

비 정현파 역기전압을 가지는 EV용 IPMSM의 전향보상 제어기법에 관한 연구

박귀열¹, 박정우¹, 안원일¹, 신덕용¹, 정문선², 문채주[†]

A Study on Feedforward Compensation Method of IPMSM for EV with Non-sinusoidal BEMF

Gui-Yeo Park¹, Jung-Woo Park¹, Won-Il Ahn¹, Duck-Woong Shin¹,
Moon-Seon Jeong², and Chae-Joo Moon[†]

Abstract - In the case of the Back EMF voltage contains the harmonics, the motor torque ripple and vibration is occurred by the current pulsation, because IPMSM control algorithm is the model which is assumed that it contains a sinusoidal Back EMF voltage. To improve ride quality, in the case of IPMSM for EV, improving the torque control characteristics is necessary. Therefore, there is a need to minimize the influence of the harmonics. In this paper, the investigation to decrease the current distortion factor has been performed for improving torque control characteristics by applying the non-sinusoidal Back EMF to IPMSM model.

Keywords: IPMSM, interior permanent magnet synchronous motor, feedforward compensation, EV, electric vehicle, in line motor

1. 서 론

전 세계적으로 지구환경을 보호하고자 대체 에너지를 사용하거나 발굴하는 노력들이 여러 산업분야에서 이루어지고 있다. 특히 자동차는 배기가스로 인해 발생하는 이산화탄소를 억제하고자 고효율기기를 이용한 Hybrid electric vehicle(HEV), Fuel cell electric vehicle(FCEV), Electric vehicle(EV)의 개발 및 연구가 기업과 대학에서 이루어지고 있다.

최근 개발되고 있는 엔진을 탑재하지 않은 자동차의 구동장치로 전동기가 사용되며, 산업 전반에 사용되는 전동기를 포함한 모든 전동기는 고효율과 고회전이라는 특성이 요구되고 있다. 이러한 조건을 만족시키기 위하여 주로 영구자석을 사용하는 전동기(PM : Permanent Magnet Motor)가 사용되고 있으며, 그 중에서도 회전자

표면에 영구자석을 부착하는 표면 부착형 영구자석 동기전동기(SPMSM : Surface Mounted Permanent Magnet Synchronous Motor)보다 릴럭턴스(Reluctance)로 인한 고출력과 더불어 고속운전에 유리한 매입형 영구자석 동기전동기(IPMSM : Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)가 많이 사용되고 있다.^[1]

일반적인 IPMSM의 제어 알고리즘은 정현파 역기전압을 전제로 한 모델이므로 역기전압에 고조파가 포함된 경우에는 전류 맥동에 의한 토크 리플 및 모터의 진동 등이 발생한다. EV용 IPMSM의 경우 승차감 개선을 위해 보다 개선된 토크 제어 특성을 요구하므로 고조파의 영향을 최소화 할 필요성이 있다.

본 연구에서는 비 정현파 역기전압을 사용한 전류 왜형률 저감방법을 제안하고자 한다

2. 본 론

2.1 IPMSM의 전향보상 전압

IPMSM에서의 고정자 전압 방정식은 식 (1)과 같다.

$$V_{abc} = R_s i_{abc} + \frac{d\lambda_{abc}}{dt} \quad (1)$$

Paper number: TKPE-2013-18-6-9

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

[†] Corresponding author: cjmoon@mokpo.ac.kr, Smart Grid Research Institute, Mokpo National University
Tel: +82-61-450-6424 Fax: +82-61-453-6424

¹ Hyundai Wia Co.

² Smart Grid Research Institute, Mokpo National University
Manuscript received Jul. 18, 2013; accepted Oct. 10, 2013

여기서 $v_{abc} = [v_{as} v_{bs} v_{cs}]^T$, $i_{abs} = [i_{as} i_{bs} i_{cs}]^T$
 $\lambda_{abs} = [\lambda_{as} \lambda_{bs} \lambda_{cs}]^T$ 이다.

식 (1)의 고정자 권선의 전압 방정식을 회전자 각속도 ω_r 로 회전하는 $d^r - q^r$ 축 전압 방정식으로 변환하면 식 (2)와 같다.

$d^r - q^r$ 축 전압 방정식은 a, b, c 축에서의 전압 방정식과는 다르게 회전으로 인한 속도 전압 항 $\omega_r \lambda_{qs}^r$ 와 $\omega_r \lambda_{ds}^r$ 가 존재한다.

$$v_{ds}^r = R_s i_{ds}^r + \frac{d\lambda_{ds}^r}{dt} - \omega_r \lambda_{qs}^r \quad (2)$$

$$v_{qs}^r = R_s i_{qs}^r + \frac{d\lambda_{qs}^r}{dt} - \omega_r \lambda_{ds}^r$$

$$v_{ns}^r = R_s i_{ns}^r + \frac{d\lambda_{ns}^r}{dt}$$

여기서, 축이 회전함에 의해 발생하는 속도 기전력 성분인 $\omega_r \lambda_{qs}^r$ 와 $\omega_r \lambda_{ds}^r$ 가 추가적으로 존재함을 알 수 있다.

이러한 상호 간섭 성분과 역기전압 성분에 의해 실제 좋은 제어 특성을 얻기 힘들며 실제 전류에 의한 진동이 발생할 수도 있다.

따라서 이러한 성분들의 영향을 제거하여 d-q축 전류가 독립적으로 제어되도록 하기 위해서는 이들 성분을 외란으로 간주하고 이를 추정하여 전향 보상하는 방법이 주로 사용되는데, 이를 역기전압 전향보상 (Feedforward Compensation) 또는 비간섭 제어 (Cross-Coupling Decoupling Control)라 한다.

식 (2)에서 IPMSM의 $d^r - q^r$ 축 고정자 쇄교 자속은 식 (3)과 같다.

$$\lambda_{ds}^r = L_{ds} i_{ds}^r + \phi_f \quad (3)$$

$$\lambda_{qs}^r = L_{qs} i_{qs}^r$$

$$\lambda_{ns}^r = L_{ls} i_{ns}^r$$

IPMSM에 대한 회전자 각속도 ω_r 로 회전하는 $d^r - q^r$ 축 전압 방정식과 쇄교 자속식을 정리하면 식 (4), (5)와 같다.

$$v_{ds}^r = R_s i_{ds}^r + L_{ds} \frac{di_{ds}^r}{dt} - \omega_r L_{qs} i_{qs}^r \quad (4)$$

$$v_{qs}^r = R_s i_{qs}^r + L_{qs} \frac{di_{qs}^r}{dt} + \omega_r (L_{ds} i_{ds}^r + \phi_f) \quad (5)$$

따라서, 동기 전동기에서 전향 보상해야 할 전압은 식 (6), (7)과 같이 결정된다.

$$V_{ds_ff}^r = -\omega_r L_{qs} i_{qs}^r \quad (6)$$

$$V_{qs_ff}^r = \omega_r (L_{ds} i_{ds}^r + \phi_f) \quad (7)$$

2.2 역기전압 분석 및 모델링

2.1 절에서 소개한 IPMSM의 전향보상 이론은 정현파 역기전압을 전제로 한 모델이므로 역기전압에 고조파가 포함된 경우에는 전류 맥동에 의한 토크 리플 및 모터의 진동 등이 발생한다.

역기전력이 비 정현적인 경우에 전류 맥동 및 토크 리플을 저감하는 방법으로 feeding current 방식에 대한 많은 연구가 있어 왔다. 이 방식은 SPMSM에 적합한 방식으로 릴럭턴스 토크성분이 없어 간단히 제어되지만 IPMSM에는 적합하지 않다.^[3]

따라서, 본 연구에서는 전류 맥동 저감과 토크 제어 특성 향상을 위해 비 정현파 역기전압을 직접 측정하여 전향 보상하는 방법을 제안하고자 한다.

일반적으로 비 정현파 역기전압은 기본파와 홀수 고조파로 구성되어 식 (8)과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = -\omega a \begin{bmatrix} \sin \omega t \\ \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} - \omega b \begin{bmatrix} \sin 5\omega t \\ \sin(5(\omega t - \frac{2\pi}{3})) \\ \sin(5(\omega t + \frac{2\pi}{3})) \end{bmatrix} - \omega c \begin{bmatrix} \sin 7\omega t \\ \sin(7(\omega t - \frac{2\pi}{3})) \\ \sin(7(\omega t + \frac{2\pi}{3})) \end{bmatrix} + \dots \quad (8)$$

비 정현파 3상 상전압인 식 (8)을 d-q축 회전 좌표계 변환은 식 (9)와 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds_ff_har}^r \\ v_{qs_ff_har}^r \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \omega \begin{bmatrix} 0 \\ \alpha \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{3}{2}} \beta \omega \begin{bmatrix} (-5b-7c)\sin(6\omega t + \theta) + (5b+7c)\cos(6\omega t + \theta) \\ (-5b+7c)\sin(6\omega t + \theta) + (-6b+7c)\cos(6\omega t + \theta) \end{bmatrix} \quad (9)$$

임의의 각속도 ω_r 로 회전하는 $d^r - q^r$ 축 전압 방정식에 식 (9)의 전향보상 전압 항을 대입하여 비 정현파 역기전압을 가지는 IPMSM의 $d^r - q^r$ 축 전압 방정식은 식 (10)과 식 (11)과 같이 나타낼 수 있다.

$$v_{ds}^r = R_s i_{ds}^r + L_{ds} \frac{di_{ds}^r}{dt} + V_{ds_ff_har}^r \quad (10)$$

$$v_{qs}^r = R_s i_{qs}^r + L_{qs} \frac{di_{qs}^r}{dt} + V_{qs_ff_har}^r \quad (11)$$

그림 1은 비 정현파 역기전압의 전향보상을 갖는 동기 좌표계 $d^r - q^r$ 축 비례 적분 전류 제어 시스템이다.

2.3 IPMSM의 시뮬레이션

모터의 수식 모델을 정현파 역기전압으로 전향 보상하여 시뮬레이션한 경우와 실제 모터에 비 정현파 역기전압을 전향 보상한 경우를 비교하여 제어 특성을 비교하고자 한다. 따라서 일반화된 역기전압으로 전향 보상한 경우의 운전 특성에 대한 분석이 필요하다.

IPMSM (Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)의 가변속 구동은 인가되는 주파수와 전압의 가변을 통해 이루어지며, 이를 통해 얻을 수 있는 속도 범위는 두 영역으로 나뉘어진다.

일정 토크 영역(Constant Torque Region)은 기준 속도(Base Speed) 이하의 영역을 말한다. 이 영역에서는 지령 토크 발생을 위해 필요한 고정자 전류가 최소값이 되는 i_{ds}^r 와 i_{qs}^r 의 조합을 구해 운전해야 한다. 이를 단위 전류당 최대 토크 제어(Maximum Torque Per Ampere Control)기법 이라 한다. 3)

$$i_{ds}^r = I_s \cos\beta \tag{12}$$

$$i_{qs}^r = I_s \sin\beta \tag{13}$$

여기서, β 는

$$\beta = \cos^{-1} \left(\frac{-\Phi_f + \sqrt{\Phi_f^2 + 8(L_{ds} - L_{qs})^2 I_s^2}}{4(L_{ds} - L_{qs}) I_s} \right) \tag{14}$$

이다. 일정 출력 영역은 기준 속도 이상의 영역으로 약자속 제어 영역이며, 이 영역에서는 전압 및 전류제한 조건을 고려하여 출력 토크가 최대가 되도록 운전해야 한다. [4],[5]

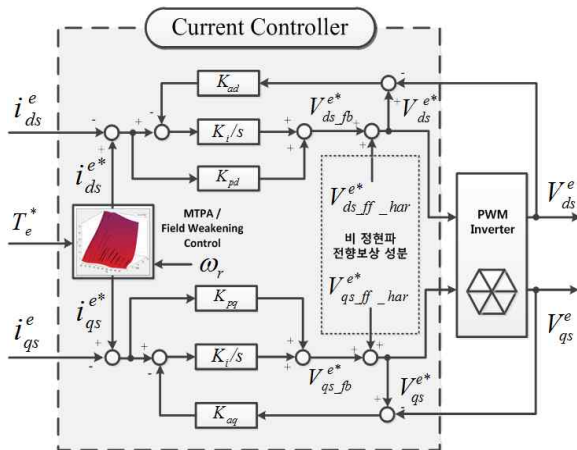


Fig. 1 d-q axis current control system with the feedforward of Non-sinusoidal Back EMF

Table 1 30 kW in-line system specification

Specifications		Value
Rated output		10 kW
Maximum Output		30 kW
No. of poles		10
Rated torque		62 Nm
Maximum torque		205 Nm
Phase resistance	R_s	0.038 Ω
Phase inductance	L_ds	0.13 mH
	L_qs	0.5 mH

$$-i_{ds}^r = \frac{-\Phi_f L_{ds} + \sqrt{\Phi_f^2 L_{ds}^2 - (L_{ds}^2 - L_{qs}^2) \left(\Phi_f^2 - \left(\frac{V_{\max} - R_s I_s}{\omega_e} \right)^2 + L_{qs}^2 I_{\max}^2 \right)}}{L_{ds}^2 - L_{qs}^2} \tag{15}$$

$$i_{qs}^r = \sqrt{I_s^2 - i_{ds}^r^2}$$

이러한 토크 제어 알고리즘을 Matlab을 이용하여 확인하였고, 그 결과는 그림 2, 그림3과 같이 나타났다.

2.4 실험 및 결과

그림 3은 시험 제작된 인버터의 모델을 나타내며, Fig. 4는 다이노모 시험 사진을 나타낸 것이다. 이 시스템은 EV 시스템의 30 kW 인라인(In Line) 모터 구동용으로 설계되었으며, LDC(Low-Voltage DC-DC Converter)기능을 포함한다.

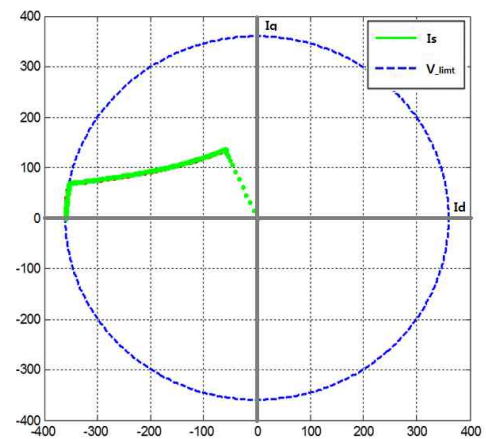


Fig. 2 Current vector trajectory of IPMSM

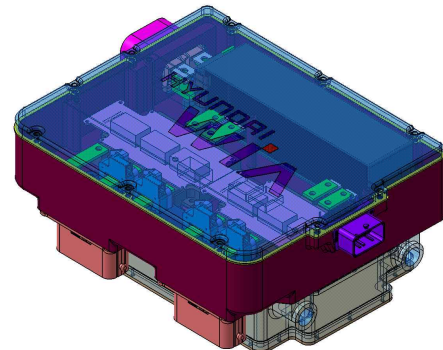


Fig. 3 30kW Inline motor driving Inverter

제어에 사용된 IPMSM의 역기전압을 측정하였으며, 이를 Fig. 5에 나타냈다.

이와 같은 모터의 수식 모델을 기본과만을 고려할 경우 속도와 위치의 추정오차에 맥동이 나타날 수 있으며, 이는 전류 오차의 영향에 의한 6차 맥동의 원인이 되기 때문이다.

측정된 전압을 모델링에 적용하기 위해 FFT 분석을 하였으며, 개발 모터의 유기전압은 기본과와 5, 7, 11, 13차 고조파로 구성되어 식 (8)과 같이 표현할 수 있다.



Fig. 4 Dynamo test for Inline motor system

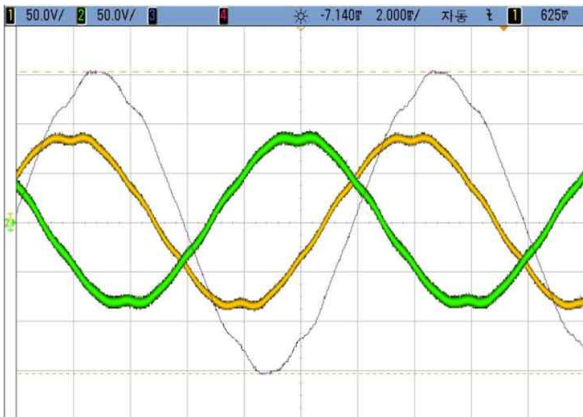


Fig. 5 Back EMF of Inline motor (e_{ca} , e_{ab} , $e_{ca} - e_{ab}$)

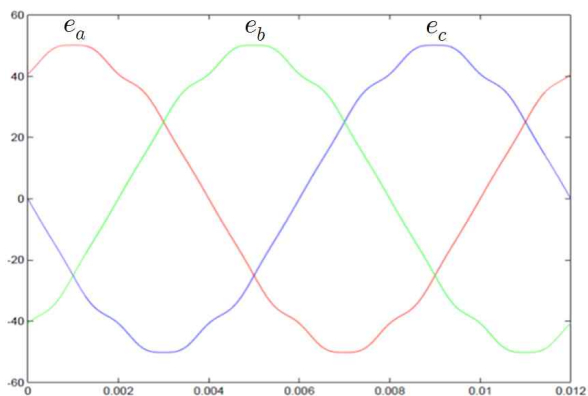


Fig. 6 Motor Back EMF with harmonics

이와 같은 역기전압을 피드포워드보상 알고리즘에 적용할 경우 알고리즘에 포함된 수식이 매우 복잡하고 연산시간이 증가한다. 특히 11차와 13차는 고속 운전시 제어기의 대역폭을 넘어서기 때문에 제어하기 어렵다.

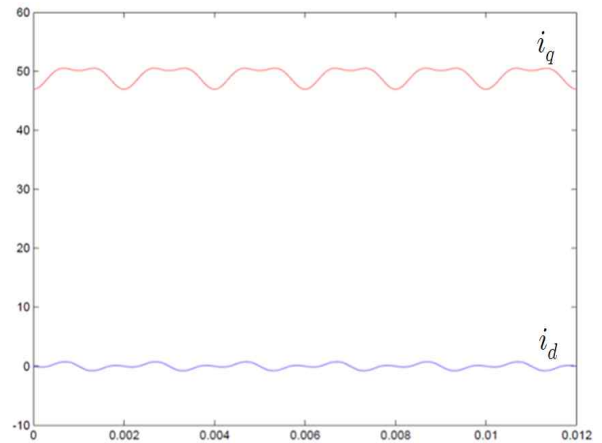


Fig. 7 Simulation Waveform of motor d-q axis Back EMF(5th~13th)

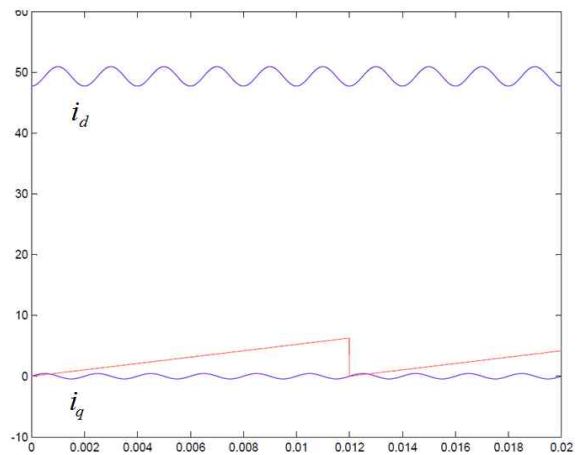


Fig. 8 Simulation Waveform of motor d-q axis Back EMF(5th, 7th)

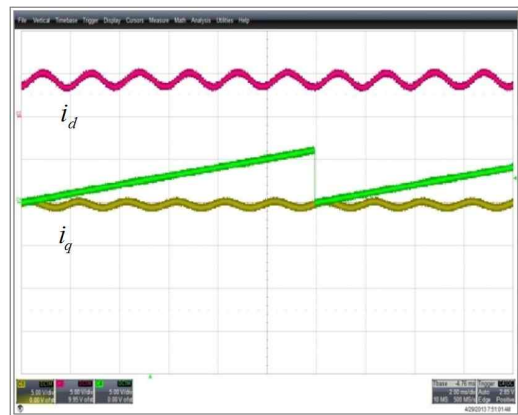


Fig. 9 d-q axis Back EMF of implemented motor

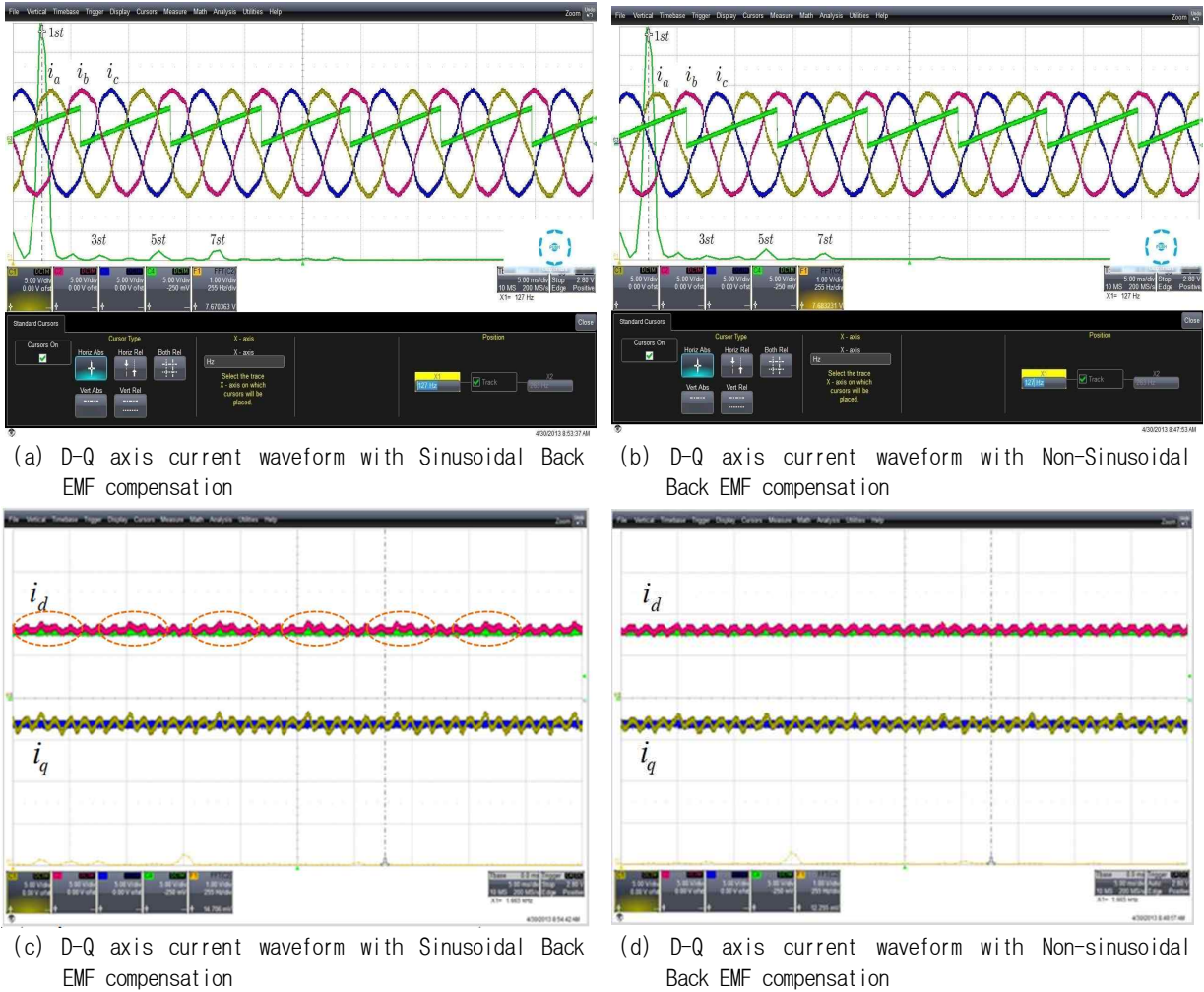


Fig. 10 Rated load test(1,540rpm 62Nm)

이러한 운전 특성과 CPU의 제약 등을 고려하여 역기전압의 주요한 고조파 차수인 5, 7차 고조파만을 적용하였다.

5, 7차 고조파만 고려된 상 전압을 역기전압 전향보상 알고리즘에 적용하기 위해 축 회전 좌표계로 변환하여 Fig. 8와 같이 나타냈다. 축 좌표계로 변환된 역기전압은 전기각 한 주기당 6회의 맥동이 발생하며, 비교적 정밀한 정현파로 나타난다. 역기전압의 수식 모델인 식 (9)를 실제 제어에 이용하기 위해 S/W에 반영하였다.

Fig. 9는 D/A 보드를 이용하여 d-q 축 전향보상 성분을 측정한 파형이며, Fig. 8와 동일한 결과를 얻어 피드보상 성분이 적용되었음을 나타낸다.

Fig. 10-(a)는 정현파 역기전압을 전향 보상한 3상 전류 파형이고, (b)는 실제 모터의 비 정현파 역기전압을 전향 보상한 3상 전류 파형이며, (c)와 (d)는 각각의 경우의 d-q 축 전류 파형이다.

(a)와 (b)의 전류 왜형률은 각각 6.56%와 5.92%로 측정되었으며, 실제 모터의 비 정현파 역기전압을 전향 보상한 경우의 전류 왜형률이 10.8% 감소하였다.

(c)와 (d)의 d-q축 전류 파형을 비교했을 때 q축 전류의 6차 맥동 성분이 제거되었음을 확인할 수 있다.

Fig. 11과 12는 저 토크에서의 정현파 역기전압을 전향 보상한 3상 전류 파형과 비 정현파 역기전압을 전향 보상한 3상 전류 파형이다. 정격보다 낮은 저 토크 구간에서 전류 왜형률이 약 38.9% 감소하였다.

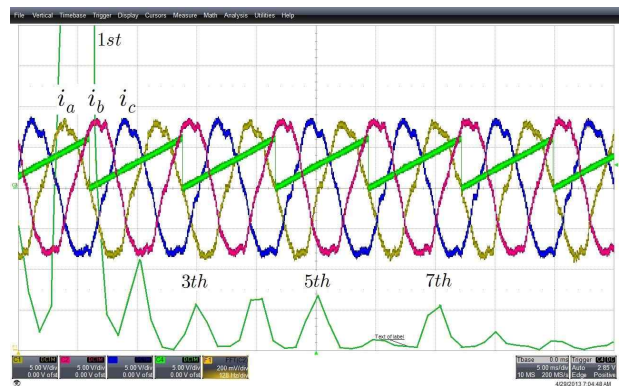


Fig. 11 16Nm Load test with sinusoidal compensation

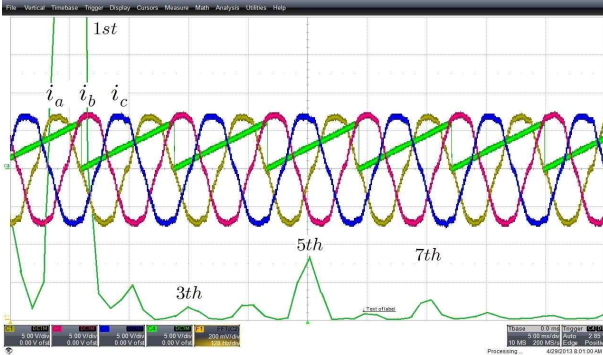


Fig. 12 16Nm Load test with Non- sinusoidal compensation

3. 결 론

일반화된 이론과 같이 모터의 수식 모델을 정현과 역기전압으로 전향 보상하여 시뮬레이션 한 경우와 실제 모터에 비 정현과 역기전압을 전향 보상한 경우를 비교하여 다음과 같은 결론을 얻었다.

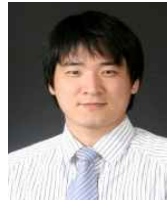
- [1] 일반화된 전향보상 방식과 비 정현과 역기전압 전향보상 방식의 전류 왜형률은 6.56%와 5.92%로 측정되었으며, 비 정현과 역기전압을 전향 보상한 경우의 전류 왜형률이 10.8% 감소함을 확인하였다.
- [2] 또한 정격보다 낮은 저 토크 구간에서 전류 왜형률이 크게 감소하였다. 따라서, 시내 주행 등의 저속, 저토크 운전구간에서의 토크 제어 특성이 38.9% 감소하였다.
- [3] 이 알고리즘의 경우 고속 운전시 유효 PWM 스위칭 회수가 부족하여 정현과 역기전압 보상 알고리즘보다 토크 리플을 증가시킬 수 있다. 따라서, 속도 증가에 따라 전향 보상되는 역기전압의 왜형률을 감소시키는 추가적인 알고리즘 개발이 필요하다.

References

- [1] In-Pyo Hong, "A Study of torque ripple minimization and maximum torque control for IPMSM with non sinusoidal back-EMF," Pusan National University School of Electrical Engineering Master of Engineering thesis., 2002.
- [2] Sanghun Kim, "DC, AC, BLDC Motor Control," *Bookdo publishing company*, 2012.
- [3] Kim ki chan, "A Analysis on the characteristic of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor at Maximum speed," Dept. of Electrical Engineering Graduate School of Industry Hanbat National University, 2013.
- [4] Shigeo Morimoto, "Wide-Speed Operation of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors with High-Performance Current Regulator," *IEEE*, Vol. 30, No. 4, 1994.
- [5] T. M. Jahns, "Flux-weakening Regime Operation of an Interior Permanent-magnet Synchronous Motor Drive," *IEEE Trans. On Industry Applications*, IA-23, No. 4, pp. 681-689, 1987.
- [6] J. H. Hung, ZDing, "Design of Currents to reduce torque ripple in brushless Permanent Motor," *IEEE*

Proceedings, Vol. 140, No. 4, 1993.

- [7] Takayuki Miyajima, Hiroshi Fujimoto, Masami Fujitsuna. "Field-Weakening Control for SPMSM Based on Final-State Control Considering Voltage Limit," *KIPE, ICPE 2011-ECCE Asia*, pp. 1392-1397, May 2011.
- [8] Ki-Hong Park, Tae-Sung Kim, Kyung-Hwa Kim, Dong-Seok Hyun. "A Study on the Speed Control of BLDC Motor Using the Feedforward Compensation," *2003 Power Electronics Annual Conference*, pp. 663-666, July 2003.



박귀열(朴貴烈)

1981년 7월 9일생. 2007년 목포대 전기공학과 졸업. 2010년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2010년~2012년 DMS 풍력팀 연구원. 현재 현대위아 모터개발팀 연구원.



박정우(朴正佑)

1984년 6월 4일생. 2011년 동국대 전자공학과 졸업. 2013년 한양대 전기공학과 석사과정. 2011년~현재 현대위아 모터개발팀 연구원.



안원일(安圓日)

1980년 12월 14일생. 2004년 울산대 전자공학 졸업. 2006년 동 대학원 기계자동차공학 졸업(석사). 2008년~2012년 S&T대우 모터개발실 연구원. 2012년~현재 현대위아 모터개발팀 연구원.



신덕용(申德雄)

1971년 9월 8일생. 1998년 동아대 전기공학과 졸업. 1998년~2000년 동양엘레베이터 연구원. 2000년~2010년 효성 근무. 2012년~현재 현대위아 모터개발팀 책임연구원.



정문선(鄭文善)

1983년 10월 1일생. 2009년 목포대 전기공학과 졸업. 2011년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 전기공학과 박사과정 수료.



문채주(文彩柱)

1959년 12월 26일생. 1981년, 1983년 및 1994년 전남대 졸업. 동 대학원 전기공학과(석사, 공박), 1997년~현재 목포대 공과대학 전기공학과 교수. 1986년~1997년 한국전력 기술책임연구원. 2003년~2008년 목포대 신재생에너지기술연구센터장, 2011년~2012년 전력전자학회 부회장. 현재 이투스 칼럼니스트, 국가전력수급기본계획위원, 목포대 스마트그리드연구소장 겸 풍력시험센터장.