

전자종합설계 보고서 5

IEEE Code of Ethics

(출처: <http://www.ieee.org>)

We, the members of the IEEE, in recognition of the importance of our technologies in affecting the quality of life throughout the world, and in accepting a personal obligation to our profession, its members and the communities we serve, do hereby commit ourselves to the highest ethical and professional conduct and agree:

1. to accept responsibility in making decisions consistent with the safety, health and welfare of the public, and to disclose promptly factors that might endanger the public or the environment;
2. to avoid real or perceived conflicts of interest whenever possible, and to disclose them to affected parties when they do exist;
3. to be honest and realistic in stating claims or estimates based on available data;
4. to reject bribery in all its forms;
5. to improve the understanding of technology, its appropriate application, and potential consequences;
6. to maintain and improve our technical competence and to undertake technological tasks for others only if qualified by training or experience, or after full disclosure of pertinent limitations;
7. to seek, accept, and offer honest criticism of technical work, to acknowledge and correct errors, and to credit properly the contributions of others;
8. to treat fairly all persons regardless of such factors as race, religion, gender, disability, age, or national origin;
9. to avoid injuring others, their property, reputation, or employment by false or malicious action;
10. to assist colleagues and co-workers in their professional development and to support them in following this code of ethics.

위 IEEE 윤리헌장 정신에 입각하여 report를 작성하였음을 서약합니다.

학 부: 전자공학부

제출일: 2018.11.29

과목명: 전자종합설계

교수명: 이교범 교수님

분 반: 목요일

성 명: 이승복 (201420820)

[1] 목표

- 센서리스 제어의 필요성에 대해 이해한다.
- 영구자석 동기 전동기를 이용해서 위치 및 속도를 추정한다.

[2] 이론

1. IPMSM 센서리스 벡터제어

1.1 센서리스 기술

교류 전동기의 벡터제어를 위해서 회전자 자속의 위치가 필요하다. 회전자 자속의 위치는 일반적으로 회전자의 위치 정보로부터 알아낸다. 회전자의 위치 정보를 얻기 위해서 전동기 축에 위치 또는 속도 센서를 부착한다. 그림 1에 보이는 바와 같이 유도 전동기에서는 통상적으로 상대적인 위치 및 속도 센서인 엔코더가 사용되는 반면에, 영구자석 동기 전동기에서는 기동과 최대 토크 발생을 위해 회전자의 절대적인 위치가 요구되어 주로 레졸버가 사용된다.

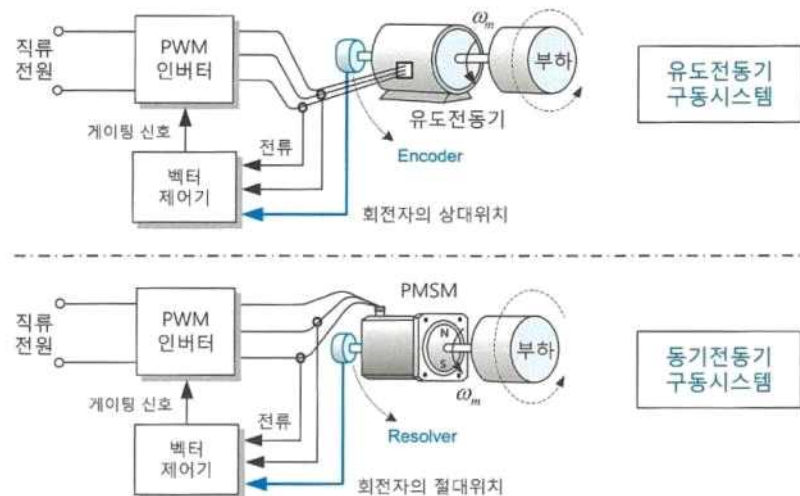


그림 1. 교류 전동기 구동 시스템에서의 위치 및 속도 센서

그러나, 이러한 센서들은 구동 시스템의 구성 비용을 증가시킨다. 또한 구동 시스템이 환경 변수와 노이즈에 취약해지며, 센서 전원 공급과 출력 신호의 인터페이스를 위해 필요한 부가 하드웨어들이 필요해 신뢰성이 저하된다. 이밖에도 센서 부착 공간으로 전동기의 크기가 증가되고, 정기적인 유지보수가 필요하다.

이러한 문제점들을 해결하기 위해 센서를 사용하지 않는 교류 전동기 벡터제어 기술에 대한 연구가 활발히 진행되어 왔으며, 이러한 기술을 센서리스 벡터제어 기술이라고 한다. 센서를 사용한 벡터제어 시에 $\pm 0.01\%$ 의 속도 정밀도와 1:1000의 속도 제어 범위를 얻을 수 있는 반면에, 센서리스 벡터제어에서는 $\pm 0.5\%$ 의 속도 정밀도와 1:150의 속도 제어 범위를 얻을 수 있다. 또한, 센서리스 제어의 성능은 $\pm 1\sim 2\%$ 정도의 속도 정밀도를 갖는 일정 V/f 제어와 같은 스칼라 제어보다 우수하다.

영구자석 동기 전동기 센서리스 벡터제어 방법은 돌극 신호 주입 방법과 기본파 여자 방법으로 대별할 수 있다. 먼저, 돌극 신호 주입 방법은 회전자 위치를 추정하기 위해 회전자 위치에 따라 변하는 인덕턴스를 이용하므로, 이러한 특성을 가지는 IPMSM에 주로 적용되는 방법이다. 인덕턴스의 변화는 인버터로부터 고주파 전압이나 전류 등의 적절한 테스트 신호를 이용해 추정할 수 있으며, 정지 상태 및 낮은 속도에서도 회전자 위치를 추정할 수 있다. 반면에, 기본파 여자 방법은 테스트 신호 없이 전동기 구동을 위해 인가하는 기본파 전압과 전류로부터의 회전자 위치와 속도를 추정하는 방법이다. 이 방법은 별도의 테스트 신호를 사용하지 않

기 때문에 IPMSM, SPMSM, SRM (Synchronous Reluctance Machine) 등 일반적인 동기 전동기에 적용 가능하며, 그 제어 방법이 간단하다. 그러나 낮은 속도 영역에서는 회전자 위치를 추정하기 어렵다.

본 프로젝트에서 제안하는 IPMSM 센서리스 벡터제어 방법은 기본파 여자 방법에 속하는 방법으로, 확장 역기전력을 사용한 새로운 IPMSM의 수학적 모델을 사용하며, 확장 역기전력은 최소 차수 관측기를 통해 추정한다. 확장 역기전력으로부터 유도된 위치 오차는 위치/속도 추정기를 통해 0으로 제어하여 최종적으로 실제 위치 및 속도에 근접한 값을 추정할 수 있다.

1.2 확장 역기전력을 사용한 IPMSM 모델링

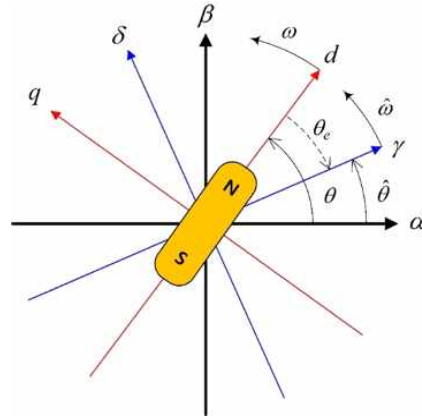


그림 2. IPMSM의 공간 벡터도

본 연구에서 사용되는 IPMSM의 물리량은 그림 2과 같이 세 개의 좌표계에서 나타낼 수 있다. $\alpha-\beta$ 좌표계는 IPMSM의 고정자에 대해 상대적으로 이동하지 않는 좌표계이며, 이 때 α 축은 a상과 일치한다. $d-q$ 좌표계는 회전자와 함께 회전하는 좌표계로, 이 때 d 축은 회전자의 N극과 일치한다. $\alpha-\beta$ 좌표계에서 나타낸 IPMSM의 전압 방정식은 식 (1)과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + p(L_0 + L_1 \cos 2\theta) & pL_1 \sin 2\theta \\ pL_1 \sin 2\theta & R_a + p(L_0 - L_1 \cos 2\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + w\psi_a \begin{bmatrix} -\sin\theta \\ \cos\theta \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\left(L_0 = \frac{L_d + L_q}{2}, L_1 = \frac{L_d - L_q}{2} \right)$$

여기서 L_d 와 L_q 는 각각 d 축과 q 축 인덕턴스이며, p 는 미분 연산자이다.

일반적인 IPMSM 벡터제어에 활용되는 $d-q$ 좌표계에서의 IPMSM 전압 방정식은 식 (2)와 같다.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -wL_q \\ wL_d & R_a + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ w\psi_a \end{bmatrix} \quad (2)$$

그러나 센서리스 벡터제어의 경우 회전자 위치를 알 수 없기 때문에 $d-q$ 좌표계에서의 전압 방정식을 제어에 활용할 수 없다. 따라서 임의의 속도로 회전하는 $\gamma-\delta$ 좌표계에서의 IPMSM 전압 방정식이 요구되며, 이는 식 (3)과 같다.

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -wL_q \\ wL_d & R_a + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\gamma \\ e_\delta \end{bmatrix} \\
\begin{bmatrix} e_\gamma \\ e_\delta \end{bmatrix} &= w\psi_a \begin{bmatrix} -\sin\theta_e \\ \cos\theta_e \end{bmatrix} + L_a p \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + wL_b \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + (\hat{w} - w)L_c \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} \\
\begin{bmatrix} L_a \\ L_b \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -(L_d - L_q)\sin^2\theta_e & (L_d - L_q)\sin\theta_e\cos\theta_e \\ (L_d - L_q)\sin\theta_e\cos\theta_e & (L_d - L_q)\sin^2\theta_e \end{bmatrix} \\
L_b &= \begin{bmatrix} -(L_d - L_q)\sin\theta_e\cos\theta_e - (L_d - L_q)\sin^2\theta_e \\ -(L_d - L_q)\sin^2\theta_e \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{3}$$

식 (3)은 식 (2)와 유사하지만 우변의 두 번째 항, 즉 역기전력 항이 위치 오차를 포함하고 있다. IPMSM의 경우 SPMSM과 달리 L_a, L_b, L_c 가 영행렬이 아니기 때문에 역기전력 항과 위치 오차간의 관계가 비선형적이며 복잡하게 표현되고, IPMSM 센서리스 벡터제어를 수행하기 위해 선형화 또는 근사가 필요하다. 이는 센서리스 벡터제어의 정확도를 저하 시키는 원인이 된다.

식 (2)는 L_d 와 L_q 의 위치를 바꾸어 식 (4)로 다시 정리 할 수 있다.

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -wL_q \\ wL_q & R_a + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ E_{ex} \end{bmatrix} \\
E_{ex} &= w[(L_d - L_q)i_d + \psi_a] - (L_d - L_q)(pi_q)
\end{aligned} \tag{4}$$

이 식에서, 새롭게 정의된 우변의 두 번째 항은 확장 역기전력이다. 식 (4)를 $\gamma-\delta$ 좌표계로 변환하면 식 (5)와 같다.

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -wL_q \\ wL_q & R_a + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\gamma \\ e_\delta \end{bmatrix} \\
\begin{bmatrix} e_\gamma \\ e_\delta \end{bmatrix} &= E_{ex} \begin{bmatrix} -\sin\theta_e \\ \cos\theta_e \end{bmatrix} + (\hat{w} - w)L_d \begin{bmatrix} -i_\delta \\ i_\gamma \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{5}$$

식 (5)로 표현된 $\gamma-\delta$ 좌표계에서의 IPMSM 전압 방정식을 식 (3)과 비교해보면, 역기전력 항과 위치 오차의 관계는 tangent함수로 간단하게 표현되어 근사가 요구되지 않는다. 따라서 정확한 IPMSM 센서리스 벡터제어가 가능하다. 또한 식 (5)는 IPMSM 뿐만 아니라, SPMSM 과 SRM과 같은 어떠한 동기 전동기에도 적용이 가능하다.

1.3 추정 알고리즘

확장 역기전력을 추정하기 위한 상태-공간 방정식은, 식 (5)로부터 확장 역기전력의 미소시간동안의 변화량이 없음을 가정하여 식 (6)과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned}
p \begin{bmatrix} i_\gamma \\ e_\gamma \end{bmatrix} &= \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} -R_a - 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ e_\gamma \end{bmatrix} + \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} v_{\gamma 1} \\
p \begin{bmatrix} i_\delta \\ e_\delta \end{bmatrix} &= \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} -R_a - 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\delta \\ e_\delta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} v_{\delta 1} \\
v_{\gamma 1} &= v_\gamma + wL_q i_\delta \\
v_{\delta 1} &= v_\delta - wL_q i_\gamma
\end{aligned} \tag{6}$$

식 (6)에서 $V_{\gamma 1}$ 및 $V_{\delta 1}$ 은 γ 축과 δ 축 사이의 크로스 커플링을 제거한 전동기 입력 전압이며 상태-공간 방정식의 선형화를 위해 필요하다. 식 (6)을 이용한 확장 역기전력을 추정하는 최소 차수 관측기는 그림 3과 같다.

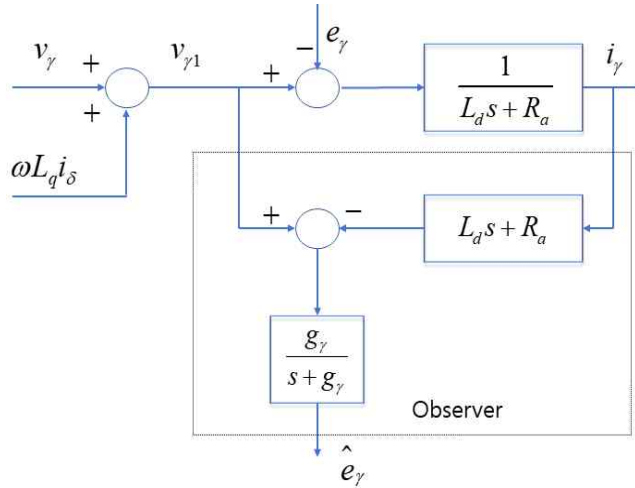


그림 3. 확장 역기전력 추정을 위한 최소 차수 관측기 제어 블록도

여기서 g_γ 은 관측기 이득을 의미한다. δ 축 확장 역기전력인 e_δ 는 e_γ 과 같은 방법으로 추정한다. 추정 속도 \hat{w} 와 실제 속도 w 의 오차가 충분히 작다고 가정하면, 추정 확장 역기전력과 추정 위치 오차 $\hat{\theta}_e$ 의 관계는 식 (7)과 같다.

$$\begin{bmatrix} \hat{e}_\gamma \\ \hat{e}_\delta \end{bmatrix} = E_{ex} \begin{bmatrix} -\sin\hat{\theta}_e \\ \cos\hat{\theta}_e \end{bmatrix} \quad (7)$$

따라서 추정 위치 오차는 식 (8) 및 식 (9)를 만족한다.

$$\hat{\theta}_e = \tan^{-1}\left(-\frac{\hat{e}_\gamma}{\hat{e}_\delta}\right) \quad (8)$$

$$\hat{\theta}_e \cong \left(\frac{-\hat{e}_\gamma}{E_{ex}}\right) \quad (9)$$

추정 위치 오차가 0이 되도록 보상기 $G_e(s)$ 를 사용해 추정 속도 \hat{w}_o 와 추정 위치 $\hat{\theta}$ 가 각각 실제 속도와 실제 회전자 위치를 추종하도록 할 수 있다. 보상기를 포함한 센서리스 추정기는 간단한 피드백 구조로서 그림 4와 같다.

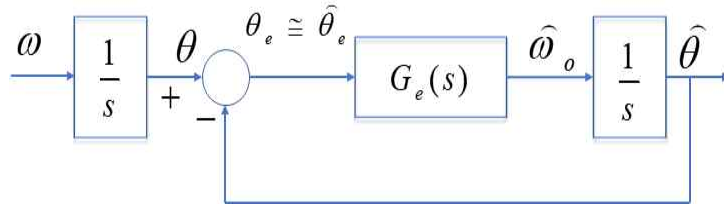


그림 4. 위치/속도 추정기 제어 블록도

보상기가 비례-적분 형태 일 때, 추정 위치 $\hat{\theta}$ 는 실제 θ 와 식 (10)의 관계가 있다.

$$\hat{\theta} = \frac{K_{ep}s + K_{ei}}{s^2 + K_{ep}s + K_{ei}}\theta \quad (10)$$

식 (10)에서 K_{ep} 와 K_{ei} 는 각각 비례 이득과 적분 이득 이다. 따라서 추정 성능은 오로지 비례-적분 이득 선정에만 영향을 받으며, 2차 필터 설계 방식을 따를 경우 자연 주파수 w_n 과 감쇠율 ζ_n 로 식 (11)과 같이 표현할 수 있다. 또한, 추정 속도 \hat{w}_o 는 실제 속도 w 와 식 (10)과 동일한 관계를 갖는다.

$$K_{ep} = 2\zeta_n w_n, \quad K_{ei} = w_n^2 \quad (11)$$

센서리스 추정 알고리즘을 그림 5와 같이 순서도로 표현할 수 있다. 그림에서와 같이 추정 속도 \hat{w}_o 는 노이즈의 영향을 감소시키기 위해 저역 통과 필터를 통해 필터링 한 후, 센서리스 벡터제어 및 최소 차수 관측기를 통한 확장 역기전력 추정 과정에서 사용한다.

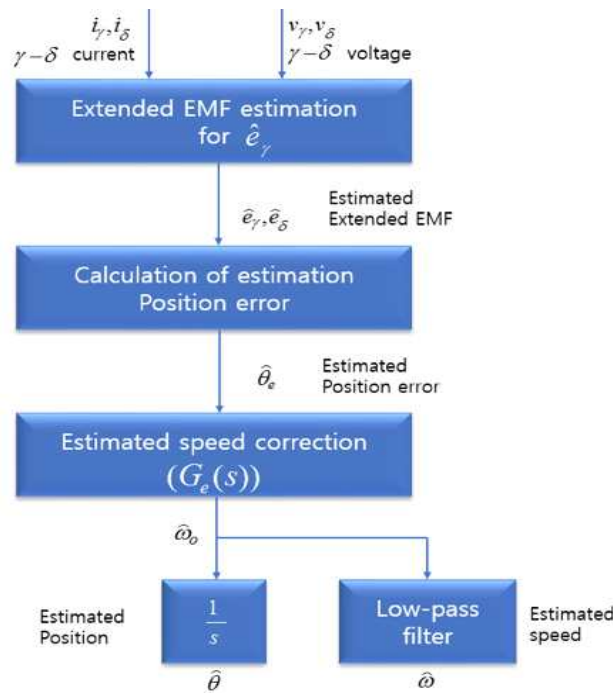
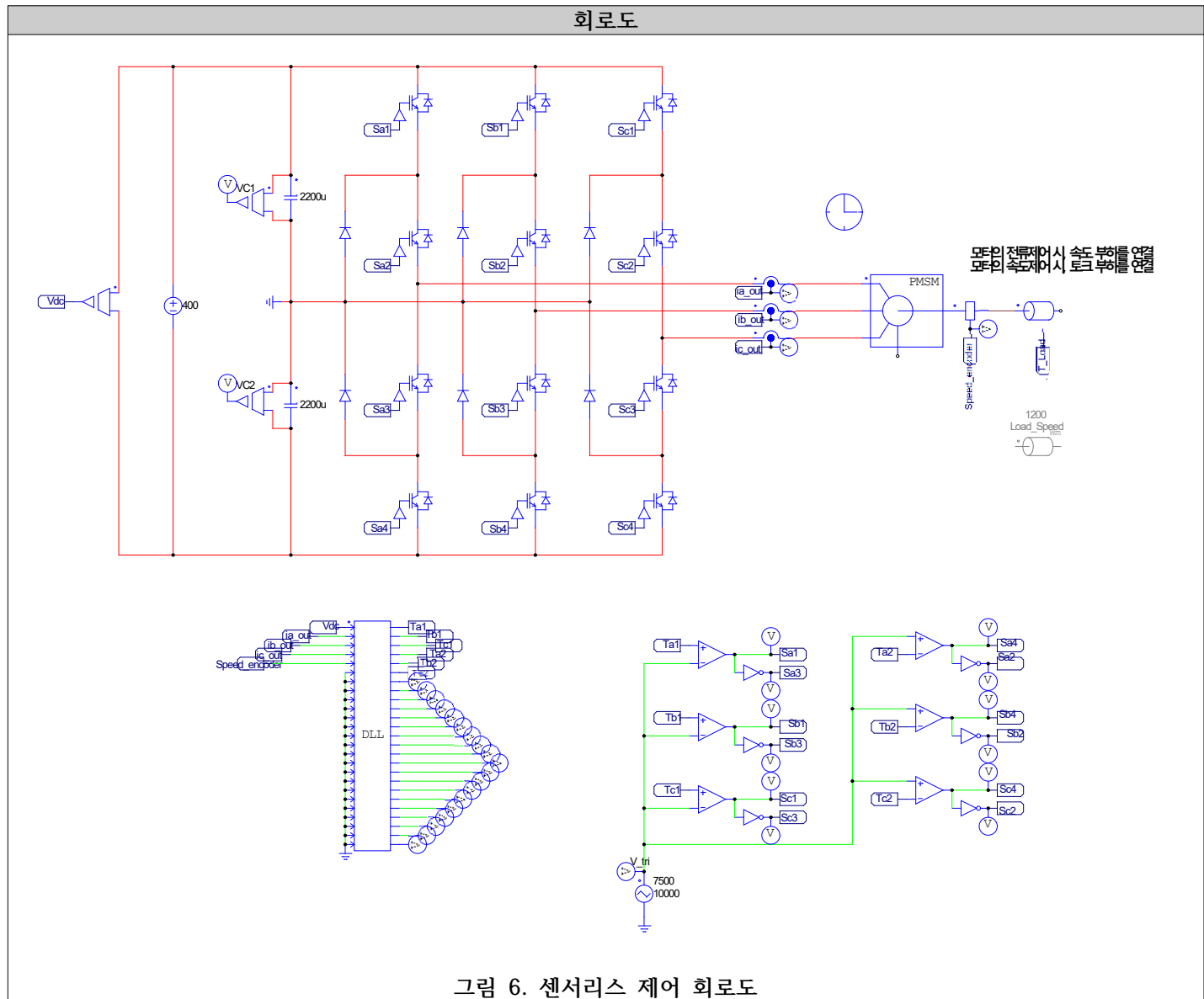


그림 5. 회전자 위치 및 속도 추정 알고리즘 순서도

[3] 시뮬레이션 분석



<초기 설정 값 및 모터 parameter>

$V_{DC} = 400V$, 부하토크=3 Nm

위 회로는 영구자석 동기 전동기가 들어간 센서리스 제어 회로로 지난 보고서 4에서 진행한 회로와 구성은 같다. 두 회로 간 차이는 DLL을 구성하는 방법에 있다.

이전 시뮬레이션 까지는 엔코더를 이용해서 구한 위상각을 토대로 좌표 변환을 이용했었지만, 센서리스 제어에서는 엔코더를 이용하지 않고 $\gamma-\delta$ 좌표계에서의 IPMSM 전압 방정식을 이용하여 속도와 위치를 추정하는 방법을 이용한다.

이때 사용되는 모터의 parameter는 표 1과 같다.

연구실 짧은모터 세트 IPMSM		
입력 값		
Parameter		
Flux_m	0.03894 Wb	
P	6	
Pn	3	
Rs	0.099 Ω	
Ld	0.00407 H	
Lq	0.00465 H	
KT (토크상수)	0.233645 Nm/A	
Vpeak/krpm	100.5	
J	0.0001 Kg.m ²	
정격 토크	72.44295 Nm	
정격 속도	1450 rpm	
정격 전류	38 A	
정격 전압	470.1148 V	
정격 주파수	72.5 Hz	
정격전력	10999.99929 W	
정격전력	10999.99929 W	
정격전력	17864.3624 W	

표 1. 모터 parameter

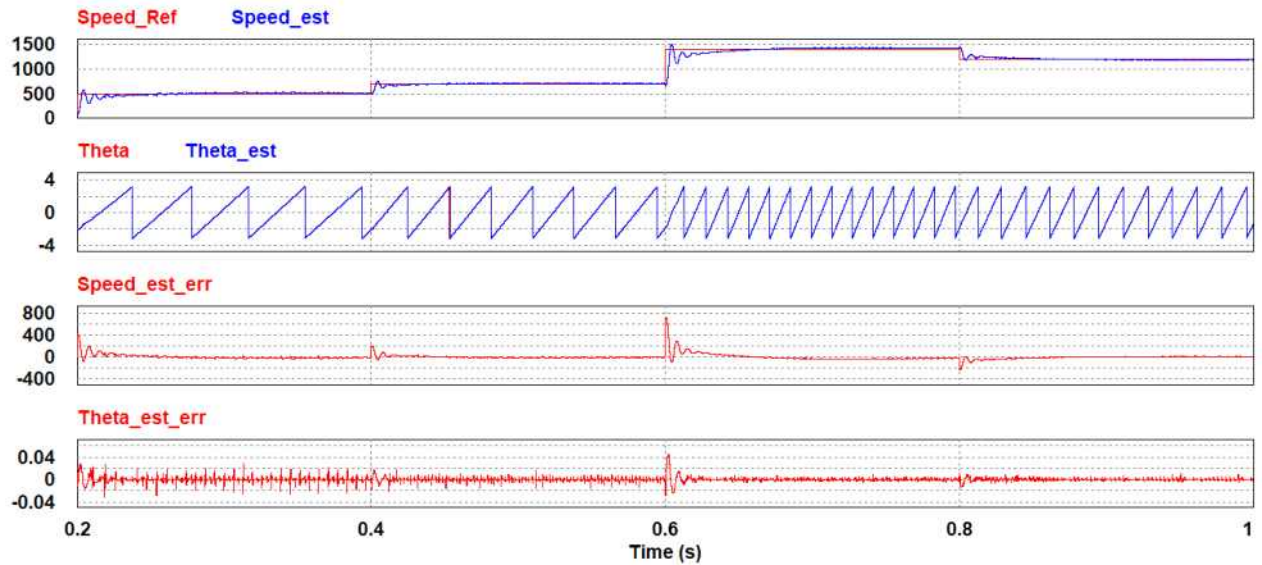


그림 7. 속도 지령 변화에 따른 응답 특성

<센서리스 제어>

RPM slope= 10

$t < 0.2$ 일 때 Speed=100, $t < 0.4$ 일 때 Speed=500, $t < 0.6$ 일 때 Speed=700, $t < 0.8$ 일 때 Speed=1400, 그 외 Speed=1200

그림 7은 속도 지령 변화에 따른 응답 특성을 나타낸다. 시뮬레이션 결과 지령 속도와 추정 속도, 실제 위상과 추정 위상 각, 속도 오차 그리고 위상각 오차를 관찰하였다. $t > 0.2s$ 이후에 센서리스 제어를 시작하도록 설정했기 때문에 파형을 0.2s 이후부터 살펴보았다. 속도 지령 변화 시 0.6초 부근에서 추정 속도의 오차 약 790 r/min으로 가장 크게 나타났다. 하지만 오차가 재빠르게 감소하였기 때문에 속도를 잘 추정한다고 볼 수 있다. 추정 위상 각의 최대 오차는 약 2.3° 로 실제 위상을 잘 추정한다.

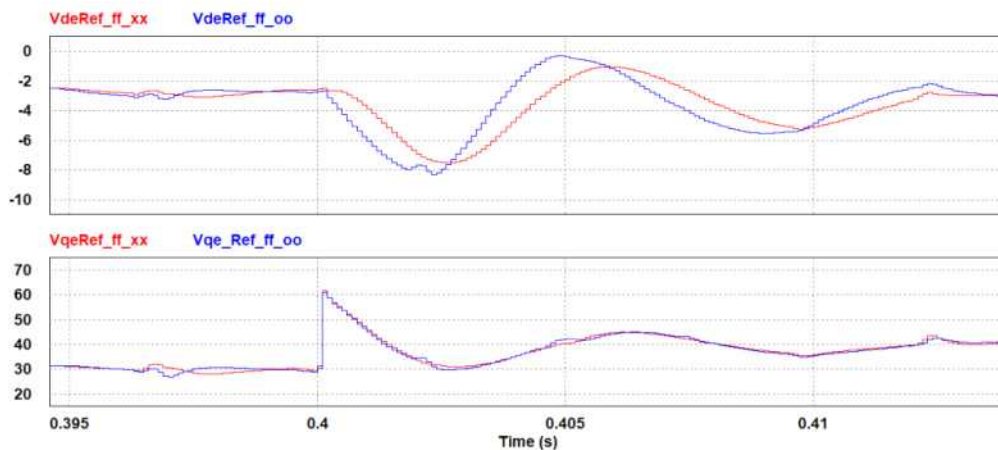


그림 8. 전향 보상 성분 유무에 따른 d-q축 전압 지령

그림 8은 센서리스 제어 시 전향 보상 성분의 유무에 따른 d-q축 전압 지령을 나타낸 것이다. 과도 구간인 $t=0.4$ 초에서 관찰한 결과 d축은 전향 보상 성분의 유무에 따라 과도상태에서 두 값 간의 차이를 보였으나, q축은 큰 차이를 보이지 않았다. 이러한 현상은 d축은 전류 지령을 0으로 제어를 한데에 반해 q축은 전류 지령을 특정 값으로 제어함에 따라 전향 보상 성분의 크기가 다르게 나타난 것으로 보인다.

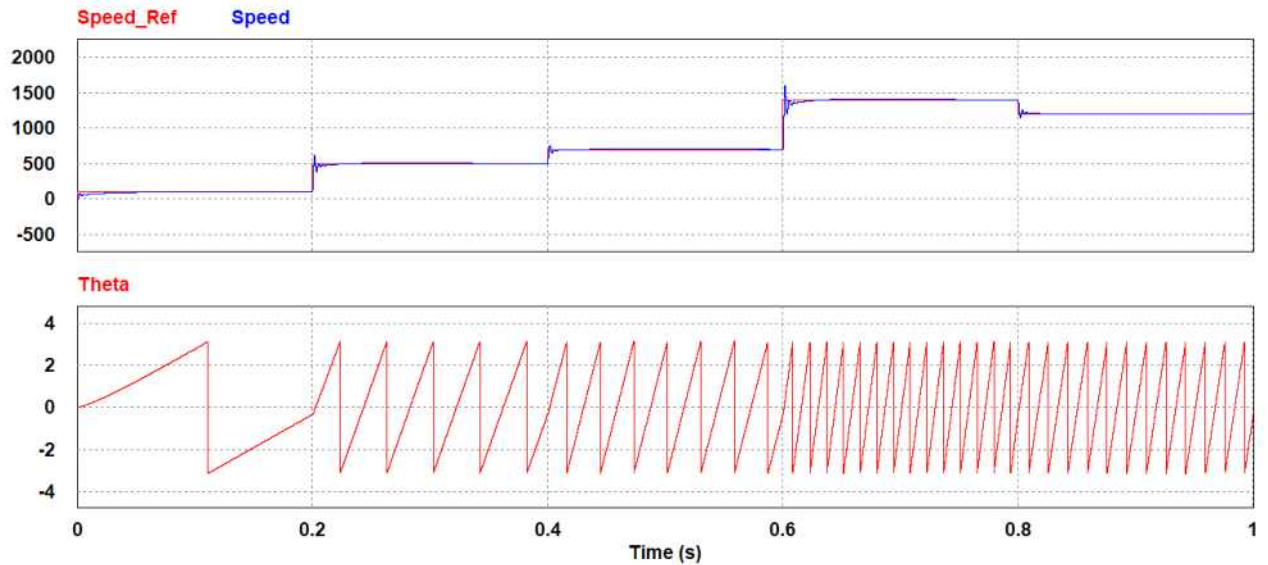


그림 9. 센서 이용 시 응답 특성

<엔코더 이용>

그림 9는 센서를 이용할 때와 이용하지 않을 때를 비교하기 위해서 Flag_Sensorless=0 으로 설정한 뒤 Speed를 관찰했다. 시뮬레이션 결과 지령 속도와 실제 속도 그리고 엔코더를 통해 구한 위상각을 관찰할 수 있었다. 센서 이용 유무에 따른 속도 응답 특성을 나타낸 것이 그림 10이다.

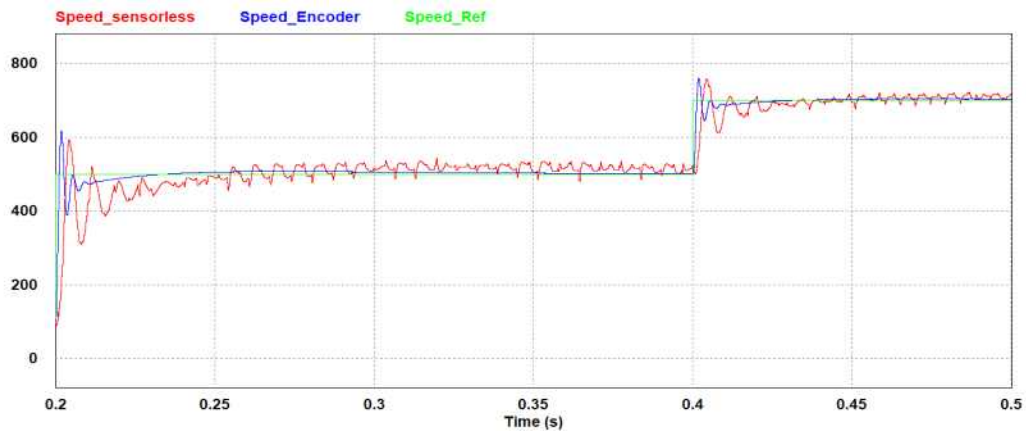


그림 10. 센서 이용 유무에 따른 응답 특성

그 결과 센서리스 제어를 할 때가 엔코더를 이용할 때보다 시간 지연이 생기며 지령 속도에 대한 오차도 좀 더 큰 것을 확인할 수 있었다. 엔코더의 오차가 작은 이유는 모터의 축에 직접 연결하여 위상각을 측정하기 때문이다. 센서리스 제어는 센서를 직접 연결하지 않기 때문에 엔코더를 이용한 측정에 비해 오차가 발생하였다. 하지만 그 오차의 크기가 크지 않고 지령을 재빠르게 추정하기 때문에 엔코더를 이용할 때와 큰 차이가 없음을 확인할 수 있었다.

그림 11은 엔코더를 이용해서 위상각을 측정할 경우 전향 보상 성분의 유무에 따라 비교한 그래프이다. 그 결과 d축의 동기 좌표계 전압 지령은 전향 보상 성분의 유무에 따른 차이가 눈에 보일정도로 발생하는 반면 q축은 큰 차이를 보이지 않았다. 그림 8과 비교해봤을 때 엔코더를 이용한 경우가 센서리스 제어를 했을 때보다 전향 보상 성분에 의한 차이가 작은 것을 확인할 수 있었다.

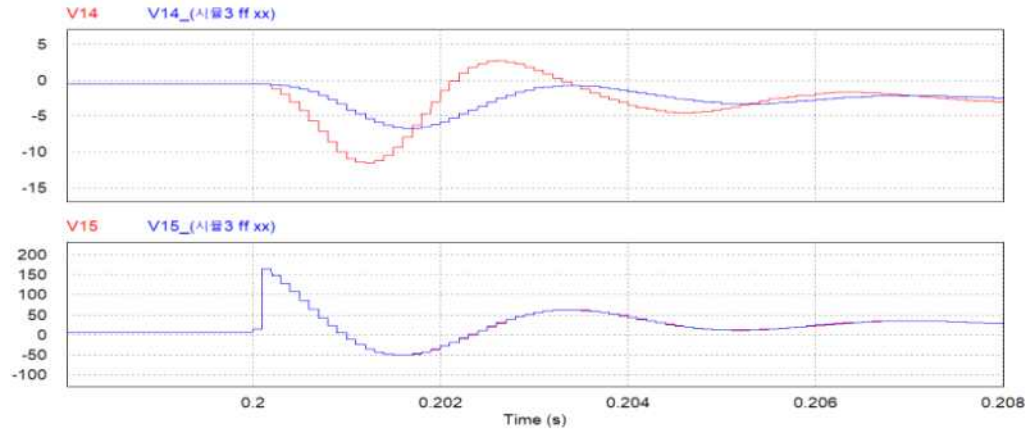


그림 11. 전향 보상 성분 유무에 따른 d-q축 전압 지령

시뮬레이션 결과 파형 3

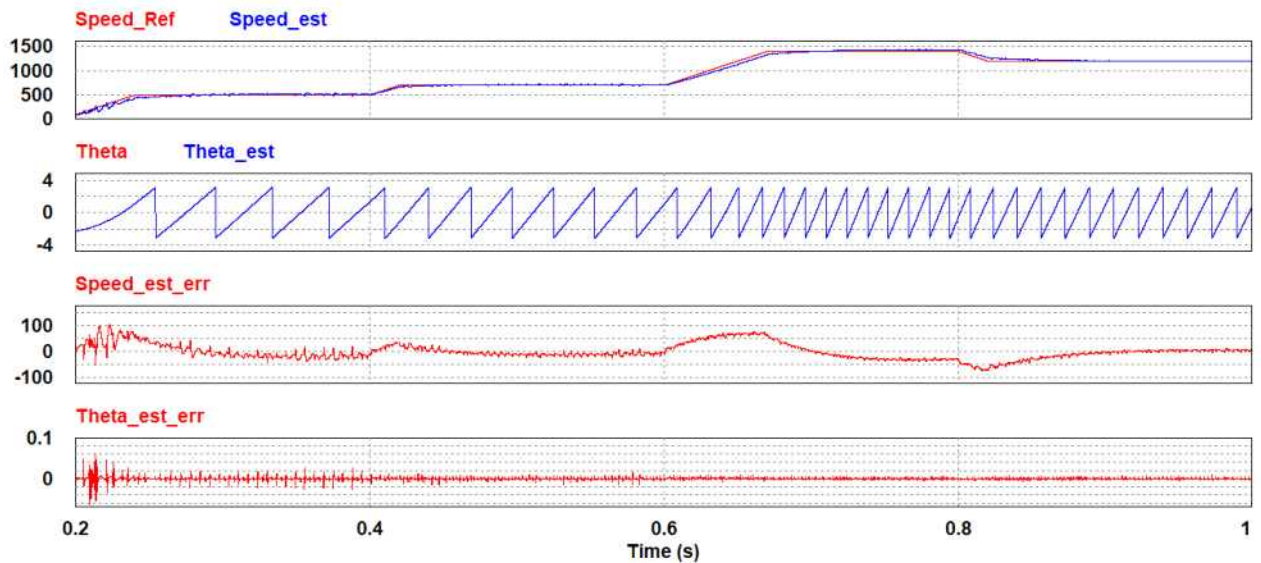


그림 12. 속도 지령 변화에 따른 응답 특성 (RPM_slope=0.01)

<RPM_slope 0.01로 변경>

그림 12는 시뮬레이션 1의 결과에서 오버슈트를 감소시키기 위해 속도 지령의 기울기인 RPM_slope을 0.01로 설정하였다. 그 결과 그래프를 통해 봤을 때 오버슈트가 거의 발생하지 않음을 확인할 수 있었다. Speed_est_err 그래프를 보면 추정 속도의 최대 오차는 약 74.8 r/min으로, 최대 오차가 약 790 r/min인 시뮬레이션 1에 비해 약 91% 감소한 것을 확인할 수 있었다. 위상각 역시 시뮬레이션 1에 비해 많이 감소한 것을 확인할 수 있는데, 기울기가 1일 때의 추정 위상각의 최대 오차는 2.3° 이었으나 기울기를 0.01로 했을 때의 오차는 0° 에 가까웠다.

따라서 속도 지령의 기울기를 완만하게 함에 따라 제어가 잘 되는 것을 확인할 수 있었다.

시뮬레이션 결과 파형 4

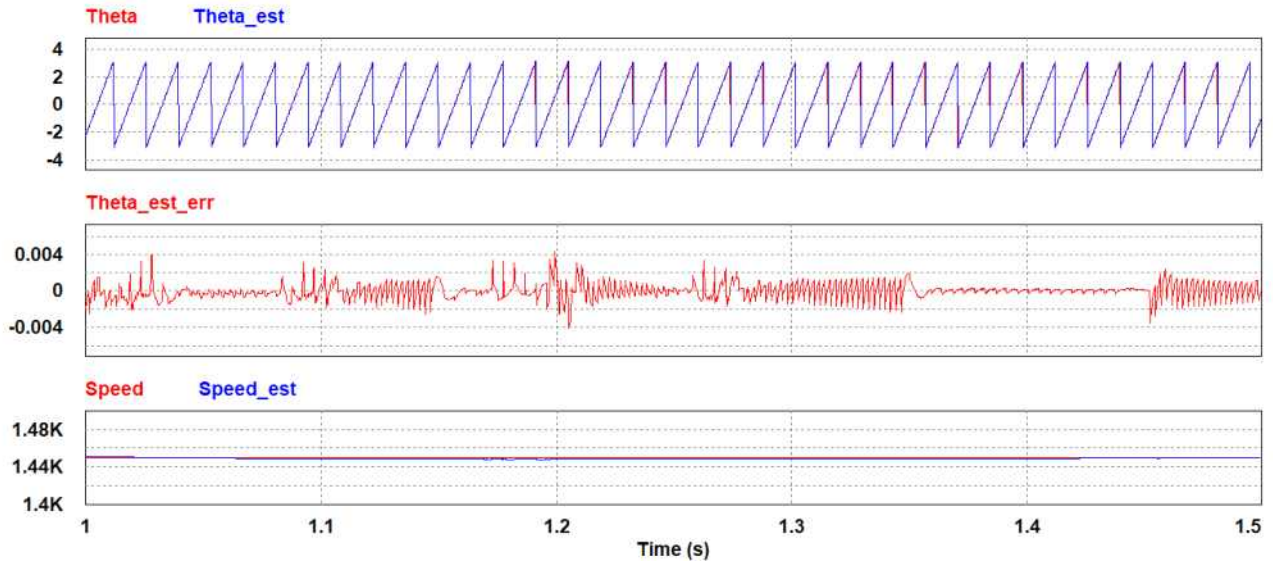


그림 13. 정상상태 응답 특성

<정상상태 응답 특성>

그림 13은 센서리스 제어 시스템의 정상상태 응답 특성에 대한 그래프이다. 모터의 속도를 정격속도인 1450 r/min으로 설정했을 때 실제 위치 및 센서리스 추정 위치, 추정 위치 오차, 실제 속도 및 추정 속도를 나타내었다. 그 결과 추정 위치 오차인 Θ_{est_err} 이 0에 가까운 값을 보이고 추정 속도인 $Speed_{est}$ 가 1450으로 측정된 것으로 보아 센서로 측정한 값과 추정을 통해 구한 값 간의 오차가 매우 작음을 알 수 있다.

시뮬레이션 결과 파형 5

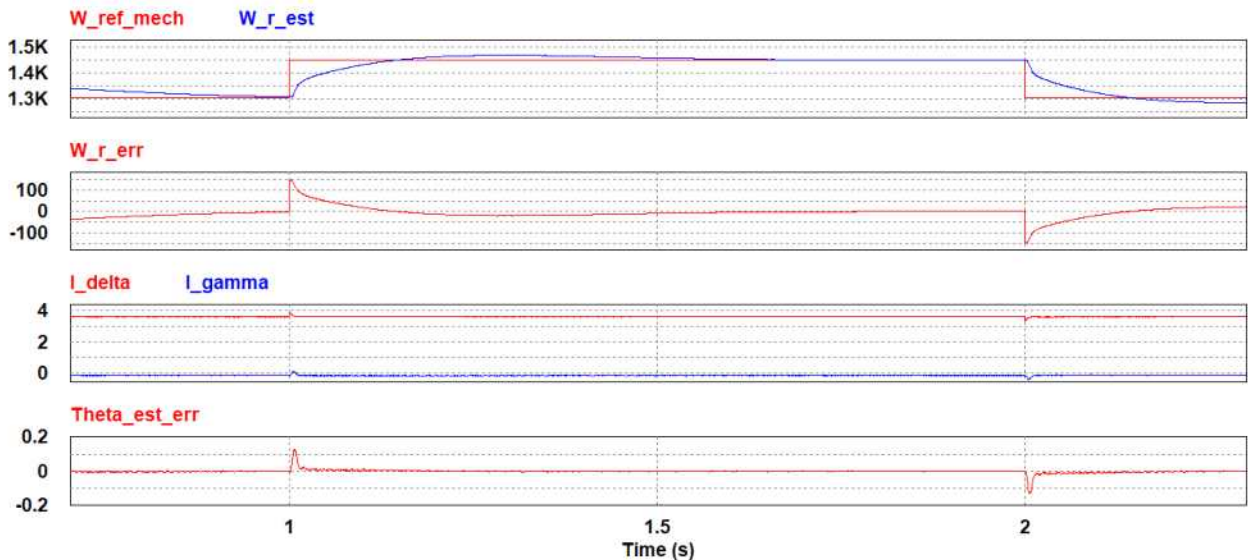


그림 14. 과도상태 응답 특성

<과도상태 응답 특성> - 속도 지령 변화

속도 지령 변화 : 정격속도의 90% → 100% → 90%

그림 14는 속도 지령 W_{ref_mech} 변화에 따른 IPMSM의 응답을 나타낸다. W_{ref_mech} 를 1305 → 1450 → 1305 r/min으로 변화시켰으며, 이 때 0.041 p.u. 부하 토크가 인가되어 있다. 과도 상태에서도 추정 위치 오차 Θ_{est_err} 가 최대 6.99° , 추정 속도 오차 W_{r_err} 가 최대 143 r/min 으로 충분히 작음을 확인 할 수 있으며, 따라서 센서리스 벡터제어를 통해서 우수한 속도 응답을 확인 하였다.

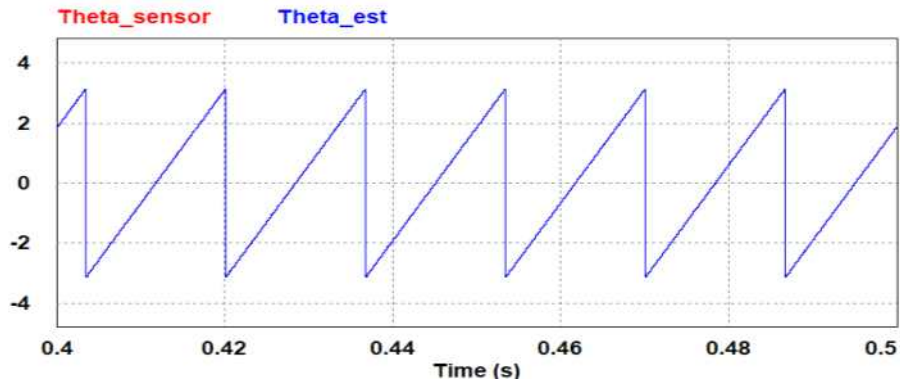


그림 15. 실제 위치 및 센서리스 추정 위치

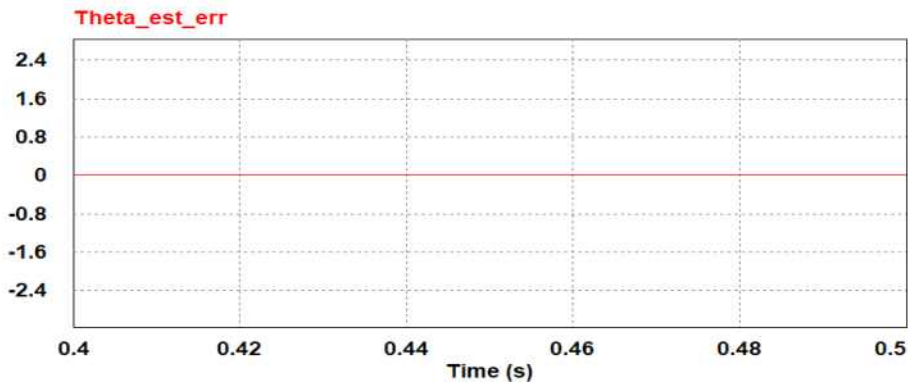


그림 16. 추정 위치 오차

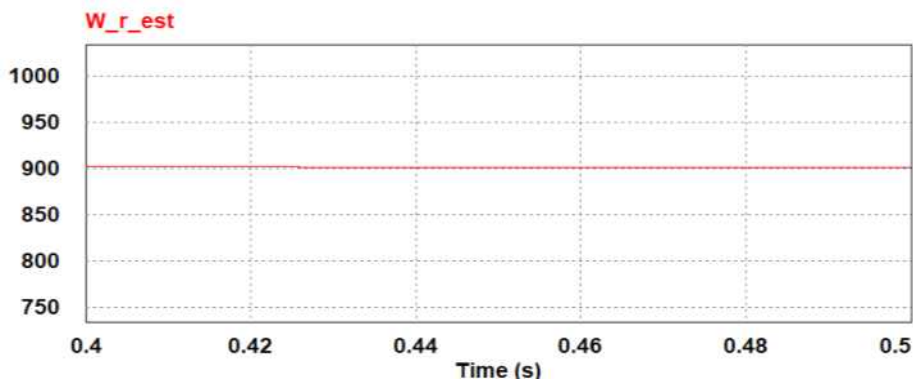


그림 17. 추정 속도

<정상상태 응답 특성>

주어진 모터의 parameter는 정격 토크와 정격 속도 등이 높기 때문에 논문에 있는 시뮬레이션을 진행시 많은 시간이 소요되었다. 따라서 같은 회로에서 모터의 parameter만 바꾼 뒤 해당 시뮬레이션을 진행해보았다. 바꾼 모터의 parameter는 표 2와 같다.

그림 15-17은 정격 속도인 900 r/min에서의 정상상태 파형들을 나타낸다. 추정 위치 오차인 Theta_est_err이 0에 가까운 값을 보이고 추정 속도인 W_r_est가 900으로 측정된 것으로 보아 센서로 측정한 값과 추정을 통해 구한 값 간의 오차가 매우 작음을 알 수 있다.

구분	정수	값	단위
인버터	DC 입력 전압	700	V
	전류 제어기 대역폭	800π	rad/s
제어기	LPF 대역폭	100	rad/s
	자연 주파수 (w_n)	150	rad/s
	감쇠 비 (ζ)	0.5	.
	관측기 이득 (g)	600	rad/s
	정격 토크	58	N·m
IPMSM	정격 속도	900	rpm
	고정자 저항	1.4815	Ohm
	고정자 인덕턴스 d축	0.01145	H
	고정자 인덕턴스 q축	0.02535	H
	관성 모멘트	0.059	kg·m ²

표 2. 시뮬레이션 파라미터

시뮬레이션 결과 파형 7

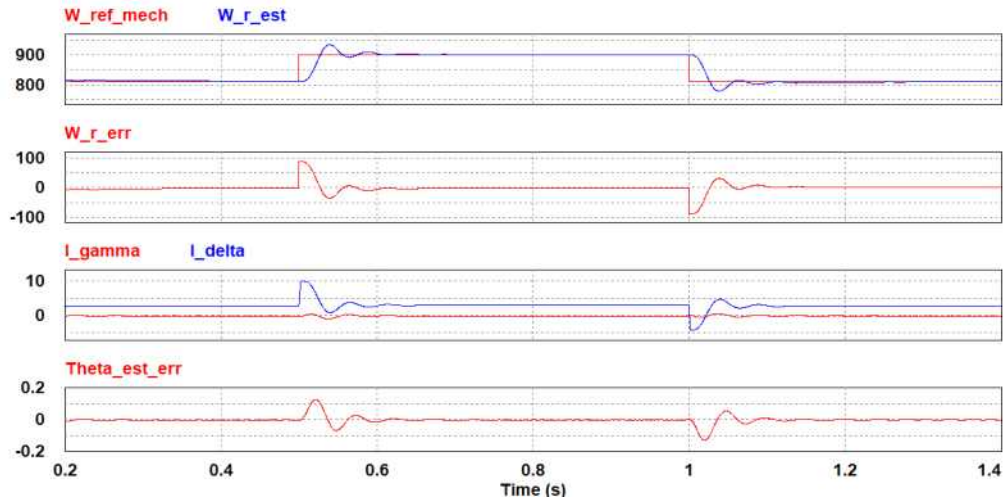


그림 18. 속도 지령 변화에 따른 IPMSM 응답: 식 (8) 사용

<과도상태 응답 특성> - 속도 지령 변화

그림 18은 속도 지령 W_{ref_mech} 변화에 따른 IPMSM의 응답을 나타낸다. W_{ref_mech} 를 810 → 900 → 810 r/min으로 변화시켰으며, 이 때 0.086 p.u. 부하 토크가 인가되어 있다. 과도 상태에서 추정 위치 오차 Θ_{est_err} 과 추정 속도 오차 W_{r_err} 이 충분히 작음을 확인 할 수 있으며, 따라서 센서리스 벡터제어를 통해서 우수한 속도 응답을 확인 하였다.

시뮬레이션 결과 파형 8

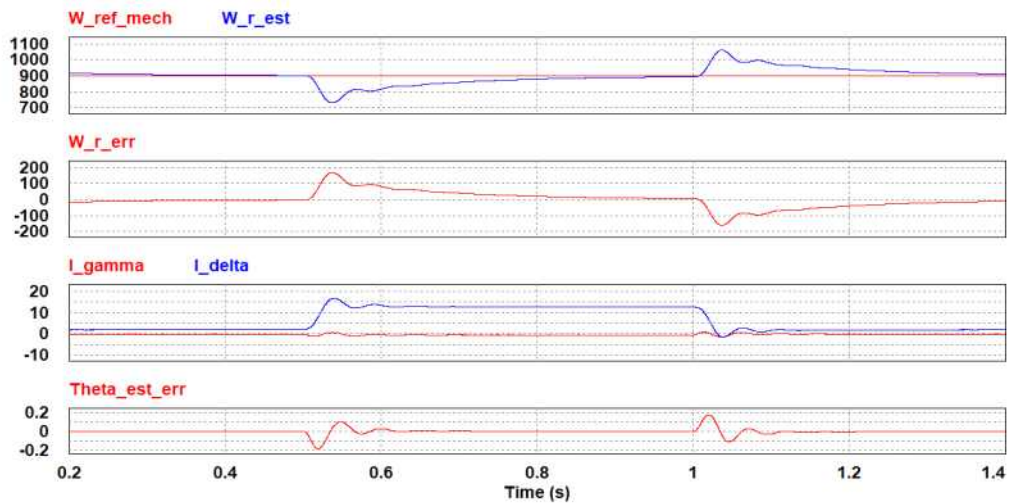


그림 19. 부하 토크 변동에 따른 IPMSM 응답

<과도상태 응답 특성> - 부하 토크 변화

그림 19는 부하 토크 변동에 따른 IPMSM의 응답을 나타낸다. 부하 토크를 0 p.u. → 1.0 p.u. → 0 p.u.로 변동시켰으며, 이 때 속도는 900 r/min로 제어하고 있다. 과도 상태에서 Θ_{est_err} 는 최대 11° , W_{r_err} 는 최대 190 r/min이 발생했지만, 오차가 0으로 재빠르게 감소하여 부하 토크 변동에 대한 우수한 응답 특성을 달성 하였다.

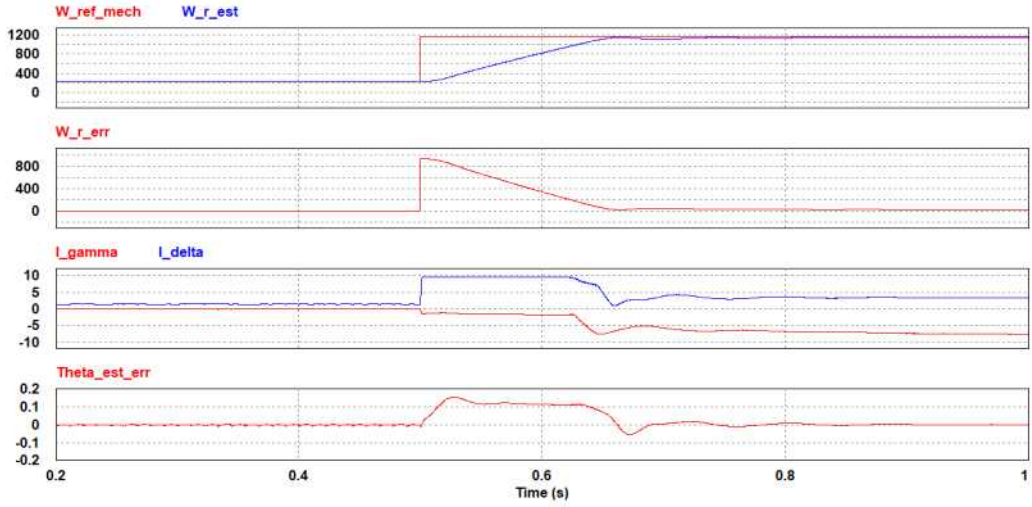


그림20. 속도 지령 급변 시 IPMSM 응답 특성

<과도상태 응답 특성> - 속도 지령 급변

그림 31은 W_ref_mech 를 0.25 p.u.부터 1.3 p.u.까지 변화시킨 경우의 IPMSM 응답을 나타낸다. 정격속도 이하에서 d 축 및 q 축 전류 지령은 최대 토크를 만들어낼 수 있도록 선택된다. 정격 속도 이상에서는 전압 제한을 회피하기 위해 약자속 제어를 적용한다. 시뮬레이션 결과를 보면 저속부터 고속까지 우수한 가속 응답을 확인 할 수 있다. $Theta_est_err$ 가 최대 8.9° 정도 발생하는데, 이를 감소시키기 위해 보상기 $G_e(s)$ 를 식 (12)와 같은 고차 제어기로 바꿀 수 있다.

$$G_e(s) = K_1 + \frac{K_2}{s} + \frac{K_3}{s^2} \quad \text{식 (12)}$$

보상기를 식 (12)와 같이 설정한 경우, 추정 위치에 대한 실제 위치의 관계는 식 (13)과 같다.

$$\hat{\theta} = \frac{K_1 s^2 + K_2 s + K_3}{s^3 + K_1 s^2 + K_2 s + K_3} \theta \quad \text{식 (13)}$$

여기서 계수 K_1, K_2, K_3 는 식 (14)을 만족하도록 설계한다.

$$s^3 + K_1 s^2 + K_2 s + K_3 = (s + w_n)(s^2 + 2\zeta_n w_n s + w_n^2) \quad \text{식 (14)}$$

이 때 w_n 과 ζ_n 은 앞선 실험 조건과 같이 설정한다.

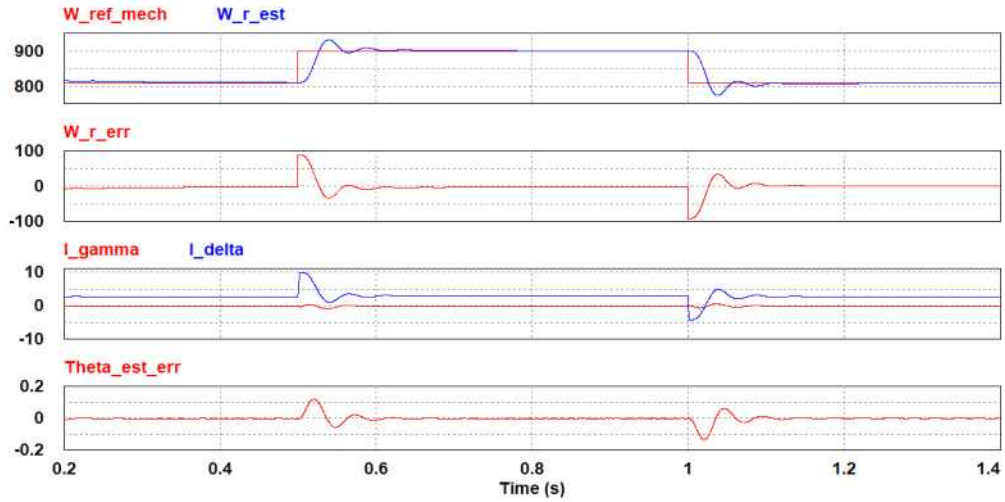


그림 21. 속도 지령 변화에 따른 IPMSM 응답: 식 (9) 사용

<센서리스 시스템의 간략화>

앞 서 언급한 식 (9)를 이용해 추정 위치 오차 Theta_est_err를 유도하는 과정에서의 연산량을 저감할 수 있다. 식 (9)를 통해서 얻은 추정 위치 오차는 식 (15)와 같이 정리 할 수 있다. 그림 21은 이 방법을 적용한 경우의 속도 지령 변화시 IPMSM 응답을 나타낸다. 식 (8)을 적용한 경우의 응답을 나타내는 그림 18과 비교했을 때 추정 성능에 큰 차이가 없어 연산량 저감이 필요한 저가 응용에서 사용하기 적합하다.

$$\hat{\theta}_e = \frac{-\hat{e}_\gamma}{\hat{w}[(L_d - L_q)i_\gamma + \psi_a]} \quad \text{식 (15)}$$

[4] 고찰

이번 프로젝트에서는 센서리스 제어의 필요성에 대해 이해한 뒤 제어 방법에 대해 시뮬레이션을 해보았다. 벡터 제어를 하기 위해서는 회전자의 위치정보가 필수적으로 요구되는데 통상적으로 회전자의 위치 정보를 얻기 위해 엔코더나 레졸버 등의 센서류를 사용한다. 하지만 이러한 센서의 경우 시스템의 가격 상승의 원인이 되고, 사용 환경에 민감한 특성으로 인하여 노이즈 등에 취약한 특성을 갖는다. 따라서 이러한 문제를 해결하기 위해 센서 없이 회전자의 위치 정보를 얻을 수 있는 센서리스 기법의 필요성이 부각되었다. 실제 센서리스의 응용 분야로는 ① 차량 탑재용, 빌딩용 공조기 컴프레서, ② 자동차용 각종 소형 모터, ③ 반도체 제조 장치용 드라이브 진공 펌프, ④ 각종가전(에어컨, 냉장고, 세탁기, 소제기, 보일러 등), ⑤ 철도 차량, 자전거 등 각종 전동차, ⑥ 소형 비행기, ⑦ 각종 펌프, 선풍기 등이 있다.

시뮬레이션은 총 10가지 경우에 대해서 진행을 했다. 센서를 사용했을 때와 센서리스 제어의 경우의 차이를 살펴 본 결과, 센서리스 제어를 할 때가 엔코더를 이용할 때보다 시간 지연이 생기며 지령 속도에 대한 오차도 좀 더 큰 것을 확인할 수 있었다. 엔코더의 오차가 작은 이유는 모터의 축에 직접 연결하여 위상각을 측정하기 때문이다. 센서리스 제어는 센서를 직접 연결하지 않기 때문에 엔코더를 이용한 측정에 비해 오차가 발생하였다. 하지만 그 오차의 크기가 크지 않고 지령을 재빠르게 추정하기 때문에 엔코더를 이용할 때와 큰 차이가 없음을 확인할 수 있었다.

센서리스 제어와 엔코더를 이용한 제어에 대해서 전향 보상 성분의 유무에 따른 전압 지령을 확인해 볼 수 있었다. 센서리스 제어의 경우 d-q축 모두 과도 상태에서 전향 보상 성분의 유무에 따라 전압 지령의 차이를 보였다. 하지만 엔코더를 이용한 경우에는 d축은 전향 보상 성분의 유무에 따라 과도상태에서 두 값 간의 차이를 보였으나, q축은 큰 차이를 보이지 않았다. 이러한 현상은 d축은 전류 지령을 0으로 제어를 한데에 반해 q축은 전류 지령을 특정 값으로 제어함에 따라 전향 보상 성분의 크기가 다르게 나타난 것으로 보인다.

속도 지령을 step input에 가깝도록 기울기를 10으로 설정한 결과 추정 속도의 최대 오차는 약 790 r/min, 추정 위상 각의 최대 오차는 약 2.3°로 나타났다. 오차를 줄여주기 위해 속도 지령의 기울기를 0.01로 설정하자 추정 속도의 최대 오차는 약 74.8 r/min으로, 최대 오차가 약 790 r/min인 시뮬레이션 1에 비해 약 91% 감소한 것을 확인할 수 있었다. 추정 위상 각 역시 오차는 0°에 가까워졌다.

이 외에도 모터의 정격속도에서 정상상태 응답 특성을 살펴보았을 때, 추정 위치 오차와 추정 속도 오차가 매우 작아서 센서를 쓴 것과 동일한 값이 나왔다. 이번 프로젝트에서 이용한 모터의 경우 부하 토크 변화에 대한 시뮬레이션을 할 때 너무 오랜 시간이 걸렸기 때문에 모터의 parameter를 변경해 준 뒤 다시 시뮬레이션을 진행했다. 과도상태 응답 특성으로는 속도 지령 변화, 부하 토크 변화, 저속에서부터 가속에 의한 변화 등을 살펴보았고 그 결과 회전자의 위치, 속도 정보를 큰 오차 없이 얻는데 성공했다.

이번 프로젝트에서 사용한 전동기 모델을 이용하는 방법은 역기전력 정보를 기반으로 하기 때문에 저속 운전 영역에서는 만족할 만한 성능 얻기 힘들다는 단점이 있다. 따라서 영속과 저속 영역에서의 특성 향상이 가장 큰 해결 되어야 할 과제이다.

또한 이 방법은 전동기 모델에 사용된 제정수와 입력 값의 정확성에 의존하기 때문에 온도나 쇄교 자속의 크기 등의 운전 조건에 따라 쉽게 변동 가능하다. 이러한 이유로 정확한 센서리스 제어를 위해서는 전동기의 정수 값의 변동을 실시간으로 추정하는 알고리즘이 필요하다.

[5] 참고문헌

- 전자종합설계 강의노트
- 김상훈, 『모터제어 DC, AC, BLDC』, 복두 출판사(2014)