

가변 Gain을 이용한 SPMSM의 속도제어에 관한 연구

이정환, 조수억*, 김철우
 부산대학교, *OTIS-LG

A study on the Speed Control of SPMSM Using the Variable Gain

J.H. Lee, U.K. Jo*, C.U. Kim
 Dept. of Electrical Engineering, Pusan Univ. *OTIS_LG

ABSTRACT

본 논문에서는 표면 부착형 영구자석형 동기 전동기(SPMSM)의 가감속과 부하 변동에 따른 속도 특성 향상을 위해 실제 속도와 부하 토크 관측기를 통한 부하 토크를 입력 변수로 설정하여 가변 이득 조절 알고리즘을 제안한다. 제안된 알고리즘을 증명하기 위해 여러 운전 조건에서 기존의 이득 시스템과 가변 이득 조절 시스템을 비교하여 제안된 알고리즘의 효용성을 검증하였다.

1. 서 론

영구 자석을 이용한 교류 전동기는 직류 서보 전동기에 비해 제어기 구성이 복잡하지만 직류 전동기의 정류 작용을 전기적 스위칭으로 대신하기 때문에 브러쉬 및 정류자편의 기계적 마모에 따른 유지 보수가 필요 없는 장점과 자속을 생성하기 위해 영구자석을 사용하기 때문에 다른 전동기에 비해 단위 무게당 토크 비율 및 효율이 월등히 크다는 장점을 가지며 정밀 공작기기와 같은 산업용기기에서 선박 보조 추진 장치에까지 폭넓게 사용되고 있다.

영구자석 동기전동기에 대한 정토크 영역에서의 제어 방식으로는 단위 전류당 최대토크제어(maximum torque per ampere) 개념을 반영한 벡터제어 방식을 일반적으로 많이 상용되고 있다. 속도제어기의 출력을 q축 전류기준치로 설정하고 단위전류당 최대 토크제어기법을 근거로 하여 d축 기준 전류는 영(zero)으로 설정한 후 공간 전압 PWM 방법을 적용함으로써 기준 속도 수렴과 단위 전류당 최대토크를 발생시킬 수 있도록 제어하는 방법으로 요약된다. 그러나 기존의 고정 PI 제어기는 알고리즘이 간단하고, 제어 이득값이 적절히 조정된 경우 좋은 운전 특성을 가지는 장점이 있으나, 운전점이 달라지거나 시스템의 매개 변수가 변하는 등 여러 운전 조건에서 최적의

운전상태를 유지하기는 어렵다.

본 논문에서는 운전 속도와 부하 토크를 입력변수로 한 가변 이득 구조를 갖는 알고리즘을 적용하여 전 속도 영역에서 연속성 운전 특성을 갖춘 알고리즘을 도입하였다.

2. 본 론

2.1 SPMSM의 수학적 모델링⁽¹⁾

정현파형 영구자석형 동기 전동기의 모델링에서 다음과 같은 가정을 도입하여 영구자석 동기전동기를 해석한다. 영구자석 동기전동기는 회전 계자형으로 고정자의 3상 권선은 Y결선의 대칭분포를 이루며 각 권선의 임피던스도 3상 대칭이다. 공극의 길이는 일정하고, 공극에 쇄교하는 자속이 공간적으로 완전한 정현파 형태를 취한다. 철심의 자화 특성은 선형이며, 히스테리시스 등에 의한 손실이 없다. 회전자는 영구자석만으로 일정 자속을 유지하며 기동을 위한 보조권선이 없다.

영구자석 동기전동기의 순시전압 방정식을 좌표 변환에 의하여 2상 회전자 기준 좌표계 $dr - dq$ 축의 전압방정식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} v_{dr} &= R_s i_{dr} + \frac{d\Psi_{dr}}{dt} - \Psi_{qr} \omega_r \\ &= R_s i_{dr} + L_s \frac{di_{dr}}{dt} - L_s i_{qr} \omega_r \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} v_{qr} &= R_s i_{qr} + \frac{d\Psi_{qr}}{dt} + \Psi_{dr} \omega_r \\ &= R_s i_{qr} + L_s \frac{di_{qr}}{dt} + L_s i_{dr} \omega_r + \Psi_m \omega_r \end{aligned} \quad (2)$$

$R_s = R_a$: 고정자 저항.

L_a : 자기 인덕턴스. $L_s = \frac{3}{2} L_a$

Ψ_M : 역기전력 상수. $\Psi_m = \sqrt{\frac{3}{2}} \Psi_M$

Ψ_{qr}, Ψ_{dr} : $dr - dq$ 축 자속.

θ_r : 회전자의 전기적 위치각.

$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$: 회전자의 전기적 각속도.

동기전동기의 토크 방정식은 전동기의 출력으로부터 구할 수 있다. 3상 입력에 의한 순시 입력을 P_m 이라 하면 그 값은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} P_{in} &= v_{as}i_{as} + v_{bs}i_{bs} + v_{cs}i_{cs} \\ &= \frac{3}{2}(v_{dr}i_{dr} + v_{qr}i_{qr}) \end{aligned} \quad (3)$$

식(1)과 (2)를 식(3)에 대입하여 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} P_{in} &= \frac{3}{2}(R_s(i_{dr}^2 + i_{qr}^2) \\ &+ (L_s \frac{di_{dr}}{dt} i_{dr} + L_s \frac{di_{qr}}{dt} i_{qr}) \\ &+ \omega_r \Psi_m i_{qr}) \end{aligned} \quad (4)$$

식(4)의 우변에서 첫 번째 항은 동손을, 두 번째 항은 자계 에너지 변환율을 나타내고, 세 번째 항은 기계적인 출력력을 나타낸다. 따라서 기계적 출력 P_{out} 은 다음과 같다.

$P_{out} = \frac{3}{2} \omega_r \Psi_m i_{qr}$ 은 $P_{out} = \omega_m T_e$ 이고 $\omega_r = \frac{P}{2} \omega_m$ 이므로 토크 방정식은 다음과 같다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \Psi_m i_{qr} \quad (5)$$

영구자석 동기 전동기의 운동 방정식은 다음과 같이 모델링 된다.

$$T_e = J \frac{d\omega_m}{dt} + D\omega_m + T_L \quad (6)$$

단, T_e : 발생 토크, T_L : 부하토크

J : 관성계수, D : 마찰계수.

2.2 부하 토크 관측기^{[2][3]}

본 논문에서는 부하토크(Load torque)를 추정하기 위해 최소차원 관측기 이론을 도입하였다. 방정식(5)의 발생 토크를 식(6)의 전동기의 기계방정식에 대입하면 다음과 같다.

$$T_e = J \frac{d\omega_m}{dt} + D\omega_m + T_L \quad (7)$$

$$= T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \Psi_m i_{qr} = K_T i_{qr}$$

이 시스템에서 부하 토크는 추정해야 하는 변수이다. 그리고 이를 상태 변수로 놓기 위해서 다음과 같이 가정한다. 속도 제어 주기가 5[ms]이므로, 이 샘플링 구간동안에는 부하 토크의 변동량은 거의 영에 가깝다.

$$\frac{dT_L}{dt} \approx 0 \quad (8)$$

식(7)과 식(8)으로부터 부하 토크 관측기의 상태방정식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \omega_m(k+1) \\ T_L(k+1) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} 1 - \frac{T_s B}{J} & -\frac{T_s}{J} \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \omega_m(k) \\ T_L(k) \end{pmatrix} \\ &+ \begin{pmatrix} \frac{T_s}{J} K_T \\ 0 \end{pmatrix} i_{qr}(k) \end{aligned}$$

$$y(k) = [1 \ 0] \begin{pmatrix} \omega_m(k) \\ T_L(k) \end{pmatrix} \quad (9)$$

최소차원 관측기 이론에 의거하여 부하토크 추정치는 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{\eta}(k+1) &= [1 + K_e(\frac{T_s}{J})] \hat{\eta}(k) \\ &+ [K_e(\frac{T_s}{J})[K_e + B]] \omega_m(k) \quad (10) \\ &+ [-K_e K_T(\frac{T_s}{J})] i_{qr}(k) \end{aligned}$$

$$\hat{\eta}(k) = \hat{T}_L(k) - K_e \omega_m(k)$$

(11)

식 (10)과 (11)를 블록 선도로 표현하면 그림1과 같다. 부하 토크 관측기를 통해 추정된 부하 토크에 이득 K ($\frac{1}{K_T}$)를 곱하여 보상전류를 만들어 낸다. 이 보상 전류

는 속도 제어기 출력인 지령 전류에 더해져서 전류제어기 입력으로 들어간다. 그림 1은 부하 토크 관측기에서 추정된 부하 토크를 전향 보상하는 블록을 포함하는 전체 시스템 블록 선도이다.

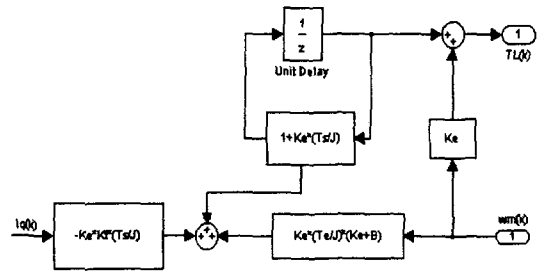


그림 1 부하 토크 관측기의 블록 선도
Fig. 1 Block Diagram of Load Torque Observer

2.3 SPMSM의 제어 시스템 구성

그림 2는 속도와 토크에 의한 가변 이득 조절을 갖는 영구자석형 동기전동기의 전체 제어기 구성도를 나타내었다. 그림 2에서 K_{P-s} 는 속도제어기의 비례 이득, K_{I-s} 는 속도제어기의 적분 이득, K_{P-I} 는 전류제어기의 비례 이득, K_{I-I} 는 전류제어기의

적분 이득을 나타낸다. 일반적인 PI 제어기에 부하 토크 관측기를 포함하여 추정된 부하토크값과 엔코더에서 속도 정보가 이득 조절 루프에 입력되어 가변 이득이 설정 되고 있음을 볼 수 있다.

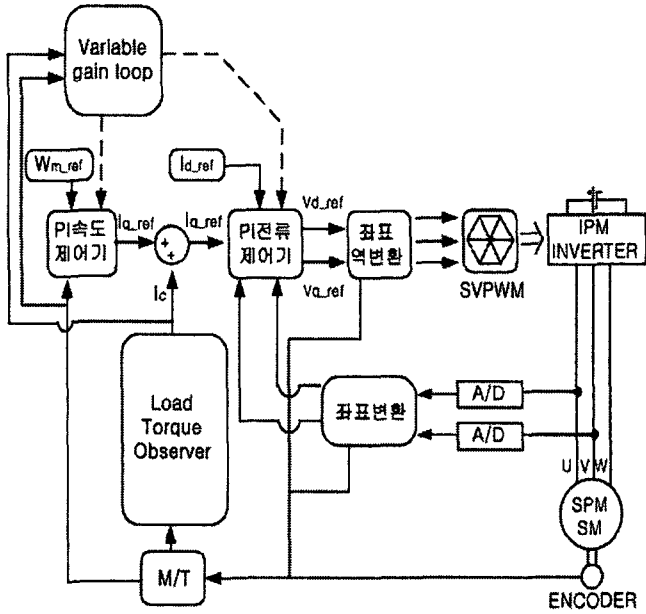


그림 2 가변 이득을 갖는 SPM SM의 제어 시스템 구성도.
Fig. 2 Block of PI control system with variable gain

2.4 제안된 가변 이득 제어 시스템 구성^[4]

그림 3은 시뮬레이션에 적용한 전체적인 가변 이득 제어 시스템의 이득 조절을 위한 흐름도이다. 가변 이득 조절루프에 ω_r 의 절대치인 $abs(\omega_r)$ 과 부하 토크(T_L)의 절대치인 $abs(T_L)$ 이 입력변수가 되어 이득을 가변시키는 구조이다. ω_r 의 절대치인 $abs(\omega_r)$ 은 속도 제어기의 P와 I 이득값을 선형적으로 가변 시키기 위한 비율 값으로 사용된다. 그리고 부하 토크(T_L)의 절대치값은 전류 제어기의 P와 I의 이득값을 선형적으로 가변 시키기 위한 비율 값으로 사용된다. 가변이 이루어 지는 구간은 저속구간, 중속구간 및 고속구간으로 구분된다.

저속구간에서는 저속 축의 이득값으로 고속구간에서는 고속 축의 이득값으로 파라미터에 의해서 설정되어진다. 속도 제어기와 전류 제어기의 중속구간에서는 저속 축의 이득값과 고속 축의 이득값과의 차분량을 속도, 부하토크에 각각 비례하게 설정하여 선형적으로 K_p (속도 및 전류제어기의 비례 이득) 및 T_I (속도 및 전류제어기의 적분 시정수)를 변화시킨다. 이러한 방법은 모든 속도 영역에서의 이득 값이 설정된 변수에 의한 선형적인 변화를 갖

게 하여 시스템의 안정성을 확보할 수 있다는 것은 장점이다. 이 알고리즘은 정확한 제어 규칙에 의해서 구간 제어가 수행되는 것이 아니라 속도와 부하 토크의 절대값에 근거로하는 상대적 고정이득 조절 방식을 채택하였다.

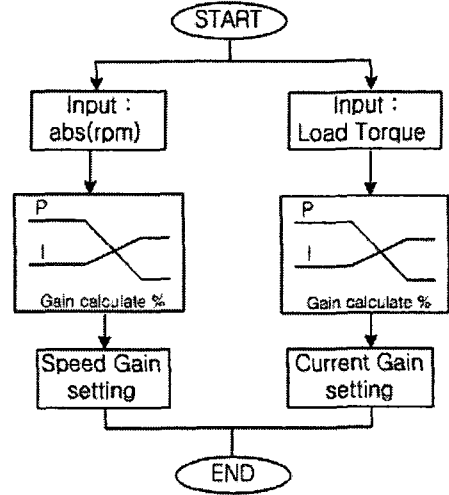


그림 3 가변 이득의 흐름도
Fig. 3 Flow chart of variable gain

3. 시뮬레이션

시뮬레이션에 적용한 모터는 저속에서 큰 토크를 내는 표면 부착형 영구자석 모터이다. 표1에서 모터 상수를 대해서 나타내었다.

표 1 모터 사양
Table 1 Motor specifications

	단위	값
정격 출력	[kW]	1
정격 토크	[N.m]	31.8
정격 속도	[rpm]	300
정격 전류	Arms	2.5
역기전력 상수	V · sec/rad	8.714
저항	[Ω]	4.3
인덕턴스	[mH]	114
관성	[kg · m ²]	0.01013
극수		4

그림 4는 step 지령속도 100rpm에 대한 PI 이득 값 변화에 대한 시뮬레이션 결과이다. 속도 증가에 따라 K_{p-s} 이득값을 감소하는 Gain factor가 적용되었고 K_{I-s} 이득값은 증가하는 Gain factor를 적용한 결과를 나타낸다.

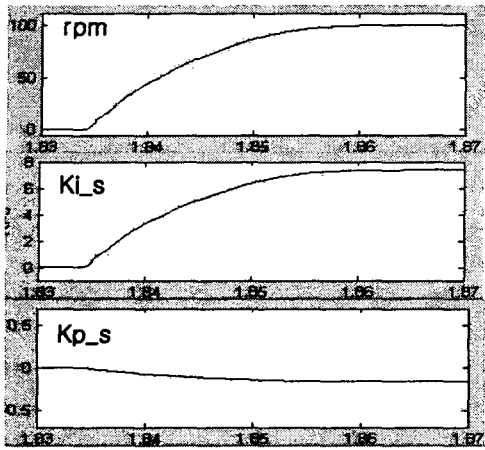
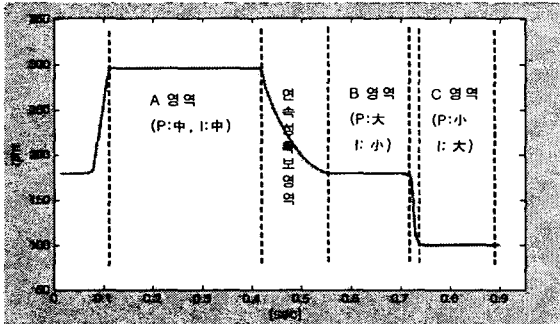


그림 4 step 속도지령에 대한 가변 이득 적용시 파형
Fig. 3 step speed response in case of variable gain

그림 5는 속도는 100[rpm] ~ 300[rpm], 부하 토크는 10[Nm] ~ 20[Nm]의 운전 영역에서 가변 이득 알고리즘 적용시와 기존 알고리즘 적용시와 비교해 보았다. 시뮬레이션에서 보였듯이 속도에 대한 응답 특성이 상승 및 하강시에 많이 개선 된 것을 알 수 있다.



(a) 가변 이득 적용시 속도 파형
(a) Simulation results of variable PI gain



(b) 고정 PI 적용시 속도 파형
(b) Simulation results of fixed PI gain

그림 5 운전조건 변화에 따른 속도 응답 비교
Fig. 5 Speed response with operation condition

표 2 시뮬레이션에 적용된 이득값
Table 2 Gain of simulation

항목	가변 PI			고정PI
	구간 A	구간 B	구간 C	
K_{P-S}	0.1275	0.1683	0.0832	0.0925
K_{I-S}	5.8329	7.4805	4.2319	6.8562
K_{P-I}	286.2	324.8	198.3	228.7
K_{I-I}	8760	9830	7140	8550

4. 결 론

제어기가 고정 PI 이득을 가질 경우, 균일한 부하를 갖는 운전 조건에서는 초기에 설정한 안정된 운전특성을 나타내 보이겠지만 부하가 변동되는 제어 환경이나 시스템에 외란이 가해지는 조건 등에 적용될 경우 최초의 이득 설정만으로는 원하는 제어특성을 기대할 수 없는 단점을 가지고 있다. 본 논문에서는 부하 토크 관측기를 적용하여 부하 토크 변동에 대한 전향 보상과 함께 속도와 부하 토크의 변화에 대한 가변 이득 알고리즘 적용 제안하였다. 시뮬레이션 결과에서 나타낸 것과 같이 제안된 알고리즘 적용시에 운전 특성이 개선되었음을 알 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] H. Le-Hey, R. Perret and R. Reuillet, "Minimization of torque ripple in brushless DC motor drive", IEEE Trans. Indust. Application., vol. 22 No. 4, pp. 748-755, July/Aug. 1986.
- [2] Nobuyaki Matsui, Tatsuo Makino, Hirokazu Satoh, "Autocompensation of Torque Ripple of Direct Drive Motor by Torque Observer", IEEE Trans. on I.A. vol. 29, no 1. JAN/FEB 1993 187-194 (torque observer)
- [3] Kichul Hong, Kwanghee Nam, "A Load Torque Compensation Under the Speed Measurement Delay", IEEE Trans. on I.E., vol. 45. no. 2, April 1998 283~290
- [4] Panda S.K, Lim J.M.S, Dash P.K, Lock K.S, "Gain-scheduled PI speed controller for PMSM drive", Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1997. IECON 97. 23rd International Conference on, vol 2, pp. 925-930, 9-14 Nov.1997