

벡터제어를 이용한 전동차 구동 시스템

Development of Vector Controlled Traction System

배본호*, 설승기*, 김상훈**, 이일호***, 한성수***

Bon-Ho Bae*, Seung-Ki Sul*, Sang-Hoon Kim**, Il-Ho Lee*** and Sung-Soo Han***

ABSTRACT

This paper presents an application of vector control strategy for 1.2MVA IGBT traction drive for electric railway vehicle. The vector control requires the control of the phase and amplitude of output voltage vector[5]. But in case of traction system for railway vehicle, the one-pulse mode is used in order to utilize the link voltage fully[8]. So it is impossible to control the flux axis current and the torque axis current instantaneously and independently. So this paper proposes the vector control strategy with slip-frequency control at one-pulse mode. And precise switching technique between the two different control structures has been proposed. And the strategy was verified by experimental result with 1.2MVA IGBT inverter with four 210kW induction motors.

1. 서론

최근 철도 차량의 효율을 높이기 위해 보다 높은 가속도와 속도를 요구하고 있다. 그리고 동력차(motor car)에 대한 부수차(trailer car)의 비율이 줄고 있는 경향이다. 따라서 전동차 구동시스템에 있어서 더 빠른 감가속 능력 및 향상된 점착 성능이 요구된다. 기존의 유도전동기를 이용한 전동차 구동 시스템에서는 일정 자속 제어(일정 V/F 제어)를 이용한 슬립 주파수 제어가 사용되고 있다. 그러나 슬립 주파수 제어는 구배에서 기동시 기동 특성이 좋지 않으며, 토오크 제어에 있어 빠른 응답 특성을 구현할 수 없고 특히 주파수가 낮을수록 응답이 느리다. 이에 반해 벡터제어는 저속과 고속영역에 까지 순시적인 토크제어를 수행할 수 있어 벡터제어로 스칼라 제어를 대체하면 기동 및 저속영역에서 좋은 동특성을 나타내므로, 감가속 성능 및 점착성능의 향상을 도모할 수 있다. 벡터제어는 출력 전압벡터의 위상과 크기를 조절해야 한다[5]. 그러나 철도차량에 사용되는 전동차 구동 시스템의 경우에는 DC 링크 단의 전압 이용율을 최대화하기 위하여 6-스텝 스위칭 방법을 사용한다[8]. 고속으로 가속된 후에는 6-스텝 스위칭 방법을 사용하게 되는데 6-스텝 스위칭 방법을 사용하면 출력 전압의 크기는 DC 링크 단의 전압에 의해서 결정되게 된다. 따라서 6-스텝 스위칭 영역에서는 기존의 벡터제어의 적용이 불가능하다.

*서울대학교 전기공학부

**강원대학교 전기전자공학부

***한국철도차량주식회사 중앙연구소 전장품개발팀

본 연구에서는 이 문제를 해결하기 위해서 벡터 제어와 슬립 주파수 제어의 조합을 채택하였다. 본 연구는 산업자원부 중기거점 기술개발사업인 '전동차 추진장치 기술 개발 과제'의 일환으로 진행되었으며 2장에는 본 과제를 통해 개발된 전동차 구동 시스템이 개략적으로 서술되어 있다. 3장~6장에서는 제안된 제어의 구현 및 제어 모드간 전이를 위한 알고리즘이 기술되어 있으며, 7장에서는 실험결과 및 분석을 통해 제안된 알고리즘을 검증하고자 한다.

2. 전동차 구동 시스템의 전체 개요

이번 장에서는 1.2MVA IGBT 전동차 구동 시스템에 대해서 개괄적으로 설명한다. 주 회로도는 그림 1에 제시되어 있다. 직류 전압원은 가선을 통해 인버터에 직류 1500V를 공급한다. 입력부의 고속도차단기(High Speed Circuit Breaker)는 사고발생시 전류를 짧은 시간 내에 차단시켜 구동 시스템 및 변전소를 보호하는 기능을 한다. 필터 리액터와 필터 콘덴서로 구성된 입력 필터는 인버터 단과 전압원의 고조파 간섭을 차단하고 사고시의 전류의 돌입을 저감시키는 등의 기능을 한다. 전압원 인버터(Voltage Source Inverter)는 6개 IGBT 소자로 구성된 2레벨 인버터이다. 주전력소자로 IGBT를 사용하므로써 고속 스위칭을 가능하게 하고, 스너버(snubber)회로 등의 부가 회로를 제거하고 게이트 드라이버등이 간단한 구조로 설계되었다. 또한 과전압시의 보호기능 및 회생 제동을 위한 저항 및 IGBT로 구성된 초퍼가 설치되어 있는데, 특히 회생 제동시 가선이 전력을 수용할 수 없을 경우 단시간동안 저항을 통해 제동능력을 유지할 수 있게 설계되어 있다. 표 1은 6상 인버터 및 초퍼에 사용된 IGBT의 소자의 사양을 보여준다. 개발된 전동차 구동 시스템은 4개의 210kW 견인용 유도 전동기를 구동하며 표 2는 전동기의 사양을 보여준다. 동력차(motor car)와 부수차(driving trailer)의 설계 비율은 1이며, 1편성은 8량으로 4량의 동력차와 4량의 부수차로 이루어진다.

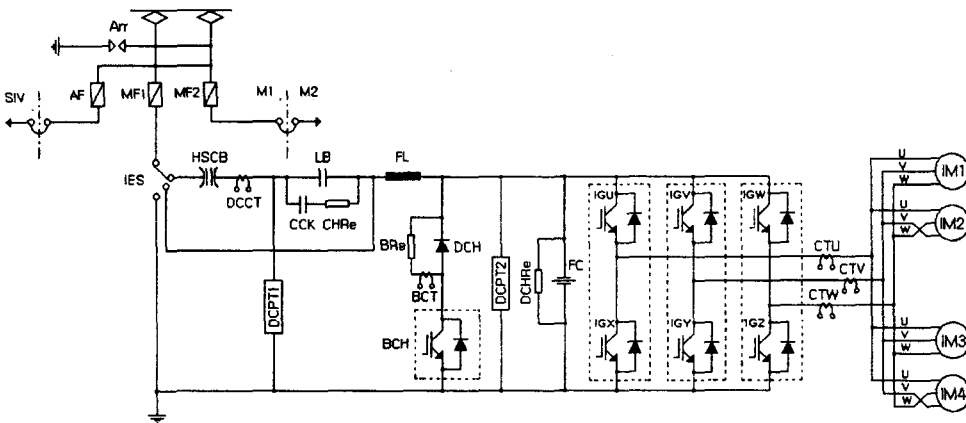


그림. 1 1.2MVA IGBT traction drive의 주회로도.

TABLE. 1 사용된 IGBT 의 사양

Model & Maker	FZ1200R33KF1 [EUPEC]
Collector-Emitter Voltage	3300V
DC-Collector Current	1200A

TABLE. 2 사용된 유도전동기의 사양

Rated Power	210kW
Rated Voltage(line-to-line)	1100V
Rated Frequency	60Hz

3. 제어 알고리즘의 전체 개요

앞에서 논한 바와 같이 벡터 제어는 빠른 토크제어 성능을 나타내지만 과변조 영역과 6-스텝 영역의 경우, 출력 전압벡터의 자유도가 부족하여 적용이 불가능하다. 그리고 슬립 주파수 제어는 과변조 및 6-스텝 영역에서도 적용이 가능한 반면 특히 저속에서의 동특성 및 기동특성이 불량하다. 따라서 본 연구에서는 그림 2 와 같이 두 제어 방법을 선택적으로 적용한다.

저속의 선형 변조 구간에서는 벡터 제어를 적용하고, 고속의 과변조 및 6-스텝 영역에서는 슬립 주파수 제어를 적용한다. 벡터제어는 기동 및 가속시에 우수한 기동특성 및 빠른 토크 제어 특성을 나타내고, 슬립 주파수 제어는 고속의 과변조 및 6-스텝 영역에서는 만족할 만한 성능을 나타낸다.

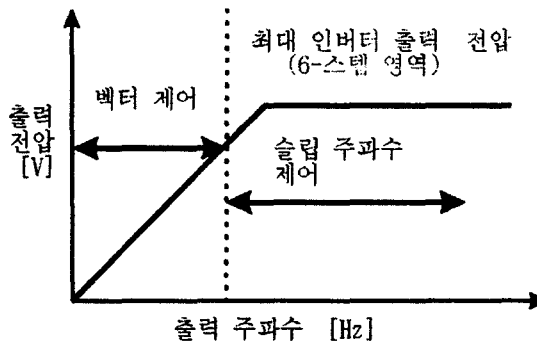


그림.2 제어방법의 조합

4. 벡터 제어의 개요

기존의 슬립 주파수 제어는 기동시와 저속 영역에서 운전 성능이 저하되는 문제점을 지니고 있다. 그에 반해 벡터제어 방법은 빠른 토크 응답특성을 가지며 정지상태에서의 기동에서도 운전성능이 우수하다. 따라서 제안한 제어 방법에서는 선형 변조 구간의 저속영역에서는 벡터 제어 방법을 채택하였다. 그림 3 은 벡터제어의 블록도를 보여준다. 그리고 다음 식(1)의 전압식은 벡터 제어를 행하는 유도기의 d 축 q 축 전압을 동기좌표계를 기준으로 나타낸 것이다.

$$\begin{aligned}
 V_{ds}^e &= (r_s + r_r \frac{L_m^2}{L_r^2}) i_{ds}^e + \sigma L_s \frac{di_{ds}^e}{dt} - \omega_e \sigma L_s i_{qs}^e - r_r \frac{L_m}{L_r^2} \lambda_{dr}^e \\
 V_{qs}^e &= (r_s + r_r \frac{L_m^2}{L_r^2}) i_{qs}^e + \sigma L_s \frac{di_{qs}^e}{dt} + \omega_e \sigma L_s i_{ds}^e + \omega_r \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}^e
 \end{aligned} \tag{1}$$

V_{ds}^e V_{qs}^e : d^e -축 및 q^e -축 고정자 전압

i_{ds}^e i_{qs}^e : d^e -축 및 q^e -축 고정자 전류

L_m L_r : 상호인덕턴스, 회전자 인덕턴스

σL_s : $L_s - \frac{L_m^2}{L_r}$ 고정자 누설 인덕턴스

ω_r , ω_e : 회전자 각속도, 회전자 자속 각속도

r_s , r_r : 고정자 저항, 회전자 저항

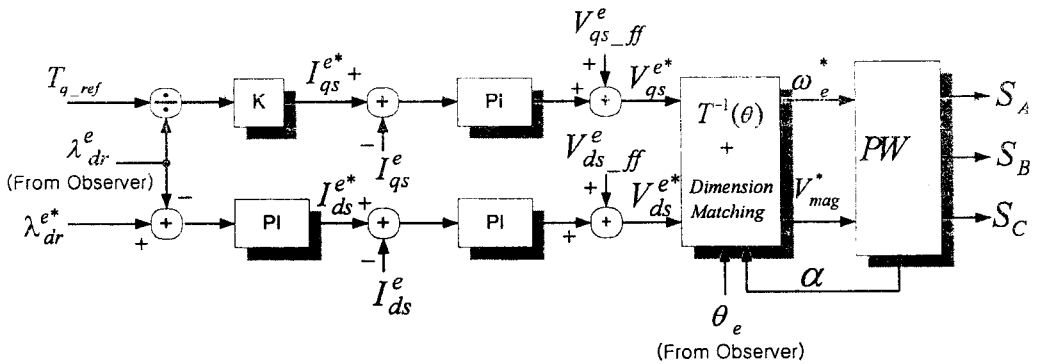


그림. 3 벡터제어의 블록도

그리고 전향보상을 위한 전압 $V_{ds_ff}^e$ 과 $V_{qs_ff}^e$ 은 식 2 와 같다.

$$\begin{aligned}
 V_{ds_ff}^e &= -\omega_e \sigma L_s i_{qs}^e - r_r \frac{L_m}{L_r^2} \lambda_{dr}^e \\
 V_{qs_ff}^e &= \omega_e \sigma L_s i_{ds}^e + \omega_r \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}^e
 \end{aligned} \tag{2}$$

$T^{-1}(\theta)$ 는 동기좌표계에서 정지좌표계로 바꾸어주는 행렬로 식(3)으로 나타내어진다.

$$T^{-1}(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \tag{3}$$

그리고 벡터제어의 출력이 슬립주파수제어의 출력과 동일한 차원을 갖게 하기 위해 출력 변수를 전압의 주파수와 크기로 변환시키는 블록이 추가되어 있다. 그림 4는 벡터들의 위상

관계를 보여준다. 벡터제어의 출력 V_{ds}^{e*}, V_{qs}^{e*} 은 식(4)와 식(5)를 이용하여 극좌표계로 바꾼다.

$$V_{mag}^* = \sqrt{(V_{ds}^{e*})^2 + (V_{qs}^{e*})^2} \quad (4)$$

$$phase = \theta_e + \lambda, \lambda = \tan^{-1}\left(\frac{V_{qs}^{e*}}{V_{ds}^{e*}}\right) \quad (5)$$

여기서 회전자속각 θ_e 는 자속관측기[7]에서 얻어진다. 그리고 그 주파수는 전향 오일러(Euler) 미분에 의해서 계산된다.

$$\begin{aligned} \omega_e^* &= (phase[n] - phase[n-1]) / T_{sampling} \\ &= (\lambda + \theta_e - \alpha) / T_{sampling} \end{aligned} \quad (6)$$

전 샘플링을 통해 얻어진 위상 α 는 펄스폭변조(PWM) 제어 블록에서 얻어진다. 펄스폭변조(PWM)제어 블록에서는 주파수 ω_e^* 의 전향 오일러(Euler) 적분을 통하여 위상을 계산한다.

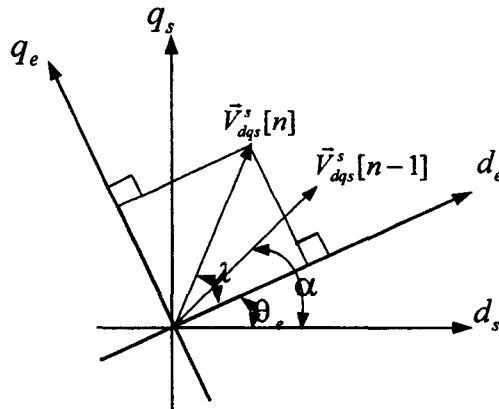


그림.4 전압 벡터들 간의 위상 관계

5. 슬립 주파수 제어의 개요

그림 5 는 슬립 주파수 제어의 제어 블록도를 나타낸다. 슬립 주파수 제어의 출력은 출력 전압의 크기와 주파수이다. 출력 전압의 크기는 오프라인으로 계산되어 전압/주파수 비(V/F Pattern)를 통해 구해지며, 동작 중에도 온라인으로 보정된다. 그리고 출력 전압의 주파수는 비례적분(PI) 전류제어기의 출력과 회전 속도의 합으로 구해지고, 전향보상값 ω_{e_sl} 은 식(7)에 의해 결정된다.

$$\omega_{e_sl} = K_2 \cdot \frac{I_{qs}^{e*}}{\lambda_{dr}^{e*}}, K_2 = \frac{L_m}{T_r} \quad (7)$$

자속 λ_{dr}^{e*} 의 크기와 자속각은 자속관측기에서 제공된다.

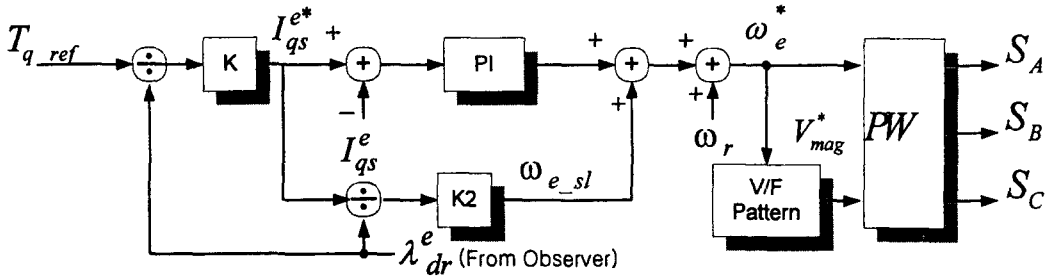


그림.5 슬립 주파수 제어의 블록도

6. 두 제어 방법의 상호 전이

일반적인 운전에서 차량은 가속과 감속을 반복하므로 제어방법의 전환을 계속 반복하게 된다. 따라서 정확한 두 제어방법의 전환 기술을 필요로 한다. 두 제어 방법 사이에서의 매끄러운 전환을 위해서 각 제어 출력들을 같은 차원으로 변환되어 출력된다. 또한 모든 상태 변수들은 연속적인 제어출력을 위해서 매 전환시에 연속적인 값으로 바꾸어 주어야 한다.

7. 실험 결과

실험에 사용된 1.2MVA IGBT 전동차 구동 시스템의 주회로도에는 그림 1과 같다. 여기에 사용된 IGBT와 전동기의 사양은 각각 표 2와 표 3에 있다. 그리고 그림 6은 본 과제를 위해 제작된 1.2MVA IGBT 전동차 구동 시스템의 실제 외관을 보여주고 있다. 4개의 견인용 유도 전동기는 실제 한 대의 전동차와 한 대의 부수차의 등가 관성을 갖는 관성 부하 시험 장치에 연결되어 있으므로 실제 차량 시험과 유사한 시험 환경을 제공한다. 그림 7은 실험에 사용된 관성부하 시험장치의 플라이휠을 보여준다. 그림 8은 제작된 구동시스템과 관성 부하 시험 장치를 이용하여 정지상태에서 80[km/h]까지 가속과 감속을 실시한 실험 결과를 보여준다.

실험 결과에서 나타나 있는 바와 같이 벡터 제어 방법은 기동시에서 가속영역에 이르기까지 만족스러운 운전성능을 보여준다. 기동시 발생하는 자속의 리플성분은 엔코더가 30[r/min]정도까지 속도 출력을 내지 못하는 데드밴드(Dead Band) 때문에 발생한 것이다.

그림 8의 가장 바닥 쪽 데이터는 펄스폭 변조 방식과 제어 방식을 보여주고 있다. 이 값이 영(0)인 경우는 벡터 제어 구간임을, 첫 번째 계단 이상의 구간은 슬립 주파수 제어임을 나타낸다. 특히 둘째 및 셋째 계단은 과변조 구간을, 넷째 계단은 6-스텝 영역을 나타낸다. 과변조와 6-스텝의 경우 슬립 주파수 제어가 행하여짐을 알 수 있다. 그리고 벡터제어 구간에서 슬립 주파수 제어 구간으로의 전이가 연속적으로 이루어지고 있으며 전동기 입력 전류 및 토오크 등의 변동이 없음을 볼 수 있으며, 그 반대의 전이 또한 연속적임을 확인할 수 있다. 실험 결과 중 입력 전류(Input Current)를 통해 저속 구간에까지 역행 및 회생이 정확히 이루어짐을 알 수 있다.

이 실험 결과를 통해 두개의 제어 방식의 조합으로 철도차량이 부드러운 가속과 감속 특

성을 얻을 수 있음을 확인할 수 있다.



그림. 6 1.2MVA IGBT traction system 사진

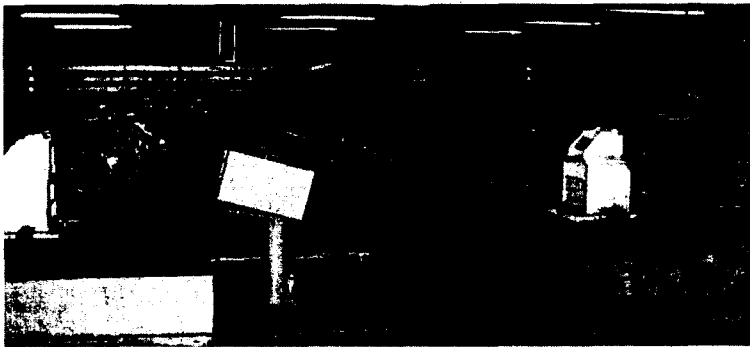


그림. 7 1.2MVA IGBT traction system 사진

8. 결론

본 논문에서 벡터제어 방식과 슬립주파수 제어방식의 조합이 제안되었다. 기동 및 저속의 선형 변조 구간에서는 벡터제어 방식을 채택하여 빠른 토크 제어와 함께 철도차량의 효과적인 기동과 가속능력 및 향상된 점착 성능을 구현하였다. 또한 벡터 제어를 통해 극저속까지 전기적 회생 제동이 가능하므로 에너지의 절약 및 제동 장치의 유지 보수가 용이해질 수 있다. 그리고 과변조 영역 및 6-스텝 영역의 경우에는 슬립 주파수 제어 방식을 사용하여 안정적인 운전 성능 특성을 구현하였다. 그리고 정확하고 부드러운 절환 알고리즘을 통하여 두가지 다른 제어 방식간의 연속적인 전이를 구현하였다.

제안된 제어 방법을 이용하여 1.2MVA IGBT 전동차 구동 시스템을 관성 부하 시험 장치를 부하로 하여 조합시험을 실시하였으며, 실험 결과 제안된 알고리즘의 유효함을 확인하였다.

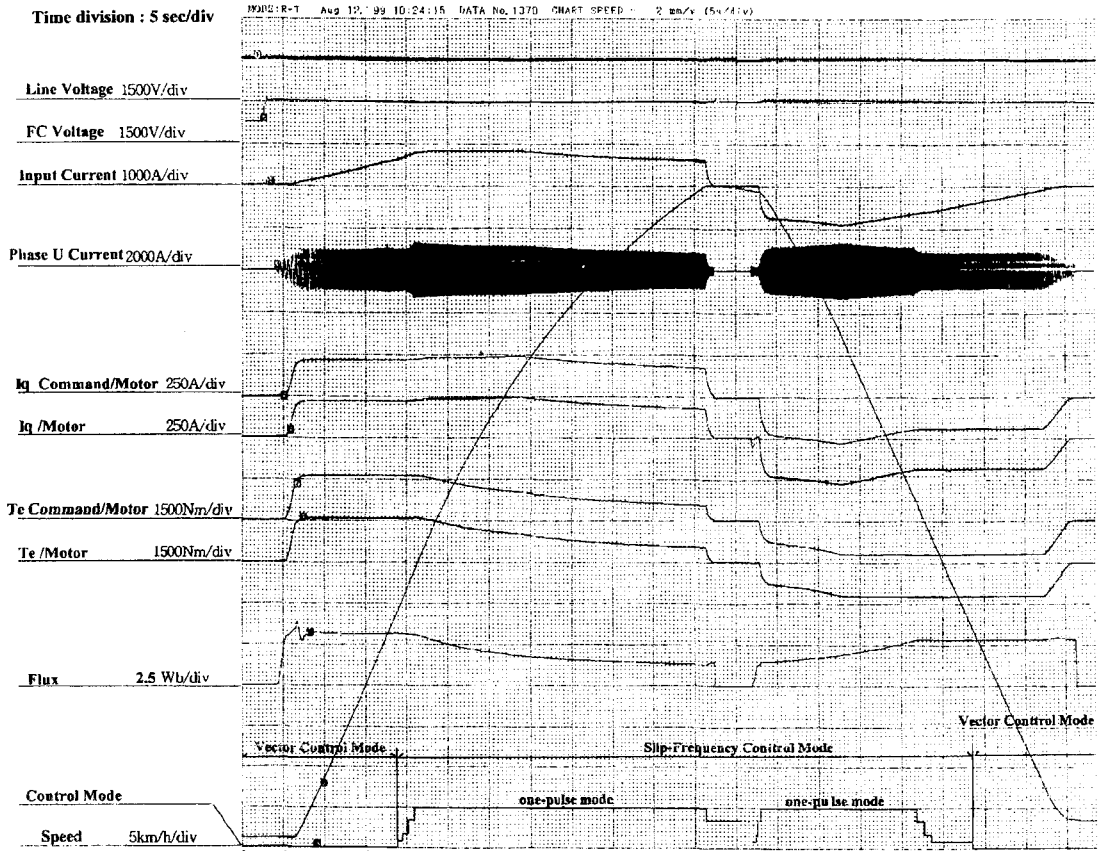


그림. 8 1.2MVA IGBT 전동차 구동 시스템을 이용한 실험결과 파형

참고문헌

- [1] Kouji Yasuda, Kiyoshi Nakada, Yoshio Tsutsui, Kiyoshi Kakamura, "PWM Control Method of a High Frequency Two-level Inverter for Trains", in *proc. IPEC-Yokohama*, pp1066-1070, 1995
- [2] Takamasa Kanzaki, Ikuo Yasuoka, Gorge Yamamoto, "Direct Digital Controlled PWM GTO Inverter for DC1500V Electric Cars", in *proc. IPEC-Tokyo*, pp1587-1598, 1983
- [3] Mikio Ohta, Atsushi KAGA, Mitsuo Muneyuki, Eiji Akagawa, "AC Propulsion System for Kumamoto Municipal Transportation Bureau" in *proc. IPEC-Tokyo*, pp.1575-1586,1893
- [4] Ikuo Yasuoka, Takuma Henmi, Yooske Nakazawa, Ikuya Aoyama, "Improvement of Re-adhesion for Commuter Trains with Vector Control Traction Inverter", in *Proc. Power Conversion Conference*, pp.51-55,1997
- [5] D. W. Novotny and T. A. Lipo, *Vector control and Dynamics of AC Drives*, New York: Oxford University Press., ch. 7, 1996.
- [6] J. Holtz, W. Lotzkat, and A. Khambadkone, "On continuous control of PWM inverter in the overmodulation range including the 6-step mode." In *IEEE-IECON Conf. Rec.*,1992,pp 307-312
- [7] P.L.Jansen and R.D. Lorenz, "A Physically insightful Approach to the Design and Accuracy Assessment of Flux Observers of Field Oriented Induction Machine Drives", *Proc. IEEE-IAS Annual Meeting*,October, 1992, pp.570-577.
- [8] YOOSKE NAKAZAWA, SHIN-ICHI TODA, IKUO YASUOKA AND Dr. HARUO NAITO, "One-Pulse PWM Mode Vector Control for Traction Drives", *Power Electronics in transportation*, 1996.IEEE, pp135~141