

영구자석형 동기 전동기의 토크 특성 개선에 관한 연구

柳時榮, 李斗秀

A Study on the Improvement of Torque Characteristics
in PM Synchronous Motor

Si-Yeong Ryoo, Doo-Soo Lee

요약

본 논문에서는 영구자석형 동기 전동기 고정자의 상 권선 인덕턴스에 의하여 지연되는 정현파 전류 지연 성분을 보상함으로써 전동기 발생 토크 특성을 개선하는 방법과 구현 방법을 제시하였다. 이 방법은 축 변환을 사용하지 않기 때문에 하드와이어드 로직에 의하여 구현함으로써 구현이 간단하고 축 변환에 의한 지연을 제거할 수 있다.

특히, 고정자 상 권선 인덕턴스에 의한 지연성분은 전동기 회전 속도에 따라 변화하며, 본 논문에서 제시한 방법을 이용하면 전동기 회전 속도에 따른 동적인 보상을 할 수 있다. 본 논문에서 제시한 방법의 효과를 입증하기 위하여 4극 3상 영구자석형 동기 전동기를 대상으로 실험을 행하였으며, 실험결과 모든 운전 속도에서 발생 토크가 증가함을 확인하였다.

ABSTRACT

In this paper, we present a method to improve the torque characteristic of PMSM(Permanent Magnet Synchronous Motor) and its hardware realization. It is based on the compensation of sinusoidal current delay caused by phase winding inductances. Since coordinate transformation is not used, simple hard-wired logic in the controller design is adopted and this scheme can eliminates the delay through the coordinate transformation. The delay components are varied according to rotation speeds, but this method can also make it possible to compensate those, dynamically. The control scheme has been verified by experiments on a 4-pole 3-phase PMSM, and the generated torques are increased at whole operation speed ranges.

Key Words : PMSM, Torque, Current delay

1. 서론

영구자석형 동기 전동기(PMSM : Permanent Magnet Synchronous Motor)는 일정속도가 요구되는 분야에서는 물론 고성능 가변 주파수 구동에 널리 이용되며, 계자극에 사용되는 고잔류 자속밀도와 고보자력을

갖는 영구자석의 이용으로 전동기의 소형 고출력화 또는 최대 토크와 정격 토크 비율이 증대됨으로써 PMSM의 토크 특성은 고성능 서보 운전과 로봇틱스의 응용에 여러 가지 이점이 있다. 또한, PMSM은 계자 회전형으로 영구자석이 회전축 상에 설치되므로 회전자에서 발생하는 손실이 없고 고효율을 가지고 있는

며 전동기의 냉각성이 좋다. 그리고, 브러시리스 전동기이므로 반도체 제조실처럼 브러시 분말이 염려되거나 불꽃으로 인하여 폭발이 염려되는 작업환경에서 사용할 수 있으며 브러시 마모에 의한 잡음이 없다는 이점이 있다.

PMSM의 회전자 구조는 큰 에어-갭(airgap)을 갖는 방사상으로 자화된 자석이 부착된 원통형과 좁은 에어-갭과 돌극을 가지며 집선의 자화력을 갖는 자석이 묻혀있는 돌극형이 있는데, 구조에 관계없이 전기자 전류는 정현파형이다. 영구자석형 전동기의 토크는 전기자 전류에 비례하므로 정현파형의 전류를 제어함으로써 토크를 제어할 수 있다.

이와같은 PMSM의 토크 특성은 최대 토크 발생^{[1][2][3][4]}과 토크 리플감소^{[4][5][6]}의 관점에서 다루어져 왔다. 참고문헌 [1]과 [2]는 전류를 미리 결정하여 토크를 발생하는 방법으로 Marchand 등은 Newton 알고리즘을 이용하여 최대 평균 토크를 발생시킬 수 있는 위상을 구하고 그 위상에 일치하는 전류를 결정함으로써 최대 토크를 발생하는 방법에 대하여 연구하였으며^[1], Low 등은 상 전류와 영구자석의 상호작용에 기인하는 여기 토크와 전기자 코일의 자기 릴럭턴스 및 상호 릴럭턴스의 변화에 기인하는 토크로 구성되고 회전자 위치의 함수인 동일 행렬(identity matrix)을 정의하고 이 행렬로부터 최대 토크를 발생시킬 수 있도록 전류를 결정하는 방법을 기술하였다^[2].

Rahman 등은 계자 자속과 토크를 직접 제어하는 직접 토크 제어법^[3]과 dq축 전류제어기에서 q축 전류와 토크가 선형성을 유지할 수 있도록 순시 토크의 제어 방법^[4]에 의하여 최대 토크 특성을 갖도록 하였다.

전류제어기로서 dq축 전류값 i_d, i_q 를 상수로 제어하는 d-q축 전류제어는 전류가 정현적으로 변화하는 abc축 전류제어에 비하여 좋은 성능을 얻을 수 있으며, 위의 방법들 중 참고문헌 [4], [5], [6]은 이 제어법을 이용하였다. 그러나 이들 방법은 abc-dq의 변환과 dq-abc의 역변환이 필요하게 되고, 따라서 제어기 구현에 있어서 변환을 위한 네트워크가 필요하게 되므로 지연이 있게 된다. 또한 하드웨어 및 소프트웨어가 모두 사용되므로 구현이 복잡하고, 경우에 따라서 프로세서에 의하여 전동기 제어 속도 범위가 제한을 받을 수 있다^{[1][3]}. 그러한 이유로 Marchand 등은 abc축에서 전류를 제어하는 방법을 이용하였다^[1].

또한 Rahman 등은 d-q 전류제어법을 이용하지 않고 스테이터 자속과 토크를 직접 제어하는 직접 토크 제어법을 이용함으로써 d-q 변환과 PWM에 의한 지연

을 제거하였다^[3].

본 논문에서는 PMSM의 상 권선 인덕턴스에 의한 전류지연에 의하여 발생하는 토크의 감소에 대하여 전류지연을 보상함으로써 최대 토크가 발생할 수 있도록 제어하는 방법에 대하여 설명한다. 브러시리스 전동기의 토크가 저하되는 여러 가지 이유 중 하나는 토크가 전류에 비례하는데, 상권선 인덕턴스에 의한 상 전류지연에 의하여 상 전압이 인가된 시점에서 바로 토크가 발생하는 것이 아니라, 토크가 발생하여야 할 시점에서는 미처 토크가 발생하지 못하고 토크가 소멸되어야 할 시점에서는 역 토크가 발생하여 토크가 잔류하는 것이며, 이에 따라 전력 효율이 떨어진다.

본 논문에서는 상 권선 인덕턴스에 의한 전류지연에 대한 함수로 표현되는 토크 식으로부터 그 지연을 보상하였을 때의 토크 식을 구하며, 또한 보상을 위한 방법을 설명한다. 전류지연을 보상하지 않았을 때와 보상하여 전류를 제어할 때의 토크를 시뮬레이션함으로써 모든 운전 속도 구간에서 위상보상에 의하여 PMSM의 발생 토크가 증가하게 되며, 이 때 역기전압과 상 전류의 위상이 완전히 일치하므로 최대 토크가 발생되고, 더 넓은 속도 영역에서 전동기의 동작이 가능함을 보인다. 그리고 위상보상 제어기를 구현하기 위한 하드웨어의 구현방법에 대하여 설명한다. 이 방법은 d-q 변환 등의 축 변환 방법을 이용하지 않기 때문에 하드와이어드 로직에 의하여 구현이 가능하다.

따라서 앞서 설명한 바와 같이 d-q 변환에 따른 지연이 없고, 제어기 구현이 쉬우며 제어속도의 범위가 프로세서에 의해 제한 받지 않는 이점이 있다. 또한 간이 토크 측정장치를 제작하여 위상 보상을 행하였을 때와 행하지 않았을 때의 토크를 측정하였으며, 발생 토크가 증가하며, 시뮬레이션에서와 같이 전동기가 더 넓은 전동기 동작 속도영역에서 동작함을 확인한다.

2. 영구자석형 동기 전동기의 토크 특성

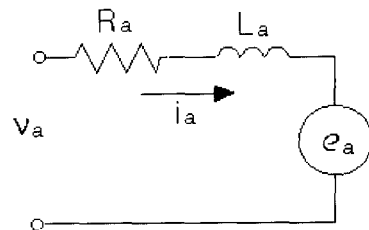


그림 1 모터의 한 상에 대한 등가회로

Fig. 1 Equivalent circuit of one phase of a motor

브러시리스 영구자석형 전동기(PMSM : Permanent Magnet Synchronous Motor)의 구동전류는 정현파이며, 역기전력도 역시 정현파이다. PMSM의 한 상에 대한 등가모델은 그림 1과 같으며, 식 (1)에 각 상의 인가 전압과 전류와 역기전압의 관계를 나타내었다. 위 회로에서 각 상의 인가 전압은 다음과 같다^[7].

$$\begin{aligned}
 v_a &= V_m \cdot \sin \theta \\
 &= R_a \cdot i_a + L_a \cdot \frac{di_a}{dt} + \frac{K_0 \omega}{N} \cdot \sin \theta \\
 v_b &= V_m \cdot \sin \left(\theta - \frac{2}{3} \pi \right) \\
 &= R_b \cdot i_b + L_b \cdot \frac{di_b}{dt} + \frac{K_0 \omega}{N} \cdot \sin \left(\theta - \frac{2}{3} \pi \right) \\
 v_c &= V_m \cdot \sin \left(\theta - \frac{4}{3} \pi \right) \\
 &= R_c \cdot i_c + L_c \cdot \frac{di_c}{dt} + \frac{K_0 \omega}{N} \cdot \sin \left(\theta - \frac{4}{3} \pi \right)
 \end{aligned} \tag{1}$$

여기에서

- v_a, v_b, v_c : 각 상의 인가전압 [V]
- i_a, i_b, i_c : 각 상 전류 [A]
- R_a, R_b, R_c : 각 상의 저항 [Ω]
- L_a, L_b, L_c : 각 상의 인덕턴스 [H]
- V_m : 인가전압의 피크 값 [V]
- K_0 : 토크 상수 [Nm/A]
- ω : 전기각주파수[rad/sec]

이다. 또한 이상적인 전동기의 조건에서 각 상에서의 저항과 인덕턴스는 같다고 가정하고, a상의 인가 전압, 전류, 역기전압에 대하여 b상과 c상의 인가 전압, 전류, 역기전압은 각각 $\frac{2\pi}{3}$, $\frac{4\pi}{3}$ 의 위상차만 존재할 뿐 같다고 가정한다.

PMSM은 식 (1)에도 표시되어 있는 바와 같이 정현파 역기전압을 가지므로 상수적인 토크를 얻기 위해서는 제어 전류도 정현파로 인가되어야 한다. 이때, 위 전동기의 각 상에서 발생하는 토크에 대한 식은 다음과 같다^[7].

$$\begin{aligned}
 T_a &= K_0 i_a \sin \theta \\
 T_b &= K_0 i_b \sin \left(\theta - \frac{2}{3} \pi \right) \\
 T_c &= K_0 i_c \sin \left(\theta - \frac{4}{3} \pi \right)
 \end{aligned} \tag{2}$$

여기에서,

T_a, T_b, T_c : 각 상에서의 발생 토크 [Nm]

이때, 각 상에 대한 전류는 다음과 같이 된다.

$$\begin{cases} i_a = I_m \cdot \sin(\theta - \phi) \\ i_b = I_m \cdot \sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi - \phi\right) \\ i_c = I_m \cdot \sin\left(\theta - \frac{4}{3}\pi - \phi\right) \end{cases} \tag{3}$$

여기에서

$$I_m = \frac{V_m - \frac{K_0 \cdot \omega}{N}}{Z_m} \tag{4}$$

이고, 그림 1에서 각 상의 저항과 코일의 특성이 같고 모터가 일정한 속도로 회전한다고 가정하면,

$$Z = R + j\omega L$$

$$Z_m = \sqrt{R^2 + X_L^2}$$

$$\phi = \tan^{-1} \left(\frac{\omega \cdot L}{R} \right)$$

이다.

따라서, 식 (3)을 식 (2)에 대입하여 정리하면 각 상에 대한 토크 식은 다음과 같이 정리된다.

i) T_a

$$T_a = K_0 \cdot I_m \cdot \sin \theta \cdot \sin(\theta - \phi)$$

$$\begin{aligned}
 &= -\frac{K_0 \cdot I_m}{2} \cdot \{ \cos 2\theta \cdot \cos \phi + \sin 2\theta \cdot \sin \phi \\
 &\quad - \cos \phi \}
 \end{aligned} \tag{5}$$

ii) T_b

$$T_b = K_0 \cdot I_m \cdot \sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) \cdot \sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi - \phi\right)$$

$$= \frac{K_0 \cdot I_m}{4} \cdot \{ \cos 2\theta \cdot \cos \phi + \sqrt{3} \cdot \sin 2\theta \cdot \cos \phi + \sin 2\theta \cdot \sin \phi - \sqrt{3} \cos 2\theta \cdot \sin \phi + \cos \phi \}$$
 (6)

iii) T_c

$$T_c = K_0 \cdot I_m \cdot \sin\left(\theta - \frac{4}{3}\pi\right) \cdot \sin\left(\theta - \frac{4}{3}\pi - \phi\right)$$

$$= \frac{K_0 \cdot I_m}{4} \cdot \{ \cos 2\theta \cdot \cos \phi - \sqrt{3} \cdot \sin 2\theta \cdot \cos \phi + \sin 2\theta \cdot \sin \phi + \sqrt{3} \cos 2\theta \cdot \sin \phi - \cos \phi \}$$
 (7)

이때, 전체 토크는 다음과 같은 결과 식을 얻는다.

$$T_e = T_a + T_b + T_c$$

$$= \frac{3}{2} \cdot K_0 \cdot I_m \cdot \cos \phi$$
 (8)

위 식에서 ϕ 는 고정자 권선에 의해 발생하는 위상 지연의 양을 나타내며, 고정자 권선에 인가할 전압을 권선 인덕턴스에 의한 지연분 ϕ 만큼 미리 인가해 준다면 정확한 시점에서 토크가 발생하게 된다. 이것은 $\phi=0$ 이 됨을 의미하는 것이며, 이때 전체 토크를 \hat{T}_e 라 하면 다음과 같이 된다.

$$\hat{T}_e = \frac{3}{2} \cdot K_0 \cdot I_m$$
 (9)

권선 저항, 권선 인덕턴스의 값이 일정하다면, 식 (8)에서 $\cos \phi$ 값은 전동기의 회전속도에 따라서 변하며, 회전속도가 0rpm 이상이면 항상 1보다 작은 값이다.

따라서 식 (9)에서는 전류의 지연 항이 제거됨으로써 전체 토크가 증가하게 됨을 알 수 있다.

3. 위상지연 보상의 실현에 의한 토크 특성 개선

영구자석형 동기 전동기를 디지털로 구동하기 위한

블록도를 그림 2에 나타내었다. 그림 2에서 옵티컬 인코더는 전동기 회전자 위치를 검출하는 것으로서, 그림에서는 인크리멘탈 형을 사용하였다. 이 때문에, 회전자의 초기 위치를 검출하는 센서의 신호를 카운터의 리셋에 가하여 회전자 위치와 카운터가 동기 되도록 한다. 만약 앵슬루트형을 사용하면 직접 회전자의 위치가 검출되므로 출력 신호를 곧바로 ROM으로 입력시키면 되지만, 앵슬루트형은 고가이고 또한 다음에 논할 토크 특성 개선에서는 전동기의 회전 속도를 검출해야 하므로 적합하지 않다. 본 논문에서는 1회전당 500개의 펄스가 발생하는 인크리멘탈형 옵티컬 인코더를 사용하고 이를 4채배하여 사용하였으며, 파형의 0점 검출신호가 함께 발생한다.

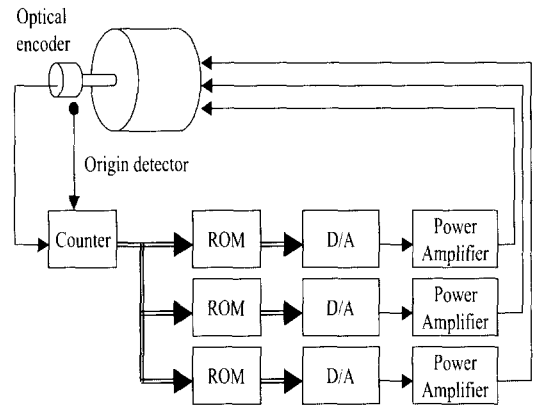


그림 2 PMSM의 디지털 구동 회로의 블록도
Fig. 2 Block Diagram of the Digital Driving Circuit

따라서 1개의 펄스는,

$$\frac{360^\circ}{2000} = 0.18^\circ$$

의 기계각을 의미하며, 사용할 전동기는 4극 3상을 사용하므로 전동기가 1회전하는 동안 전압 파형은 2회 출력되므로, 옵티컬 인코더의 1개 펄스는 전기각 0.36° 를 의미한다.

이상에서와 같이 카운터의 출력은 전동기의 회전자 위치에 해당하며, 회전자의 위치에 대응하는 정현파를 발생시키기 위하여 ROM에는 회전자 위치에 대응하는 전압의 디지털 값이 룩-업 테이블로 저장되어 있다.

ROM에서 출력된 디지털 값의 전압은 디지털-아날로그 변환기를 거쳐 전력 증폭기로 가해지며, 최종적인 전압 신호가 전동기에 인가된다. 여기에서, 영구자

석형 동기 전동기는 3상을 모델로 하였으므로 인가되는 전압 파형 역시 120도 위상차의 3상 전압을 발생시켜야 하며, 이에 따라 ROM, D/A, 전력증폭기는 3개씩 필요하게 한다.

위 회로에서 속도 측정을 위한 샘플링 펄스를 30[msec]로 결정하였으며, 이때 ROM 어드레스는 0.98RPM 단위가 된다. 또한 전동기의 최대 10,000 RPM까지 전동기를 운전하기 위하여 10Kbyte 용량의 ROM을 사용하였다.

다음 그림 3에 look-up table ROM의 내용을 나타내었다.

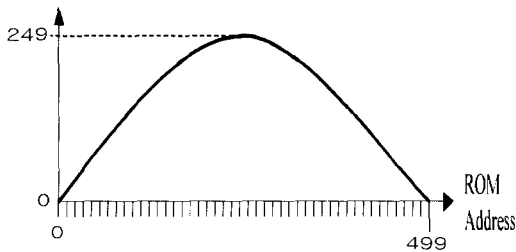


그림 3 룩-업 테이블에 저장된 SIN함수 값
Fig. 3 Contents of the SIN Look-up Table ROM

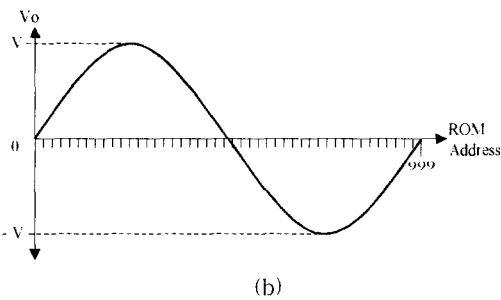
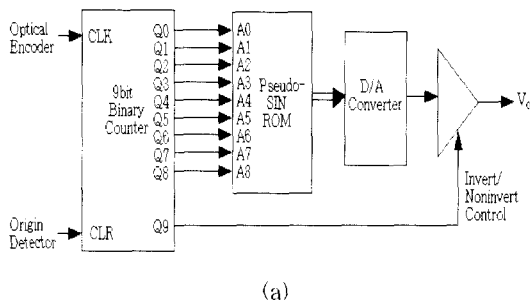


그림 4 출력신호 발생회로
(a)출력신호 발생회로의 블록도 (b)출력신호의 파형
Fig. 4 Output signal generation circuit
(a) block diagram of the output signal generation circuit
(b) output waveform

그림 3에서와 같이 look-up table ROM에는 정현파의 반파에 대한 데이터가 기록되어 있으며, 나머지 반파는 그림 4(a)와 같이 카운터의 상위 비트에 의하여 반전시켜 구성함으로써 다음 그림 4(b)와 같이 2배의 분해능을 얻을 수 있다.

그림 4에서 출력된 의사 정현파 (Pseudo-SIN wave)에 의한 출력신호 파형을 확대하면 다음 그림 5와 같이 양자화 오차가 발생한다.

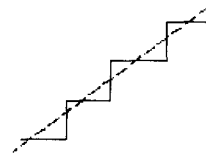


그림 5 SIN파에 대한 양자화 오차
Fig. 5 Quantization error of SIN wave

이때, 이 불연속 파형의 왜곡율은 다음과 같이 구할 수 있다. 그림 5에 대하여 만약 진폭방향의 분해능은 무한하고 시간축을 4M으로 분할한다면, 1분할 구간에서의 근사화된 삼각형의 면적의 제곱은 다음과 같다.

$$\sigma_M^2 \approx \frac{1}{3 \times 32} \cdot \frac{\pi^3}{M^3} \cdot \cos^2 \frac{K\pi}{2M} \quad (10)$$

여기에서 $K=0, 2, \dots, M-1$ 이다. 따라서, 1/4주기 전체의 왜곡에 대한 실효값의 제곱 S_M^2 은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} S_M^2 &= \frac{2}{\pi} \sum_{K=0}^{M-1} \sigma_M^2 \\ &= \frac{1}{3 \times 32} \cdot \frac{\pi^3}{M^3} \cdot \sum_{K=0}^{M-1} \cos^2 \frac{K\pi}{2M} \end{aligned} \quad (11)$$

또한, 시간축의 분해능은 무한하고, 진폭방향의 분해능이 2N이라면 1분할 구간에서 삼각형의 면적의 제곱은 다음과 같다.

$$\sigma_N^2 = \frac{1}{12N^3} \times \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{K}{N}\right)^2}} \quad (12)$$

여기에서 $K=0, 1, \dots, N-1$ 이다.

따라서 정현파 크기의 1/2구간 전체의 왜곡에 대한 실효값의 제곱 S_N^2 은 다음과 같다.

$$S_N^2 = \frac{2}{\pi} \times \frac{1}{12N^3} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{K}{N}\right)^2}} \quad (13)$$

만약, $N \gg 1$ 이면

$$\begin{aligned} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{K}{N}\right)^2}} &\cong N \int_0^1 \frac{dx}{\sqrt{1 - x^2}} \\ &= \frac{\pi N}{2} \end{aligned}$$

이므로,

$$\begin{aligned} S_N^2 &= \frac{2}{\pi} \times \frac{1}{12N^3} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{K}{N}\right)^2}} \\ &= \frac{1}{12N^2} \end{aligned} \quad (14)$$

따라서, 전체 왜곡 실효치의 제곱은 다음과 같다.

$$S^2 \cong S_M^2 + S_N^2$$

정현파 자체의 실효치의 제곱은 $\frac{1}{2}$ 이므로 왜곡을 KF는 다음과 같다.

$$KF = \sqrt{2 \cdot S^2} = \sqrt{\frac{\pi^2}{3 \times 16} \times \frac{M+1}{M^3} + \frac{1}{6N^2}} \quad (15)$$

시간축 방향의 분해능을 $4M = 1000$, 진폭축 방향의 분해능을 $2N = 500$ 로 하면,

$$KF \cong 0.002443 \quad (0.2443\%)$$

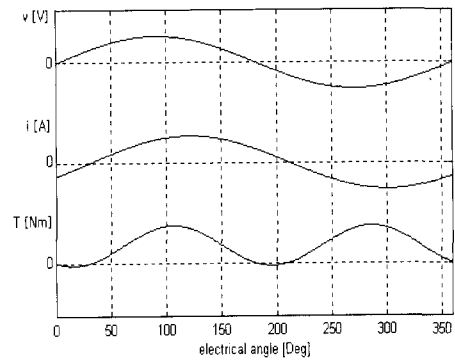
이 된다.

따라서 전체 파형에는 거의 영향이 없으며, 이 오차에 대하여 필터링을 할 경우에는 또 다른 지연이 발생하게 된다. 만약, 필터를 사용한다면 이때 발생하는 지연은 식 (8)에 첨가되어야 하며 다음에 논할 위상 보상회로에서 보상하면 된다.

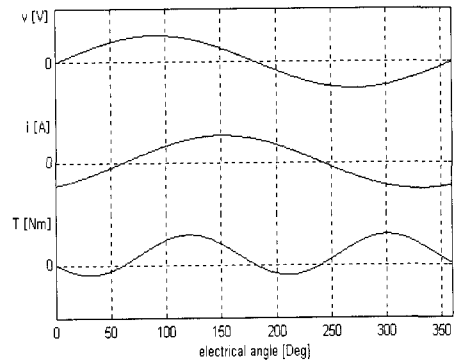
앞서 논한 바와 같이, 영구자석형 동기 전동기는 고

정자 권선 인덕턴스에 의하여 전류가 지연되며, 그림 6에서 인가 전압에 대하여 저속과 고속에서의 한 상에 대한 전류의 지연과 그 때의 발생 토크를 나타낸다.

예를 들어, 식 (5)에서 $K_0 = 1$ [Nm/A], $I_m = 1$ [A]라고 가정할 때 그림 6은 시뮬레이션 결과를 나타낸다. 그림 6(a)는 저속에서의 결과로서 발생 토크는 30° 만큼 지연되어 발생되고 그림 6(b)는 고속에서의 결과로서 발생 토크가 60° 만큼 지연되어 발생함을 나타낸다. 즉, 전류가 흘러야 할 시점에서는 잘 흐르지 못하여 토크가 정상적으로 발생되지 않고, 전류가 흐르지 않아야 할 시점에서는 전류가 흘러 역 토크의 원인이 된다. 이러한 현상은 전동기의 속도가 빨라짐에 따라 더욱 심해지며 이에 따른 전력 효율의 저하는 물론 전동기가 어느 속도에 도달하면 더 이상 회전하지 못하는 한계점이 나타난다.



(a)



(b)

그림 6 회전속도에 따른 한 상에 대한 전류와 토크의 파형 (a) 저속 (b) 고속

Fig. 6 Current and torque waves in accordance with rotational speed for one phase (a) low speed (b) high speed

만약, 2절에서 설명한 바와 같이 전류지연을 보상하기 위하여 고정자 권선에 인가할 전압을 권선 인덕턴스에 의한 지연분 만큼 미리 인가해 준다면 그림 7에서와 같이 발생 토크가 지연없이 정확한 시점에서 토크가 발생하고 정확한 시점에서 토크가 소멸되어 전동기의 전력효율이 개선된다.

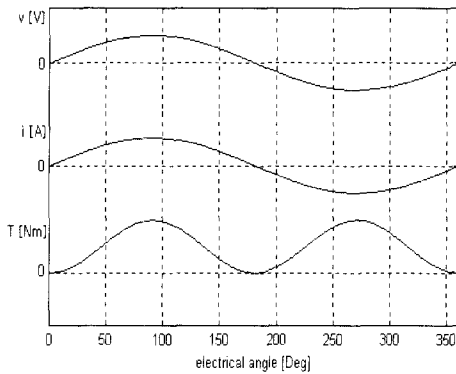


그림 7 전류지연을 보상하였을 때의 전류와 토크 파형
Fig. 7 Current and torque waves under compensation of current delay

이와 같은 위상 보상을 행하는 원리를 다음 그림 8에 나타내었다.

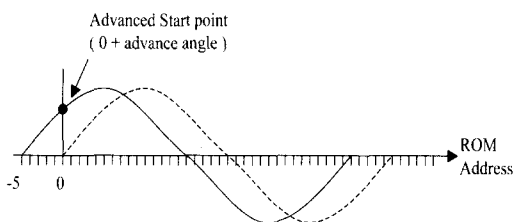


그림 8 위상보상의 원리
Fig. 8 The principle of the phase compensation

그림에서, 광학 인코더(optical encoder)에 의하여 검출된 전동기 회전자 위치의 시작점은 0번 위치이고, 이에 따라 발생하는 전압 파형은 점선과 같다.

그러나, 여기에 속도에 의한 위상 전진 값이 가해지면 위상 전진 값을 기준으로 시작점이 개시되며, 만약 위상 전진 값이 5라면 그림과 같이 5만큼의 위상 전진이 행해진다. 이와 같은 원리를 적용하여 위상 전진 보상을 행하였을 때와 그렇지 않을 때의 전동기 발생 토크를 시뮬레이션 하기 위하여 3상4극 브러시리스 전동기의 파라미터를 이용하였으며, 그 값들은 다음과 같다.

- 권선 저항 R : 1.3 [Ω]
- 권선 인덕턴스 L : 2.5 [mH]
- 토크 상수 K_0 : 0.08 [Nm/A]
- 전동기의 극 수 N : 4
- 관성 모멘트 : 0.0134 [Nm sec²]
- 최대 전압 V_m : 160 [V]
- 최대 동작 속도 : 20000 [rpm]

MATLAB을 이용하여 위상보상이 없을 때와 위상 보상을 행하였을 때의 총 토크에 대한 결과는 그림 9에 나타나 있다. 점선은 위상 보상을 행하지 않았을 때의 결과이고, 실선은 위상 보상을 행하였을 경우의 결과이다.

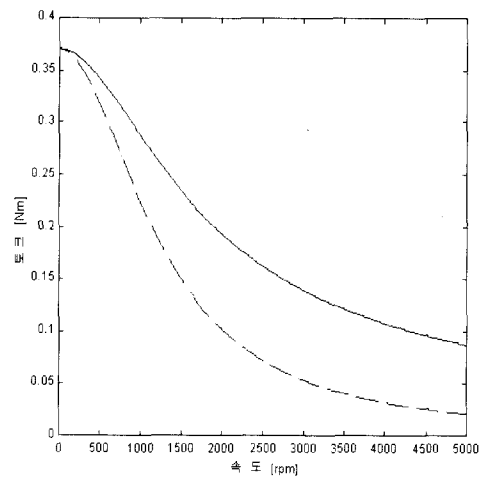


그림 9 모터의 발생 토크에 대한 시뮬레이션 결과
(a) 쇄선 : 위상 보상을 행하지 않은 경우
(b) 실선 : 위상 보상을 행한 경우
Fig. 9 Simulation results of the total torque
(a) dashed line : without compensation
(b) solid line : with compensation

시뮬레이션 결과에 따르면 모든 운전속도에서 토크가 증가함을 알 수 있다.

4. 실험 및 고찰

4.1 실험장치의 구성

위상 보상을 위한 제어회로의 블럭도는 그림 10과 같다.

위 제어기의 4채배 회로는 다음과 같이 구성되었으며, 타이밍 회로의 타이밍도는 그림 12와 같다.

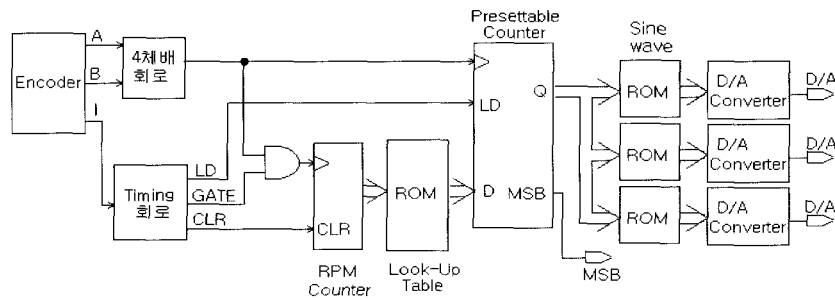


그림 10 위상보상을 위한 제어회로의 블록도
 Fig. 10 The block diagram of the control circuit for phase compensation

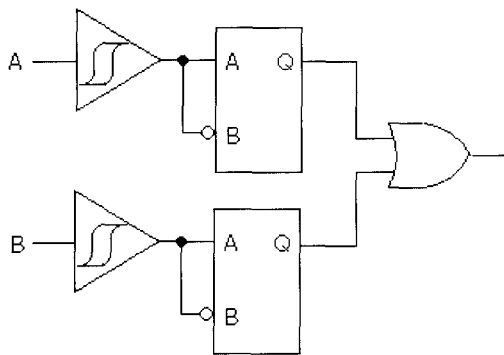


그림 11 4배 배 회로의 구성
 Fig. 11 Construction of the 4 times frequency multiplier

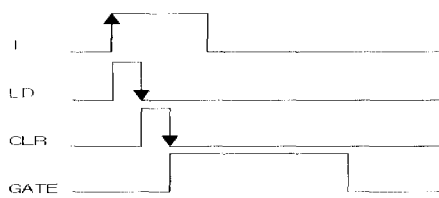


그림 12 위상보상을 위한 타이밍도
 Fig. 12 The timing chart for the phase compensation

인코더가 원점을 통과하면 LD 신호에 의하여 검출된 전동기 속도가 속도 변환 ROM으로 입력되어 전동기 회전 속도에 해당하는 위상 보상 값을 룩업 테이블에 의하여 구한다. 구해진 위상 보상 값은 프리셋터블 카운터에 입력되어 전동기 회전자의 실제 위치 값에 가산되어 파형 발생 ROM으로 입력된다. 다음 보상값을 입력받기 위하여 속도 검출 카운터는 클리어된 후 게이팅 펄스에 의하여 광학 인코더 신호가 속도

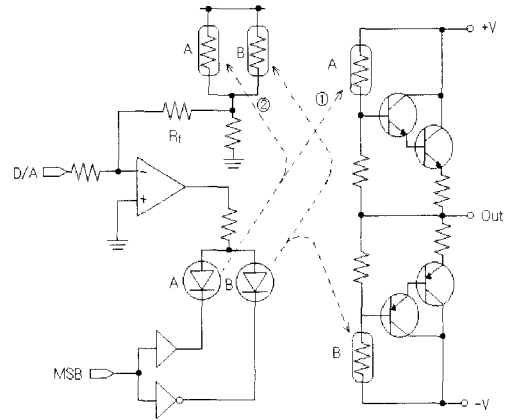


그림 13 절연된 전력 증폭기의 구성
 Fig. 13 Construction of the isolated power amplifier

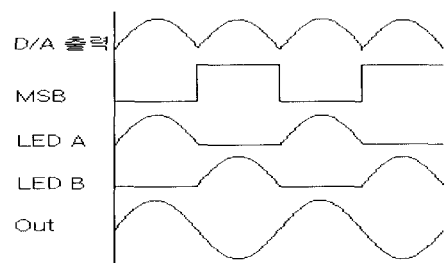


그림 14 절연된 전력 증폭기의 각 부분에 대한 파형
 Fig. 14 Signals of the isolated power amplifier

검출 카운터에 입력되어 속도를 검출한다. 또한 그림 2의 블록도에서 전력 증폭기는 다음과 같이 위상보상을 위한 제어 단과 드라이브 단을 전기적으로 절연한 절연 앰프로 구성하였다. 여기에서 D/A 신호는 그림 10의 제어 단의 D/A 컨버터의 출력으로

부터 입력받는 신호이며, MSB는 그림 10의 프리셋터 블 카운터의 MSB 출력으로부터 입력받는 신호이다.

이와 같이 절연된 증폭기를 구성하기 위하여 LED-Multi CdS (형명 : P873-13)을 이용하였으며, 1차 측과 2차 측의 전달특성이 선형성을 갖지 못하므로 이와 같은 LED-Multi CdS를 이용하여 ②의 경로로 피드백을 걸어 줌으로써 선형성을 유지하도록 하였다.

이때, 위 회로의 각 부분에 대한 파형은 그림 14와 같다.

4.2 디지털 구동회로 출력 파형

위상 전진될 각도는 실험에 사용할 전동기의 파라메터인 권선 저항 $R = 1.3 \Omega$, 권선 인덕턴스 $L=2.5 \text{ mH}$ 를 이용하여 계산된 결과를 룩-업 테이블 ROM에 저장하여 사용하였으며 저장된 ROM의 내용을 다음 그림 15에 나타내었으며, 그림에서, data의 숫자 1은 분기기의 제어 단위인 0.36° 를 의미한다.

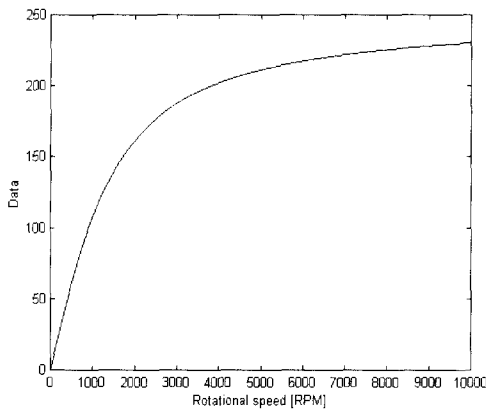


그림 15 보상각 룩-업 테이블의 내용
Fig. 15 Contents of look-up table for compensation angle

예를 들어, 2000rpm (837.76 rad/sec)에서의 보상각은

$$\tan^{-1}\left(\frac{837.76 \times 2.5 \times 10^{-3}}{1.3}\right)$$

이며, 0.36° 로 나누면 데이터는 161.59가 된다.

이와 같은 룩-업 테이블을 적용하여 정현파를 전진시킨 결과에 대한 오실로스코프 사진을 그림 16에 rpm별로 나타내었다. 각각의 그림은 위상보상 효과를 관측하기 위하여 D/A 컨버터의 출력을 측정된 결과이다. 그림 16은 500rpm의 회전속도에서 위상지연을 보

상하지 않았을 때의 파형이며, 그림 17(a)는 500rpm에서 보상했을 때의 결과이며, 보상각은 21.9° 이다.

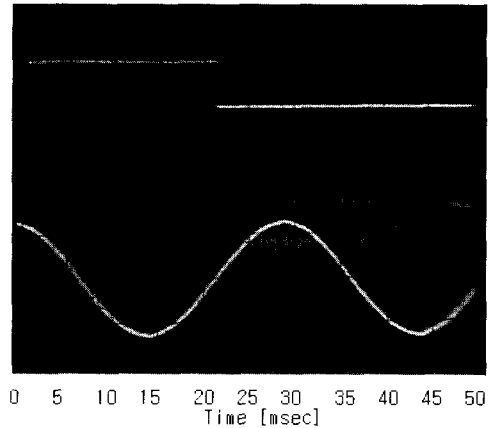
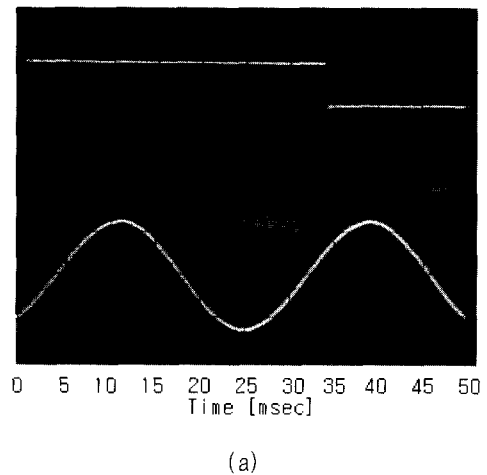
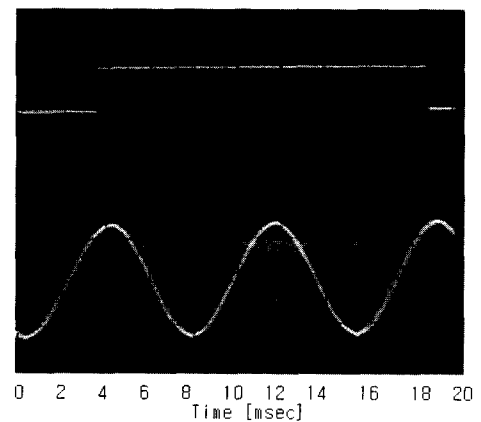


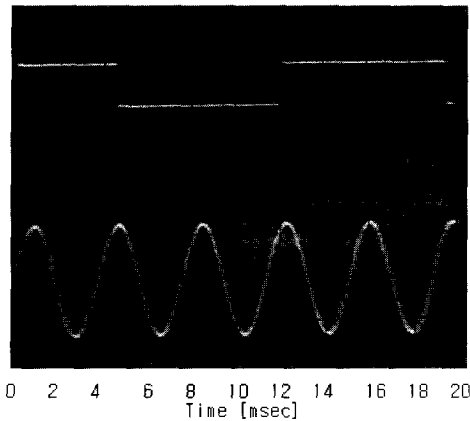
그림 16 500rpm에서 전류지연을 보상하지 않았을 때의 파형
Fig. 16 Uncompensated current waveform at 500rpm



(a)



(b)



(c)

그림 17 각 속도에서 전류지연을 보상하였을 때의 파형

(a) 500rpm (b) 2000rpm (c) 4000rpm

Fig. 17 Compensated sinusoidal current waveforms in various rotational speed

(a) 500rpm (b) 2000rpm (c) 4000rpm

그림 (b), (c)는 각각 전동기가 2000rpm과 4000rpm으로 회전할 때의 결과로써 각각 58.2°, 72.8° 위상보상이 실행되었음을 나타내고 있다. 각 그림에서 위쪽의 구형파는 전동기 회전자의 0점 위치를 검출하는 센서의 출력 파형으로서, 이 파형의 상승 시점이 회전자 0° 위치를 나타낸다. 따라서, rpm이 증가할수록 위상 전진이 많이 행하여짐을 알 수 있다.

4.3 토크 특성

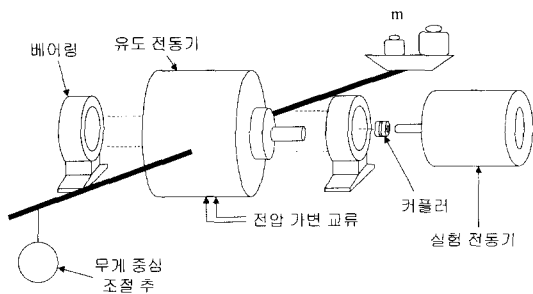


그림 18 전동기 발생 토크 측정 장치

Fig. 18 A measuring apparatus of torque

실험에 사용한 전동기의 토크를 측정하기 위하여 다음 그림 18과 같은 소형 다이내모미터를 제작하여 토크를 측정하였다. 이 측정장치는 유도전동기의 회전자와 고정자 사이의 유도 작용에 의한 작용 반작용을 이용하였기 때문에 무 접촉으로 전동기 발생 토크를 측정할 수 있다. 이 측정장치에 실험 전동기를 접속하고 유도 전동기에 교류 전압을 인가하여 측정 팔이 수평이 되도록 질량 m인 분동을 놓았다면, 이 때 전동기의 발생 토크는

$$T = (\text{측정팔의 길이}) \times m \times (\text{중력가속도}) \text{ [Nm]}$$

이다.

실험에 사용한 전동기의 재원은 시뮬레이션에 사용되었던 파라미터와 같으며, 전류지연을 보상하지 않았을 때와 보상하였을 때의 발생 토크에 대한 이론치와 실험치가 표 1에 나타나 있으며, 그림 19는 속도에 따른 토크를 표시하였다. 실험결과는 전류지연을 보상하였을 경우 운전속도의 전 구간에 걸쳐 발생 토크가 크게 향상되었음을 나타내고 있으며, 토크가 발생하는 전동기 동작 속도 영역이 확대됨을 알 수 있다.

표 1 각 속도에서의 발생 토크에 대한 측정값

Table 1 Measured values of generated torque at various speeds

발생토크 속도 [rpm]	보상하지 않은 경우		보상한 경우	
	이론치	실험치	이론치	실험치
500	0.3163	0.31	0.3409	0.34
1000	0.2106	0.19	0.2704	0.26
1500	0.1329	0.12	0.2084	0.18
2000	0.0853	0.06	0.1616	0.14
2500	0.0566	0.03	0.1272	0.10
3000	0.0389	0.01	0.1016	0.07
3500	0.0274	0	0.0820	0.05
4000	0.0198	0	0.0667	0.04
4500	0.0145	0	0.0544	0.03

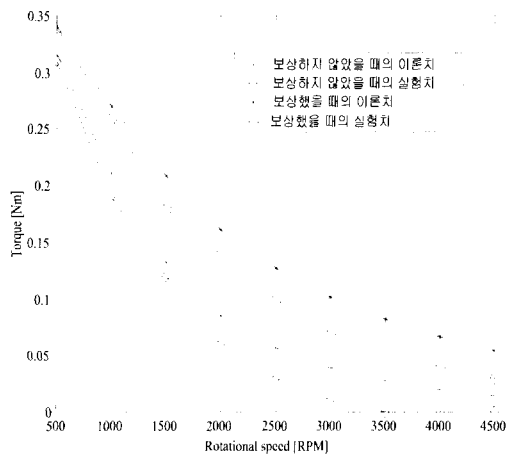


그림 19 위상보상이 있을 때와 없을 때의 발생 토크에 대한 이론치와 실험치의 비교
 Fig. 19 Comparison between theoretical and measured torques

5. 결 론

본 논문에서는 영구자석형 동기 전동기의 상권선 인덕턴스에 의한 전류지연에 의해 발생하는 토크 저하를 방지하기 위하여 전류지연을 보상하는 전류제어 방법에 대하여 제시함으로써 전동기 토크 발생 효율을 증가시켰다. 제시된 방법은 광학 인코더에 의하여 검출된 전동기 회전자 위치의 시작점과 속도에 의한 위상보상 값이 더해져 위상보상을 실행하는 시작점으로 개시됨으로써, 실제의 전동기 회전자 위치보다 일정시간 먼저 전압을 인가하는 것이다. 또한 전류지연을 보상하기 위한 제어기의 구현방법을 설명하였으며, 제시된 제어 방법은 dq축 전류 제어를 사용하지 않으므로 dq 및 역 dq 변환을 위한 지연이 발생하지 않고 또한 위상보상을 위한 제어기는 하드와이어드 로직에 의하여 구현이 가능함으로 구현이 간단하다.

3상 4극 브러시리스 전동기에 대하여 실험을 행하였으며, 전동기의 상권선 인덕턴스에 의한 전류지연을 보상하였을 때 이 전동기에 대하여 모든 전동기 운전 구간에서 토크가 향상됨을 확인하였고, 시뮬레이션과 실험결과로 전동기의 회전속도 구간이 확대됨을 알 수 있다. 전동기의 정지상태 즉, 홀딩 토크에서는 회전마찰이 거의 없지만, 회전속도가 높을수록 전동기의 토크가 약해지므로 마찰에 의한 영향이 점차 커지게 된

다. 따라서, 홀딩 토크에서는 이론값과 측정값이 거의 일치하는데 비하여 회전 개시점부터 회전속도가 증가할수록 마찰에 의하여 이론값과 측정값의 차이가 발생하는 것으로 사료된다.

실제로 실험에 의한 전동기 발생 토크는 이론적인 보상각 보다 약간 더 전진하면 발생 토크가 더 증가하는데, 이는 전동기 고정자 권선에 흐르는 전류와 관련이 있는 것으로 생각되며, 이에 관한 연구가 더 필요할 것으로 사료된다.

참 고 문 헌

- [1] C. Marchand, A. Razek "Optimal torque operation of digitally controlled permanent magnet synchronous Motor Drives" *IEE Proc-B*, vol. 140, no. 3, pp. 232~240, 1993.
- [2] Teck-Seng Low, Chao Bi, Kuan-Teck Chang "Motor "Identity"- A Motor Model for Torque Analysis and Control" *IEEE Trans. Ind Electronics*, vol. 43, no. 2, pp. 285~291, 1996.
- [3] M.F. Rahman, L. Zhong, K.W. Lim "A Direct Torque Controlled Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Incorporating Field Weakening" *Proc. IEEE/IAS Annual Meeting*, pp. 67~74, 1997.
- [4] M.F. Rahman, L. Zhong, K.W. Lim "A DSP Based Instantaneous Torque Control Strategy for Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive with Wide Speed Range and Reduced Torque Ripples" *Proc. IEEE/IAS Annual Meeting*, pp. 518~524, 1996.
- [5] Shanzhong Chen, Takashi Sekiguchi "High Efficiency and Low Torque Ripple Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on the Current Tracking Vector of Electro-motive Force" *Trans. IEE Japan*, vol. 120-D, no. 4, pp. 559~565, 2000.
- [6] F. Colamartino, C. Marchand, A. Razek "Torque Ripple Minimization in Permanent Magnet Synchronous Servodrive," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 14, no. 3, pp. 616~621, 1999.
- [7] Jacob Tal "Optimal Commutation of Brushless Motors" *Proc. 11th IMCSD*, pp. 49~53, 1982, May.

저 자 소 개



유시영(柳時榮)

1988년 단국대 전자공학과 졸업. 1990년 한양대 전자공학과 졸업(석사). 1991년~2001년 현재 동 대학원 전자공학과 박사과정 수료. 현재 천안공업대학 정보통신공학과 조교수.



이두수(李斗秀)

1968년 전북대 전자공학과 졸업. 1970년 동 대학원 졸업(석사). 1973년 동 대학원 졸업(공학박). 1973년~1979년 3월 전북대 전자공학과 조교수. 1979년 3월~현재 한양대학교 전자공학과 교수.