creative commons
COMMONS DEED

저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:

저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.

비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.

변경금지. 귀하는 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공할 수 없습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 이용허락규약(Legal Code)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

Disclaimer

dCollection

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

[UCI]I804:24011-200000266681

2018年　2月
碩士學位　論文

영구자석 동기모터의 파라미터 식별방법을 사용한 제어기 자동 이득 산정에 관한 연구

朝鮮大學校 大學院

電氣工學科

金　容　輝

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

영구자석 동기모터의 파라미터 식별방법을 사용한 제어기 자동 이득 산정에 관한 연구

A Study on Automatic Control Gain Adjustment Method with Parameter Identification of Permanent Magnet Synchronous Machine

2018年 2月 23日

朝鮮大學校 大學院

電氣工學科

金 容 輝

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

영구자석 동기모터의 파라미터 식별방법을 사용한 제어기 자동 이득 산정에 관한 연구

指 導 敎 授　金　宰　弘

이 論文을 工學碩士學位 申請論文으로 提出함.

2017年 10月

朝鮮大學校 大學院

電氣工學科

金　容　輝

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

金容輝의 碩士學位論文을 認准함

委 員 長　朝鮮大學校 教授　金　容　載　印

委　　員　朝鮮大學校 教授　金　南　勳　印

委　　員　朝鮮大學校 教授　金　宰　弘　印

2017年 11月

朝鮮大學校 大學院

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

목차

Ⅰ. 서론 ····· 1

Ⅱ. 영구자석 동기모터 제어시스템의 수학적 모델링을 위한 이론적 고찰 ····· 3

A. 영구자석 동기모터 자속 모델링 ····· 3

B. 영구자석 동기모터 전압 방정식의 구성 ····· 8

C. 영구자석 동기모터 토크 방정식의 구성 ····· 10

Ⅲ. 영구자석 동기모터 제어 모델의 구성 ····· 11

A. 영구자석 동기모터 드라이브 제어 시스템 ····· 11

B. 전류 제어기의 모델링 ····· 12

1. 자동 전류이득 설정과정 ····· 13

2. 전류 제어기 튜닝 및 분석 ····· 14

C. 속도 제어기의 모델링 ····· 17

1. 자동 속도이득 설정과정 ····· 18

2. 속도 제어기 튜닝 및 분석 ····· 19

D. 위치 제어기의 모델링 ····· 22

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

1. 자동 위치이득 설정과정 ····· 22
2. 위치 제어기 튜닝 및 분석 ····· 24
E. 제어기 자동 이득 산정 알고리즘 ····· 26

Ⅳ. 영구자석 동기모터 파라미터의 식별 ····· 27
A. 전기적 파라미터 식별 ····· 27
1. 권선 저항의 식별 ····· 27
2. 고정자 인덕턴스의 식별 ····· 30
3. 역기전력 상수의 식별 ····· 32
B. 기계적 파라미터 식별 ····· 36
1. 관성 모멘트 및 마찰계수의 식별 ····· 36

Ⅴ. 시뮬레이션 결과 및 고찰 ····· 40
A. 시뮬레이션 모델 ····· 39
B. 제어기 응답특성 ····· 42
1. 전류 제어기 응답특성 ····· 41
2. 속도 제어기 응답특성 ····· 44
3. 위치 제어기 응답특성 ····· 46
C. 파라미터 식별성능 ····· 48

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

1. 권선저항 식별성능 ····· 48
2. 고정자 인덕턴스 식별성능 ····· 50
3. 역기전력 상수 식별성능 ····· 52
4. 관성 모멘트, 마찰계수 식별성능 ····· 54

Ⅵ. 결론 ····· 58

References ····· 60

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

표 목차

표 1. 전류 제어기 이득 값 ····· 41

표 2. 속도 제어기 이득 값 ····· 41

표 3. 위치 제어기 이득 값 ····· 41

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

그림 목차

그림 1. 2가지 종류의 영구자석 동기전동기 ····· 3

그림 2. 좌표변환 과정 ····· 4

그림 3. IPMSM의 블록 다이어그램 ····· 11

그림 4. 직렬종속구조로 이루어진 제어 시스템 블록 다이어그램 ···· 11

그림 5. 피드포워드 보상 후 전류제어기 블록 다이어그램 ····· 11

그림 6. 근사화 된 전류제어루프 ····· 15

그림 7. 속도제어계의 개루프 보데선도 ····· 17

그림 8. 전류제어기가 근사화 된 속도제어기 블록 다이어그램 ····· 17

그림 9. 근사화 된 속도제어 루프 ····· 20

그림 10. 전류 및 속도제어루프가 근사화 된 위치제어 루프 ····· 23

그림 11. 제어기 자동 이득 산정 과정 흐름도 ····· 65

그림 12. PMSM의 d축 등가회로 ····· 27

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

그림 13. 권선저항 식별을 위한 d상 전압인가 ····· 28

그림 14. 고정자 인덕턴스 식별을 위한 d상 전압인가 ····· 30

그림 15. 영구자석 동기모터의 q상 등가회로 ····· 32

그림 16. 상태관측기가 포함된 모터 전기적 시스템 모델링 ····· 34

그림 17. 기계적 시스템 모델 ····· 36

그림 18. 기계적 파라미터 식별 알고리즘 테스트 ····· 37

그림 19. IPMSM 시뮬레이션 모델 ····· 40

그림 20. 제어기 시뮬레이션 모델 ····· 40

그림 21. 파라미터 식별 시뮬레이션 모델 ····· 41

그림 22. 제안된 방식과 수동이득선정 방법의 비교 ····· 42

그림 23. 전류 입력에 따른 응답특성 ····· 43

그림 24. 제안된 방법과 수동이득선정 방식의 비교 ····· 44

그림 25. q축 전류입력에 따른 응답특성 ····· 45

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

그림 26. 제안된 방식의 위치제어기 응답특성 ····· 46

그림 27. 제안된 방식의 위치제어기 응답특성(확대) ····· 47

그림 28. 고정자 권선 저항 식별 알고리즘 테스트 ····· 48

그림 29. 인덕턴스 식별 알고리즘 테스트 ····· 50

그림 30. 역기전력 상수 식별 알고리즘 테스트 ····· 52

그림 31. 추정된 역기전력 상수 및 고주파 필터링 된 값 ····· 53

그림 32. 기존의 기계적 파라미터 식별 알고리즘 ····· 54

그림 33. 기계적 파라미터 식별 알고리즘 테스트 ····· 55

그림 34. 제안된 기계적 파라미터 식별 알고리즘 ····· 56

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

ABSTRACT

A Study on Automatic Control Gain Adjustment Method with Parameter Identification of Permanent Magnet Synchronous Machine

Yonghwi, Kim

Advisor : Prof. Jaehong, Kim Ph D.

Department of Electrical Engineering

Graduate School of Chosun University

Generally a high performance permanent magnet synchronous machine (PMSM) drive system is consisted of cascaded structure which has current, speed and position control loop. In the part of precision control, controller gains of each proportional integral controllers are determines accuracy of PMSM drive system. Methods for determining the controller gain values can be divided in two ways. One is manual controller gain values tuning using Routh-Hurwitz criterion and the other is auto tuning method based on parameter identification values.

This paper discusses an automatic gain tuning method of PI controller for PMSM drive system using parameter identification. Since the auto tuning algorithm uses identified parameter values in the tuning of the controller, the correct parameter identification of the system should be preceded. The proposed method used electrical and mechanical excitation

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

signals for identify parameters, and the controller tuning algorithm is implemented by using the pole zero cancellation method. As a result reduction of electrical, mechanical parameter estimation error and fast system response with no overshoot are shown.

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

Ⅰ. 서론

영구자석 동기모터는 최근 증가하는 모터 드라이브 산업 분야 중, 특히 서보 및 스핀들 모터 드라이브 등의 정밀 모터제어분야에서 그 구조적 장점 및 에너지 효율 등의 이유로 적합한 모터로 각광 받고 있다. 일반적인 모터 제어는 부하변동에 따른 피드백 신호가 제어기를 거쳐 최종적으로 모터에 인가되는 인버터의 출력 값이 얼마나 적절한지가 제어 정밀도를 결정하는 요인으로 작용한다[1,2].

전류, 속도, 위치제어루프로 구성되는 모터제어기에 사용되는 제어기는 특성방정식의 차수와 정상상태 오차제거 관계를 고려하여 P제어기, PI(Proportional Integral)제어기가 사용되며 PI제어기의 응답특성은 제어기의 비례/적분 이득 값을 적절이 산정하여 조정이 가능하며 이때 제어기 이득 값을 결정하는 방법은 크게 두 가지 방법으로 나눌 수 있다.

일반적인 방법으로는 시스템의 특성방정식을 구한 다음 Routh-Hurwitz 판별법을 사용하여 시스템의 영점의 범위를 정한 뒤, 적절한 s-평면의 좌 반면의 극값을 비례/적분 이득 값으로 수동으로 선정하는 방법과[1,5] 시스템 파라미터 값들을 식별(Parameter Identification)고 식별된 값을 바탕으로 제어기의 이득 값을 산정하는 방법이 대표적이다. 전자의 경우 제어기 이득 값을 일일이 계산하여야 하는 번거로움이 있는 반면, 후자의 경우 수동으로 계산하는 과정은 생략이 되므로 제어기 운용 효율이 높아지는 장점이 있다.

제어기 오토튜닝을 구현하는 방법 중 시스템의 극점을 제어기의 영점으로 상쇄하여 제어기의 출력 값이 입력 값을 추종하도록 만드는 PZ소거법(Pole-zero Cancellation)이 그 구현의 단순함과 뛰어난 응답특성 등의 이유로 오토튜닝 분야 전반에 걸쳐 두루 사용되고 있다[1,5,12]. 제어기 오토튜닝의 경우 정확한 시스템 파라미터 식별능력이 곧 제어 정밀도와 직결되므로 정확한 파라미터 식별 능력은 오토튜닝 분야에서 필수적이라 할 수 있다.

시스템 파라미터 식별을 위한 방식으로는 신호 주입 방식(Signal Injection Method), 순환 최소자승법 (Recursive Least Square, RLS Algorithm), 확장 칼만 필터 (Extended Kalman Filter, EKF)등 의 방법이 대표적으로 연구되고 있다

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

[6,14-24].

신호 주입 방식의 경우 전기적 파라미터만을 식별하고, 교번하는 신호의 영점 교차(Zero-crossing)시 파라미터 식별 오차가 발생되는 단점이 존재한다. 순환 최소 자승법의 경우 이전단계의 파라미터를 확보하여 시스템의 선형적인 함수를 구하는 과정에 있어 연산시간이 오래 걸리고 특히 저속영역에서의 오차가 다수 동반되는 단점이 존재하며, 확장 칼만 필터를 사용하는 방법의 경우 파라미터 식별 단계에서 시스템의 행렬 및 역행렬 계산과정이 필수적으로 포함됨에 따라 순환 최소 자승법의 경우와 마찬가지로 연산시간이 길어지는 단점을 동반한다. 따라서 정확한 파라미터 값 식별을 위해 위의 방법을 사용하기에는 다소 무리가 있다[15-24].

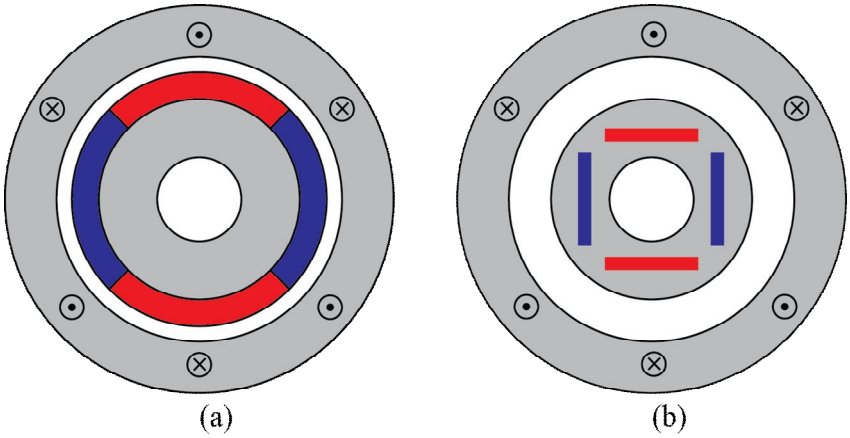
본 논문의 목적은 제어대상인 모터에 전기적, 물리적 여기신호를 인가하여 전기적, 기계적 파라미터 값을 오차 없이 정확하게 식별하고, 식별된 파라미터 값을 바탕으로 향상된 응답특성을 갖는 제어기 자동 이득 산정 알고리즘을 구현하는데 있다.

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

Ⅱ. 영구자석 동기모터 제어시스템의 수학적 모델링을 위한 이론적 고찰

A. 영구자석 동기모터 자속 모델링



(a) SPMSM (b) IPMSM

그림 1. 2가지 종류의 영구자석 동기전동기

영구자석 동기모터는 앞장에서 서술한 바와 같이 그 구조적 장점 및 에너지 밀도(전력 및 토크) 등의 이유로 산업전반 분야에 걸쳐 널리 사용되고 있다. 영구자석 동기모터는 회전자(Rotor)에 부착된 자석(Magnet)의 위치에 따라 표면부착형 영구자석 동기전동기(Surface Mounted Permanent Magnet Synchronous Machine, SPMSM)와 매입형 영구자석 동기전동기(Interior Permanent Magnet Synchronous Machine, IPMSM)의 두 가지 종류로 나눌 수 있다. 그림 1의 (a) SPMSM의 경우 (b) IPMSM과 비교하여 더 높은 토크 및 전력 밀도를 출력하는 장점이 존재하나, 모터 구동 시 발생하는 원심력에 의한 자석분리현상을 막기 위해 생산 공정이 추가되므로 생산단가가 더 높아지게 된다. 일반적인 PMSM 드라이브 분야에서 특히, 서보 드라이브 분야에서 사용되는 PMSM의 경우 정밀한 제어를 요구하는 분야에서는 (a)타입을, 일반적인 제어를 요구하는 분야에서는 (b)타입의 PMSM을 사용한다.

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

본 논문에서는 SPMSM의 불균일한 공극자속(Air-gap Flux)을 정확히 구현하는 것은 수많은 어려움이 동반됨에 따라 IPMSM의 수학적 모델을 사용하였다. IPMSM의 구조적 특성에 따라 발생하는 회전 좌표변환 된 d축과 q축의 인덕턴스차이(Saliency, 돌극성)는 모터드라이브 시 릴럭턴스 토크(Reluctance Torque)를 발생하게 되고 이에 다른 오차를 추가로 고려해야 하는 단점이 있으므로, 회전 좌표변환 된 d축과 q축의 인덕턴스를 같게 설정하여 이러한 단점을 해소하였다. 즉,

$$L_d = L_q = L_s \tag{1}$$

이다.

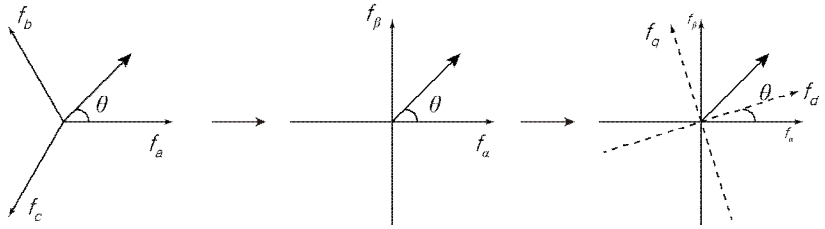


그림 2. 좌표변환 과정

벡터제어를 위해 그림 2와 같이 3상 좌표계에서 고정 2상 좌표계로의 변환과정은 다음과 같다.

$$\boldsymbol{f}_{\alpha\beta} = \frac{2}{3}\left[f_a + e^{j\frac{2\pi}{3}} f_b + f_c e^{-j\frac{2\pi}{3}}\right] \tag{2}$$

이때, $\frac{2}{3}$는 3상 좌표계에서 2상 좌표계로 변환을 위한 계수이다. 식 (2)를 벡터 행렬로 표현하면

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \tag{3}$$

이고, 회전 좌표계로 변환하면

$$\boldsymbol{f}_{dq}^{e} = e^{-j\omega_e t} \boldsymbol{f}_{\alpha\beta} \tag{4}$$

이다. 식 (4)를 벡터행렬로 표현하면

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_e & \sin\theta_e \\ -\sin\theta_e & \cos\theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} \tag{5}$$

이 되는 관계를 활용한다[1]. 여기서, f_a, f_b, f_c는 각각 정지 3상 각각의 축의 물리량, f_α, f_β는 고정 2상축에 대한 물리량, f_d, f_q는 회전 2상축에 대한 물리량이다. 식 (5)에서 θ_e는 모터의 정지 상태 수평축(a상 축)을 기준으로 회전자 자속이 돌아간 각 변위를 나타낸다. 좌표 변환의 결과는 회전자 내부의 영구자석의 자속의 방향을 표현하는데 쓰인다.

그림 1. (b)의 공극 쇄교 자속은 크게 고정자 권선에 의한 자속, 회전자 내부의 영구자석에 의한 자속, 회전자 내부의 영구자석에 의해 릴럭턴스(자기저항) 불균일로 인해 발생하는 자속성분으로 나뉠 수 있다.

1) 고정자 권선에 의해 발생하는 자속 :

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

$$\begin{bmatrix}\lambda_a\\ \lambda_b\\ \lambda_c\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}L_{ms}+L_{ls} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms}\\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ms}+L_{ls} & -\frac{1}{2}L_{ms}\\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ms}+L_{ls}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_a\\ i_b\\ i_c\end{bmatrix}=\boldsymbol{L_{abcs}i_{abcs}} \tag{6}$$

2) 회전자 내부 영구자석에 의한 자속 :

$$\begin{bmatrix}\lambda_a\\ \lambda_b\\ \lambda_c\end{bmatrix}=\psi_m\begin{bmatrix}\cos\theta\\ \cos(\theta-2\pi/3)\\ \cos(\theta+2\pi/3)\end{bmatrix} \tag{7}$$

3) 회전자 내부의 불균일한 자기저항에 의한 자속 성분 :

$$\boldsymbol{L_{rlc}}(\theta)=L_\delta\begin{bmatrix}\cos2\theta & \cos(2\theta-2\pi/3) & \cos(2\theta+2\pi/3)\\ \cos(2\theta-2\pi/3) & \cos(2\theta+2\pi/3) & \cos2\theta\\ \cos(2\theta+2\pi/3) & \cos2\theta & \cos(2\theta-2\pi/3)\end{bmatrix} \tag{8}$$

이다. 식 (6)~(8)를 이용하여 IPMSM의 자속 방정식을 구성하면,

$$\begin{bmatrix}\lambda_a\\ \lambda_b\\ \lambda_c\end{bmatrix}=[\boldsymbol{L_{abcs}}-\boldsymbol{L_{rlc}}(\theta)]\begin{bmatrix}i_a\\ i_b\\ i_c\end{bmatrix}+\psi_m\begin{bmatrix}\cos\theta\\ \cos(\theta-2\pi/3)\\ \cos(\theta+2\pi/3)\end{bmatrix} \tag{9}$$

가 된다. 식 (9)의 3상으로 표현된 회전자속을 2상 좌표계로변환을 위해 식 (2)를 활용하여

1) 고정 $\alpha-\beta$ 좌표계로 변환하면[1,2];

$$\boldsymbol{\lambda_{\alpha\beta}}=L_s\boldsymbol{i_{\alpha\beta}}-\frac{3}{2}L_\delta e^{j2\theta_e}(\boldsymbol{i_{\alpha\beta}})^*+\psi_m e^{j\theta_e} \tag{10}$$

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

여기서, $\boldsymbol{\lambda}_{\alpha\beta}=[\lambda_\alpha\ \lambda_\beta]^T$, $\boldsymbol{i}_{\alpha\beta}=[i_\alpha\ i_\beta]^T$이며,

$$L_s=\frac{3}{2}L_{ms}+L_{ls} \tag{11}$$

이다.

2) 회전 d-q 좌표계로 좌표변환하면[1,2];

$$\boldsymbol{\lambda}_{dq}^{e}=L_s\boldsymbol{i}_{dq}^{e}-\frac{3}{2}L_\delta(\boldsymbol{i}_{dq}^{e})^*+\psi_m \tag{12}$$

가 된다. 여기서, $\boldsymbol{\lambda}_{dq}^{e}=\left[\lambda_d^e\ \ \lambda_q^e\right]^T$, $\boldsymbol{i}_{dq}^{e}=\left[i_d^e\ \ i_q^e\right]^T$이다.

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

B. 영구자석 동기모터 전압 방정식의 구성

PMSM의 역기전력은 모터 권선의 인덕턴스, 모터 권선의 기생저항, 회전자 자속 쇄교에 의해 발생하는 역기전력 세 부분으로 나눌 수 있다[1].

전압방정식은;

$$\boldsymbol{v}_{abc} = r_s \boldsymbol{i}_{abc} + \frac{d}{dt}\boldsymbol{\lambda}_{abc} \tag{13}$$

여기서 $\boldsymbol{v}_{abc} = [v_{as}\ v_{bs}\ v_{cs}]^T$, $\boldsymbol{i}_{abc} = [i_a\ i_b\ i_c]^T$, $\boldsymbol{\lambda}_{abc} = [\lambda_a\ \lambda_b\ \lambda_c]^T$이다. 식 (13)을 고정 $\alpha-\beta$좌표계로 변환 시;

$$\boldsymbol{v}_{\alpha\beta} = r_s \boldsymbol{i}_{\alpha\beta} + \frac{d}{dt}\boldsymbol{\lambda}_{\alpha\beta} \tag{14}$$

이 된다. 여기서 $\boldsymbol{v}_{\alpha\beta} = [v_\alpha\ v_\beta]^T$, $\boldsymbol{i}_{\alpha\beta} = [i_\alpha\ i_\beta]^T$, $\boldsymbol{\lambda}_{\alpha\beta} = [\lambda_\alpha\ \lambda_\beta]^T$이다. 이를 다시 회전 d-q 좌표계로 변환 하면,

$$\begin{aligned} e^{-j\theta_e}\boldsymbol{v}_{\alpha\beta} &= r_s e^{-j\theta_e}\boldsymbol{i}_{\alpha\beta} + e^{-j\theta_e} p e^{j\theta_e} e^{-j\theta_e}\boldsymbol{\lambda}_{\alpha\beta} \\ \boldsymbol{v}^e_{dq} &= r_s \boldsymbol{i}^e_{dq} + e^{-j\theta_e} p(e^{j\theta_e}\boldsymbol{\lambda}^e_{dq}) \\ &= r_s \boldsymbol{i}^e_{dq} + e^{-j\theta_e} j\omega_e e^{j\theta_e}\boldsymbol{\lambda}^e_{dq} + e^{-j\theta_e} e^{j\theta_e} p\boldsymbol{\lambda}^e_{dq} \\ &= r_s \boldsymbol{i}^e_{dq} + j\omega_e \boldsymbol{\lambda}^e_{dq} + p\boldsymbol{\lambda}^e_{dq} \end{aligned} \tag{15}$$

가 된다. 여기서 p는 미분연산자이며, $\boldsymbol{v}^e_{dq} = [v^e_d\ v^e_q]^T$, $\boldsymbol{i}^e_{dq} = [i^e_d\ i^e_q]^T$, $\boldsymbol{\lambda}^e_{dq} = [\lambda^e_d\ \lambda^e_q]^T$ 이다.

식 (12)를 식 (15)에 대입하여 정리하면,

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

$$v_d^e = r_s i_d^e - \omega_e \left(L_s + \frac{3}{2} L_\delta \right) i_q^e + \left(L_s - \frac{3}{2} L_\delta \right) \frac{d}{dt} i_d^e \tag{16}$$

$$v_q^e = r_s i_q^e + \omega_e \left(L_s - \frac{3}{2} L_\delta \right) i_d^e + \left(L_s + \frac{3}{2} L_\delta \right) \frac{d}{dt} i_q^e + \omega_e \psi_m \tag{17}$$

이고, 각 상의 인덕턴스를

$$L_d = L_s - \frac{3}{2} L_\delta \tag{18}$$

$$L_q = L_s + \frac{3}{2} L_\delta \tag{19}$$

로 놓으면 최종적인 IPMSM 전압 방정식은;

$$v_d^e = r_s i_d^e + L_d \frac{d}{dt} i_d^e - \omega_e L_q i_q^e \tag{20}$$

$$v_q^e = r_s i_q^e + L_q \frac{d}{dt} i_q^e + \omega_e L_d i_d^e + \omega_e \psi_m \tag{21}$$

가 된다.

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

C. 영구자석 동기모터 토크 방정식의 구성

IPMSM의 토크 방정식은 고정자 권선에 흐르는 전류의 양과 쇄교 자속으로 표현이 가능하다[3]. 즉,

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{3}{2}\frac{P}{2}\left(\boldsymbol{\lambda}_{dq}^{e} \times \boldsymbol{i}_{dq}^{e}\right)_k \\ &= \frac{3}{2}\frac{P}{2}\left(\begin{bmatrix}\lambda_d^e \\ \lambda_q^e \\ 0\end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_d^e \\ i_q^e \\ 0\end{bmatrix}\right)_k \\ &= \frac{3}{2}\frac{P}{2}\begin{vmatrix} \vec{i} & \vec{j} & \vec{k} \\ \lambda_d^e & \lambda_q^e & 0 \\ i_d^e & i_q^e & 0\end{vmatrix}_k \\ &= \frac{3}{2}\frac{P}{2}\left(\lambda_d^e i_d^e - \lambda_q^e i_q^e\right) \end{aligned} \tag{22}$$

이고, 여기에 식 (13) 대입하면

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{3}{2}\frac{P}{2}\left[(L_d i_d^e + \psi_m) i_q^e - L_q i_q^e i_d^e\right] \\ &= \frac{3P}{4}\left[\psi_m i_q^e - (L_q - L_d) i_d^e i_q^e\right] \end{aligned} \tag{23}$$

이 된다. IPMSM의 전압방정식 식 (20~21)과 토크방정식 식 (22~23)을 활용하여 수학적 모델링을 하게 되면 그림 3과 같은 블록 다이어그램의 구조를 갖는다.

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

Ⅲ. 영구자석 동기모터 제어 모델의 구성

A. 영구자석 동기모터 드라이브 제어 시스템

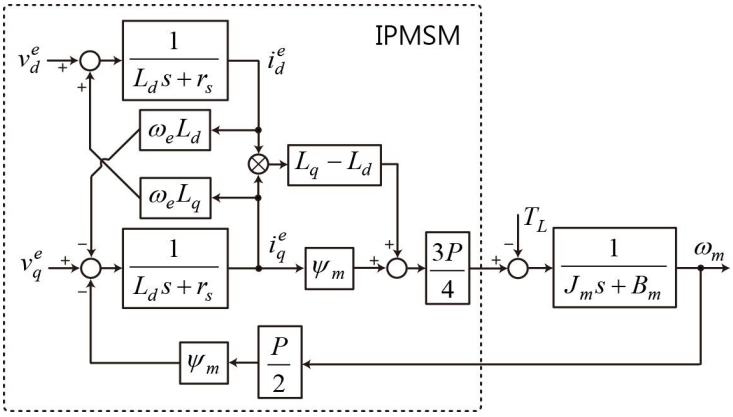


그림 3. IPMSM의 블록 다이어그램.

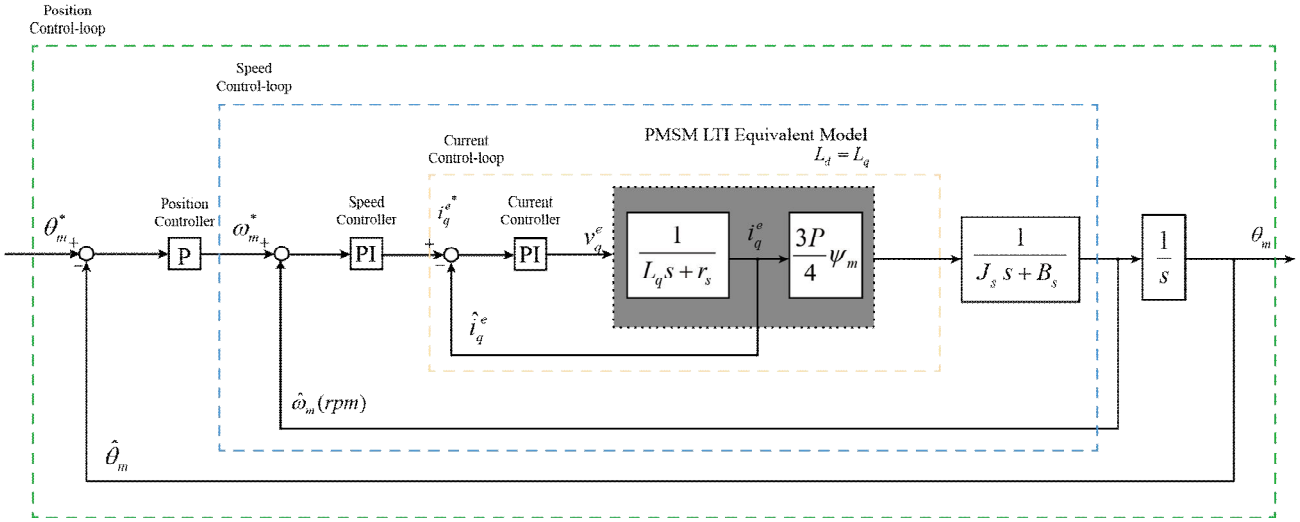


그림 4. 직렬 종속구조로 이루어진 제어 시스템 블록 다이어그램

일반적인 모터 드라이브 제어기의 구조는 그림 4와 같이 내부 순서대로 전류 제어기, 속도 제어기, 위치 제어기로 이루어지는 직렬 종속구조를 갖고 있다.

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

B. 전류 제어기의 모델링

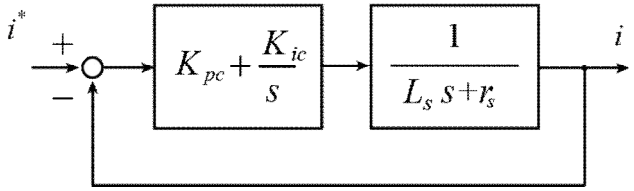


그림 5. 피드포워드 보상 후 전류 제어기
블록 다이어그램

그림 3의 역기전력 및 동적 커플링 텀은 전향보상제어(Feedforward Control)를 통해 보상됐다고 가정하고, 그림 4의 PI 제어기 블록을 자세히 그리면 그림 5와 같은 블록 다이어그램으로 표현이 가능하다. 그림 5에서 K_{pc}, K_{ic}는 각각 PI 제어기 비례이득, PI 제어기 적분이득을 나타낸다.

전류 제어를 위한 다음의 PI 제어기:

$$PI = \frac{K_{pc}s + K_{ic}}{s} \tag{24}$$

는 1차 LP(Low-pass, 저역통과특성)특성을 가지는 플랜트를 제어하는 역할을 수행한다.

전방경로전달함수는;

$$G_{curr} = \left(\frac{K_{pc}s + K_{ic}}{s}\right)\left(\frac{1}{L_s s + r_s}\right) \tag{25}$$

이고, 전류응답은;

$$\frac{i}{i^*} = \frac{G_{curr}}{1 + G_{curr}} \tag{26}$$

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

이다. 전류응답 식 (26)을 보면 2차 표준시스템(2nd Order Prototype System)에서 영점(Zero)이 추가된 영향을 보이며 이 영점은 PI 제어기의 이득 K_{pc}, K_{ic}에 의해 결정됨을 알 수 있다[5].

서론에서 서술하다시피, 제어기 자동이득 산정 알고리즘 구현의 핵심은 식(26)과 같이 PI제어기의 비례, 미분 이득 값에 의해 발생되는 시스템 영점을 사용하여 제어 플랜트인 모터 시스템(RL회로) 극점을 상쇄시켜 시스템의 출력이 제어기의 명령(Command)값을 빠르고 정확하게 추종하게 만드는데 있다.(Pole-zero Cancellation)[9~12].

하지만, 제어기 자동이득 산정 알고리즘을 구현하려면 제어 플랜트의 전기, 기계적 파라미터 값들인 권선저항, 인덕턴스, 쇄교 자속, 관성 모멘트 등의 파라미터를 정확히 식별과정이 이루어져야 한다.

1. 자동 전류이득 설정과정

식 (25)의 PI제어기에서 발생하는 영점의 시정수:

$$\tau_{pi} = \frac{K_{pc}}{K_{ic}} \tag{27}$$

플랜트에서 발생하는 극점의 시정수는:

$$\tau_{pl} = \frac{L_s}{r_s} \tag{28}$$

P-Z 소거법을 통해 구현해야할 응답특성 목표는;

$$\frac{\tau_{pi}s + 1}{\tau_{pl}s + 1} \approx 1 \tag{29}$$

이다. PI제어기에서 발생하는 시정수와 플랜트의 시정수를 같게, 즉;

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

$$\tau_{pi} = \tau_{pl} : \quad \frac{K_{pc}}{K_{ic}} = \frac{L_s}{r_s} \tag{30}$$

이 되면 제어기 출력 값이 명령치를 빠르고 정확하게 추종하는 목표를 달성 할 수 있다.

2. 전류 제어기 튜닝 및 분석

식 (24)에 식 (30)을 대입하면;

$$\frac{\left(\frac{K_{pc}}{K_{ic}}s+1\right)K_i}{s} = \left(\frac{K_{pc}}{K_{ic}}s+1\right)\frac{K_{ic}}{s} = \left(\frac{L}{r}s+1\right)\frac{K_i}{s} \tag{32}$$

가 된다.

한편, 플랜트 식인 식 (25) 우항을 $1/(L_s s + r_s)$의 꼴로 변형하면;

$$\frac{1}{L_s s + r_s} = \frac{1}{\left(\frac{L_s}{r_s}s+1\right)r_s} \tag{33}$$

와 같은데, 따라서 식 (25)의 전방경로 전달함수를 구해보면;

$$\left(\left(\frac{L_s}{r_s}s+1\right)\frac{K_{ic}}{s}\right)\left(\frac{1}{\left(\frac{L_s}{r_s}s+1\right)r_s}\right) = \frac{K_{ic}}{s} \cdot \frac{1}{r_s} \tag{34}$$

로 근사화 되어 그림 6과 같은 블록다이어그램으로 표현 가능하다.

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

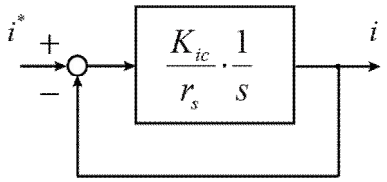


그림 6. 근사화 된
전류제어루프

그림 6의 폐루프 전달함수는;

$$\frac{i}{i^*} = \frac{\left(\frac{K_{ic}}{r_s}\right)\left(\frac{1}{s}\right)}{1+\left(\frac{K_{ic}}{r_s}\right)\left(\frac{1}{s}\right)} = \frac{K_{ic}}{r_s s + K_{ic}}$$

$$= \left(\frac{1}{\frac{r_s}{K_{is}}s+1}\right) = \left(\frac{1}{\tau_{curr}s+1}\right) \tag{35}$$

이고, 라플라스 연산자 s의 1차 항의 계수인 저항과 적분제어기의 비율(r_s/K_{ic})는 근사화 된 블록의 명령 값 i^*와 출력 값 i의 등가시정수 τ_{curr} 로 표현이 가능하다. 따라서 전류 제어기의 응답특성은 시정수 τ_{curr}에 지배를 받게 되며 이를 적절한 값으로 산정함에 따라 응답특성을 향상시킬 수 있다.

$$\tau_{curr} = \frac{r_s}{K_{ic}} \tag{36}$$

적분이득 K_{ic} :

$$\therefore K_{ic} = \frac{r_s}{\tau_{curr}} \tag{37}$$

한편, 비례이득 K_{pc}와 적분이득 K_{ic}는 식 (30)을 따라;

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

$$\frac{K_{pc}}{K_{ic}} = \frac{K_{pc}}{\left(\frac{r_s}{\tau_{curr}}\right)} = \frac{L_s}{r_s} \tag{38}$$

이고, 비례 이득 K_{pc} :

$$\therefore K_{pc} = \frac{L_s}{r_s}\frac{r_s}{\tau_{curr}} = \frac{L_s}{\tau_{curr}} \tag{39}$$

로 산정이 가능하다.

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

C. 속도 제어기의 모델링

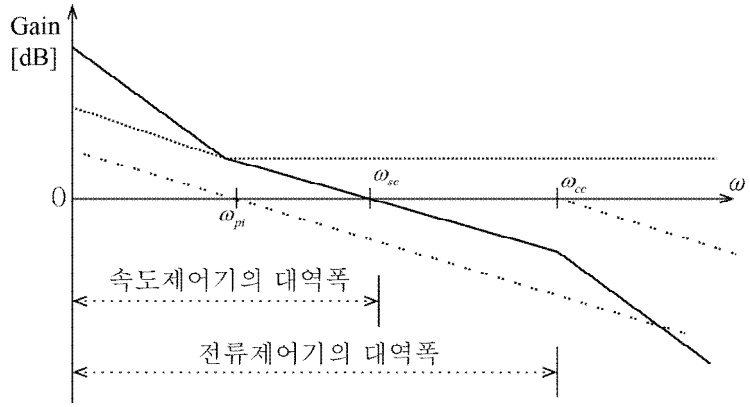


그림 7. 속도제어계의 개루프 보데선도

그림 4와 같은 직렬종속구조를 갖는 제어기는 내부루프(Inner-loop)에 위치하는 전류제어기와 외부루프(Outer-loop)에 위치한 속도제어기의 대역폭(Band-width)의 관계는 서로 간섭이 일어나지 않게 하기 위해 그림 7과 같이 최소 5배 이상 크게 설계가 되어있다. 앞 절에서 전류 제어루프가 완벽히 튜닝이 되었다고 가정한다면, 외부루프인 속도제어루프에서 전류 제어기를 고려해 보았을 시, 1로 근사화 시킬 수 있다. 이에 따라 속도 제어기 블록다이어그램은 그림 8과 같이 표현이 가능하다.

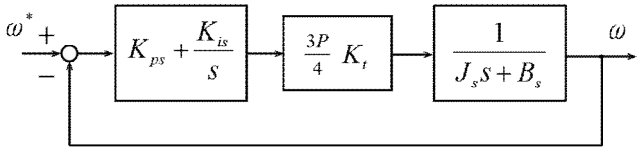


그림 8. 전류제어기가 근사화 된 속도제어기
블록 다이어그램

그림 10에서 J_s, B_s, P, K_{ps}, K_{is}, K_t는 각각 모터의 관성모멘트, 마찰계수, PMSM의 극수, 제어기 비례이득, 제어기 적분이득, 토크상수를 나타낸다.

앞 절 전류제어기 근사화 방법과 유사하게 속도제어를 위한 다음의 PI 제어기:

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

$$PI = \frac{K_{ps}s + K_{is}}{s} \tag{40}$$

는 전류제어기와 마찬가지로 1차 저역통과(Low pass, LP) 특성을 갖는 공정(Plant)을 제어하는 역할을 수행한다. 전방경로 전달함수는;

$$G_{speed} = \left(\frac{K_{ps} + K_{is}}{s}\right)\left(\frac{3PK_t}{4}\right)\left(\frac{1}{J_s s + B_s}\right) \tag{41}$$

이고, 속도응답은;

$$\frac{\omega}{\omega^*} = \frac{G_{speed}}{1 + G_{speed}} \tag{42}$$

이다. 이는 제어 플랜트인 2차 표준시스템에서 영점이 추가된 형태가 되며 이 영점은 속도 PI 제어기의 이득 K_{ps}, K_{is}에 의해 결정된다[1]. 빠른 응답특성을 보이기 위하여, 2차 표준시스템의 제동비인 ζ를 1보다 작게 설정한다. 또한, 전류제어방식과 마찬가지로 서보모터의 J_s, B_s등의 기계적 파라미터 값을 정확한 식별하여야 각 각의 제어이득을 선정할 수 있다. 따라서 정확한 제어 이득을 선정하기 위해서는 반드시 시스템의 기계적 파라미터 식별과정이 선행되어야 한다.

1. 자동 속도이득 설정과정

식 (40)의 PI제어기에서 발생하는 영점의 시정수:

$$\tau_{pis} = \frac{K_{ps}}{K_{pi}} \tag{43}$$

플랜트에서 발생하는 극점의 시정수:

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

$$\tau_{pls} = \frac{J_s}{B_s} \tag{44}$$

P-Z 소거법을 통해 얻어야할 목표는:

$$\frac{\tau_{pis}s+1}{\tau_{pls}s+1} \approx 1 \tag{45}$$

이다. 따라서 속도 제어기 이득 설계방향은 ;

$$\tau_{pis} = \tau_{pls} \; : \; \frac{K_{ps}}{K_{is}} = \frac{J_s}{B_s} \tag{46}$$

가 된다.

2. 속도 제어기 튜닝 및 분석

식 (40)에 식 (46)을 대입하면;

$$\frac{\left(\frac{K_{ps}}{K_{is}}s+1\right)K_{is}}{s} = \left(\frac{K_{ps}}{K_{is}}s+1\right)\frac{K_{is}}{s} = \left(\frac{J_s}{B_s}s+1\right)\frac{K_{is}}{s} \tag{47}$$

가 된다. 한편, 플랜트 식인 식 (41)의 우항을 $1/(J_s s + B_s)$꼴로 변형하면;

$$\frac{1}{J_s s + B_s} = \frac{1}{\left(\frac{J_s}{B_s}s+1\right)B_s} \tag{48}$$

와 같은데, 따라서 식 (41)의 전방경로 전달함수를 구해보면;

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

$$\left(\frac{J_s}{B_s}s+1\right)\left(\frac{K_{is}}{s}\right)\left(\frac{3PK_T}{4}\right)\frac{1}{\left(\frac{J_s}{B_s}s+1\right)B_s}=\frac{K_{is}}{s}\frac{3PK_T}{4B_s} \tag{49}$$

로 근사화 되어 아래와 같은 블록다이어그램으로 표현 가능해 진다.

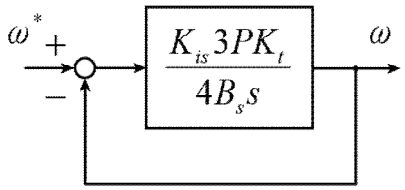


그림 9. 근사화 된
속도 제어루프

그림 9의 폐루프 전달함수는;

$$\frac{\omega_m}{\omega_m^*}=\frac{\frac{K_{is}3PK_t}{4B_s s}}{1+\frac{K_{is}3PK_t}{4B_s s}}=\frac{3PK_{is}K_t}{4B_s s+3PK_{is}K_t}$$

$$=\left(\frac{1}{\frac{4B_s}{3PK_{is}K_t}s+1}\right)=\left(\frac{1}{\tau_{speed}s+1}\right) \tag{50}$$

이 된다. 전체 속도제어 동특성은 앞서 서술된 전류제어루프의 동특성과 마찬가지로 이상적인 1차 LP 특성을 보이고 속도제어 시스템의 동특성은 τ_{speed}를 이용하여 설계한다.

영구자석 동기모터의 경우 에너지 변환 효율이 대략 95% 이상이므로, 영구자석 동기모터의 전기적 출력인 P_{elec}과 기계적 출력인 P_{mech}는 다음과 같은 관계를 갖는다.

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

$$P_{elec} \approx P_{mech} \tag{51}$$

식 (51)을 전력에 대한 기본 동력학 관계에 대입함으로써 $K_t \approx \lambda_m$를 얻을 수 있다. 즉, 토크상수 K_t는 추정된 역기전력으로부터 얻을 수 있다.

식 (50)에서 속도제어기 시정수 τ_{speed}는:

$$\tau_{speed} = \frac{4B_s}{3PK_{is}K_t} \tag{52}$$

따라서 속도 적분이득 K_{is}는:

$$\therefore K_{is} = \frac{4B_s}{\tau_{speed}3PK_t} \tag{53}$$

이다. 극수 P는 알고 있는 상수라고 가정한다. 차후 기술될 전기적/기계적 파라미터 식별에 의하여 속도제어 루프의 튜닝 이전에 K_t, B_s는 추정될 수 있으며, 따라서 속도제어기의 적분 이득 값인 K_{is}값은 τ_{speed}의 설정만으로 바로 계산되며 속도제어 결과가 오버슈트 없이 $1/\tau_{speed}$의 대역폭으로 동작하는 할 것으로 예측할 수 있다.

앞서 서술한 바와 같이 속도비례이득 K_{ps}와 속도적분이득 K_{is}는 식 (46)으로부터;

$$\frac{K_{ps}}{K_{is}} = \frac{K_{ps}}{\left(\frac{4B_s}{\tau_{speed}3PK_t}\right)} = \frac{J_s}{B_s} \tag{54}$$

이고, 속도 비례이득 K_{ps}는 다음과 같다.

$$\therefore K_{ps} = \left(\frac{J_s}{B_s}\right)\left(\frac{B_s}{\tau_{speed}K_t}\right) = \frac{J_s}{\tau_{speed}K_t} \tag{55}$$

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

D. 위치 제어기의 모델링

1. 자동 위치이득 설정과정

3 절에서 서술한 봐와 같이 전류제어루프와 속도제어루프의 전달함수는 다음과 같다;

전류제어루프:

$$\frac{i}{i^*}=\frac{G_{curr}}{1+G_{curr}}=\left(\frac{1}{\frac{r_s}{K_{is}}s+1}\right)=\left(\frac{\frac{K_{is}}{r_s}}{s+\frac{K_{is}}{r_s}}\right) \tag{56}$$

가 되며, 다음 수식을

$$\frac{K_{is}}{r_s}=\omega_{cc} \tag{57}$$

인 절점주파수로 정의를 한다면;

$$G_{cc}(s)=\frac{\omega_{cc}}{s+\omega_{cc}} \tag{58}$$

으로 변환된다. 앞서 언급했던, 내, 외부 제어기 대역폭의 관계에 따라 속도 / 위치 제어기 관점에서 다음과 같이 근사화가 가능하다.

$$\frac{i}{i^*}\approx 1 \tag{57}$$

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

속도제어루프 :

$$\frac{\omega}{\omega^*}=\left(\frac{1}{\frac{4B_s}{3PK_{is}K_T}s+1}\right)=\left(\frac{1}{\tau_{speed}s+1}\right) \tag{58}$$

앞 절에서 정리시킨 식 (58)의 속도제어루프를 고려하여 그림 4의 직렬종속 구조를 갖는 제어시스템은 그림 10과 같이 근사화가 가능해진다.

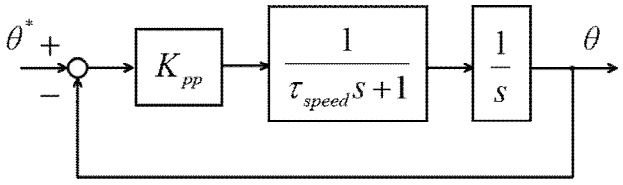


그림 10. 전류 및 속도 제어루프가 근사화 된 위치 제어루프

이때, K_{pp}, τ_{speed}는 각각 위치제어기의 비례이득, 속도제어기의 시정수를 나타낸다. 근사화 된 위치제어루프는 1차형의(Type 1 system)의 전방경로 전달함수를 갖는다는 것을 알 수 있다. 시스템의 차수와 정상상태 오차의 관계에 따라 비례제어기의 이득만으로도 충분히 오차를 제거할 수 있다는 것을 알 수 있다 [5].

따라서 위치 제어기는;

$$P = K_{pp} \tag{59}$$

로 설정해도 충분한 동적 특성을 얻을 수 있다.

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

2. 위치 제어기 튜닝 및 분석

그림 14에서 전방경로 전달함수는;

$$G_{posi} = K_{pp}\left(\frac{1}{\tau_{speed}s+1}\right)\left(\frac{1}{s}\right) \tag{60}$$

이고, 그림 14의 폐루프 전달함수는;

$$\frac{\theta}{\theta^*} = \frac{\dfrac{K_{pp}}{s(\tau_{speed}s+1)}}{1+\dfrac{K_{pp}}{s(\tau_{speed}s+1)}} = \frac{K_{pp}}{\tau_{speed}s^2+s+K_{pp}} = \frac{\dfrac{K_{pp}}{\tau_{speed}}}{s^2+\dfrac{1}{\tau_{speed}}s+\dfrac{K_{pp}}{\tau_{speed}}} \tag{61}$$

로 구할 수 있다. 식 (61)을 식 (62)와 같은 2차 표준시스템의 꼴로 비교하면;

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2+2\zeta\omega_n s+\omega_n^2} \tag{62}$$

자연주파수(Nature frequency, ω_n)는;

$$\omega_n^2 = \frac{K_{pp}}{\tau_{speed}}$$

$$\therefore \omega_n = \sqrt{\frac{K_{pp}}{\tau_{speed}}} \tag{64}$$

이고, 라플라스 연산자 s의 1차 항의 계수로부터;

$$2\zeta\omega_n = 2\zeta\sqrt{\frac{K_{pp}}{\tau_{peed}}} = \frac{1}{\tau_{speed}} \tag{65}$$

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

이므로 제동비(Damping Ratio) ζ는,

$$\therefore \zeta = \frac{1}{2\sqrt{\tau_{speed} K_{pp}}} \tag{66}$$

위치 제어기이득 값 K_{pp}:

$$K_{pp} = \frac{1}{4\zeta^2 \tau_{speed}} \tag{67}$$

이고, 제동비는 임계제동 값(Critically Damped)인 $\zeta = 1$에서 가장 빠른 동특성을 보이게 된다[5].

식 (61)~(66)의 과정을 통해 얻어진 시스템의 자연주파수 ω_n와 제동비 ζ는 주파수 영역에서의 시스템의 응답특성을 결정한다. 식 (67)에서 ζ 만을 이용하여 설계를 하였으나 이는 최적의 이득과는 조금의 오차를 보인다. 즉, 시스템의 자연주파수 ω_n는 대역폭을 결정하게 되고, 제동비는 출력 진동의 크기를 결정한다.

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

E. 제어기 자동 이득 산정 알고리즘

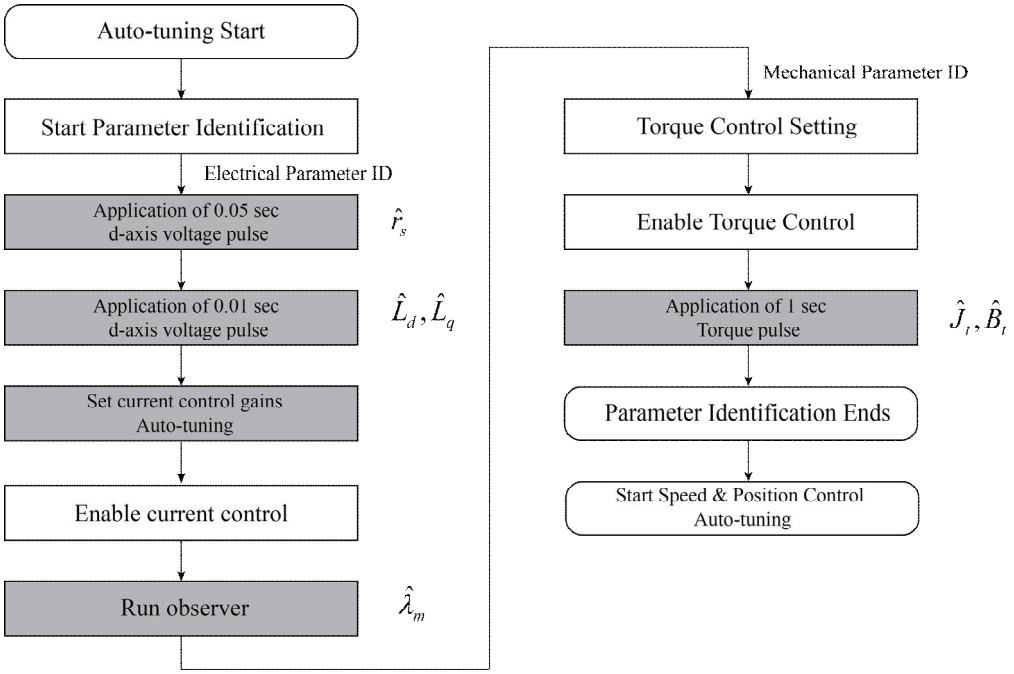


그림 11. 제어기 자동 이득 산정 과정 흐름도

앞 절에서 설계한 제어기 이득 산정 알고리즘은 그림 11.과 같은 순서로 자동 제어 이득 산정루틴을 수행한다.

1. 전기적 파라미터 식별을 위한 두 번의 펄스성 d상 전압신호를 여기(excitation)시켜 전기적 파라미터인 고정자 권선의 저항과 인덕턴스를 식별한 후, 식별된 전기적 파라미터 값을 바탕으로 전류 제어기 튜닝을 실시한다.
2. 전차원 상태관측기를 사용하여 역기전력 상수 값을 식별한다.
3. 토크를 여기시켜 기계적 파라미터인 관성모멘트 값과 마찰계수 값을 식별 후, 식별된 기계적 파라미터 값을 바탕으로 속도, 위치 제어기 튜닝을 완료한다.

자동 이득 산정에 필요한 파라미터 식별은 다음 장에서 자세히 다룬다.

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

Ⅳ. 영구자석 동기모터 파라미터의 식별

A. 전기적 파라미터 식별

1. 권선 저항의 식별

PMSM의 고정자 권선 저항은 2축 좌표 변환을 통해 획득한 d상의 전압을 고정자 권선에 인가시키고 일정시간 후, 정상상태의 전류 값을 측정하여 식별할 수 있다. IPMSM의 전압 방정식인 식 (20)~(21)과 토크방정식인 식 (22)~(23)의 살펴보면, 우선 전기적 토크 T_e는 q상의 전류에 영향을 받는다는 사실을 알 수 있으며, q상 전압의 인가로 인해 생성된 전기적 토크는 IPMSM에 회전력을 제공하게 되며 결국엔 역기전력과 커플링 전압을 발생시키는 원인이 된다는 것을 알 수 있다. 따라서 고정자 권선의 저항, 인덕턴스 등의 전기적 파라미터 값을 식별할 시에는 d상 전원을 인가하는 것이 바람직하다. IPMSM의 2축 회전 좌표계의 d축 등가회로는 그림 12와 같다.

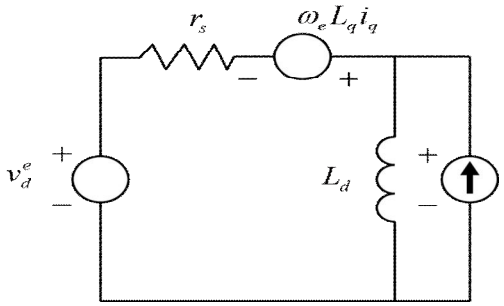


그림 12. PMSM의 d축 등가회로

그림 12을 참고하여 이상적인 DC전원으로 표현될 수 있는 DC링크 커패시터에서 인버터 스위칭 동작을 통해 AC로 바뀐 전압이 모터에 인가된다. 이때, 인가전압은 크게 IGBT의 on resistance에 의한 전압강하, PCB 회로의 단자대 저항에 따른 전압강하, 데드타임 전압강하(Dead-time Voltage)등의 영향을 받

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

게 되므로, 모터에 정확한 전압을 인가하는 것이 매우 힘들다[1,2,6].

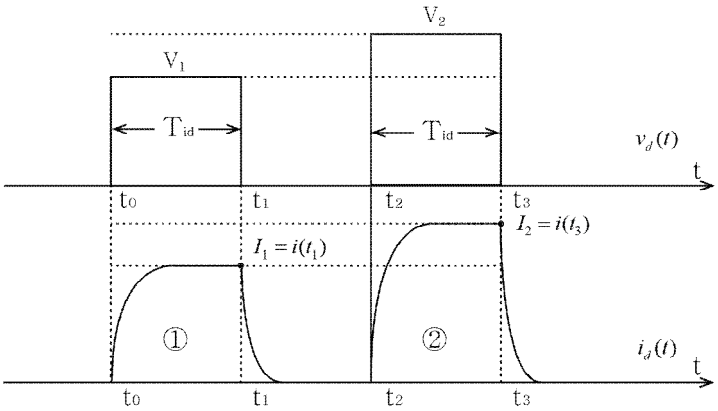


그림 13. 권선저항 식별을 위한 d상 전압인가

정확한 전압 인가량을 알기 위해, 그림 13과 같이 두 번의 크기가 다른 펄스성 전압을 인가하여 두 전압(V_1, V_2)의 차이를 이용하여 정확한 인가전압을 계산할 수 있다.

앞 장에서 유도한 전압방정식:

$$v_d = r_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q \tag{68}$$

d상 전압인가로 인해 모터에는 회전력을 제공하지 않게 되므로, 커플링 부분은 사라지게 되고;

$$v_d = r_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} \tag{69}$$

전압 인가 후 일정 시간이 지난 정상상태($di_d/dt = 0$)에서는;

$$v_d(t_\infty) = r_s i_d(t_\infty) \tag{70}$$

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

가 된다. 따라서 그림 13의 두 번에 걸친 여기를 통하여 정확한 I_1, I_2 값을 측정할 수 있다.

측정된 I_1, I_2값을 바탕으로 고정자 권선의 저항 값은;

$$r_s = \frac{V_2 - V_1}{I_2 - I_1} \tag{71}$$

로 최종적인 권선저항 값을 구할 수 있다.

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

2. 고정자 인덕턴스의 식별

고정자 권선 저항 식별방법과 동일하게 인덕턴스를 식별하는 방법에서도 그림 14와 같이 두 번의 d상 전압인가를 통한 파라미터 식별을 진행한다. 하지만, 인덕턴스에 관한 식, 식 (68)과 같이 인덕턴스는 미분항의 영향을 받는다는 것을 알 수가 있다. 따라서 인덕턴스를 식별할 때는, 과도 상태의 값(기울기를 갖는 값)을 사용하는 것이 바람직하다.

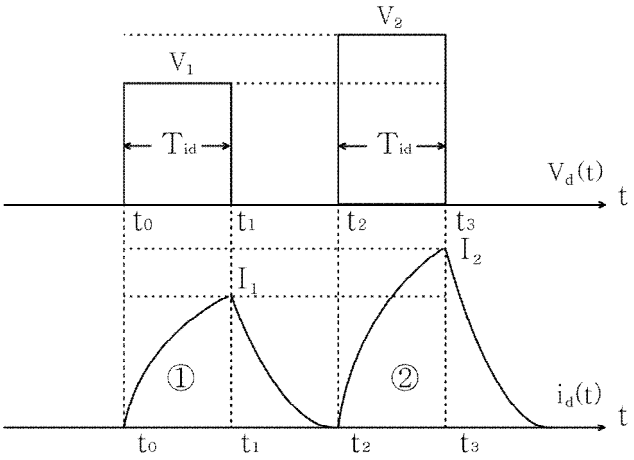


그림 14. 고정자 인덕턴스 식별을 위한 d상 전압 인가

그림 14 정지 상황의 전압방정식 식 (68)의 양변을 적분하면 ;

$$\int_{t_0}^{t_1} V_1 - r_s\, i_d^e(t)\, dt = L_d\, i_d^e(t1),\ (i_d^e = 0\ at\ t < t_0) \tag{72}$$

이다. 첫 번째 전압인가시간 $t_0 \sim t_1$동안 인가되는 전압 V_1은 ;

$$V_1\, T_{id} = L_d i_d^e(t_1) + r_s \int_{t_0}^{t_1} i_d^e(t) dt \tag{73}$$

이고, 두 번째 전압인가시간 $t_2 \sim t_3$ 동안 인가되는 전압 V_2는 ;

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

$$V_2\, T_{id} = L_d i_d^e(t_3) + r_s \int_{t_2}^{t_3} i_d^e(t)dt \tag{74}$$

이다. 식 (73)~(74)으로부터 인가전압 V_1, V_2의 차를 구하면 :

$$(V_2 - V_1) T_{id} = L_d (i_d^e(t_3) - i_d^e(t_1)) + r_s \left[\int_{t_2}^{t_3} i_d^e(t)dt - \int_{t_0}^{t_1} i_d^e(t)dt \right] \tag{75}$$

이고, 이를 인덕턴스의 항으로 전개하면;

$$\therefore L_d = \frac{(V_2 - V_1)}{(I_2 - I_1)} T_{id} - \frac{r_s}{(I_2 - I_1)} \left[\int_{t_2}^{t_3} i_d^e(t)dt - \int_{t_0}^{t_1} i_d^e(t)dt \right] \tag{76}$$

가 된다. 식 (76)에서 고정자 권선저항 r_s는 앞 절에서 식별한 값을 사용한다.

기존의 인덕턴스 추정 방식은 주로 식 (76)의 앞부분만을 이용하여 구한다 [6,7]. 수식 우변의 저항에 의한 영향을 무시하고 ;

$$L_d \approx \frac{(V_2 - V_1)}{(I_2 - I_1)} T_{id} \tag{77}$$

만을 사용하지만, 이러한 기존의 방법은 제안된 방식에 비해 상당히 큰 오차가 발생하는 사실을 차후 서술될 파라미터 식별 알고리즘 테스트 결과를 통해 확인하였다.

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

3. 역기전력 상수의 식별

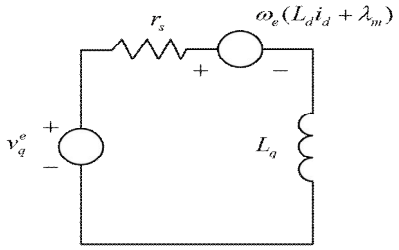


그림 15. 영구자석 동기모터
의 q상 등가회로

역기전력 상수 식별을 위해 앞 장의 IPMSM 모터 방정식 중, 식 (21)과 같이 q상 전압을 이용해야 한다. 그림 15는 역기전력 상수 식별을 위한 q상의 등가회로를 나타내고 있다.

q상 전압방정식:

$$v_q^e = r_s i_q^e + L_s \frac{d}{dt} i_q^e + w_e L_s i_d^e + \omega_e \lambda_m \tag{78}$$

이다. 식 (78)을 분석해보면, 먼저 역기전력은 모터의 회전ω_e과 쇄교 자속λ_m에 의해 발생된다는 점과 앞 절에서 서술한 관측기관점에서 역기전력의 변화는 다른 전기적 신호등에 비해 상대적으로 느리게 변화한다는 점을 알 수가 있다.

역기전력 상수의 식별방법의 요지는 시스템에서 느리게 변화하는 상태는 상대적으로 빠르게 변화하는 관측기 관점에서 보았을 때 일종의 외란(Disturbance)로 간주 될 수 있다는 점이다[4,5,8]. 따라서 전차원 외란 관측기를 통해 역기전력 상수 값을 정확하게 식별할 수 있을 것이다.

식 (78)에서, 커플링 부분인 $w_e L_s i_d^e$ 는 전향제어(Feedforward Control)에 의해 충분히 보상되었다고 가정한다면;

$$v_q^e = r_s i_q^e + L_s \frac{d}{dt} i_q^e + \omega_e \lambda_m \tag{79}$$

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

이고, i_q^e에 관한 항으로 정리하면;

$$\frac{di_q^e}{dt} = \frac{-r_s}{L_q} i_q^e + \frac{1}{L_q} v_q^e - \frac{1}{L_q} \omega_e \lambda_m \tag{80}$$

이다. q상전류에 관한 식으로 정리된 식(80)의 마지막 항인 $\omega_e \lambda_m$으로 표현되는 역기전력은 앞서 서술한 바와 같이 관측기 관점에서 보았을 시 상대적으로 느린 변화를 보이므로 역기전력을 시스템의 외란으로 간주하여 전차원상태관측기를 설계하면[4,5,8];

$$\frac{d\hat{i}_q^e}{dt} = -\frac{r_s}{L_q} \hat{i}_q^e + \frac{1}{L_q} v_q^e + l_1 (i_q^e - \hat{i}_q^e) \tag{81}$$

이다. 이때, l_1은 관측기의 이득 값이며, 관측기 이득을 통해 관측기 성능을 조절할 수 있다. 주파수 영역 해석을 위해 식 (81)을 라플라스 변환하면;

$$\mathcal{L}\left[\frac{d\hat{i}_q^e}{dt} = -\frac{r_s}{L_q} \hat{i}_q^e + \frac{1}{L_q} v_q^e + l_1 (i_q^e - \hat{i}_q^e)\right] \tag{82}$$

$$s\hat{i}_q^e = \frac{-r_s}{L_q} \hat{i}_q^e + \frac{1}{L_q} v_q^e + l_1 (i_q^e - \hat{i}_q^e) \tag{83}$$

이 되고, 양변을 추정 전류 값 $\hat{i}_q^e$ 으로 정리하면;

$$(s + \frac{r_s}{L_q}) \hat{i}_q^e = \frac{1}{L_q} v_q^e + l_1 (i_q^e - \hat{i}_q^e) \tag{84}$$

이다. 추정 전류 값 $\hat{i}_q^e$ 을 얻기 위하여 양변을 좌변에 $\hat{i}_q^e$ 만을 남긴 체 정리를 하면;

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

$$\hat{i_q^e} = \frac{1}{L_q s + r_s} v_q^e + \frac{l_1 L_q}{L_q s + r_s}(i_q^e + \hat{i_q^e})$$

$$= \frac{1}{L_q s + r_s}\left(v_q^e + l_1 L_q (i_q^e - \hat{i_q^e})\right) \quad (85)$$

가 되므로, 외란으로 간주되는 전차원상태관측기는 그림 16의 구조를 갖는다.

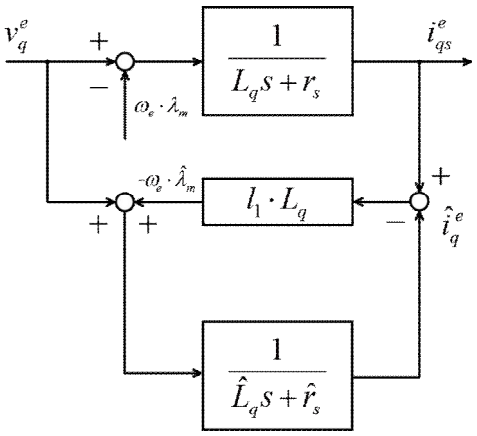


그림 16. 상태관측기가 포함된 모터 전기적 시스템 모델링

플랜트의 출력 값 i_{qs}^e와 전차원상태관측기의 출력 값인 추정된 전류 값 $\hat{i_q^e}$ 값의 차가 관측기 이득행렬 블록$l_1 \hat{L}_q$으로 의 입력으로 들어가면, 상태관측기를 통해 식별된 역기전력 값 $-\omega_e \widehat{\lambda_m}$과 인버터 출력의 q상 전압이 만나 발생하는 오차 신호는 다시 관측기 블록의 입력으로 들어가게 된다. 같은 동작이 반복됨에 따라서 관측기 오차는 0으로 수렴하여 결국 정확한 역기전력 값을 추정할 수 있다.

하지만, 식 (79)에서 역기전력의 발생은 회전자의 회전속도와 쇄교 자속의 값에 비례하기 때문에, 일정 회전속도 이후 즉, 약 계자제어(Field Weakening Control)구간에서는 역기전력 상수의 식별이 힘들 것으로 예상되며, 역기전력의 상승구간 즉, 정 토크제어 구간에서 사용이 가능할 것으로 예상된다.

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

위의 관측기 오차 식별과정을 반복하는 동안 상태관측기가 정확한 역기전력을 식별한다면;

$$\omega_e \lambda_m = \omega_e \hat{\lambda}_m \tag{86}$$

이고, 관측된 역기전력 값을 모터의 회전속도 값 ω_e로 나눈 자속 값;

$$\lambda_m = \left(\frac{\omega_e \hat{\lambda}_m}{\omega_e} \right) \tag{87}$$

이 되어, 결국 식별 자속 $\hat{\lambda}_m$은 실제 자속 λ_m과 일치하게 된다.

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

B. 기계적 파라미터 식별

1. 관성모멘트 및 마찰계수의 식별

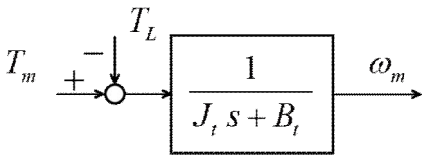


그림 17. 기계적 시스템 모델

그림 27에서 T_m, T_L, ω_m은 각각 영구자석 동기모터의 기계적 토크 출력, 부하토크, 기계적 각속도를 나타낸다.

토크 방정식은:

$$T_m = J_t \frac{d\omega_m}{dt} + B_t \omega_m + T_L \tag{88}$$

이다. 부하토크가 0이라고 가정한다면 즉, 무부하시 토크는;

$$T_m = J_t \frac{d\omega_m}{dt} + B_t \omega_m \tag{89}$$

로 다시 쓸 수 있다. 관성모멘트J_t와 마찰계수B_t를 식별하기 위해 전기적 파라미터 식별방식과 유사하게 토크를 인가한다. 여기서는 물리적 토크T_m이 여기신호(Excitation Signal)가 된다. 그림 28는 토크인가에 따른 속도변화를 보여주고 있다. 토크 인가시간인 $t_0 \sim t_1$ 구간에서 일정 토크 T_m가 인가되고 인가되지 않는 나머지 $t_1 \sim t_2$ 구간동안 자유회전을 한다.(free run). 한 번의 토크여기로 인가와 비인가시 두 구간의 속도를 측정하는데 걸리는 시간의 폭은 T_{id}로 정의했

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

다. T_{id}는 100PWM 주기로 설정하였다. 즉, $T_{id} = 100 T_{pwm} = 0.00625\text{sec}$ 이다. 식 (89)와 그림 18을 참고하여 이 두 구간에 대한 토크 방정식은 아래와 같다.

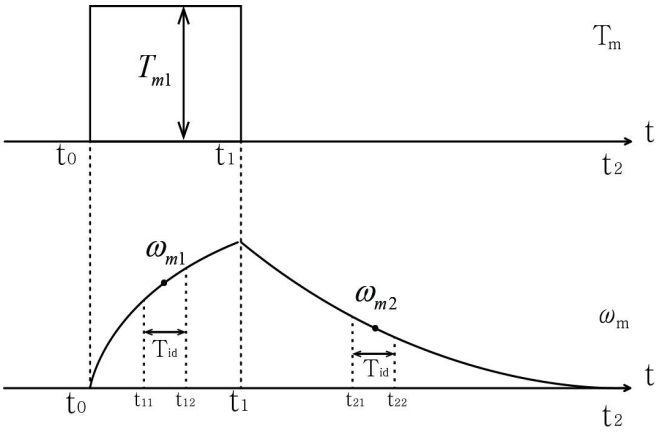


그림 18. 기계적 파라미터 식별 알고리즘 테스트

토크 인가 구간 $t_0 \sim t_1$:

$$J_t \frac{d\omega_{m1}}{dt} + B_t\, \omega_{m1} = T_{m1} \tag{90}$$

자유회전 구간 $t_1 \sim t_2$:

$$J_t \frac{d\omega_{m2}}{dt} + B_t\, \omega_{m2} = 0 \tag{91}$$

이다.

역학시스템(Dynamic system)에서 회전운동에 관한 각 변위 θ와 각속도 ω_m, 그리고 각가속도 α는 차례로 다음의 미분 관계를 갖고 있다.

$$T(t) = J\alpha(t) = J\frac{d\omega(t)}{dt} = J\frac{d^2\theta(t)}{dt^2} \tag{92}$$

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

따라서 위 식 (90)과 (91)은;

$$J_t \alpha_{m1} + B_t \omega_{m1} = T_{m1} \qquad (t_0 \sim t_1) \tag{92}$$

$$J_t \alpha_{m2} + B_t \omega_{m2} = 0 \qquad (t_1 \sim t_2) \tag{93}$$

으로 다시 쓸 수 있으며, 관성 모멘트 J_t:

$$\therefore J_t = - \frac{\omega_{m2}}{a_{m2}} B_t \tag{94}$$

이다. 식 (92), (94)를 활용하여;

$$\begin{aligned} T_{m1} &= - \alpha_{m1} \frac{\omega_{m2}}{\alpha_{m2}} B_t + B_t \, \omega_{m1} \\ &= \left(\frac{\omega_{m1} \alpha_{m2} - \omega_{m2} \alpha_{m1}}{\alpha_{m2}} \right) B_t \end{aligned} \tag{95}$$

로 표현할 수 있고, 마찰계수 B_t:

$$\therefore B_t = \left(\frac{\alpha_{m2}}{\omega_{m1} \alpha_{m2} - \omega_{m2} \alpha_{m1}} \right) T_{m1} \tag{96}$$

가 된다. 식 (96)을 식 (94)에 대입하여 관성모멘트 J_t값을 계산 할 수 있다.

한편, 속도 상승구간의 가속도 α_{m1}와 속도 ω_{m1}는 $t_{11} \sim t_{12}$ 구간동안 측정을 하는데,

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

$$\alpha_{m1} = \frac{\omega_m(t_{12}) - \omega_m(t_{11})}{T_{id}} \tag{97}$$

이고 회전속도 ω_{m1}은 :

$$\omega_{m1} = \omega_m\left(\frac{t_{12} - t_{11}}{2}\right) \tag{98}$$

이 된다. 식 (97)에서 속도변화 구간 T_{id}를 너무 작게 산정하면 속도의 변화율에 오차가 많이 발생할 수 있으므로 100PWM이상 즉,

$$T_{id} > 100T_{pwm} \tag{99}$$

으로 설정하였다. 자유회전 구간 $t_{21} \sim t_{22}$ 구간에서도 역시 ;

$$\alpha_{m2} = \frac{\omega_m(t_{22}) - \omega_m(t_{21})}{T_{id}} \tag{100}$$

$$\omega_{m2} = \omega_m\left(\frac{t_{22} - t_{21}}{2}\right) \tag{101}$$

로 각 파라미터 값들을 구할 수 있다.

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

Ⅴ. 시뮬레이션 결과 및 고찰

A. 시뮬레이션 모델

이상 앞 장의 논의로 얻어진 결과를 바탕으로 다음과 같은 전체 시뮬레이션 모델을 구축 하였다.

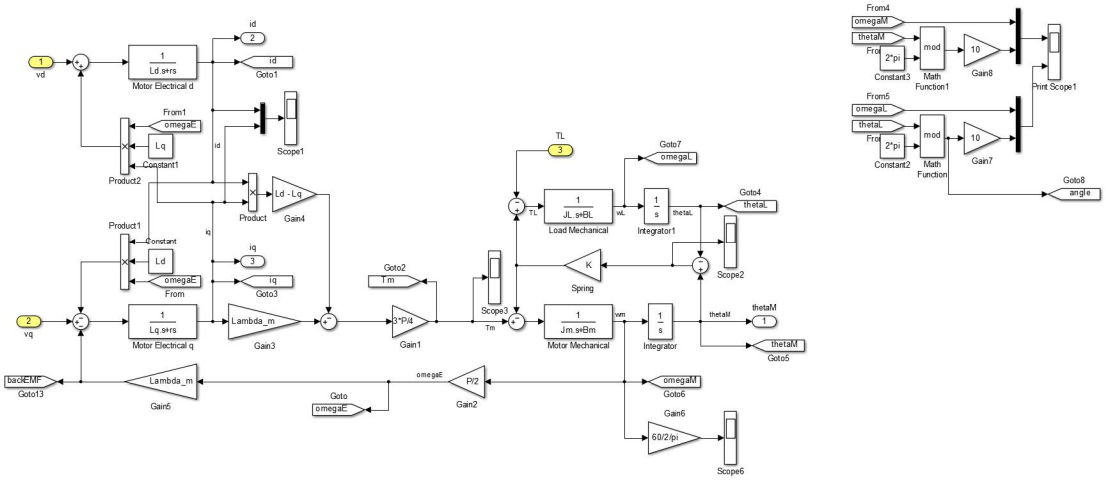


그림 19. IPMSM 시뮬레이션 모델

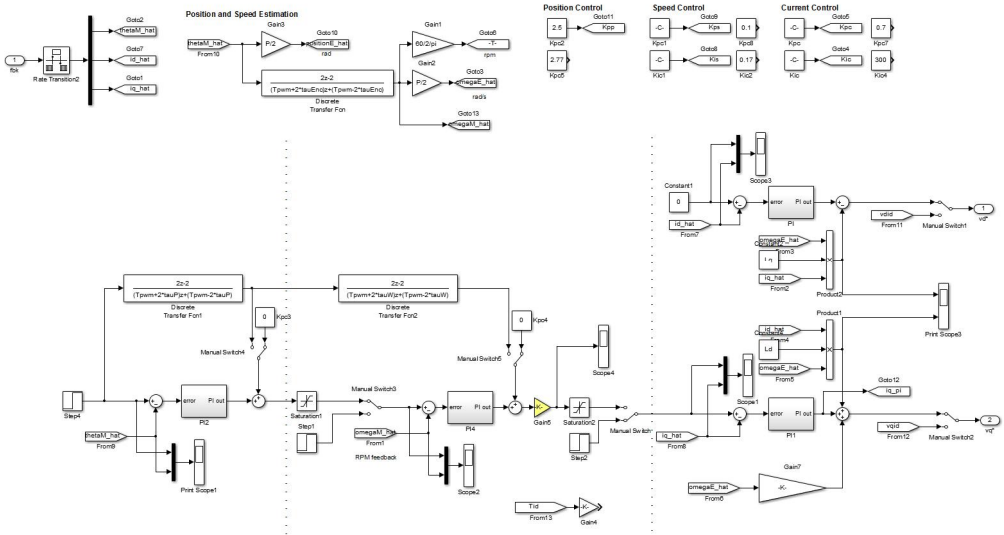


그림 20. 제어기 시뮬레이션 모델

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

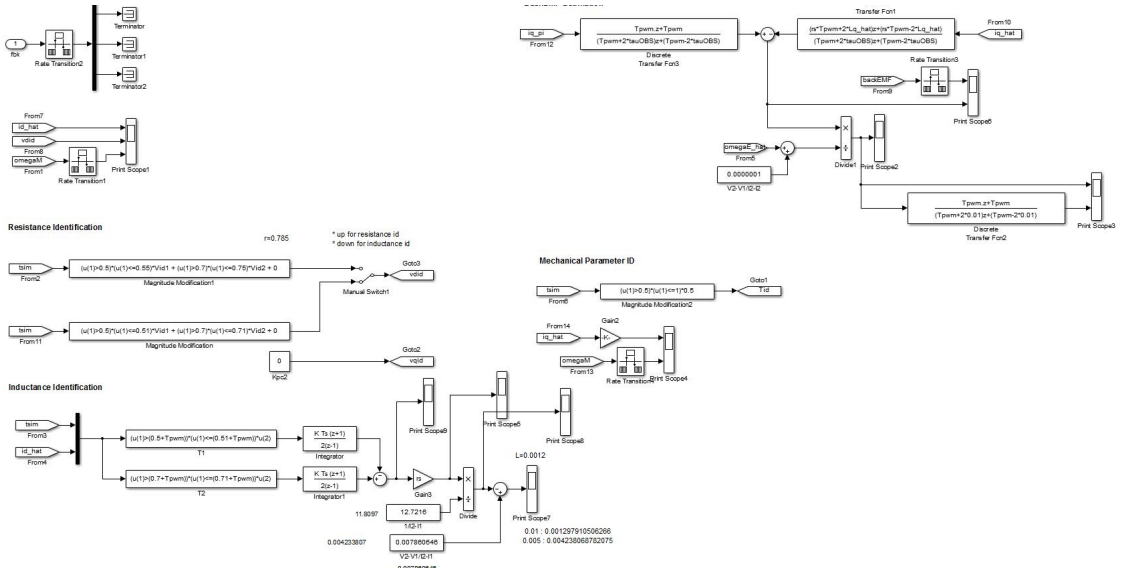


그림 21. 파라미터 식별 시뮬레이션 모델

또한 수동 제어 이득 산정 방식과의 비교를 위한 각 제어기의 이득 값은 다음 표와 같이 설정하였다.

[표 1] 전류 제어기 이득 값

수동 이득 선정 값		자동이득 산정값	
$K_{pc} = 0.7$	$K_{ic} = 300$	$K_{pc} = 0.558139$	$K_{ic} = 365.11$
		산정기준 : $\tau_{curr} = 0.00267$	

[표 2] 속도 제어기 이득 값

수동 이득 선정 값		자동이득 산정값	
$K_{ps} = 0.1$	$K_{is} = 0.17$	$K_{ps} = 0.05745$	$K_{is} = 0.1031$
		산정기준 : $\tau_{speed} = 0.00653$	

[표 3] 위치 제어기 이득 값

수동 이득 선정		자동 이득 산정	
비례 이득	감쇄비, ζ	비례 이득	선정 기준
$K_{pp} = 2.77$	$\zeta = 1$	$K_{pp} = 2.5$	$\tau_{speed} = 0.00653$

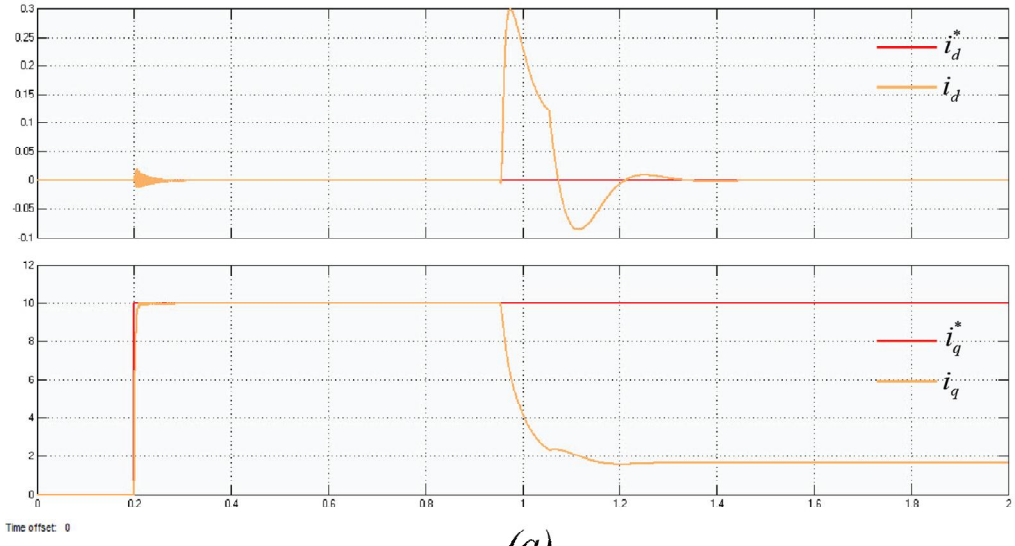
Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

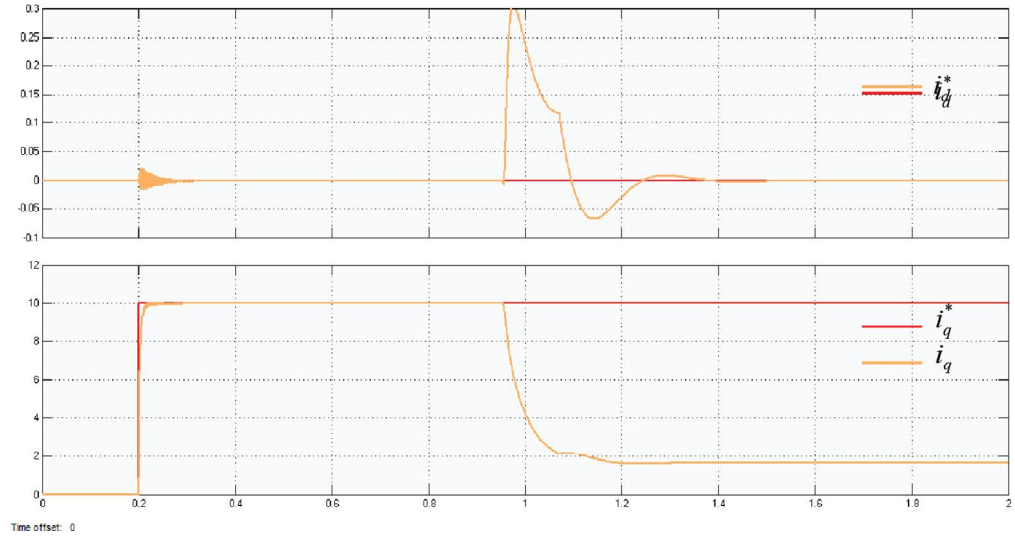
B. 제어기 응답특성

1. 전류 제어기 응답특성

성능비교를 위해 제안된 자동이득선정방식을 적용한 방식과 제어기 이득을 직접 선정하여 이상적인 튜닝을 적용한 방식을 테스트 하였다.



(a)



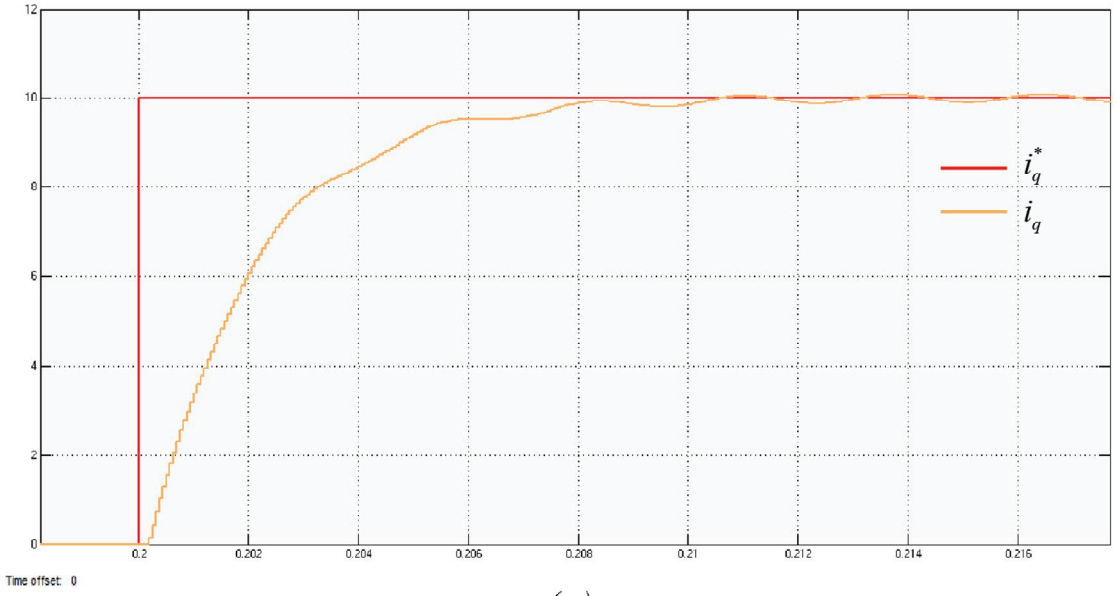
(b)

(a) 제안된 방식 (b) 수동선정방식

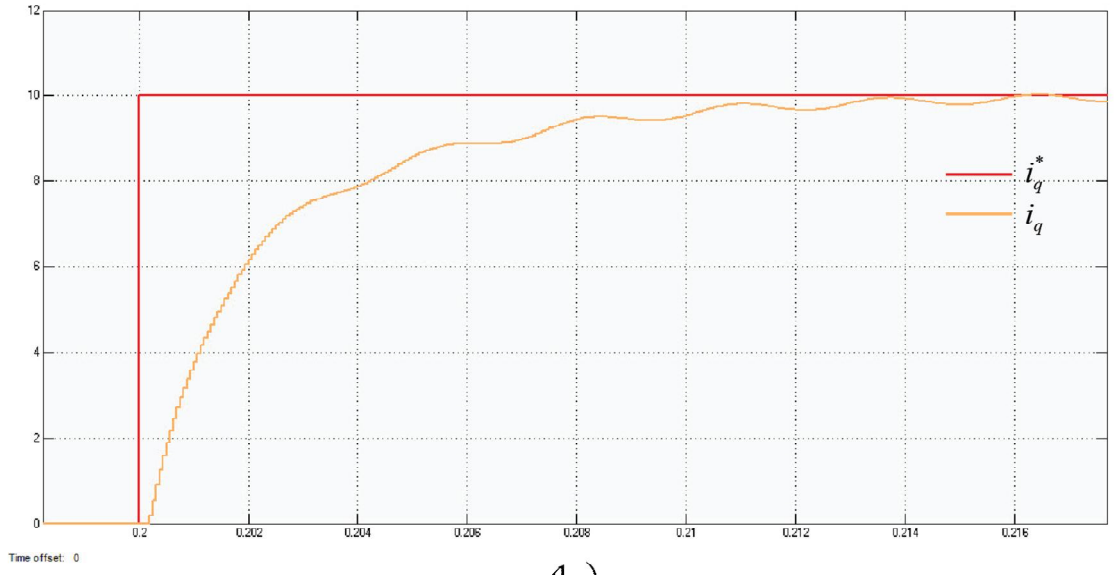
그림 22. 제안된 방식과 수동이득선정 방법의 비교

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY



(a)



(b)

(a) 제안된 방식 (b) 수동선정방식

그림 23. 전류 입력에 따른 응답특성

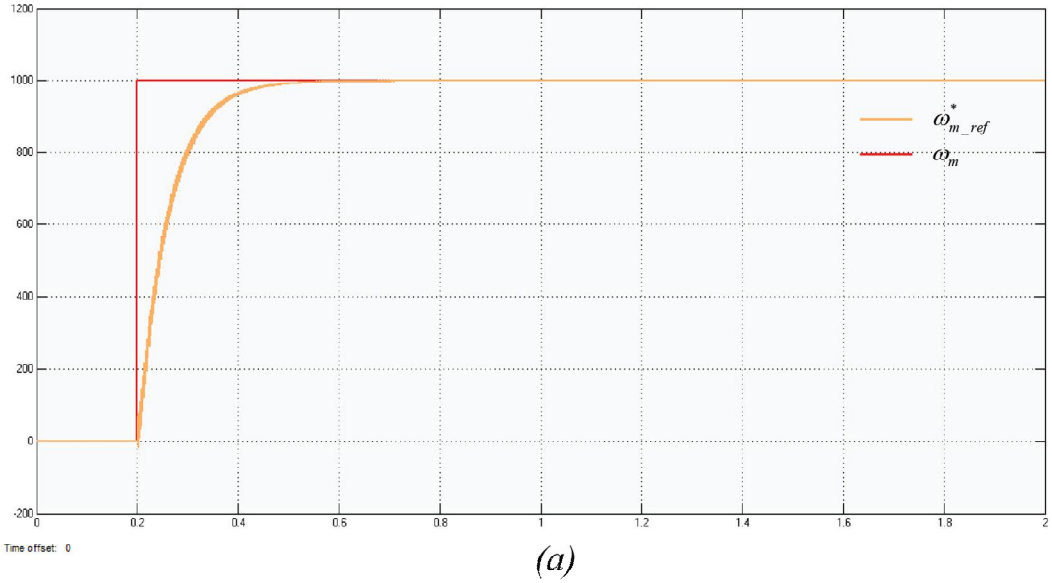
전류 응답특성결과인 그림 7을 분석해보면, 제안된 방식이 이득 수동 선정 방식에 비하여 큰 차이가 없다는 것을 알 수 있다. 0.2sec 부근의 스텝전류 인가 시점의 파형을 확대하면, 기존의 이득 수동선정방식에 비하여 응답파형이 개선된 것을 알 수 있으며, 0.004sec 더 빠른 동특성을 낸다는 것을 알 수 있다.

Collection @ chosun

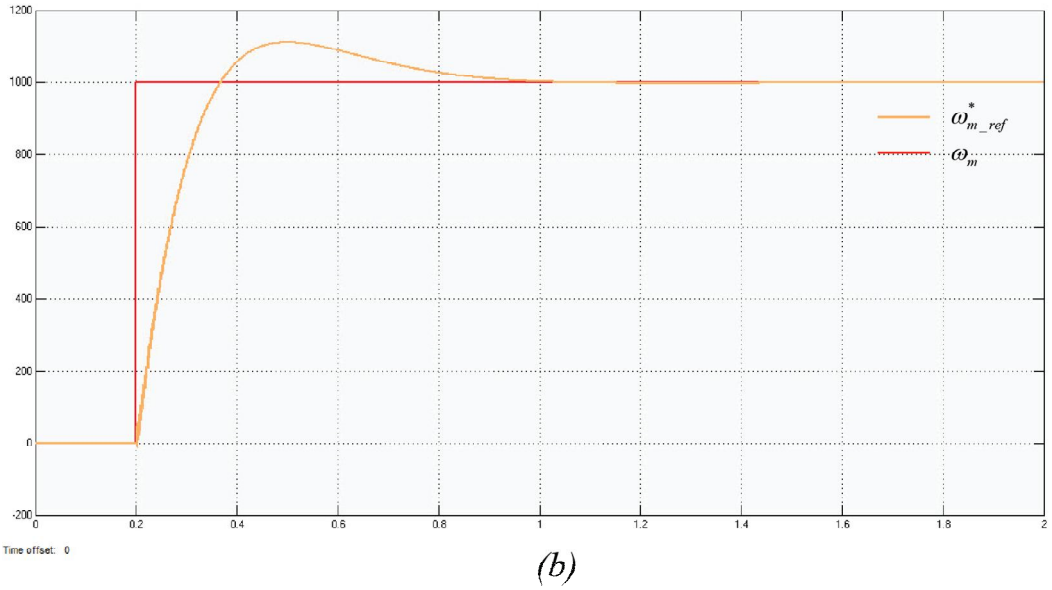
조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

2. 속도 제어기 응답특성

성능비교를 위해 제안된 자동이득선정방식을 적용한 방식과 제어기 이득을 직접 선정하여 이상적인 튜닝을 적용한 방식을 테스트 하였다.



(a)



(b)

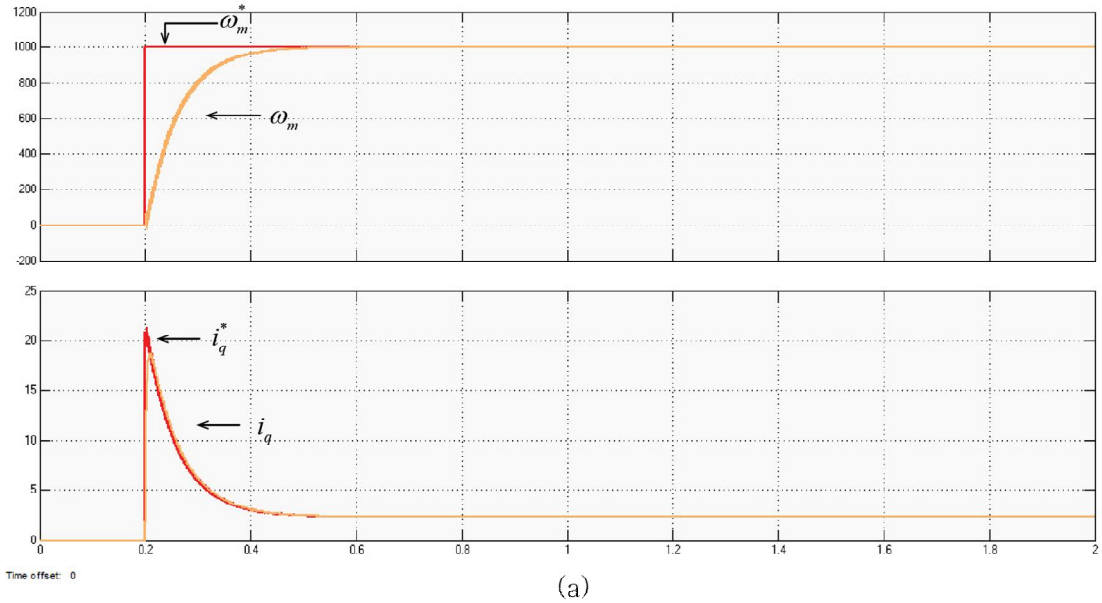
(a) 제안된 방식 (b) 수동선정방식

그림 24. 제안된 방법과 수동이득선정 방식의 비교

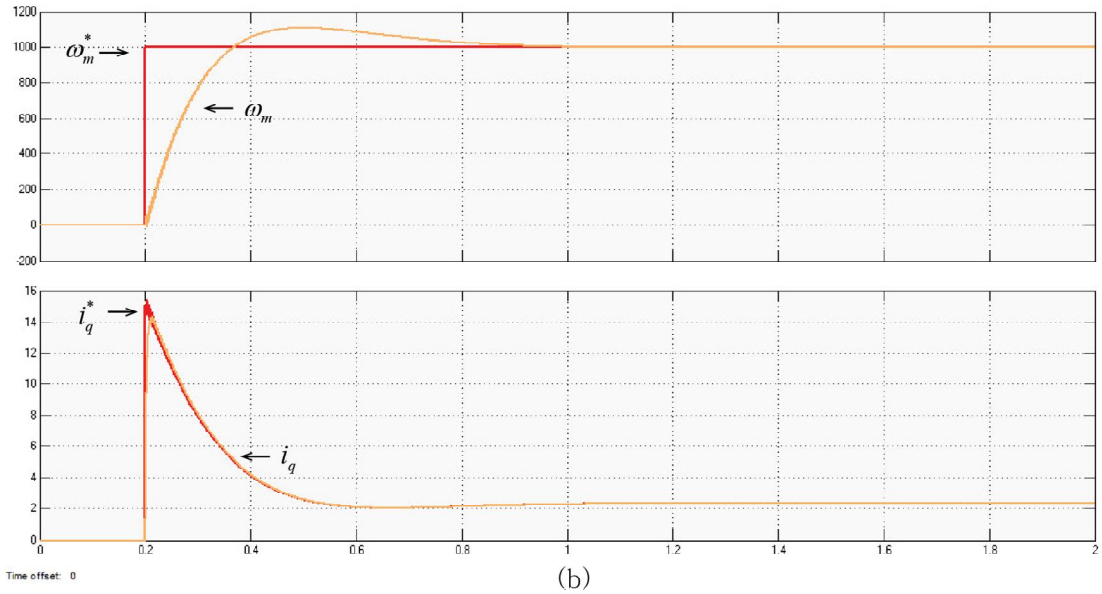
Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

기존 제어기의 수동이득선정 방식에서는 시스템의 빠른 응답특성을 위한 임의의 오버슈트가 1100rpm 으로 10% 오버슈트가 확인되며, 정상상태 도달시간이 1sec인데 비해, 제안된 방식에서는 오버슈트가 없고 정상상태 도달시간이 0.5sec로 기존의 방식대비 2배 향상된 응답특성을 나타내었다. 또한, 앞장의 전류제어기의 테스트 결과와 마찬가지로 자동 이득 선정 과정에서 출력이 제어 명령치를 정확히 추종하는 응답파형을 얻을 수 있었다.



(a)



(b)

(a) 제안된 방식 (b) 수동선정방식

그림 25. q축 전류입력에 따른 응답특성

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

3. 위치 제어기 위치응답 특성

성능비교를 위해 제안된 자동이득선정방식을 적용한 방식과 제어기 이득을 직접 선정하여 이상적인 튜닝을 적용한 방식을 테스트 하였다.

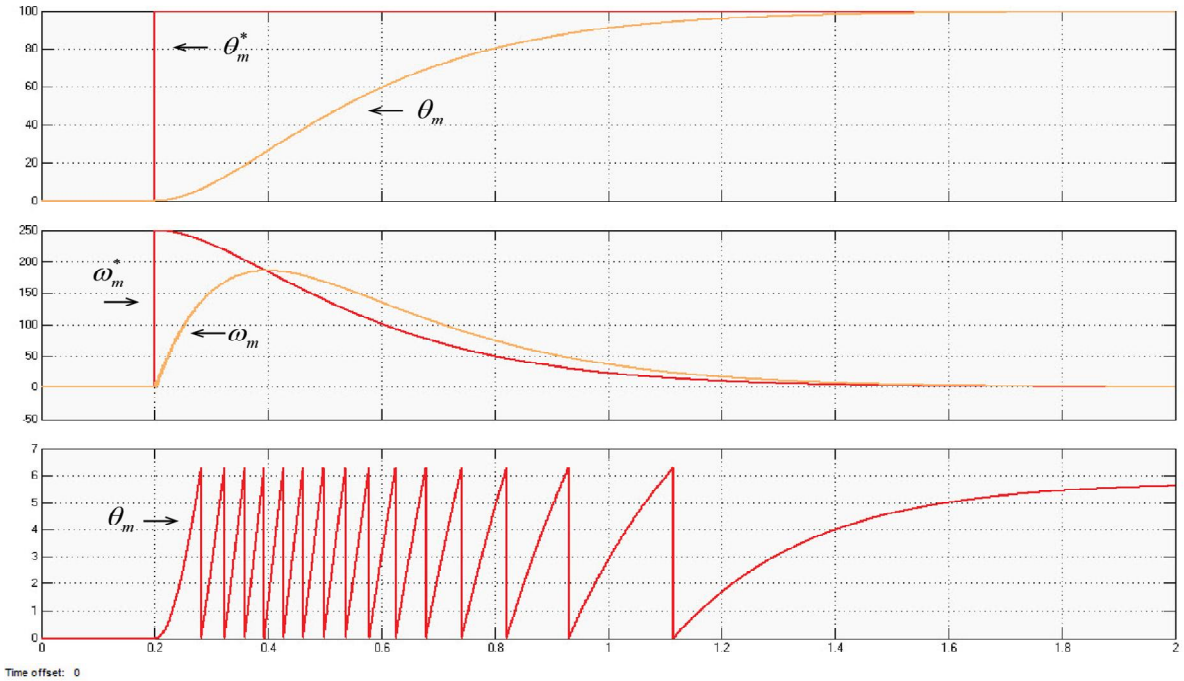


그림 26. 제안된 방식의 위치 제어기 응답특성

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

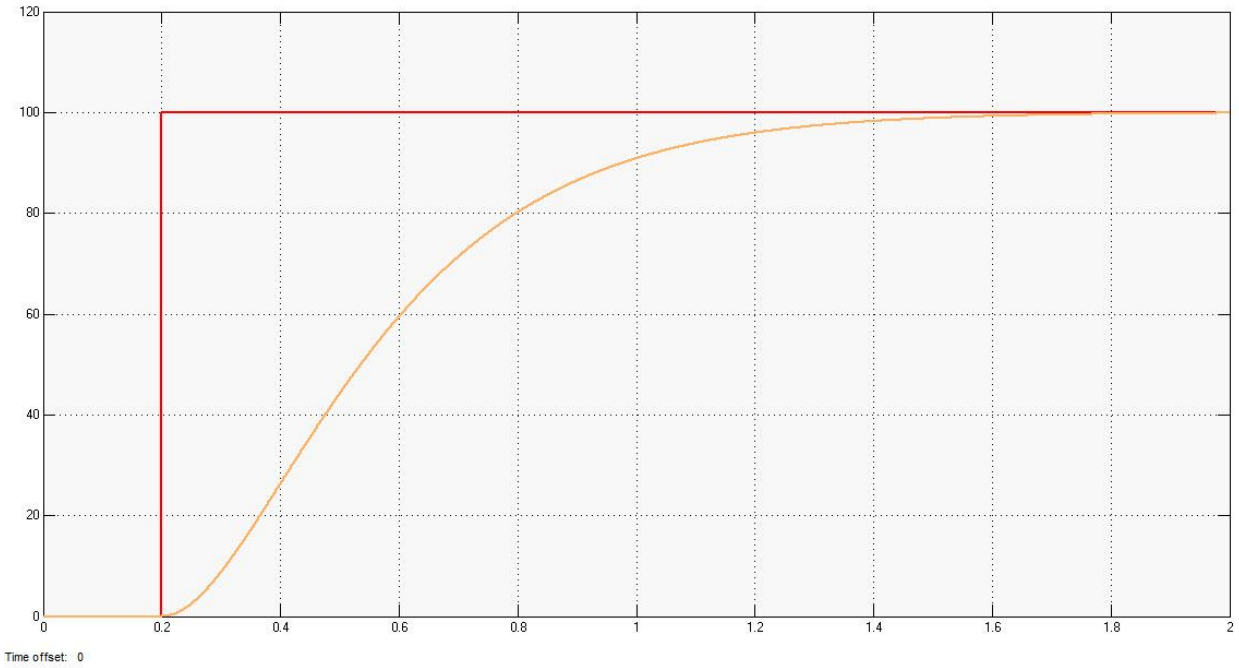


그림 27. 제안된 방식의 위치 제어기 응답특성(확대)

그림 26-27은 제어기 자동이득 산정방식의 위치 제어기 응답특성을 나타낸다. 위치제어기는 오버슈트 없이 지령치 θ_m^*값을 따라가는 특성을 나타내고 있으며, 제어 명령치 인가시간인 0.2sec에서 1.0sec 만에 정상범위로 들어오는 것을 알 수 있다.

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

C. 파라미터 식별성능

1. 권선저항 식별성능

개발된 알고리즘을 평가하기 위하여 실제 0.785Ω의 권선저항을 가지는 IPMSM을 대상으로 테스트를 진행하였다. 일반적인 모터의 시정수가 수 msec이내이므로 충분한 정상상태를 확보하기 위하여 펄스 인가시간은 0.05sec로 설정하였다.

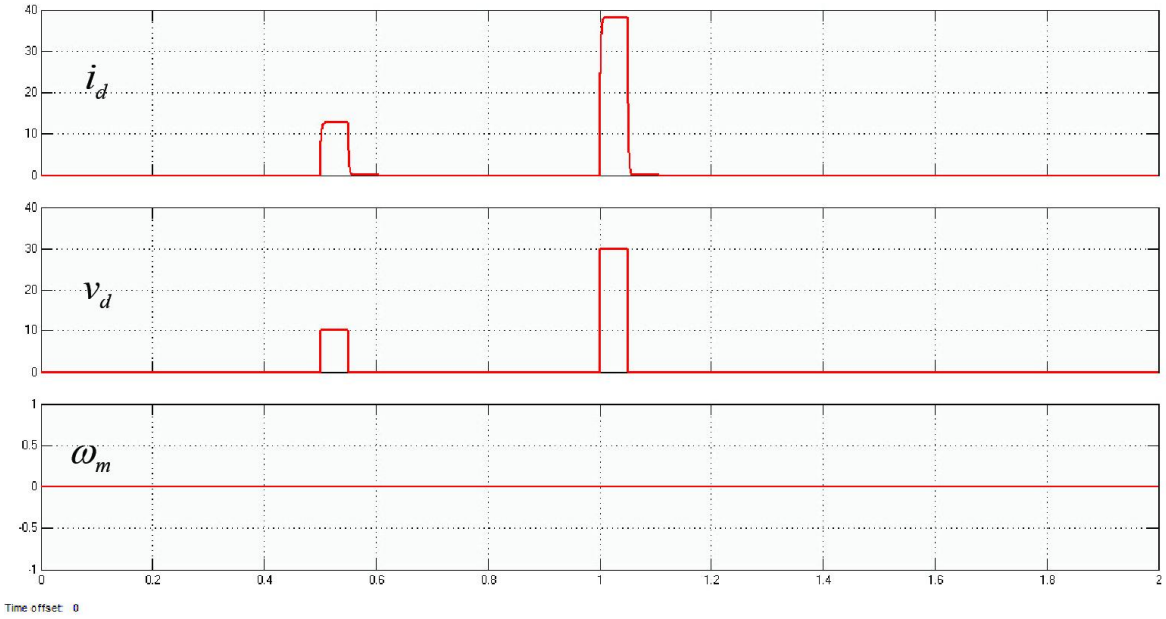


그림 28. 고정자 권선 저항 식별 알고리즘 테스트

■ 실제 저항 값 : 0.785Ω

- 인가전압 : $V_1 = 10\,V$, $V_2 = 20\,V$
- 측정된 전류 : $I_1 = 12.53A$, $I_2 = 25.22A$
- 권선저항 값 :

$$r_s = \frac{V_2 - V_1}{I_2 - I_1} = \frac{20 - 10}{25.22 - 12.53} = 0.788022\Omega$$

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

그림 19를 보면 0.05초간의 펄스전압 입력에 대하여 출력전류가 정상상태에 도달함을 알 수 있다. 또한, d상 전원 인가에 따라 대하여 모터는 회전하지 않는다는 것을 알 수 있다. 측정된 권선저항 값은 거의 실제 저항 값과 유사하며, 0.54%의 오차를 보인다.

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

2. 고정자 인덕턴스 식별성능

앞서 서술한 바와 같이 정확한 인덕턴스 식별을 위해 [그림 22]와 같이 두 번의 d상 전압을 인가시키고 과도상태일 때 전류 값을 측정하여 인덕턴스 식별에 사용한다.

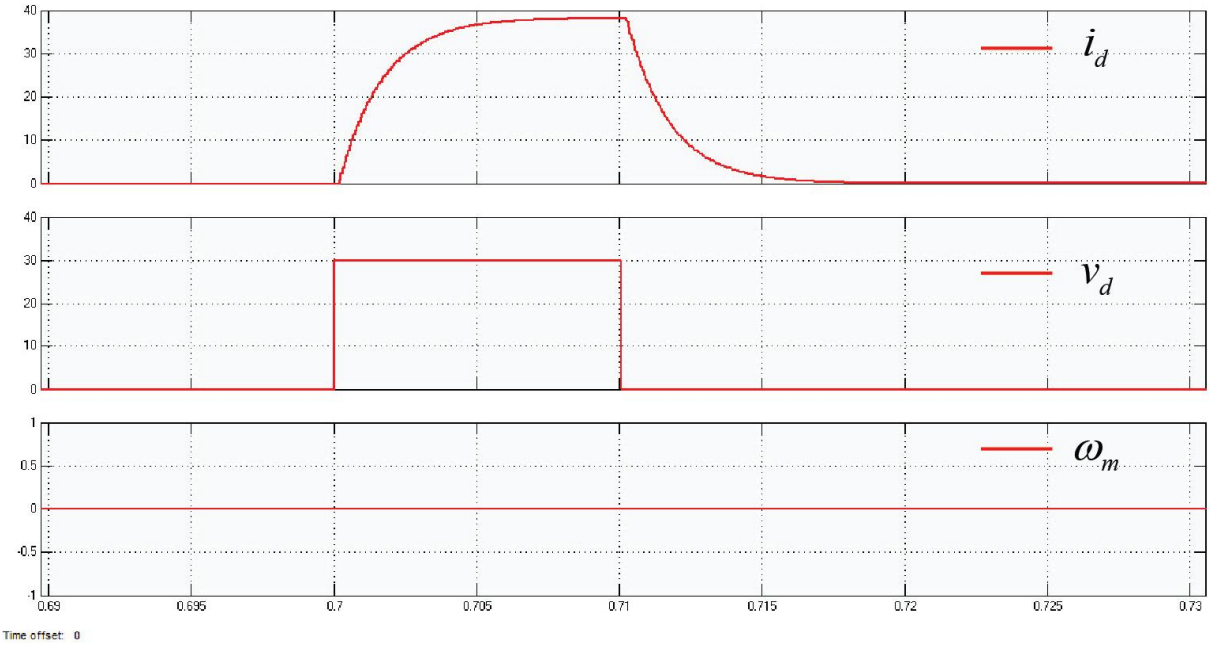


그림 29. 인덕턴스 식별 알고리즘 테스트

■ 실제 인덕턴스 값 : 0.0012 H

- 인가전압 : $V_1 = 10\,V$, $V_2 = 20\,V$
- 펄스 인가시간 : $T_{id} = 0.01$
- 측정된 전류 : $I_1 = 12.5301A$, $I_2 = 25.2217A$

■ 기존의 방식에 의한 계산 :

- 고정자 인덕턴스 값 :

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

$$r_s = \frac{V_2 - V_1}{I_2 - I_1} T_{id} = \frac{20-10}{25.2217-12.5301}(0.01) = 0.007879227H$$

▪ 오차율 : 556.602 %

■ 새로운 방식에 의한 계산 :

▪고정자 인덕턴스 값 :

$$r_s = \frac{V_2 - V_1}{I_2 - I_1} T_{id} + \frac{r_1}{I_2 - I_1}\left[\int_{t_2}^{t_3} i_d^e(t)dt - \int_{t_0}^{t_1} i_d^e(t)dt\right]$$

$$= \frac{20-10}{25.2217-12.5301}(0.01) - \frac{0.788}{25.2217-12.5301}(0.1064)$$

$$= 0.007879227 - 0.006606196 = 0.001273031\,H$$

▪오차율 : 6.09 %

펄스전압 인가 초기에 전류 상승률이 대략적으로 인덕턴스에 해당한다는 기존의 방식[6,7]에서는 큰 오차가 발생함을 알 수 있으며 저항에 관한 부분의 영향이 식별 방식에 추가됨에 따라 오차율이 100배 정도 감소한다는 것을 알 수가 있다.

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

3. 역기전력 상수 식별성능

역기전력 상수 식별 시, 전기적 파라미터인 고정자 권선저항 및 인덕턴스 값을 식별한 상황이므로, 해당 파라미터가 필요한 전류루프의 튜닝은 완료되었다고 가정한다. 따라서 역기전력 상수 추정 시에는 전류루프가 동작하는 상황에서 관측기의 입력 v_q^e와 i_q^e를 측정한다.

모터에 일정 전류지령을 인가하게 되면 모터는 토크를 발생하면서 가속하게 된다. 모터가 가속되면서 역기전력은 점점 더 큰 값을 가지게 되고 결국 4000rpm 이상에서는 역기전력이 인버터로 출력 가능한 전압 범위를 넘어서게 되므로 더 이상의 가속은 이루어지지 않는다. 따라서 역기전력 상수의 추정은 그림 30과 같이 모터가 선형가속 구간(역기전력/자속 포화 이전구간)에 있을 때만 가능하다.

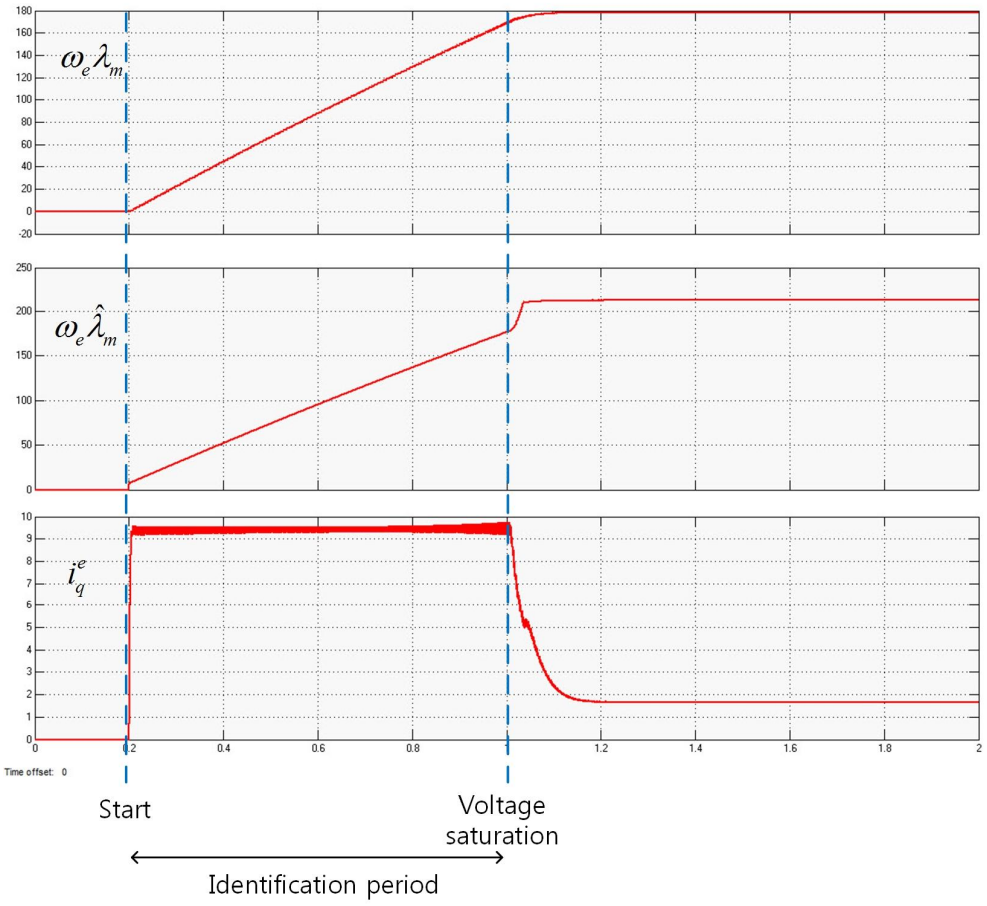


그림 30. 역기전력 상수 식별 알고리즘 테스트

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

최종적으로 얻어진 역기전력 상수 값은 :

- 실제 역기전력 상수 값 : 0.07671 V/rad/sec
- 추정된 역기전력 상수 값 : 0.0781 V/rad/sec
- 오차율 : 1.812 %

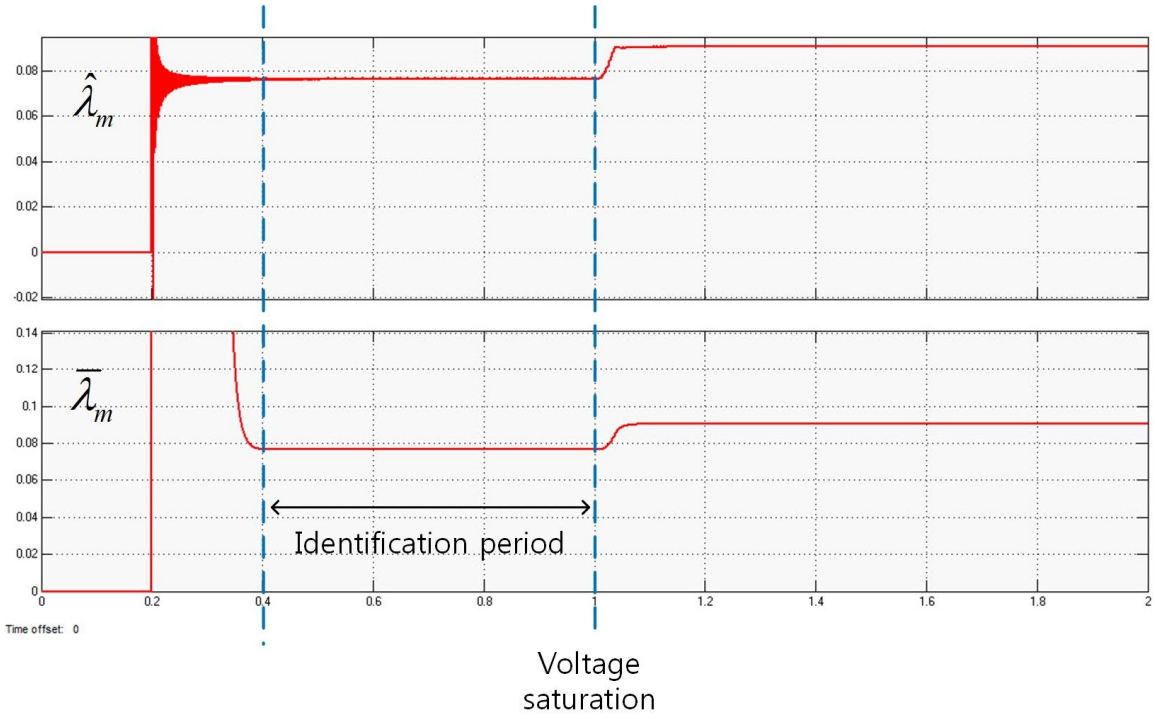


그림 31. 추정된 역기전력 상수 및 고주파 필터링 된 값

상기 역기전력 상수 측정 방식은 오차율이 2% 이내로 상당히 정확한 값이 추정됨을 알 수 있다. 이후부터의 파라미터 추정은 이상의 파라미터 추정 기법을 통해서 전류제어(토크제어)루프가 완전히 구성되었다고 가정한 상황에서 이루어진다.

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

4. 관성 모멘트, 마찰계수 식별성능

(1) 기존의 방식

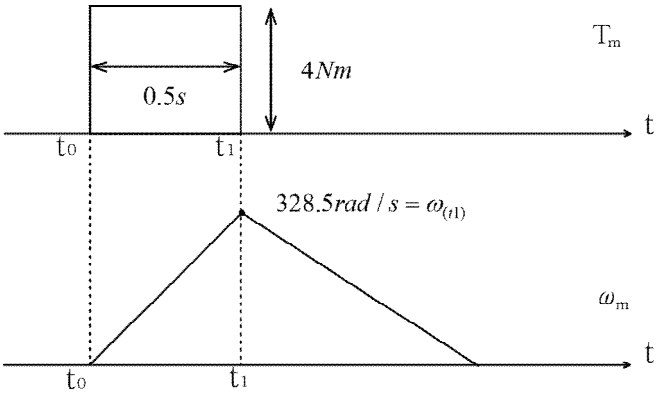


그림 32. 기존의 기계적 파라미터 식별 알고리즘.

그림 29는 기존의 파라미터 식별방식을 도식화한 것이다[9-12]. 기존의 방법은 기계적 토크 방정식, 식 (88)에서 마찰토크의 비중이 무시 할 만큼 작다고 가정하고 식 (102)를 사용하였다.

토크 인가구간 $t_0 \sim t_1$에서 ;

$$T_m = J_t \frac{d\omega_m}{dt} \tag{102}$$

로 근사화하고 양변을 적분하여 구한 관성모멘트 J_T는;

$$J_t = \frac{(t_1 - t_0) T_m}{\omega_m(t_1) - \omega_m(t_0)} \tag{103}$$

이다. 기존의 파라미터 식별 방식 결과 :

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

$$J_t = \frac{(t_1 - t_0)T_m}{\omega_m(t_1) - \omega_m(t_0)} = \frac{0.5 \times 4}{328.5} = 0.00608828$$

로 계산되고, 실제 관성모멘트$J_{real} = 0.005745$와 오차율은 5.975%로 나타났다.

(2) 본 연구에서 적용한 방식

■ 기계적 파라미터들의 실제 값 : 0.005745 kgm2, 0.01031 Nm/rad/s

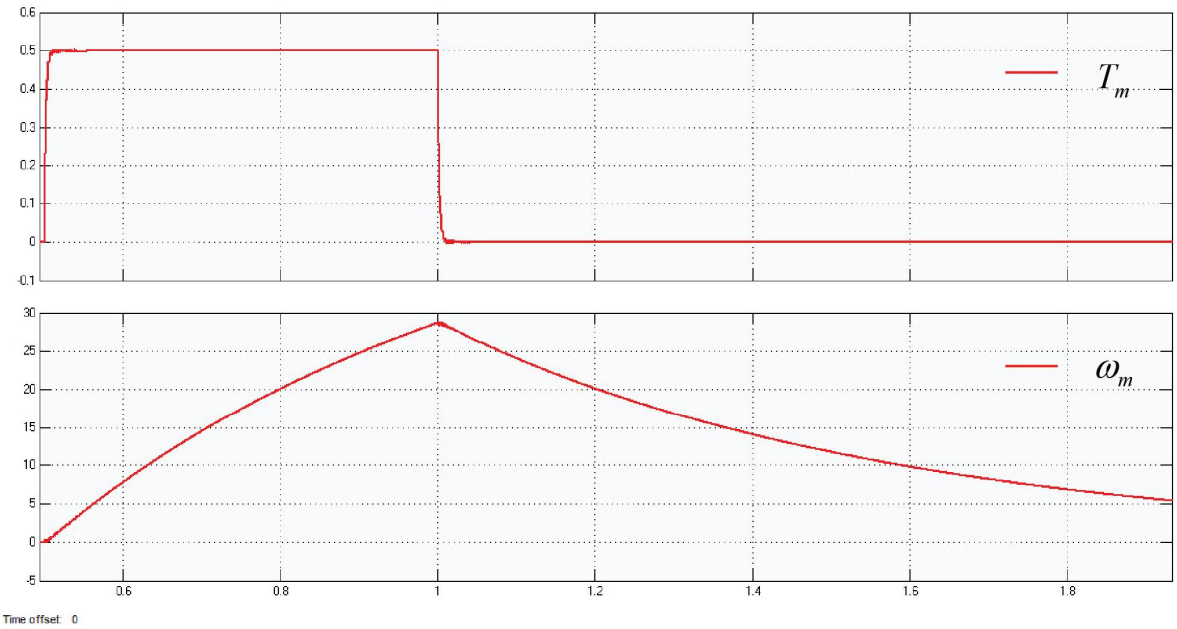


그림 33. 기계적 파라미터 식별 알고리즘 테스트

그림 30과 같이 토크 인가시와 비인가시 두 구간으로 나누워 각 지점의 값을 구하였다.

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

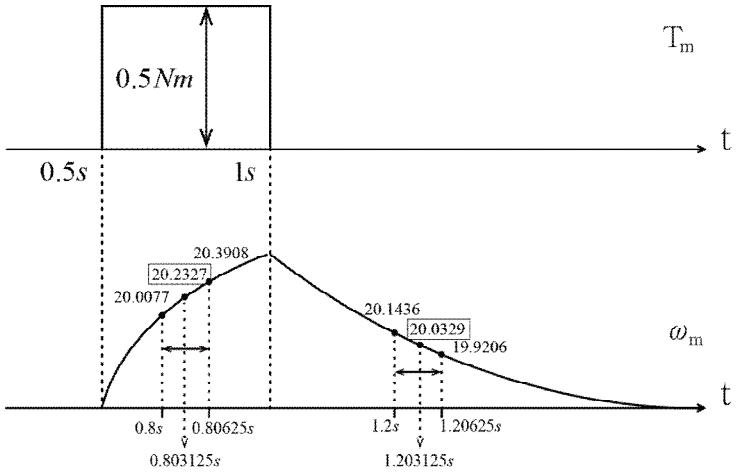


그림 34. 제안된 기계적 파라미터 식별 알고리즘

각각 파라미터 식별 변수들을 계산하면 :

▪ 가속도 α_{m1} :

$$\alpha_{m1} = \frac{\omega_m(t_{12}) - \omega_m(t_{11})}{T_{id}} = \frac{20.3908 - 20.077}{0.00625} = 50.208$$

▪ 가속도 α_{m2} :

$$\alpha_{m2} = \frac{\omega_m(t_{22}) - \omega_m(t_{21})}{T_{id}} = \frac{19.9206 - 20.1436}{0.00625} = -35.68$$

▪ 마찰계수 B_t :

$$B_t = \left(\frac{\alpha_2}{\omega_1\alpha_2 - \omega_2\alpha_1}\right) T_{mi} = -\frac{-35.68}{(20.2327)(-35.68) - (20.0329)(50.208)} = 0.010325779$$

▪ 관성 모멘트 J_t :

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

$$J_T = -\frac{\omega_2}{\alpha_2} B_T = -\frac{20.0329}{-35.68}(0.010325779) = 0.005797514$$

로 구해진다. 실제의 관성 모멘트 값이 $J_{t,real} = 0.005745$이고 마찰계수 값이 $B_{t,real} = 0.01031$이므로 오차율은

$$\frac{\triangle J_t}{J_{t,real}} = \frac{0.005797514 - 0.005745}{0.005745} = 0.914\%$$

$$\frac{\triangle B_t}{B_{t,real}} = \frac{0.010325779 - 0.01031}{0.01031} = 0.153\%$$

로 나타났다. 기존의 방식에서 5.975%의 오차가 발생한 것에 비하면 큰 오차 개선 효과를 보인 것으로 확인 되었다.

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

Ⅵ. 결론

본 논문에서는 영구자석 동기모터의 파라미터 식별방법과 제어기 자동이득 산정을 위한 알고리즘을 소개하였다. 제안된 방식은 제어기 튜닝을 위한 모터 파라미터 식별단계와 식별된 파라미터 값을 바탕으로 제어기 이득 값을 산정하는 부분으로 나눠지며, 제어기 자동 이득 산정 알고리즘 루틴은 다음과 같다.

1) 전기적 파라미터 값의 여기를 위해 펄스 성 d상 전압을 모터의 고정자 권선에 두 번에 걸쳐 인가한 뒤, 여기된 전기적 파라미터 값인 고정자 권선저항 r_s, 고정자 인덕턴스 L_d, L_q를 식별한다.
2) 식별된 전기적 파라미터는 PZ소거법을 활용하여 제어 출력이 명령치를 추종하도록 설계된 전류 제어기 자동 이득 산정 알고리즘 루틴을 반복 수행하며 제어기 튜닝을 실시하고 전류제어를 시작한다.
3) 전류 제어루프 튜닝이 끝난 후, 출력되는 튜닝된 전류 신호는 상태관측기를 통해 역기전력 값을 식별하며 영구자석 동기모터의 엔코더로부터 얻어지는 로터의 회전속도 ω_m과의 연산을 통해 역기전력 상수 λ_m을 산출한다.
4) 산출된 역기전력 상수 λ_m와 모터의 전기적, 기계적 출력의 상관관계를 바탕으로 토크 상수 K_t를 계산 후, 기계적 파라미터 식별을 위한 여기성 펄스 토크를 인가하여 기계적 파라미터 값인 관성모멘트 J_t, 마찰계수 B_t를 식별한다.
5) 식별된 기계적 파라미터를 활용하여 속도 및 위치 제어기 튜닝을 실시하고 알고리즘은 반복루틴을 종료된다.

영구자석 동기모터의 전기적 파라미터 식별 시 고정자 권선 저항 r_s와 역기전력 상수 λ_m값을 식별하기 위한 방법은 기존의 방법과 동일한 방법을 사용하였다.

본 논문에서 제안하는 전기적, 기계적 파라미터 식별을 위한 여기 방식을 사용하였을 시, 기존의 파라미터 식별 방식과 비교하여 고정자 권선의 인덕턴스

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

L_d, L_q식별의 경우 기존 방식의 식별오차 556.602%에서 6.09%로 91.4배, 관성 모멘트 J_t의 경우 5.975%에서 0.914%로 6.53배의 향상된 식별 능력을 보이는 것으로 확인하였고, 기존방식에서는 식별이 불가했던 마찰계수 B_t의 경우 0.153%의 오차를 갖는 식별능력을 보이므로 기존의 파라미터 식별 방식대비 높은 오차 신뢰성을 나타내는 것을 확인 할 수 있었다.

기존의 제어기 이득 수동 선정 방식에서 보이는 10% 오버슈트를 갖는 전류 응답특성과 비교하여 제안된 제어기 자동이득 산정 방식은 오버슈트 없이 2배 빠르게 제어 명령치를 추종하는 동특성을 갖는 것을 알 수 있다.

고정자 권선의 인덕턴스 파라미터 식별 및 기계적 파라미터 값을 식별하기 위해 두 번의 적분구간이 존재하지만 이 계산이 실제 마이크로프로세서 내에서 차지하는 메모리와 연산시간은 극히 미미할 것으로 예상된다.

일반적으로 직렬종속구조를 갖는 제어기 이득 설계 시, 가장 내부에 위치한 전류 제어기와 차례로 외곽에 위치한 속도, 위치 제어기는 동작 주파수 대역폭의 관계에 따라 내부 제어기 응답속도를 상대적으로 빠르게 디자인해야 될 부분이 제어기를 설계하는데 있어 주의해야 될 점으로 볼 수 있다.

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

References

[1] 'AC motor control and electric vhicle applications', Kwang Hee Nam, CRC Press, 2010.

[2] '전기기기 제어론', 설승기, 브레인코리아, 2002.

[3] 'Fundamentals of engineering electromagnetics', David K. cheng, Addison-Wesley, 1993.

[4] 'Adaptive Control: Second Edition', Karl J. Astrom and Dr. Bjorn Wittenmark, Addison-Wesley, 2008

[5] 'Automatic control system', Farid Golnaraghi, Benjamin C. Kuo, 9th edition, Wiley, 2010.

[6] 'Parameter identification and automatic control loop tuning for PMAC servo motor drives', S. -M. Yang, J. -D. Lin, K. -W. Lin, IEEE IECON, pp. 788-793, 2014.

[7] 'Automatic control loop tuning for permanent-magnet AC servo motor drives', S. -M. Yang, K. -W. Lin, IEEE Transactions on Ind. Electron., vol. 63, no. 3, pp. 1499-1506, March 2016.

[8] 'Control system advanced methods', Willian S. Levine, CRC Press, 2011.

[9] 'Fanuc AC servo motor αi series parameter manual', FANUC, 2001.

[10] 'Fanuc Ac servo motor α series descriptions', FANUC, 2004.

[11] 'Technical manual iTNC 530', Heidenhain, 2006.

[12] 'Control components for closed-loop speed control and positioning Simodrive 611 unive- rsal/Simodrive 611 universal E', Siemens, 2003.

[13] 'Space Vector PWM for PMSM Simulation using Matlab Simulink', Anas Mohd Nazlee, Nor Hisham Hamid, Fawnizu Azumadi Hussin and Noohul Basheer Zain Ali, IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

Systems, pp.1127-1130, 2010.

[14] 'Simulation of PMSM based on Current Hysteresis PWM and Fed PI Controller',N. P. Ananthamoorthy, K. Backaran, ICCCI, pp.1-5, 2012.

[15] 'Modeling Simulation and Analysis of Closed Loop Speed Control of PMSM Drive System', A. Kamalaselvan, S. Lenin Prakash, ICCPCT, pp.692-697, 2014.

[16] 'Enhancement Sensorless Control System for PMSM Drives Using Square-Wave Signal Injection', Gheorghe-Daniel Andreescu, Cristian Schlezinger, SPEEDAM, pp.1508-1511, 2010.

[17] 'Fuzzy Self-Tuning PI Control of PM Synchronous Motor Drives', E. Chiricozzi, F. Parasiliti, M.Tursini, D.Q.Zhan, PEDS 95, pp.749-754 vol.2, 1995.

[18] 'Parameter Identification of a Permanent Magnet Synchronous Motor', Henrik Neugebauer, Master's Thesis, Chalmers, 2012.

[19] 'Parameter Identification and Automatic Control Loop Tuning for PMAC Servo Motor Drives',Sheng-Ming Yang, Jin-De Lin, and Kuang-Wei Lin, IECON-40th Annual Conterence of the IEEE IE, pp.788-793, 2014.

[20] 'A Two-Degrees-of-Freedom Current Control Scheme for Deadtime Compensation', Nambo Hur, Kwanghee Nam, Sangchul Won, IEEE Transaciton on IE, pp.557-564, 2000.

[21] 'Auto-tuning Method of Inductances for Permanent Magnet Synchronous Motors', Naofumi Nomura, Shinichi Higuchi, IPEC-Hiroshima, pp.1522-1528, 2014.

[22] 'Auto-tuning of High Performance Vector Controller for PMSM Drive System', Aalborg Univ., 2013.

[23] 'DSP-Based Auto-Tuning Design of Permanent Magnet Synchronous Motor Drives', Ming-Shyan Wang, Tzu-Chang Shau, and Chia-Ming

Collection @ chosun

조선대학교
CHOSUN UNIVERSITY

Chang, IECON-33rd Annual Confernence of the IEEE IE, pp.1044-1048, 2007.

[24] 'An Adaptive Interconnected Observer for Sensorless Control of PM Synchronous Motors With Online Parameter Identification', Mohamed Assaad Hamida, Jesus De Leon, Alain Glumineau, Robert Boisliveau, IEEE Transaction on IE, pp.739-748, 2013.

Collection @ chosun