

전자종합설계 보고서 4

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: 2018.11.15

과목명: 전자종합설계

교수명: 이교범 교수님

분 반: 목요일

성 명: 이승복 (201420820)

[1] 목표

- 영구자석 동기 전동기를 모델링 방법을 이해한다.
- 전동기의 속도제어 및 전류제어를 시뮬레이션 해본다.

[2] 이론

● 영구자석 동기 전동기

(1) 회전자의 돌극성

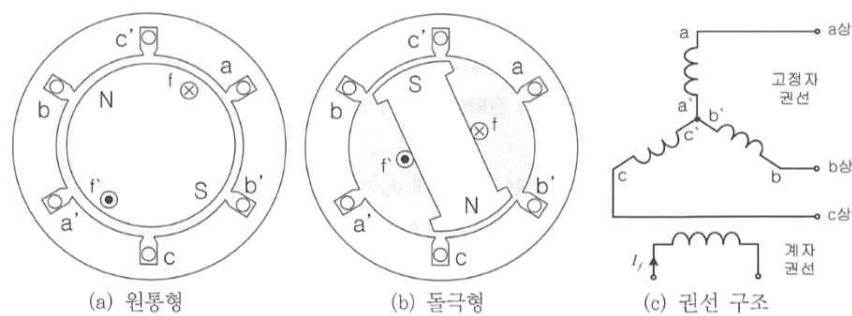
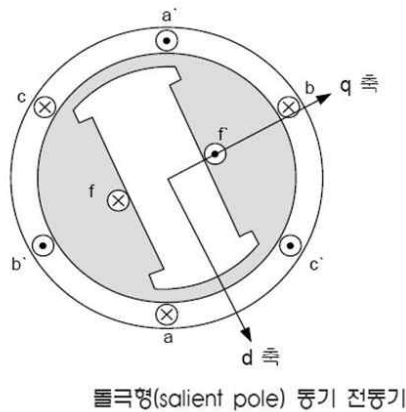


그림1. 원통형과 돌극형 회전자와 고정자 권선

동기 전동기의 고정자는 전기자 라고 부르며 구조는 유도 전동기와 동일하다. 따라서 고정자 3상 권선에 3상 전원을 연결하면 유도 전동기와 동일하게 회전자계가 발생한다. 이 회전자계를 따라 동기 속도로 회전자의 구조에 따라 동기 전동기는 원통형(Cylindrical Rotor, Non-Salient Pole) 과 돌극형(Salient pole)으로 나뉜다. 통상적으로 원통형은 고속용으로, 돌극형은 저속용으로 사용한다.



돌극형(salient pole) 동기 전동기

그림2. 돌극형 동기 전동기의 회전자

돌극형의 회전자를 갖는 동기기에서는 그림 (2)와 같이 공극이 균일하지 않다. 동일한 전류가 흐르더라도 회전자 위치에 따라 고정자 권선에 발생하는 자속의 양과 인덕턴스가 달라진다. 모델링을 위해 그림과 같이 d축과 q축을 설정하면, 이러한 경우에는 d축의 자기 경로에는 q축에 비해 공극이 작기 때문에 릴럭턴스가 작으며 따라서 인덕턴스는 q축에 비해 크다. ($L_d > L_q$) 이러한 특성은 릴럭턴스 토크라는 힘을 발생시키는 원인이 되어 전동기의 발생 토크에 영향을 주는데 이는 후에 모델링 파트에서 확인하도록 한다.

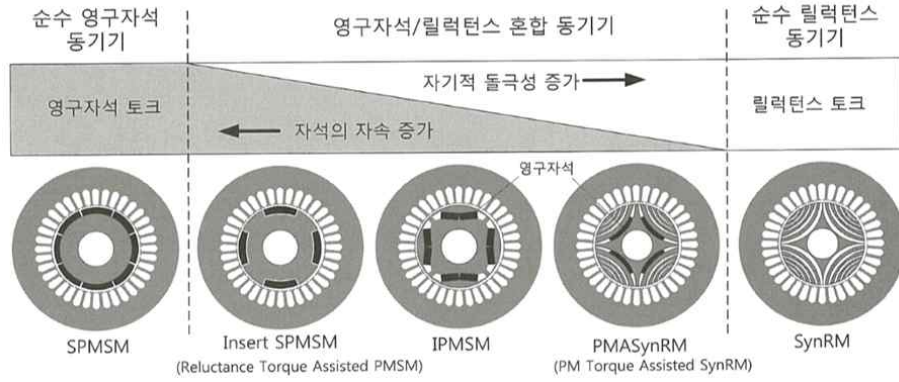


그림3. 돌극성의 활용에 따른 전동기의 분류

앞서 말한 회전자의 모양에 따른 돌극성을 이용하는 정도에 따라 동기 전동기를 분류한 것이 그림 (3)과 같다. 좌측으로 갈수록 전동기의 출력토크에서 영구자석 토크의 비중이 높으며 우측으로 갈수록 돌극성에 의한 릴럭턴스 토크가 크다. SPMSM의 경우 모든 축에서 공극이 동일하므로 돌극성이 없다고 할 수 있으며 사진의 중간에서 이번 프로젝트에서 주로 이용하는 IPMSM을 확인 할 수 있다.

(2) IPMSM 모델링

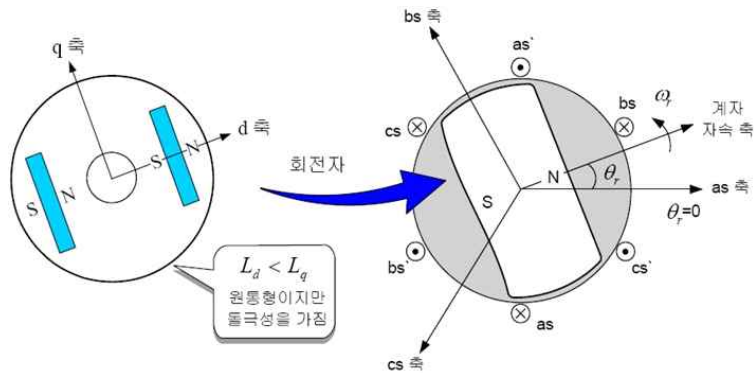


그림4. 돌극형 회전자의 모델링

이번 프로젝트에서는 d축과 q축의 공극이 다른 IPMSM에 대해서 다루기 때문에 IPMSM에 관한 모델링을 알아볼 것이다. 원주평행형 IPMSM은 회전자에 삽입된 영구자석의 위치로 인해 d축의 인덕턴스가 q축보다 작다. 따라서 회전자는 실제로는 원통형이지만 이해의 편의상 그림 (4)과 같이 돌극형으로 표현할 수 있다. 영구자석 동기 전동기는 회전자 회로가 없기 때문에 고정자의 전압 방정식만을 확인한다.

$$v_{as} = R_s i_{as} + \frac{d\lambda_{as}}{dt}$$

$$v_{bs} = R_s i_{bs} + \frac{d\lambda_{bs}}{dt}$$

$$v_{cs} = R_s i_{cs} + \frac{d\lambda_{cs}}{dt}$$

(1)

$$\lambda_{as} = \lambda_{asas} + \lambda_{asbs} + \lambda_{ascs} + \phi_{asf}$$

$$\lambda_{bs} = \lambda_{bsas} + \lambda_{bsbs} + \lambda_{bscs} + \phi_{bsf} \quad \text{식 (2)}$$

$$\lambda_{cs} = \lambda_{csas} + \lambda_{csbs} + \lambda_{cscs} + \phi_{csf}$$

식 (1)의 기본적인 교류 전동기의 고정자 전압 방정식에서 IPMSM은 회전자의 모양이 다르므로 전압 방정식 내의 쇄교 자속 성분이 다르다. 이제 자속 성분을 돌극성을 가지는 회전자에 대한 식으로 표현하기위해 모델링을 진행한다.

영구자석 동기 전동기의 고정자 권선에 고정자 3상 권선의 자속과 영구자석의 자속이 쇄교 하므로 식 (2)와 같이 표현이 가능하다. 각 권선에서의 자속이 자기 자신에 의한 값과 상호관계에서의 자속, 영구자석에 의한 자속의 합으로 나

탄한다.

$$\begin{aligned}\lambda_{as} &= L_{asas}i_{as} + L_{asbs}i_{bs} + L_{ascs}i_{cs} + L_{asf}I_f \\ \lambda_{bs} &= L_{bsas}i_{as} + L_{bsbs}i_{bs} + L_{bscs}i_{cs} + L_{bsf}I_f \\ \lambda_{cs} &= L_{csas}i_{as} + L_{csbs}i_{bs} + L_{cscs}i_{cs} + L_{csf}I_f\end{aligned}\quad (3)$$

이들 쇄교 자속들은 또한 위의 식 (3)과 같이 자속을 발생시키는 원천 전류와 인덕턴스의 곱으로 표현 할 수 있다. 마찬가지로 여기서 L_{asas} , L_{bsbs} , L_{cscs} 는 고정자 3상권선의 자기 인덕턴스, L_{asbs} , L_{ascs} , L_{bsas} 등은 고정자 권선들의 상호 인덕턴스 이다. 여기서 영구자석에 의한 자속 ϕ_f 는 일정하므로 이를 계자전류 I_f 와 인덕턴스 L_f 의 곱으로 표현하면 $L_f I_f$ 로 표현할 수 있다.

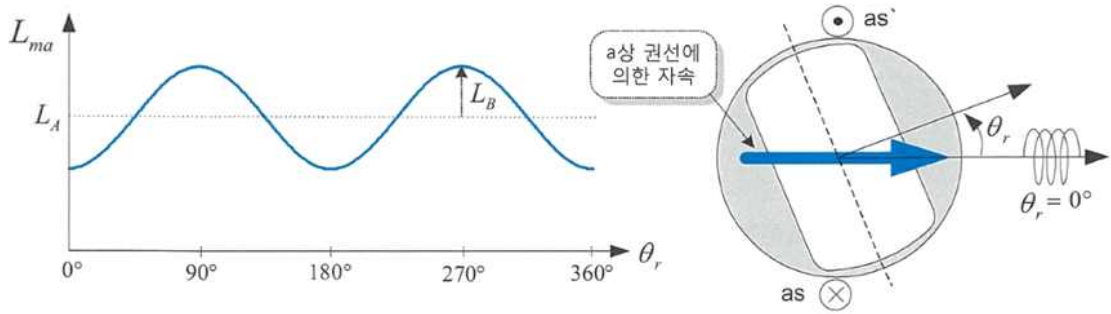


그림5. 회전자의 위치에 따른 자화 인덕턴스의 변화

$$\begin{aligned}L_{asas} &= L_{ls} + L_{ma} = L_{ls} + L_A - L_B \cos 2\theta_r \\ L_{bsbs} &= L_{ls} + L_{mb} = L_{ls} + L_A - L_B \cos 2(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ L_{cscs} &= L_{ls} + L_{mc} = L_{ls} + L_A - L_B \cos 2(\theta_r + \frac{2\pi}{3})\end{aligned}\quad \text{식 (4)}$$

자기 인덕턴스는 누설 인덕턴스와 자화 인덕턴스로 구성되는데, 위의 그림 (5) 에서와 같이 IPMSM 에서는 회전자의 돌극성에 의해 위치에 따라 자화 인덕턴스의 크기가 달라진다. a상을 기준으로 봤을 때 a상 전류에 의해 발생한 자속이 자기 권선에 쇄교하는 자속의 양이 가장 많은 경우는 공극이 최소가 되어 릴럭턴스가 최소, 인덕턴스가 최대가 되는 θ_r 이 0도와 180도 일 때이므로 $\cos 2\theta_r$ 로 표현 할 수 있다. 이때 L_A 는 자화 인덕턴스의 평균값, L_B 는 자화 인덕턴스의 변동량이다.

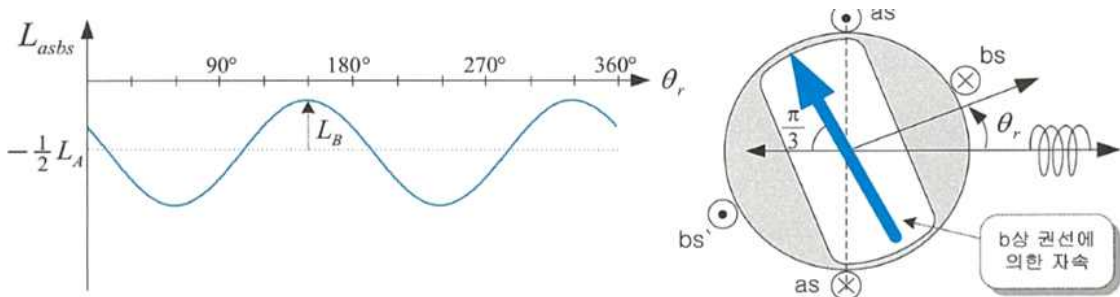


그림6. 회전자의 위치에 따른 고정자 권선들의 상호 인덕턴스의 변화

$$\begin{aligned}
L_{asbs} &= L_{bsas} = -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2(\theta_r - \frac{\pi}{3}) \\
L_{ascs} &= L_{csas} = -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2(\theta_r + \frac{\pi}{3}) \\
L_{bscs} &= L_{csbs} = -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2(\theta_r + \pi)
\end{aligned} \tag{5}$$

고정자 권선들의 상호 인덕턴스 역시 회전에 따라 $\cos 2\theta_r$ 로 변동되어 식 (5)와 같이 표현 할 수 있다.

$$L_s = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_A - L_B \cos 2\theta_r & -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2(\theta_r - \frac{\pi}{3}) & -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2(\theta_r + \frac{\pi}{3}) \\ -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2(\theta_r - \frac{\pi}{3}) & L_{ls} + L_A - L_B \cos 2(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2(\theta_r + \pi) \\ -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2(\theta_r + \frac{\pi}{3}) & -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2(\theta_r + \pi) & L_{ls} + L_A - L_B \cos 2(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \tag{6}$$

따라서 고정자 인덕턴스 L_s 는 최종적으로 식 (6)과 같이 표현되며 모든 인덕턴스는 θ_r 에 대한 함수가 된다.

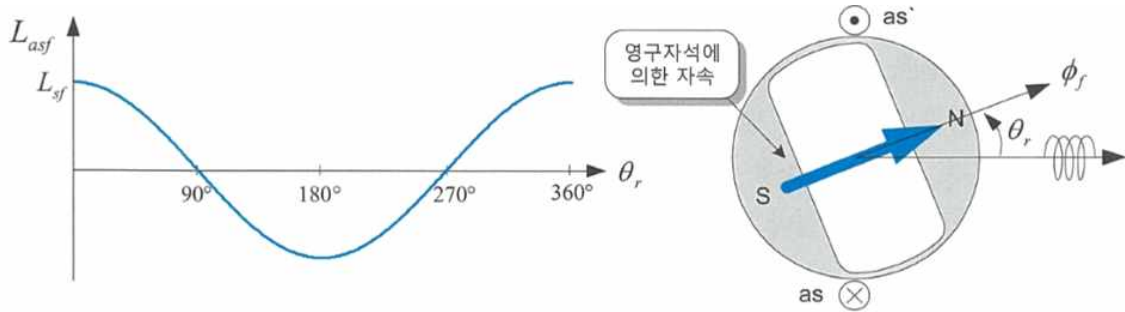


그림7. 회전자의 위치에 따른 영구자석 자속에 의한 상호 인덕턴스의 변화

$$\begin{aligned}
L_{asf} &= L_{sf} \cos \theta_r \\
L_{bsf} &= L_{sf} \cos (\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\
L_{csf} &= L_{sf} \cos (\theta_r + \frac{2\pi}{3})
\end{aligned} \tag{7}$$

다음으로 영구자석의 자속이 고정자 권선에 쇄교하는 양을 나타내는 상호 인덕턴스를 확인해 보면 영구자석에 의한 자속이 그림에서 정확히 우측으로 더해지는 경우이며 이때의 회전자의 위치 θ_r 은 0도가 되며, 따라서 180도 반대 방향에 위치할 때 최소가 되므로 $\cos \theta_r$ 로 표현된다.

이제 앞에서 구한 인덕턴스들로 전동기의 총 고정자 쇄교 자속을 표현하면 식(8)과 같이 최종적으로 표현된다.

$$\begin{aligned}
\lambda_{asbs} &= L_s i_{abs} + L_f I_f \\
&= \begin{bmatrix} L_{ls} + L_A - L_B \cos 2\theta_r & -\frac{1}{2}L_A + L_B \cos 2(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & -\frac{1}{2}L_A + L_B \cos 2(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ -\frac{1}{2}L_A + L_B \cos 2(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & L_{ls} + L_A - L_B \cos 2(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\frac{1}{2}L_A + L_B \cos 2\theta_r \\ -\frac{1}{2}L_A + L_B \cos 2(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\frac{1}{2}L_A + L_B \cos 2\theta_r & L_{ls} + L_A - L_B \cos 2(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \\
&\quad + L_{sf} \begin{bmatrix} \cos \theta_r \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} I_f
\end{aligned} \tag{8}$$

식 (8)에서의 모든 인덕턴스는 전동기가 정지하지 않는 한 시간에 따라 변하는 값이므로 시변계수를 가지는 미분 방정식이 된다. 이대로 해석하기에는 너무 식이 너무 복잡하므로 편의를 위해 이 식에 d-q축 변환이라는 좌표 변환 기법을 적용하여 시변계수를 제거한다.

$$\begin{aligned}
\lambda_{abs} &= L_s i_{abs} + L_f I_f \\
T(\theta) \lambda_{abs} &= T(\theta) L_s i_{abs} + T(\theta) L_f I_f \\
\rightarrow \lambda_{dqs}^\omega &= T(\theta) L_s (T(\theta)^{-1} i_{dqs}^\omega) + T(\theta) L_f I_f
\end{aligned} \tag{9}$$

앞에서 구한 a,b,c 축에서의 쇄교 자속 식에서 다음과 같이 변환행렬 T를 곱해서 d-q축 회전자 좌표계로 변환을 진행하게 되며 이 결과는 아래의 식 (10)과 같이 된다.

$$\begin{aligned}
\lambda_{dqs}^\omega &= \begin{bmatrix} \frac{L_{ds} + L_{qs}}{2} + \frac{L_{ds} - L_{qs}}{2} \cos 2(\theta - \theta_r) & \frac{L_{ds} - L_{qs}}{2} \cos 2(\theta - \theta_r) & 0 \\ \frac{L_{ds} - L_{qs}}{2} \cos 2(\theta - \theta_r) & \frac{L_{ds} + L_{qs}}{2} - \frac{L_{ds} - L_{qs}}{2} \cos 2(\theta - \theta_r) & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} i_{dqs}^\omega \\
&\quad + \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) \\ -\sin(\theta - \theta_r) \\ 0 \end{bmatrix} \phi_f
\end{aligned} \tag{10}$$

이제 임의의 각속도 ω 로 회전하는 d-q축 좌표계의 쇄교자속식을 얻게 되고 이 식에서 θ 가 0일 때가 정지좌표계이고, $\theta = \theta_r$ 일때가 회전자 좌표계에서의 식이 된다. $\theta = \theta_r$ 을 대입해서 회전자 좌표계에서의 쇄교자속 식은 아래의 식 (11)과 같다.

$$\begin{aligned}
\lambda_{ds}^r &= L_{ds} i_{ds}^r + \phi_f \\
\lambda_{qs}^r &= L_{qs} i_{qs}^r \\
\lambda_{ns}^r &= L_{ns} i_{ns}^r
\end{aligned} \tag{11}$$

이제 이 식들을 고정자 전압 방정식 식(1)에 적용하면 회전자 좌표계에서의 최종적인 전압 방정식이 나오게 된다.

$$\begin{aligned}
v_{ds}^r &= R_s i_{ds}^r + \frac{d\lambda_{ds}^r}{dt} - \omega_r \lambda_{qs}^r & \lambda_{ds}^r &= L_{ds} i_{ds}^r + \phi_f \\
v_{qs}^r &= R_s i_{qs}^r + \frac{d\lambda_{qs}^r}{dt} - \omega_r \lambda_{ds}^r & \lambda_{qs}^r &= L_{qs} i_{qs}^r
\end{aligned} \tag{12}$$

회전자 좌표계에서의 최종 전압 방정식은 위의 식 (12)와 같다.

마지막으로 앞에서 구한 식들을 이용해 회전자 좌표계에서의 IPMSM의 출력 토크도 식으로 나타 낼 수 있다. 영구자석 동기 전동기의 토크는 전동기의 기계적 출력으로부터 확인 할 수 있다. d-q축 좌표계에서 전동기의 입력 전력은 식 (13)과 같다.

$$P_{IN} = \frac{3}{2} (v_{ds}^r i_{ds}^r + v_{qs}^r i_{qs}^r) \tag{13}$$

여기서 3/2가 있는 이유는 d-q축 좌표계에서 계산된 전력과 토크는 abc상에 비해 2/3 만큼 작아지기 때문에 그 값을 곱해준 것이다. 이 식에 앞에서 구한 d와 q축 고정자 전압과 쇄교 자속을 대입하여 정리하면 식 (14)가 된다.

$$\begin{aligned}
P_{IN} &= \frac{3}{2} \left\{ (R_s i_{ds}^r + \frac{d\lambda_{ds}^r}{dt} - \omega_r \lambda_{qs}^r) i_{ds}^r + (R_s i_{qs}^r + \frac{d\lambda_{qs}^r}{dt} - \omega_r \lambda_{ds}^r) i_{qs}^r \right\} \\
&= \frac{3}{2} \left\{ R_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + i_{ds}^r \frac{d\lambda_{ds}^r}{dt} + i_{qs}^r \frac{d\lambda_{qs}^r}{dt} + \omega_r \phi_f i_{qs}^r + \omega_r (L_{ds} - L_{qs}) i_{ds}^r i_{qs}^r \right\}
\end{aligned} \tag{14}$$

에너지 보존 법칙에 의해 아래의 전동기의 에너지 변환 식이 성립하기 때문에 이전의 식(14)는 다음과 같이 고정자 동손, 자계에너지의 변화량, 기계적 출력 부분임을 확인 할 수 있고 이때의 기계적 출력 P_{out} 을 전동기의 속도 ω_r 로 나누면 전동기의 토크를 얻을 수 있다.

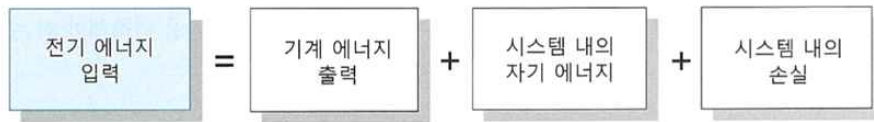


그림8. 전동기에 대한 에너지 변환식

$$P_{IN} = \frac{3}{2} \left\{ R_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + i_{ds}^r \frac{d\lambda_{ds}^r}{dt} + i_{qs}^r \frac{d\lambda_{qs}^r}{dt} + \omega_r \phi_f i_{qs}^r + \omega_r (L_{ds} - L_{qs}) i_{ds}^r i_{qs}^r \right\} \tag{15}$$

고정자 동손
자계 에너지 변동량
기계적 출력 (Pout)

최종적으로 얻은 토크는 식 (16)과 같다.

$$T_e = \frac{P}{2} \frac{3}{2} \left\{ \phi_f i_{qs}^r + (L_{ds} - L_{qs}) i_{ds}^r i_{qs}^r \right\} \quad (16)$$

영구자석 토크

릴렉턴스 토크

여기서 P는 극수 (pole의 개수)이다. IPMSM의 회전자가 돌극성을 가지므로 두개의 항 중 좌측의 영구자석의 자속과 전류의 상호작용으로 발생하는 리액션 토크뿐만 아니라, 우측의 두 축에서의 인덕턴스의 차이에 의해 발생하는 릴렉턴스 토크가 존재하는 것을 확인 할 수 있다.

(3) 영구자석 동기 전동기의 전류 제어

좌표 변환을 통해 얻어진 회전 좌표계의 전류는 각각의 지령과의 오차를 계산하여 비례 적분 제어기를 통해 전압 지령을 생성한다. 좌표 변환을 통해 얻어진 회전 좌표계의 전류는 각각의 지령과의 오차를 계산하여 비례 적분 제어기를 통해 전압 지령을 생성한다. 영구자석 동기 전동기의 회전 좌표계에서의 전류 제어기 이득은 다음과 같은 과정을 통하여 구할 수 있다.

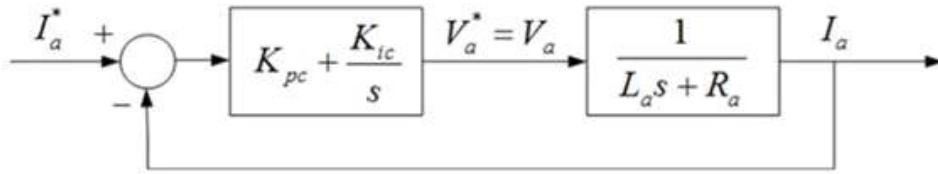


그림9. 비례 적분 전류 제어기

전압 지령을 구하는 방법은 식(17)과 같이 주어진다.

$$V_a = K_{pc} \left(1 + \frac{1}{T_c s} \right) (I_a^* - I_a) \quad , \quad \left(\frac{1}{T_c s} = \frac{K_{ic}}{K_{pc}} \right) \quad \text{식 (17)}$$

여기서 비례 적분 전류 제어 시스템의 개루프 전달함수를 구해보면 식(18)과 같다. 이 개루프 전달함수는 페루프 전달함수를 구하는데 사용되어진다.

$$G^{os}(s) = K_{pc} \left(\frac{s + 1/T_c}{s} \right) \frac{1}{L_a s + R_a} = K_{pc} \frac{s + K_{ic}/K_{pc}}{s} \frac{1/L_a}{s + R_a/L_a} \quad \text{식 (18)}$$

식 (18)에서 비례 적분 제어기의 영점 $-K_{ic}/K_{pc}$ 이 시스템의 극점 $-R_a/L_a$ 를 상쇄하도록 설계하면 비례 적분 제어기의 절점 주파수는 $1/T_c = R_a/L_a$ 로 설정할 수 있고 개루프 함수는 식 (19)처럼 간단히 표현할 수 있다.

$$G^{os}(s) = \frac{1}{\frac{L_a}{K_{pc}} s} \quad \text{식 (19)}$$

식 (19)를 통해 시스템의 페루프 전달함수를 구해보면 식(20)과 같다.

$$\frac{I(s)}{I^*(s)} = G_c^c(s) = \frac{G_c^o(s)}{1 + G_c^o(s)} = \frac{1}{\frac{L_a}{K_{pc}} s + 1} = \frac{w_{cc}}{s + w_{cc}} \quad \text{식 (20)}$$

이로부터 전류 제어기의 비례 이득과 적분 이득을 구해보면 식 (21) 식 (22)와 같다.

$$\text{비례 이득 : } K_{pc} = L_a w_{cc} \quad \text{식 (21)}$$

$$\text{적분 이득 : } K_{ic} = R_a w_{cc} \quad \left(\frac{1}{T_c} = \frac{R_a}{L_a} \right) \quad \text{식 (22)}$$

따라서 영구자석 동기 전동기의 전류 제어를 위한 비례 적분 제어기의 이득을 식 (23)과 식 (24)와 같이 구할 수 있다.

$$\text{비례 이득 : } K_{pd_c} = L_d w_{cc} , \quad K_{pq_c} = L_q w_{cc} \quad \text{식 (23)}$$

$$\text{적분 이득 : } K_{ic} = R_a w_{cc} \quad \text{식 (24)}$$

(4) 영구자석 동기 전동기의 속도 제어

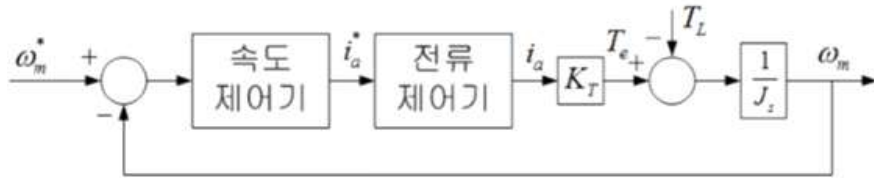


그림10. 속도 제어를 갖는 시스템의 구조

일정한 토크를 가지는 부하를 전동기에 연결하고 속도 지령을 주는 경우, 이에 대한 토크 지령은 비례 적분 제어기를 통해 구할 수 있다.

속도 제어를 갖는 시스템에서는 전류 제어를 내부 루프에, 속도 제어를 외부 루프에 위치시킨다. 속도 제어기의 대역폭을 설정할 때 전류 제어기의 대역폭을 5배 이상 크게 설정하여 전류 제어가 속도 제어에 영향을 끼치지 않도록 할 수 있어 속도 제어의 응답성이나 안정성이 향상 시킬 수 있다.

속도 제어를 갖는 시스템의 개루프 전달함수는 전류 제어기의 전달함수 식 (25)를 이용하여 식 (26)과 같이 구할 수 있으며. 여기서 w_{cs} 는 속도 제어기의 이득 교차각 주파수, $w_{pi}(=K_{is}/K_{ps})$ 는 속도 제어기의 PI 절점 주파수이다.

$$G_{pi}(s) = K_{ps} + \frac{K_{is}}{s} \quad \text{식 (25)}$$

$$G_s^o(s) = \left(K_{ps} + \frac{K_{is}}{s} \right) \frac{w_{cc}}{s + w_{cc}} \frac{K_T}{Js} \quad \text{식 (26)}$$

식 (26)을 이용하여 w_{cs} 부근에서 비례 적분 속도 제어계의 개루프 전달함수를 구하면 식 (27)과 같다.

$$G_s^o \approx K_{ps} \frac{K_T}{Js} \quad \text{식 (27)}$$

식 (27)으로부터 비례 이득과 적분 이득을 식 (28), (29)와 같이 구할 수 있다.

$$\text{비례 이득 : } K_{ps} = \frac{Jw_s}{K_T} \quad \text{식 (28)}$$

$$\text{적분 이득} : K_{is} = \frac{Jw_s^2}{5K_T}$$

식 (29)

[3] 시뮬레이션 분석

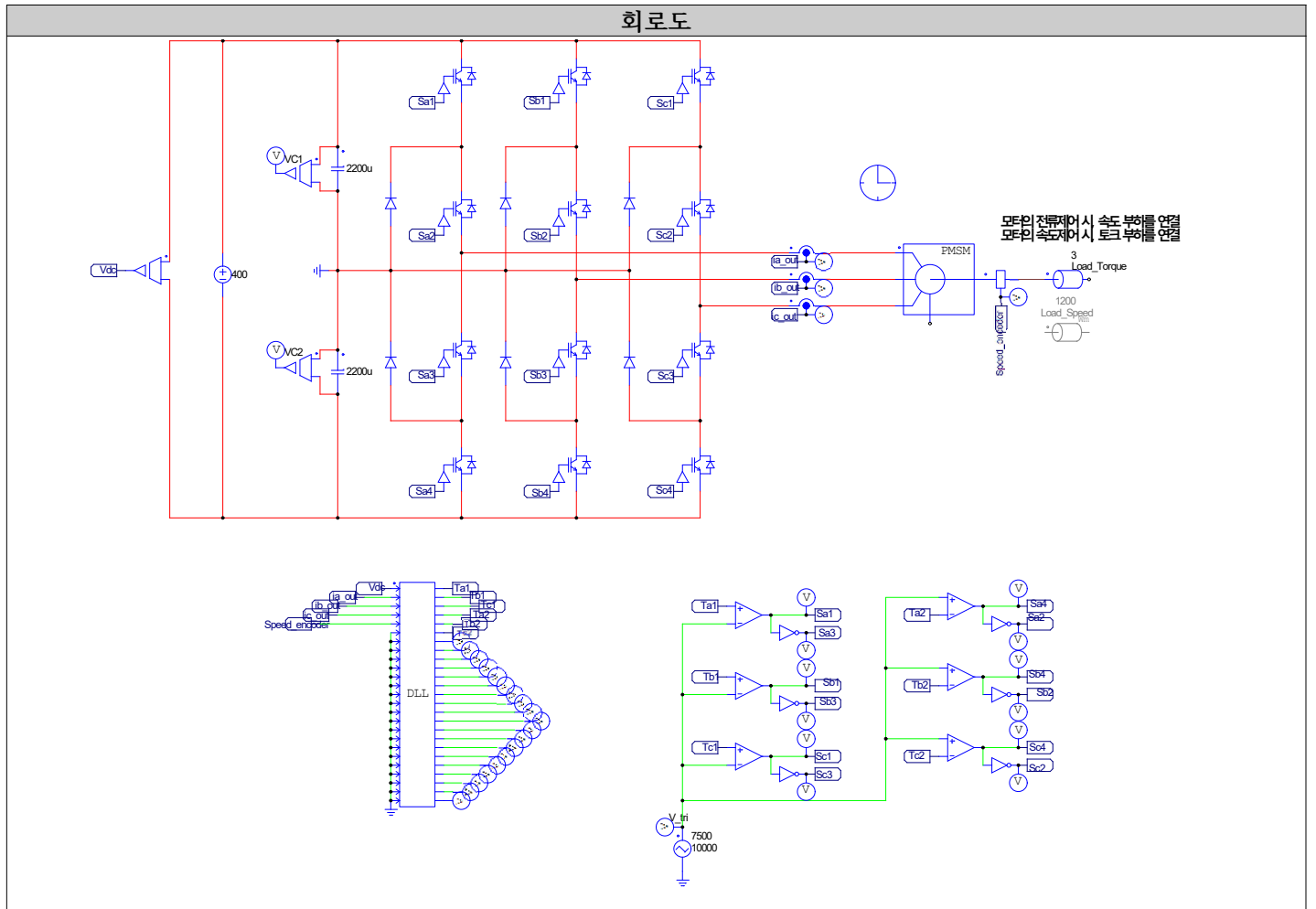


그림11. 속도 제어기 회로도

<초기 설정 값 및 모터 parameter>

$V_{DC} = 400V$, 부하토크=3 Nm

위 회로는 영구자석 동기 전동기가 들어간 속도제어 시뮬레이션 회로이다. 엔코더를 이용해서 위상각을 구한 뒤 이 값을 이용해서 좌표변환에 이용한다. 엔코더와 리졸버의 차이를 간단하게 설명하면 엔코더는 변위량을 디지털 양으로 변환하는것에 비해, 리졸버는 변위량을 아날로그 양으로 변환시킨다.

레졸버는 기구적으로 간단하여 외부충격 및 내 환경성이 우수하며 아날로그 신호로 외부 노이즈에 의한 영향이 적다는 장점이 있지만, 엔코더에 비해 상대적으로 고분해능이 어렵고 아날로그 신호를 디지털 신호로 변환하는 별도의 회로가 필요한 단점이 있다.

이러한 이유로 고분해능 구성이 가능하고 제어회로 구성이 간단하며 저비용인 엔코더를 많이 이용한다.

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

시뮬레이션 결과 파형 1

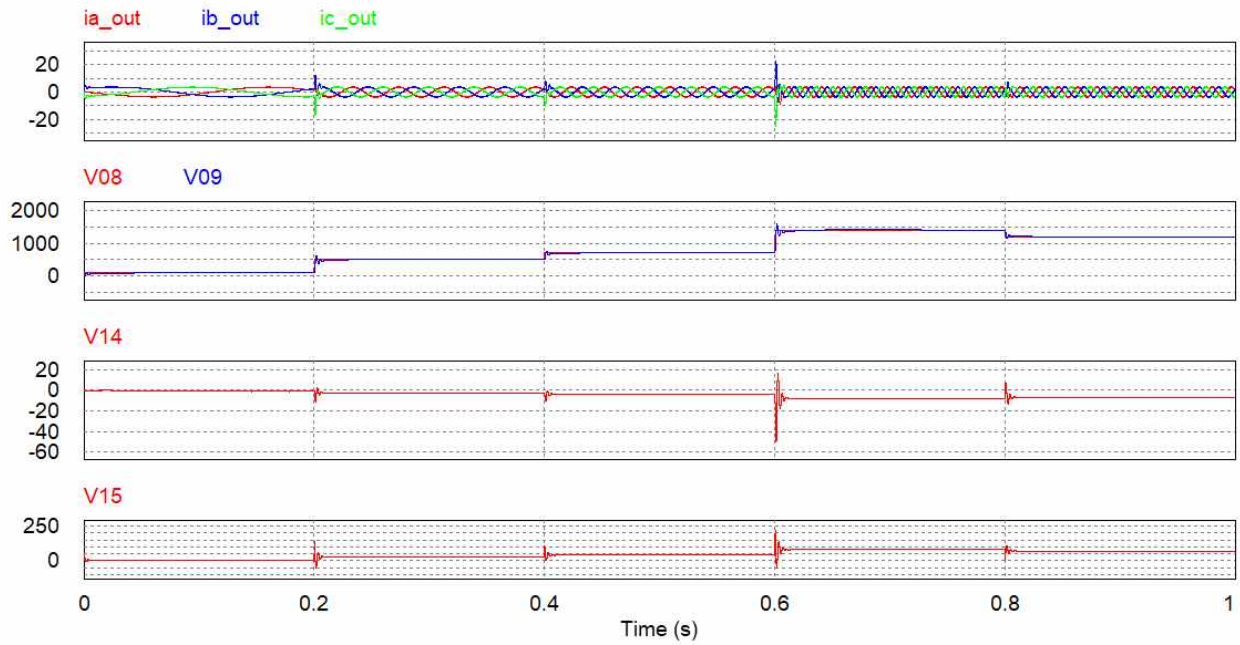


그림12. 시뮬레이션1

<설정 값>

Feedforward 성분 있을 때, RPM slope= 1

$t < 0.2$ 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

시뮬레이션 결과 총 네 가지의 파형을 관찰할 수 있었다.

(1) 3상 전류, (2) 속도 지령과 실제 속도, (3) 동기좌표계 d축 전압 지령 (4) 동기좌표계 q축 전압 지령

(1) 3상 전류는 6개 스위치의 동작에 의해 만들어지는 값이다. 속도 지령이 낮을 때는 주파수의 크기가 작았지만 속도 지령이 높아짐에 따라 주파수가 커지는 것을 확인할 수 있다. 이 결과를 통해 속도와 주파수의 크기가 비례한다는 사실을 확인할 수 있었다. 다른 특이한 점으로는 과도상태일 때 즉, $t=0.2, 0.4, 0.6, 0.8$ 초에서 3상 전류에 리플이 생기는 것을 확인할 수 있었다. 속도 지령을 step 입력으로 주게 되었을 경우 전류 오버슈트를 방지하기 위해 속도 지령을 slope=1인 ramp 입력으로 해주었으나 기울기가 예상보다 가파르게 올라갔기 때문에 전류 오버슈트가 발생했다고 생각한다.

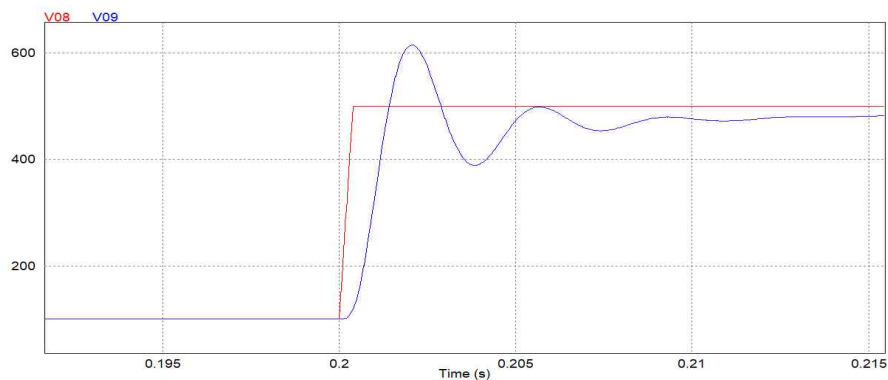


그림13. slope=1인 ramp 속도 지령 ($t=0.2$)

(2) 실제 속도는 그림 (12)과 같이 속도 지령을 잘 추종하는 것을 확인할 수 있다. 오버슈트를 방지하기 위해서 step 입력이 아닌 slope=1인 ramp 입력으로 속도 지령을 주었다. 하지만 그림 (13)에서 보시다시피 ramp 입력이 생각보다 가파르게 나와서 step입력과 큰 차이가 없어 보였다. 이러한 이유로 과도상태에서는 오버슈트가 발생한 것을 확인할 수 있었다.

(3), (4) 동기좌표계의 d축 q축 전압 지령은 그림 (12)과 같이 과도 상태에서 오버슈트를 보이는 것을 확인할 수 있었다. Feedforward 성분의 유무에 따른 그래프 개형을 보기 위해 각각의 경우에 대해서 시뮬레이션을 진행해 보았다.

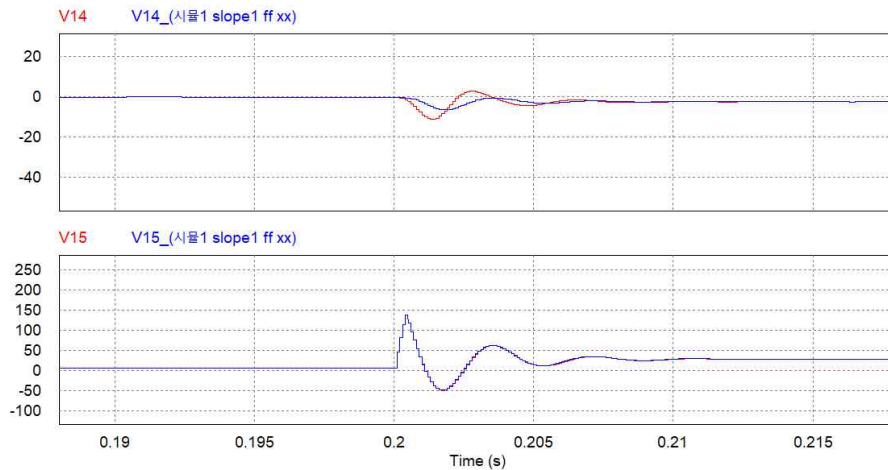


그림14. 전향 보상 성분의 유무에 따른 동기좌표계 전압 지령 (t=0.2s)

t=0.2s 에 대해서 그래프를 관찰 했고 그 결과는 그림 (14)와 같다. d축은 feedforward 성분의 유무에 따라 과도 상태에서 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. 실제 feedforward 성분만의 영향을 보기 위해 다시 한 번 시뮬레이션을 진행해 보았다.

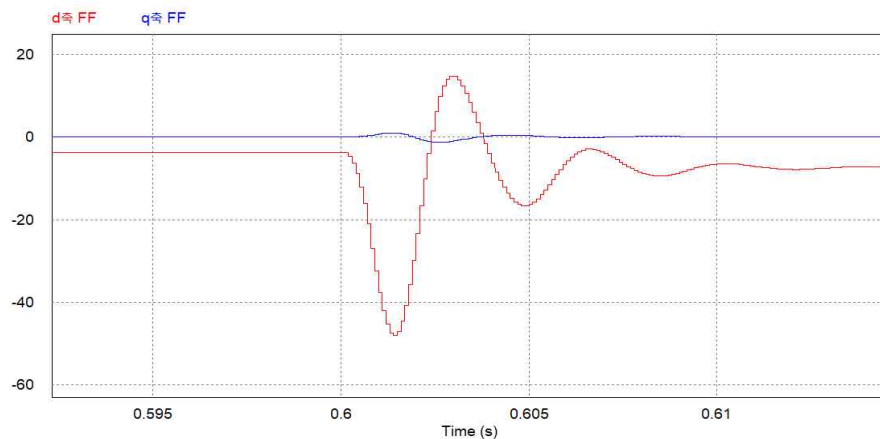


그림14-1. d, q축의 전향 보상 성분 (t=0.6s)

전향 보상 성분이 가장 두드러지게 나타나는 t=0.6s에서 그래프를 관찰해 보았고, 그 결과 그림 (13)에서는 잘 보이지 않던 q축도 그 크기가 작지만 전향 보상 성분이 있음을 확인할 수 있었다.

분석 결과: 전체적인 파형을 보면 원하는 속도지령을 잘 추종하는 실제 속도를 확인할 수 있었다. 하지만 중요한 점은 어떻게 오버슈트와 리플을 줄이느냐이다. 때문에 이용한 방법이 계단 입력 대신 ramp입력을 사용한 것이었는데, 크게 오버슈트가 감소한 것 같지 않았다. 때문에 다음 시뮬레이션에서는 ramp 입력의 slope를 0.01로 한 뒤 파형을 비교해 볼 것이다. 전향 보상 성분 유무에 따른 d-q축 동기좌표계 전압 지령도 확인을 해보았는데, 시뮬레이션을 통해 전향 보상 성분이 두 축 모두 존재함을 확인할 수 있었고, d축과 q축을 제어해 주는 값이 다르기 때문에 전향 보상 성분의 크기도 다른 것을 확인할 수 있었다.

시뮬레이션 결과 파형 2

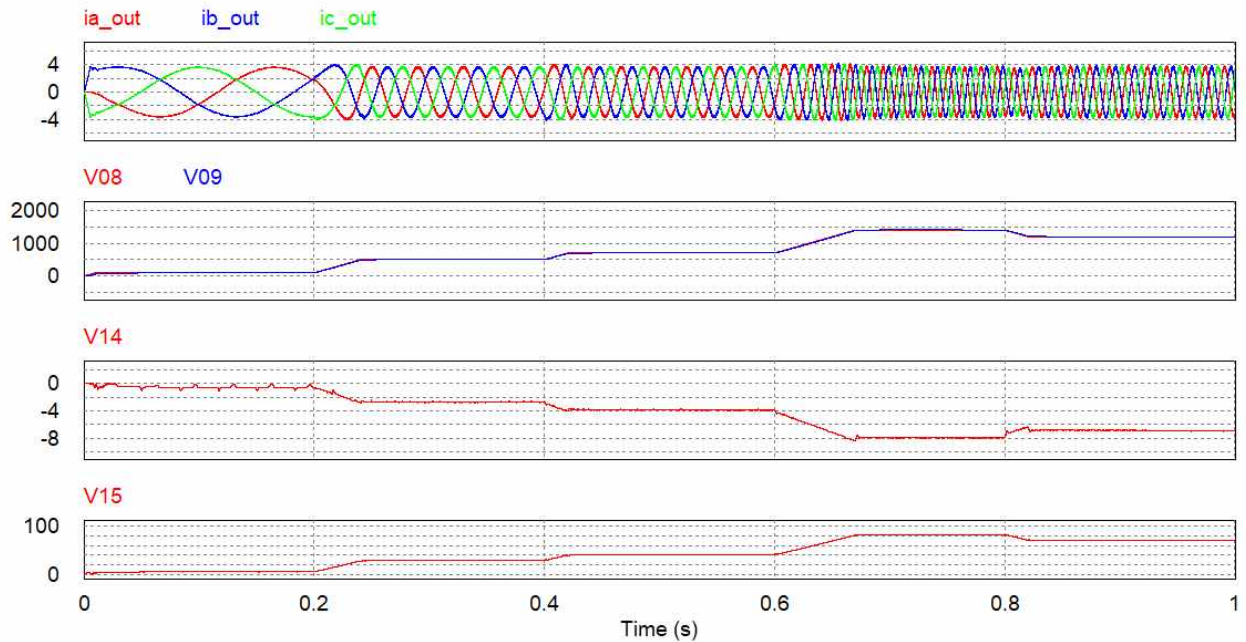


그림 15. 시뮬레이션2

<RPM slope 감소>

Feedforward 성분 있을 때, RPM slope= 0.01

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

시뮬레이션 결과 총 네 가지의 파형을 관찰할 수 있었다.

(1) 3상 전류, (2) 속도 지령과 실제 속도, (3) 동기좌표계 d축 전압 지령 (4) 동기좌표계 q축 전압 지령

(1) 3상 전류는 시뮬레이션1과 같이 속도 지령이 낮을 때는 주파수의 크기가 작았지만 속도 지령이 높아짐에 따라 주파수가 커지는 것을 확인할 수 있다. 이 전 시뮬레이션과 비교해 봤을 때 과도상태일 때 즉, t=0.2, 0.4, 0.6, 0.8 초에서 3상 전류에 리플이 생기지 않음을 확인할 수 있었다. 속도 지령을 slope=0.01인 ramp 입력으로 해줌에 따라 속도 지령의 기울기가 완만하게 올라가기 때문에 전류 오버슈트가 발생하지 않았다.

(2) 이 전 시뮬레이션에서 지령값의 변화가 너무 가파르기 때문에 오버슈트가 생겼다고 판단하여 시뮬레이션2는 속도 지령의 기울기를 더 완만하게 해주었다. 그림 (16)과 같이 속도지령을 원하는 속도에 도달할 때까지 더해주는 식으로 코드를 작성했다.

```
if (SpeedRefLit > SpeedRef) { SpeedRef += Rpm_slope; }
else if (SpeedRefLit < SpeedRef) { SpeedRef -= Rpm_slope; }
else if (SpeedRefLit - SpeedRef < Rpm_slope) { SpeedRef = SpeedRefLit; }
```

그림 16. ramp 속도 지령을 만들어주는 코드

그 결과 그림 (15)와 같이 속도지령이 완만한 ramp 형태로 증가하였고, 실제 속도와 속도 지령을 비교해 보았을 때 오버슈트가 발생하지 않는 것을 확인할 수 있었다.

(3),(4) 동기좌표계의 d축 q축 전압 지령은 그림 (15)과 같이 나타났는데, 이 전과 달리 과도 상태에서 큰 오버슈트를 보이지 않았다. 대신 d축 동기 좌표계 전압 그래프에서 $t=0.2$ 초 이전까지 전압 지령에 약간의 리플이 발생한 것을 확인할 수 있었다. 이러한 현상의 원인을 알아보기 위해 d-q축의 feedback 성분과 feedforward 성분을 살펴보았다.

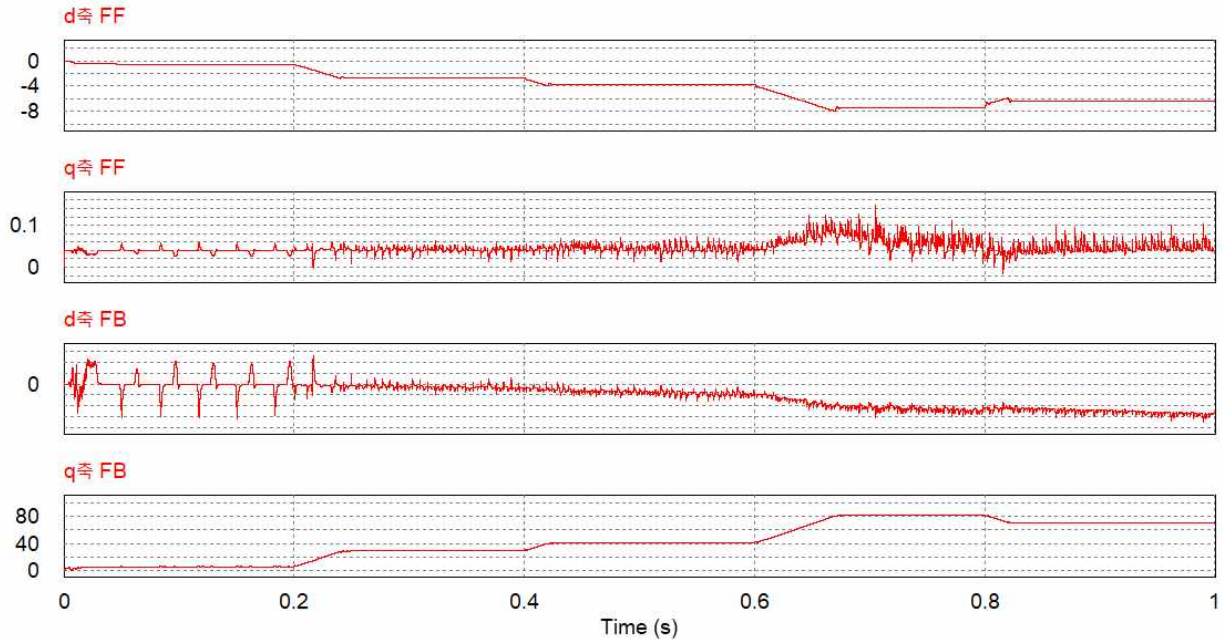


그림17. d-q축 피드백, 전향 보상 성분

그래프를 통해 그 답을 찾을 수 있었다. d축의 feedback 성분이 초기에 리플이 생겼기 때문이다. 이 원인은 초기 d축 동기좌표계 전류 오차를 구하는 과정에서 생긴 것이라고 판단된다.

이제 전향보상성분의 유무에 따른 d-q축 동기좌표계 전압 지령을 관찰해보기 위해 각각의 시뮬레이션을 한 뒤 합쳐보았다.

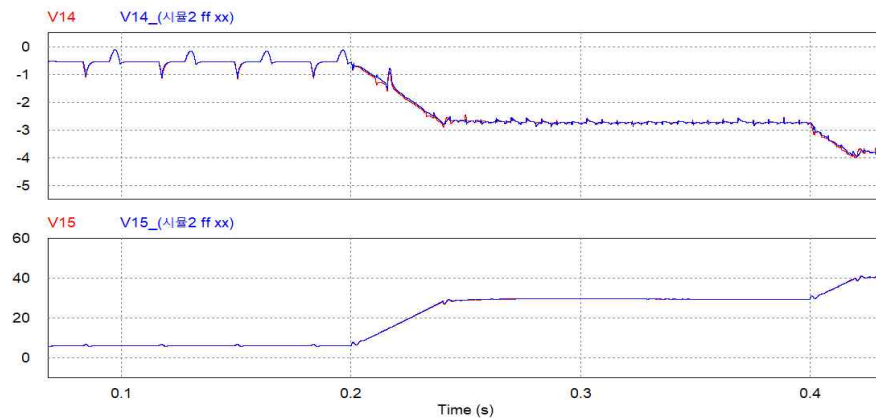


그림18. 전향 보상 성분 유무에 따른 d-q축 전압 지령

그림 (17)로부터 알다시피 d축과 q축 모두 전향 보상 성분이 존재한다. 하지만 q축은 전향 보상성분이 매우 작기 때문에 그림 (18)을 통해 비교를 해봤을 때 큰 차이가 보이지 않았다. 반면에 d축은 과도 상태에서 전향보상 성분에 따른 차이를 확인할 수 있었다.

분석 결과: 시뮬레이션1의 조건에서 ramp 입력의 slope를 0.01로 바꿔주었을 때, 속도 지령이 완만하게 증가함에 따라 오버슈트가 생기지 않는 것을 확인할 수 있었다. 전향 보상 성분과 피드백 성분을 시뮬레이션을 통해 확인할 수 있었으며 전향보상 성분의 유무에 따라 d축은 전향 보상 성분의 크기가 크기 때문에 차이가 눈에 보일정도로 발생하는 반면 q축은 전향 보상 성분이 매우 작기 때문에 그 차이가 두드러지게 보이지는 않았다.

시뮬레이션 결과 파형 3

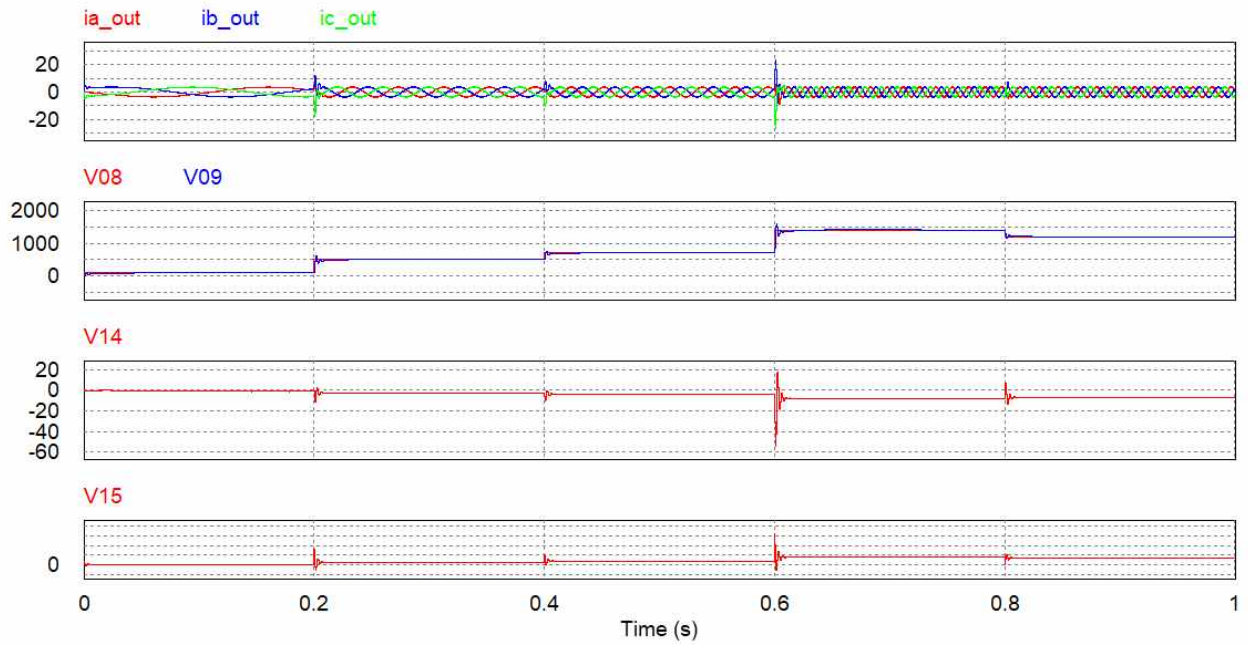


그림19. 시뮬레이션3

<RPM slope 증가>

Feedforward 성분 있을 때, 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

시뮬레이션 결과 총 네 가지의 파형을 관찰할 수 있었다.

(1) 3상 전류, (2) 속도 지령과 실제 속도, (3) 동기좌표계 d축 전압 지령 (4) 동기좌표계 q축 전압 지령

(1), (2) Slope가 10 일 때, slope가 1인 시뮬레이션1과 비교한 그래프는 그림 (20)과 같다.

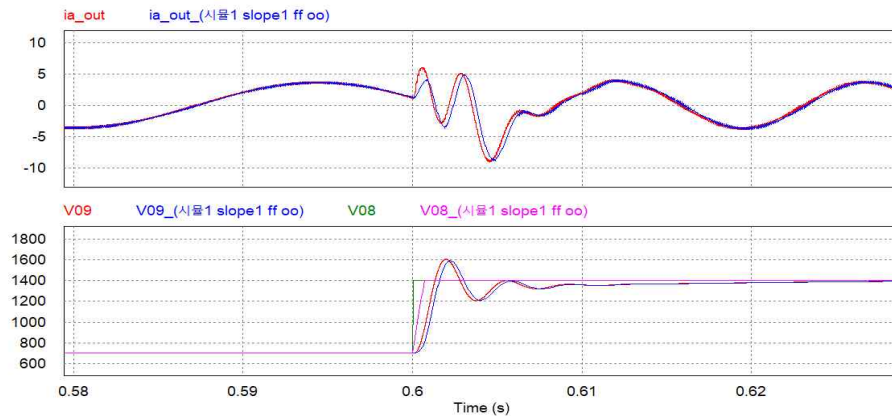


그림20. slope 10, 1 일 때의 a상 전류와 실제 속도 (t=0.6s)

Slope이 1일 때와 10일 때를 비교한 결과 slope를 10으로 하게 되면 속도 지령이 step 입력처럼 되고 때문에 오버슈트가 더 크게 발생하는 것을 확인할 수 있다. 하지만 slope=10의 경우 속도 지령이 더 빠르게 증가하기 때문에 응답 속도는 slope=1 일 때 보다 조금 더 빠른 것을 확인할 수 있다.

(3),(4) 동기좌표계의 d축 q축 전압 지령은 그림 (19)와 같이 나타났는데, 속도 지령의 기울기가 커짐에 따라 과도 상태에서의 오버슈트 역시 커진 것을 확인할 수 있었다. 전향 보상 성분의 유무에 따른 d-q축 동기좌표계 전압 지령을 관찰해보기 위해 각각의 시뮬레이션을 한 뒤 합쳐보았다.

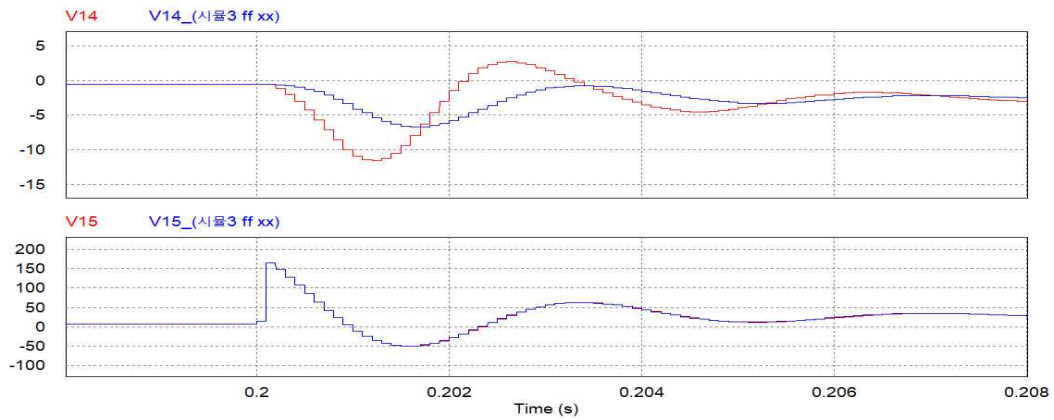


그림21. 전향 보상 성분 유무에 따른 d-q축 전압 지령

그 결과 앞서 본 시뮬레이션들의 경향과 같이 d축의 동기 좌표계 전압 지령은 전향 보상 성분의 유무에 따른 차이가 눈에 보일정도로 발생하는 반면 q축은 큰 차이를 보이지 않았다. 하지만 앞선 시뮬레이션의 경험을 바탕으로 q축 역시 전향 보상 성분이 존재하는 것을 알 수 있다.

분석 결과: 시뮬레이션1의 조건에서 ramp 입력의 slope를 10으로 바꿔주었을 때, 속도 지령이 가파르게 증가함에 따라 오버슈트가 더 크게 생기며, 응답 속도가 조금 더 빠른 모습을 확인할 수 있었다. d-q축 동기좌표계 전압 지령은 앞선 시뮬레이션들과 같이 전향보상 성분의 유무에 따라 관측해보았다. 그 결과 d축은 전향 보상 성분의 크기가 크기 때문에 차이가 눈에 보일정도로 발생하는 반면 q축은 전향 보상 성분이 매우 작기 때문에 그 차이가 두드러지게 보이지는 않았다.

추가적으로 속도 지령 입력을 ramp입력이 아닌 step입력을 넣었을 때를 관찰하기 위해 시뮬레이션을 진행했다.

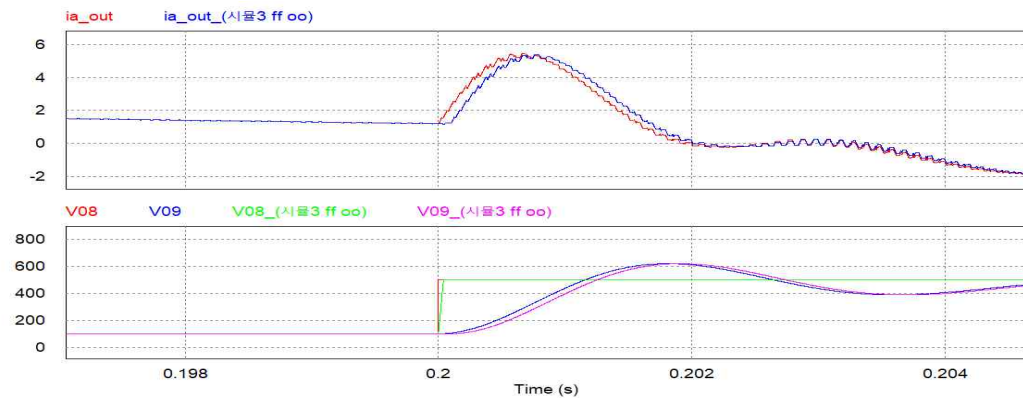


그림22. Step input과 기울기 10을 가지는 ramp 입력의 a상 전류, 속도

Step입력은 그림 (23)과 같이 코드를 이용해서 만들어 주었다.

```
if (t < 0.2) { SpeedRef = 100; }
else if (0.2 <= t && t < 0.4) { SpeedRef = 500.; }
else if (0.4 <= t && t < 0.6) { SpeedRef = 700.; }
else if (0.6 <= t && t < 0.8) { SpeedRef = 1400.; }
else { SpeedRef = 1200.; }
```

그림23. Step 입력을 만들어주는 코드

그 결과 그림 (24)와 같이 Step 입력의 오버슈트가 slope=10 인 ramp입력의 오버슈트 보다 약 0.15 만큼 큰 것을 확인할 수 있었다. 또한 앞의 경향과 마찬가지로 step 입력에 의한 응답이 지령을 더 빨리 전달하기 때문에 ramp 입력에 의한 응답보다 더 빠른 응답을 보이는 것을 확인할 수 있었다.

V09	6.1837810e+002	: step input
V09_(시뮬3 ff oo)	6.1823203e+002	: ramp input

그림 24. Step 입력과 ramp 입력의 오버슈트

시뮬레이션 결과 파형 4

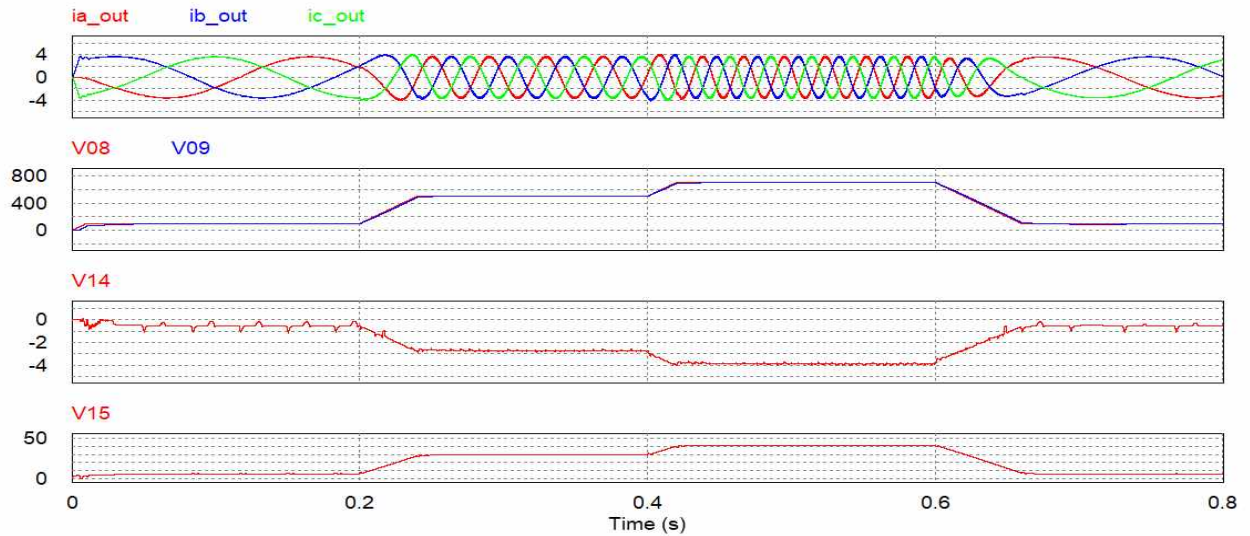


그림25. 시뮬레이션4

<시간에 따른 속도 지령 변경>

Feedforward 성분 있을 때, slope=0.01 ramp input

$t < 0.2$ 일 때 Speed=100, $t < 0.4$ 일 때 Speed=500, $t < 0.6$ 일 때 Speed=700, $t < 0.8$ 일 때 Speed=100

시뮬레이션 결과 총 네 가지의 파형을 관찰할 수 있었다.

(1) 3상 전류, (2) 속도 지령과 실제 속도, (3) 동기좌표계 d축 전압 지령 (4) 동기좌표계 q축 전압 지령

(1) 시뮬레이션2의 경우에서 속도 지령을 바꿔 주었을 때를 보는 것이다. 속도 지령과 주파수의 비례 관계는 앞서 살펴본 바와 같이 비례 관계임을 확인할 수 있다. 이번 시뮬레이션 역시 slope=0.01이기 때문에 전류의 오버슈트가 발생하지 않는 것을 확인할 수 있다.

(2) 그래프를 통해 실제 속도는 속도 지령을 잘 추종하는 것을 확인할 수 있다. Slope=0.01로 설정하게 되면서 앞선 시뮬레이션2와 같이 속도 지령과 실제 속도 간 오차가 많이 감소했다.

(3), (4) 동기좌표계의 d축 q축 전압 지령은 그림 (25)와 같이 나타났다. 시뮬레이션2와 마찬가지로 과도 상태에서 큰 오버슈트를 보이지 않았다. 전향 보상 성분의 유무에 따른 동기 좌표계 전압 지령을 알아보기 위해 두 시뮬레이션을 한 그래프에 나타내었다.

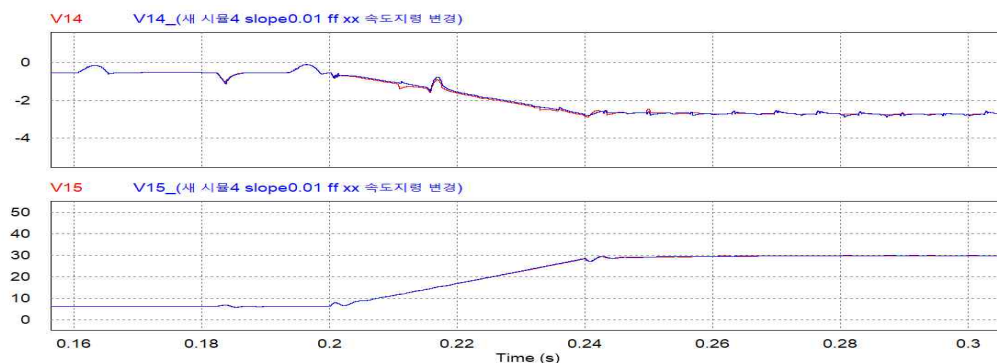


그림26. 전향 보상 성분의 유무에 따른 동기좌표계 전압 지령 ($t=0.2s$)

과도 상태인 $t=0.2s$ 에 대해서 그래프를 관찰한 결과 d축은 feedforward 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.

분석 결과: 시뮬레이션2와 같은 조건에서 속도 지령을 변화시켜주었고 그 결과 속도 지령에 대한 변화를 잘 추종하는 것을 확인할 수 있었다.

시뮬레이션 결과 파형 5

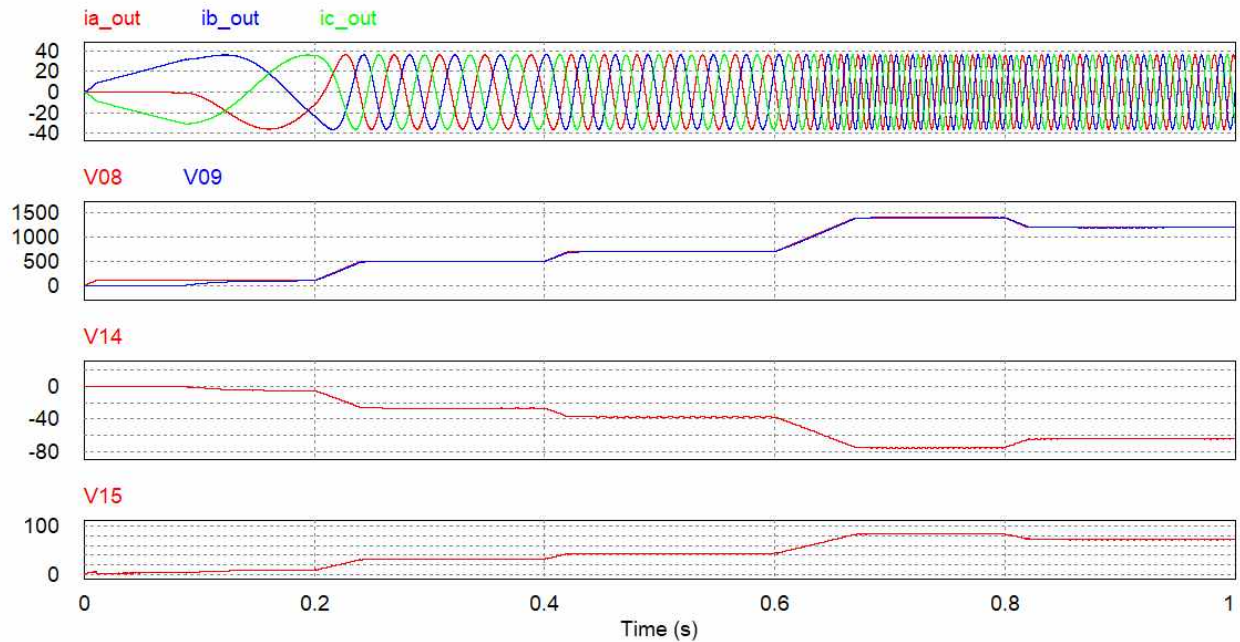


그림27. 시뮬레이션5

<토크 부하 변경> 3 -> 30

Feedforward 성분 있을 때, slope=0.01 ramp input

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

시뮬레이션 결과 총 네 가지의 파형을 관찰할 수 있었다.

(1) 3상 전류, (2) 속도 지령과 실제 속도, (3) 동기좌표계 d축 전압 지령 (4) 동기좌표계 q축 전압 지령

(1) 시뮬레이션2의 경우에서 토크 부하를 3에서 30으로 바꿔 주었을 때를 보는 것이다. 시뮬레이션2 보다 토크부하가 10배 증가하자 3상 전류의 크기도 10배 증가하였다. 부하 토크가 3일 때는 t<0.2s 까지 한 주기의 사인파를 그렸지만 부하 토크가 30일 때는 t<0.2s 이전에 한 주기의 사인파를 나타내지 못했다. 이는 부하 토크가 커짐에 따라 초기에 과도상태가 길어졌기 때문이다. 그림 (28)은 전향 보상 성분에 따른 a상 전류를 나타낸 것이다. 전향 보상 성분이 있는 경우가 그렇지 않은 경우에 비해서 조금 더 반응 속도가 빠른 것을 확인할 수 있다.

(2) 실제 속도는 초기 t<0.2s 부분을 제외하고는 속도 지령을 속도를 잘 추종하고 있다. 전류 파형에서도 보았듯이 초기에 과도상태가 길어짐에 따라 속도 지령은 100이지만 실제 속도는 천천히 증가하다가 0.18s가 되어서야 속도 지령을 추종하는 것을 확인할 수 있다.

(3), (4) 동기좌표계의 d축 q축 전압 지령은 그림 (28)과 같이 나타났다. d-q축 모두 전향 보상 성분을 추가했을 때가 과도상태에서 조금 더 낮은 값을 갖는다. 이를 통해서 전향 보상 성분이 음의 값을 알 수 있다. 실제로 그러한지 보기 위해 시뮬레이션을 진행했고 그 결과는 그림 (29)와 같다.

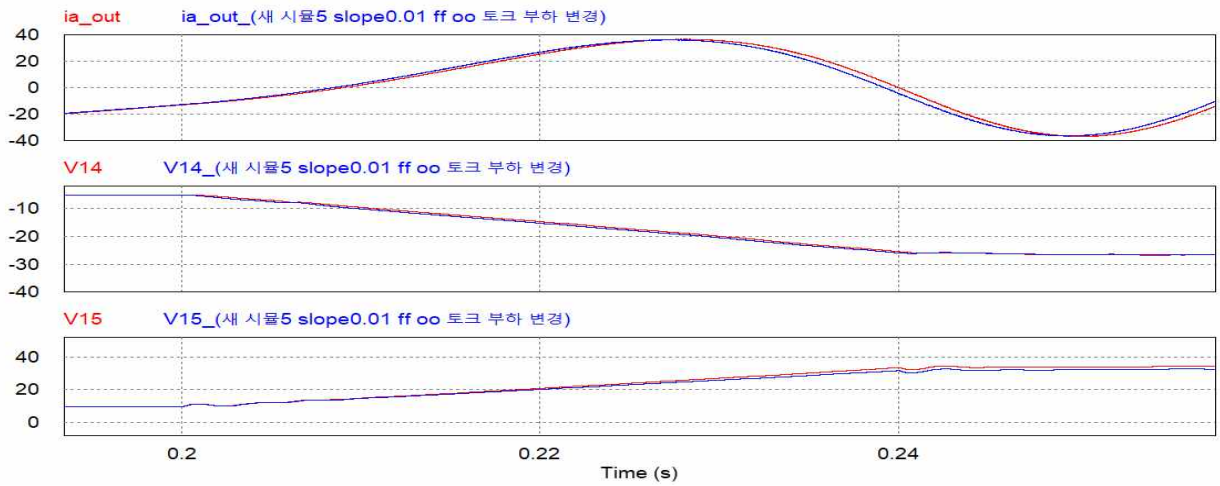


그림28. 전향보상 성분 유무에 따른 a상 전류와 d-q축 동기 좌표계 전압 지령

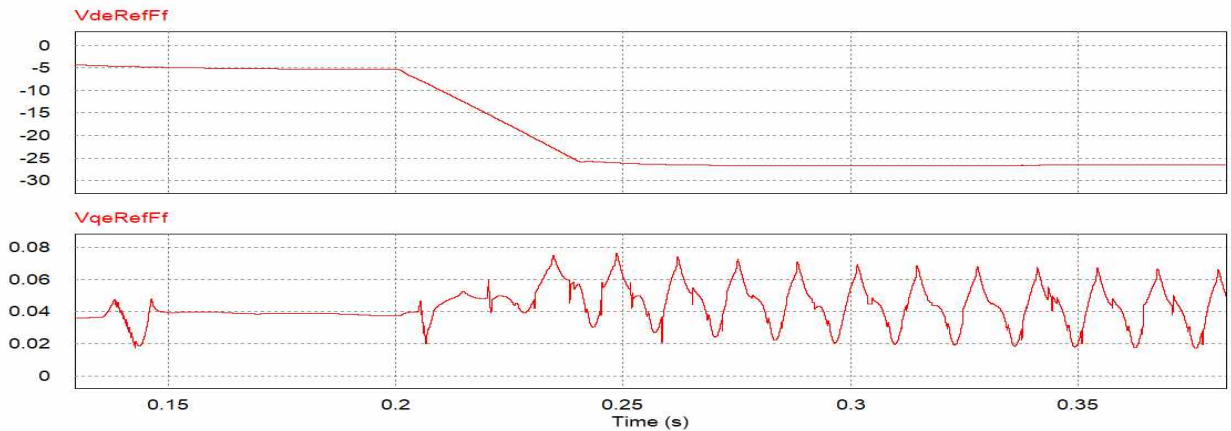


그림29. d-q축의 전향보상 성분

d축에 대해서는 앞서 가정했듯이 전향 보상 성분이 음의 값이 나왔다. 하지만 q축의 경우 전향 보상성분이 양의 값이 나온 것을 볼 수 있었다. 원인을 알아보기 위해서 q축의 피드백 성분을 살펴보았다. 그 결과 그림 (30)과 같이 전향 보상 성분의 유무에 따라서 q축의 피드백 성분이 달라지는 것을 확인할 수 있었다.

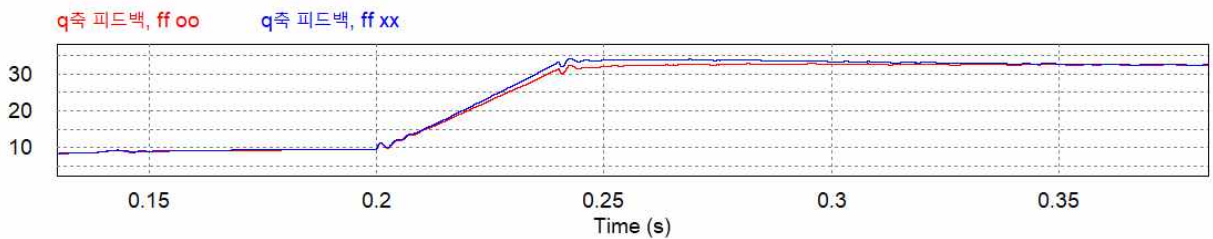


그림30. 전향 보상 성분 유무에 따른 q축 피드백 성분

분석결과: 부하 토크가 커짐에 따라 초기에 과도상태가 길어졌기 때문에 전류와 실제 속도 모두 초기에 오차가 발생한다. 또한 전류의 최대, 최소값이 부하가 10배 증가함에 따라 약 10배 증가했다. 동기 좌표계 전압의 경우 전향 보상 성분을 추가했을 때가 그렇지 않을 때보다 더 낮은 값을 갖는 것을 확인할 수 있었다. 수식을 통해 봤을 때 전향 보상성분의 유무에 관계없이 피드백 성분은 같을 것이라고 판단했지만 그림 (30)을 통해 그렇지 않다는 것을 확인해 볼 수 있었다.

시뮬레이션 결과 파형 6

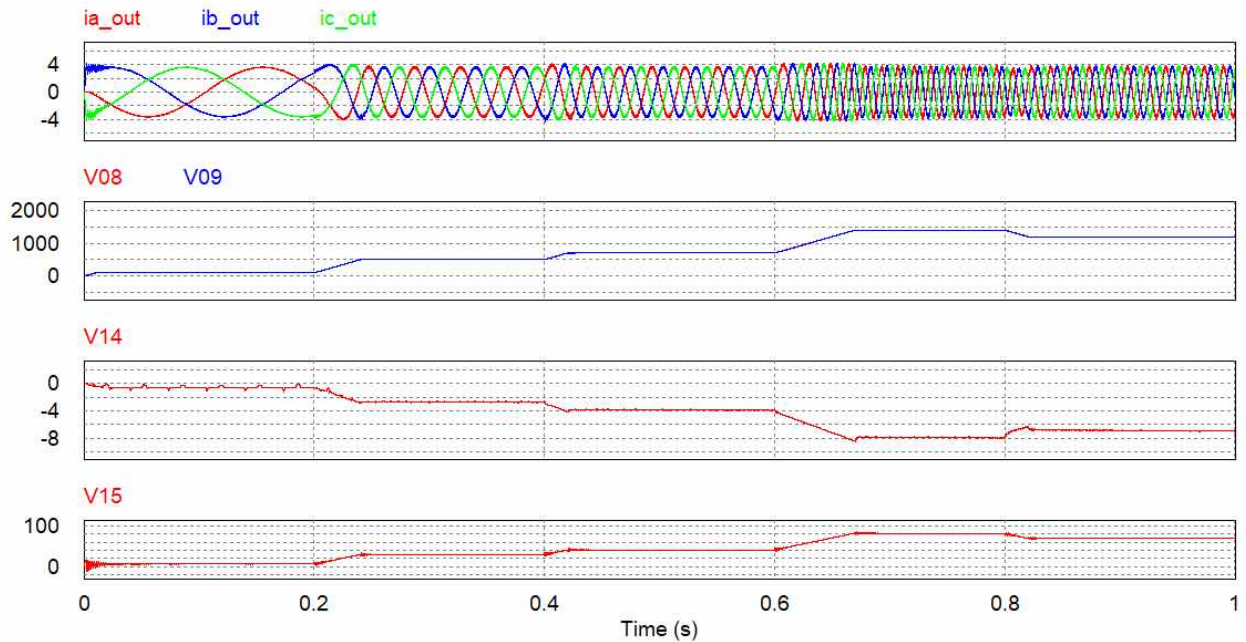


그림31. 시뮬레이션6

<속도 제어기 대역폭 변경> 200->800

Feedforward 성분 있을 때, slope=0.01 ramp input

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

시뮬레이션 결과 총 두 가지의 파형을 관찰할 수 있었다.

(1) 3상 전류, (2) 속도 지령과 실제 속도 (3) 동기좌표계 d축 전압 지령 (4) 동기좌표계 q축 전압 지령

(1) 시뮬레이션2와 비교했을 때 속도제어기의 대역폭을 4배 증가시켰다. 그 결과 3상 전류는 초기 16ms 까지 b상과 c상의 전류 리플이 발생하였다. 하지만 이내 리플은 감소하였고 기울기가 증가하는 ramp 입력 구간에서는 3상이 크게, 기울기가 감소하는 ramp 입력 구간에서는 3상이 작게 나타났다.

(2) 시뮬레이션2와 같게 실제 속도가 지령 속도를 잘 따라갔다.

(3), (4) 시뮬레이션2와 비교했을 때 d축 동기 좌표계 전압 지령은 큰 변화가 없었지만 q축 동기 좌표계 전압 지령은 과도구간에서 리플이 생긴 것을 확인할 수 있다.

만약 속도 제어기와 전류 제어기의 대역폭이 같아진다면 어떻게 될지 시뮬레이션을 진행했다. 그 결과 그림 (31)보다 더 많은 리플이 발생하는 것을 확인할 수 있었다.

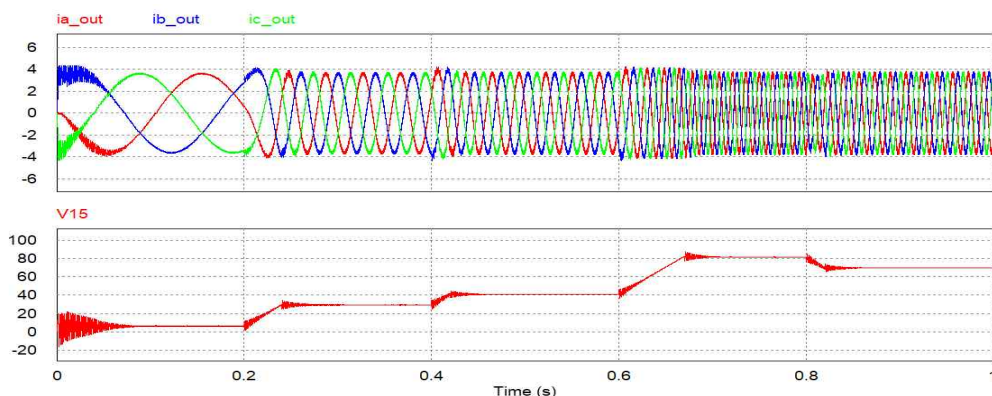


그림32. 속도제어기의 대역폭과 전류제어기의 대역폭이 같을 때

분석 결과: 보통 안정적인 제어를 위해서는 속도 제어기의 대역폭을 전류제어기의 1/5 정도로 설정한다. 이번 시뮬레이션에서는 속도제어기를 증가시켰을 때의 파형을 관찰해보았다. 3상 전류와 q축 동기좌표계 전압 지령에서 큰 차이를 보였는데, 두 경우 모두 다 시뮬레이션2에 비해서 리플이 증가했다. 제어기의 이득이 너무 크게 증가하게 되면 불안정한 제어가 되기 때문이다. 이러한 이유로 속도 제어기의 대역폭을 800에서 1000으로 증가시켰을 때는 더 큰 리플이 발생하게 되었다. 즉, 속도제어기의 대역폭이 200에서 800, 1000으로 증가함에 따라 제어기가 제어를 잘 하지 못했다고 볼 수 있다.

만약 속도 제어기의 대역폭과 전류제어기의 대역폭의 비율을 1:5로 맞춰준 상태에서 둘 다 대역폭을 늘리게 되면 어떻게 될까? 그 결과는 그림 (33)과 같다.

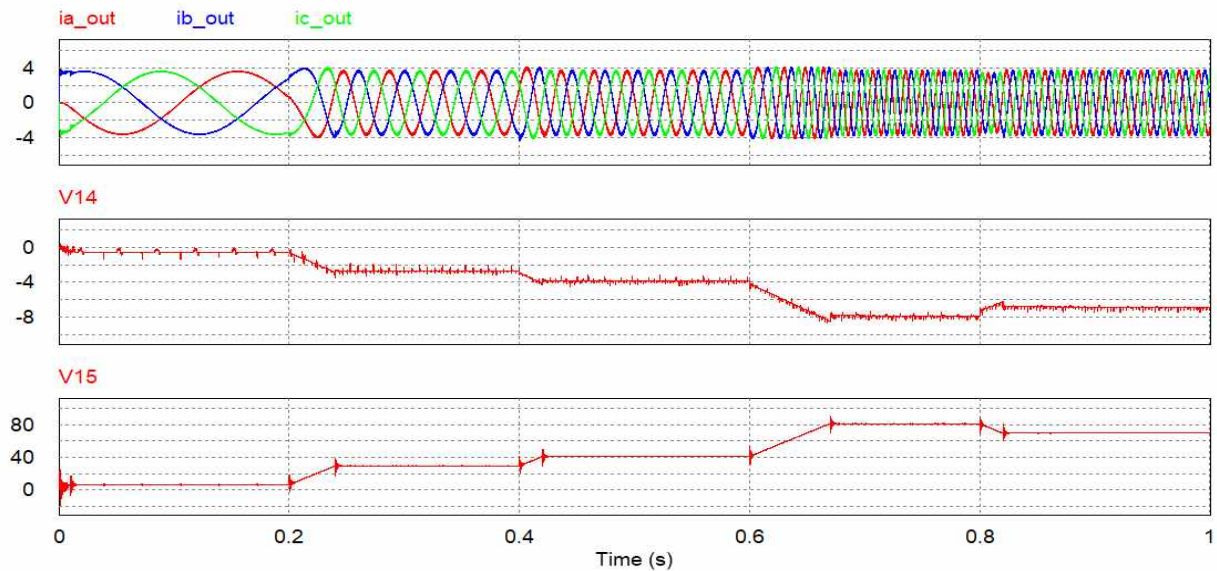


그림33. 전류 제어기 이득=5000, 속도 제어기 이득=1000

그 결과 d축 동기좌표계 전압 지령의 경우 모든 구간에서 리플이 발생하였고, q축 동기좌표계 전압 지령의 경우 ramp입력의 시작과 끝 지점에서 리플이 발생하였다. 단순히 비율을 맞춘다고 해서 리플이 사라지는 것이 아님을 확인할 수 있었다. 제어기의 이득을 설정할 때 제어기간 비율도 중요하지만, 그 크기도 중요하다는 사실을 알 수 있었다. 때문에 적절한 제어기의 이득을 설정하는 것이 핵심이 된다.

[4] 고찰

이번 설계는 영구 자석 동기 전동기를 이용한 속도 제어기 설계에 관한 내용을 다뤘다. 영구 자석 동기 전동기 중에서도 d축과 q축의 길이가 다른 매입형 영구자석 동기 전동기(IPMSM)을 이용했다. 회로도에서 실제로 모터를 추가 한 뒤 모터의 parameter에 맞는 값을 입력시켜 주었다. 모터의 출력축에는 엔코더와 부하를 달았다. 속도 제어를 할 시에는 토크 부하를 달고, 전류 제어를 할 시에는 속도 부하를 달아야 한다. 보통 엔코더를 리졸버보다 더 많이 쓰는데 그 이유는 엔코더가 고분해능 구성이 가능하고 제어회로 구성이 간단하며 저비용이기 때문이다.

먼저 시뮬레이션1은 RPM slope=1인 경우에 대해서 주어진 속도 지령에 따른 변화를 관측해보았다. 출력 파형은 3상 전류, 속도 지령과 실제속도, 동기좌표계 d-q축 전압지령을 보았다. 그 결과 전체적인 파형을 보면 원하는 속도지령을 잘 추종하는 실제 속도를 확인할 수 있었다. 하지만 3상 전류 파형과 실제 속도 파형을 보면 약간의 오버슈트가 발생하는 것을 확인할 수 있었다.

초기에 오버슈트를 줄여주기 위해 ramp입력을 사용한 것이었는데, 기울기가 생각보다 가파르기 때문에 크게 오버슈트가 감소한 것 같지 않았다. 전향 보상 성분 유무에 따른 d-q축 동기좌표계 전압 지령도 확인을 해 볼 수 있었는데, 시뮬레이션을 통해 전향 보상 성분이 두 축 모두 존재함을 확인할 수 있었고, d축과 q축을 제어해 주는 값이 다르기 때문에 전향 보상 성분의 크기도 다른 것을 확인할 수 있었다.

시뮬레이션2는 앞선 시뮬레이션1에서 RPM slope을 0.01로 바꿨다. 이전 시뮬레이션에서 오버슈트를 완전히 줄여주지 못했기 때문에 기울기가 좀 더 완만하게 증가하도록 설정해준 것이다. 그 결과 속도 지령이 완만하게 증가함에 따라 오버슈트가 생기지 않는 것을 확인할 수 있었다. 전향 보상 성분과 피드백 성분 또한 시뮬레이션을 통해 확인할 수 있었으며 전향보상 성분의 유무에 따라 d축은 전향 보상 성분의 크기가 크기 때문에 차이가 눈에 보일 정도로 발생하는 반면 q축은 전향 보상 성분이 매우 작기 때문에 그 차이가 두드러지게 보이지는 않았다.

시뮬레이션3은 반대로 RPM slope을 10으로 바꿔주었다 조금 더 계단 입력에 가까운 속도 지령을 주었고 그에 따라 오버슈트가 더 증가할 것으로 예상했다. 예상대로 속도 지령이 가파르게 증가함에 따라 오버슈트가 더 크게 생겼다. 추가적으로 다른 점은 응답 속도가 조금 더 빨라졌다는 점이다. 속도 지령이 급격하게 변하다 보니 응답속도도 좀 더 빨라졌다고 생각한다.

d-q축 동기좌표계 전압 지령은 앞선 시뮬레이션들과 같이 전향보상 성분의 유무에 따라 관측해보았다. 그 결과 d축은 전향 보상 성분의 크기가 크기 때문에 차이가 눈에 보일 정도로 발생하는 반면 q축은 전향 보상 성분이 매우 작기 때문에 그 차이가 두드러지게 보이지는 않았다.

시뮬레이션4는 시뮬레이션2와 같은 조건에서 시간에 따른 속도 지령을 변경시켜줬고 그 결과 속도 지령에 대한 변화를 잘 추종하는 것을 확인할 수 있었다.

시뮬레이션5는 토크부하를 3에서 30으로 변화 시켰을 때의 변화에 대해서 살펴보았다. 그 결과 부하 토크가 커짐에 따라 초기에 과도상태가 길어졌기 때문에 전류와 실제 속도 모두 초기에 오차가 발생했다. 또한 전류의 최대, 최소값이 부하가 10배 증가함에 따라 약 10배 증가했다. 동기 좌표계 전압의 경우 전향 보상 성분을 추가했을 때가 그렇지 않을 때보다 더 낮은 값을 갖는 것을 확인할 수 있었다. 수식을 통해 봤을 때 전향 보상성분의 유무에 관계없이 피드백 성분은 같을 것이라고 판단했기 때문에 피드백 성분만 관찰해 보았지만 그렇지 않은 것을 확인할 수 있었다.

시뮬레이션6은 속도 제어기의 대역폭을 변경해보았다. 보통 안정적인 제어를 위해서는 속도 제어기의 대역폭을 전류 제어기의 1/5 정도로 설정한다. 속도 제어기의 대역폭을 800, 전류 제어기의 대역폭을 1000으로 설정했을 때 3상 전류와 q축 동기좌표계 전압 지령에서 큰 차이를 보였는데, 두 경우 모두 다 시뮬레이션2에 비해서 리플이 증가했다.

그 다음으로 속도제어기의 대역폭을 1000으로 해서 전류제어기와 같은 대역폭을 갖도록 해줬다. 그 결과 속도제어기가 800의 대역폭을 가질 때보다 더 큰 리플이 발생되었다. 즉, 이득값이 바뀔에 따라서 제어기가 동작을 잘 하지 못하였다. 속도 제어기의 대역폭이 1000일 때 1:5의 비율로 전류 제어기의 대역폭이 5000으로 설정해줬을 때의 동작 여부가 궁금했다. 이론상으론 너무 큰 이득은 시스템을 불안정하게 할 수 있다는 사실을 염두하고 시뮬레이션을 진행했다. 역시나 시뮬레이션2와 달리 과도상태일 때의 리플이 보이는 것을 확인할 수 있었다. 하지만 속도제어기와 전류제어기의 대역폭이 1000일 때보다는 과도상태일 때의 리플이 감소했다.

즉, 전류제어기와 속도제어기는 이득의 비율도 중요하지만 이득의 크기 또한 중요하다는 사실을 알 수 있었다. 이러한 이유들 때문에 제어기의 이득을 사용자가 원하는 적절한 값으로 설정하는 것이 매우 중요하다.

[5] 참고문헌

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