Journal of the Korea Academia-Industrial cooperation Society
Vol. 20, No. 3 pp. 455-464, 2019

https://doi.org/10.5762/KAIS.2019.20.3.455
ISSN 1975-4701 / eISSN 2288-4688

모터 운전 주파수에 동기화된 차단주파수를 갖는 HPF(High pass filter)를 적용한 영구자석 동기전동기의 자속기반 센서리스 제어의 추정 자속 DC offset 제거 기법

강지훈[1], 조관열[2*], 김학원[2]
[1]한국교통대학교 제어계측공학과
[2]한국교통대학교 전자공학과

Eliminating Method of Estimated Magnetic Flux Offset in Flux based Sensorless Control of PM Synchronous Motor using High Pass filter with Variable Cutoff Frequency

Ji-Hun Kang[1], Kwan-Yuhl Cho[2*], Hag-Wone Kim[2]
[1]Dept. of Control & Instrumentation Engineering, Korea National University of Transportation
[2]Dept. of Electronic Engineering, Korea National University of Transportation

요 약 영구자석동기전동기의 쇄교자속 기반 센서리스 제어는 저속에서 위치추정 특성이 우수 하지만 계측된 전류가 ADC를 통해 변환되는 과정에서 발생한 DC offset에 의하여 쇄교자속 추정기의 적분기가 포화되는 문제점을 가지고 있습니다. 이러한 현상을 방지하기 위해 낮은 차단주파수를 갖는 HPF를 사용하여 DC offset 성분을 제거하는 방법이 사용되나, HPF의 낮은 차단주파수로 인해 고속에서 추정 성능이 저하되는 문제점이 있다. 반면 HPF의 차단 주파수를 높이게 되면, 저속에서 위상 앞섬 및 초기기동 실패의 문제가 발생한다. 본 논문에서는 HPF의 차단주파수를 영구자석동기전동기의 운전주파수에 동기화함으로써 낮은 속도에서는 HPF의 차단주파수를 낮게 하여 HPF에 의한 위상 앞섬을 줄이고, 높은 속도에서는 HPF의 차단주파수를 높게 함으로써 높은 DC offset 제거 성능을 통해 운전영역을 200% 확대한다. 또한, 추가적인 위상 보상 알고리즘을 통해 전 운전영역에서 HPF의 위상 앞섬이 1.5도 미만으로 감소되는 방법을 제안한다. 제안된 센서리스 제어 알고리즘은 세탁기용 영구자석동기전동기를 이용한 실험을 통해 검증한다.

Abstract The sensorless control based on the flux linkage of PM synchronous motors has excellent position estimation characteristics at low speeds. However, a limitation arises because the integrator of flux estimator is saturated by the DC offset generated during the analog to digital conversion(ADC) process of the measured current. In order to overcome this limitation, HPF with a low cutoff frequency is used. However, the estimation performance is deteriorated (Ed- the verb deteriorate already includes the meaning of 'problem') at high speed due to the low cutoff frequency, and increasing the cutoff frequency of the HPF induces further problems of phase leading and initial starting failure at low speeds. In this paper, the cutoff frequency of HPF was synchronized to the operation frequency of the motor: at low speeds the cutoff frequency was set to low in order to reduce the phase leading of the estimated flux, and at high speeds it was set to high to raise the DC offset removal performance. As a result, the operating range was increased by 200%. Furthermore, a phase compensation algorithm is proposed to reduce the phase leading of the HPF to less than 1.5 degrees over the full operating range. The proposed sensorless control algorithm was verified by experiment with a PM synchronous motor for a washing machine.

Keywords : Sensorless Control, Flux Linkage, DC Offset, PMSM, High Pass Filter

본 논문은 2018년도 에너지인력양성사업의 재원으로 한국에너지기술평가원(KETEP)의 지원을 받아 수행되었음. (No. 20184030202270)

*Corresponding Author : Kwan-Yuhl Cho(Korea National University of Transportation)
Tel: +82-43-841-5329 email: kycho@ut.ac.kr

Received November 28, 2018 Revised January 28, 2019
Accepted March 8, 2019 Published March 31, 2019

1. 서 론

영구자석 동기전동기(PMSM)는 높은 효율 및 토크 밀도를 장점으로 가지므로, 높은 가격에도 불구하고 가전기기 및 산업용 전동기로 널리 사용되고 있다[1-3]. PMSM과 같은 3상 교류전동기는 회전자 위치를 기반으로 벡터제어를 수행하기 때문에 센서를 부착하여 회전자의 위치를 계측하는 것이 일반적이다. 센서를 기반으로 한 전동기 제어는 확실한 위치 정보를 수령할 수 있으며, 제어 성능이 매우 우수한 장점이 있다. 하지만 센서로 인해 가격이 상승하고 취부 공간을 확보해야 하는 문제로 인하여 센서를 사용하지 않고 전동기를 제어하는 센서리스 알고리즘이 지속해서 연구되고 있다[1-7].

센서리스 알고리즘은 모터에 고주파 신호를 주입하는 방식과 모델기반 방식으로 두 종류로 나뉜다[3-5]. 고주파 신호 주입 방식은 IPMSM의 돌극성 특성을 이용하기 때문에 모든 운전 영역에서 우수한 추정 성능을 가진다. 하지만 구현이 어렵고 소음이 큰 문제점을 가지고 있다[4]. 모델 기반 센서리스 제어 방식은 역기전력 기반 방식과 쇄교자속 기반 방식으로 구분할 수 있다. 역기전력 기반 방식은 중, 고속 이상의 운전 영역에서 안정적인 제어 성능을 얻을 수 있는 장점이 있지만, 저속 운전 영역에서는 역기전력이 작아 안정적인 제어 성능을 기대하기 어렵다[1,4]. 반면 쇄교자속을 기반으로 하는 방식은 쇄교자속이 속도와 관계없이 일정한 특징을 가지므로 저속에서도 비교적 정확한 위치 추정 성능을 기대할 수 있다[1]. 쇄교자속 기반 방식은 전압지령과 계측된 전류를 이용하여 자속을 추정한다. 하지만 계측된 전류가 ADC 과정에서 DC offset이 발생하여 추정기 내부에 존재하는 적분기로 인해 추정된 자속이 Drift 되고 결국엔 적분기가 포화되는 문제점이 있다[7-10].

위 언급된 쇄교자속 기반 방식이 가지는 문제점을 해결하기 위해 많은 연구가 진행되었다. 그 중 [1]은 운전 주파수를 고려해 낮은 차단주파수를 갖는 HPF(High Pass Filter)를 사용하였고, HPF는 적분기로 인해 LPF형태를 띄게 된다. 하지만 낮은 차단주파수를 갖는 HPF는 시정수가 크기 때문에 고속에서 추정 성능이 저하된다. 또한, HPF의 차단주파수를 높이게 되면, 저속에서 위상 앞선 정도가 커져 초기기동 실패의 문제가 발생한다.

본 논문에서는 HPF의 차단주파수를 전동기의 운전주파수와 연동시킴으로써 고속에서 HPF의 시정수를 감소시키는 방법과 HPF를 사용함으로 발생하는 위상 앞섬을 감소시키기 위해 위상 보상 알고리듬을 제안한다. 제안된 방법은 세탁기용 영구자석 동기전동기를 이용한 실험을 통해 그 효과를 검증하였다.

2. 자속기반 센서리스 제어 기법

PMSM은 회전자가 영구자석으로 구성되어 있기 때문에 회전자 쇄교자속 성분을 구하면 회전자 위치를 알 수 있다. 회전자 위치는 식(1)과 같이 abc축 고정자 전압 방정식을 정지좌표계로 변환하여 구할 수 있다. 식 (1)을 회전자 쇄교자속 성분에 대해서 정리하면 식 (2)와 같이 나타낼 수 있고 최종적으로 아크탄젠트 연산을 통해 회전자 위치를 얻을 수 있다. Fig. 1은 일련의 과정을 블록 다이어그램으로 나타낸 것이다.

$$V_{\alpha\beta} = R_s i_{\alpha\beta} + L_s \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} + \frac{d\lambda_{m\alpha\beta}}{dt} \quad (1)$$

$$\hat{\lambda}_{m\alpha\beta} = \int \left(V_{\alpha\beta} - R_s i_{\alpha\beta} \right) dt - L_s i_{\alpha\beta} \quad (2)$$

$$\hat{\theta}_r = \tan^{-1}\left(\frac{\hat{\lambda}_m \sin\theta_r}{\hat{\lambda}_m \cos\theta_r} \right) = \tan^{-1}\left(\frac{\hat{\lambda}_{m\beta}}{\hat{\lambda}_{m\alpha}} \right) \quad (3)$$

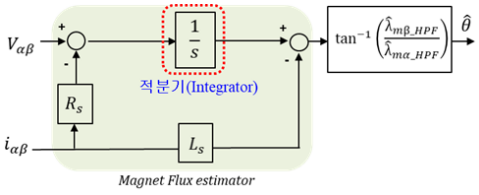


Fig. 1. Rotor position estimator

쇄교자속 기반 위치 추정기는 전류제어기 출력인 지령 전압과 계측된 3상전류를 이용해 회전자 위치를 추정한다. 하지만 계측된 3상전류에는 ADC과정에서 미세한 DC offset이 발생하며, 쇄교자속 추정기의 내부에 존재하는 적분기로 인해 추정된 자속이 Drift 되고 적분기가 포화되는 현상이 발생한다.

Fig. 2는 기존 쇄교자속 기반 위치 추정기를 나타낸다. 기존 방법은 자속 추정과정에서 발생하는 DC offset을 제거하기 위해 HPF를 적용하였다. HPF의 차단주파수는 초기기동 조건을 고려해 낮게 설계되었다. 초기기

동 알고리듬은 초기 회전자 위치 정보가 없는 상황에서 센서리스 구동을 위해 필요한 과정이며, 정지상태에서 일정 속도까지는 개루프 제어(Open loop control)를 통해 기동하고 그 이후에는 추정된 회전자 위치를 기반으로 기동한다[1]. 개루프 제어에서 센서리스로 전환하기 위해서는 개루프 회전자 위치와 추정된 회전자의 위치의 오차가 작아야 한다. HPF가 차단주파수에 비례하여 위상 앞섬이 증가하는 특성을 고려하면, 차단주파수는 낮게 설계되어야 한다. 기존 방법은 HPF 이외에 노이즈나 외란으로 인한 자속 추정 성능 저하를 우려하여 PLL(Phase Locked Loop)을 적용하여 자속추정 알고리즘에 안전성을 높였다.

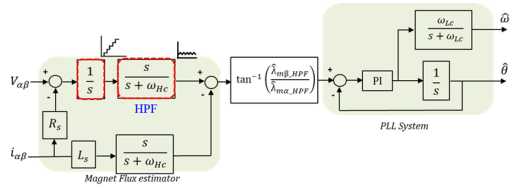


Fig. 2. Conventional rotor position estimator

기존 방법은 초기기동 시점을 고려해 HPF의 차단주파수를 낮게 설계하였다. 그러나 HPF의 차단주파수가 낮으면 고속에서 HPF의 시정수가 증가하여 고속에서 자속 추정 성능을 저하한다.

Fig. 3은 운전주파수 변화에 따른 시정수를 알아보기 위한 블록다이어그램을 나타낸다. 입력은 크기가 0.15[wb]인 정현파에 -1%인 -0.0015[wb]의 DC offset을 추가하여 적분기와 HPF를 통과시킨다. HPF의 차단주파수인 ω_{Hc}는 1Hz로 설정하여 시간 영역에서 분석한다.

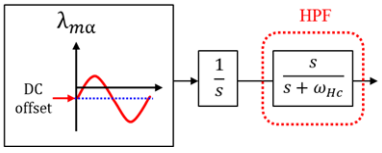


Fig. 3. Block diagram for time constant analysis

Fig. 4는 분석 결과를 나타낸다. 시정수는 50rpm과 600rpm에서 각각 출력의 63%에 도달하는데 소요되는 전기적인 주기로 판단한다. Fig. 4(b)의 확대파형에서 알 수 있듯이 50rpm에서는 4주기가 소요되지만 600rpm일 경우 39주기가 소요되는 것을 알 수 있다. 즉 고속으로 갈수록 시정수가 증가한다. 고속으로 갈수록 HPF의 시정수가 증가하므로 고속에서 안정적인 자속 추정 성능을 얻기 위해서는 운전주파수와 비례해서 HPF의 차단주파수를 증가시킬 필요가 있다.

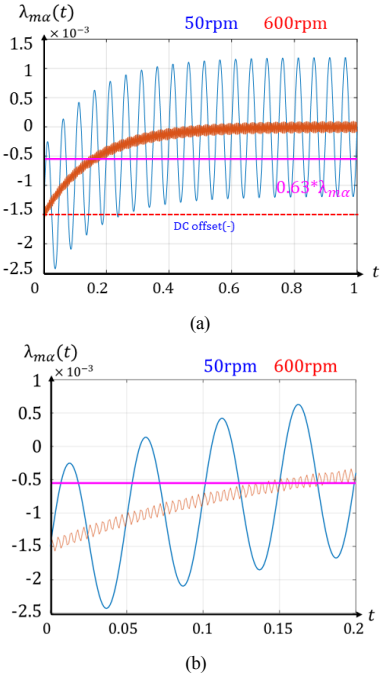


Fig. 4. Time constant by the operation frequency
(a) Time constant (b) Enlarged waveform

3. 제안하는 자속기반 센서리스 제어 기법

HPF의 시정수 문제를 해결하기 위해 운전주파수에 일정 비율로 동기화 시켜 차단주파수를 증가시키는 방법과 HPF로 인해 발생하는 위상 앞섬을 보상하는 알고리즘을 제안한다. Fig. 5는 제안하는 쇄교자속 기반 위치 추정기를 나타낸다.

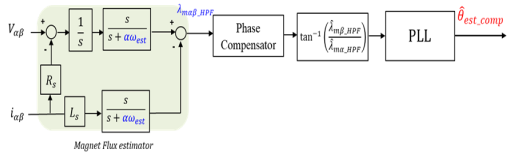


Fig. 5. Proposed rotor position estimator

$$\omega_{Hc} = \alpha\omega_{est} \tag{4}$$

식 (4)는 Fig. 5의 HPF 차단주파수를 나타내며, ω_{est}는 전동기의 추정된 운전주파수를, α는 운전주파수와 HPF의 차단주파수의 가변 비율을 나타낸다. HPF의 차단주파수를 일정 비율로 가변했을 경우 운전주파수별 특성을 알아보기 위해 Fig. 6과 같이 두 가지 경우에 대해 Bode 선도를 작성하였다.

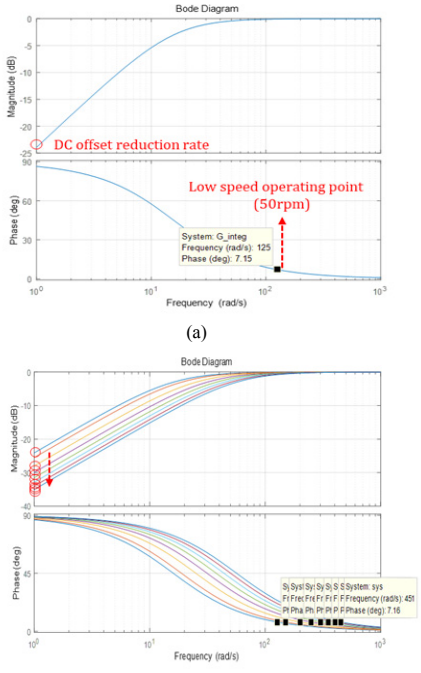


Fig. 6. HPF bode plot analysis
(a) HPF with fixed cutoff frequency
(b) HPF with variable cutoff frequency

Fig. 6(a)는 HPF의 차단주파수를 고정했을 경우를 나타낸다. DC offset 성분을 감소시키는 정도는 운전주파수에 상관없이 일정하지만 위상 앞섬은 운전주파수가 증가할수록 감소한다. Fig. 6(b)는 HPF의 차단주파수를 가변했을 경우를 나타낸다. 고정한 경우와 비교해서 DC offset 성분을 감소시키는 정도는 운전주파수가 증가할수록 증가하지만 위상 앞섬은 일정하다.

Fig. 6의 특성을 고려하여 전동기의 운전주파수에 따른 제안된 HPF의 차단주파수는 Fig. 7과 같다. 가변 비율은 0.125로 50rpm부터 200rpm까지 가변하고 그 이후는 DC offset이 매우 작은 값을 가지기 때문에 10Hz로 고정시킨다. 그 결과 가변구간과 고정구간이 발생한다. 이때 가변구간에서는 7.15도로 일정한 위상 앞섬이 발생하고 고정구간에서는 속도가 증가할 수 록 위상 앞섬이 감소한다. 제안하는 방법의 추정 성능을 높이기 위해 위상이 앞선 정도를 구하고 그 만큼 위상 보상 하는 알고리즘을 적용한다. 우선 위상이 앞선 정도를 구하기 위해 식 (5)와 같이 자속 추정식을 이용한다.

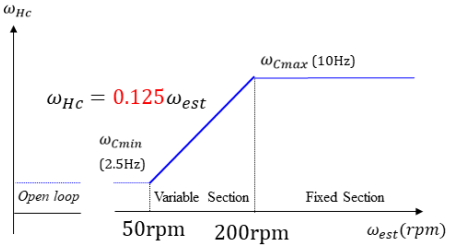


Fig. 7. Applying method

$$\lambda_{m\alpha\beta_HPF} = \frac{1}{s} \times \frac{s}{s+\omega_{Hc}} \left(V_{\alpha\beta} - R_s i_{\alpha\beta} \right) \tag{5}$$

식 (5)를 αβ 정지좌표계로 표현된 전압방정식에서 저항에서의 전압강하 성분을 뺀 항을 입력으로 하고 HPF를 통과한 자속을 출력으로 하여 전달함수를 구하면 식 (6)과 같다. 식 (6)의 위상을 구하면 식 (7)과 같이 나타낼 수 있으며, 이 식들을 바탕으로 추정 쇄교자속의 벡터도를 그리면 Fig. 8과 같다.

$$\frac{\lambda_{m\alpha\beta_HPF}}{\left(V_{\alpha\beta} - R_s i_{\alpha\beta} \right)} = \frac{1}{j\omega_{est} + \omega_{Hc}} \tag{6}$$

$$\Phi = -\tan^{-1}\left(\frac{\omega_{est}}{\omega_{Hc}} \right) \tag{7}$$

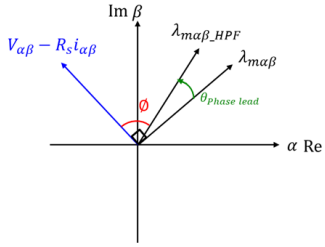


Fig. 8. Vector diagram of estimated flux

Fig. 8에서 $\lambda_{m\alpha\beta}$는 원래 추정되어야 할 자속으로 식 (6)에서 구한 전달함수의 입력과 90도 위상차를 가진다. 그리고 $\lambda_{m\alpha\beta_HPF}$는 HPF의 위상 앞섬으로 인해 추정된 자속은 $\lambda_{m\alpha\beta}$에 비해 Φ만큼 앞서있다. 이와 같은 벡터도를 통해 위상 앞선 정도는 식 (8)과 같이 구할 수 있다.

$$\theta_{Phaselead} = \frac{\pi}{2} - \tan^{-1}\left(\frac{\omega_{est}}{\omega_{Hc}}\right) \tag{8}$$

이렇게 구한 위상 앞선 정도를 보상하기 위해서 $\lambda_{m\alpha\beta_HPF}$를 오일러 공식을 통해 식 (9)와 같이 나타낼 수 있고 λ_m는 추정된 자속의 크기를 의미한다.

$$\begin{aligned}\lambda_{m\alpha\beta_HPF} &= \lambda_m e^{j\omega t} = \lambda_m(\cos\omega t + jsin\omega t) \\ &= \lambda_{m\alpha} + j\lambda_{m\beta}\end{aligned} \tag{9}$$

위상 앞선 정도를 보상하기 위해서는 HPF를 통과한 자속을 위상 앞선 정도만큼 뒤지도록 해야 한다. 식 (10)은 위상 앞섬 정도를 보상하는 식으로 $\Delta\Phi$는 위상 앞선 정도를 나타낸다. 단위 크기를 가지며 위상은 $-\Delta\Phi$인 함수를 추정된 자속에 곱하면 식 (11)과 같이 크기는 유지되며, 위상은 위상 앞선 정도만큼 보상된 자속을 구할 수 있다.

$$\lambda_m e^{j\omega t} \times e^{-j\Delta\Phi} = \lambda_m e^{j(\omega t - \Delta\Phi)} \tag{10}$$

$$\lambda_m[\cos(\omega t - \Delta\Phi) + jsin(\omega t - \Delta\Phi)] \tag{11}$$

Fig. 9는 위상보상 알고리즘의 시스템 블록다이어그램을 나타낸다. HPF를 통과한 αβ 정지좌표계의 자속은 Phase lead 만큼 보상이 되어 아크탄젠트 연산을 통해 최종적으로 회전자 위치가 추정된다.

Fig. 10은 제안하는 자속기반 센서리스 제어 알고리듬의 전체 시스템 블록다이어그램을 나타낸다. 시스템의 제어는 속도제어기, 전류제어기, SVPWM 순으로 이루어지며, 전동기에서 계측된 3상전류와 전류제어기 출력인 dq축 전압 지령을 통해 추정된 속도는 지령 속도를 추정하도록 제어된다.

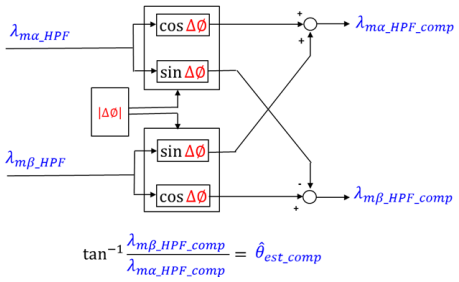


Fig. 9. Phase lead compensator block diagram

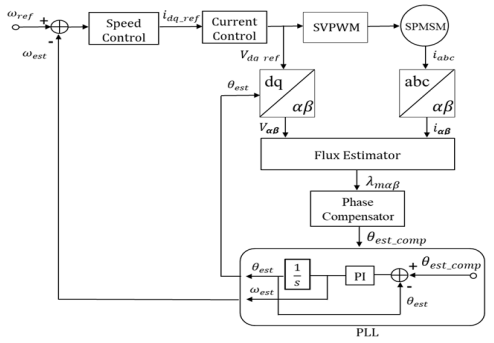
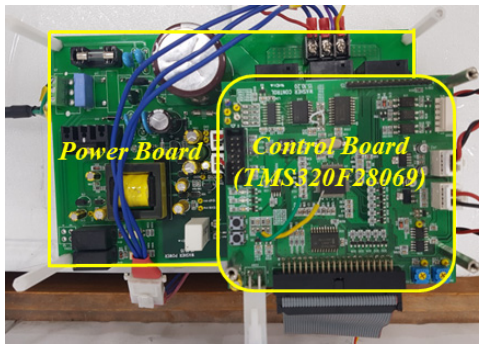


Fig. 10. Proposed flux based sensorless control

4. 실험

본 논문에서는 제안하는 방법을 실험으로 검증하기 위해 Fig. 11과 같이 MCU는 TMS320F28069를 사용하였고 드럼 세탁기용 표면부착형 영구자석 동기전동기(SPMSM)를 사용하였다. 전동기와 실험 파라미터는 Table. 1과 같다.



(a)

(b)

(c)

Fig. 11. Experiment set
(a) Control board (b) Stator (c) Rotor

Table 1. Experiment parameter

Parameter.	Value	Unit
Number of poles	48	
EMF constant	0.143	Vsec
Phase resistance	6.25	Ω
dq-axis inductance	30.5	mH
DC link Voltage	290	V
PWM frequency	16	KHz
TL	1.5	N/m

Table. 2는 기존 방법과 제안하는 방법의 HPF 차단주파수를 나타낸다, 기존 방법은 1Hz로 모든 운전영역에서 일정하다. 반면 제안하는 방법은 3장에서 언급한 것과 같이 50rpm에서 200rpm까지 일정 비율로 증가하고 유지된다. 전동기에 3상 전압을 인가하기 위한 인버터는 SVPWM 스위칭 기법을 사용하였고 스위칭주파수는 16KHz로 하였다. 부하는 세탁기의 드럼 관성부하를 이용하여 실험을 진행하였다.

Table 2. Cutoff frequency of HPF in experiment

Motor speed (rpm)	Conventional method (Hz)	Proposed method (Hz)
50	1	2.5
200	1	10
600	1	10
1200	1	10

Fig. 12는 2장에서 언급한 추정된 자속의 Drift 현상을 나타내고 기울기가 음수인 것으로 보아 계측된 3상전류의 ADC 과정에서 발생된 DC offset이 음의 값이라는 것을 알 수 있다. 이와 같은 현상에 대해서 기존 방법의 문제점과 제안하는 방법의 효과에 대해서 분석한다.

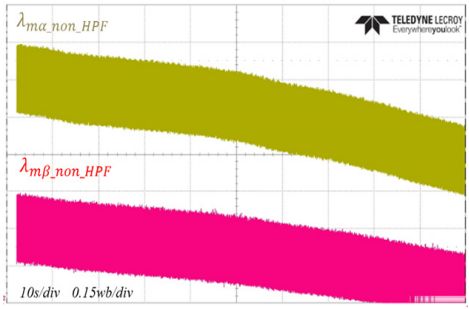
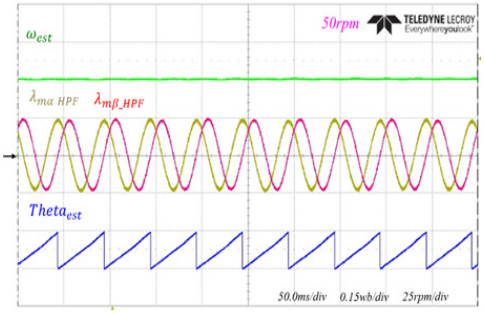
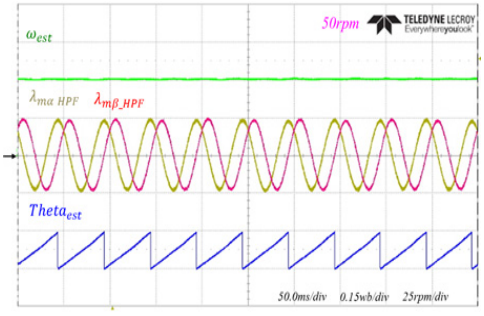


Fig. 12. Vector diagram of estimated flux



(a)



(b)

Fig. 13. Flux estimation performance at 50 rpm
(a) Conventional method (b) Proposed method

Fig. 13과 Fig. 14는 저속 영역(50rpm, 200rpm)에서 기존 방법과 제안하는 방법의 자속 추정 성능을 나타낸다. 저속역영에서는 기존 방법과 제안하는 방법 모두 HPF의 시정수가 크지 않기 때문에 발생된 DC offset을 빠르게 제거하여 자속추정 성능이 우수한 것을 확인할 수 있다.

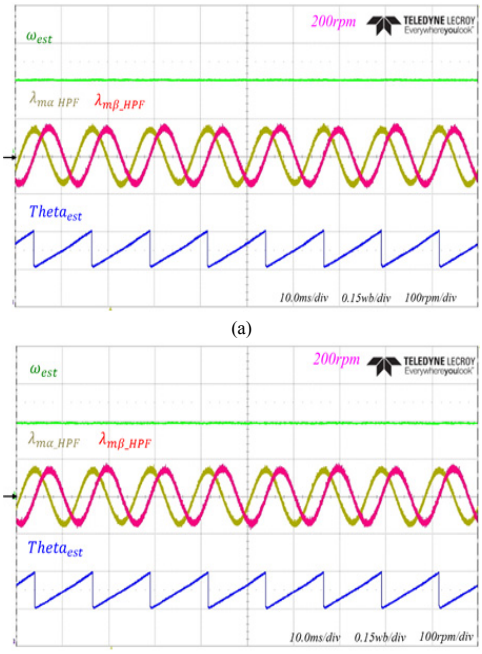


Fig. 14. Flux estimation performance at 200 rpm
(a) Conventional method (b) Proposed method

Fig. 15는 600rpm에서 자속 추정 성능을 나타낸다. 기존 방법은 고속에서 시정수가 큰 문제를 가지고 있기 때문에 그 만큼 DC offset을 빨리 제거하지 못한다. 따라서 600rpm에서 자속을 추정하지 못하여 정상적인 운전에 실패하여 탈조하는 모습을 나타낸다. 반면 제안하는 방법은 HPF의 차단주파수를 운전주파수에 동기화 하여 10Hz까 증가시켰기 때문에 고속에서도 자속 추정 성능이 좋은 것을 확인할 수 있다.

Fig. 16은 고속에서 제안하는 방법의 자속 추정 성능을 나타낸다. 운전주파수에 동기화 하여 HPF 차단주파수를 상승시켰기 때문에 1200rpm 까지 구동이 가능한 것을 확인할 수 있다. 이 결과를 통해 고속에서 HPF의 시정수가 커지는 문제점이 해결된 것을 알 수 있다.

다음으로 위상 오차에 대한 분석에 앞서 추정된 자속 파형을 통하여 위상 보상 과정을 확인한다. Fig. 17은 운전주파수별 위상 앞섬의 보상 정도를 나타낸다. 제안하는 방법은 HPF의 차단주파수를 가변하면서 가변구간(50rpm, 200rpm)과 고정구간(600rpm, 1200rpm)이 나타난다. 가변구간에서는 일정 비율로 HPF의 차단주파수를 증가시켰기 때문에 7.15도 위상 앞섬이 발생한다.

Fig. 17(a)와 Fig. 17(b)는 보드선도를 통해 확인한 7.15도와 근접한 7.2도 그리고 7.1도가 보상되어 위상이 7.2도 뒤진 추정된 자속 파형이 나타난다. 반면 고정구간에서는 HPF의 차단주파수가 10Hz로 유지되는 구간으로 위상 앞섬이 0도에 가까운 값을 가진다. 따라서 Fig. 17(c)와 Fig. 17(d)와 같이 위상 보상이 없는 것을 확인할 수 있다.

Fig. 18은 50rpm에서 기존 방법과 위상 보상 알고리듬이 적용된 제안된 방법의 위상 오차를 나타낸다. 50rpm에서 기존 방법은 HPF의 위상 앞섬으로 인해 평균 위치 오차가 7.44도가 발생했지만 제안하는 방법은 위상이 보상되어 평균 위상 오차가 1.44도가 나타난다. Fig. 19는 200rpm에서 각 방법에 대한 위상 오차를 나타낸다. 기존 방법은 HPF의 차단주파수를 1Hz로 유지하였기 때문에 50rpm 보다는 적은 1.44도의 위상 오차가 발생하였다. 제안하는 방법은 위상 앞섬을 보상하여 위상 오차가 0에 가까운 것을 확인할 수 있다. Fig. 20은 고속에서 제안하는 방법의 위상 오차를 나타낸다. 위상 보상 알고리듬이 적용되어 600rpm과 1200rpm 모두 평균 1.5도 미만의 위상 오차가 나타나는 것을 알 수 있다.

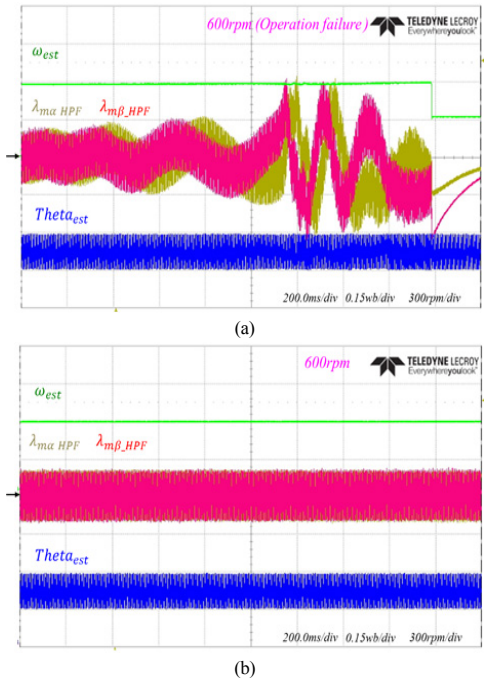


Fig. 15. Flux estimation performance at 600 rpm
(a) Conventional method (b) Proposed method

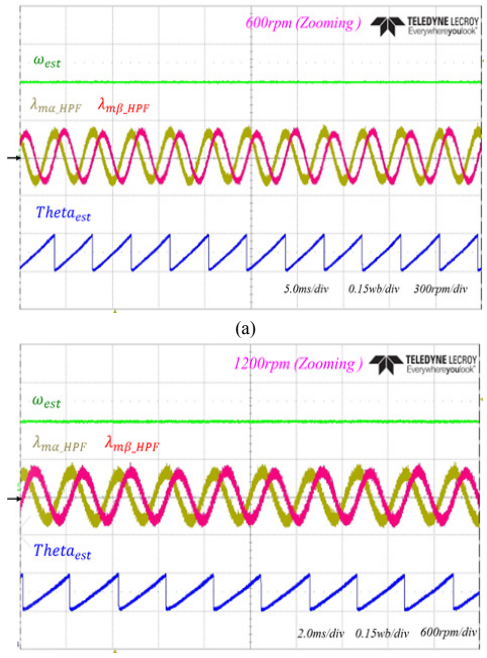


Fig. 16. Flux estimation of proposed method
(a) 600rpm (b) 1200rpm

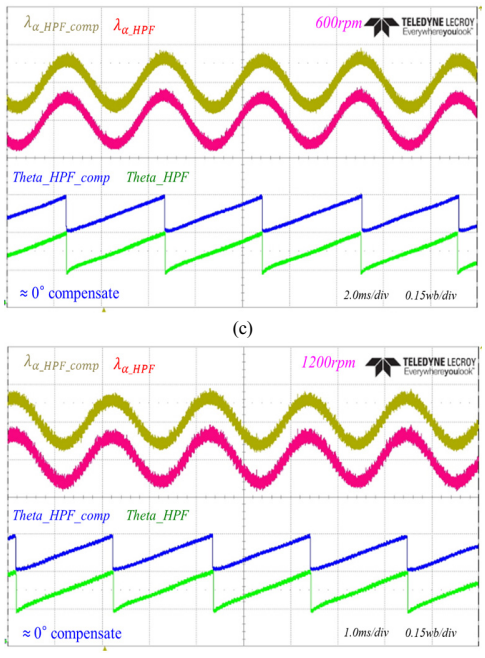
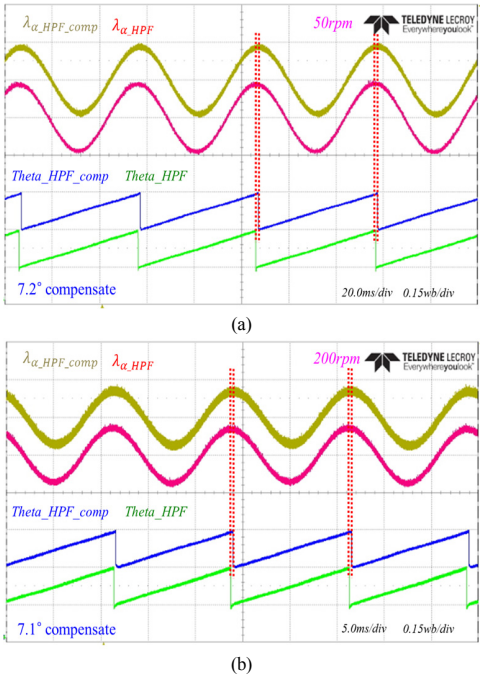


Fig. 17. Phase compensation by rotor speed
(a) 50rpm (b) 200rpm (c) 600rpm (d) 1200rpm



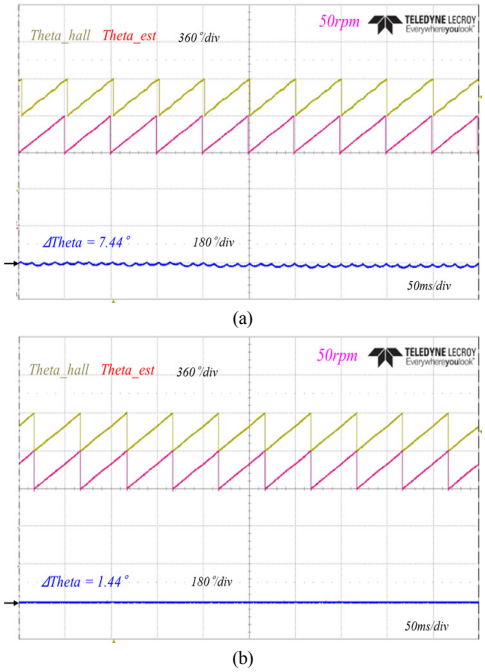


Fig. 18. Phase error at 50rpm
(a) Conventional method (b) Proposed method

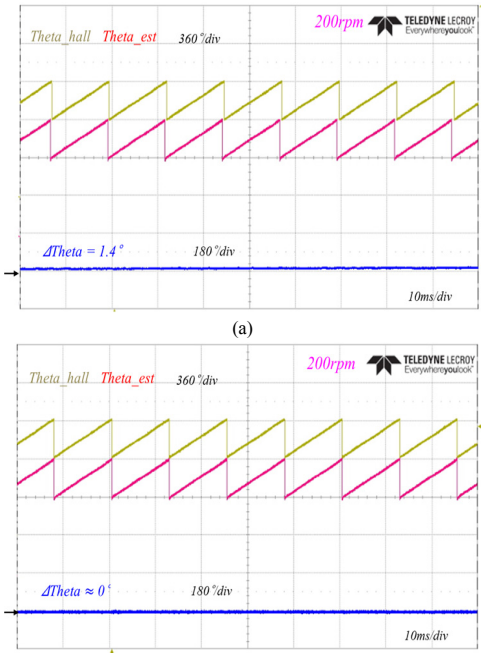


Fig. 19. Phase error at 200rpm
(a) Conventional method (b) Proposed method

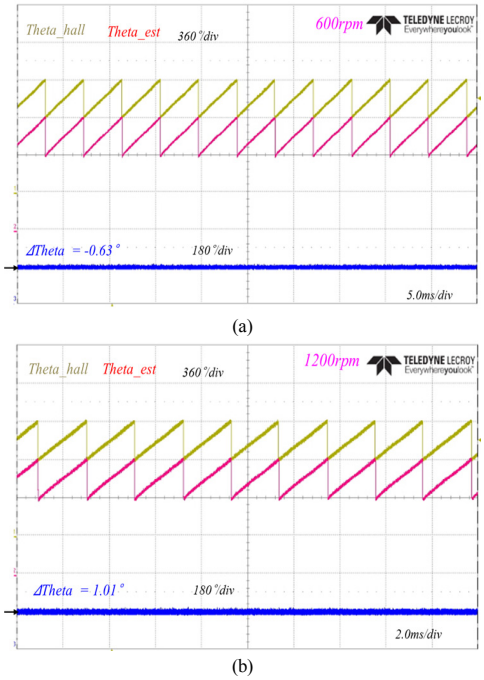


Fig. 20. Phase error of proposed method
(a) 600rpm (b) 1200rpm

5. 결론

본 논문에서는 운전주파수에 일정 비율로 동기화하여 HPF의 차단주파수를 증가시키는 방법과 HPF의 위상 앞섬을 보상하는 알고리듬을 제안하였다. 기존 방법은 자속 추정 과정에서 발생하는 DC offset을 제거하기 위해 HPF를 적용하였으나 초기기동을 고려해 낮은 차단주파수를 갖는 HPF를 적용하였다. 그 결과 고속에서 HPF의 시정수가 커져 자속 추정 성능이 저하 되고 HPF의 위상 앞섬으로 인해 위상 오차를 유발하는 문제가 발생했다. 이를 해결하기 위해 제안된 방법을 적용한 결과 운전 영역이 600rpm에서 1200rpm까지 확대되고 위상 오차는 모든 운전영역에서 1.5도 미만으로 줄였다. 제안된 방법은 실험을 통해 그 효과를 검증하였다.

References

[1] H. J Kim, K. Y. Cho, H. W. Kim, and K. W. Lee "Eliminating method of estimated magnetic flux offset in flux based sensorless control algorithm of surface mounted PM synchronous motor," Transactions of the Korean Institute of Power Electronics, Vol. 22, No. 3, pp. 216-222, June 2017.

[2] T. Aas, J. S. Asrud, and H. Van Khang, "Parameter sensitivity of flux-linkage based sensorless control for permanent magnet synchronous motors," 20th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Sydney, NSW, pp. 1-5, Oct. 2017. DOI: https://doi.org/10.1109/icems.2017.8056422

[3] Zhiqian Chen, M. Tomita, S. Ichikawa, S. Doki, and S. Okuma, "Sensorless control of interior permanent magnet synchronous motor by estimation of an extended electromotive force," Conference Record of Thirty-Fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy, Rome, Italy, vol. 3, pp. 1814-1819, Oct. 2000.
DOI: https://doi.org/10.1109/ias.2000.882126

[4] Yan Yang and Hongwei Gao, "Accurate and easy-to-implement rotor position estimation scheme for sensorless control of interior permanent magnet synchronous motor drives at full speed range," IEEE International Electric Machines and Drives Conference, Miami, FL, pp. 514-520, May 2009.
DOI: https://doi.org/10.1109/iemdc.2009.5075255

[5] M. Kutija, D. Sumina, I. ˇColovic, "PLL - based rotor flux estimation method for sensorless vector controlled squirrel - cage induction generators", AUTOMATIKA, Vol. 57, No.3 , pp. 578 – 588, 2016.
DOI: https://doi.org/10.7305/automatika.2016.11.1940

[6] C. French and P. Acarnley, "Control of permanent magnet motor drives using a new position estimation technique," IEEE Transactions on Industry applications,

vol. 32, no. 5, pp. 1089-1097, Sep./Oct. 1996.
DOI: https://doi.org/10.1109/28.536870

[7] M. H. Shin, D. S. Hyun, S. B. Cho, and S. Y. Choe, "An improved stator flux estimation for speed sensorless stator flux orientation control of induction motors," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 15, no. 2, pp. 312-318, March 2000.
DOI: https://doi.org/10.1109/63.838104

[8] K. Możdżyński, "Simple digital integration algorithm with saturation and drift elimination based Second-Order Generalized Integrator," 9th International Conference on Compatibility and Power Electronics (CPE), Costa da Caparica, pp. 312-316, June 2015.
DOI: https://doi.org/10.1109/cpe.2015.7231092

[9] J. Hu and B. Wu, "New integration algorithms for estimating motor flux over a wide speed range," 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Saint Louis, MO, USA, vol. 2, pp. 1075-1081, June 1997.
DOI: https://doi.org/10.1109/pesc.1997.616875

[10] M. Hinkkanen and J. Luomi, "Modified integrator for voltage model flux estimation of induction motors," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 50, no. 4, pp. 818-820, Aug. 2003.
DOI: https://doi.org/10.1109/tie.2003.814996

강 지 훈(Ji-Hun Kang) **[준회원]**

- 2017년 2월 : 한국교통대학교 제어계측공학과 (학사)
- 2019년 2월 : 한국교통대학교 한국교통대대학원 제어계측공학과 (석사)

<관심분야>
전력전자, PMSM 센서리스 제어

조 관 열(Kwan-Yuhl Cho) **[정회원]**

- 1986년 2월 : 서울대학교 전기공학과 (학사)
- 1988년 2월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (석사)
- 1993년 2월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (박사)
- 1993년 3월 ~ 2004년 2월 : LG전자 DA연구소 책임연구원
- 2004년 3월 ~ 현재 : 한국교통대학교 전자공학과 교수

<관심분야>
전력전자, PMSM 센서리스 제어, PWM 정류기

김 학 원(Hag-Wone Kim) **[정회원]**

- 1989년 2월 : 고려대학교 전기공학과 (학사)
- 1991년 2월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (석사)
- 2005년 2월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (박사)
- 1991년 3월 ~ 2008년 2월 : LG전자 디지털 어플라이언스 연구소 책임연구원
- 2008년 3월 ~ 현재 : 한국교통대학교 전자공학과 교수

<관심분야>
전력전자, 고효율 DC/DC컨버터, LLC 공진형 컨버터