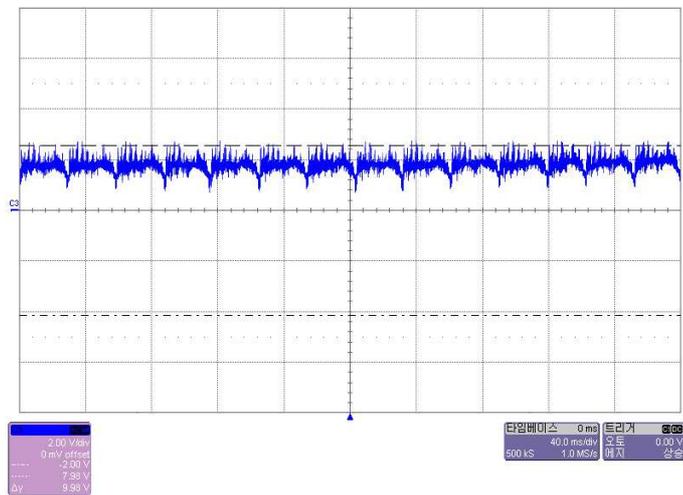


Fig. 5-18 Optimal control applied torque waveform
(0.5Nm/40ms)

그림 5-19는 토크변동에 의한 각각의 상전류의 변화를 보여준다. 토크 지령은 0.5[Nm]으로 운전하다 부하를 0.7[Nm]의 스텝변화 시켰을 때, 전류의 동작과형을 보여준다. 평균토크제어방식이 적용된 실험이므로 기준상의 연산을 통해 평균 토크값이 연산되고 다른 상은 기준상에 추종하여 토크를 발생시키도록 제어된다.

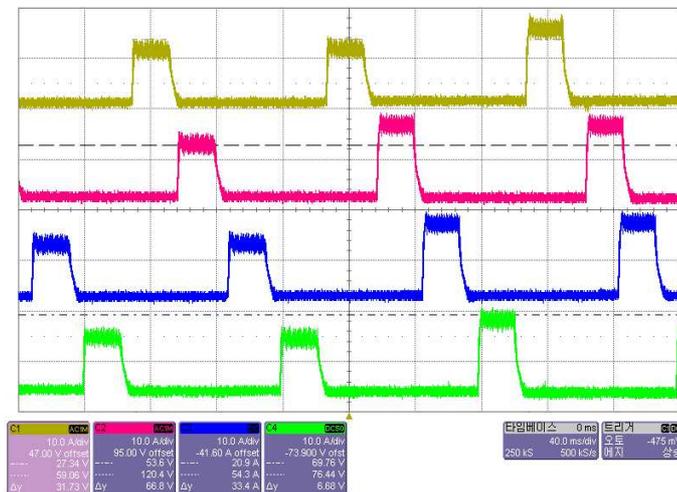


Fig. 5-19 Current waveforms with pulse variation for torque(10A/40ms)

그림 5-20은 평균토크제어방식이 적용된 최적의 턴 오프각제어방식의 토크 변동특성에 대한 출력파형이다. 토크의 변동은 0.5[Nm]에서 0.7[Nm]로 변동시켰으며 토크의 변동폭은 0.2[Nm]로 25[%]의 변동을 가했다. 에너지효율과 토크리플저감이라는 두가지의 조건을 모두 충족시키기 위한 최적의 턴 오프각이 설정되었고 그에 따라 적용된 평균토크제어방식은 기준전류와 구동전류의 조건에 따라 그 동작특성을 보였고, 상전류의 소호시 구동전류는 지령전류를 추종했지만 최적의 전류각의 설정으로 인해 맥동토크가 상전류의 중첩구간에서 약간 발생한다. 맥동토크 성분은 1.4로 나타났으며 에너지효율은 62[%]로 나타났다.

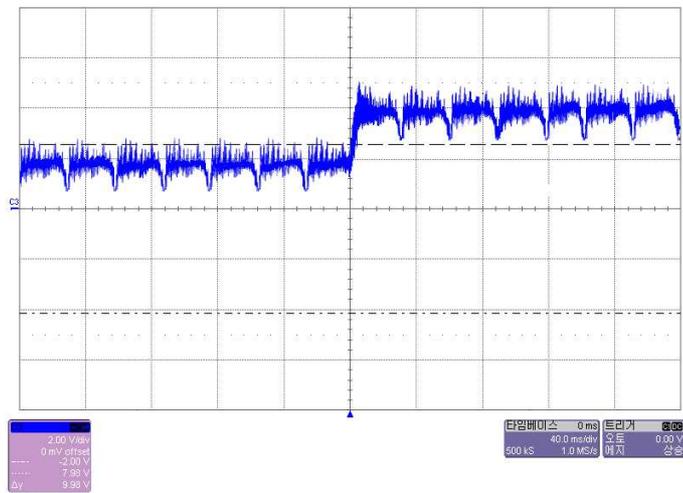


Fig. 5-20 Optimal control applied average torque waveform
(0.5Nm-0.7Nm/40ms)

그림 5-21은 토크변동에 의한 속도와 토크의 변화를 보여준다. 0.5[N]에서 1[N]으로 200[ms] 동안에 펄스형의 토크지령을 변경했을 때 토크의 출력이 이를 추종함을 관찰 할 수 있었다. 일정속도 영역에서 토크의 변동에 따라서 속도의 변화가 관찰되었으나 약 30[ms] 이내에서 정상속도로 복귀함을 관찰할 수 있었다.

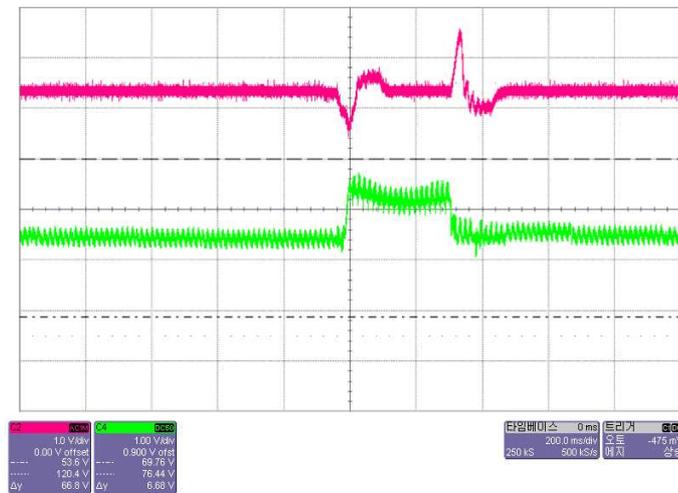


Fig. 5-21 Response of the optimal 8/6 SRM drive to an abrupt load torque demand (250rpm/1N/200ms)

SRM에 대한 실험은 견인구동용 8/6 SRM에 대한 최적의 턴오프각을 연산하고 이에 대한 평균토크제어를 수행하였다. 시험속도인 500[rpm]의 속도로 운전하는 SRM의 전류파형을 측정하였고 설계된 제어기에 따라 전류의 파형은 중·저속 동작에 전형적으로 적용되는 전류의 상단평활한 출력파형을 보이고 시그마-델타변조에 따른 전류지령치를 충실히 추종한 전류파형이 관찰되었다.

그림 5-22는 실험결과에 따른 토크리플성분을 분석하여 차트로 보여준다. 최대효율제어, 최소토크제어, 최적제어 방식의 세 가지로 나누어 실험한 바 이에 따른 결과를 차트로 나타내었다. 최대효율제어인 경우 토크리플 성분이 1[Nm]의 부하토크가 가해지는 경우, 약 2.6을 나타내었고, 최소토크리플제어에서는 0.5이하로 나타났다. 또한 최적의 제어방식은 약 1.4로 나타나서 토크리플성분은 최소토크리플제어보다 크게 나타났지만 토크가 증가함에 따라 토크리플은 상대적으로 감소함을 보였다.

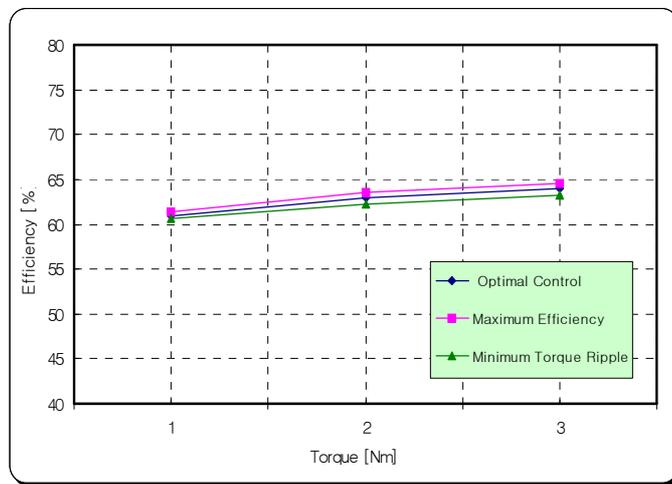


Fig. 5-22 Comparison of optimal control with maximum energy efficiency and minimum torque ripple operation

그림 5-23은 에너지효율에 대한 세 가지 제어방식의 비교를 차트를 통해 확인해 볼 수 있다. 전류소호구간이 확립된 최대효율제어방식에서는 에너지효율이 63[%]로 나타났으며 토크리플 최소제어방식은 전류소호구간이 확보되지 않아 에너지 회수율이 낮아져 에너지효율이 약 61[%]로

상대적으로 낮았다. 그러나 최적의 톨 오프각제어 방식이 적용된 최적제어에서는 효율이 62[%]로 나타났다. 또한 부하토크량이 증가함에 따라 에너지효율은 톨리플의 감소와 마찬가지로 동일한 비율로 증가함을 보이고 있다.

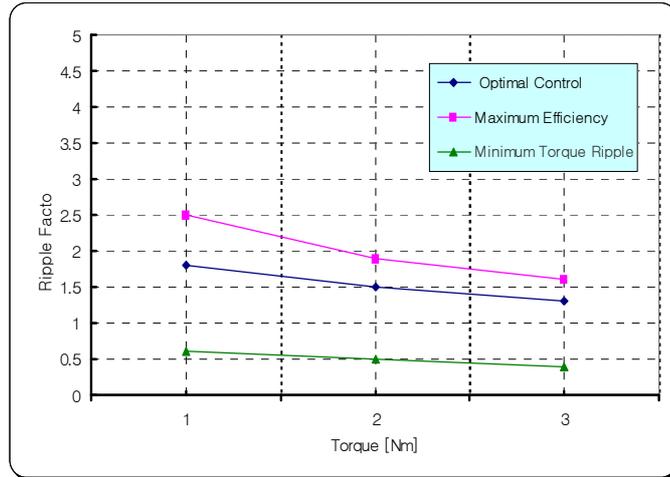


Fig. 5-23 Comparison of optimal control with maximum energy efficiency and minimum torque ripple operation

VI. 결 론

SRM은 구조가 간단하고 견고하며 속도범위가 넓고 고속특성과 정·역회전특성이 우수하다. 또한 각 상의 절연은 단락사고에 대한 염려가 없는 장점이 있다. 그러나 이러한 장점에도 불구하고 전동기의 기계적 제작특성에 기인한 가변 인덕턴스의 비선형성과 맥동성분이 포함된 펄스전류에 구동되는 본질적인 특성으로 인해 토크맥동과 속도변동율이 커서 안정적인 운전에 취약한 특성을 가짐으로 그 활용분야에 많은 제약이 따른다.

본 논문에서는 8/6 스위치드 릴럭턴스 전동기의 효율향상과 토크리플저감을 목적으로 하는 최적의 턴 온, 오프 각의 연산을 통해 최대효율제어, 최소토크제어, 최적제어 방식의 실험을 통해 제안된 시스템의 성능분석을 수행하였고, 또한 토크제어 방식에서는 평균토크제어방식을 구현하여 그 성능을 실험한 결과,

1. 전원전압이 48[V]인 견인구동용 4상 8/6 SRM의 구동시스템을 8개의 IGBT와 8개의 다이오드로 구성되는 비대칭 브리지 드라이브 및 게이트드라이브의 구현하여 테스트 시스템을 구현하여 저전압 대전류의 구동용 드라이브로 구현하여 서보드라이브로서의 특성에 관한 연구를 수행함으로써 견인구동용 전동기로서의 동작가능성을 검증하였다. 따라서 현재 대두되는 하이브리드 자동차등의 견인구동용장치에 적용가능성을 검증하였다.
2. SRM의 실용화를 위한 에너지 효율과 토크리플 저감 특성을 만족하는 최적의 턴 온각과 턴 오프각의 설정을 통해 최적의 토크각을 활용하여 시스템 성능최적화를 구현하였다. 전동기의 운전중에 획득된 파라미터

를 통해 전동기시스템이 제어되는 자기동조기법이 확립되어 전동기 효율을 높이고 진동과 소음에 대한 이해를 통해 최적 효율의 제어기법을 제안하고 실험을 통해 이를 입증하였다. 이런 방식은 전동기의 종류와 상관없이 최적의 스위칭 조건을 확보할 수 있다는 장점이 있다.

3. 상간 전류중첩을 고려한 평균 토크제어 알고리즘을 개발하여 토크변동에 대한 토크제어를 수행하였고 각 상의 전류의 출력에 대한 토크프로파일을 확보하여 이에 대한 평균토크를 수행함으로써 성능의 최적화를 위한 제어방식을 실험을 통해 입증하였다.

제안된 제어방식과 시스템은 견인구동용이나 차량용 응용장치 및 전동기구의 실질적이 활용에 적용될 수 있고, 부하변화에 대한 적응성과 부하정보의 불필요로 인한 경제성과 신뢰성을 바탕으로 고효율의 에너지 절감 분야에 능동적으로 활용가능하다. 따라서 활용분야로는 전기자동차, 콤프레셔, 고속팬, 견인구동장치, 가전용전동기구등에 그 활용가능성 높다.

향후, 본 논문에서 제안한 시스템의 현장 적용시험(Field Test)을 통한 신뢰성 확보와 소형화를 실현하고 스위치드 릴럭턴스전동기의 보급확대와 다양한 적용이 가능하도록 지속적인 연구가 진행되어야 할 것으로 사료된다.

참 고 문 헌

- [1] Christos Mademlis and Iordanis Kioskeridis "Performance Optimization in Switched Reluctance Motor with Online Commutation Angle Control" IEEE trans. on energy conversion, vol. 18, NO. 3, pp. 448-457, September 2003,
- [2] B. K. Bose, T. J. E. Miller, P. M. Szczesny, and W. H. Bicknell, "Microcomputer Control of Switched Reluctance Motor", IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. IA-22, pp. 708-715, Jul./Aug. 1986.
- [3] P. J. Lawrenson, J. M. Stephenson, P. T. Blenkinsop, J. Corda, and N. N. Fulton, "Variable Speed Reluctance Motors", Proc. Inst. Elect. Eng. B, vol. 127, no. 4, pp. 253-265, Jul. 1980.
- [4] K. Russa, I. Husain, and M. E. Elbuluk, "A Self-tuning Controller for Switched Reluctance Motors", IEEE Trans. Power Electron., vol. 15, pp. 545-552, May 2000.
- [5] J. M. Stephenson, A. Hughes, and R. Mann, "Torque Ripple Minimization in a Switched Reluctance Motor by Optimum Harmonic Current Injection", Proc. Inst. Elect. Eng.-Elect. Power Allcat., vol. 148, no. 4, pp. 322-328, Jul. 2001.
- [6] Feel-Soon Kang and Sung-Jun Park, "A Linear Encoder Using a Chiaroscuro and Its Extension to Switched Reluctance Motor Drive", Energy Conversion and Management, vol. 46, Issues 7-8, pp. 1119-1128, May 2005.
- [7] Yusuf Ozoglu, Muhammet Garip and Erkan Mese, "New Pole Tip Shapes Mitigating Torque Ripple in Short Pitched and Fully Pitched Switched Reluctance Motors", Electric Power Systems Research, vol.

74, Issue 1X, pp. 95-103, May 2005.

- [8] D.S. Reay, T. C. Green and B. W. Williams, "Neural networks used for Torque Ripple Minimization from a Switched Reluctance Motor", IEEE Trans. Ind. Applicat. vol. 35, pp. 461-468, Mar/Apr. 1999.
- [9] J. Y. Le Chenadec, B. Multon and S. Hassine, "Current feeding of switched Reluctance Motor: Optimization of the current waveform to minimize the torque ripple ", in Proc. IMACS-TCI 4th Int. Conf., pp. 267-272 July 1993
- [10] J.J. Gribble, P.C.Kjaer, T.J.E. Miller, "Optimal Commutation in Average Torque Control of Switched Reluctance Motors", IEE, Proc.-Electr. Power Appl., vol. 146, No.1, pp. 2-10, Jan. 1999.
- [11] Robert B. Inderka, Rik W. A. A. De Doncker, "High-Dynamic Direct Average Torque Control for Switched Reluctance Drives", IEEE Transac. on Indus. Applica., vol. 39, No. 4, pp. 1040-1045, Jul./Aug. 2003.
- [12] R. K. Steele, B. Sc., C. Eng., M. I. E. E., "Delta Modulation System", A HALSTED PRESS BOOK., 1975.
- [13] P. J. Lawrenson, J.M. Stephenson, P. T. Blenkinsop, J. Corda, and N. N. Fulton, "Variable Speed Reluctance Motors," Proc, inst. Elect. eng. B, vol. 127, no. 4 pp.253-265, Jul. 1980.
- [14] M. R. Harris, J. W. Finch, J. A. Mallick, and T. J. E. Miller, " A Review of the Integral-horsepower Switched Reluctance Drive," IEEE Trans. ind. Applicat., vol. IA-22, pp. 716-721, Jul./Aug. 1986.
- [15] T. J. E. Miller, "Electronic Control of Switched Reluctance Machines" London, U.K.: Magna Physics Publishing and Oxford Univ. Press.

2001.

- [16] B. K. Bose, T. J. E. Miller, P. M. Szczesny, and W. H. Bicknell, "Microcomputer Control of Switched Reluctance Motor," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. IA-22, pp. 708-715, July/Aug. 1986.
- [17] S. Mir, I. Husain, and M. E. Elbuluk, "Switched reluctance motor modeling with on-line parameter identification," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 34, pp. 776-783, July/Aug. 1998.
- [18] 김기수 "스위치드 릴럭턴스 전동기 구동을 위한 전류형 컨버터에 관한 연구", 공학석사학위논문, 建國大學校 大學院, 1996.
- [19] 김기운, "스위치드 릴럭턴스 電動機의 經濟的인 驅動 시스템에 관한 研究", 공학박사학위논문, 성균관대학교 대학원, 1995.
- [20] 최재학 "유한요소법을 이용한 스위치드 릴럭턴스 전동기의 구동 특성 향상을 위한 설계", 공학박사학위논문, 한양대 대학원, 2000.
- [21] J. M. Stephenson, A. Hughes, and R. Mann, "Torque Ripple Minimization in a Switched Reluctance Motor by Optimum Harmonic Current Injection," *Proc. Inst. Elect. Eng.-Elect. Power Applicat.*, vol. 148, no. 4, pp. 322-328, July 2001.
- [22] N. C. Sahoo, J. X. Xu, and S. K. Panda, "Low Torque Ripple Control of Switched Reluctance Motors Using Iterative Learning," *IEE Trans. Energy Conversion*, vol. 16, pp. 318-326, Dec. 2001.
- [23] P. L. Chapman and S. D. Sudhoff, "Design and Precise Realization of Optimized Current Waveforms for an 8/6 Switched Reluctance Drive," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 17, pp. 76-83, Jan. 2002.
- [24] K. I. Hwu and C. M. Liaw, "Intelligent Tuning of Commutation for

- Maximum Torque Capability of a Switched Reluctance Motor," IEEE Trans. Energy Conversion, vol. 18, No. 1, pp. 113-120, Mar. 2003.
- [25] Y. G. Dessouky, B. W. Williams, and J. E. Fletcher, " A novel Power Converter with Voltage-boosting Capacitors for a Four-phase SRM Drives," Proc. inst. Elect. Eng.-Elect Power Applicat., vol. 147, pp. 337-344, 2000.
- [26] R. Krishnan, "Switched Reluctance Motor Drives" Orlando, FL: CRC 2001.
- [27] 최규동 "지능제어알고리즘을 이용한 SRM센서리스 속도제어",공학박사학위논문, 충남대학교 대학원, 1999.
- [28] Sang-Hun Lee, Feel-soon Kang, Sung-Jun Park, Su Eog Cho and Man Hyung Lee,"Single-stage Power-factor-corrected Converter for Switched Reluctance Motor Drive", Electric Power Systems Research, vol. 76, Issues 6-7, pp. 534-540, Apl. 2006.
- [29] N.K. Sheth, A.R.C. Sekharbabu and K.R. Rajagopa,"Effects of Inter-turn Fault in Phase Winding on the Performance of Multi-phase Doubly Salient Motors", Journal of Magnetism and Magnetic Materials, Corrected Proof, Available online 9, Mar. 2006.
- [30] F. Filicori, G. C. Lo Bianco and A. Tonielli, " Modeling and Control Strategies for a Variable Reluctance Direct-drive Motor," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 40, pp. 105-115, Feb. 1993
- [31] Yilmaz Sozer, David A. Torrey and Erkan Mese, "Automatic Control of Excitation Parameters for Switched Reluctance Motor drives," IEEE Trans. Power Electronics, vol. 18, No. 2, pp. 594-603, Mar. 2003.

- [32] Y. J. Wang, Y. Y. Sun, C. C. Huang and M. C. Tsai, "Rotor Position Detection of Switched Reluctance Motors Using FM Technique," Proc. 1999, IEEE ICCA Hawaii, pp. 939-944, Aug. 22-27 1999.
- [33] I. H. Al-Bahadly, "Analysis of Position Estimation Method for Switched Reluctance Drives," Proc. IEEE International Workshop, DELTA 2002.
- [34] Steven E. Schulz and Khwaja M. Rahman, "High Performance Digital PI Current Regulator for EV Switched Reluctance Motor Drives," IEEE Trans. Industry applicat., vol. 39, No. 4, pp. 1118-1126, July/August 2003.
- [35] K. M. Rahman and S. E. Schulz, "Design of High Efficiency and High Density Switched Reluctance Motor for Vehicle Propulsion," in Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, pp.2104-2110, vol. 3, 2001.
- [36] H. Bausch, A. Greif, B. lange, and R. Bautz, "A 50kW/15000rpm Switched Reluctance Drive for an Electric Vehicle :Current Control and Performance Characteristics," in Proc. Int. Conf. Electrical Machines, pp. 603-607, Aug. 2000.
- [37] Horacio Vasquez, Joey Parker and Timothy Haskew, "Control of a 6/4 Switched Reluctance Motor in a Variable Speed Pumping Application" Mechatronics, vol. 15, Issue 9, pp. 1061-1071, Nov. 2005.
- [38] M. Ali Akcayol and Cetin Elmas, "NEFCLASS-based Neuro Fuzzy Controller for SRM Drive", Eng. Applica. of Artificial Intelligence, vol. 18, Issue 5, pp. 595-602, Aug. 2005.
- [39] Jawad Faiz and K. Moayed-Zadeh, "Design of Switched Reluctance Machine for Starter/generator of Hybrid Electric Vehicle", Electric Power Systems Research, vol. 75, Issues 2-3, pp. 153-160, Aug. 2005.

- [40] B.Fahimi, Raymond and B. Sepe Jr., "Development of 4-Quadrant Sensorless Control of SRM Drives Over The Entire Speed Range" IEEE, pp.1625-1632, 2002.
- [41] J. Wolff, R.Rahner and H.Spath, "Sensorless Speed Control of a Switched Reluctance Motor for Industrial Applications", Optimization of Electrical and Electronics Equipments-Brasov, pp.457-462, 1998.
- [42] Michael T. DirRenzo, "Switched Reluctance Motor Control-Basic Operation and Example Using the TMS320F240", Texas Instruments Applicat. Report, Feb. 2000.
- [43] Iqbal Husain and Mohanmmad S. Islam, "Observers for Position and Speed Estimations in Switched Reluctance Motors", Proc. of the 40th IEEE conf. on Decision and cont. 1, pp. 2217-2222, 2001.
- [44] Radim Visinka,"3-Phase SR Motor Control with Hall Sensors Using DSP56F80X",Technical Report, Freescale Semiconductor, Inc.,AN192/D, Apl. 2002
- [45] B.Fahimi,M. and A. Emadi,M., "Robust Position Sensorless Control of Switched Reluctance Motor Drives over the Entire Speed Range", IEEE, pp. 282-288, 2002.
- [46] Peter Omand Rasmussen, "Design and Advanced Control of Switched Reluctance Motors", Doctor of Philosophy in Electrical Engineering, Aalborg University, 2002
- [47] M.S. Islam, M.N.Anwar and I. Husain, "Design and Control of Switched Reluctance Motors for Wide-Speed-Range Operation", IEE Proc-Electr. Power Appl., vol.150, No.4, Jul. 2003.

- [48] D.G. Taylor, M. J. Woolley and M. Illic-Spong, "Design and Implementation of a linearizing and decoupling feedback transformation for switched reluctance motors", in Proc. 17th Symp. Incremental Motion Control Systems and Devices, Champaign, IL, pp. 173-184, Jun. 1988.
- [49] 표성영, 안진우, "PLL 제어 방식 SRM의 고효율 구동", 전력전자학회논문지 제5권 제3호, pp. 215-220, vol.4, 1997.
- [50] 신규화, "적응 관측기를 이용한 SRM가변속제어", 공학박사학위논문, 인하대학교 대학원, 2004.
- [51] Mohammed S. Arefeen, "Implementation of a Current Controlled Switched Reluctance Motor Drive Using TMS320F240", Applicat. Report SPRA282, Sep. 1998
- [52] Radun, A. V., "High Power Density Switched Reluctance Motor Drive For Aerospace Applications," IEEE Transactions on Industry Applications, vol: 28, pp 113-119, Jan./Feb. 1992.
- [53] 오인석, "SRM의 토크 맥동 저감에 관한 연구", 공학박사학위논문, 충남대학교 대학원, 1998
- [54] Radun, A. V. "Generating With the Switched Reluctance Motor," Proceedings of the Ninth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, vol 1, pp. 41-46, 1994.
- [55] Radun, A. V., "Design Considerations for the Switched Reluctance Motor," Transactions on Industry Applications, Sep./Oct., vol. 31, no. 5, pp. 1049 - 1087, 1995.
- [56] S. Paramasivam and R. Arumugam, "Hybrid Fuzzy Controller for Speed Control of Wwitched Reluctance Motor Drives", Energy

Conversion and Management, vol. 46, Issues 9-10, pp.1365-1378, Jun. 2005.

- [57] H. Goto, Y. Suzuki, K. Nakamura, T. Watanabe, H.J. Guo and O. Ichinokura, "A Multipolar SR Motor and Its Application in EV", Journal of Magnetism and Magnetic Materials, vol. 290-291, Part 2, pp. 1338-1342, Apl. 2005.

- [58] Shang-Hsun Mao and Mi-Ching Tsai, "An Analysis of the Optimum Operating Point for a Switched Reluctance Motor", Journal of Magnetism and Magnetic Materials, vol. 282, pp. 53-56, Nov. 2004.

- [59] Horacio Vasquez and Joey K. Parker, "A New Simplified Mathematical Model for a Switched Reluctance Motor in a Variable Speed Pumping Application", Mechatronics, vol. 14, Issue 9, pp. 1055-1068, Nov. 2004.

- [60] Wen-Nan Huang and Ching-Cheng Teng, "A Simple Reluctance-based Efficiency Control Strategy Taking Equivalent Magnetic Inductance into Account for the Switched Reluctance Motor Drives", Journal of Magnetism and Magnetic Materials, vol. 282, pp. 364-368, Nov. 2004.