

# IPMSM 센서리스 제어에서의 속도리플저감 알고리즘에 관한 연구

이송철<sup>1</sup>, 정영석<sup>†</sup>

## Study on Speed Ripple Reduction Algorithm in Sensorless Controlled IPMSM

Song-Cheol Lee<sup>1</sup> and Young-Seok Jung<sup>†</sup>

### Abstract

In this study, a harmonic-pulsation-compensator (HPC) is presented to reduce a periodic speed ripple in IPMSM. A proportional-integral compensator in HPC is proposed instead of the existing integral compensator to reduce the speed ripple more rapidly. A formula to calculate a rotation angle is also proposed, making compensation optimal in sensed and sensorless controls. The validity of the proposed algorithm is verified by experiments.

**Key words:** Periodic speed ripple, Ripple reduction, Pulsation compensator, IPMSM, Sensorless control

### 1. 서 론

매입형 영구 자석 동기 전동기(IPMSM)는 여자손실이 없고 역률, 토크, 전류 그리고 효율의 면에서 장점이 있어 산업계 응용에 널리 이용되고 있다. 고성능 동작을 위해 주로 벡터제어방식을 사용하고 있으며 이를 위해서는 회전자의 위치 정보가 필수적이다. 엔코더 또는 레졸버를 이용하여 회전자 위치정보를 얻을 수 있지만 이러한 센서의 사용은 비용 상승, 신뢰성 저하 그리고 부피 증가 등의 단점이 존재한다. 이러한 문제들로 인해 최근 들어 센서리스 제어에 관한 많은 연구가 진행되어 왔다<sup>[1]-[4]</sup>.

IPMSM이 많이 응용되고 있는 컴프레서의 경우 냉매의 압축과 토출을 반복하는 과정에서 기계적 진동과 토크의 리플을 발생시키고 특히 저속 구간에서 더욱 커지게 된다. 이로 인해 배관의 피로파괴를 야기하게 되고 소음을 발생시키게 된다<sup>[5]-[7]</sup>. 또한 토크 리플로 인해 전동기 회전자의 속도 리플을 발생시키게 되어 원하는 속도 제어를 할 수 없게 되고 제어시스템을 불안정하게

만든다.

기존의 부하토크에 의한 영향을 줄이기 위한 몇 가지 알고리즘이 제시된 바 있다<sup>[6]-[8]</sup>. 전동기 시스템을 역모 델링하여 부하 토크를 추정하는 방법의 경우 저역 통과 필터가 사용되어 추정 부하 토크의 위상지연이 발생하게 되고 빠른 동특성의 부하토크를 제대로 보상하지 못한다<sup>[7]</sup>. 속도 리플 계수를 얻어서 토크 보상기를 구현하는 방법의 경우 주기적으로 진동하는 속도 리플을 비교적 잘 보상해준다. 하지만 토크 리플 보상기에서 계인이 가지는 의미 및 센서리스 제어에 대한 고찰이 이루어지지 않았다<sup>[8]</sup>.

본 논문에서는 주기적으로 발생하는 토크 리플에 의한 속도 리플을 저감할 수 있는 고조파 맥동 보상기에 대해 소개한다. 고조파 맥동 보상기는 위상 검출기, 비례 적분 보상기 그리고 벡터 회전으로 나눌 수 있다. 기존의 연구에서 제시된 적분 보상기 대신 비례 적분 보상기를 사용하여 응답성능을 개선시킬 수 있음을 확인하였다. 또한 벡터 회전에서는 부하 토크, 전기 토크 그리고 속도의 벡터 관계를 고려하여 보상 토크 벡터를 최적의 방향으로 회전시켜주는 회전각을 선정하는 방법에 대해 소개한다. 센서리스 제어의 경우 저역 통과 필터를 사용하게 되는데 그로 인해 추정 속도는 실제 속도보다 위상 지연이 생기게 된다. 회전각의 개념을 이용하여 보상하면 이러한 영향까지 고려할 수 있게 되어 보다 빠르게 속도 리플을 감쇠시킬 수가 있다. 이를 실험을 통해 검증하였다.

Paper number: TKPE-2016-21-3-8

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

<sup>†</sup> Corresponding author: [yousjung@pknu.ac.kr](mailto:yousjung@pknu.ac.kr), Dept. of Mechanical Design Eng., Pukyong Nat'l Univ. Tel: +82-51-629-6165 Fax: +82-51-629-6150

<sup>1</sup> Dept. of Mechanical Design Eng., Pukyong Nat'l Univ. Manuscript received Mar. 7, 2016; revised Apr. 5, 2016; accepted Apr. 22, 2016

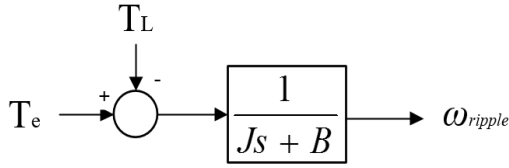


Fig. 1. Block diagram of motor mechanical system.

## 2. 맥동부하토크에 의한 속도리플

직류성분의 부하 토크의 경우 속도 제어기의 게인이 크지 않더라도 일정 시간이 지나면 그 토크를 상쇄시키기 위한 전기적 토크가 발생하게 된다. 하지만 빠른 동특성을 가지는 맥동 성분의 부하토크의 경우 제어기 게인 값이 충분히 크지 못할 경우 제대로 보상하지 못하게 된다. 실제 시스템에서는 노이즈 등의 영향으로 인해 제어기의 게인 값을 충분히 키울 수가 없다. 따라서 맥동 부하 토크를 보상하기 위한 추가적인 보상기가 필요하게 되고 본 논문에서는 토크 및 속도의 맥동 성분만의 관계를 고려하여 서술한다.

그림 1은 전동기에 나타나는 맥동성분의 부하 토크 ( $T_L$ ), 전기적 토크( $T_e$ ) 그리고 속도( $\omega_{ripple}$ )의 관계를 나타내고 수식으로 나타내면 식 (1)과 같다.

$$\omega_{ripple} = \frac{1}{J_s + B}(T_e - T_L) \quad (1)$$

전동기의 기계 시스템에 의한 위상 응답은 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$\Phi_m(\omega_m) = -\tan^{-1}\left(\omega_m \frac{J}{B}\right) \quad (2)$$

여기서  $\omega_m$ 은 전동기 회전자의 운전 기계각 주파수, B는 전동기 마찰계수 그리고 J는 전동기 관성모멘트이다. 속도 제어기 이득이 크지 않은 상황에서 빠른 동특성을 가진 부하 토크보다 위상이 뒤지고 크기가 작은 전기적 토크 벡터가 생성되고 이로 인한 토크 오차가 전동기 시스템에 나타나게 되면 식 (2)의 위상 응답을 가지는 속도 리플이 만들어진다. 이 관계를 그림 2와 같이 나타낼 수 있다. 그림 2의 좌표 및 벡터는 전동기 회전에 동기되어 회전하는 좌표계이다. 이 속도 리플 벡터를 임의의 실수축에 투영시키게 되면 전동기 회전에 동기되어 주기적으로 진동하는 속도 리플이 발생됨을 알 수 있다. 보상 토크에 대한 설명은 3장에서 설명하도록 한다.

## 3. 고조파 맥동 보상기

본 장에서는 속도 리플을 저감할 수 있는 맥동 보상의 원리에 대한 설명과 이를 바탕으로 고조파 맥동 보

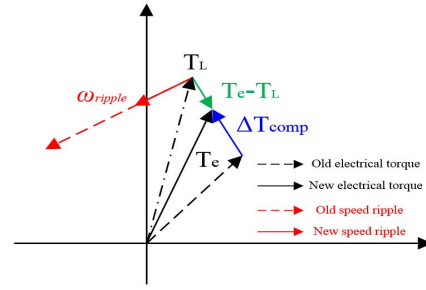


Fig. 2. Vector diagram of torques and speed ripple.

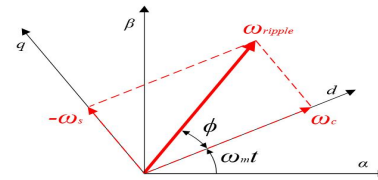


Fig. 3. Coefficients of speed ripple in d-q reference frame.

상기의 구현 및 센서리스 제어에서 고려해야 될 부분에 대하여 설명한다. 고조파 맥동 보상은 위상 검출기, 비례 적분 보상기 그리고 벡터 회전으로 나눈다. 그림 3은 속도 리플 벡터와 d-q축에 투영된 속도 리플 계수와 관계를 나타내고 있고 식 (3)과 같이 수식화 할 수 있다.

$$\begin{aligned} \omega_{ripple} &= \omega_a \cos(\omega_m t + \phi) \\ &= \omega_a \cos\phi \times \cos\omega_m t - \omega_a \sin\phi \times \sin\omega_m t \\ &= \omega_c \cos\omega_m t + \omega_s \sin\omega_m t \end{aligned} \quad (3)$$

여기서  $\omega_a$ 는 속도 리플의 크기이고  $\omega_c$ 와  $-\omega_s$ 는 d-q축에 투영된 속도 리플 계수이다. 본 논문에서는  $\omega_c$ 를  $\omega_a \cos\phi$  그리고  $-\omega_s$ 를  $\omega_a \sin\phi$ 라고 정의한다. 속도 리플 계수를 구하는 방법은 기존의 연구에서 제시된 바 있다<sup>[8]</sup>.

### 3.1 맥동 보상 원리

그림 2를 통해 보상 토크를 만들어서 토크 오차 벡터와 반대 방향으로 인가하게 된다면 속도 리플을 저감시킬 수 있음을 알 수 있다. 그림 4는 토크 오차, 속도 리플 그리고 보상 토크 벡터와의 위상 관계를 나타내고 있다. 이 관계를 통해 속도 리플을 가장 빠르게 저감할 수 있는 최적의 벡터 회전각을 알 수 있다. 이 때의 회전각을  $\alpha$ 라고 하고 식 (4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\alpha = \left(180^\circ - \tan^{-1}\left(\omega_m \frac{J}{B}\right)\right) \quad (4)$$

속도 리플 벡터를 회전각  $\alpha$ 만큼 회전시키는 것을 수식으로 나타내면 식 (5)와 같다.

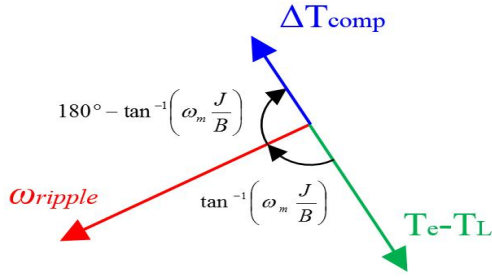


Fig. 4. Phase relationship of torque error, speed ripple and compensated torque.

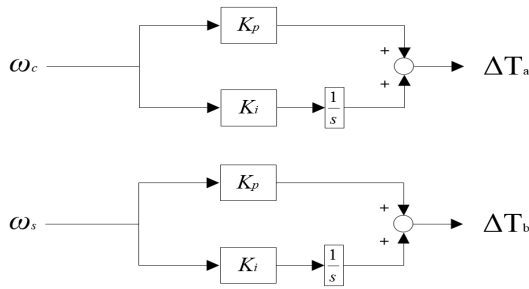


Fig. 5. Block diagram of PI compensator.

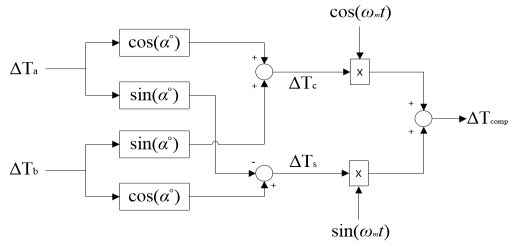


Fig. 6. Block diagram of vector rotation.

$$\omega_a \cos(\omega_m t + \phi - \alpha) = (\cos \omega t \quad \sin \omega t) \begin{pmatrix} \cos \alpha & -\sin \alpha \\ \sin \alpha & \cos \alpha \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \omega_c \\ \omega_s \end{pmatrix} \quad (5)$$

### 3.2 고조파 맥동 보상기

속도 리플 계수를 비례 적분 보상기에 통과시키면 보상 토크 성분인  $\Delta T_a$ 와  $\Delta T_b$ 를 얻어낼 수 있고 회전각  $\alpha$ 만큼 벡터 회전을 시켜주게 되면 보상 토크 계수  $\Delta T_c$ 와  $\Delta T_s$ 를 얻을 수 있다. 여기에 속도 리플 계수를 구하기 위해 제거하였던  $\cos(\omega_m t)$ 와  $\sin(\omega_m t)$ 를 곱해주게 되면 보상 토크  $\Delta T_{comp}$ 를 구할 수 있다. 비례 적분 보상기와 벡터 회전의 블록 다이어그램으로 나타내면 그림 5과 그림 6과 같다.

그림 7는 전동기 제어 시스템 및 고조파 맥동 보상기의 전체 블록 다이어그램을 나타낸다.

### 3.3 센서리스 제어에서의 고조파 맥동 보상기

센서리스 제어에서는 속도를 추정하기 위해서 일반적으로 저역 통과 필터를 사용하게 된다. 이로 인해 추정

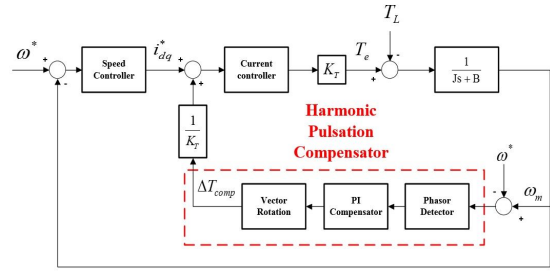


Fig. 7. Block diagram of control system and harmonic pulsation compensator.

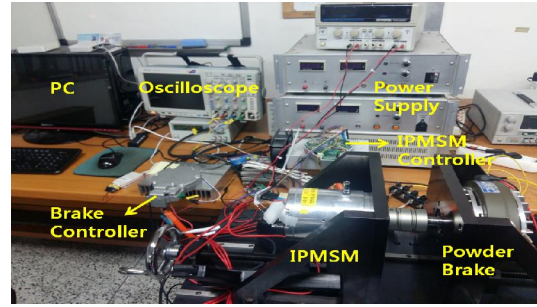


Fig. 8. Experimental equipment.

속도는 실제 속도보다 위상 지연이 발생하게 된다. 센서 제어에서 사용하였던 고조파 맥동 보상기의 회전각을 그대로 사용하게 된다면 성능 저하가 발생한다. 센서리스 제어에서 사용되는 1차 저역 통과 필터의 차단주파수를  $\omega_{bw}$ 라고 하고 이에 대한 위상 지연까지 고려한 회전각을 선정하면 식 (6)과 같다.

$$\alpha = \left( 180^\circ - \tan^{-1} \left( \omega_m \frac{J}{B} \right) - \tan^{-1} \left( \frac{\omega_m}{\omega_{bw}} \right) \right) \quad (6)$$

## 4. 실험 결과

그림 8은 실험장치 구성을 나타내었다. 실험에 사용된 마이크로프로세서는 microchip사의 dsPIC33F 계열로 16비트 컨트롤러이다. 그리고 압축기의 맥동 상황을 모사하기 위해 전동기 부하에 제어기를 결합한 파워드 브레이크를 장착하였다. 실험에 사용된 전동기는 6극 IPMSM이다. 위상 검출기의 차단주파수는 약 6.28rad/s로 선정하였고 센서리스 알고리즘의 저역 통과 필터의 차단주파수는 140rad/s이다. 위상 지연을 고려하여 선정한 회전각은 약 70도이고 고려하지 않았을 때 회전각은 약 90도이다.

본 실험은 추정 속도 리플의 크기를 관측하여 그 크기가 약 75% 이하로 감소할 때까지의 정착시간을 측정하였다. 추정 속도 리플은 위상 검출기 출력의 속도 리플 계수들의 제곱의 합으로 계산하였다. 지령 속도는 500rpm이다. 그림 9는 적분 보상기만 사용하고 회전각

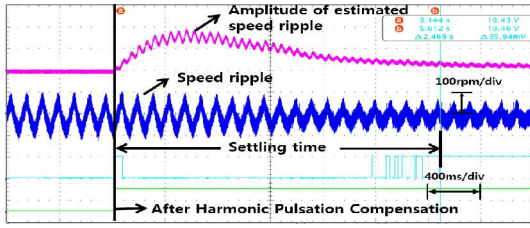


Fig. 9. Speed ripple and settling time with I-compensator (rotation angle  $\alpha = 70^\circ$ ).

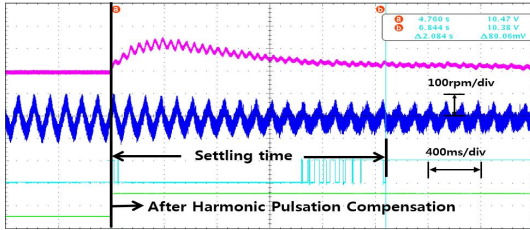


Fig. 10. Speed ripple and settling time with PI-compensator (rotation angle  $\alpha = 90^\circ$ ).

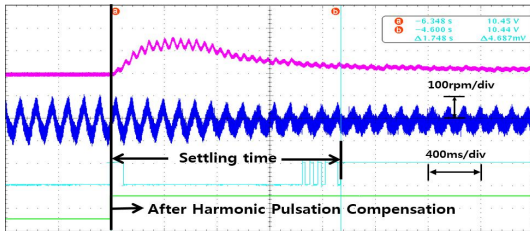


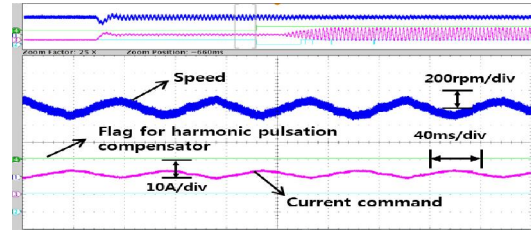
Fig. 11. Speed ripple and settling time with PI-compensator (rotation angle  $\alpha = 70^\circ$ ).

을 70도로 선정하였을 경우이며 정착시간은 2.468초였다. 그림 10은 비례 적분 보상기를 사용하고 회전각을 90도로 선정했을 경우이며 정착시간은 2.084초였다. 그림 11은 회전각 70도 일 때 비례 적분 보상기를 사용하였을 경우이며 정착시간은 1.748초였다. 비례 적분 보상기를 사용하였을 경우 적분 보상기만 사용했을 경우보다 정착시간이 약 29% 단축되었고 센서리스 제어시 저역통과필터 영향을 고려하여 회전각을 선정한 경우 그렇지 않은 경우보다 정착시간이 약 16% 단축되었다.

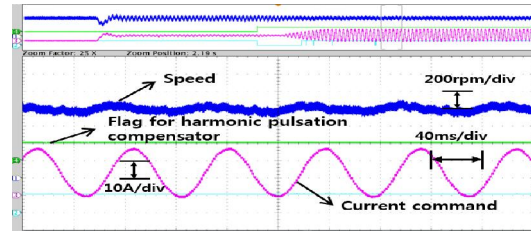
그림 12는 고조파 맥동 보상기가 적용되기 전과 적용된 후의 정상상태에서 속도와 지령 전류 파형이다. 지령 속도는 800rpm이다. 보상기가 적용되기 전에 속도 리플의 크기는 약 292rpm인데 보상기가 적용된 후에는 약 209rpm으로 감소함을 확인하였다.

### 5. 결 론

본 논문에서는 주기적으로 발생되는 토크 리플에 의한 속도 리플을 저감할 수 있는 고조파 맥동 보상기에



(a) Speed and current command without harmonic pulsation compensator



(b) Speed and current command with harmonic pulsation compensator

Fig. 12. Speed and current command in steady state with and without harmonic pulsation compensator.

대해 설명하였다. 고조파 맥동 보상은 위상 검출기와 비례 적분 보상기 그리고 벡터 회전으로 구성 되어있다. 기존의 연구에서 제안하였던 적분 보상기 대신 비례 적분 보상기를 제안하였고 토크와 속도의 벡터 관계를 고려하여 회전각을 선정하는 계산식을 제안하였다. 센서리스 제어에서는 저역 통과 필터가 사용되므로 추정 속도 정보와 실제 속도정보 간에 위상지연이 발생하게 되는데 제안하는 계산식을 통해 회전각을 선정함으로써 그 영향까지 고려하여 보다 우수한 성능을 가지는 고조파 맥동 보상기를 설계하였다. 비례 적분 보상기를 사용하여 적분 보상기 대비 동일 크기의 속도 리플을 감소하는데 걸리는 시간을 단축시킬 수 있음을 확인하였고(본 실험에서는 29% 단축되었음) 제안하는 계산식을 이용하여 회전각을 선정함으로써 센서리스 제어에서의 속도 리플 감소 시간 또한 단축시킬 수 있음을 확인하였다(본 실험에서는 16% 단축되었음). 3상 IPMSM과 dsPIC 마이크로프로세서를 이용한 실험을 통해 이를 검증하였다.

이 논문은 부경대학교 자율창의학술연구비(2015년)에 의하여 연구되었음

### References

[1] G. Foo and M. F. Rahman, "Sensorless vector control of interior permanent magnet synchronous motor drives at very low speed without signal injection," *IET Electr.*

*Power Appl.*, Vol. 4, Iss. 3, pp. 131-139, 2010.

- [2] M. C. Paicu, I. Boldea, G. D. Andreescu, and F. Blaabjerg, "Very low speed performance of active flux based sensorless control: interior permanent magnet synchronous motor vector control versus direct torque and flux control," *IET Electr. Power Appl.*, Vol. 3, Iss. 6, pp. 551-561, 2009.
- [3] L. Zhong, M. F. Rahman, W. Y. Hu, K. W. Lim, "Analysis of direct torque control in permanent magnet synchronous motor drives," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 5, No. 12, pp. 528-536, 1997.
- [4] S. J. Lee, T. W. Kim, W. S. Kim, M. G. Kim, and Y. S. Jung, "Performance improvement of sensorless control of IPMSM using active flux concept by improved current estimators," *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 18, No. 6, pp. 587-592, Dec. 2013.
- [5] K. Y. Cho, "Sensorless control for a PM synchronous motor in a single piston rotary compressor," *Journal of Power Electronics*, Vol. 6, No. 1, pp. 29-37, 2006.
- [6] C. M. Young, C. C. Liu, and C. H. Liu, "Vibration analysis of rolling piston-type compressors driven by single - phase induction motor," in *Proc. IECON'93*, Vol. 2, pp. 918-923, Nov. 1993.
- [7] B. G. Gu, "Online load torque ripple compensator for single rolling piston compressor," *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 19, No. 5, pp. 457-462, Oct. 2014.
- [8] J. W. Choi, S. S. Lee, S. Y. Yu, and S. J. Jang, "Novel periodic torque ripple compensation scheme in vector controlled AC motor drives," *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 1998, pp. 81-85



### **이송철(李松哲)**

2014년 부경대 기계자동차공학과 졸업.  
2016년 동 대학원 기계설계공학과 졸업(석사). 2016년~현재 동 대학원 기계설계공학과 박사과정.



### **정영석(丁永錫)**

1992년 한국과학기술원 전기및전자공학과 졸업. 1994년 동 대학원 전기및전자공학과 졸업(석사). 1999년 동 대학원 전기및전자공학과 졸업(공학박). 1999년~2002년 현대오트넷 선임연구원. 2002년~현재 부경대 기계설계공학과 교수.