이득 감쇠 및 위상 지연 보상 LPF를 이용한 PMSM의 전류 제어 성능 개선

김민주¹⁾ · 최진철¹⁾ · 이우택^{*2)}

창원대학교 대학원 제어계측공학과¹⁾ · 창원대학교 제어계측공학과²⁾

Performance Improvement of PMSM Current Control using Gain Attenuation and Phase Delay Compensated LPF

Minju Kim¹⁾ · Chinchul Choi¹⁾ · Wootaik Lee^{*2)}

¹⁾Graduate School of Control and Instrumentation Engineering, Changwon National University, Gyeongnam 641-773, Korea

²⁾Department of Control and Instrumentation Engineering, Changwon National University, Gyeongnam 641-773, Korea

(Received 30 July 2013 / Revised 29 August 2013 / Accepted 4 September 2013)

Abstract : This paper applies a compensated low pass filter (LPF) to current measurements for permanent magnet synchronous motor (PMSM) drives. The noise limits the bandwidth of current controllers and has more adverse influences on control performances under the light load condition because of the low signal-to-noise ratio. In order to eliminate the noise sensitivity, this paper proposes a digital LPF with a compensator of gain attenuation and phase delay which are unacceptable in current information for PMSM drives. Characteristics of the proposed LPF are analyzed in comparison with the general LPFs. The compensated LPF is basically designed by the orthogonal property of the measured currents in the $\alpha\beta$ stationary reference frame. In addition, an implementation issue of the proposed method is discussed. Experimental results using the proposed method show improvements of the current control performance from two perspectives, rapid step responses and reductions of harmonic distortion.

Key words : Phase/Gain compensation(위상/이득 보상), Low pass filter(저역 통과 필터), Noise(노이즈), Permanent magnet synchronous motor(영구자석 동기 전동기), Current control(전류 제어)

1. 서론

높은 에너지 밀도를 가지는 영구자석 동기 전동기(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)는 공간적 제약이 큰 자동차 제어 시스템의 액츄에이터로 널리 채택되고 있다. 전기 및 하이브리드 자동차의 주축용 전동기 이외에도 조향 장치 및 제동 장치의 경우 기존 유압 액츄에이터를 PMSM으로 대체하여 친환경성 및 기능성 향상을 도모하고 있다.¹⁾ 이러한 시스템은 넓은 운전 범위에서 높은 토크 제어 성능을 요구한다.²⁻⁴⁾ PMSM의 뛰어난 토크 제어 응답성을 얻기 위해서는 고성능 전류 제어가 필수

적이다. 전류 제어는 피드백 되는 측정 전류를 바탕으로 이루어지므로 전류 측정은 고성능 전류 제어를 위한 기본적이며 가장 중요한 요소이다.⁵⁾

PWM(Pulse Width Modulation) 인버터로 구동되는 PMSM 구동 시스템에서 측정된 상전류는 기본파 성분 이외에도 스위칭 노이즈, 샘플링 노이즈, 아날로그/디지털 변환에 의한 노이즈 성분 등을 포함하게 된다.^{6,7)} 넓은 운전 범위를 고려해 고전류 측정용 센서의 사용 시 경부하에서 신호 대 노이즈 비가 작아 노이즈 영향이 더욱 커진다.

제어 시스템의 빠른 응답 속도를 위해서는 폐루프 시스템의 대역폭을 넓게 가지도록 해야 한다. 또한 대역폭이 넓으면 외란의 영향 및 파라미터 변동

*Corresponding author, E-mail: wootaik@changwon.ac.kr

에 의한 영향을 줄일 수 있다. 그러나 대역폭이 너무 넓으면 노이즈에 대해 민감해져 성능 저하 및 소음을 발생시키고, 나아가서는 시스템이 불안정해 질 수 있다. 특히 전압 레벨이 낮은 저속 영역에서는 그 영향이 더욱 커진다.

전자식 조향 장치(Electric Power Steering, EPS)의 경우 주차 및 저속 운전 시에는 큰 토크를 제공하기 위해 100A 이상의 전류 측정 및 제어가 필요하다.⁸⁾ 하지만 차량 속도가 증가할수록 토크 및 전류량을 줄이는 속도 감응형 동작이 필요하다. 차량의 고속 운전 시에 요구되는 토크 지령은 줄었지만, 운전자의 조향 지령 범위가 매우 작기 때문에 매우 정밀한 토크제어 성능을 요구하게 된다. 만약 이러한 저토크 구간에서 토크 제어 성능 저하는 운전자의 조향감을 떨어뜨리고, 나아가 차량 전체의 안전성을 좌우할 수 있다.^{9,10)}

노이즈 영향을 줄이기 위해 디지털 저역통과필터(Low-Pass Filter, LPF)를 사용할 수 있다. 하지만, 일반적인 디지털 LPF는 측정 정보의 이득 감쇠 및 위상 지연을 초래하고, 이는 제어기 측의 전류 정보와 실제 모터에 흐르는 전류의 차이를 발생시켜 토크 제어 특성을 저하시킨다.¹¹⁾

이 논문은 PMSM 전류 제어를 위해 피드백 되는 $\alpha\beta$ 축 고정 좌표계의 전류 정보의 직교성을 이용한 이득 감쇠 및 위상 지연이 보상된 LPF의 적용을 제안함으로써, 과도한 노이즈의 유입에 의한 불안정한 요소를 제거하여, 저속 경부하에서도 빠른 응답 확보와 전류 신호의 왜곡을 줄여, 전류 제어 성능을 향상시키는 방법을 제안한다.

2. PMSM의 전류 제어

Fig. 1은 PMSM의 dq축 동기 좌표계(Synchronous Reference Frame) 전류 제어의 블록도를 보여 준다. 전류제어기의 전류 지령은 i_{dq}^* 으로 주어지며, PMSM의 실제 3상 전류, i_{abc} 는 $\alpha\beta$ 축 고정 좌표계(Stationary Reference Frame)로의 좌표 변환(Clarke Transform)과 dq축 동기 좌표계로의 좌표 변환(Park Transform)을 거쳐 i_{dq} 로 변환되어 피드백(Feedback) 된다. 각 축 전류 제어기는 전류 오차를 감소시키기 위해 전

Fig. 1 Block diagram of PMSM current control

Fig. 2 Simplified q axis current control diagram of PMSM

압 지령 v_{dq}^* 을 생성하며, 이들은 다시 역좌표변환(Inverse Park Transform)과 공간 벡터 변조(Space Vector Modulation, SVM)을 통해 3상 지령 전압, v_{abc}^* 로 변환된다. 이 지령 전압에 따라 PWM 인버터를 통해 PMSM이 제어된다.

이러한 PMSM의 제어 특성을 살펴보기 위해, q축에서의 제어 블록도는 Fig. 2와 같다. 제어기는 비례적분(Proportional-Integral, PI) 제어기를 사용한다. PMSM의 역기전력은 회전 속도 변화에 따라 외란과 같은 영향을 미치게 되고, 피드백 되는 전류는 노이즈를 포함한다.

Fig. 2에서 PMSM 전류 제어 시스템의 폐루프 전달함수를 구해보면 다음과 같다.

$$i_q(s) = \frac{G_C(s)G_P(s)}{1 + G_C(s)G_P(s)} i_q^*(s) - \frac{G_P(s)}{1 + G_C(s)G_P(s)} e(s) - \frac{G_C(s)G_P(s)}{1 + G_C(s)G_P(s)} n(s) \quad (1)$$

먼저, 제어 이득 설정을 위해 외란 및 노이즈의 영향을 무시한 후, PI제어기의 영점이 PMSM의 극점을 상쇄시키도록 설계하면, 즉, PI제어기의 제어 이득을

$$\frac{K_I}{K_p} = \frac{R}{L} \quad (2)$$

와 같이 선정하면, 개루프 전달함수는 다음과 같다.

$$G_C(s)G_P(s) = K_p \frac{s + \frac{K_I}{K_p}}{s} \cdot \frac{\frac{1}{L}}{s + \frac{R}{L}} = \frac{1}{\frac{L}{K_p}s} \quad (3)$$

이러한 Pole-zero 제거 기법을 통하여 PMSM 자체의 특성이 아닌 제어기 이득에 의해 제어 할 수 있으며, 폐루프 전달함수와 스텝 입력에 대한 시간응답은 다음과 같다.

$$H(s) = \frac{G_C(s)G_P(s)}{1 + G_C(s)G_P(s)} = \frac{\frac{K_p}{L}}{s + \frac{K_p}{L}} = \frac{\omega_{cc}}{s + \omega_{cc}} \quad (4)$$

$$i_q = i_q^* (1 - e^{-\omega_{cc}t}) \quad (5)$$

따라서, 전류제어기의 대역폭, ω_{cc} 가 클수록 응답 속도는 빨라진다. 이러한 시스템의 외란의 영향은 다음과 같고, $G_C(s)G_P(s) \gg G_P(s)$, $G_C(s)G_P(s) \gg 1$ 로 하면 외란의 영향을 줄일 수 있다.

$$\frac{i_q(s)}{e(s)} = -\frac{G_p(s)}{1 + G_C(s)G_P(s)} \quad (6)$$

또한, 노이즈의 영향은 다음과 같고, $G_C(s)G_P(s) \ll 1$ 로 하면 노이즈의 영향을 줄일 수 있다.

$$\frac{i_q(s)}{n(s)} = -\frac{G_C(s)G_P(s)}{1 + G_C(s)G_P(s)} \quad (7)$$

결론적으로, 빠른 응답과 외란의 영향을 줄이기 위해서는 $G_C(s)G_P(s) \gg 1$ 으로, 노이즈의 영향을 줄이기 위해서는 $G_C(s)G_P(s) \ll 1$ 로 해야 하는 trade-off 문제가 있다.

일반적으로 노이즈는 제어 신호 및 왜란의 변화에 비해 고주파수 대역의 신호를 가진다.

전류 제어기의 대역폭, ω_{cc} 의 크기를 노이즈의 주파수 대역 보다 작게 가지게 하면, 노이즈의 영향을 줄일 수 있다. 다르게 말하면, 노이즈에 의해 전류 제어기의 대역폭 및 전류제어 성능이 제한된다.

3. 저역 통과 필터(LPF)의 적용

3.1 일반적인 1차 LPF

앞장에서 살펴본 것과 같이, PMSM의 전류 제어에 있어 노이즈의 존재는 제어 성능의 한계를 가지게 한다. 넓은 운전 범위를 고려해 고전류 측정용 전류 센서의 사용 시 경부하에서 신호 대 노이즈 비가 작아 노이즈 영향이 커진다.

이러한 노이즈 영향을 줄이기 위해 저역통과필터(Low-Pass Filter, LPF)를 사용할 수 있다. 일반적인 1차 LPF의 전달함수는 다음과 같다.

$$G_L(s) = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \quad (8)$$

$$i_{\alpha\beta}^{Filt} = G_L(s) \cdot i_{\alpha\beta} \quad (9)$$

ω_c 는 차단 주파수(Cutoff frequency)이며, 전류 신호의 기본 주파수(Fundamental frequency)가 PMSM의 동기 주파수(Synchronous frequency), ω_e 와 같을 때, LPF를 거친 후 기본 파의 이득 감쇠와 위상 지연은 다음과 같다.

$$M_e = |G_L(j\omega_e)| = \frac{\omega_c}{\sqrt{\omega_e^2 + \omega_c^2}} \quad (10)$$

$$\phi_e = \angle G_L(j\omega_e) = -\tan^{-1}\left(\frac{\omega_e}{\omega_c}\right) \quad (11)$$

이러한 이득 감쇠와 위상지연은 제어기 측의 전류 정보와 실제 전동기에 흐르는 전류의 차이를 발생시켜 시스템 성능을 크게 저하시킨다.

3.2 이득 감쇠 및 위상 지연 보상

일반적인 1차 LPF의 이득 감쇠 및 위상 지연을 보상하기 위해 필터를 거친 후의 전류 정보에 보상 이득 및 보상 위상을 곱하면 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} i_{\alpha\beta}^{Comp} &= \frac{1}{M_e} \cdot e^{-j\phi_e} \cdot i_{\alpha\beta}^{Filt} = \frac{1}{M_e} \cdot e^{-j\phi_e} \cdot \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \cdot i_{\alpha\beta} \\ &= \frac{\sqrt{\omega_e^2 + \omega_c^2}}{\omega_c} \cdot e^{-j\phi_e} \cdot \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \cdot i_{\alpha\beta} \end{aligned} \quad (12)$$

각 축으로 나누어 다시 표현하면,

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}^{Comp} \\ i_{\beta}^{Comp} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{\omega_e^2 + \omega_c^2}}{\omega_c} \begin{bmatrix} \cos \phi_e & -\sin \phi_e \\ \sin \phi_e & \cos \phi_e \end{bmatrix} \cdot \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$\text{여기서, } \cos \phi_e = \frac{\omega_c}{\sqrt{\omega_e^2 + \omega_c^2}}, \quad \sin \phi_e = \frac{\omega_e}{\sqrt{\omega_e^2 + \omega_c^2}}$$

이다. 최종적으로 보상된 LPF의 형태는 다음과 같고, Fig. 3은 블록도를 보여준다.

$$i_{\alpha}^{Comp} = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \left(i_{\alpha} - \frac{\omega_e}{\omega_c} i_{\beta} \right) = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} i_{\alpha} - \frac{\omega_e}{\omega_c} i_{\beta}^{Filt}$$

$$i_{\beta}^{Comp} = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \left(i_{\beta} + \frac{\omega_e}{\omega_c} i_{\alpha} \right) = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} i_{\beta} + \frac{\omega_e}{\omega_c} i_{\alpha}^{Filt} \quad (14)$$

Fig. 4는 일반 LPF와 제안된 보상 LPF의 보드 선도를 비교한 것이다. 동기 주파수가 차단주파수의 0.2배의 주파수를 갖는 경우, 일반 LPF는 기본파에 약 -0.2dB의 이득 감쇠와 약 12 도의 위상 지연을 야기시킨다. 이러한 기본파 신호의 이득 및 위상 변동은 동기 주파수가 차단주파수와 가까워질수록 심해지게 된다. 하지만 제안된 보상 LPF는 이를 보상하여 이득 감쇠 및 위상 지연 없는 기본파 신호를 얻을 수 있다.

제안된 보상 LPF는 $\alpha\beta$ 축 고정 좌표계에서 전류 정보의 직교성을 이용하여 비교적 간단한 형태를 가지며, 실제 구현을 위해, Backward Euler 방법을 이용한 근사화를 통해 이산화하면 일반적인 1차 LPF는 (15)와 (16)과 같고, 보상 LPF는 (17), (18)과 같다.

Fig. 3 Diagram of phase delay and gain attenuation compensated LPF

Fig. 4 Bode plot of general LPF and compensated LPF

$$i_{\alpha}^{Filt}(k) = \frac{\omega_c T_s}{1 + \omega_c T_s} \times i_{\alpha}^{Filt}(k-1) + \frac{1}{1 + \omega_c T_s} \times i_{\alpha}(k) \quad (15)$$

$$i_{\beta}^{Filt}(k) = \frac{\omega_c T_s}{1 + \omega_c T_s} \times i_{\beta}^{Filt}(k-1) + \frac{1}{1 + \omega_c T_s} \times i_{\beta}(k) \quad (16)$$

$$i_{\alpha}^{Comp}(k) = i_{\alpha}^{Filt}(k) - \frac{1}{\omega_c} \times \omega_e \times i_{\beta}^{Filt}(k) \quad (17)$$

$$i_{\beta}^{Comp}(k) = i_{\beta}^{Filt}(k) + \frac{1}{\omega_c} \times \omega_e \times i_{\alpha}^{Filt}(k) \quad (18)$$

여기서, 차단 주파수 ω_c 와 샘플링 주파수 T_s 가 일

정하다면 $\frac{\omega_c T_s}{1 + \omega_c T_s}$, $\frac{1}{1 + \omega_c T_s}$ 및 $\frac{1}{\omega_c}$ 은 상수이다.

일반적인 1차 LPF에서 발생하는 이득 감쇠 및 위상 지연을 보상하려면, 식 (12)과 같은 복잡한 연산이 필요하다. 특히 식 (11)에서 알 수 있듯이 전동기의 회전 속도, 즉 동기 주파수에 따라 바뀌게 되는 위상지연의 크기를 계산하기 위해서는 삼각함수의

연산을 필요로 한다.

하지만, 제안된 보상 LPF는 고정좌표계 $\alpha\beta$ 축의 직교성을 이용하여 식 (14)와 같이 비교적 간략히 표현될 수 있으며, 식 (15)에서 (18)까지의 실제 구현을 위한 이산화한 식을 비교하였을 때, 한 축에 대한 일반적인 1차 LPF는 곱셈 연산 2회와 덧셈 1회가 필요하고 보상 LPF는 곱셈 4회 및 덧셈 2회가 필요하며, 일반적인 1차 LPF와 비교하여 곱셈 연산 2회와 덧셈 1회가 추가적으로 필요하다. 이는 비교적 적은 비용으로 구현 가능함을 보여준다.

4. 실험 결과

이 장에서는 제안된 보상 LPF의 적용의 유효성을 보이기 위해 실제 시스템을 이용한 실험 결과를 검토한다.

Fig. 5는 실험에 사용된 제어시스템의 개략도를 보여준다. ADC 및 Timer 모듈을 통하여 전류 및 위치 정보를 센서로부터 입력 받아 3상(abc)의 상전류 값을 2상 고정 좌표계($\alpha\beta$), 2상 동기 좌표계(dq) 순으로 변환하여 전류 제어의 지령치(i_{dq}^*)와 직접 비교 가능한 값으로 생성한다. 이때 고정좌표계 상의 전류 $i_{\alpha\beta}$ 에 보상 LPF를 적용하여 노이즈를 필터링한다. d,q축 전류지령치와 측정치의 차이가 0가 되도록 하는 피드백(feedback) 전류제어기가 동작하게 되고, 전류제어기의 최종 출력인 전압 지령치(u_{dq}^*)는 전류 입력과는 반대로 2상 동기 좌표계에서 2상 고정 좌표계, 3상 변수의 값으로 변환되고, 펄스폭 변조(Pulse Width Modulation: PWM) 모듈을 통해 인버터의 각 스위치의 게이트 신호를 출력한다.

Table 1은 실험에 사용된 샘플 전동기의 정격 및 파라미터를 보여준다. 또한, 실험에 사용된 인버터는 최대 100A의 전류 정격을 가지고 있으며, 이를 위해 $\pm 150A$ 의 측정 범위를 가지는 전류 센서를 가지고 있다. PWM 스위칭 주파수는 16kHz (스위칭 주기, $62.5\mu s$)이며, 데드타임은 $1\mu s$ 를 삽입하였다. 마이크로 컨트롤러는 12-bit 아날로그/디지털 변환기(Analog to Digital Converter, ADC)를 가지고 있다. 마이크로 컨트롤러의 샘플링 주기는 PWM 스위칭 주기와 동일하다.

Table 1 Specification and parameter of sample motor

Parameters	Value	Unit
Max speed	3000	[rpm]
Stator resistance	0.048	[Ω]
Stator inductance	0.175	[mH]
Rotor flux linkage	6.55	[mWb]
Number of pole pairs	12

Fig. 5 Control Scheme for the experiments

노이즈의 영향이 비교적 큰 경우하, 즉 5A(최대 정격의 5%)의 지령으로 q축 전류 제어를 수행 시 측정된 전류 파형을 Fig. 6이 보여준다. 이 때, d축 전류 지령은 0이다.

Fig. 6(a)의 측정 전류의 FFT(Fast Fourier Transform) 결과는 Fig. 6(b), (c)와 같다. Fig. 6(b)는 LPF 적용 전의 신호를 FFT한 결과로서 60 Hz의 동기 주파수, ω_e 와 동일한 기본파 성분 이외에, Dead-time에 의해 발생할 수 있는 5차, 7차 고조파 성분, 그리고 1kHz 이상의 고조파 성분을 포함하고 있다. 1 kHz의 차단 주파수, ω_c 를 가지는 일반적인 LPF와 제안된 보상 LPF를 거친 신호의 FFT 결과는 Fig. 6(c)와 같다. 1 kHz 이상의 고조파의 영향이 줄어 전체 고조파 왜곡률(Total Harmonic Distortion, THD)를 식 (19)를 통해 8% 이상 줄일 수 있다. 하지만 Fig. 6(a)에서 볼 수 있

Fig. 6 (a) Phase current and FFT result (b) without filter, and (c) with the compensated LPF

듯이 일반적인 LPF 거친 신호는 원래 측정 신호에 비해 위상 지연이 발생한다. 제안된 보상 LPF 를 이용하여, 기본파 신호의 왜곡 없이 노이즈 영향을 줄인 전류 정보를 얻을 수 있음을 알 수 있다.

$$THD = \frac{1}{I_1} \sqrt{\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} I_n^2} \quad (19)$$

다음으로 Fig. 7과 Fig. 8은 전류 제어 성능을 비교하기 위한 실험 결과이다. 먼저, Fig. 7(a)는 전류 제어기의 대역폭, ω_{cc} 을 100Hz로 선정 후 전류 제어를

수행한 결과이다. 보다 빠른 응답을 위해 ω_{cc} 를 4배 증가 시킨 결과가 Fig. 7(b)이며, 노이즈에 민감해져 전압 지령치가 고조파 성분을 포함하게 된다. 이는 실제 전동기에 진동 및 소음으로 나타나며, 나아가서 시스템을 불안정하게 할 수 있다.

전자식 조향 장치(EPS)의 경우, 주차 시 고토크 운전 영역 뿐만 아니라, 고속도로 운전 시 저토크 영역에서 정확하고 신속한 토크 제어 성능이 요구된다. 따라서 보다 넓은 전류 제어 대역폭을 가지도록 해야 한다. 또한 EPS는 운전자의 직접적인 조작이 필요하기 때문에 소음 및 진동의 저감도 매우 중요한 요소이다.

Fig. 8은 Fig. 7의 경우와 같은 조건에서 제안된 보상 LPF를 적용 후의 실험 결과이다. Fig. 7(b)의 전압 지령치의 THD는 0.504였고, Fig. 8(b)의 전압 지령치의 THD는 0.346으로 30% 이상 감소할 수 있었다. 따라서, 보상 LPF를 적용하여 전압 리플 문제를 해소하여, 전류 제어기의 대역폭을 넓힐 수 있었고, 이에 따라 전류 스텝 응답의 정착 시간을 3m초에서 1.5m초로 줄일 수 있었다. 또한 Fig. 9는 전류 제어기 대역폭에 따른 10차 이내의 고조파 성분의 변화를 보여 주며, 테드 타임의 영향인 5차, 7차 고조파를 크게 줄일 수 있었으며, THD를 0.128에서 0.0579로 50% 이상 줄여 보다 정현적인 상전류를 얻을 수 있다. 따라서, 보상 LPF의 적용으로 노이즈 영향이 큰 저속 경부하에서도 전류 제어 성능을 확보할 수 있음을 보였다.

이러한 결과로부터 제안된 보상 LPF의 적용은 EPS와 같이 넓은 운전 범위에서 고성능 토크 제어 뿐만 아니라 소음 진동에도 민감한 시스템에 유용함을 알 수 있다.

5. 결 론

이 논문은 PMSM 전류 제어를 위해 피드백 되는 $\alpha\beta$ 축 고정 좌표계의 전류 정보에 이득 감소 및 위상 지연이 보상된 LPF를 적용하여, 노이즈 영향이 큰 저속 경부하에서도 전류 제어 성능을 확보할 수 있음을 보였다. 실제 실험 결과로부터 전류 정보의 THD를 낮출 수 있을 뿐만 아니라, 전류 제어기 대역폭도 넓힐 수 있어 보다 빠른 속응성을 얻을 수 있

Fig. 7 Current control performance without filter (a) $\omega_{cc} : 100\text{Hz}$, (b) $\omega_{cc} : 400\text{Hz}$

Fig. 8 Current control performance using compensated LPF (a) $\omega_{cc} : 100\text{Hz}$, (b) $\omega_{cc} : 400\text{Hz}$

Fig. 9 Amplitude according to the controller bandwidth of the 10th harmonic

으며, 데드타임의 영향도 낮출 수 있음을 보였다.

제안된 보상 LPF는 $\alpha\beta$ 축 고정 좌표계에서 전류 정보의 직교성을 이용하여 비교적 간단한 형태를 가지므로, 저가의 마이크로 컨트롤러에서도 구현이 용이하며, 연산량의 부담도 적어 넓은 운전 범위에서 고성능의 토크 제어가 요구되는 실제 자동차 전장 제어 새시 시스템 적용에 있어 유용하며 경제적인 해법이 될 수 있을 것이다.

후 기

본 과제(결과물)는 교육부의 재원으로 지원을 받

아 수행된 산학협력 선도대학(LINC) 육성사업의 연구결과입니다.

References

- 1) S. Y. Park, K. S. Park and M. J. Kim, "Development of Front Electro Mechanical Brake for Brake by Wire System," KSAE Annual Conference Proceedings, pp.1122-1126, 2011.
- 2) C. H. Jo, S. H. Hwang and H. S. Kim, "Estimation of Clamping-force and Development of Gap-distance Control Algorithm for Electro-mechanical Brake," KSAE Spring Conference Proceedings, pp.665-670, 2009.
- 3) W. H. Hwang, J. K. Shin, K. S. Huh, K. J. Han, J. H. Jung and M. J. Kim, "Modeling and Controller Design of the Electronic Mechanical Brake," KSAE Spring Conference Proceedings, pp.673-674, 2012.
- 4) C. Ahn, B. Kim and M. Lee, "Modeling and Control of an Anti-lock Brake and Steering System for Cooperative Control on Split-MU Surfaces," Int. J. Automotive Technology, Vol.13, No.4, pp.571-581, 2012.
- 5) T. M. Rowan and R. J. Kerkman, "A New Synchronous Current Regulator and an Analysis of Current Regulated PWM Inverters," IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol.22, No.4, pp.678-690, 1986.
- 6) Y. Yamamoto, T. Kodama, T. Yamada, T. Ichioka and T. Niwa, "Digital Current Control Method of Induction Motor Using Synchronous Current Detection with PWM Signal," Trans. on IEE-Japan, Vol.112-D, No.7, pp.613-622, 1992.
- 7) V. Blasko, V. Kaura and W. Niewiadomski, "Sampling of Discontinuous Voltage and Current Signals in Electrical Drives a System Approach," IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol.34, No.5, pp.1123-1130, 1998.
- 8) J. Y. Yoo, J. H. Lee and H. T. Moon, "Current Sensorless Drive Method for Electric Power Steering," Int. J. Automotive Technology, Vol.13, No.7, pp.1141-1147, 2012.
- 9) H. B. Lee, K. S. Lee, S. K. Ha, J. I. Bae, J. H. Park, H. J. Choi and H. H. Chun, "Development of a Hardware in the Loop Simulation System for Electric Power Steering in Vehicles," Int. J. Automotive Technology, Vol.12, No.5, pp.733-744, 2011.
- 10) X. Zhao, X. Shi, J. Chen and X. Li, "Dynamic Correction of the Steering-characteristic Curve and Application to an EPS Control System," Int. J. Automotive Technology, Vol.12, No.2, pp.243-249, 2011.
- 11) R. B. Sepe and J. H. Lang, "Implementation of Discrete-time Field-oriented Current Control," IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol.30, No.3, pp.723-728, 1994.