

6段階 인버터로 驅動되는 誘導電動機의 速度制御에 關한 研究

鄭柄健¹⁾ · 朴進吉²⁾

A Study on the Digital Speed Control of Induction Motor Driven by Six-Step Inverter

Byung-Gun Jung, Jin-Gil Park

< 目 次 >	
Abstract	2.4 시스템의 전달함수와 블록 다이어그램
사용기호	3. 실험 결과 및 고찰
1. 서론	3.1 실험 장치의 구성
2. 이론적 고찰	3.2 실험 및 결과분석
2.1 유도전동기의 슬립주파수 제어의 원리	4. 결론
2.2 6단계 인버터의 구조	참고문헌
2.3 디지털 PID 제어 알고리즘	

Abstract

The demands for the direct speed control of an induction motor as well as a D.C motor are rapidly increased with the recent advances of power-electronics, micro-electronics and control methods.

The variable speed control of an induction motor which has a simple structure and requires less maintenance is accompanied with many difficulties because of its nonlinearities compared to a D.C motor.

In this paper, the perturbation method is applied to linearize the given system at the operating point and the variable frequency inverter with 8-bit and 16-bit micro-processor is introduced to control the slip of an induction motor.

The experiments to keep the constant speed regardless of load changes and to chase

1) 부산수산대학교 대학원 2) 한국해양대학

rapidly the speed selected are carried out by applying the PID control algorithm.

The good experiment results by the high speed 16-bit micro-processor show that the direct control of the induction motor many be utilized in the industrial field such as factory automation.

사용기호(Glossary)

$E(k)$: Error speed signal
E_1	: Rotor electromotive force(V)
$E_r(s)$: Reference speed signal
$E_t(s)$: Tachogenerator output signal
f_1	: Source frequency(Hz)
f_c	: Clock frequency(Hz)
f_s	: Slip frequency(Hz)
$G_c(s)$: Transfer function of analogue controller
$G_m(s)$: Transfer function of induction motor
$G_{pid}(z)$: Transfer function of Digital PID controller
I_1	: Stator current(A)
I_2	: Load component current(A)
I_M	: Magnetizing component current(A)
$i_{G1} \sim i_{G6}$: Base current of power transistor(A)
K	: Gain
k_1, k_2, k_3, k_4	: Constant
k_p	: Proportional gain
k_{w1}	: Coefficient of primary coil
l_1	: Stator leakage inductance(H)
l_2	: Referred leakage inductance(H)
M	: Magnetizing Inductance(H)
n	: Effective turns of stator coil
N_1	: Synchronous speed(RPM)
N_2	: Rotor speed(RPM)
P	: Number of poles
P_1	: Number of pair poles

r_1	: Stator effective resistance(Ω)
r_2	: Referred effective resistance(Ω)
S	: Slip
T	: Period
T_D	: Derivative time(sec)
T_f	: Firing time(sec)
T_i	: Integral time(sec)
T_L	: Load torque
T_o	: Sampling time(sec)
T_q	: Torque(N · m)
t_d	: Dead time(sec)
U(K)	: Output signal
V_1	: Stator terminal voltage(V)
W_2	: Number of secondary coil per phase
X_2	: Referred leakage reactance(Ω)
Φ_g	: Airgap flux per pole(Wb)
$\omega(s), \Omega(s)$: Angular speed(rad/sec)
τ	: Time constant of induction motor
XXH	: Number of hexadecimal

1. 서론

근래 산업의 발전과 더불어 에너지 절약, 생산성 제고, 품질 향상 등을 목적으로 한 전동기의 직접가변속 운전에 대한 요구가 직류전동기 뿐만 아니라 교류전동기에 있어서도 급속히 높아져 가고 있으며 전력 전자 및 마이크로일렉트로닉스, 제어기술 등의 현저한 발전에 따른 전동기 가변속 제어 장치의 소형화, 고기능화, 고성능화 또한 비약적으로 이루어지고 있다.^{5),12)}

본 연구에서는 이와 같은 현실에 비추어 직류전동기에 비해 기계적 구조가 간단하고 보수가 용이하며 유지비가 저렴하여 가정용으로 부터 산업계 전반에 걸쳐 널리 쓰이고 있지만, 동특성이 비선형이기 때문에 속도를 제어하는데 있어서 많은 어려움이 따르는 유도전동기의 가변속제어에 대하여 연구하도록 한다.

유도전동기의 가변속제어를 위하여 특정회전수를 동작점으로 취하고 그 동작점 근방에서 모든 계수와 관계식을 선형화 한뒤, 간단한 6단계 인버터와 이를 구동하는 8비트 및 16비트 마이크로프로세서를 이용한 제어회로를 구성하고 여기서 디지털 PID 제어 알고리

즘을 이용한 슬립주파수 제어방식을 적용한다.^{1),2)} 실험과 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 본 연구에서 채택한 간단한 디지털 PID 제어기에 의한 유도전동기의 우수한 속도 추종특성을 나타내 보이고, 제어 회로에 쓰인 16비트 마이크로프로세서를 호스트 컴퓨터로 하고 8비트 마이크로프로세서를 터미널 콘트롤러로 하는 공장자동화의 가능성을 제시한다.⁹⁾

2. 이론적 고찰

2.1 유도전동기의 슬립 주파수 제어의 원리

유도전동기를 가변속제어하는 방식으로 1차 주파수제어, 1차 전압 제어 방식등이 있다.^{2),4),5)}

본 연구에서는 유도전동기의 정속도제어를 실현하기 위하여 디지털 PID 제어방식에 의하여 1차 주파수를 적절히 변화함으로써, 원하는 속도를 얻을 수 있고 부하의 변동시에는 슬립을 조절하여 유도전동기가 일정한 속도를 유지하도록 한다.

일반적으로 P극의 유도전동기의 동기속도 N_1 , 슬립 S 는 다음의 식으로 표시된다.

$$N_1 = \frac{120}{P} f_1 \quad (2.1.1)$$

$$S = \frac{N_1 - N_2}{N_1} \quad (2.1.2)$$

식(2.1.1), (2.1.2)로부터 1차 주파수 혹은 슬립을 제어하면 전동기 회전속도 N_2 를 제어할 수 있음을 알 수 있다.

유도 전동기 고정자 코일의 유효권수를 n 으로 하고 1차 전압 V_1 을 가했을때 1극당 공극 회전자소 Φ_g 와 1차 권선에 유기되는 전압 E_1 의 관계는 다음과 같이 정리된다.

$$\Phi_g = \frac{1}{n} \int E_1 dt \quad (2.1.3)$$

(2.1.3)식의 관계를 Fig.1에 나타내었다.

Fig.1로부터 유기전압 E_1 과 그 주파수 f_1 의 비가 일정하면 자속진폭 Φ_{gmax} 은 항상 일정하게 됨을 알 수 있다.

$$\Phi_{gmax} \doteq \frac{E_1}{f_1} \quad (2.1.4)$$

유도전동기의 특성은 Fig.2에 표시한 등가 회로에 의해 계산할 수 있으며, 발생 토오크 T_q 와 슬립 S 와의 관계를 보면 아래와 같다.

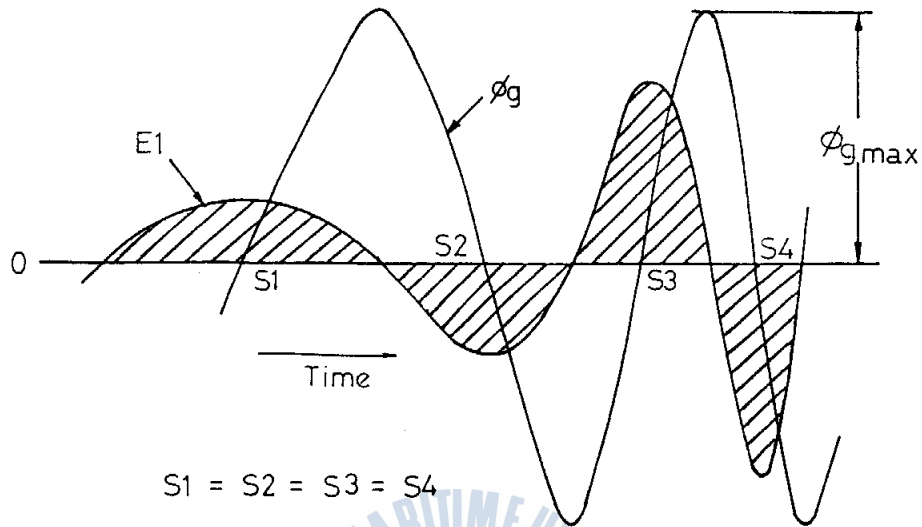


Fig. 1 Airgap flux Φ_g and rotor emf E_1

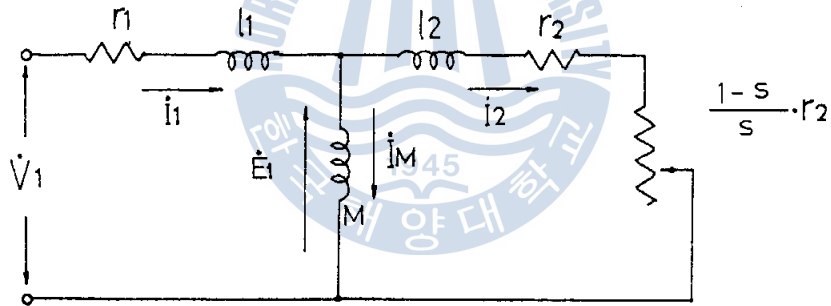


Fig. 2 Per phase equivalent circuit of induction motor

$$T_q = \frac{Pm_2 W_2}{2f_2} \Phi_g I_2 \cos \theta_2 \quad (2.1.5)$$

여기서,

$$\Phi_g = \frac{E_1}{4.44 K_w W_1 f_1} \quad (2.1.6)$$

$$I_2 = \frac{S \cdot E_2}{(r_2^2 + (SX_2)^2)^{1/2}} \quad (2.1.7)$$

$$\cos \theta_2 = \frac{S \cdot E_2}{(r_2^2 + (SX_2)^2)^{1/2}} \quad (2.1.8)$$

식(2.1.6)-(2.1.8)을 식(2.1.5)에 대입하여 정리하면

$$T_q = K_1 \left(\frac{E_1}{f_1} \right) E_2 \left(\frac{r_2 S}{r_2^2 + (SX_2)^2} \right) \quad (2.1.9)$$

$$= K_2 \left(\frac{E_1}{f_1} \right)^2 \cdot \left(\frac{r_2 S}{r_2^2 + (SX_2)^2} \right) \quad (2.1.10)$$

$$= K_3 \left(\frac{E_2}{f_1} \right)^2 \cdot \left(\frac{r_2 S}{r_2^2 + (SX_2)^2} \right) \quad (2.1.11)$$

식(2.1.7), (2.1.10)으로부터

E_1/f_1 이 일정하면 토오크는 슬립에 비례한다.

E_1/f_1 이 일정하면 전류도 슬립에 비례한다.

그런데 유도전동기를 직접적으로 제어할 수 있는 것은 유도전압 E_1 이 아닌 1차 공급 전압 V_1 이다. 1차 공급 전압 V_1 은 유기전압 E_1 과 1차 임피던스에 의한 전압 강하의 합으로 되어 다음식으로 나타내진다.

$$V_1 = (r_1 I_1 + 1_1 \frac{dI_1}{dt}) + E_1 \quad (2.1.12)$$

보통 1차 임피던스에 의한 전압 강하는 1차 공급 전압 V_1 에 비해 충분히 작아서 $V_1 \approx E_1$ 으로 되고 자속진폭을 일정으로 유지하기 위해서는 다음식이 성립하는 것이 바람직하다.

$$(V_1/f_1) = C \quad (2.1.13)$$

여기서, C : 일정값

V_1/f_1 을 일정으로 제어한 경우의 유도 전동기의 토오크 특성을 Fig.3에 나타낸다.

Fig.3에서 1차 주파수를 40Hz, 50Hz, 60Hz, 70Hz 등으로 변화시키면 유도전동기의 발생 토오크(그림의 실선)와의 교점은 A4~A1로 평행되어 속도제어가 가능해진다. 전동기에 발생한 토오크 T_q 와 부하의 토오크 T_L 의 평형점은 S가 작은 값에서 일어나므로 실제 전동기의 운전상태에서는 $S \cdot X_2 = S \cdot 2\pi f_1 l_2 \ll r_2$ 이다. 따라서 식(2.1.10)은 근사적으로 식(2.1.14)로 된다.

$$T_q \approx K_2 \left(\frac{E_1}{f_1} \right)^2 \cdot \frac{S}{r_2} \quad (2.1.14)$$

위식을 미분하면

$$\Delta T_q \approx K_2 \left(\frac{E_1}{f_1} \right)^2 \cdot \frac{2S}{r_2} \Delta S = K_4 \Delta S \quad (2.1.15)$$

식(2.1.15)로부터 f_1 의 변화가 작은 범위에서 슬립 S가 변화하게 되면 토오크 T_q 도 그

에 비례하여 변화하게 된다.

따라서 본 논문에서는 유도전동기의 정속도 제어를 위해 이상과 같은 슬립 주파수 제어를 이용하되 실험상의 제약으로 1차 인가 전압 V_1 을 일정하게 유지하고 특정한 회전수(동작점)를 설정하여 그 회전수 근방에서 정속도 제어를 하도록 하였다.

Fig. 4에서는 유도전동기가 주파수 f_1 으로 일정토크 T_a 를 갖고 정속도 ω_1 으로 회전하고 있을때 외란(부하)이 가해지면 회전속도는 ω_2 로 떨어지고 Slip이 커짐과 동시에 a점이 a'점으로 이동하여 그 외란을 이겨낼 수 있는 토크 T_b 를 발생토록 한다. 이때 주파수 f_1 을 f_2 로 바꾸어주게 되면 a'점은 b점으로 이동하게 되고 회전속도도 ω_2 에서 ω_1 으로 복귀하므로 정속도 제어가 가능하게 된다.

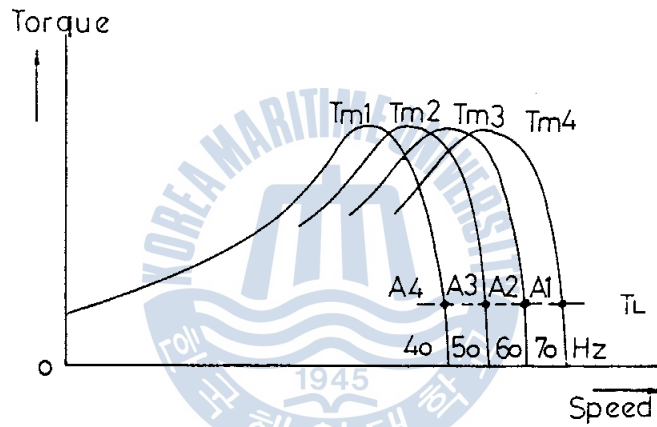


Fig. 3 Torque-Speed curves at constant Volts/Hertz

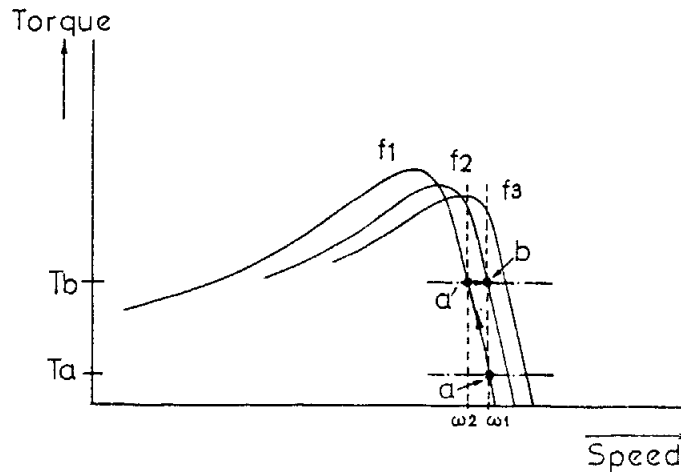


Fig. 4 Principle of speed control

2.2 6단계인버터의 구조

인버터는 직류를 교류로 변환하는 장치로서 유도전동기의 인버터제어는 전동기를 가변속제어 또는 상업용 공급전원 주파수 밖에서 일정속도제어를 주목적으로 사용된다.

6단계인버터는 Fig.5에서 보는 바와 같이 6개의 주 트랜지스터로 이루어져있고 이 트랜지스터는 스위칭소자로서 이용되고 있다. 스위칭순서는 여러가지가 있으나 가장 기본적인 방식은 Table 1에 나타나 있다.¹¹⁾

Table 1에는 각 스위치 상태에 있어서 U, V, W 상의 전위와 선간전압의 변화 모습을 보여주고 있다. 인버터는 이와같은 방식으로 직류를 3상의 계단파로 변환한다. 클록 #1의 경우 전압과 전류의 관계를 정하여 Fig.6과 같이 나타낼 수 있다.

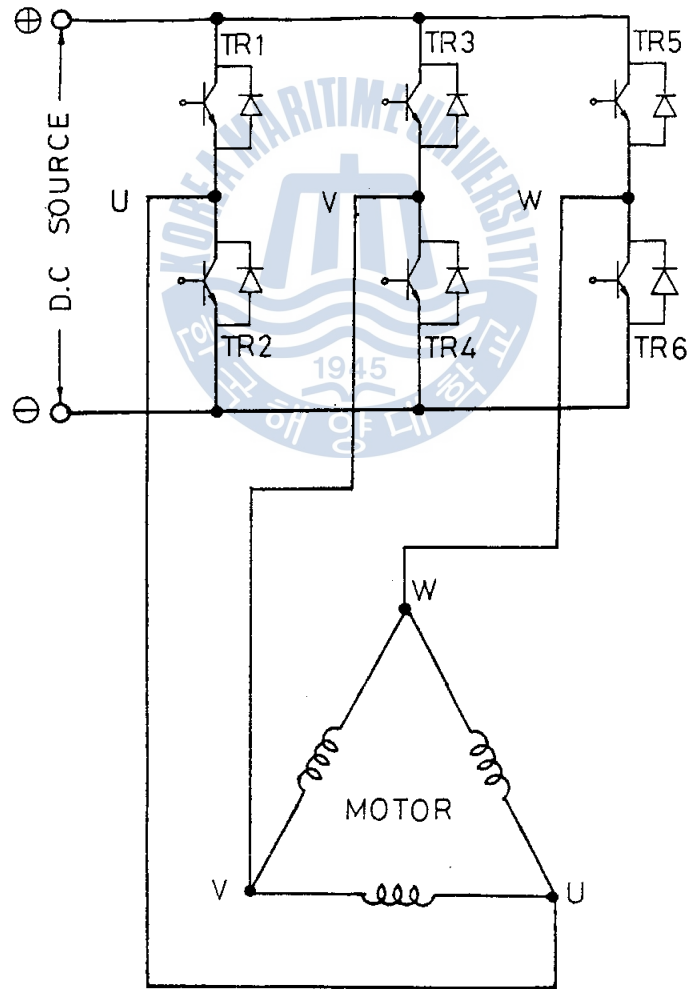


Fig. 5 Six-step inverter

Table 1. Switching order of transistors

클록	Tr	1	2	3	4	5	6	7
스위치 상태 1=閉(ON) 0=開(OFF)	Tr1	1	1	0	0	0	1	1
	Tr2	0	0	1	1	1	0	0
	Tr3	0	1	1	1	0	0	0
	Tr4	1	0	0	0	1	1	1
	Tr5	0	0	0	1	1	1	0
	Tr6	1	1	1	0	0	0	1
U, V, W 點의 電位	U	E	E	0	0	0	E	E
	V	0	E	E	0	0	0	0
	W	0	0	0	E	E	E	0
선 간 전압	U-V	E	0	-E	-E	0	E	E
	V-W	0	E	E	0	-E	-E	0
	W-U	-E	-E	0	E	E	0	-E

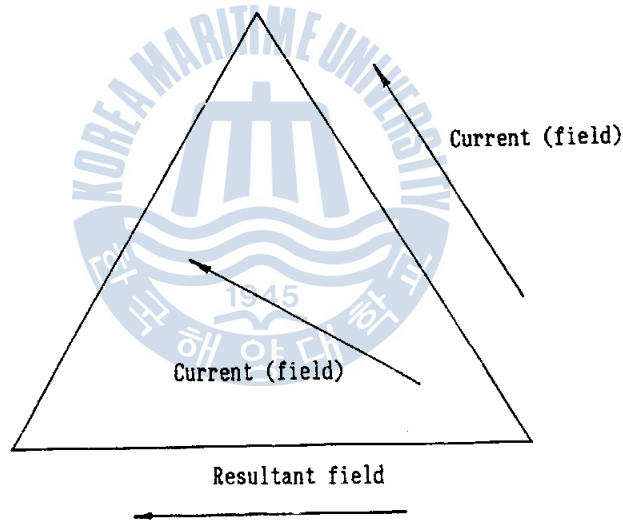


Fig. 6 Direction of current(field) at clock #1

원래는 전류에 의하여 자계가 만들어지지만, 그 자계의 방향은 편의상 전류의 방향과 같도록 한다. 그리고 합성자계의 방향을 Fig.6의 삼각형 중앙에 표시한다. 이 합성자계의 방향이 클록의 진행순서에 따라 회전하는 모양이 Fig.7에 표시되어 있다.

여기서 알 수 있는 바와같이 1클록 펄스마다 자계는 60°회전하여 6클록으로 1회전을 한다. 2극 권선의 경우는 회전자계가 6단계에 걸쳐 1주기 회전하기 때문에 이와같은 방식의 인버터를 6단계인버터(Six-Step Inverter)라 부른다.

Table 1. Switching order of transistors

클록		1	2	3	4	5	6	7
스위치 상태	Tr1	1	1	0	0	0	1	1
	Tr2	0	0	1	1	1	0	0
	Tr3	0	1	1	1	0	0	0
	Tr4	1	0	0	0	1	1	1
	Tr5	0	0	0	1	1	1	0
	Tr6	1	1	1	0	0	0	1
U, V, W 點의 電位	U	E	E	0	0	0	E	E
	V	0	E	E	0	0	0	
	W	0	0	0	E	E	E	0
선 간 전압	U-V	E	0	-E	-E	0	E	E
	V-W	0	E	E	0	-E	-E	0
	W-U	-E	-E	0	E	E	0	-E

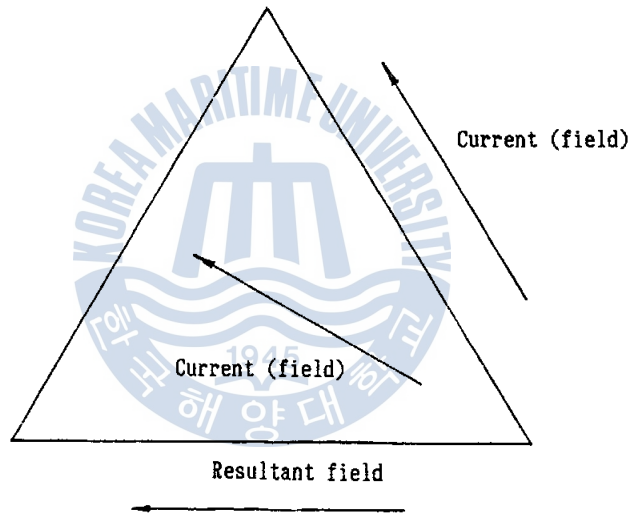


Fig. 6 Direction of current(field) at clock #1

원래는 전류에 의하여 자계가 만들어지지만, 그 자계의 방향은 편의상 전류의 방향과 같도록 한다. 그리고 합성자계의 방향을 Fig. 6의 삼각형 중앙에 표시한다. 이 합성자계의 방향이 클록의 진행순서에 따라 회전하는 모양이 Fig. 7에 표시되어 있다.

여기서 알 수 있는 바와같이 1클록 펄스마다 자계는 60°회전하여 6클록으로 1회전을 한다. 2극 권선의 경우는 회전자계가 6단계에 걸쳐 1주기 회전하기 때문에 이와같은 방식의 인버터를 6단계인버터(Six-Step Inverter)라 부른다.

$$N = \frac{f_c}{6P_1} (RPS) = \frac{10f_c}{P_1} (RPM) \quad (2.2.1)$$

(2.2.1) 식은 클록 주파수, 쌍자극수 및 자계회전수의 관계를 나타내고 있다.

이와같이 파워트랜지스터를 스위칭소자로 이용했을 경우 각 단자전압을 보면 Fig. 8과

같이 계단파로 된다. 각 상의 파형은 120° 씩 차이가 나타난다. 그러나 스위칭속도를 높이면, 인덕턴스로 인한 전류의 변화는 부드럽게 되고 자계도 원활히 회전하게 된다. 로우터의 관성모멘트에 의해 로우터의 회전변동은 줄어든다.

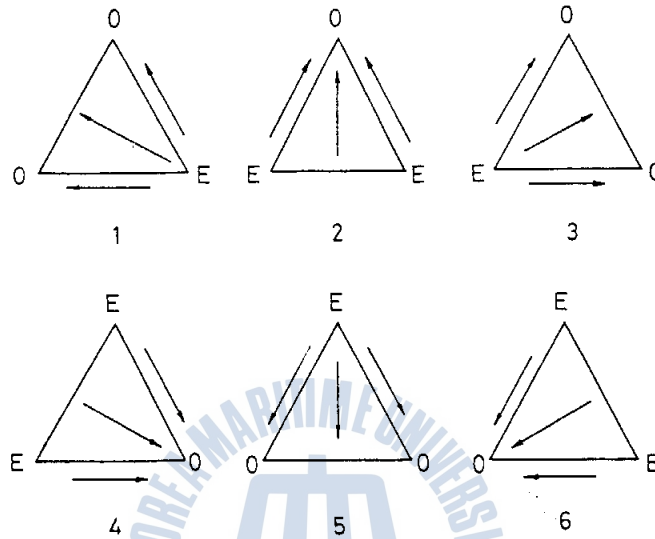


Fig. 7 Revolution of resultant field caused by inverter operation

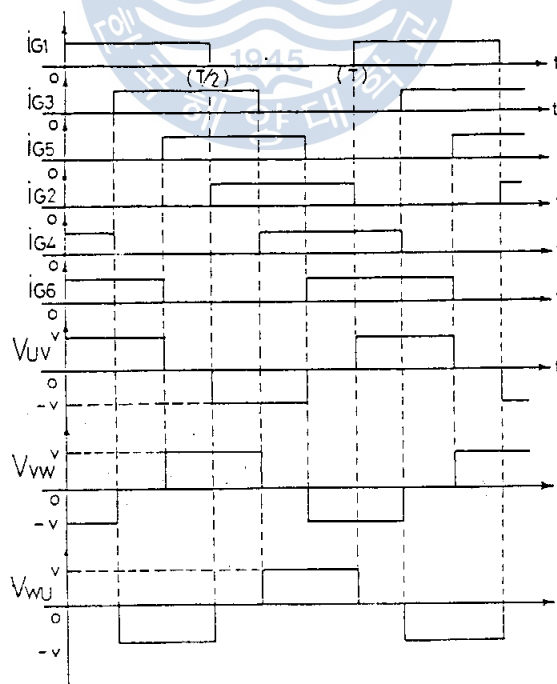


Fig. 8 Time chart of 6-step inverter

2.3 디지털 PID 제어 알고리즘

연속 시간 PID 제어기의 방정식은 식(2.3.1)로 되고 블록 다이어그램은 Fig. 9와 같다.^{2),10)}

$$U(t) = K_p \left[\Delta e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t \Delta e(\tau) d\tau + T_d \frac{d\Delta e(t)}{dt} \right] \quad (2.3.1)$$

식(2.3.1)에서 적분제어 항은 정상상태 오차를 줄이기 위한 동작을 제공하고 미분 제어 항은 응답에서의 오버슈트(Overshoot)를 줄이기 위한 미래 예측적인 동작을 나타낸다.

샘플링 주기가 짧은 경우에는 식(2.3.1)은 이산화(Discretization)에 의해 차분 방정식(Difference equation)으로 바꿀 수 있다. 차분 방정식으로 변환하는 방법은 여러가지가 있으나 대표적인 것으로, 먼저 Rectangular Integration과 Backward Difference를 적용하면 아래와 같이 된다.

$$U(k) = K_p \left(\Delta e(k) + \frac{T_0}{T_i} \sum_{i=0}^k \Delta e(i-1) + \frac{T_d}{T_0} (\Delta e(k) - \Delta e(k-1)) \right) \quad (2.3.2)$$

(2.3.2)식은 과거의 모든 오차의 합에 대한 정보가 저장되기 때문에 비순환(Non-Recursive) 제어알고리즘이 된다. 그러나 컴퓨터 프로그램을 위해서는 순환(Recursive) 알고리즘이 바람직하므로 식(2.3.2)에다 1샘플링 주기전의 오차와 출력과의 관계식인 식(2.3.2)을 빼면 식(2.3.4), (2.3.5)이 유도 된다.

$$U(k-1) = K_p \left(\Delta e(k-1) + \frac{T_0}{T_i} \sum_{i=0}^{k-1} \Delta e(i-1) + \frac{T_d}{T_0} (\Delta e(k-1) - \Delta e(k-2)) \right) \quad (2.3.3)$$

$$U(k) - U(k-1) = q_0 \Delta e(k) + q_1 \Delta e(k-1) + q_2 \Delta e(k-2) \quad (2.3.4)$$

여기서, $q_0 = K_p (1 + T_d/T_0)$

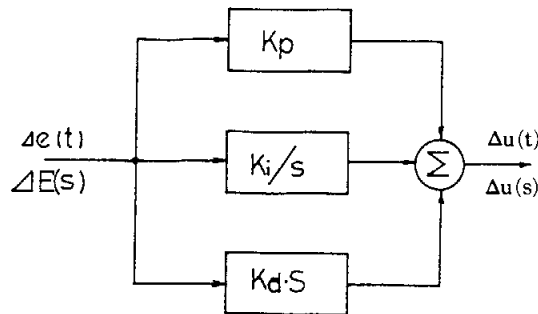


Fig. 9 Block diagram of analog PID controller

$$q_1 = -K_p (1 + 2T_d/T_0 - T_0/T_i) \quad (2.3.5)$$

$$q_2 = K_p \cdot T_d/T_0$$

둘째로, Trapezoidal Integration과 Backward Difference를 사용하면 식(2.3.1)은 식(2.3.6)으로 바뀌게 된다.

$$U(k) = K_p (\Delta e(k) + \frac{T_0}{T_i} (\frac{e(0) + e(k)}{2} + \sum_{i=1}^{k-1} \Delta e(i)) + \frac{T_d}{T_0} (\Delta e(k) - \Delta e(k-1))) \quad (2.3.6)$$

여기서 $U(k-1)$ 에 대한 방정식을 앞의 방법과 같이 하여 식(2.3.6)에서 빼면 또다른 순환 관계식(2.3.7)이 나타난다.

$$U(k) - U(k-1) = q_0' \Delta e(k) + q_1' \Delta e(k-1) + q_2' \Delta e(k-2) \quad (2.3.7)$$

$$\text{이때, } q_0' = K_p (1 + T_0/2T_i + T_d/T_0)$$

$$q_1' = -K_p (1 + 2T_d/T_0 - T_0/2T_i) \quad (2.3.8)$$

$$q_2' = K_p \cdot T_d/T_0$$

위에서 구한 2가지 디지털 PID 제어기에 있어서 아주 짧은 샘플링 주기 T_0 에 대한 식(2.3.5)의 퍼라미터 q_0, q_1, q_2 와 식(2.3.8)의 퍼라미터 q_0', q_1', q_2' 는 아나로그 PID 제어기의 퍼라미터 K_p, T_i , 및 T_d 를 사용하여 계산할 수 있다. 식(2.3.4)의 경우 이산화된 디지털 PID 제어기의 전달 함수는 식(2.3.9)과 같고 블록선도는 Fig. 10과 같다.

$$G_{pid}(Z) = \frac{\Delta U(Z)}{\Delta E(Z)} = \frac{q_0 Z^2 + q_1 Z + q_2}{Z(Z-1)} \quad (2.3.9)$$

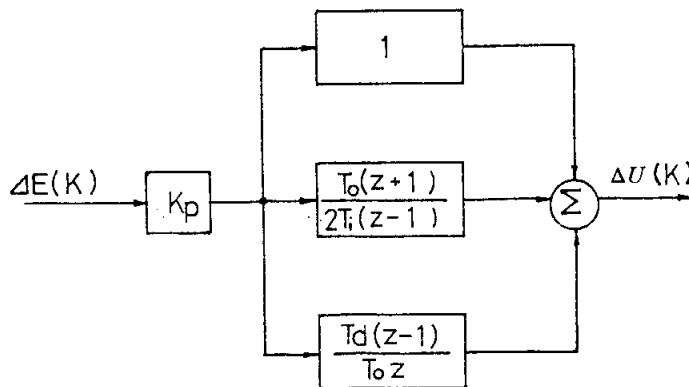


Fig. 10 Block diagram of digital PID controller

2.4 시스템의 전달함수와 블록다이아그램

2.4.1 인버터 및 유도전동기

PID 디지털 제어기에서 나온 신호는 6단계인버터의 점호시간(Firing time) T_f 를 조정하여 전동기의 공급전원의 주파수 f_1 을 조절하게 된다. 이는 운전상태에서 슬립 S 를 제어하게 됨으로 인버터의 전달함수는 아래와 같이 표현될 수 있다.

$$\Delta S(S) = K_e \Delta U(S) \quad (2.4.1)$$

앞절에서 설명한 바와 같이 유도전동기의 토오크는 E_1/f_1 이 일정할 경우 슬립 S 에 비례한다. 그러나 부하가 일정할 경우에는 전동기의 회전수는 일차주파수 f_1 에 근사적으로 비례하여 변동하고 부하가 변동할 경우 회전수를 일정히 하려면 슬립 S 를 조정하여야 하므로 일차주파수 f_1 을 변동시켜 정속을 얻을 수 있다. 식(2.1.15)를 라플라스 변환하면 식(2.4.2)와 같이 된다.

$$\Delta T_q(S) \approx K_2 \left(\frac{E_1}{f_1} \right)^2 \cdot \frac{2S}{r_2} \Delta S(S) = K_4 \Delta S(S) \quad (2.4.2)$$

2.4.2. 회전계통

일반적으로 유도전동기를 포함한 회전계통의 전달함수를 정확히 구하는 것은 직류전동기에 비해 어려울 뿐만 아니라 전동기에 구동회로와 부속장치가 더해지면 더욱 곤란해지므로 시스템의 입력과 출력의 관계로부터 실험적인 전달함수를 구하도록 한다.

보통의 프로세스 제어계의 스텝 입력에 대한 응답은 곡선으로 나타나므로 이 곡선의 형태는 고차계의 특성을 나타내지만, 플랜트의 입출력 형태는 시간지연을 포함한 일차계로 간략화 될 수 있다. 여기서 회전계통의 입력을 $T(s) - T_L(s)$, 출력을 $\Delta \Omega(S)$ 그리고 전달함수를 $G_m(S)$ 로 할 경우, 회전계통의 전달함수는 식(2.4.3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$G_m(S) = \frac{\Delta \Omega(S)}{\Delta T(S) - \Delta T_L(S)} = \frac{\Delta \Omega(S)}{\Delta T_f(S)} = \frac{K \cdot e^{-T_d S}}{1 + \tau S} \quad (2.4.3)$$

Fig. 11은 스텝 입력에 대한 회전계통의 응답을 나타내고 있으며, 이로부터 이득 $K=7.5$, 시정수 $\tau=0.105(\text{sec})$, 제어기 및 인버터를 포함한 회전계통의 지연시간(Dead time) $T_d=0.025(\text{sec})$ 임을 알 수 있다.

또한 타코 제너레이터의 기전력은 회전수에 비례하므로 전동기의 회전수와 타코 제너레이터의 출력 사이에는 다음 관계식이 성립한다.

$$\Delta E_t(S) = K_t \cdot \Delta \Omega(S) \quad (2.4.4)$$

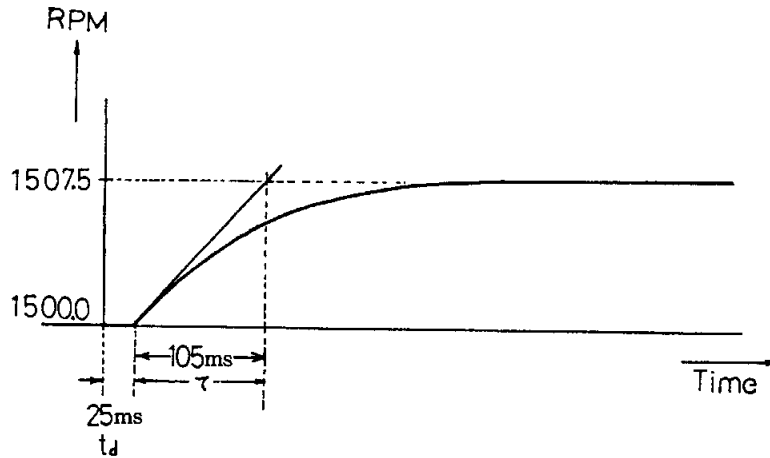


Fig. 11 Response curve of induction motor for step input

2.4.3 제어기의 계수조정

2.4.1절에서 구한 전동기의 전달함수와 Fig.11에 Table 2의 Ziegler와 Nichols에 의해 제안된 한계 감도법을 적용하여 다음의 각 파라미터를 구한다.

$$G_c(S) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i S} + T_d S \right) \quad (2.4.5)$$

이때 K_p , T_i , T_d 는 샘플링 주기가 짧은 경우 곧바로 2.3절에서 구한 식(2.3.4) 또는 식(2.3.7)에 적용 가능하게 되고 이 식들로부터 디지털 PID 제어기의 전달함수를 구하면 식(2.4.5)으로 된다.

$$G_{pid}(Z) = \frac{\Delta U(Z)}{\Delta E(Z)} = \frac{q_0 Z^2 + q_1 Z + q_2}{Z(Z-1)} \quad (2.4.6)$$

Table 2. Zigler-Nichols tuning for the regulator

Type of Controller	Optimum Gain
P	$K_p = 1/RL$
PI	$K_p = 0.9/RL, T_i = L/0.3$
PID	$K_p = 1.2/RL, T_i = 2L, T_d = 0.5L$

$$R = K/\tau, L = T_d$$

2.4.4 블록 다이어그램

식(2.4.1)-(2.4.3)으로부터 유도전동기 속도제어시스템의 블록선도를 그리면 Fig.12와 같다. 여기서 $\Delta E_r(z)$ 는 키보드로부터 주어지는 기준신호의 변동값이며 $\Delta E(z)$ 는 기준신호값 $\Delta E_r(z)$ 와 타코제너레이터의 출력값 $\Delta E_t(z)$ 와의 차이값이다. 첫번째 제로오더홀드

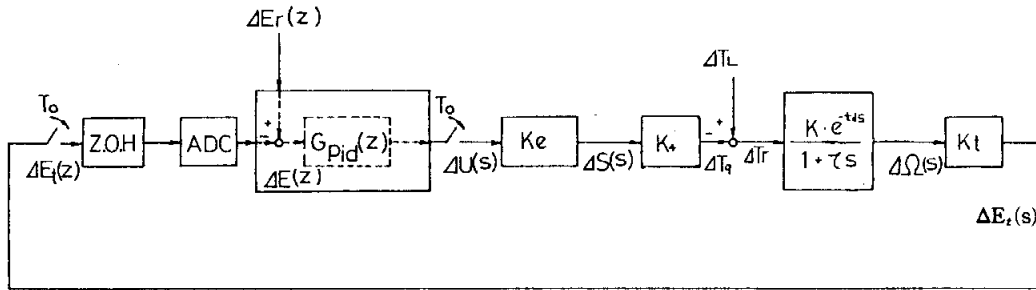


Fig. 12 Block diagram of control system

(Z. O. H)와 ADC는 A/D 컨버터를 나타내고 $G_{pid}(z)$ 는 16비트 마이크로프로세서의 전달함수로서 디지털 제어를 나타낸다.^{4),8)} 인버터의 계인은 K_e , 회전계통의 전달함수가 $G_m(S)$ 로 나타나있고 $G_t(S)$ 는 타코제너레이터의 전달함수이다. 유도전동기와 직결된 D.C 발진기에 저항부하에 의한 토크 T_L 이 가해지고 회전속도값 $\Delta\Omega(S)$ 는 타코제너레이터를 거쳐면서 $\Delta E_t(s)$ 로 되어 피드백 된다.

3. 실험 결과 및 고찰

3.1 실험 장치의 구성

실험장치의 전체적계략도를 Fig. 13에 나타내었다. 먼저 키보드로부터 입력된 기준속도값 $\Delta E_r(z)$ 와 A/D 컨버터를 통해 들어온 전동기의 현재 속도값 $\Delta E_t(z)$ 가 비교되어 오차신호 $\Delta E(z)$ 가 발생한다. 이 오차신호 $\Delta E(z)$ 에 대하여 16비트 마이크로프로세서가 디지털 PID 제어알고리즘에 따른 출력값을 계산하게 되고 계산된 출력값 $U(z)$ 는 I/O 장치를 거쳐 8비트 마이크로프로세서에 전달된다.

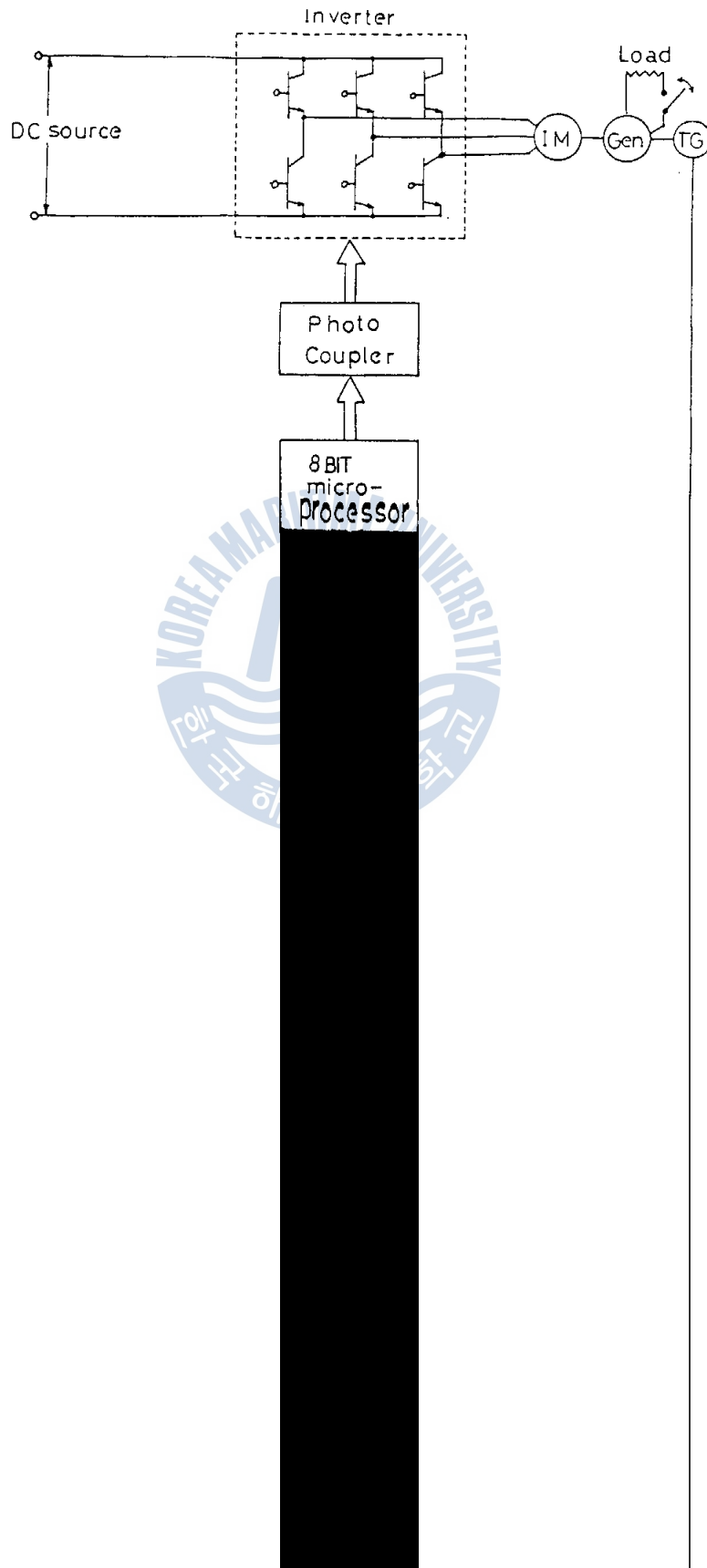
이때 8비트 마이크로프로세서는 전달받은 값 $U(S)$ 에 따라서 메모리로부터 미리 저장된 주파수 값을 읽어내어 I/O 포트와 포토커플러를 통해 인버터의 파워 트랜지스터 베이스 단자에 트리거 신호를 보내게 된다.

이 트리거 신호에 의해 인버터는 6개의 파워 트랜지스터의 ON-OFF에 따라 적류 전원을 적절한 주파수를 갖는 교류 전원으로 바꾸게 되고 그에 따라 유도전동기가 회전하게 된다.

유도전동기에는 보극을 갖는 타려자 적류발전기와 타코 제너레이터가 직결되어 있으며 적류 발전기에는 저항 부하가 연결되어 스위치의 ON-OFF에 따라 계단상의 부하가 가해지게 된다.

Fig. 14는 이상과 같은 실험 장치의 실제 모습을 나타내고있다.





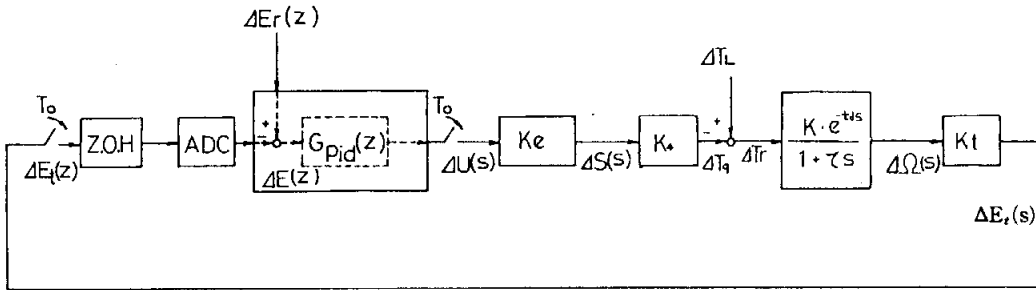


Fig. 12 Block diagram of control system

(Z.O.H)와 ADC는 A/D 컨버터를 나타내고 $G_{pid}(z)$ 는 16비트 마이크로프로세서의 전달함수로서 디지털 제어기를 나타낸다.^{4,8)} 인버터의 게인은 K_e , 회전계통의 전달함수가 $G_m(S)$ 로 나타나있고 $G_t(S)$ 는 타코제너레이터의 전달함수이다. 유도전동기와 직결된 D.C 발전기에 저항부하에 의한 토크 T_L 이 가해지고 회전속도값 $\Delta\Omega(S)$ 는 타코제너레이터를 거쳐면서 $\Delta E_t(s)$ 로 되어 피드백 된다.

3. 실험 결과 및 고찰

3.1 실험 장치의 구성

실험장치의 전체적계략도를 Fig. 13에 나타내었다. 먼저 키보드로부터 입력된 기준속도 값 $\Delta E_r(z)$ 와 A/D 컨버터를 통해 들어온 전동기의 현재 속도값 $\Delta E_t(z)$ 가 비교되어 오차 신호 $\Delta E(z)$ 가 발생한다. 이 오차신호 $\Delta E(z)$ 에 대하여 16비트 마이크로프로세서가 디지털 PID 제어알고리즘에 따른 출력값을 계산하게 되고 계산된 출력값 $U(z)$ 는 I/O 장치를 거쳐 8비트 마이크로프로세서에 전달된다.

이때 8비트 마이크로프로세서는 전달받은 값 $U(S)$ 에 따라서 메모리로부터 미리 저장된 주파수 값을 읽어내어 I/O 포트와 포토커플러를 통해 인버터의 파워 트랜지스터 베이스 단자에 트리거 신호를 보내게 된다.

이 트리거 신호에 의해 인버터는 6개의 파워 트랜지스터의 ON-OFF에 따라 직류 전원을 적절한 주파수를 갖는 교류 전원으로 바꾸게 되고 그에 따라 유도전동기가 회전하게 된다.

유도전동기에는 보극을 갖는 타력자 직류발전기와 타코 제너레이터가 직결되어 있으며 직류 발전기에는 저항 부하가 연결되어 스위치의 ON-OFF에 따라 계단상의 부하가 가해지게 된다.

Fig. 14는 이상과 같은 실험 장치의 실제 모습을 나타내고있다.

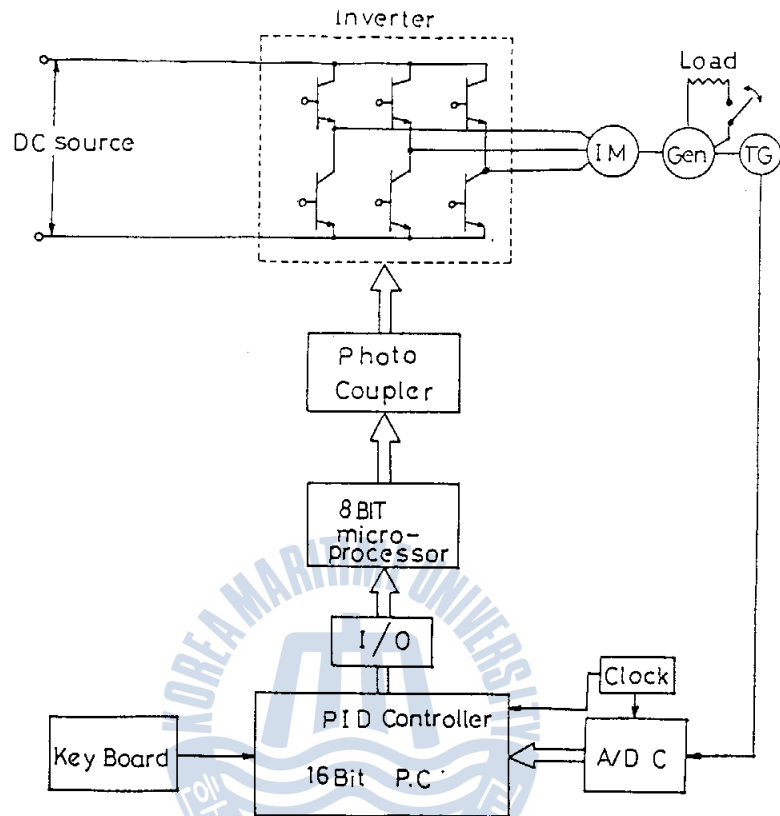


Fig. 13 Schematic diagram of IM speed control

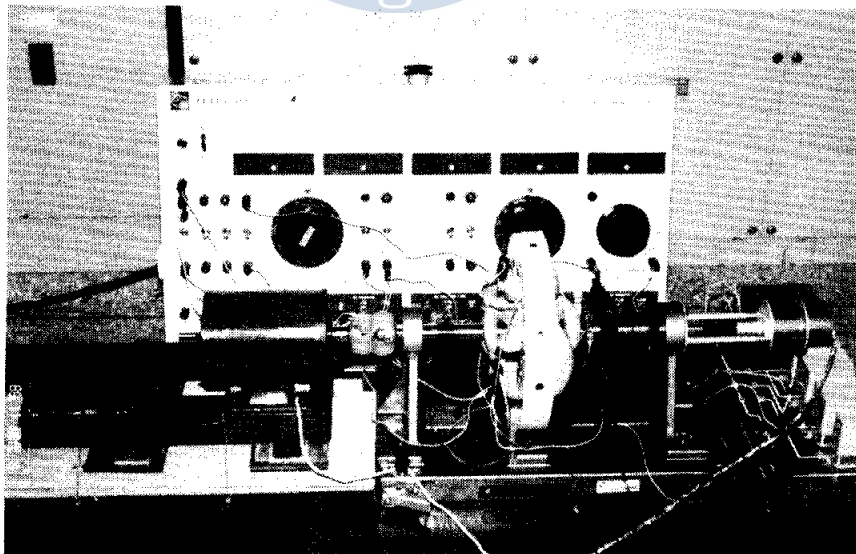


Fig. 14 (a) Photograph of Induction motor & D.C Generator

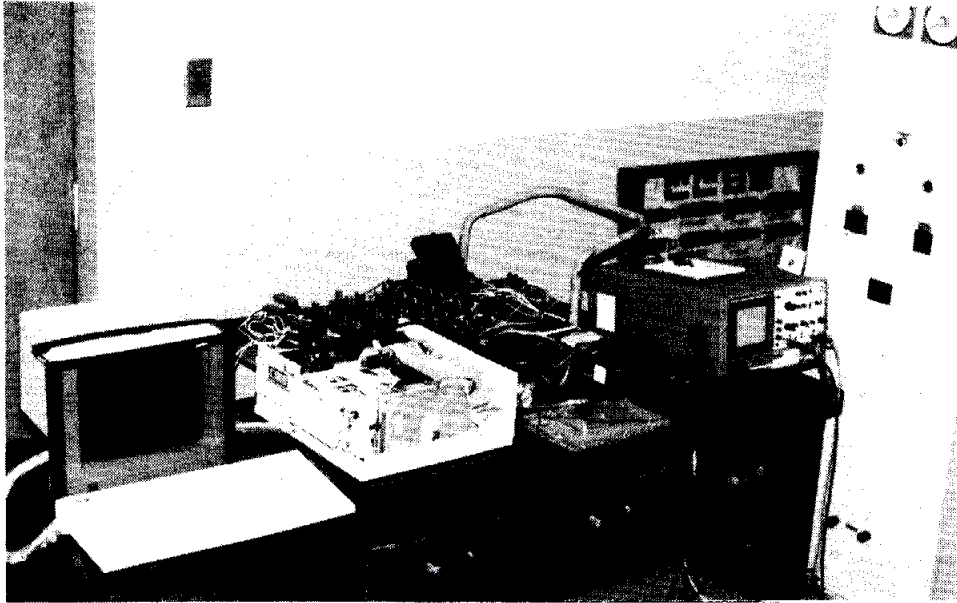


Fig. 14 (b) Photographe of microprocessor & inverter

3.1.1 디지털 PID 제어기

개인용 컴퓨터(IBM-AT 호환기종)를 사용하여 디지털 PID제어기를 구성하고 제어알고리즘으로는 2.3절에서 구한 디지털 PID제어알고리즘을 이용한다. 마이크로프로세서는 인텔 80286(10 MHz)과 코프로세서(80287)를 사용하고 제어알고리즘은 마이크로 소프트웨어사의 옵티마이징 포트란 컴파일러(Ver. 4.0)을 써서 작성하였다.^{16),19)}

A/D 컨버터를 이용하여 타코 제너레이터로부터 회전수에 비례한 전압을 구하여 이를 키보드를 통해 입력한 기준값과 비교한 뒤 오차신호 $\Delta E(k)$ 를 얻어낸다. 이 오차 신호값 $\Delta E(k)$ 을 제어 알고리즘에 따라 계산하여 출력값 $U(k)$ 을 구한다.

출력값 $U(k)$ 는 컴퓨터의 I/O 포트를 통해 데이터 버스에 실려진 다음 D/A 컨버터 입력단에 도착한 후, 여기서 Paralledl Cable을 통해 8비트 마이크로 프로세서의 입출력 LSI인 8255A의 B 포트에 전해진다. 타코제너레이터의 아나로그 신호를 디지털로 변환하는 것과 컴퓨터내의 출력값을 내보내는 루틴은 매크로 어셈블러를 써서 서브루틴으로 작성하고 컴파일 단계에서 포트란프로그램과 접속하였다. 샘플링 시간은 A/D 컨버터의 외부 펄스단자에 함수 발생기의 신호를 보내어 조정할 수 있도록 하였다.

3.1.2 8비트 마이크로 프로세서 및 인버터

마이크로프로세서로 Z80A(4MHz)를 채용한 8비트 제어용 컴퓨터를 이용하였으며, Fig.15에 나타난 바와 같이 8비트 마이크로프로세서는 입출력 LSI인 8255A의 B 포트를 통해 데이터를 넘겨받으며 이 값에 따라 메모리로부터 미리 입력된 주파수 데이터를 읽어

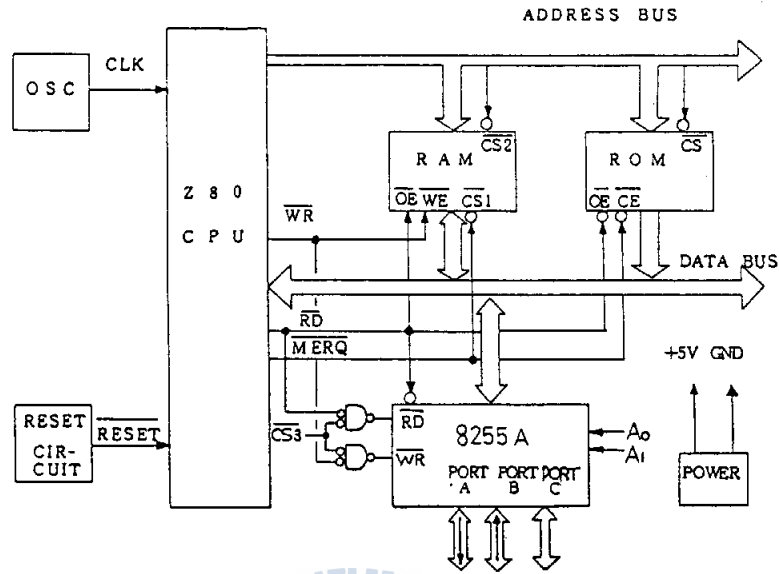


Fig. 15 8 Bit microprocessor and additional circuit

내며 이를 통해 6단계인버터의 파워트랜지스터 베이스에 가해지는 트리거 신호를 만들어 낸다.¹⁷⁾

트리거 신호는 8255A의 A포트를 지나 주회로의 높은 전압과 서어지등으로부터 마이크로 프로세서와 그 밖의 회로를 보호하기 위해 포토 커플러를 거쳐 인버터에 전해진다.

또한 Fig. 16에서 포토 커플러(4N28)을 지난 신호는 파워트랜지스터를 확실히 ON-OFF할 수 있도록 설계된 증폭회로를 지나 파워트랜지스터의 베이스에 도달하게 된다.

베이스에 가해지는 ON-OFF 신호에 따라 6개의 파워트랜지스터가 구동되므로써 직류 전원은 교류 전원으로 바뀌게 되고, 이렇게 이루어진 교류 전원은 단자 U, V, W를 통해 유도전동기에 전하여진다.

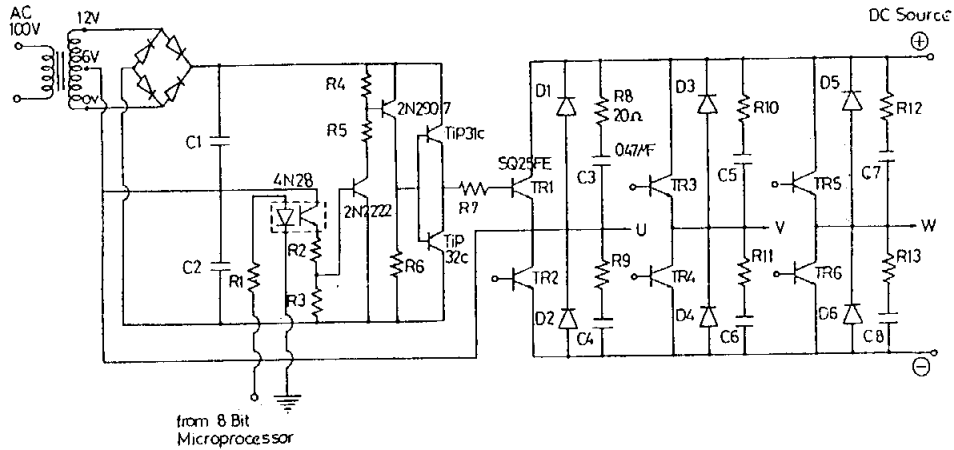


Fig. 16 Inverter circuit

3.1.3 유도전동기

실험의 제어대상인 3상 유도전동기의 정격 및 각 계수들의 값은 아래와 같다.

- 정격출력 : 100W
- 결선 : Δ/Y
- 정격속도 : 1768 RPM
- 정격전압 : 110V
- 정격주파수 : 60 Hz
- 극수 : 4극
- 고정자 저항(R_s) : 8.36Ω
- 고정자 인дук턴스 : 8.95 mH

3.1.4 A/D 및 D/A 컨버터

실험에 사용된 A/D 및 D/A 컨버터의 주요 사항은 다음과 같다.

Table 3(a). Specification of A/D & D/A converter

	A/D 컨버터	D/A 컨버터
제작회사	MAXIM	BUR-BROWN
모델	AD 7572	DAC 80
Resolution	12 Bit	12 Bit
Conversion Time	5 μ_s	3 μ_s
미분 비선형성	± 1 LSB	$\pm 1/2$ LSB
적분 비선형성	± 1 LSB	± 1 LSB

Table 3(b). Specification of A/D & D/A converter

I/O Port : 200H~207H
200H : A/D 변환시작
201H : A/D 변환끝 및 외부 클럭 입력
202H : 채널선택
203H : Not use
204H : D/A (1) Low Byte
205H : D/A (1) High Byte
206H : D/A (2) Low Byte
207H : D/A (2) High Byte
A/D CHANNEL : 8ea
D/A CHANNEL : 2ea

3.1.5 제어 프로그램

속도 제어에 이용된 프로그램의 플로우 차트를 Fig. 17 (a)-(d)에 나타내었다. Fig. 17 (a)는 16비트 마이크로프로세서의 작동순서를 표시하고 있으며 먼저 시스템의 초기화를 행한뒤 어셈블리어로 쓰여진 서브루틴 A를 실행하여 전동기의 현재 속도값을 읽어 들인다. 이 속도값과 초기화 과정에서 주어진 기준속도값의 차이값에 대하여 디지털 PID 제어 알고리즘에 따른 계산을 한뒤 그 결과치를 어셈블리어로 쓰여진 서브루틴 B를 통해 8 비트 마이크로프로세서에 전달한다. 조건문에서는 반복횟수 이내이면 입, 출력값을 메모리에 저장하고 반복횟수를 넘어서면 메모리에 저장된 값을 데이터 파일에 저장한뒤 프로그램을 끝낸다.

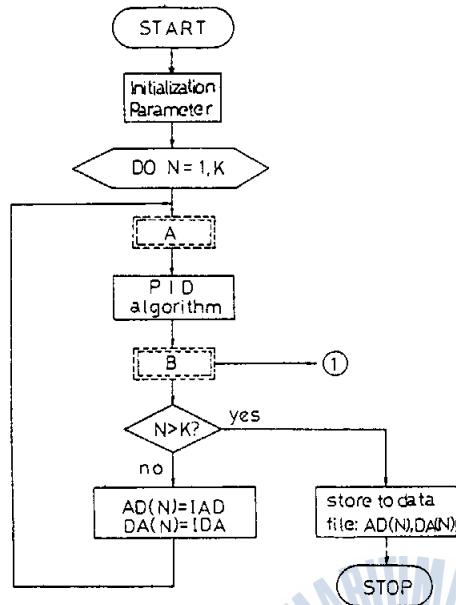


Fig. 17 (a) Speed control flow chart of 16 bit microprocessor

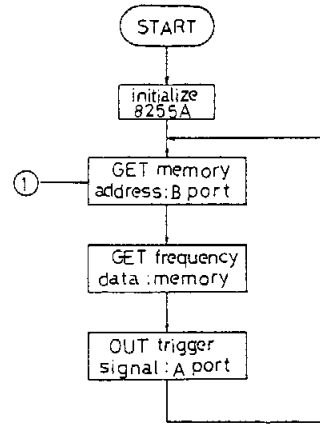


Fig. 17 (b) Flow chart of 8 bit microprocessor

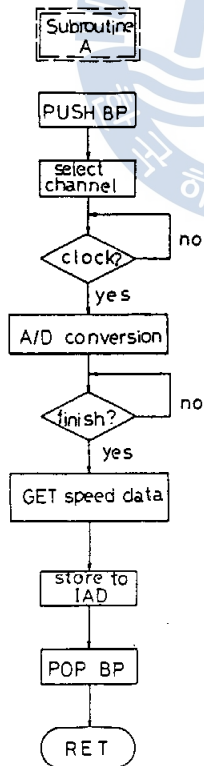


Fig. 17 (c) Flow chart of subroutine A

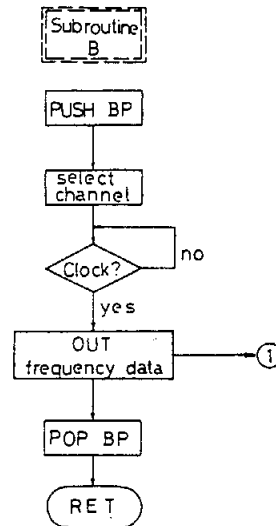


Fig. 17 (d) Flow chart of subroutine B

Fig. 17 (b)는 8비트 마이크로프로세서의 작동순서이고 입출력 LSI인 8255A를 초기화 하고서 16비트 마이크로프로세서에서 보내준 데이터를 B포트로부터 읽어 들인다. 이 데이터로부터 메모리에 저장된 주파수값을 읽어내고 이를 토대로 트리거신호를 A 포트를 통해 인버터로 내보내게 된다.

Fig. 17 (c)-(d)는 어셈블리어로 짜여진 서브루틴으로 서브루틴 A는 데이터를 읽어 들이고 서브루틴 B는 데이터를 내보내는 역할을 한다.^{18),19)}

3.2 실험 결과

디지털 제어에 있어서 가장 중요한 요소중의 하나는 샘플링 시간을 어떻게 취할 것인가 하는 문제이다. 여기서는 A/D 컨버터의 외부 펄스단자에 가해지는 함수발생기의 구형파 주파수를 조정함으로써 퍼스날 컴퓨터의 시스템 클록을 이용하는데 따른 번거로움을 피하고 조정가능한 샘플링 시간을 얻을 수 있었다.

2.4절에서 구한 시스템 전달함수를 토대로 샘플링 시간을 2ms로 하고서 유도전동기에 적결된 직류발전기에 제단상의 부하가 가해졌을 때 디지털 PI, PID 제어기의 출력에 따른 유도전동기의 기준회전속도 추종상태를 Fig. 18에 나타내었다. 그림에서 알 수 있듯이 기준속도를 1500 RPM으로 하고 40W의 저항 부하를 순간적으로 가감할 경우, 먼저 부하가 가해지는 순간에는 PI 제어기보다 PID 제어기쪽의 속도오차가 작았으며 양쪽 다 0.4초 정도에서 원래의 속도로 회복됨을 알 수 있다.

그리고 부하가 감해지는 순간에는 PI 제어기보다 PID 제어기쪽의 속도오차가 크게 나타나며 원래의 속도로 회복됨을 알 수 있다.

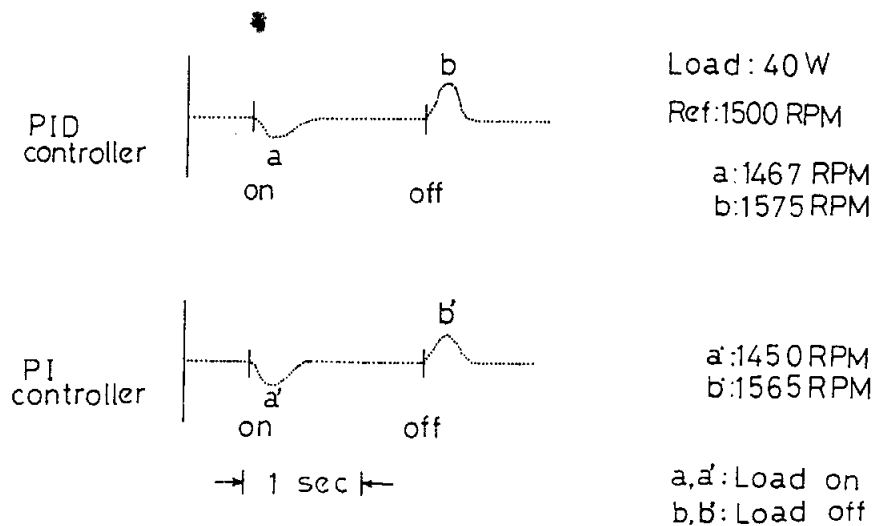


Fig. 18 Motor speed control under step input of load

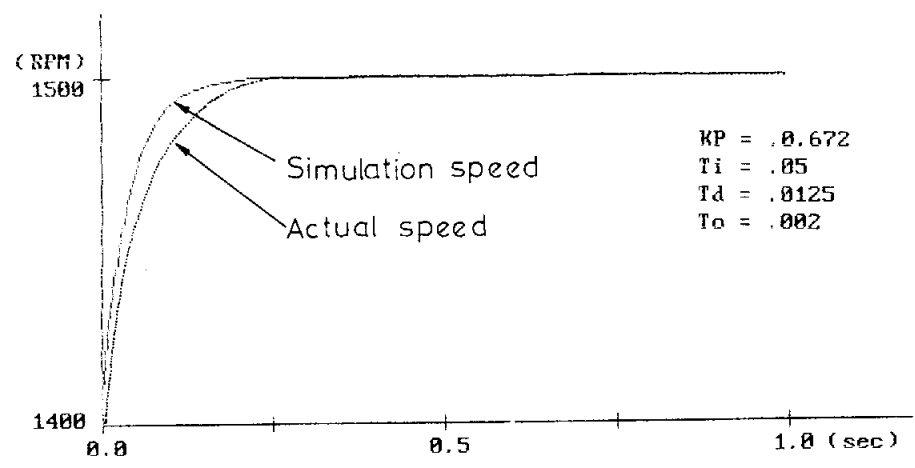
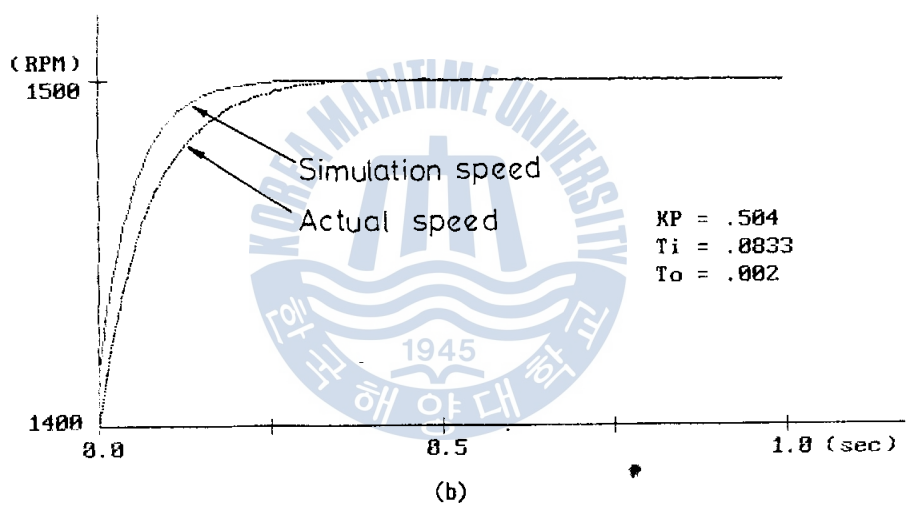
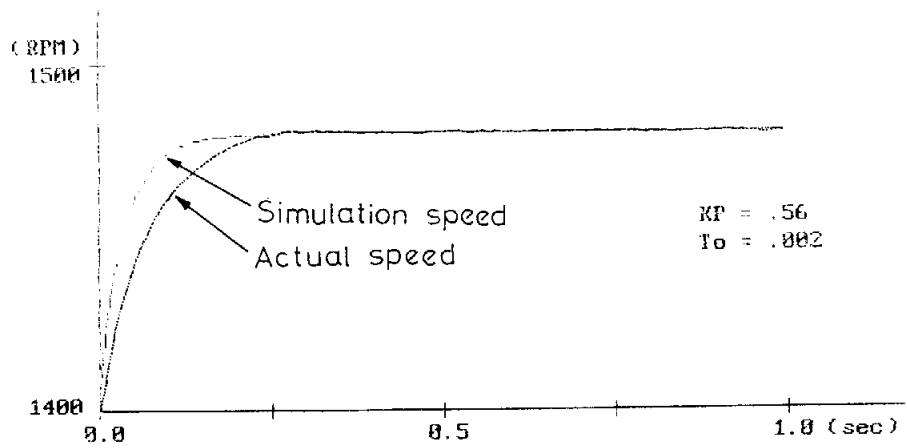


Fig. 19 Computer simulation and experimental result under step input of reference speed (a) (b) (c)



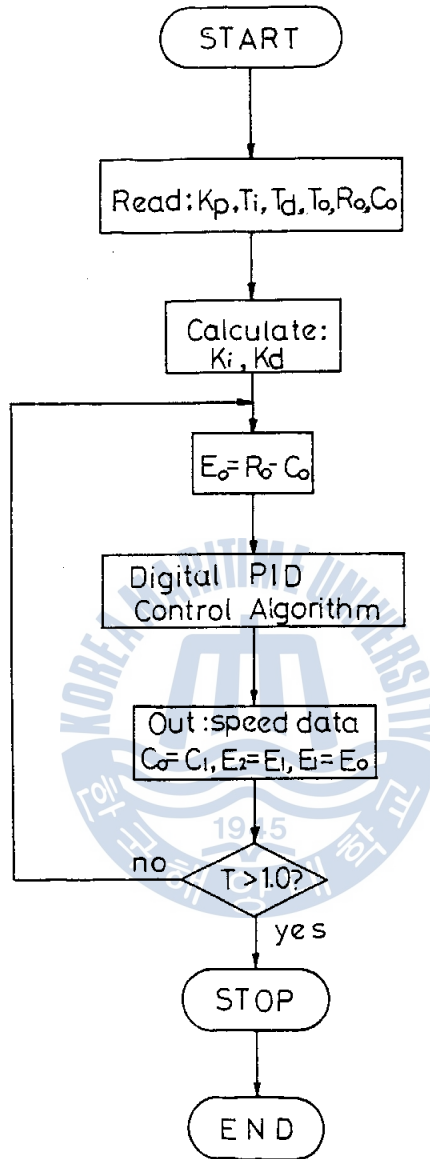


Fig. 20 Flow-chart of computer simulation

그리고 부하가 감해지는 순간에는 PI 제어기보다 PID 제어기쪽의 속도오차가 크게 나타나며 원래의 속도로 회복되는데 걸리는 시간은 PID 제어기쪽이 PI 제어기쪽 보다 작게 나타남을 알 수 있다. PI 제어기와 PID 제어기에 의한 속도제어에 있어서 기준속도 추종 성능은 거의 비슷하게 나타나고 있으므로 퍼라미터를 적절히 취함으로서 PI 제어기만으로 PID 제어기에 상당하는 결과를 얻을 수 있었다.

Fig. 19(a), (b), (c)는 기준속도가 1400 RPM에서 1500RPM으로 100RPM 바뀌었을때

각 제어기의 출력에 따른 유도전동기의 기준속도 추종상태와 컴퓨터 시뮬레이션을 통한 기준속도 추종상태를 나타내었다.

먼저 Fig. 19(a)는 P 제어기에 $K_p=0.56$, $T_o=0.002(\text{sec})$ 를 적용한 경우로 안정된 상태에서 오프셋(Off-set)이 생김을 알 수 있다. 오프셋이 크게 나타나는 것은 제어기 출력 값에 따른 속도 분해능이 7.5RPM되기 때문이다.

Fig. 19(b)는 $K_p=0.504$, $T_i=0.0833(\text{sec})$, $T_o=0.002(\text{sec})$ 의 값을 PI 제어기에 적용했을 경우로서 Fig. 19(a)와는 달리 오프셋이 전혀 나타나지 않고 양호한 추종 성능을 보여주고 있다.

그리고 Fig. 19(c)는 PID 제어기에 $K_p=0.672$, $T_i=0.05(\text{sec})$, $T_d=0.0125(\text{sec})$, $T_o=0.002(\text{sec})$ 의 값을 넣었을 때이며 Fig. 19(b)의 예와 마찬가지로 오프셋이 전혀 생기지 않고 있다. 또한 기준속도 추종성능에 있어서는 Fig. 19(b)보다 빠른 응답 특성을 나타내고 있다.

Fig. 20에 상기의 컴퓨터 시뮬레이션에 쓰인 프로그램의 플로우차트를 나타내고 있다.

본 실험의 경우 가장 간단한 6단계인버터를 사용함으로써 인버터 출력 전압이 구형파로 되고 이로 인한 고조파의 영향에 의하여 전류왜곡이 일어나 전동기 토오크에 맥동이 발생하였다. 또한 40Hz에서 70Hz까지를 1Hz당 4등분하여 제어함으로써 8비트 마이크로프로세서의 1스텝 출력에 대하여 7.5RPM의 분해능을 갖게되어 정밀한 속도제어에 어려움이 따른다.

4. 결양대론

직류전동기보다 비선형성이 크게 나타나는 유도전동기의 속도를 제어함에 있어서, 디지털 PID 제어기와 슬립 주파수 제어방식을 통한 실험으로부터 아래와 같은 결과를 얻었다.

- (1) 유도전동기의 비선형성을 극복하고 기준속도 추종성능이 양호한 제어기의 설계가 가능하게 되었다.
- (2) 마이크로프로세서와 그 주변소자를 이용한 디지털제어기를 구성함으로써 경제적인 면 뿐만 아니라 안정성과 신뢰성 측면에 있어서 도움이 됨을 알았다.
- (3) 플랜트의 상태 변수를 이용한 복잡한 제어회로 설계 대신에 고속형 마이크로프로세서를 이용한 간단한 디지털 PID 제어 알고리즘에 의해서도 유도전동기의 속도제어 특성이 양호하게 나타남을 알았다.
- (4) 16비트와 8비트 마이크로프로세서 간에 신호를 주고 받을 수 있게되어 16비트 마이크로프로세서를 호스트 컴퓨터(Host Computer)로하고 8비트 마이크로프로세서를

터미널 컨트롤러(Terminal Controller)로 구성함으로써 공장자동화에 이상과 같은 방법이 응용될 수 있으리라 생각된다.

그러나 인버터에 가해지는 직류전원 전압을 적절히 변화시키지 못하고 일정하게 유지한 것과 기준속도를 동작점으로 하여 동작점 근방에서 모든 계수와 수식을 선형화한 점, 또한 상태 변수를 이용한 최적제어 설계기법을 적용하지 못한 점과 6단계인버터의 고조파를 적절히 제거하지 못한 점 등은 본 논문에 있어서 아쉬운 부분이라 하겠으며, 앞으로 콘버터와 고조파를 충분히 제거할 수 있는 인버터의 결합을 통해 더욱 향상된 속도 분해능과 기준속도 추종성능을 갖는 유도전동기용 디지털 속도제어기를 구성하고자 한다. 그리고 유도전동기에 의한 위치제어도 장차의 연구과제로 남겨 두고자 한다.

참고문헌

- 1) KARL J. ÅSTROM & BJORN WITTENMARK, Computer-controlled Systems, Prentice-Hall, Inc., pp. 174-189, 1984
- 2) ROLF ISERMANN, Digital Control Systems, Springer-Verlag, pp. 74-87, 1981
- 3) 하주식, 자동제어공학, 태화출판사, pp. 49-61, 1986
- 4) A. FRANK D'SOUZA, Design of Control Systems, Prentice-Hall, Inc., pp. 238-256, 1988
- 5) R. LESSMEIER, W. SCHUMACHER and W. LEONHARD, "Microprocessor-Controlled AC-Servo Drives with Synchronous or Induction Motors", IEEE Trans. IND. APP., Vol. IA-22, No.5, pp. 812-819, SEP./OCT., 1986
- 6) TADASHI EGAMI and TAKESHI TSUCHIYA, "Efficiency-Optimized Speed Control System with Feed-Forward Compensation," IEEE Trans. IND. Vol. IE-34, No.2, pp. 216-225, May.1987
- 7) KEIJI SAITO, KENZO KAMIYAMA, TSUTOMU OHMAE and TOSHIKO MATSUDA, "A Microprocessor-Controlled Speed Regulator with Instantaneous Speed Estimation for Motor Drives," IEEE Trans. IND. Electronics, Vol.35, No.1, pp. 95-99, FEB.1988
- 8) 천희영, 박귀태, 유지윤, "마이크로프로세서에 의한 유도전동기의 PID 제어에 관한 연구," 전기학회 논문집 제33권, 제7호, pp. 262-269, 1984
- 9) H. HANSELMANN, "Implementation of Digital Controllers-A Survey," Automatica, Vol 23, No.1, pp. 7-32, 1987
- 10) 土谷武士, "電動機 速度制御系 構成の デジタル 制御系 構成法の 適用", 計測自動制御學會 論文集, 19/10, pp. 1-6, 1983
- 11) S.B. DEWAN & A. STRAUGHEN, Power Semiconductor Circuits, John Wiley & Sons, INC, pp. 357-457, 1975
- 12) B.K. BOSE, Power Electronics and AC-Drives, Prentice-Hall, INC., pp. 28-52, 1986
- 13) 김태영, A-D/D-A 변환회로의 설계와 응용, 우진출판사, 1989
- 14) 見城尙志, 赤木奉文, 川村 昭, 三上 亘, "AC サーボ モータと マイコン 制御," 総合電子出版社, pp. 49-67, 1983
- 15) 見城尙志, "小形 モータの 基礎と マイコン 制御," 総合電子出版社, pp. 201-220, 1984

- 16) IBM Technical Reference(Personal Computer AT), pp. 1-3 - 1-74, 1986
- 17) RODNAY ZAKS, Programming the Z80, 3ed, SYBEX INC., 1982
- 18) 황회용, MS-MOD 매크로 어셈블러활용 1, 교학사, pp. 489-539, 1989
- 19) IBM 퍼스널 컴퓨터, 가남사, pp. 139-209, 1989

