

3상 인버터 구동기를 이용하는 교류 서보전동기의 전류제어 파라미터 측정법

최중경*

A.C. servo motor current control parameter measurement strategy using the three phase inverter driver

Jung-Keyng Choi*

요약 본 논문에서는 교류 서보 전동기 PI 전류제어를 위한 주요 시스템 파라미터인 상저항과 상인덕턴스를 측정하는 방법을 제시한다. 서보 전동기 전류제어를 위한 PI 제어이득은 주요 계통 파라미터인 권선간 저항과 인덕턴스 정보를 활용하여 튜닝하는 자동적 방법이 기본적으로 사용된다. 본 연구에서는 이 두 파라미터를 3상 인버터 제어를 통해 측정하는 방법을 제시한다. 이 제어 및 측정 방법은 3상 인버터를 이용하여 3상 권선에 비례입력만을 이용하는 스텝 전류제어를 수행하고 그 결과로 얻어진 출력 상전류를 측정함으로써 구현된다. 더불어 이 방법은 권선간 인덕턴스 측정을 위해 특정 스위칭모드에서의 인버터 자연-순환(freewheeling) 전류를 이용한다. 이 인버터 제어를 이용하는 측정 방법은 새로운 추가 측정 회로 및 복잡한 측정 알고리즘을 사용하지 않고 실시간으로 파라미터들을 측정 및 연산할 수 있는 해석적 방법이다. 실제 전동기 제어에 사용되어지는 구동기 회로를 그대로 사용하면서 스위칭소자의 도통저항과 각종 결선 저항을 포함하는 합성 저항 및 인덕턴스를 측정할 수 있는 방법이다.

Abstract This paper propose the method that measure the main system parameters for current control of a.c. motor adopting the vector control technique. The automatical method that tuning PI control gains for current control of servo motors are used frequently through the information of main system parameters, wire resistance and inductance. In this study, the techniques to measure these two system parameters through the control of 3-phase inverter are presented. These control and measuring method are implemented by measuring output phase current obtained as a results of the step current control using simple proportional feedback input. Moreover, this method use freewheeling current of inverter at special switching mode for measuring inductance. This analytic strategy is could measure and calculate the system parameters without the complex measurement algorithm and new additional measuring circuits. That is could measure the total resistance and total inductance including wiring resistance and conduction resistance of switching devices using real driving circuits to control the motors.

Key Words : inductance, inverter, resistance, step response, tuning PI control gains

1. 서론

본 논문은 교류 서보전동기 제어기 설계에 사용되는 PI 제어기의 전류 제어이득을 제어시스템의 특성 방정식이나 전달함수의 정보 없이 실험적인 구동을 통해

자동 설정하는 방법을 제안한다. 보통 서보 전동기에 대한 PI 제어 이득 선택 방법들은 시스템 파라미터, 전달함수 등의 시스템에 대한 동특성 정보를 알고 있다는 가정 하에서 PI 이득 선택 방법들을 제안해 왔

This research is published as a results of the Industrial Cluster Program by Korea Industrial Complex Corporation (IRKN2222)

*Department of Electronics Engineering, Changwon National University

Received November 28, 2023

Revised November 30, 2023

Accepted December 12, 2023

다.[1][2] 하지만 이러한 미리 확보된 시스템 파라미터에 기반을 둔 설정 법은 제공된 정보의 정확성이 요구되고, 온도 및 권선 길이의 변화 등, 주위 환경의 변화에 민첩하지 못하며, 제어 목적의 정확한 달성을 위한 실질적인 방법이 되기에는 부족함이 많았다. 그런 이유로 현장에서는 여러 이득 선택법을 혼합한 경험적인 이득 선택법을 사용하게 되었다.[3][4] 결국 경험이 많은 엔지니어의 조절에 의해 이득 선정 작업이 이루어져 해당 인력을 유지하기 위한 노력이 부담스럽게 되었다.

본 논문에서는 제어 전문가가 아니라도 컴퓨터만 다룰 줄 안다면 간단한 조작에 의해 PC 상에서 제공된 메뉴에 따라 시스템 파라미터를 계측하고 이득을 설정하는 과정이 자동으로 수행될 수 있는 방법을 제안한다. 특히 제안하는 방법의 효과는 전동기 계통의 전류제어를 위한 파라미터를 계통이 응용 시스템에 장착된 상태에서 현장의 상황이 그대로 반영되는 상황에서 실시간으로 계측하여 이득을 선정한다는 점이다. 이를 통하여 현장 적용의 변화성에 적응하면서 안정하게 전류 이득을 튜닝하는 방법을 확립한다.

2. 교류 전동기 전류제어 시스템 구조

교류 전동기의 일종인 3상 영구자석형 동기전동기(PMSM)에 대한 전류제어 및 전동기 파라미터 계측을 위한 인버터 회로를 소개하면 다음 그림1과 같다. IGBT 전력용 스위칭소자를 이용하는 인버터로 3상전류가 계측되는 구조이다.

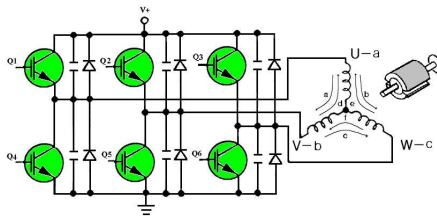


그림 1. IGBT 인버터와 3상 PMSM의 연결 구조
Fig. 1. Connection structure of IGBT inverter and PMSM

보통 3상 교류전동기의 전류제어를 위해서 이용되는 3상 인버터는 IGBT 또는 MOSFET 전력용 반도체

스위칭소자를 활용하고 있으며, 이 소자들은 도통 시 전압강하 또는 온저항 값을 갖는 특성이 있다. IGBT는 컬렉터-에미터간 포화전압으로 알려진 $v_{ce(sat)}$ 값을 도통 시 전압강하 값으로 갖고 있다. 보통 제조사마다 차이는 있지만 정격전류에서 1.2V~2V 사이의 값을 갖는다. 이 값은 그림2에서 예를 들은 특정 제조사의 데이터시트 상에 공개된 IGBT 출력 특성을 보면 쉽게 이해되며, 결국 IGBT가 도통 시에 증가적인 저항 특성($50m\Omega \sim 100m\Omega$)을 보인다고 할 수 있다.[5] MOSFET를 스위치로 사용하는 경우는 드레인-소스 간의 도통 저항으로 표시되는 $R_{ds(on)}$ 저항 값을 갖는다. 이 값은 수 $m\Omega$ 이하로 큰 전류 정격인 경우를 빼고는 크게 문제가 되지 않는다. 반면에 IGBT의 $v_{ce(sat)}$ 값은 저전류 정격을 갖는 소형 모터의 구동 시 마치 큰 기생 저항이 전동기 결선 간에 존재하는 것 같이 동작한다. 이 밖에도 소자 간 연결점에서 발생하는 접촉저항 및 긴 결선 구조로 인해 발생하는 추가 결선 저항은 전동기 자체의 권선 저항을 넘어서는 값으로 전류제어 시 큰 불확실성이 된다. 상 인덕턴스 역시 다양한 불확실성을 갖고 있다.[6]

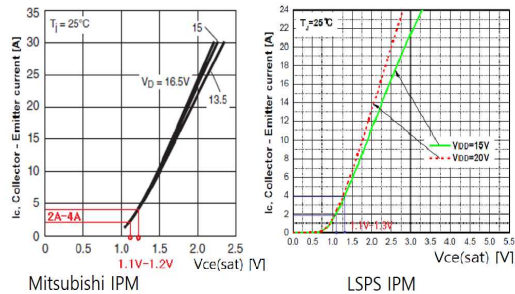


그림 2. 데이터시트 상에서 공개된 IGBT의 출력 특성
Fig. 2. Output characteristics of IGBT in the IPM opened at the Data-sheet

본 연구에서는 인버터 구조 및 그 외 전동기 결선 구조에 나타나는 추가적인 전류제어 파라미터의 불확실성을 계측하기 위한 새로운 실험적인 방법을 제시한다.

3. 새로운 전류제어 파라미터 계측법

보통 PMSM에 대해 전류제어를 실행할 때 벡터 제어 기법을 적용하며, 3상 PMSM의 전류제어 특성을 아래 그림3과 같이 직류전동기 전류제어 시스템과 유사한 형태로 표현한다. I_{qe} 는 전동기에 구동력을 발생시키는 토크 성분 전류이고 V_{qe} 전압의 힘에 의해 $R-L$ 직렬권선에 흐르게 된다. 보통 PI 제어기의 제어이득 선택 방법들은 전류제어 계통의 파라미터인 권선 저항(R_s)과 권선 인덕턴스(L_s) 값의 데이터시트 상 주어진 정보나 예측 값을 기초로 한다. 많이 알려진 L_s, R_s 값을 이용하는 이득 튜닝법은 아래 수식으로 표현되어 진다.[7]

$$K_i = R \cdot \omega_{cc} \quad , \quad K_p = L \cdot \omega_{cc} \quad (1)$$

여기서 ω_{cc} 는 전류제어기의 주파수 대역을 뜻하며, R, L 은 상저항, 상인덕턴스를 의미한다. 그러나 앞서 예견했듯이 여러 경로를 통해 계통 파라미터의 불확실성이 발생하므로 전동기 구동 상황에서의 합성 저항(R_t)과 합성 인덕턴스(L_t)를 계측할 수 있어야 위 제어 이득 선택법의 효과는 한결 높아질 것이다.

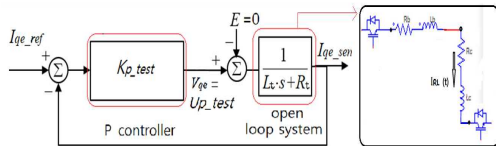


그림 3. 교류 전동기 파라미터 분석을 위한 비례 귀환 테스트 입력 인가

Fig. 3. P feedback current control test input for analyzing A.C. servo motor parameters

3.1 합성 저항 R_t 계측 법

위 그림의 전류제어 블럭도에서 제어입력의 형태는 아래식과 같이 정의 된다.

$$U_{p_test}(s) = K_{p_test} \cdot [I_{qe_ref} - I_{qe_sen}(s)] \quad (2)$$

그림3의 PMSM 전류제어 블럭도를 통해 계통 파라

미터의 중요성을 알 수 있으며, 또한 인버터 구성으로 실제 존재하는 스위칭소자로 인한 등가저항의 고려도 중요한 것임을 알 수 있다. 본 연구에서는 이러한 사항들을 모두 고려할 수 있는 계측법으로서 식(2)에 정의된 비례-테스트 제어 입력 인가에 의한 전체 저항 측정법을 먼저 제시한다. 아래 그림4에서 나타나는 출력 특성은 비례-테스트 제어입력을 인가한 경우의 페루프 전류제어 출력 곡선으로 페루프 제어 특성 분석을 통해 수식으로도 그 결과를 얻을 수 있다.

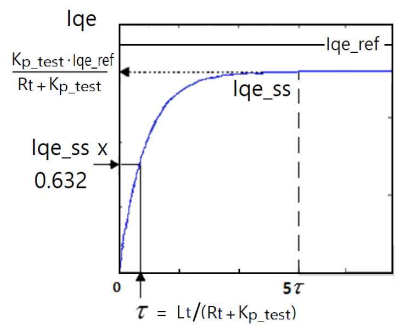


그림 4. 스텝전류지령 비례귀환 제어시스템의 출력 분석
Fig. 4. output analysis of the proportional feedback control system when step current command is inputting

$$G_c(s) = \frac{K_{p_test} / (L_t s + R_t)}{1 + \frac{K_{p_test}}{L_t s + R_t}} = \frac{K_{p_test} / L_t}{s + (R_t + K_{p_test}) / L_t}$$

$$= \frac{K_{p_test} / L_t}{s + (1/\tau)} \quad , \quad \tau = \frac{L_t}{R_t + K_{p_test}}$$

$$I_{qe}(s) = \frac{K_{p_test} / L_t}{s + \frac{R_t + K_{p_test}}{L_t}} \times \frac{I_{qe_ref}}{s}$$

$$i_{qe}(t) = \frac{K_{p_test} \cdot I_{qe_ref}}{R_t + K_{p_test}} [1 - e^{-(1/\tau)t}] u(t) \quad (3)$$

비례-테스트 제어입력에 의한 출력 특성은 제어의 결과 정상상태 출력이 지령치(I_{qe_ref})에 항상 못 미치는 일정 출력이 발생하였으며, 상승 특성은 비례 이득에 의해 개선됨을 알 수 있었다. 그리고 일정한

값으로 수렴하는 정상상태 출력 응답 I_{qe_ss} 의 계측을 통해 R_t 를 계산할 수 있다는 결론을 얻었다. 이를 수식으로 표현하면 아래 식들과 같다.[8]

$$I_{qe_ss} = \frac{K_{p_test} \cdot I_{qe_ref}}{R_t + K_{p_test}} \Rightarrow \quad (4)$$

$$R_t = \frac{K_{p_test} \cdot I_{qe_ref}}{I_{qe_ss}} - K_{p_test}$$

I_{qe_ss} 의 평균치 계측을 통해 합성 권선저항 값 R_t 를 얻는 과정에서 비례-테스트 제어이득 K_{p_test} 의 설정 및 전류지령치 I_{qe_ref} 의 설정에 따라 예상된 값보다 차이나는 결과들이 많이 발생하였다. 먼저 K_{p_test} 의 선택 시 너무 작은 값을 선정하면 제어시스템의 응답성이 떨어져 정상상태 오차가 예측된 값보다 커지고 리플 폭이 증가하는 특성을 확인하였다. 그러므로 K_{p_test} 값을 크게 선택해주는 것이 PWM 불연속 제어시스템의 특성이 연속치 제어시스템의 특성과 유사해질 수 있다는 것을 알게 되었다. 다음으로 정확한 합성 권선저항 계측을 위한 I_{qe_ref} 값 선정이 또한 어려운 문제였다. 시뮬레이션 연구를 통한 검토 결과 지령 값 역시 최대로 커질수록 저항 계측 값의 정확도가 높아졌다. 그 이유는 지령 값 증가에 따라 초기 인가 비례입력 전압의 듀티가 크게 계산되어 거의 풀듀티에 가깝게 가해질수록 정상상태 전류 상승이 연속치 제어시스템과 같은 상승 특성을 보인다는 것이다. 이것은 PWM 제어기의 특성이 수학적 분석을 통해 얻은 결과와 유사해진다는 것을 의미한다. 이 두 선택 가능한 상수 값(K_{p_test} , I_{qe_ref})은 서로 독립적이지 않고 연관되어 있음을 다음 수식에서 보인다.

$$R_t = \frac{K_{p_test} \cdot I_{qe_ref}}{Real(I_{qe_ss}) + \Delta(I_{qe_ss})} - K_{p_test} \quad (5)$$

I_{qe_ref} 지령치가 클수록 계측 전류치 I_{qe_ss} 에 리플 오차가 발생해도 저항 계산치에 기여하는 것이 적어진다. 그리고 정상상태에서도 적지 않은 비례입력이

가동되어 정상상태 전류 유지력에도 도움이 된다. 하지만 너무 크게 할 수 없으므로 전동기 최대정격 정도의 값으로 짧게(5ms) 인가하는 것이 최적이다. 그리고 비례-테스트 제어이득 K_{p_test} 는 초기 구동 시 전동기에 정격전압(V_{rated})이 인가되는 효과를 주는 것이 가장 적절하므로 아래 수식과 같이 이미 선택된 전류지령치와의 관계로서 선택하여 준다.

$$u_{p_test}(0) = V_{rated} = K_{p_test} \cdot I_{qe_ref(peak)} \quad (6)$$

$$K_{p_test} = V_{rated} / I_{qe_ref(peak)}$$

다음 그림5에 실제 PMSM 전동기 모델에 IGBT 인버터를 이용하여 특정 2상에 스텝 전류제어를 수행하는 회로 및 구조를 보인다. A상을 통해 C상으로 흘러나오는 전류를 인버터 A상 상단과 C상 하단의 스위치를 PWM 제어하여 2상 여자전류를 제어하는 구조이다.[9]

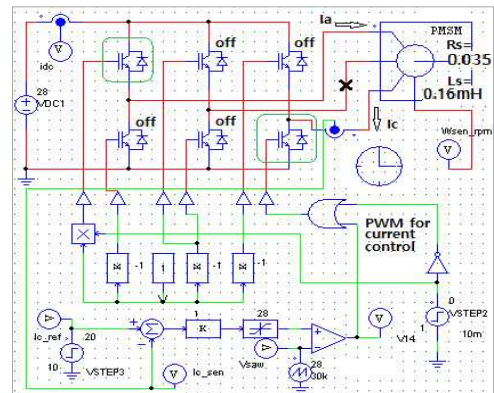


그림 5. 3상 인버터 구동 비례 제한 2상 여자 스텝 전류제어시스템의 회로($R_s = 0.035\Omega$, $L_s = 0.16mH$)

Fig. 5. circuit of 2 phase excitation step current control system with proportional feedback inverter driving

다음 그림6, 7은 특정 정격($V_{rated} = 28V$, $I_{qe_ref(peak)} = 40$, $P_{rated} = 300W$, $R_s = 0.035\Omega$, $L_s = 0.16mH$)을 갖는 PMSM에 대하여 여러 가지

I_{qe_ref} 와 K_{p_test} 선택 값을 적용하여 합성 저항 값을 시뮬레이션 상황에서 측정한 결과이다.

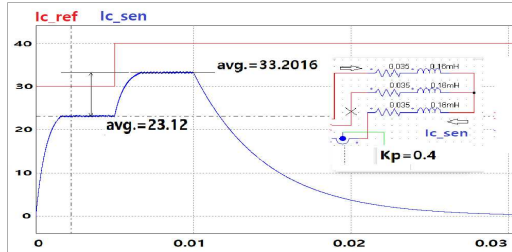


그림 6. 3상 인버터 구동 비례 궤환 2상 여자 스텝 전류제어 시뮬레이션 결과(I_{qe_ref} =30A, 40A, K_{p_test} =0.4,

$R_s = 0.035\Omega$)

Fig. 6. Simulation results of 2 phase excitation step current control with proportional feedback inverter driving(I_{qe_ref} =30A, 40A, K_{p_test} =0.4, $R_s = 0.035\Omega$)

먼저 그림6에 I_{qe_ref} 값을 피크치와 같게 선택하는 경우와 그 보다 10 정도 적게 선택하는 경우, 그리고 K_{p_test} 값을 정격전압(28V) 보다 약간 낮게 초기 구동 전압이 발생하도록 0.4로 설정하는 경우의 결과를 보인다.

$$2 \times R_{t_30} = \frac{K_{p_test} \cdot (I_{qe_ref} - I_{qe_ss})}{I_{qe_ss}} \quad (7)$$

여기서 R_{t_30} 은 I_{qe_ref} 가 30A 인 경우 계산된 합성 저항을 의미한다. R_{t_30} 은 정상상태 출력 값 I_{qe_ss} 가 23.12로 측정되므로 위 식 (7)에 의해 0.0595Ω 로 계산된다. R_{t_40} 은 I_{qe_ss} 가 33.2로 측정되므로 0.04Ω 로 계산된다. 2상 전류지령치가 피크치에 가까울수록 측정, 연산된 저항 값이 실제 값 (0.035Ω)에 가까워짐을 알 수 있다. 다음 그림7의 시뮬레이션 결과는 전류 지령치를 10A, 20A로 낮게 선택하는 경우의 결과이다. R_{t_10} , R_{t_20} 을 그림 7의 시뮬레이션 결과 값과 수식(7)을 이용해서 구하면 각각 0.42Ω , 0.1023Ω 으로 계산된다. 예상 결과 값인 0.035Ω 과는 차이가 많이 나는 결과를

보인다. 이상의 결과와 K_{p_test} 값을 1로 설정하는 경우의 결과를 표1에서 전체적으로 보인다.

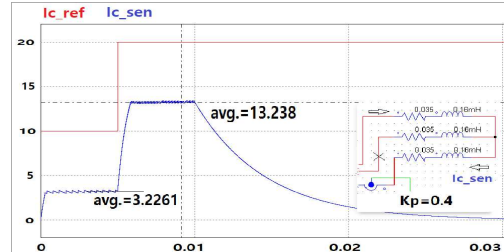


그림 7. 3상 인버터 구동 비례 궤환 2상 여자 스텝 전류제어 시뮬레이션 결과(I_{qe_ref} =10A, 20A, K_{p_test} =0.4,

$R_s = 0.035\Omega$)

Fig. 7. Simulation results of 2 phase excitation step current control with proportional feedback inverter driving(I_{qe_ref} =10A, 20A, K_{p_test} =0.4, $R_s = 0.035\Omega$)

3.2 합성 인덕턴스 L_t 측정 법

이번에는 합성인덕턴스를 인버터 스위칭 모듈을 이용하여 측정하는 방법을 제시한다. 이 방법은 2상 스텝 여자 전류제어의 정상상태 중에 제어 동작을 멈추고 하단 PWM 스위칭 소자만 스위치 온하여 정상상태 전류를 다이오드를 통해 환류시켜 자연 감소시키는 방법이다. 회로적으로 구현할 수 있는 방법을 그림8에 보인다.

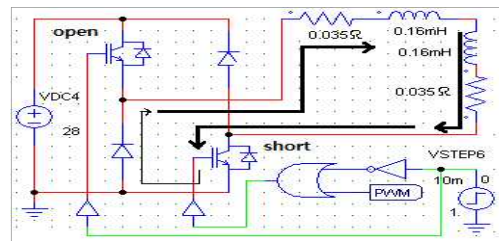


그림 8. 3상 인버터 스위칭 모듈을 이용하는 2상 합성 인덕턴스 측정 회로

Fig. 8. Circuit of measuring 2-phase total inductance using 3-phase inverter switching module.

이 자연 감소 특성은 아래 수식들에 의해 연산되어 최종적으로 정상상태 값의 $0.368(=e^{-1})$ 에 도달하는

시간을 계측하여 인덕턴스 측정에 사용된다.

$$i_{qe_ss}(t) = i_{qe_ss} e^{-\frac{R_t}{L_t}t}, \quad t=0 \text{ 에 자연 감소 시작}$$

$$i_{qe_ss}(t_1 = \frac{L_t}{R_t}) = i_{qe_ss} e^{-1} = 0.3679 \times i_{qe_ss}$$

$$\therefore L_t = R_t \cdot t_1 \quad (8)$$

아래 그림9의 결과는 40A 지령을 인가하고 비례테스트 이득을 0.4로 하여 궤환제어를 수행하여 정상상태 전류 33.2A 가 흐르는 상황에서 인버터 스위치를 조절하여 그림8과 같은 자연 감소 상황을 만들어 주었을 때의 전류 출력의 결과와 인덕턴스 계측을 보인다.

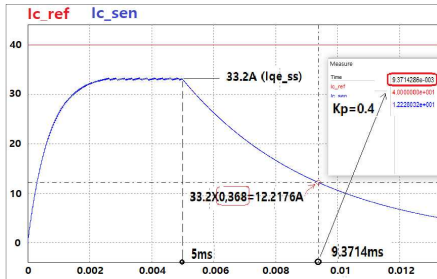


그림 9. 인덕턴스 계측을 위한 인버터 스위칭 시뮬레이션 결과 ($I_{qe_ref}=40A, K_{p_test}=0.4, L_s = 0.16mH$)

Fig. 9. Simulation results of inverter switching for inductance measurement ($I_{qe_ref}=40A, K_{p_test}=0.4, L_s = 0.16mH$)

그림9를 통해 계측된 $t_1(9.3714ms-5ms)$ 과 비례 이득 0.4일 때의 계측 저항 $R_{t_40}(0.04\Omega)$ 을 이용하여 L_t 를 계산하면 0.179mH 값을 얻는다.

다음 그림10의 시뮬레이션 결과는 3상 권선에 일부러 외부 기생저항 35mΩ을 인가한 경우의 결과로 30A, 40A의 단계적 전류 지령치와 K_{p_test} 값을 1로 크게 주는 경우의 결과이다. 그리고 10ms에 인버터 스위칭 모드를 자연감소 모드로 바꾸어 정상상태 전류 값에서 특정 감소 값($0.382 \times i_{qe_ss}$)으로 감소하는 시간을 측정하는 결과이다. R_{t_30} 은

0.1437Ω, R_{t_40} 은 0.1429Ω, L_t 는 0.1621mH로 계산된다.

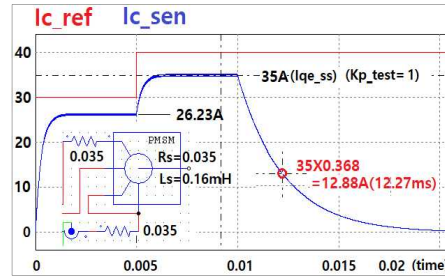


그림 10. 인덕턴스 계측을 위한 인버터 스위칭 시뮬레이션 결과 ($I_{qe_ref}=40A, K_{p_test}=1, R_s = 0.035\Omega, R_{ex} = 0.035\Omega, L_s = 0.16mH,$)

Fig. 10. Simulation results of inverter switching for inductance measurement ($I_{qe_ref}=40A, K_{p_test}=1, R_s = 0.035\Omega, R_{ex} = 0.035\Omega, L_s = 0.16mH$)

표 1. 다양한 제어 조건에서의 인버터 제어 시뮬레이션 결과 ($R_s = 0.035\Omega, L_s = 0.16mH$)

Table 1. The results of inverter control simulation under the various control conditions

I_{qe_ref}	I_{qe_ss}	K_{p_test}	$2R_t$	L_t / t_1
10	3.226	0.4	0.8399	
20	13.238	0.4	0.2043	
10	7.352	1.0	0.3602	
20	17.341	1.0	0.1533	0.338m/ 4.412
30	23.12	0.4	0.119	0.265m/ 4.447
40	33.2016	0.4	0.0819	0.179m/ 4.371
30	27.137	1	0.1055	0.236m/ 4.482
40	37.267	1	0.0733	0.164m/ 4.481

계측의 정밀도도 필요하지만 가능한 한 큰 전류 지령치의 선택과 적절히 큰 비례 테스트 이득의 선정에 따라 저항 파라미터 계산의 정확성이 높아진다. 그리고 인덕턴스 측정을 위해서는 보다 정확한 합성 저항 측정이 필요하다.

4. 결 론

본 연구에서는 인버터 전력용 스위칭 소자의 온 저항 및 연결선 저항 등 모든 기생 저항 및 인덕턴스를 포함한 서보전동기의 전체 합성 저항 및 인덕턴스를 계측하고 연산하는 방법을 제안한다. 제안된 방법은 인버터 스위칭 소자와 전류 검출모듈 만을 사용한다. 합성 저항 계측을 위해서는 인버터를 2상 여자 스텝 구동하면서 상전류를 특정 지령치 값(I_{qe-ref})으로 수렴하도록 고정된 비례계환 제어입력을 인가한다. 이러한 제어입력 인가에 의한 정상상태 오차 발생과 합성 저항의 관계를 수식으로 분석하여 저항 값을 정상상태 전류 값으로부터 얻는 방법을 제시하였다. 특히 적절한 전류 지령치와 비례 테스트이득을 선택하는 방법을 제시하였다. 두 번째로는 비례제어에 의한 정상상태 전류 값을 안정하게 얻은 후 인버터의 스위칭 모드를 자연 순환 프리휠링 모드로 구동하여 자연 감소되는 전류 특성을 모니터링하여 이미 확보된 저항 값과 전류 감소 시간 정보를 이용하여 인덕턴스 값을 계측하는 방법을 제안하였다.

이 방법들 모두 인버터 스위칭을 통해 구현되는 방법이며, 전동기 상 결선의 균일함 및 결선의 문제점 그리고 제어를 위한 PI 이득 선정 정보를 확보할 수 있는 방법이다. 그리고 전동기 및 구동기 검사와 전동기 특성 정보 확보를 통한 자동 이득 튜닝이 가능해지도록 프로그래밍 작업을 수행하였다.

REFERENCES

- [1] Y. Luo, Y. Q. Chen, "Tuning fractional order proportional integral controllers for fractional order systems," J. Process Control, vol. 20, no. 7, pp. 823-831, 2010.
- [2] C. Yeroglu and N. Tan, "Note on fractional - order proportional - integral - differential controller design," IET Control Theory Application, vol. 5, no. 17, pp. 1978-1989, 2011
- [3] B. C. Kuo, *Automatic Control Systems*, 10th ed, New Jersey, NJ: McGraw-Hill, 2017.
- [4] Astrom, K. J. and Hagglund(1983). "Automatic Tuning of PID Controllers," Instrument Society

of America, 1988.

- [5] IKCM15H60GA Data Sheet (LS over Semitech, ay.2017), <https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IKCM15H60GA>
- [6] PS21964-4S Data Sheet (POWEREX,Inc.), : https://www.mitsubishielectric-mesh.com/products/pdf/ps21964-4s_e.pdf
- [7] UI-Chel Noe, Gue-Bum Jueng, Nam-Seb Choi, Power Electronics, 4th ed, Munundang, 2019.
- [8] Sang-Hoon Kim, DC, AC, BLDC Motors, 3rd ed, Bogdoo, 2018.
- [9] J. K. Choi, "Measurement strategy of a system parameters for the PI current control of the A.C. motor," Journal of Korea Institute of Information. Electronics. and Communication Technology 16. 5(2023):
- [10] R. E. Thomas, A. J. Rosa, *The Analysis and Design of Linear Circuits*, 9th ed. New Jersey, NJ: Prentice-Hall, 2019.

저자약력

최 중 경 (Jung-Keyng Choi)

[정회원]



- 1986년 : 고려대학교 전기공학과 공학사
- 1988년 : 고려대학교 전기공학과 공학석사
- 1992년 : 고려대학교 전기공학과 공학박사
- 1992년 ~ 현재 : 국립 창원대학교 전기전자제어공학부 전자전공 교수

〈관심분야〉 measurement, intelligent control, servo motor control, electronic circuit design