

고강성 제어기의 하모닉 특성 분석

김승훈, 고종선, 이기식, 김훈석*

단국대학교 전기전자컴퓨터 공학부, GS건설*

The harmonics characteristic analysis of high robust controller

Seunghoon Kim, Jongsun Ko, Kisik Lee and Hoonseog Kim*

Dankook University, GS Engineering & Construction*

ABSTRACT

많은 자동화기기를 사용하는 산업현장에서 모터로부터의 하모닉 발생은 필연적이다. 또한 초정밀 고속제어를 함에 있어서는 더욱더 많은 하모닉이 발생하게 된다. 이러한 하모닉은 내부 코일에 발열을 증가시키며 정상상태 전류정격을 감소시키고 부품의 열화로 제품의 수명을 감소시킨다.

본 논문에서는 고강성 제어기를 사용함으로써 나타나는 하모닉을 주파수 분석을 통하여 연구하였다. 주파수 영역을 분석하는 방법으로 하드웨어 계산능력을 고려하여 FFT기법을 적용하였으며 시스템에 따라 하모닉의 크기와 주파수가 달라지므로 시스템에 따라 적절히 주파수 대역을 바꿀 수 있는 프로그램을 개발하였다. 본 연구실에서 Simulink 모델로 이미 개발되어 있는 고강성 제어기에 대하여 개발된 프로그램을 적용함으로써 고강성 제어기의 하모닉 특성을 Simulink로 분석하였다.

1. 서론

시스템 제어분야에 있어 광범위하게 사용되는 제어방법 중에 하나인 추가 상태 궤환 제어는 전향 또는 궤환 경로에 고정된 구성을 갖는 제어기를 사용하는 대신 상태변수를 일정한 이득을 통해 궤환시켜 제어한다. 일반적인 상태추정 시스템에서는 모든 입력을 알아야 하지만 실제 시스템에서는 대부분의 경우에 입력 값을 알 수 없거나 찾아내기 어렵다. 그러나 이러한 알 수 없거나 찾아내기 어려운 입력은 시스템의 모델을 수식화함으로써 관측기에 의해 외란을 추정하여 피드포워드 방식의 제어를 가능하게 한다.

이와 같은 제어기들은 공통적으로 좋은 응답특성을 얻기 위해서 고강성의 제어가 필요하지만 강인제어를 위해 제어기의 출력은 순간적으로 높은 전류를 발생시켜야 한다는 단점이 있다. 그러나 그러한 단점에도 불구하고 초정밀 고속제어에 있어서 불가피하게 고강성 제어가 필수적이며 이 과정에서 의도적이지 않은 하모닉이 필연적으로 발생하게 된다.

본 논문에서는 고강성 제어기에 대하여 개발된 Simulink 프로그램을 적용하여 하모닉 특성을 분석하였다.

2. 시스템의 구성

2.1 제어 알고리즘

유도전동기에 적용하기 전에 영구자석 동기전동기에 적용하고자 한다. 이 전동기는 유도전동기에서와 동일하게 비선형 특성을 나타낸다. 그러나 벡터 제어의 일종인 자속 기준 제어(field-oriented control)에 의해 i_{qs} 를 0으로 만들 수 있고, 이 제어방법에 의한 영구자석 동기전동기의 시스템 방정식은 선형 방정식으로 표현할 수 있다.

자속 기준 제어를 구현하기 위하여 전류제어 명령을 발생해야 하는데 이 명령은 i_{qc} 로, 회전자 기준에서 발생한 제어 전류를 고정자 기준으로 바꾼다. 이 결과로 얻는 고정자 3상전류를 CRPWM(current reference pulse width modulation)으로 추적토록 한다.

2.2 상태 궤환 제어 알고리즘

유도전동기의 추적 제어를 위해서 추가 상태를 식 (1)과 같이 정의하면 유도전동기의 추가 상태 시스템 방정식은 식 (2), (3)과 같으며 제어 규칙은 식 (4)과 같이 정할 수 있다.

$$\dot{z} = y - y_r \tag{1}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\omega} \\ \dot{y} \\ \dot{z} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{B}{J} & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega \\ y \\ z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_t \frac{P}{2J} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} i_{qs} - \begin{bmatrix} \frac{P}{2J} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} T_L - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} y_r \tag{2}$$

$$y = [0 \ 1 \ 0] \begin{bmatrix} \omega \\ y \\ z \end{bmatrix} \tag{3}$$

$$u = -[k_1 \ k_2 \ k_3] \begin{bmatrix} \omega \\ y \\ z \end{bmatrix} = -K \begin{bmatrix} \omega \\ y \\ z \end{bmatrix} \tag{4}$$

여기서, $y = \theta$ 이다. 만일 부하 토크 T_L 을 알게 되면, $T_L = k_t i_{qc2}$ 에 의하여 등가 전류 i_{qc2} 를 구할 수 있으며 외란의 보상 입력을 선택적으로 생성할 수 있다. 따라서 제어 입

력 i_{qc} 는 위치 제어기 출력 i_{qc1} 과 등가 전류 i_{qc2} 로 구성된다. 외부 외란의 영향은 등가의 q-상전류로 정제한(feed-forward)하여 보상한다.

2.3 외란관측기 및 MA필터

일반적으로 시스템의 모든 입력을 알면 상태 추정을 할 수 있다. 그러나 실제 시스템에서 몇몇 입력은 정확한 값을 알 수 없거나 찾아내기 힘든 경우가 있다. 이러한 입력의 경우 관측기에 의해 추정할 수 있음이 알려져 있으며, 빠른 샘플링에 의해 외란은 구간상수로 가정할 수 있으므로 0차 관측기에 의해 추정 가능하다. 데드비트 관측기는 이득이 커서 노이즈에 매우 민감하므로 노이즈를 줄이기 위한 처리가 필요하다. 필터는 관측기 전단이나 관측기 후단에 사용될 수 있으며, 경우에 따라 2가지를 같이 이용하는 방법이 있으나 관측기 정보의 저감을 줄이기 위해서는 전단 필터(pre-filter)통과 보다는 후단(post-filter)가 유용하다. 여기에서는 MA(moving average)처리에 의한 저역 통과 필터(LPF)를 적용하여 고주파 잡음을 저감하였다. MA필터의 전달 함수의 N에 2를 대입하고 관측기에 의해서 추정된 외란을 입력으로 하면 신호의 왜곡이 적으며 고주파 잡음을 저감한 외란을 얻을 수 있다.

2.4 이산신호 변환 및 FFT(Fast Fourier Transform)

본 논문에서 다루어지는 모든 입력신호는 연속적인 전류값이므로 FFT수행을 위하여 이를 이산신호로 바꾸어야만 한다. 이를 위하여 이산신호 변환 함수를 적용하였으며 고조파의 특성만을 관찰하기 위함으므로 변환함수에 의해 발생하는 작은 크기변화는 무시하기로 한다. 또한 입력신호를 얼마나 샘플링하는가에 따라 FFT의 Nyquist 주파수가 달라지므로 시스템에 따라 적절한 샘플링 시간을 설정하는 것이 필요하다.

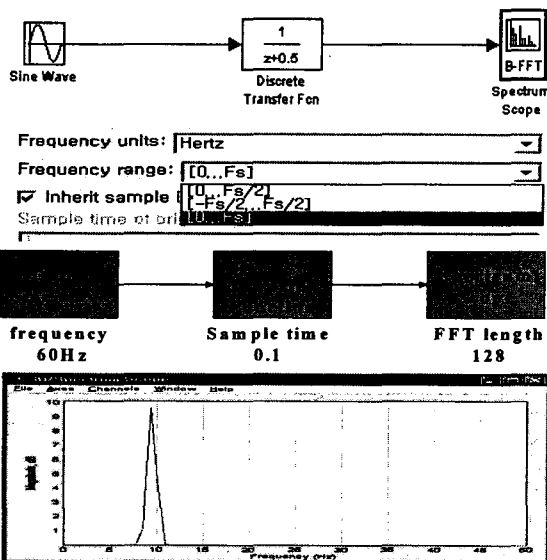


그림 1 정현파(60rad/sec)에 대한 FFT
Fig. 1 FFT for sinusoidal wave(60rad/sec)

$$w = 60 [rad/sec] = 2\pi f \quad (5)$$

$$f = 9.55 [Hz] \quad (6)$$

입력신호의 주파수 영역을 분석하기 위하여 FFT기법을 적용하였다. FFT기법은 주파수 분석에 있어 광범위하게 이용되는 방법이지만 유한한 개수의 데이터를 주파수 도메인의 함수들의 합으로 나타내는 변환이기 때문에 하드웨어의 계산능력을 고려해야만 한다. 이전 입력단의 이산신호의 샘플링 시간에 따라 FFT의 Nyquist주파수가 결정되며 주파수축 범위를 설정할 수 있고 x축과 y축의 단위를 설정할 수 있다. 이에 대한 예시를 그림 1에 나타내었다.

FFT 출력결과를 입력함수의 이산특성을 고려했을 때 식 (5)와 (6)에서 계산된 주파수와 거의 일치함을 알 수 있다.

3. 시뮬레이션

제안한 시스템의 구성을 그림 2에 블록선도로 나타냈다. 여기서 제어알고리즘은 위치제어기, 외란 관측기로 구성되며 하나의 블록으로 표현하였다. 위치 제어기는 추가 상태 제환으로 이루어지며, 일반적으로 추가 상태 $z(k+1)$ 의 구현은 평행사변형 방식을 이용하며 외란 관측기는 데드비트 관측기의 출력인 i_{qc2} 를 사용한다.

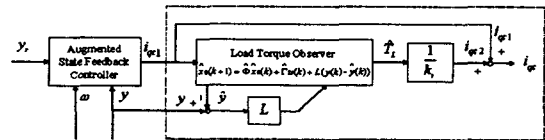


그림 2 제안된 알고리즘의 블록선도
Fig. 2 Block diagram of the proposed algorithm

이산신호 변환의 샘플링 시간은 $10 \mu s$ 초로 설정하였으며, 자동적으로 Nyquist 주파수는 $100 kHz$ 로 결정된다. 외란발생시간은 전체 러닝타임 10초중 중간인 5초이며 시뮬레이션 주기는 $T_s = 0.2 [ms]$ 이다. 원하는 목표 도달시간과 과도응답이 없는 가중 행렬(weighting matrix) $Q = diag[1 \ 5 \ 20]$, $R = 1$ 으로 선택하여 최적이득 행렬을 구하면 $K = [0.5858 \ 3.2613 \ 3.9049]$ 가 되며, 외란 관측기의 이득 $L = [9623.9 \ 2.7 \ -3639.9]$ 가 된다.

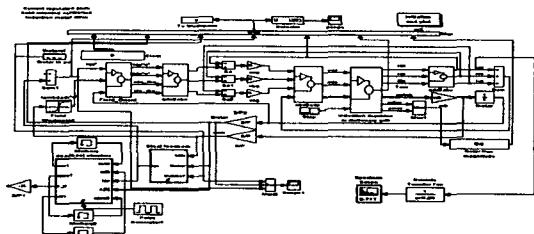


그림 3 제안된 제어시스템의 Simulink 모델
Fig. 3 Simulink of the proposed control system

제안된 제어시스템의 Simulink 모델을 그림 3에 나타내었다. 시뮬레이션에 사용한 모든 plot은 주파수의 단위는 Hertz이며 크기의 단위 scaling은 Amplitude이다. 시뮬레이션에 사용된 유도전동기의 파라미터를 표 1에 나타내었고 제안한 시스템의 시뮬레이션 결과를 그림 4와 5에 나타내었다.

표 1 유도전동기 모터 파라미터
Table 1 Motor parameter for induction motor

정격출력	800 W
정격속도(Rated speed)	3900 rpm
극수(P)	4극
관성 모멘트(J)	2.4 kgcm ²
고정자 저항(Rs)	6.087Ω
회전자 저항(Rr)	4.092Ω
고정자 누설 인덕턴스(Lss)	11.6mH
회전자 누설 인덕턴스(Lrr)	7.5mH
자화 인덕턴스(Lm)	177.6mH
관성(Inertia)	0.24 × 10 ⁻³ kgm ²

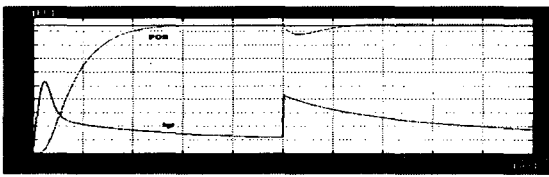


그림 4 추가 상태 궤환 알고리즘(부하)
Fig. 4 Augmented state feedback algorithm(load)

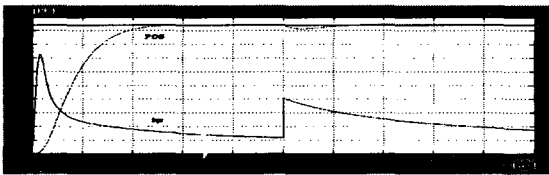
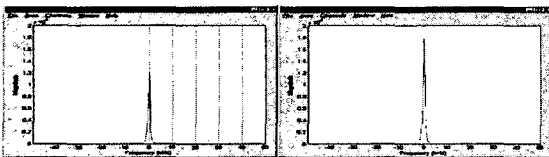


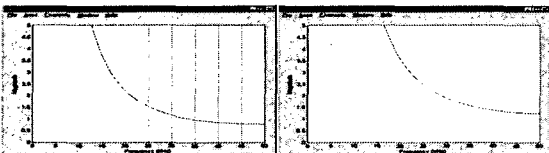
그림 5 외란 관측기를 이용한 알고리즘(부하)
Fig. 5 Disturbance observer algorithm(load)

그림 4에 비해 그림 5에서는 외란관측기를 추가하였기 때문에 더욱 강인한 제어가 되는 것을 확인할 수 있다.

4. 결 과



(a) 기본주파수 비교(좌 : 추가 상태 궤환, 우 : 외란관측기)
(a) Fundamental frequency comparison
(L : Augmented state feedback R : Disturbance observer)



(b) 전체주파수 비교(좌 : 추가 상태 궤환, 우 : 외란관측기)
(b) Total frequency comparison
(L : Augmented state feedback R : Disturbance observer)

그림 6 A상 전류에 대한 FFT 비교
Fig. 6 FFT comparison for A phase current

이상적인 인버터 동작을 구현하였기 때문에 특정고조파를 관찰하는 것보다 기본주파수의 크기와 전체적인 고조파 성분의 크기를 비교하였다.

그림 6을 통하여 추가 상태 궤환 제어를 하였을 때보다 외란관측기를 추가하여 더욱 강인한 제어를 하였을 경우 기본주파수가 커지고 전체적인 고조파 성분이 커지는 것을 확인할 수 있다. 향후에 인버터를 개선하거나 새로운 스위칭 소자를 사용함에 따라 그 영향을 바로 확인할 수 있는 프로그램을 구성할 수 있다.

4. 결 론

많은 자동화기기를 사용하는 공장에서 모터로부터 발생하는 하모닉을 모두 제거하기는 어렵다. 더구나 초정밀 고속제어를 함에 있어서 더욱 많은 하모닉이 발생한다. 본 연구에서는 하모닉의 현상에서 문제를 찾고 이 경우 크기에 따라 그 특성과 주파수를 연구하였다. 그리고 그 시뮬레이션에서 사용된 제어기에 대하여 그 성능을 Simulink로 검증하였다. 이러한 연구결과들은 고조파 장해 대책 수립을 위해 유용하게 사용될 것으로 기대된다.

이 논문은 2005년도 GS건설의 연구비 지원에 의하여 연구되었음.

참 고 문 헌

- [1] 고종선 외 “소형 DSP6416 칩을 이용한 모터제어기 개발” 전력전자학술대회 논문집, pp.230 -233, 2005. 7.
- [2] 이기식 “빌딩용 전기설비의 고조파 장해 연구” 대한전기협회 연구보고서, pp.47 - 66, 2005. 12.
- [3] Jong-Sun Ko, Tae-Ho Lee, Chil-Hwan Cheon, and Sang-Seol Lee, Precision Speed Control of PMSM Using Disturbance Observer and Parameter Compensator KJPE, Vol. 6 No. 1, pp.98-106, Feb., 2001.
- [4] D. W. Novotny and R. D. Lorenz “Introduction to field orientation and high performance AC drives” IEEE-IAS Tutorial Course, 1986.
- [5] P. C. Krause, Analysis of electric machinery, McGraw-Hill, 1984.
- [6] K. J. Aström and B. Wittenmark Computer controlled system, Prentice Hall, International, 1997.
- [7] J. S. Ko, J. H. Lee, S. k. Chung, and M. J. Youn “A Robust Position Control of Brushless DC motor with Dead Beat Load Torque Observer” IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 40, no. 5, pp. 512-520, 1993.
- [8] C. Y. Huang, T. C. Chen, C. L. Huang “Robust Control of Induction Motor with A Neural-Network Load Torque Estimator and A Neural-Network Identification” IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 46, no. 5, pp 990-998, 1999.
- [9] J. D. Landau, System Identification and Control Design. Englewood Cliffs, NJ, Prentice-Hall, 1990.