

自立型 이동로봇 驅動을 위한 직류 서보전동기 PLL 速度制御시스템에 관한 연구

홍 순 일*

A Study on PLL Speed Control System of DC Servo
Motor for Mobile Robot Drive

S. I. Hong

Key words : Power wheeled steering(동력조향), Pulse width modulation(진폭변조), Phase locked loop(위상동기화 루프)

Abstract

The speed control associated with dc servo motors for direct-drive applications of mobile robot is considered in this study. Robot is moved by power wheeled steering of two dc servo motors mounted to it.

In order to cooperate with micro-computer and to achieve the high-performance operation of dc servo motor, speed control system is composed of a digital Phase Locked Loop and H-type drive circuit. And the motor is driven by Pulse Width Modulations.

In controlling PWM, it is modified to compose of H-type drive circuit with feedback diodes and switching transistor and design of control sequence so that it may show linear characteristics. As a result, speed characteristics of motor showed linear features.

In order to get data on design of PLL control system, the parameters of 80[W] motor & robot device is measured by simple software control.

The PLL speed control system is schemed and designed by leaner drive circuit and measured parameters.

A complete speed control system applied to 80[W] dc servo motor showed good linearity, stability and high response. Also, it is verified that the PLL speed control system has good compatibility as a mobile robot driver.

* 정희원, 부산공업대학교

1. 서 론

직류전동기는 제어성이 우수하여 산업현장의 속도 및 위치제어를 필요로 하는 서보제어에 널리 사용되고 있다.^{1,2)}

본 연구의 목적은 해저탐사나 방재용 로봇의 기초 연구로서, 개발중인 자립형 이동로봇의 “족”에 상당하는 구동장치에 이용될 직류 서보전동기의 속도제어 방식과 그 구동시스템에 대하여 연구 검토하는 것이다. 로봇의 방향제어는 PWS(Power Wheeled Steering)방식으로 한다.^{3,4,6)}

직류전동기의 속도제어 방법에는 여러가지가 있으며 그 대표적인 것은 속도지령방식과 위상동기화(Phase Locked Loop) 제어방식이 있다.^{7,8)} 전자는 목표에 비례하는 설정전압을 속도제어 루프에 지령하는 방식으로 종래에 많이 사용되었으며 비교적 그 구성이 간편하다. 그러나 주위온도 변화에 따라 속도가 천천히 변화하는 온도 드리프트 현상이 생기는 결점이 있다. 이것에 비하여 후자의 위상동기화 제어방식은 기준신호 위상에 전동기 회전위상을 동기화하기 때문에, 기준신호로 온도 변화에 대하여도 주파수가 안정하게 되는 수정발진기의 신호를 사용함으로써 속도변동을 저감시킬 수 있다.

최근, 이 PLL회로는 전기적으로 편리한 여러 특성을 가지고 있음과 동시에 IC화에 가장 적합하기 때문에 널리 사용되고 있다.^{9,10)} 또한 제어회로는 디지털기기와 연계성이 좋은 디지털 PLL방식으로 하고, 전동기 제어는 효율이 좋은 PWM(Pulse Width Modulation)방식을 병용하여 사용하고 있다.⁹⁾

본 연구에서는 직류서보전동기의 제어특성과 PWM제어에 의한 구동원리에 관하여 해석하고 전동기와 로봇의 특성과 제정수를 측정한다. 다음, 전동기 구동회로는 스위칭 트랜지스터와 다이오드를 사용하여 H형 브릿지구조를 구성하고 트랜지스터의 스위칭은 PWM제어로 한다. PWM제어시 전동기 속도특성은 비선형성을 나타내므로 제어방식(제어 시이퀀스)을 개선하여 전동기 인덕턴스에 의해 축적된 에너지를 피드백 다이오드를 통하여 처리하였다. 동시에 최적 PWM기본펄스 주기를

선정하여 구동회로를 선형화하였다. 다음 PLL제어 이론에 관하여 검토하고 이 이론에 기초하여 특성측정에서 얻은 각 정수로서 디지털 위상동기화 제어루프 방식으로 속도제어 시스템을 구성하고 설계하였다. 이 PLL방식은 기준신호로서 수정발진기와 같은 고정도의 안정한 것을 사용하여 이것에 동기하여 전동기를 회전하므로 속도제어도高精度, 高安定度を 갖는다. 회로구성은 직류서보전동기 속도제어를 행하기 위하여 전동기와 속도검출용 펄스엔코더를 PLL루프 내에 삽입하여 이것을 VCO(Voltage Controlled Oscillater)로 이용하여 전 시스템을 루프로 구성하였다.

끝으로 이 PLL 속도제어시스템을 이용하여 직류 80[W] 서보전동기의 속도제어를 시행한 결과 선형성, 안정성, 속응성에서 매우 좋은 결과를 얻었다. 또한, 여기서 구성한 PLL 전동기 속도제어 시스템은 목적으로 한 로봇구동에 잘 동작되고 있음을 확인하였다.

2. 시스템의 제어특성 정수 측정

본 연구에서 최종으로 제작목표로 한 자립형 이동로봇은 두뇌에 해당 하는 마이크로컴퓨터, 동력원이 되는 축전지 등을 탑재한 자립형 이동로봇으로 차륜에 따라 이동하도록 설계한다. 그 성능은 최대하중이 본체포함 100kgf, 최대속도 1m/sec, 최대 가속도 0.5m/sec² 이다. Fig. 2.1은 이동로봇의 概形과 치수이고 動輪 2개가 각각 독립한 직류 전동기로 구동된다. 그 방향제어는 PWS(power wheeled steering) 방식이고 2차륜의 회전 방향에 따라 전진, 후진, 그 장소에서 좌우회전하는 제어가 될 수 있다. 사용한 전동기는 80W(TS668N23 TAMA GAWA CO.) 직류 서보전동기이고 1회전에 500펄스가 출력되는 포토 로타리 엔코더(TS190543E11)가 내장되어 있다. 또한 전동기는 1:20 치차를 통하여 타이어에 접속된다. 자립형 이동로봇의 구동용으로 사용된 직류전동기 속도제어는 소프트웨어가 간단하고 소형으로 제작할 수 있는 소프트웨어-하드웨어 혼합제어 방식으로 한다.

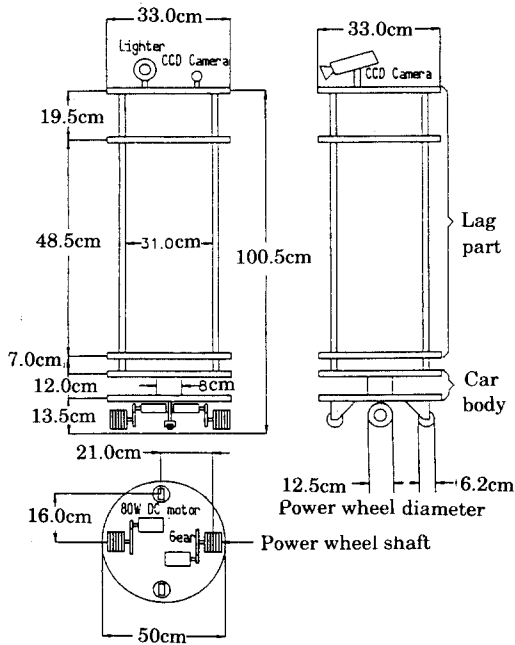


Fig. 2.1 Typical layout of mobile robot

2.1 시스템의 제어특성과 정수측정

여기서는 자립형 이동로봇 구동시스템의 설계에 필요한 기초자료를 구하기 위하여 해석에 필요한 직류전동기 및 로봇의 전달함수를 구하고 그 정수를 측정한다. 이 때, 파라미터의 기호는 일반적인 표시에 따르고 단위는 mks이다.

직류전동기를 펄스전압 제어할 경우의 동특성을 고찰하기 위해서 전동기의 전달함수를 구하면

$$G(s) = \frac{\text{회전속도변화분}}{\text{단자전압변화분}} = \frac{1/K}{(1+T_e s)(1+T_m s)} \tag{2.1}$$

로 근사화된다. 식(2.1)에서 전동기 회전속도는 인가전압이 스텝상으로 주어질때 전기적 시정수 T_e 에 따라 지연된 전기신호(전류)가 얻어지고, 다음 단에서 기계적 시정수 T_m 에 따라 지연된 속도 응답이 출력됨을 알 수 있다.

다음, 직류전동기를 포함한 로봇의 전달함수는 차체의 운동방정식과 전동기 전압전류 방정식의 관계로부터 입력전압 V 와 로봇이동거리 x 와의 관

계를 구하면 아래와 같다.

$$V = \underbrace{\frac{L_a}{K_T} \left\{ (J_M + J_E) \frac{n}{r} + \frac{J_T}{nr} + \frac{rM}{2n} \right\}}_A \ddot{x} + \underbrace{\frac{R_a}{K_T} \left\{ (J_M + J_E) \frac{n}{r} + \frac{J_T}{nr} + \frac{rM}{2n} \right\}}_B \dot{x} + \underbrace{\frac{K_E n}{r}}_C \dot{x} + \underbrace{\frac{R_a T_n}{K_T}}_D \tag{2.2}$$

여기서, n : 치차비, r : 타이어반경이다. 로봇에 장치된 회전자, 엔코더, 축마찰토크 및 동륜의 관성을 모두 전동기축 위치에서의 값으로 환산하여 J 로 나타내면

$$J = J_M + J_E + J_T/n^2 + Mr^2/2n^2 \tag{2.3}$$

이 된다. (2.2)식에서 로봇에 전압 V 를 인가하면 출력으로서 회전속도 N 가 출력되고, 이것을 적분하여 로봇 이동거리 x 가 구해짐을 알 수 있다. D 는 축마찰토크에 의한 외란을 나타낸다. 따라서 로봇전달함수 $G(s) = N(s)/V(s)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$G(s) = 1/(As^2 + Bs + C) \tag{2.4}$$

이상과 같은 로봇시스템에서 DC 80[W], 서보전동기와 PWM제어회로에 마이크로컴퓨터를 접속하고 소프트웨어에 의해 ON-OFF 및 PD제어로 속도제어 실험을 행하였다. 그 결과 인터럽트 간격이 5[ms]정도 이하로 짧아야 양호한 제어가 됨을 알았다. 또한 장애물의 환경인식에 의한 이동경로 제어 등에서는 연산 알고리즘이 복잡하고 부동소수점 연산의 계산 등에 많은 시간이 소요되므로 짧은 인터럽트 간격 5[ms]내에 계산을 종료시키기 어렵다.

따라서 본 연구에서는 이동 로봇 제어시 단일 CPU로 원활한 제어를 행하기 위하여 소프트웨어-하드웨어 혼합방식을 채택한다.

또한 이 전동기에 직류전압 30[V]를 공급하고, 부하토크를 변화시키면서 회전수의 변화를 측정 한 결과 피시험용 서보전동기 및 로봇의 정수값은 아래와 같다.

- $R_a = 1.3$ [ohm]
- $T_e = 1.3$ [ms]
- $L_a = 1.7$ [mH]
- $K_T = 0.0647$ [N · m/A]
- $K_e = 0.0649$ [v · s/rad]
- $T_m = 12$ [msec]
- $J_E = 0.96 \times 10^{-6}$ [kg · m²]
- $J_M = 3.92 \times 10^{-5}$ [kg · m²]
- $M = 100$ [kgf]
- $T_n = 0.0147$ [N · m]
- $J_T = 2.148 \times 10^{-3}$ [kg · m²]
- $r = 0.0625$ [m]
- $J = 5.45 \times 10^{-4}$ [kg · m²]
- 기동토크 = 7.06 [kgf · cm]

실제 각 파라미터값을 대입하여 전달함수 $G(s)$ 계산하면

$$G(s) = 1 / (4.494 \times 10^{-4} s^2 + 3.437s + 0.259) \quad (2.5)$$

이 되고, 이때 $A \ll 1$ 이 되므로 시정수는 $\tau = B/C = (R_a J) / (K_e K_T)$ 로 되고 165.5 [msec] 이다.

3. PLL에 의한 전동기 속도제어 시스템의 구성과 동작

3.1 PLL의 기본동작과 제어원리

PLL제어회로는 위상비교기, 저역필터(Low Pass Filter) 및 전압제어발전기(Voltage Controlled Oscillator)로 구성된다. 여기서 VCO는 전동기에 장착된 펄스엔코더를 이용하고 저역필터는 고주파성분을 제거한다.

입력신호 v_i 와 VCO출력신호 v_o 의 각주파수가 일치($\omega_i = \omega_o$)할때 위상차 = $\theta_i(t) - \theta_o(t)$ 에 비례하는 오차전압 v_d 가 얻어진다.

$$v_d = K_\phi F(s) \sin \{ \theta_i(t) - \theta_o(t) \} \quad (3.1)$$

여기서, K_ϕ [V/rad]는 위상비교기의 변환이득 정수이며, $F(s)$ 는 LPF전달함수이다.

식(3.1)에서 위상차 = $\theta_i(t) - \theta_o(t)$ 가 적으면 $\sin \{ \theta_i(t) - \theta_o(t) \} \cong \theta_i(t) - \theta_o(t)$ 의 관계가 성립하므로

$$v_d = K_\phi F(s) \{ \theta_i(t) - \theta_o(t) \} \quad (3.2)$$

가 된다. 이런 조건하에서, v_d 와 VCO의 각주파수 ω_o 와의 관계는 VCO의 변환이득계수를 K_{vco} [rad/Vs], 固有角周波數를 ω_n 라 하면 다음 관계가 얻어진다.

$$\omega_o = \omega_n + K_{vco} v_d \quad (3.3)$$

따라서, ω_o 는 ω_n 를 중심으로 하여 v_d 에 직선적으로 비례함을 알 수 있다. 또한 식(3.2)과 식(3.3)을 라플라스 변환하여 정리하면

$$\frac{s\theta_o(s)}{K_{vco}} = K_\phi F(s) \{ \theta_i(s) - \theta_o(s) \} \quad (3.4)$$

이된다. 이와 같이 PLL회로가 로크(Lock)된 경우는 선형시스템으로 되고, 이상의 결과에서 블럭선도는 Fig. 3.1과 같이 표현된다.

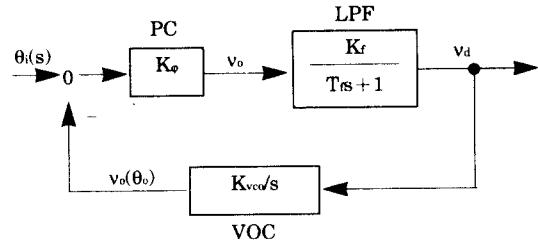


Fig. 3.1 Linearized equivalent phase locked loop circuit

Fig. 3.1에서 PLL의 위상전달함수 $H(s)$ 는

$$H(s) = \frac{\theta_o(s)}{\theta_i(s)} = \frac{s K_f K_\phi}{T_f s^2 + s + K_f K_\phi K_{vco}} \quad (3.5)$$

이 식에서 알 수 있는 것과 같이 이 시스템은 2차계이고, 시스템응답은 여러파라미터에 의존한다. 특히 과도응답은 파라미터의 선정값에 매우 크게 좌우되므로 이 값들이 록크인범위 이내로 되도록 하여야 한다.

록크범위는 정상상태의 위상편차가 선형으로 유지되는 범위이고 회로 설계시에 보통 ± 1 [rad]을 잡는다. 이 때, 중심주파수로 부터의 록크인범위 ω_L 는 다음과 같이 정의된다.

$$\omega_L = K_f K_\phi K_{vco} \quad (3.6)$$

또한 포착(Capture) 각주파수범위 ω_c 는 식(3.5)에서 구한 고유각주파수 ω_n 와 같다.

$$\omega_c = \sqrt{K_f K_\phi K_{vco}} / T_f = \omega_n \quad (3.7)$$

감쇠계수 ξ 는 식 (3.5)에서 아래와 같이 된다.

$$\xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{T_f K_f K_\phi K_{vco}}} = \frac{\omega_c}{2\omega_L} \quad (3.8)$$

이상의 이론적 검토에서 알 수 있는 것과 같이 로크범위는 매우 중요하고, 루프필터와 PWM변조회로는 식(3.6), (3.7), (3.8)를 만족하도록 구성한다.

3.2 PLL에 의한 전동기속도제어시스템의 구성

이상 검토한 PLL이론에 기초하여 구성된 전동기속도 제어시스템은 Fig. 3.2와 같다.

이 시스템은 기준신호발생회로, 위상비교기, 저역필터(LPF), VCO(전동기에 장착된 엔코더), PWM제어회로, 프로그래머블 카운터 및 H형구동회로와 속도지령을 주는 마이크로컴퓨터(SAK-80)등으로 구성하였다.

회로의 동작은 기준신호 θ_i 가 주어지면 θ_i 와 VCO출력신호 θ_o 의 위상이 비교되어 두 신호의 주파수가 일치하면 PLL은 로크되고 결과적으로 전동기의 속도가 일정하게 유지되는 정상상태가 된다.

이 때 엔코더에서의 피드백 신호는 4비트 프로그래머블 카운터를 통하여 디지털적으로 속도를 가변한다.

3.2.1 H형 구동회로의 구성과 PWM

제어방식 및 선형화

Fig. 3.3는 본 연구에서 채택한 고속 트랜지스터와 피드백다이오드로 구성된 H형 구동회로와 제어회로이고 1KHz ~ 10KHz의 PWM변조파를 입력하여 트랜지스터를 ON-OFF 함에 따라 전동기를 단일 전원으로 정역 운전한다. 원리는 PWM 기본 펄스주기 T_p 내의 듀티비 T_d 를 변화 시킴으로서 평균전압이 변화하여 전동기 속도가 제어된다. 전동기 제어신호 발생회로는 PWM변조신호와 다른 2비트의 회전방향 지시데이터가 입력되는 곳이 있고 이 값에 따라 어느 트랜지스터를 ON할 것인지를 지정하고 어느 것이 ON 되느냐에 따라 전동기 회전방향이나, 제동 등의 상태가 결정된다.

여기서 사용한 제어신호 방식은 정회전 시에는 Tr_1 에 PWM펄스를 가하고 전동기 인덕턴스에 축적된 에너지가 다이오드를 통하여 흐를수 있도록 Tr_4 를 항시 ON, 역회전시에는 Tr_2 에 PWM를 가하고 Tr_3 를 항시 ON한다. 이렇게 제어를 행함으로써 PWM펄스가 OFF될 때도 전동기 양단이 개방되지 않고 전동기 인덕턴스에 축적된 전자에너지가 스위칭 트랜지스터 양단의 피드백다이오드 D에 의해 전류의 처리경로가 만들어진다. 이때 회로의 소비전류는 직류적 구동 소비전류의 T_d/T_p 로 억제할 수 있어 에너지가 절약되고, 인덕턴스 성

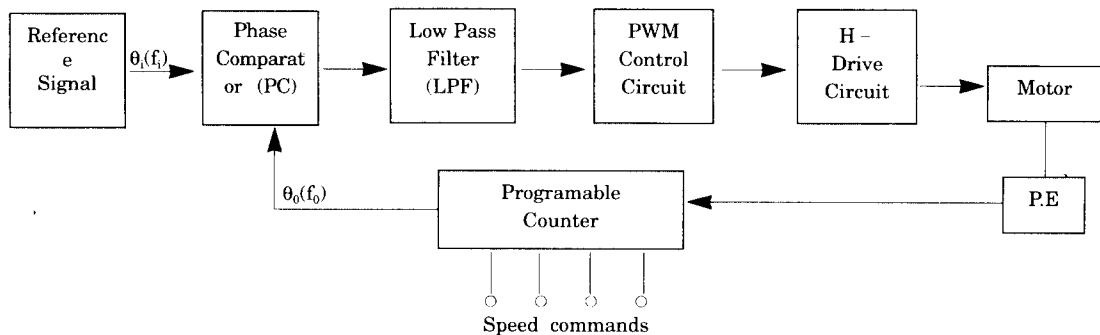


Fig. 3.2 Schematic diagram of PLL speed control system

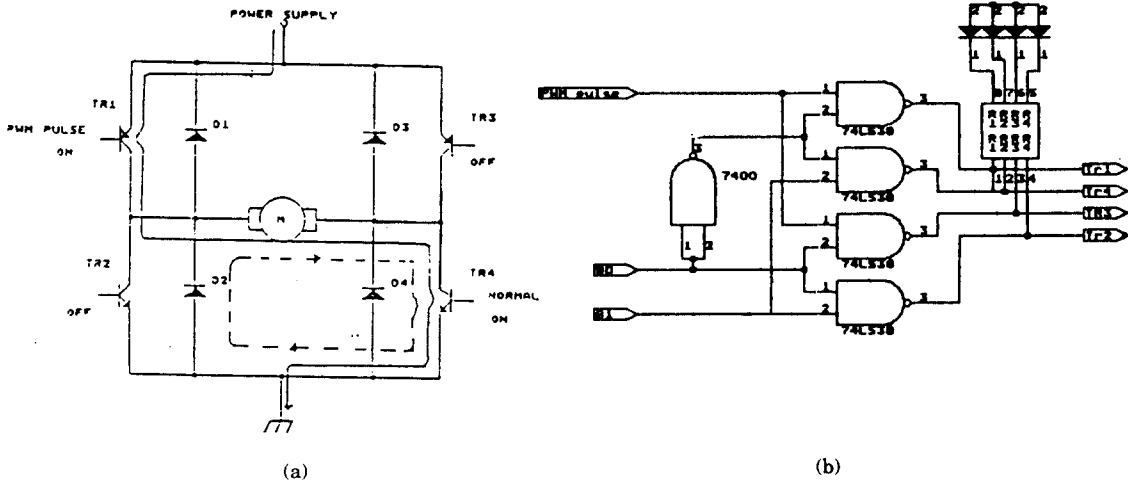


Fig. 3.3 H-type drive and Control signal circuit in this study

Table 3.1 True table for motor operation state

Data of rotation		Control signals				States of operation
B ₀	B ₁	Tr ₁	Tr ₄	Tr ₃	Tr ₂	
0	0	p	1	1	1	Break
0	1	p	0	1	1	CW rot.
1	0	1	1	p	1	Break
1	1	1	1	p	0	CCW rot.

분에 의한 축적에너지를 유효하게 활용한다

이 제어방식의 진리표를 Table 3.1에 표시하였고 회로는 Fig. 3.3(b)와 같다.

단, 상기표 중 P는 변조회로에서의 PWM제어 신호이다. Tr₁~Tr₄의 전동기 제어신호는 부논리이고 "0"일때 트랜지스터는 ON, "1"일 때 트랜지스터는 OFF가 된다.

이 때 구동회로와 제어회로와의 상호절연으로 고속 PWM펄스 신호가 입력되는 Tr측에는 포토카플러 PC618을, 항시 ON으로 운전되는 Tr측에는 포토카플러 TLP-573을 사용한다.

PWM제어시 펄스주기 Tp때문에 전동기 전류가 전기적 시정수 Te에 비례하여 상승하고 그 상승형태는 지수함수적으로 되므로 전동기 회전수 특성도 지수함수 형태의 포화한 곡선이 되어 비선형적이 된다. 따라서 전동기 회전특성이 선형이 되는 최적인 Tp의 주기를 실험에 의하여 결정하였다.

그 결과 80[W] 전동기의 경우 PWM 펄스주기 Tp는 142[μs] 부근이 적합함을 알았다.

회전방향 지시 데이터는 엔코더의 분해능을 높이기 위하여 lead신호의 상승, 하강시점 및 lag신호의 상승, 하강시점 4개소에서 행하고 2[MHz] 클럭신호에 동기미분 방식으로 전동기 회전방향 검출회로를 설계한다.

3.2.2 PLL제어회로

기준 클럭신호 발생회로 : PLL기준 클럭신호 발생회로는 기준클럭신호의 精度가 제어대상 전동기의 回轉精度를 좌우하는 것이 되므로 본 회로에서는 精度와 安定度가 높은 수정발진기를 사용하여 구성한다. 이 때 기준 클럭신호 주파수는 다음과 같이 결정된다.

$$f_i = f_x \cdot \frac{1}{n_c} \tag{3.9}$$

$$f_o = \frac{V_{max}}{2\pi r} \cdot p_E \cdot n \cdot \frac{1}{m_{max}} \tag{3.10}$$

여기서

n_c : 수정발진기 출력신호 분주비

f_x : 수정발진기 주파수

V_{max} : 자립형 이동로봇 최대이동속도 (1[m/sec])

n : 치차 배율 (1 : 20)

m_{max} : 피드백신호 최대분주비(15)

P_E : 엔코더 펄스수(500[pulse/회전])

PLL에 의해 로크(Lock)가 된 상태에서는 $f_i = f_o$ 가 되므로 로봇의 최대이동 속도를 1[m/sec]로 하고 이상 주어진 값을 윗식에 대입하면 프로그래머블 카운터가 4비트이므로 최대 1/15로 분주되어 $f_i = f_o = 1697.65$ [Hz]로 된다. 그러나 수정발진기에서 정확히 이 값을 만들기 곤란하므로 4.9152[MHz]의 수정 발진기를 이용하고, 이것을 1/2800로 분주하여 최대 속도에서 1755.43[Hz]로 되도록 설계한다. 이 때, 로봇 최대 이동속도는 약 1.03[m]로 된다.

위상비교기와 프로그래머블 카운터 : 위상비교기와 프로그래머블 카운터는 MC14568B - CMOS IC로 구성하였고 디지털형이다. IC내의 카운터 D₁은 F와G의 2비트 입력을 받아 분주비를 변화시킬 수 있다. 이 때 동작은 PLL 기준클럭신호가 카운터 D₁을 통하여 위상비교기에 입력되고 F, G단자에 동시에 "1"을 입력하므로서 1/100로 분주된다. IC내의 카운터 D₂는 4비트 프로그래머블 카운터로 전동기에 접속된 엔코더의 출력이 이 카운터로 분주되어 위상비교기에 입력된다. 이 때 카운터 분주비를 변화시킴으로 전동기의 회전수를 변화시킬 수 있다.

루프필터와 PWM변조회로 : 루프필터는 이득이 거의 1로 되는 반전증폭기로 구성된 저역필터(LPF)이다. 이것의 출력단에는 PWM변조회로가 접속되어 그 이득에도 영향을 받기 때문에 실제에는 PWM변조회로까지 고려하여 PLL회로가 로크 범위 내로 동작하도록 식(3.6) 및 (3.7)에 의해 루프필터를 설계하였다.

PWM변조회로는 기본 클럭펄스의 최적주파수가 구동회로 선형화에 의한 실험결과 7.03[KHz] ($T_p = 142\mu s$)였으므로 이 주파수가 발진되도록 설계하였다.

동작은 위상비교기에서의 출력이 루프필터를 통하여 PWM변조회로에 입력되고, 여기서 PWM변조되어 이 출력신호가 포토카플러(주전원부와 절연용)를 통하여 스윗칭 트랜지스터를 구동한다.

4. PLL에 의한 직류 서보전동기제어 시스템의 特性測定

4.1 회로의 동작시험

여기서는 PLL기준클럭신호 주파수 f_i 와 엔코더 출력신호 주파수 f_o (프로그래머블 카운터 통과후) 사이의 대소 관계에 따른 동작시험을 행한다. 이 때 그 이론적인 동작특성과 실제 측정파형은 다음과 같다.

a) $f_i > f_o$

기준 클럭주파수 f_i 의 1주기중에 f_o 가 전혀 입력되지 않는 $f_o = 0$, 또는 f_o 가 매우 적은 상태에서는 위상비교기의 출력이 매우 Low 레벨이 되고 PWM출력도 매우 Low레벨이 된다. 이 상태에서는 트랜지스터가 항상 ON되어 전동기에 인가전압이 그대로 다 걸리게 되어 최대토크를 발생하고, 최대로 가속이 된다.

그러나, f_i 의 1주기중에 f_o 가 입력되어 f_o 의 주파수가 증가하면 그 위상지연에 상당하는 시간만큼 위상비교기 출력이 고임피던스 상태로 된다. 그러면 PWM출력도 각각 대응하여 ON - OFF를 반복한다. Fig. 4.1(a)는 $f_i = 1.78$ [KHz], $f_o = 1.60$ [KHz]일 때 위상비교기와 PWM변조회로의 출력파형이고 이론과 일치하고 있다.

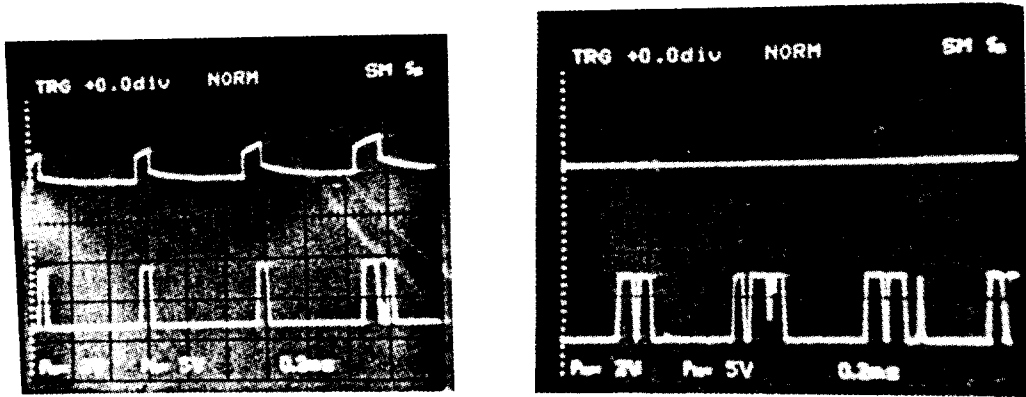
b) $f_i = f_o$

f_i 와 f_o 가 일치하여 로크된 상태에서는 위상비교기의 출력이 항상 고임피던스 상태로 되고 PWM출력은 거의 일정 주기로 ON - OFF반복한다. Fig. 4.1(b)는 $f_o = 1.78$ [KHz]인 경우 위상비교기와 PWM출력 파형이고 전동기의 속도는 지정속도와 일치한다.

c) $f_i < f_o$

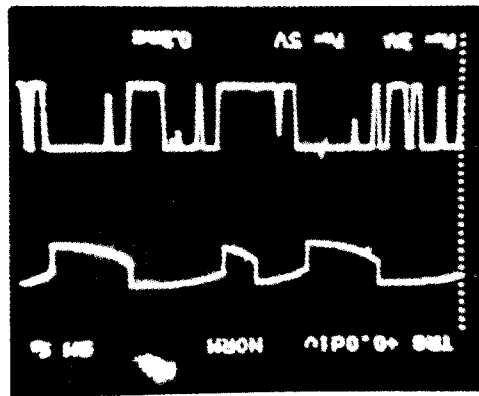
f_o 가 f_i 의 주파수를 초과하면 위상비교기의 출력이 고임피던스 상태에서 High 레벨로 이행되어 PWM출력도 High의 시간이 길어지고, 이에 따라 트랜지스터가 OFF로 된다. Fig. 4.1(c)는 $f_i = 1.78$ [KHz], $f_o = 2.63$ [KHz]일 때 위상비교기와 PWM출력파형이다.

그러나, f_o 가 f_i 의 주파수보다 매우 크게 되면 위



(a) $f_i > f_o$
($f_o = 1.60$ [KHz])

(b) $f_i = f_o$
($f_o = 1.78$ [KHz])



(c) $f_i > f_o$
($f_o = 2.63$ [KHz])

Fig. 4.1 Output waveforms of phase-locked comparator(top)and PWM circuit(bottom) according to the f_i and f_o

상비교기의 출력은 항상 High로 되고 이 상태에서는 PWM출력도 항상 High로 되어 트랜지스터가 항상 OFF가 되고, 전동기는 관성에 위해서만 운전된다. 단, 보통상태에서 전동기가 이것보다 빠른 속도가 되는 일은 없다.

이상 PLL회로의 동작시험결과 회로동작이 이론과 일치하며 양호하게 동작하고 있음을 알 수 있다.

4.2 직류서보전동기 제어특성 측정

여기서는 구성된 PLL속도제어 시스템에 의해 실제 80[W], 직류서보전동기에 속도제어를 행하여 그 제어특성을 측정한다. Fig. 4.2는 속도지령 데이터를 변화시켜 무부하인 경우의 회전수 변화를 조사한 것이다. 여기서 *는 속도의 측정값이고 실선은 PLL 기준 클럭주파수에서 구한 이론값이다.

그래프에서 보는 바와 같이 이론값과 측정값은

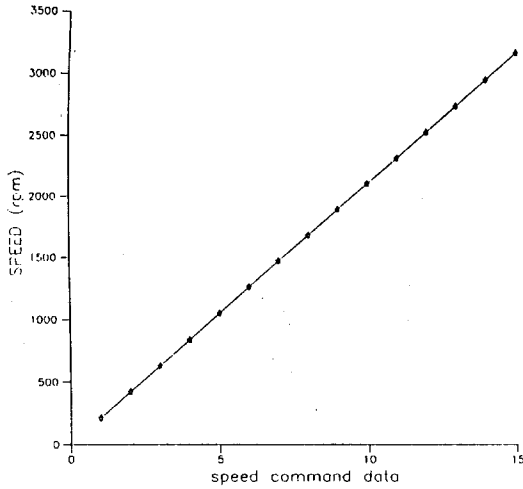


Fig. 4.2 Relations between speed command and motor speed at no-load, by PLL control

거의 일치하고 있어 목적으로한 제어가 잘 되고 있음을 알 수 있다. 또한, 속도지령 데이터를 1에서 15까지 변화시키면 전동기 회전수는 거의 원점을 통하는 직선적 변화를 하고, 무부하 이지만 토크도 충분히 낼 수 있는 범위에 있어 부하를 걸어도 선형적인 관계가 유지될 것으로 예측할 수 있다.

Fig. 4.3은 전동기에 부하를 건 경우에 회전수의

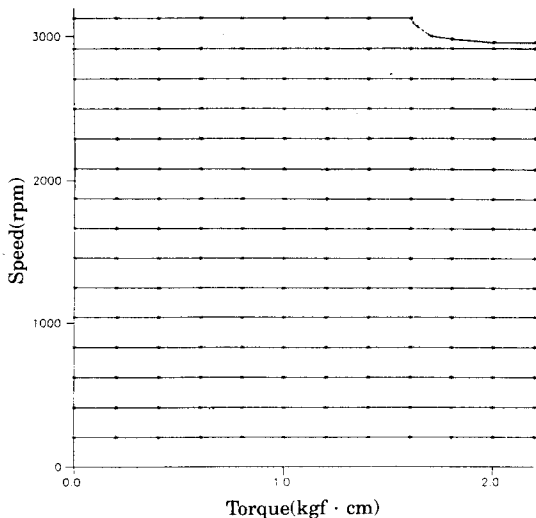


Fig. 4.3 Speed-torque characteristics of motor by PLL control

변화를 조사한 것이고 어느 정도까지의 토크에 대하여는 정확히 일정속도를 유지함을 알 수 있다. 속도지령 데이터가 9에서 14까지 범위는 토크가 2.0[kgf · cm]이상으로 충분히 힘을 내지만, 15일 때는 토크가 1.6[kgf · cm]에서 회전수가 급히 감속되었다. 이것은 전동기 발생토크가 부족하기 때문이고 그 이상 토크로 되면 지정된 속도를 유지할 수 없다고 생각된다.

지정된 속도 지령값이 적은 경우, 약 2.1[kgf · cm]범위까지는 토크가 충분히 발생되었다. 그러나, 이 이상 토크를 걸면 탈조상태로 되어 이상진동하고 과대전류가 흘러 측정이 불가능하였다.

5. 결 론

이상에서 검토한 결과와 같이, PLL제어 시스템을 이용한 방법으로 직류서보전동기의 속도제어 시스템을 구성하여 80[W]직류 서보전동기를 구동한 결과 다음의 결론을 얻었다.

(1) 직류서보전동기 속도제어를 행하기 위하여 구동회로는 고속스위칭 트랜지스터와 피드백다이오드를 사용하여 H형 브릿지회로로 구성하였고, 개선된 PWM제어방식으로 구동회로를 선형화하였다. 이 때 피시험 전동기 80[W]의 경우 가장 최적의 PWM기본 펄스주기 T_p 는 142[μ s] 부근이 적합을 알았다.

(2) PLL제어 시스템을 이용한 방법으로 직류서보전동기의 속도제어를 만족하게 행할 수 있었고, 속도지령 데이터를 변화시키면 거의 순시에 다른 속도로 이행되었다. 또한 토크의 변동에 대하여도 매우 안정한 속도제어가 행하여져서 속응성, 안정성에도 좋은 결과가 얻어진 것으로 생각된다.

더욱, 이 속도제어 시스템은 목적으로 한 로봇 구동에 적합함을 확인하였다.

* 이 논문은 1992년도 교육부지원 한국학술진흥재단의 지방대육성과제 학술연구조성비에 의하여 연구되었음.

參考文獻

- 1) Tomoyoshi Takeuchi, et., "Fuzzy Control of a Mobile Robot for Obstacle Avoidance," *Information Sciences* 45, 1988, pp. 231~248.
- 2) Neram Hemati, "Robust Nonlinear Control of Brushless dc Motor for Robotic Application," *IEEE, Trans. on Indus. Electronics*, Vol. 37, no. 6, Dec. 1990, pp. 460~468.
- 3) 金山 裕, 油田一 共著 "マイコンよるロボット制御," CQ 出版社, 1989.
- 4) 見城尙志, 松井信行 共著, "モータのマイコン制御 総合電子出版社," 1987.
- 5) 洪淳一, 등 "자립형 이동로봇 구동을 위한 직류서보전동기 PWM제어," 대한전기학회, '92 하계학술대회 논문집, Vol. B, 1992, pp. 1185~1187.
- 6) Haruq Naitoh, "Microprocessor-based Adjustable Speed DC Motor Drives Using Model Reference Adaptive Control." *IEEE/IAS. Annual Meeting*, 1985, pp. 524~528.
- 7) Donald S. Zinger, et. "A Direct Field-Oriented Controller for Induction Motor Drives Using Tapped Stator Windings," *IEEE Trans. Power Electronics*, VOL. 5, NO. 4, oct.1990, pp. 446~453.
- 8) M.Gardener, "Phase Locked Loop Techniques", New York : Wiley, 1966.
- 9) Fumio Harashima, et. "A Microprocessor PLL Speed Control System Converter Fed Synchronos Motor," *IEEE Trans. Industry Electronic*, VOL. IECI-27, NO. 3, Aug. 1980, pp. 196-201.
- 10) Taresh K.Sinha , et, "Speed Control of a DC Servomotor Using Phase Locked Loop," *IEEE Trans.on Industrial Electronics*, Vol. IECI - 23, NO. 1, Feb. 1976, pp. 22 - 26.