論文 83-20-2-4

可變 順次 濾波器를 利用한 直流 電動機의 速度 制御에 關한 硏究

(A Study on the DC Motor Speed Control with a Variable Sequential Filter)

孔 泳 和*, 權 宇 鉉**, 金 德 奎**, 李 建 一**
(Young Hoa Gong, Wu Hyen Kwon, Duk Gyoo Kim and Kuhn Il Lee)

要 約

本 論文에서는 位相 固定 回路를 利用한 直流 電動機의 同期化 速度 制御 方法 중 可變 順次 濾波器를 周波數 比較器로 使用한 制御 方式을 제안하고, 이를 실제로 구성하여 특성을 조사하였다.

可變 順次 濾波器를 利用하므로써 制御系의 過渡 應答 時間을 단순한 可逆 計數器를 周波數 比較器로 利用한 系보다 15(%) 以上 改善시켰고, 定常 狀態 速度 誤差는 1回轉當 0.05(%)以內로 줄일 수 있었다.

Abstract

In this paper, a method to control the speed of a dc motor using a phase locked loop circuit with a variable sequential filter is discussed. We improved the transient response time more than 15 percent compared to conventional system using a variable sequential filter and the steady state error was reduced to less than 0.05 percent per rotation axis.

I. 序 論

直流 電動機의 速度 制御 方式에서 아날로그 궤환을 利用한 方式은 雜音에 弱하고 誤差가 커서 電動機를 特定 信號에 同期시키기에 부적당하다. 따라서 더욱 正確한 速度 制御에는 디지틀 方式을 利用한 位相 固定 回路가 使用되고 있다.

1973年 A. W. Moore[1]가 位相 固定 回路를 利用한 直流 電動機의 速度 制御 方式을 提案한 이래, 이에 關한 많은 硏究가 進行되어 왔다.[2~4] 그러나 이들 硏究에서는 特殊한 IC(MC4044 또는 NE565등)를 使用하였기 때문에 負荷가 急變하거나, 要求 速度와 實際 速度의 差異가 크면 固定 範圍를 벗어나게 된다. 또 정상 상태에서 아날로그 적분기의 漂流로 因해 速度 變動이 있게 된다. 또한 마이크로프로세서를 利用한 速度 制御 方式은 負荷가 急變하는 경우에는 소프트웨어적인 處理 時間으로 因하여 制御 速度에 制限을 받는다.[6~7]

本 論文에서는 直流 電動機의 速度 制御를 위하여 可變 順次 濾波器와 D/A변환기를 利用하여 周波數 比較器와 積分器를 구성하였다. 여기서, 從來의 아날로그 적분기에서 생기는 出力 信號의 표류를 除去하였을 뿐만 아니라, 可變 順次 濾波器를 利用함으로써 制御系의 過度 應答 時間을 단순한 可逆 計數器를 주파수 비교기로 利用한 系보다 15(%) 以上 개선시켰다.

*準會員, 韓國電子技術硏究所
(Korea Institute of Electronics Technology)
**正會員, 慶北大學校 工科大學 電子工學科
(Dept. of Electronic Eng., Kyung-pook National Univ.)

接受日字 : 1983年 1月 18日

또 速度 制御와 位相 制御를 分離시키므로써 定常狀態 誤差를 ±0.05(%) 以下로 維持할 수 있었다.

Ⅱ. 制御系의 構成

位相 固定 回路를 利用한 電動機의 同期化 制御 시스템은 단순한 up/down 계수기를 주파수 비교기로 사용해 왔으나, 本 論文에서는 過度 應答 速度의 개선을 위하여 속도 제어 루우프에 가변 순차 여파기를 사용하고, 정상 상태 오차를 줄이기 爲하여 위상 제어 루우프를 갖는 제어계를 구성하였다. 本 제어계의 블록도는 그림 1과 같다.

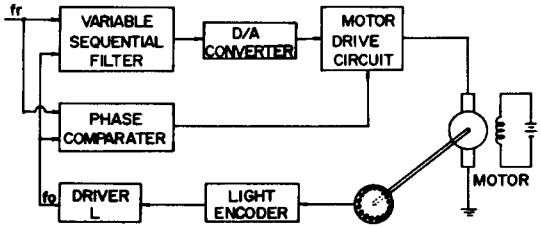


그림 1. 설계한 제어계의 블럭圖
Fig. 1. The block diagram of the control system designed.

그림 1에서, 외부에서 인가되는 基準 入力 信號(fr)와 전동기의 회전 속도에 비례하는 궤환 신호(fo)가 可變 順次 濾波器에 의해 比較되며, 이의 출력이 D/A 變換器와 電動機 駆動 回路를 通하여 전동기를 제어한다.

기준 속도와 궤환되는 전동기의 회전 속도와의 차이가 큰 경우에는 가변 순차 여파기가 동작하여 回轉子의 平均 速度가 定해진 값에 一致하도록 하는 속도 제어 루우프가 動作하며, 또 정상 상태에서의 떨림을 除去하기 위한 위상 제어 루우프가 동작된다.

가변 순차 여파기는, 그림 2와 같이, 2M+1 개의 狀態를 갖는 0-리세트 순차 여파기(W-순차 여파기), 리세터 그리고 2N+1개의 상태를 갖는 V-순차 여파기로 構成된다. 두개의 여파기는 入力을 각각 計數하며, 리세터의 內容은 W-순차 여파기 出力의 up 혹은 down에 따라서 增加 또는 감소된다.

그리고 V-순차 여파기의 상태는 리세터의 내용에 不連續 狀態로 變하게 된다.

0-리세트 순차 여파기는, 그림 3과 같이 단순한 2M+1進 계수기로써 入力 a 또는 b에 의해서 하나씩 증가 또는 감소되며, 계수기의 상태가 +M일때 出力 A가, -M일때 出力 B가 나오며 計數器는 0으로 리세트 된다.

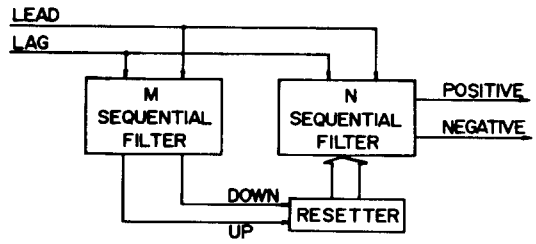


그림 2. 가변 순차 여파기
Fig. 2. The variable sequential filter.

입력 a 및 b에 定信號가 들어올 確率에 따라서 出力이 나오는데 걸리는 時間이 변화하며, 이는 確率이 각각 0.5일때 最大가 된다.

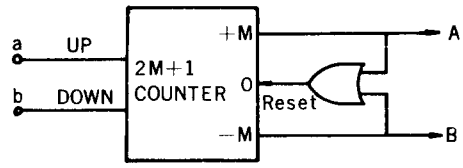


그림 3. 0-리세트 순차 여파기 회로
Fig. 3. The 0-reset sequential filter circuit.

V-順次 濾波器 리세트段 Z의 상태는 Markov 과정을 따라 遷移한다. 순차 여파기의 入力에 進相 信號가 들어 올 確率을 q, 遲相 信號가 들어 올 확률을 p로 두면, 이 두 확률의 合 즉, V-순차 여파기의 임의 리세트段 Z에서는 항상 p+q는 1이 된다.

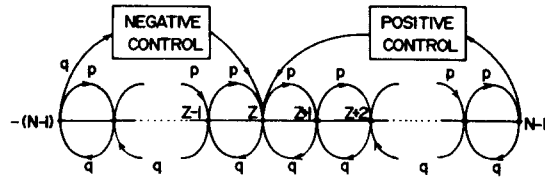


그림 4. 제어 출력을 갖는 가변 순차 여파기의 확률 함수 상태 천이 모델
Fig. 4. The state transition model of a variable sequential filter showing transition probabilities with control at each end.

Z段에서 負制御가 行해질 確率은 q_z라하고, 正制御가 行해질 確率을 P_z라 하면,

$$q_z = p \cdot q_{z+1} + q \cdot q_{z-1}$$

$$-(N-1) \leqq Z \leqq (N-1).$$

境界 條件은 $q_{-N} = 1$, $q_N = 0$

또는

$$p_{-N} = 1, \quad p_{+N} = 1$$

이다.

윗식에서 一般解를 구하면(附錄 참조)

$$q_z = \frac{\left(\frac{q}{p}\right)^{2N} - \left(\frac{q}{p}\right)^{Z+N}}{\left(\frac{q}{p}\right)^{2N} - 1} \quad (q \neq p)$$

$$q_z = \frac{N-Z}{2N} \quad (p=q=0.5)$$

$$p_z = 1 - q_z$$

이다. 이들 式에서 보여 주듯이, 임의 리세트段 Z에서 制御 信號가 나올 確率은 入力이 들어 올 確率 q 및 p 뿐만 아니라 V-순차 여파기의 N 및 리세트段 Z값에 의해서 변경되므로, N과 Z 값을 조절하여 전체적인 特性을 制御할 수 있다. 本 實驗에 使用된 V-순차 여파기의 리세트段과 리세트 內容과의 關係는 그림 5와 같다. 즉, 리세터의 內容이 하나 바뀔 때마다 리세터段은 N/M씩 等間隔으로 변화된다. 따라서, N=4 및 M=2인 경우, 入力 確率이 q=0.7 및 p=0.3 이고, 리세트段 Z=2인 곳에서 가변 순차 여파기의 출력 확률 q_z 및 p_z는 각각 0.92 및 0.08 이 된다. 즉, Z 값에 .따라서 可變 順次 濾波器의 出力確率이 변경되며, N/M을 1보다 크게 할 경우, 일반적인 up/down 계수기를 使用하는 경우보다. 급격히 변하는 入力에 빨리 對處 할 수 있다.

電動機에 負荷가 가해질 경우 전동기의 극점이 移動하며, 이는 系의 지연 시간을 증가시킨다. 따라서 제어기의 제어 특성도 계의 지연 특성을 보상하도록 설정되어야 한다. 그러나, 지연 시간의 차이가 큰 경우에는 제어되는 入力과 出力이 계의 지연 시간과 같은 주기를 가지게 되므로 발진하는 현상이 나타난다. 따라서 리세터단의 간격은 전동기의 특성 및 부하의 성질에 의해서 결정하여야 하며, 일반적으로 부하 용량이 큰 경우에는 등간격으로, 적은 경우에는 리세터단의 변화를 등간격으로 하지 않는 것이 응답 속도를 더욱 개선시킬 수 있다.

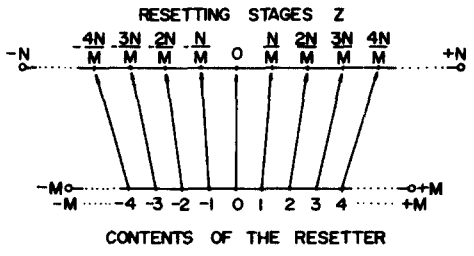


그림 5. 가변 순차 여파기의 리세트단과 리세터의 관계

Fig. 5. The relation between the resetter and a resetting stage of a variable sequential filter.

그림 6은 M=7 및 N=84인 한 制御系의 블럭圖이다. 電動機의 回轉軸에 連結된 구멍 뚫린 圓板과 光符號化器에 의해 電動機의 回轉 速度에 比例하는 펄스列을 얻는다. 이는 분주되어 궤환되는 信號 f_o가 되고, 單安定 멀티바이브 레이터로써 폭이 짧은 펄스로 成形된 후 W 및 V-순차 여파기의 各 down 入力으로 들어 간다. fr은 또 하나의 單安定 멀티바이브레이터를 거쳐 W 및 V-순차 여파기의 각 up 入力으로 들어간다. 可逆 계수기의 入力端에 단안정 멀티바이브레이터를 使用한 理由는 가역 계수기의 兩入力에 인가되는 펄스들의 幅이 넓을 때 發生하는 誤差를 없애기 위한 것이다. 따라서 制御系는 位相 固定回路로 되며 電動機의 回轉 速度는 fr에 同期된다. 設定 速度와 제어 받을 速度의 차이가 커져 W-順次 여파기가 up으로 7개 혹은 down으로 7개를 계수한 경우 그 출력은 리세터의 up 혹은 down 入力이 되고, 그 入力에 따라 V-순차 여파기는 N/M=84/7, 즉 12개를 계수한 것처럼 出力을 낸다.

리세터의 出力이 +M (=15) 또는 −M (=1) 이 되면, 리세터 內容은 +N (=168) 또는 −N(=0)이 된다. 이 경우 리세터는 더 이상 up 또는 down을 하지 못하도록 구성한다. 또 리세터는 up/down 계수기와 EPROM으로 구성하였다.

그림 7은 位相 비교기의 회로이며, f_r이 f_o보다 位相이 늦을 때 출력(a)가 나오고, 그 反對일때는 출력(b)가 나온다.[8] 이들 出力은 그림 8과 같이, 전동기 구동회로에 인가된다. 만약 f_o의 位相이 f_r보다 빠른 때는 負의 펄스를 내어 전동기를 감속시키고, 그 反對일때에는 正의 펄스를 내어 加速시키므로 항상 기준 신호와 同期되어 回轉된다.

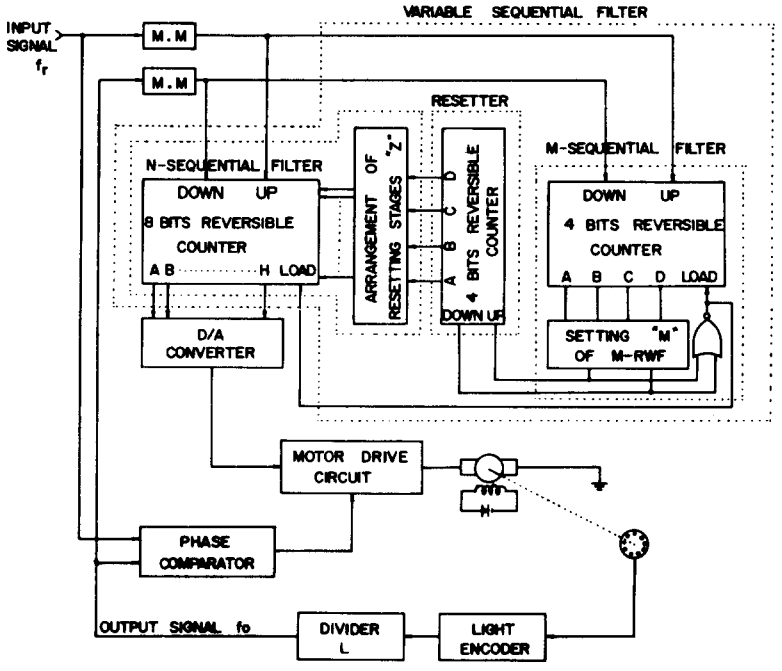


그림 6. 가변 순차 여파기를 이용한 직류 전동기의 속도 제어계

Fig. 6. The block diagram of the motor speed control system using PLL with variable sequential filter.

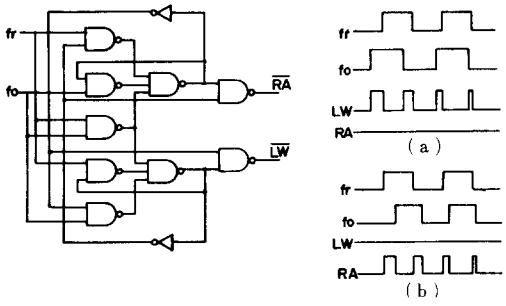


그림 7. 위상 검출기 回路

Fig. 7. The phase detector circuit.

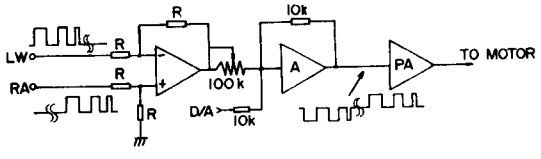


그림 8. 전동기 구동회로

Fig. 8. The motor-drive circuit.

Ⅲ. 實驗 結果 및 考察

本 實驗에서 使用한 電動機는 전압 분권형 直流 電動機(영국, Feedback社 EMT180)였으며, 기준 신호는 함수발생기(미국, Hewlett-Packard社, 203A) 로부터 얻었다. 또 電動機의 回轉 速度를 검출하기 爲한 圓板의 구멍은 150개였고, 계수회로 L은 4로 두었다. 電動機의 回轉特性은 기억형 오실로스코우프(미국, Tektronix社 D67)와 주파수-전압변환기(일본, YEW社 3152)를 利用하여 스트립차트 기록계(일본, YEW社 3052)로써 측정하였다.

實驗에서 制御한 速度 範圍는 80(rpm)에서 900(rpm)이었으며, 이는 전동기의 開루우프 全動作 範圍이다. 그림 9는 同期化 速度부근에서 외부에서 주어진 기준 입력신호(f_r)와 회전 속도에 비례하는 신호(f_o) 및 전동기 구동 회로의 出力波形(V_o)이다. 出力波形은 位相差에 해당하는 誤差 電壓이 D/A 변환기의 직류 전압과 더해져 비례 제어 전압으로 인가된다.

제어된 상태에서 平均 速度의 변화는 거의 0으로써 측정할 수 없었고 이때 위상차는 ±2(%)以內였으며,

이를 1回轉當 速度 誤差로 환산하면 ±0.05(%)가 된다.

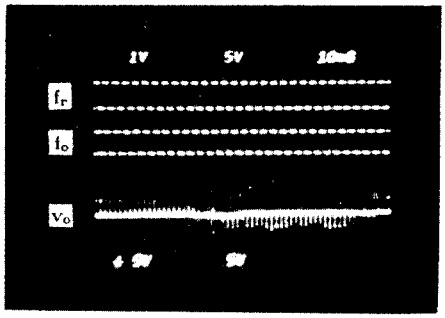


그림 9. 제어 신호의 파형(A)
Fig. 9. The waveform of control signal(A).

과도 응답 특성을 測定하기 위하여, 靜止 狀態에서 설정 회전수를 160, 270, 및 400(rpm)으로 하고 制御시켰을 때 特性은 그림10과 같다. 이때 정상 상태에

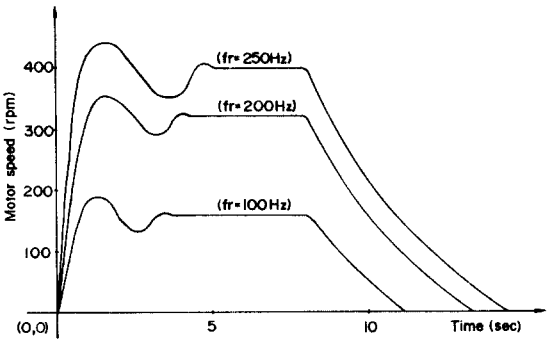
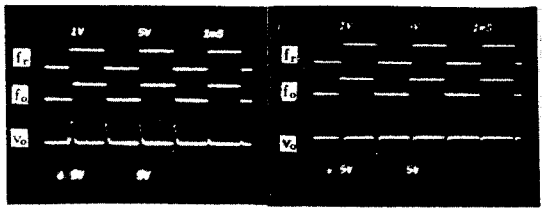


그림10. 閉회로 스탭 응답
Fig. 10. The closed loop step response.

도달하는 시간은 3 내지 4.5초 정도였으며 up/down 계수기를 주파수 비교기로 사용한 경우보다 15(%)以上 개선되었다. 本 제어기의 오우버슈트(overshoot)는 기준 속도 400(rpm)에서 약 ±8(%) 였으며, 이는 제어계의 지연 특성때문이며, 또 순차 여파기가 가변되는 區間에서는 不連續遷移를 하므로 더욱 더 크게 나타난다. 오우버슈트를 줄이기 위하여, 그림11과 같이, 위상 비교기의 出力(V_o)을 역위상이 되도록하여 電動機 驅動回路(LW, RA)에 인가하였다.

Ⅳ. 結 論

本 論文에서는 直流 電動機 速度 制御에서 과도 응



(a) Lag signal (b) Lead signal

그림11. 제어 신호의 파형(B)
Fig. 11. The waveform of control signal (B).

답 시간을 개선하기 위하여 可變 順次 濾波器를 周波數 比較器로 利用한 位相 固定 回路 方式을 提案하고, 이를 실제로 구성하여 이의 特性을 조사하였다.

本 系의 定常 狀態에서의 速度 特性은 位相 制御와 速度 制御의 분리로 1回轉當 ±0.05(%) 以內로 되도록 하였다. 또 이 제어계의 過度 應答 時間은 up/down 계수기를 주파수 비교기로 使用한 계보다 15(%) 以上 개선되었다. 應答時 오버슈트는 ±8(%)以內였으며, 이는 順次 濾波器의 리세터의 內容을 주어진 閉루우프 特性에 맞게 設計하므로써 보다 더 改善될 것으로 생각된다.

附 錄

Z段에서 負制御가 行해질 確率은 q_z라하고, 正制御가 行해질 確率을 p_z라하면,

$$q_z = p \cdot q_{z+1} + q \cdot q_{z-1} \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots ①$$

이고, 境界條件은

$$q_{-N} = 1, \quad q_{+N} = 0$$

또는

$$p_{-N} = 0, \quad p_{+N} = 1$$

이다.

윗 식에서 一般解를 구하면

① 식을 변경하면

$$q_{z+1} - q_z = \frac{q}{p}(q_z - q_{z-1}) \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots ②$$

② 식을 $-N \leq Z \leq N$에서 정리하면

$$q_z - q_{z-1} = \left(\frac{q}{p}\right)^z \left(\frac{q}{p}\right)^{N-1} (q_{-N+1} - q_{-N}) \cdots\cdots ③$$

③ 식을 $-N \leq Z \leq N$에서 풀어쓰면

$$\begin{aligned} q_N - q_{N-1} &= \left(\frac{q}{p}\right)^N \left(\frac{q}{p}\right)^{N-1} (q_{-N+1} - q_{-N}) \\ &\vdots \qquad\qquad \vdots \qquad\qquad \vdots \\ q_{-N+1} - q_{-N} &= \left(\frac{q}{p}\right)^{-N+1} \left(\frac{q}{p}\right)^{N-1} (q_{-N+1} - q_{-N}) \end{aligned}$$

전체를 더하면

$$q_N - q_{-N} = [\,(\frac{q}{p})^{2N-1} + \cdots\cdots + 1\,]\,[\,q_{-N+1} - q_{-N}] \quad \cdots\cdots ③'$$

또 ③식을 $-N \leqq Z$에서 풀어쓰면

$$q_Z - q_{Z-1} = (\frac{q}{p})^Z (\frac{q}{p})^{N-1} (q_{-N+1} - q_{-N})$$

$$\vdots \qquad \vdots \qquad \vdots$$

$$q_{-N+1} - q_{-N} = (\frac{q}{p})^{-N+1} (\frac{q}{p})^{N-1} (q_{-N+1} - q_{-N})$$

전체를 더하면

$$q_Z - q_{-N} = \Big[\,(\frac{q}{p})^Z + \cdots + 1 + \cdots + (\frac{q}{p})^{-N+1}\Big] \cdot \Big[(\frac{q}{p})^{N-1} (q_{-N+1} - q_{-N})\Big] \quad \cdots\cdots ④$$

($p \neq q$인 경우)

③′식은 $q_{-N+1} - q_{-N} \dfrac{\left(\frac{q}{p} - 1\right)}{\left(\frac{q}{p}\right)^{2N} - 1} (q_N - q_{-N}) \quad \cdots ⑤$

④식은 $q_Z - q_{-N} = \dfrac{\left(\frac{q}{p}\right)^{Z+N} - 1}{\frac{q}{p} - 1} (q_{-N+1} - q_{-N}$ ⑤′

⑤′식에 ⑤식을 대입하면

$$q_Z - q_{-N} = \frac{\left(\frac{q}{p}\right)^{Z+N} - 1}{\left(\frac{q}{p}\right)^{2N} - 1} (q_N - q_{-N})$$

그러므로 $q_Z = \dfrac{\left(\frac{q}{p}\right)^{2N} - \left(\frac{q}{p}\right)^{Z+N}}{\left(\frac{q}{p}\right)^{2N} - 1}$

($p=q$인 경우)

③′에서 $q_N - q_{-N} = (1 + \cdots + 1)(q_{-N+1} - q_{-N}) \cdots\cdots$ ⑥

④에서 $q_Z - q_{-N} = (1 + \cdots + 1)(q_{-N+1} - q_{-N}) \cdots\cdots$ ⑦

⑦식을 ⑥식에 대입하면

$$q_Z = \frac{N-Z}{2N}$$

參 考 文 獻

[1] A.W. Moore, "Phase-locked loops for motor speed control," *IEEE Spectrum*, vol. 10, pp. 61-67, April 1973.

[2] D.M. Smithgall, "A phase-locked loop motor speed control," *IEEE Trans. Ind. Elec. Contr. Instr.*, vol. IECI-22, no. 4, pp. 487-489, Nov. 1975.

[3] R. Moofat and C.S. Paresh, "Digital phase-locked loop for induction motor speed control," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-15, no. 2, pp. 176-182, March/April 1979.

[4] N.K. Sinha, "Speed control of a dc servomotor using phase locked loop," *IEEE Trans. Ind. Elec. Contr. Instr.*, vol. IECI-23, no. 1, pp. 91-97, Feb. 1976.

[5] 金東浩, "精密 小形 모우터의 기초와 응용," pp. 220~229, 翰信文化社, 서울, 1978.

[6] A.K. Lin and W.W. Koepsel, "A microprocessor speed control system," *IEEE Trans. Ind. Elec. Contr. Instr.*, vol. IECI-24, pp. 241-247, May 1979.

[7] Choi, Keh-Kum, "A study on the dec motor speed control with microprocessor," *KIEE*, vol. 17, no.4, pp. 1-5, Aug. 1980.

[8] W. Feller, "An instroduction to probability thery and its application," vol. 1, New York, John Wiley and Sons, 1950.

[9] J.I. Brown, "A digital phase and frequency-sensitive detector," *IEEE. Spectrum*, vol. 7, pp. 73-74, Dec. 1970.