

ELECTRIC VEHICLES을 위한 제어시스템 설계

노창주* · 김윤식** · 오진석***

Design of Control System for Electric Vehicles

C. J. Roh, Y. S. Kim, J. S. Oh

Key words : RSPWMSS(Regular sampled pulse width modulation switching strategy : 정규 샘플 폭 변조 스위칭 기법), Transient response method(과도응답방법)

Abstract

This paper presents an advanced AC drive system used in electric vehicles. The system consists of a drive motor, a PWM transistorized inverter, a PCL 812PG data card, and a controller. This paper describes a design method for RSPWMSS and PID controller. This controller system is implemented on computer and applied to drive motor(induction motor), yielding satisfactory result.

기호설명

F : Continuous system matrix
 G : Continuous - control input matrix
 H : Continuous output matrix
 J : Continuous - plant direct
 Transmission matrix
 l : ($l > 0$)
 L : Inductance
 P : Number of poles
 S : Slip
 V_p : Terminal voltage

X : State
 Y : Output measurement
 ω : Angle speed
 ω_{slm} : Slip frequency at maximum torque
 Φ : Discrete system matrix
 Γ : Discrete - control input matrix

1. 서 론

최근의 각종 Vehicles¹⁾에 전기 추진시스템이 강하게 요구되고 있으며, 이러한 현상은 우수한 저속운용 특성, 저소음 및 저진동 특성이 요구되는

* 정회원, 한국해양대학교
 ** 정회원, 한국해양대학교
 *** 정회원, 양산전문대학

분야에서 더욱 절실하다.

일반적으로 극저진동, 극저소음 요구시에는 배터리와 전기 추진시스템을 이용하나 저진동, 저소음 요구시에는 진동, 소음을 최소화한 발전기와 전기 추진시스템의 결합 시스템 혹은, 소음을 최소화한 하이브리드 시스템(기계식과 전기식 혼합)을 이용한다.

일반적으로 전기 추진시스템은 기계식 추진시스템 보다 10-30% 정도 무겁다. 그러므로 중량 제약을 받는 Vehicles에서는 채택하기 곤란한 점이 있다.

최근에 전기 추진시스템을 위한 분야별 연구가 가속화 되고 있다. 이러한 연구중에도 중량 제약, 진동 및 소음 특성 개선을 위한 배터리 등의 개발은 상당히 진전되고 있다. 여기서는 전기 추진시스템의 여러 분야중에서 구동시스템을 구성하고 있는 구동용 전동기에 관한 제어특성 및 제어 기법에 대하여 연구하고자 한다.

일반적으로 전기 추진시스템을 이용한 구동 시스템은 광범위한 속도 제어특성이 요구된다. 즉, 속도의 증가 및 감속시 전 구간에서 원활한 제어가 이루어져야 한다.

본 논문에서 연구대상은 기동특성이 우수한 유도전동기이다. 유도전동기는 동특성이 비선형이기 때문에 속도제어가 어렵다. 따라서 이러한 비선형을 극복하고 고조파를 억제하는 제어 기법인 RSPWMSS(Regular sampled pulse width modulation switching strategy)를 이용하였다. 또한, 제어기 구성과정에서 플랜트(유도전동기 및 인버터)의 스텝입력에 대한 응답은 고차계 특성을 나타내지만 입·출력 형태는 시간지연을 갖는 1차 계로 간략화하였다. 제어기의 계수는 ZIEGLER-NICHOLS²⁾에 의해 제안된 과도 응답 방법(Transient response method)을 이용하였다.

최종적으로 구동시스템의 제어특성 및 제어 기법에 대한 연구와 검증을 하기 위해 실험장치를 구성하고 실험을 수행하였다.

실험결과를 토대로 각종 Vehicles¹⁾의 전기 추진 시스템을 위한 구동시스템 제어에 관련된 원리 및 문제점을 파악하여 전기 추진 Vehicles의 구동시스템을 위한 기초자료를 제공하고자 한다.

2. 구동시스템용 전동기 해석

2.1 개요

일반적으로 Vehicles에 이용되는 전동기는 중량, 크기, 가격, 보수 측면에서 직류전동기보다 교류전동기가 유리하다. 교류전동기 중에서 자동차 등, 소마력 Vehicles의 구동시스템에는 기동성이 우수하고 구조가 간단하며 유지보수가 간편한 유도전동기를 많이 이용한다. 또한, 유도 전동기를 사용하는 각종 Vehicles은 제어가 연동되어 운용되고 있으므로, 연동성도 고려해야 한다. 그러므로 기동성을 보강하기 위해 ON-OFF 제어시스템보다는 Stepless 제어시스템을 채택해야 한다. 그리고 연동성과 제어성을 확보하기 위해 디지털화된 제어기로 구동 되도록 유도전동기의 특성을 해석한다.

2.2 유도전동기 특성 해석

유도전동기가 회전력을 발생하려면 회전자 속도는 동기속도 보다 느려야 한다. 회전자 속도와 슬립관계를 수식으로 표시하면 식(1)과 같다.

$$N = \frac{120f}{P}(1-s) \quad (1)$$

N : 회전자 속도

S : 슬립 [= (Ns - N)/Ns]

P : 극수

유도 전동기의 2차측을 1차측으로 환산하여 단일 전기회로로 나타낸 등가회로는 Fig. 1과 같다.

Fig. 1에서 2차측으로 흐르는 전류 I₂'는 식(2)와 같다(단, I₂', L₂', r₂', R', X₂'는 2차측의 I₂, L₂, r₂, R, X₂을 1차측으로 환산한 값이다).

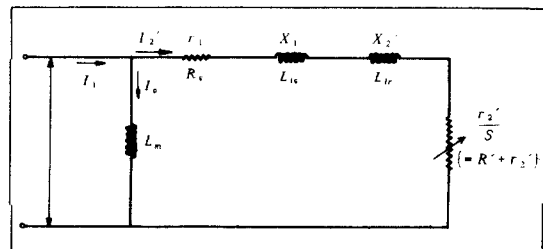


Fig. 1 The equivalent circuit of induction motor

$$I'_{2} = \frac{V_P}{\sqrt{(r_1 + r'_2)^2 + (X_1 + X'_2)^2}} \quad (2)$$

또한 슬립의 함수로서 최대토크는 식(3)과 같다.

$$T_{\max} = 3 \left(\frac{P}{2} \right) \left(\frac{V_P}{\omega_1} \right)^2 \frac{\omega_{slm}^2 r'_2}{r_2^2 + \omega_{slm}^2 L_2^2} \quad (3)$$

ω_{slm} : 최대토크시 슬립 각속도

일반적으로 유도전동기는 최대자속에서 동작하도록 제작되며, 정속도하에서 토크와 자속은 비례한다. 그리고 최대토크를 일정히 유지하려면 최대자속을 일정히 유지해야 한다. 즉, $V_p/\omega_1 (V_p = K\Phi)$ 을 일정히 유지하면 된다.

주파수가 변하면 속도도 변하므로, 본 연구에서는 자속을 일정($V_p/\omega_1 = \text{const.}$)하게 유지하면서 ω_1 을 변화시켜 속도를 제어한다.

2.3 인버터

최근 각종 Vehicles의 구동용으로 교류전동기의 사용이 증가하고 있는 추세이다. 아직도 속도제어가 용이한 직류전동기를 ROV(Remotely operating vehicle) 등에 사용하고 있기도 하다.

그러나, 가볍고 보수성 및 유지성이 우수한 교류전동기를 사용하는 추세는 더욱 가속화 될 것이고, 이에 따라 속도제어를 위한 다양한 알고리즘의 스위칭 기법을 이용한 제어가 요구된다.

이중의 하나인 인버터도 PWM³⁾(Pulse width modulation inverter), AVI(Adjustable voltage inverter) 및 CSI(Current source inverter) 등의 인버터가 많이 연구되고 있다.

실제로 인버터 선정시는 구동전동기와의 상호 연관성^{4,5)}을 고려해야 한다. 즉, 전동기와 전류에 대한 토크 특성, 저속에서의 온도제한, 고속에서의 기계적 제한, 시동 및 최대 운전 토크 등이다. 일반적으로 인버터를 사용하면 조파성분(Harmonic wave content)이 부가되므로 정현파 입력을 공급할 때 보다 전동기 효율이 낮아진다.

본 연구에서는 고차 고조파성분의 억제가 용이한 PWM방식으로 인버터를 구성한다. PWM중에

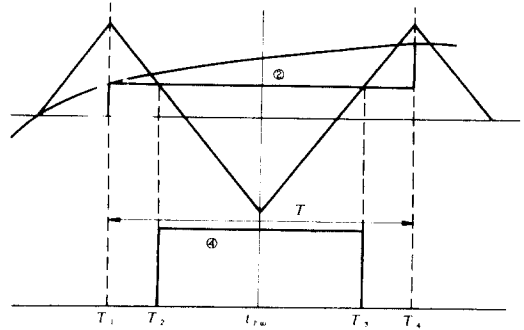
서 반송파와 변조파의 주파수비를 정확한 정수배로 조정이 가능하고, 마이크로 컴퓨터로 수행이 용이한 RSPWM(Regular sampled PWM) 스위칭 기법^{6,7,8)}을 이용한다. Fig. 2에서 RSPWM의 펄스폭 계산식을 유도하면 다음과 같다.

$$p_w = \frac{T}{2} \{1 + M \sin(\omega_s \cdot t)\} \quad (4)$$

t : Sampling time

P_w : 폭변조 펄스의 펄스폭

이러한 펄스폭 계산식을 이용한 정현파 PWM 제어방식의 인버터를 실험에 이용한다.



- ① Reference modulating wave
- ② Sample hold modulating wave
- ③ Carrier wave
- ④ PWM waveform

Fig. 2 Sampling pulse

3. 제어기 구성

3.1 개요

PID 제어기의 알고리즘을 도출하고, 전달함수를 구하기 위한 계통도를 그리면 Fig. 3과 같다.

샘플링 주기가 T인 이상적인 샘플러로 모델화한 PID제어기는 ZIEGLER - NICHOLS가 제시한 방법을 이용하여 계수(K_p, K_i, K_D)를 구하였다.

Z · O · H(Zero - Order - Hold)는 주어진 시간 동안 임펄스신호에 합축된 원신호의 진폭을 유지한다는 개념을 가지고 있다. 또한, PLANT(PWM 인버터 및 유도전동기)의 응답특성은 스텝입력에 대해 곡선으로 나타나고, 이 곡선은 고차계의 특

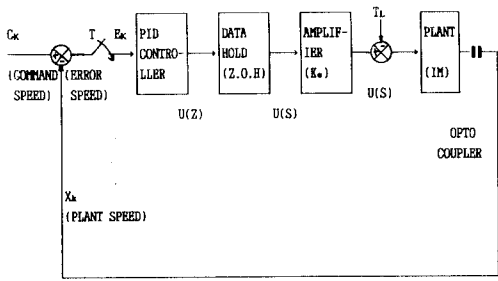


Fig. 3 The block diagram of control system

성을 나타내지만 PLANT의 입력 및 출력 형태는 시간지연을 포함한 1차계로 간략화할 수 있다.

시간지연(\$\lambda\$)을 포함한 PLANT의 전달함수를 1차계로 표시^{2,9,11)}하면 식(5)와 같다.

$$G_{(s)} = \frac{Ke^{-\lambda s}}{1 + T_t s} \quad (5)$$

- \$T_t\$: 시정수
- \$K\$: 정상이득
- \$\lambda\$: 시간지연

3.2 PID 제어기 알고리즘

오차 \$e(t)\$를 입력으로 하는 연속계통 PID제어기의 출력 \$u(t)\$는 식(6)과 같다.

$$U(t) = K_p e(t) + K_I \int e(t) dt + K_D \frac{de(t)}{dt} \quad (6)$$

샘플링 주기(\$T\$)가 짧은 경우에 이산화 시키면 식(7)과 같다.

$$U(KT) = K_p e(KT) + K_I T \sum_{i=0}^k e(i-1) + \frac{K_D}{T} (e(KT) - e((K-1)T)) \quad (7)$$

(\$T\$: sampling time, \$k=0, 1, 2, \dots\$)

식(7)에서 1 샘플링 주기전의 오차와 출력 관계¹⁰⁾를 나타내는 식을 빼어서 정리하면 식 [8]과 같은 순환 알고리즘을 함축한 식이 된다.

$$U(KT) - U((K-1)T) = Ae(KT) + Be((k-1)T) + Ce((K-2)T) \quad (8)$$

$$A = K_p + \frac{K_p T_d}{T}$$

$$B = \frac{K_p T}{T_i} - K_p - \frac{2K_p T_d}{T}$$

$$C = \frac{K_p T_d}{T}$$

식(8)을 \$Z\$ 변환하면 식(9)와 같다.

$$U(Z) - Z^{-1}U(Z) = AE(Z) + BE(Z)Z^{-1} + CE(Z)Z^{-2} \quad (9)$$

식(9)에서 \$u(Z)\$와 \$E(Z)\$의 관계를 정리하면

$$\frac{U(Z)}{E(Z)} = \frac{AZ^2 + BZ + C}{Z(Z-1)}$$

$$= K_p + \frac{K_I T}{Z-1} + \frac{K_D(Z-1)}{TZ} \quad (10)$$

와 같다.

식(10)에서 \$Z^{-1}\$는 축적기를 나타낸다. 이 축적기를 실제 프로그램으로 작성할 때는 컴퓨터가 메모리에 저장했다가 \$T\$초 경과후에 출력하여 실행한다.

3.3 제어계통의 안정도

선형계통이 안정하기 위해서는 특성방정식의 근이 모두 \$S\$평면 좌반면에 위치해야 한다.

ROUTH표와 HURWITZ의 행렬식의 관계에서 HURWITZ행렬식이 모두 정이면 ROUTH표의 제 1열의 요소도 동일부호이고, 그러면 안정하다. 식(5)와 표 2에서 제어계통의 특성 방정식은 전구간에서 부호변환이 없다. 또한 이산화로 환산한 것에 BILINEAR변환법을 적용하여 \$W\$변환한 경우에도 부호변화가 없이 안정하다.

본 연구에서 적용한 과도응답방법은 실험에 의한 Open-loop계통의 단위응답을 측정하여 PID 제어기의 변수를 구하는 방법이므로 안정도 검사는 중요한 의미를 부여하지 않는다고 사료된다.

Table 1은 지령속도 \$0 \sim 1000 \sim 500\$rpm을 주었을 때, \$U(K)\$ 및 \$X(K)\$의 변화과정을 나타내는 표이다. 이 표에서 확인할 수 있는 것은 속도 지령후 1.12 sec가 지나면 전동기 속도가 지령속도에 추종한다는 것을 확인할 수 있다.

Table 1. Datas of U(k) and X(k)

S.T	E(K)	Z(K)	U(K)	X(K)
0.010	1.000	0.134	1.512	0.070
0.200	0.042	1.225	1.224	0.983
0.210	0.017	1.227	1.216	1.004
0.220	0.004	1.226	1.206	1.023
0.550	0.006	0.981	0.980	1.003
0.560	0.003	0.980	0.980	1.001
0.570	0.001	0.980	0.981	0.999
0.880	0.001	1.001	1.002	0.999
0.890	0.001	1.002	1.002	0.999
0.900	0.001	1.002	1.002	1.000
1.100	0.001	1.000	1.000	1.001
1.110	0.001	1.000	1.000	1.001
1.120	0.001	1.000	1.000	1.000
1.130	0.000	1.000	1.000	1.000

1차 오버슈트는 0.21sec~0.56sec에서 일어나고, 언더슈트는 0.57~0.89sec 사이에서 일어난다. 그리고 2차 오버 슈트가 1.11sec까지 생긴 후 지령속도와 전동기 속도는 일치한다.

4 실험

ZIEGLER - NICHOLS가 제시한 과도응답방법(Transient response method)을 이용하여 제어기의 계수를 구하기 위한 매개변수(K_p, T_i, T_D) 및 시정수(T_i)를 구하였다. Table 2는 매개변수 및 시정수를 속도별로 나타낸 표이다.

Vehicles 구동용 유도전동기 속도제어 실험은 RSPWM 스위칭기법을 이용하는 인버터로 PLANT부를 구성하였다. 그리고 PID 제어기는 ZIEGLER - NICHOLS가 제시한 과도응답법으로 계수를 구하여 설계했다. 실험장치 계통도는 Fig. 4와 같다.

Fig. 4에서 PCL - 812PG는 데이터처리카드¹²⁾이다. 74LS123은 Monostable multivibrators이고, 14040은 12-Stage binary counter이며, 74LS123은 Latch용이다. 유도전동기 사양은 Table 3과 같다.

Table 2. Parameters and time constants.

RPM	Gain & Time	Table			
		K_D	T_i	T_D	T_i
0 - 100		16.440	0.250	0.063	0.155
100 - 200		16.200	0.020	0.050	0.100
200 - 300		16.000	0.150	0.038	0.080
300 - 400		14.286	0.150	0.038	0.080
400 - 500		13.392	0.160	0.040	0.075
500 - 600		13.333	0.140	0.035	0.060
600 - 700		11.765	0.170	0.043	0.060
700 - 800		11.429	0.150	0.038	0.060
800 - 900		11.215	0.200	0.050	0.060
900 - 1000		9.230	0.200	0.050	0.060
1000 - 1100		7.692	0.240	0.060	0.060
1100 - 1200		6.667	0.270	0.068	0.060
1200 - 1300		6.000	0.270	0.068	0.050
1300 - 1400		4.450	0.270	0.068	0.040
1400 - 1500		4.200	0.300	0.080	0.040
1500 - 1600		4.096	0.400	0.100	0.040
1600 - 1700		4.000	0.430	0.110	0.030
1700 - 1800		3.727	0.450	0.113	0.020

Table 3. General specification of induction motor

Rated speed	220 [V]	Rated speed	1700 [rpm]
Rated current	0.57 ~ 0.62 [A]	Rated power	70[W]
Number of pole	4Pole	Stator wire connection	Y
Rotor type	B Type	Maker	Fuji Electric

제어프로그램은 Fortran 및 Assembly language^{13),14)}로 작성하였다. 주 제어프로그램에서 출력되는 제어값인 U(k)는 스택릭처 (Structure)로 정의하여 두고 필드 이름을 이용하여 U(k)값을 처리하였다. 실제 실험장치 사진은 Fig. 5와 같다.

V. 실험결과 및 고찰

U(K)는 PCL - 812PG¹²⁾의 D/A 컨버터를 거쳐

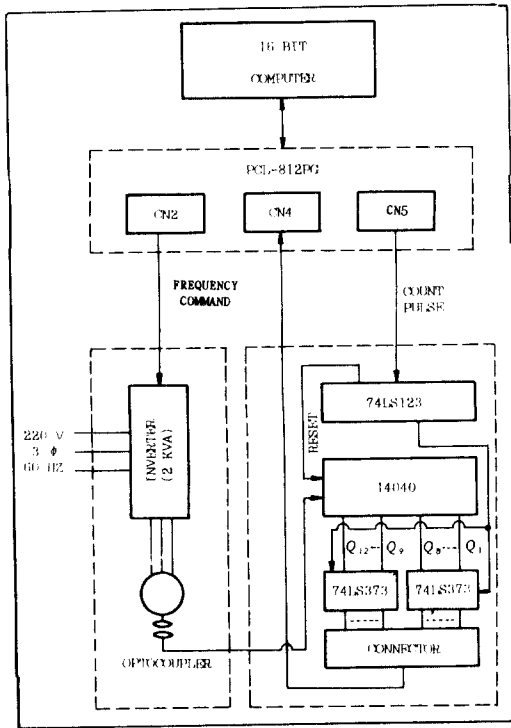


Fig. 4 Schematic diagram of experimental apparatus

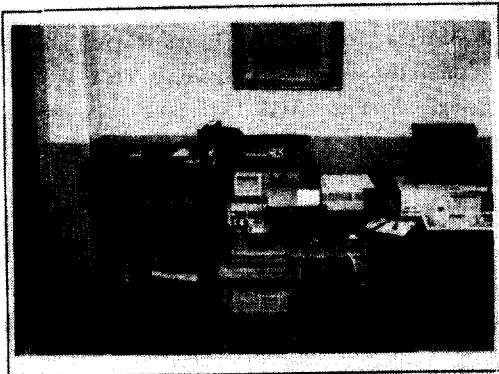


Fig. 5 Experimental apparatus(Photo.)

서 전동기 제어장치인 인버터에 전달되고, 이 신호를 전달하는 프로그램은 Assembly language^{14,15)}로 작성하였다. 지령속도를 결정하는 PCL-812PG의 D/A 콘버터 출력과 실제 전동기의 출력은 X-Y 플로터로 플로팅 하였다.

전동기속도 실험시 PID 제어기 샘플링시간 및 적분상수의 미소변화는 전동기 속도에 영향을 미

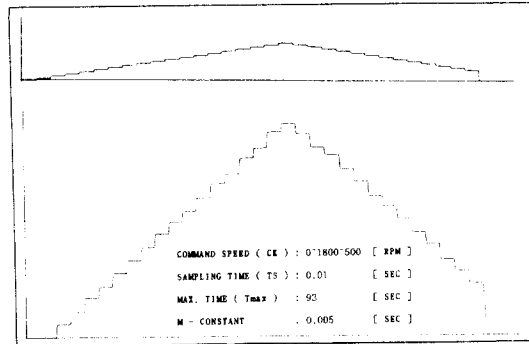


Fig. 6 Experimental results(Command speed : 0~1800 - 500)

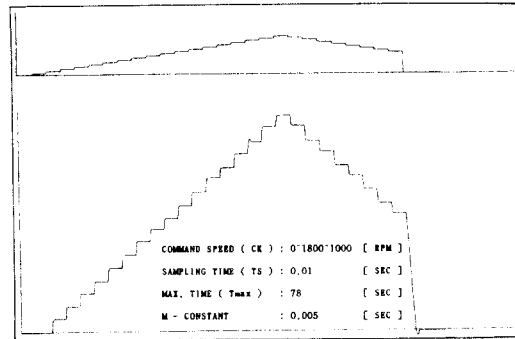


Fig. 7 Experimental results(Command speed : 0~1800 - 1000)

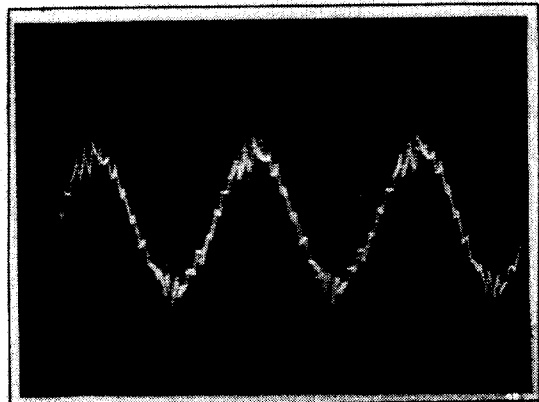


Fig. 8 Line current of induction motor(at 1700 rpm)

치지 않았다. 전 구간에서 계단 입력신호에 대한

속도 추종능력은 우수하였으며, 속도증감도 일정하였다. 그리고 RSPWM 스위칭기법은 고차 고조파성분의 발생을 억제하였다. Fig. 6은 지령속도를 0~1800~500으로 지령시에 구동전동기의 속도를 플로팅한 것이며, Fig. 7은 지령속도를 0~1800~1000으로 입력시, 구동전동기의 속도 특성을 플로팅한 것이다. Fig. 8은 구동전동기의 속도가 1700[rpm]일때 전류를 검출한 것이다.

6. 결 론

구동용 전동기는 동특성이 비선형이므로 제어기 설계에 어려움이 많다. 본 연구에서는 RSPWM 스위칭 기법과 ZIEGLER-NICHOLS가 제시한 과도응답법을 이용하여 설계한 PID제어기를 링크하여 구동용 전동기 속도제어 실험을 수행하였다. 실험결과 저속구간을 제외한 전 구간에서 속도추종능력이 양호하였다. 이상의 연구과정을 통하여 얻은 결론은 다음과 같다.

1) 구동전동기는 비선형성을 극복하고 속도추종능력이 우수하였으며, 계수변화에 대한 응답특성은 양호하였다.

2) 실험기법으로 제어기를 설계하고, 고차 고조파를 억제하는 RSPWM 스위칭기법을 이용한 결과 신뢰성 및 안정성이 확보되고, 고차 고조파 영향을 적게 받는 것을 확인하였다.

제안된 제어기를 Vehicles 및 자동화 선박 시스템등에 적용하기 위해서는 부하시험 및 적용시험이 추가로 병행되어 그에 따른 문제점의 보완이 필요한 것으로 사료된다. 또한 저속구간에서 비선형 특성의 완벽한 개선도 하나의 과제로 남아 있다.

참고문헌

1) C. C. Chan, "Control Strategy of PWM Inverter

Drive System for Electric Vehicles", IEEE Trans., Vol. IE-34, No. 4, Nov. 1987

2) R. Peter Delong, "Ten Principles of Command and Control System Automation" Naval Engineers Journal, January 1990

3) Steven C. Peak and Allan B. Plunkett, "Transistorized PWM Inverter - Induction Motor Drive System", IEEE Trans., Vol. IA-19, No. 3, June 1983

4) B. K. Bose, "Power Electronics and AC Drivers", Prentice-Hall, pp 28~67

5) B. K. Bose, "Power Electronics and AC Drivers", Prentice-Hall, pp 1~165, 1986

6) Khuled E. Addoweesh, Lo N. Hulley, "Induction Motor Sped Control using a Microprocessor-Based PWM Inverter", IEEE Trans., Vol. 36, Nov. 1989

7) S. R. Bowes and A. Midoun, "Suboptimal Switching Strategies for Micro processor Controlled PWM Inverter Drive", IEE Proc. Vol. 132, May 1985

8) C. C. Chan and W. C. Lom, "Control Strategy of PWM Inverter Drive System for Electric Vehicles", IEEE Trans., Vol. IE-34, Nov. 1987

9) 9. Marl J. Astrom and Bjorn Wittenmark, "Computer Controlled Systems Theory and Design", Prentice-Hall, INC., pp 1~195, 1984

10) W. Leonhard, "Control of Electrical Drives", 1985

11) Gene F. Franklin and J. David Powell, "Digital Control of Dynamic Systems", Addison-Wesley Publishing Company, INC., pp 131~246, 1980

12) "PCL-812PG ENHANCED Multi-Lab Card User's Manual", Advantech Co., Ltd.

13) Christopher L. Morgan and Mitchell Waite, "8086/8088 16 bit Microprocessor Primer", 1982

14) Leo J. Scanlon, "80286 Assembly Language on MS-DOS Computers", 1986

15) 황희용, "MS-DOS 매크로 어셈블러 활용", 1990