

토크예측제어를 이용한 매입형 영구자석 동기전동기의 토크리플저감기법

(Torque Ripple Reduction of Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors Driven by
Torque Predictive Control)

김현섭* · 한정호 · 송중호**

(Hyunseob Kim · Jungho Han · Joong-Ho Song)

Abstract

In this paper, a new torque predictive control method of interior permanent magnet synchronous motor is developed based on an extended rotor flux. Also, a duty ratio prediction method is proposed and allows the duty ratio of the active stator voltage vector to be continuously calculated. The proposed method makes it possible to relatively reduce the torque ripple under the steady state as well as to remain the good dynamic response in the transient state. With the duty ratio prediction method, the magnitude and time interval of the active stator voltage vector applied can be continuously controlled against the varying operation conditions. This paper shows a comparative study among the switching table direct torque control(DTC), the SVM-DTC, conventional torque predictive control, and the proposed torque predictive control. Simulation results show validity and effectiveness of this work.

Key Words : Permanent Magnet Synchronous Motor(PMSM), Torque Predictive Control(TPC),
Torque Ripple Reduction, Duty Ratio Prediction

* 주저자 : 서울과학기술대학교 철도전문대학원 석사과정
** 교신저자 : 서울과학기술대학교 전기정보공학과 교수
* Main author : Dept. of Railway Electrical and Signaling Engineering, Seoul National University of Science and Technology, Candidate of MS
** Corresponding author : Dept. of Electrical and Information Engineering, Seoul National University of Science and Technology, Professor
Tel : 02-970-6415, Fax : 02-978-2754
E-mail : joongho@seoultech.ac.kr
접수일자 : 2013년 1월 7일
1차심사 : 2013년 1월 10일
심사완료 : 2013년 1월 28일

1. 서 론

PMSM(Permanent Magnet Synchronous Motor)은 에너지 효율이 좋고, 전동기 무게에 대한 출력 토크의 비가 크고, 속응성이 유도전동기나 직류전동기보다 우수하기 때문에 최근 순시 토크 제어가 요구되는 고성능 전동기 분야에서 사용이 크게 증가하고 있다[1].

PMSM의 직접 토크 제어(DTC, Direct Torque Control)는 일반적으로 자속 기준 제어보다 빠른 토크 응답을 얻을 수 있기 때문에 많은 연구가 진행되고 있다. DTC 방식 중에 스위칭 테이블을 이용한 DTC

(ST-DTC, Switching Table-based DTC)는 히스테리시스 제어기와 스위칭 테이블을 이용하여 토크와 자속을 제어하는 방식이다. 이 기법은 스위칭 주파수가 일정하지 않고 상대적으로 큰 토크리플이 발생하는 단점이 있다[2-3].

이러한 단점을 보완하기 위해 PMSM-DTC 토크리플 저감 기법 연구가 활발히 진행되고 있다[3-9]. 그 중에서 SVM을 이용한 DTC 기법(SVM-DTC, Space Vector Modulation-based DTC)은 PI제어기와 SVM을 사용함으로써 일정한 스위칭 주파수와 ST-DTC보다 토크리플을 줄일 수 있다.

토크 예측 제어기법(TPC, Torque Predictive Control)은 PI 제어기 없이 토크와 전압 벡터의 관계식을 이용하여 전압 지령치를 계산하는 방법이다. 이 방식은 SPMSM(Surface Permanent Magnet Synchronous Motor)에 대한 연구를 진행하여 SVM-DTC 방식보다 토크 리플을 더 줄일 수 있다 [6-8]. 그러나 이 방식은 IPMSM(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)의 TPC에 대한 연구 결과를 찾기 어렵고, 전압의 크기에 따른 토크 리플의 영향은 고려하지 않았다.

본 논문에서는 확장된 회전자 자속을 이용한 IPMSM의 수학적 모델링과, IPMSM-TPC의 제어 알고리즘과 전압벡터의 듀티비(Duty Ratio) 예측 기법을 제안하였다. 그리고 ST-DTC, SVM-DTC, 기존의 TPC, 제안한 TPC 알고리즘을 시뮬레이션을 통하여 각각의 성능을 비교, 분석하고 제안한 알고리즘의 토크리플 저감의 유효성과 우수성을 검증하였다.

2. IPMSM의 모델링

IPMSM은 회전자 자속 동기좌표계를 기준으로 한 전압방정식, 토크방정식은 다음과 같이 나타낸다.

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + L_d \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_e L_q i_{sq} + \frac{d\lambda_m}{dt} \quad (1)$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + L_q \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_e L_d i_{sd} + \omega_e \lambda_m \quad (2)$$

$$T_e = \frac{3}{2} P (\lambda_{sd} i_{sq} - \lambda_{sq} i_{sd}) \quad (3)$$

$$= \frac{3}{2} P ((L_d - L_q) i_{sd} + \lambda_m) i_{sq} \quad (4)$$

여기서 R_s 는 고정자 저항, L_d 는 d축 인덕턴스, L_q 는 q축 인덕턴스, ω_e 는 전기적인 각속도, λ_{sd} 는 d축 고정자 자속, λ_{sq} 는 q축 고정자 자속, λ_m 는 영구자석의 자속, v_{sd} 는 d축 고정자 전압, v_{sq} 는 q축 고정자 전압, i_{sd} 는 d축 고정자 전류, i_{sq} 는 q축 고정자 전류, T_e 는 전자기적 토크, P 는 쌍극수(Pole pair)를 의미한다.

그림 1은 회전자 자속 기준 동기좌표계(d-q축)와 정자좌표계(α - β 축)를 기준으로 한 PMSM의 벡터도를 나타낸다. 여기서 $\vec{\lambda}_r$ 은 회전자 자속 벡터, δ 은 토크각을 의미한다.

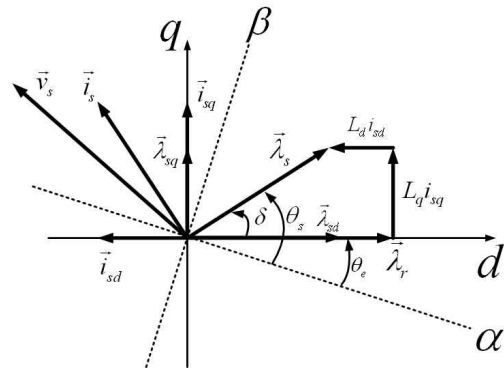


그림 1. PMSM의 벡터도
Fig. 1. Vector diagram of PMSM

식 (4)에서 인덕턴스의 차와 고정자 d축 전류에 의해 발생하는 자속과 영구자석의 자속의 합을 확장된 영구자석의 자속 λ_{ext} 로 정의하면 식 (5)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\lambda_{ext} = (L_d - L_q) i_{sd} + \lambda_m \quad (5)$$

식 (1), (2)를 식 (5)를 이용하여 변환하면 식 (6)과 (7)로 나타낼 수 있다.

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + L_q \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_e L_q i_{sq} + \frac{d\lambda_{ext}}{dt} \quad (6)$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + L_q \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_e L_q i_{sd} + \omega_e \lambda_{ext} \quad (7)$$

식 (6), (7)은 SPMSM의 모델링 식인 식 (8), (9)와 비교하였을 때 IPMSM이 인덕턴스가 L_q 이고 회전자 자속이 λ_{ext} 인 SPMSM과 같이 모델링되었음을 보여 준다. 여기서 L_s 는 SPMSM의 인덕턴스를 의미한다.

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + L_s \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_e L_s i_{sq} + \frac{d\lambda_m}{dt} \quad (8)$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_e L_s i_{sd} + \omega_e \lambda_m \quad (9)$$

3. IPMSM의 토크예측제어

3.1 IPMSM-TPC의 제어 알고리즘

IPMSM의 고정자 전압 방정식, 자속 방정식, 토크 방정식은 정좌표계에서 다음과 같이 나타난다.

$$\vec{v}_s = R_s \vec{i}_s + \frac{d}{dt} \vec{\lambda}_s \quad (10)$$

$$\vec{\lambda}_s = L_q \vec{i}_s + \vec{\lambda}_{ext} \quad (11)$$

$$T_e = \frac{3}{2} P (\lambda_{sa} i_{s\beta} - \lambda_{s\beta} i_{sa}) = \frac{3}{2} P \vec{\lambda}_s \times \vec{i}_s \quad (12)$$

토크의 동특성을 분석하기 위해 식 (12)를 시간에 대해 미분하면 식 (13)과 같이 나타난다.

$$\frac{d}{dt} T_e = \frac{3}{2} P \left(\frac{d}{dt} \vec{\lambda}_s \times \vec{i}_s + \vec{\lambda}_s \times \frac{d}{dt} \vec{i}_s \right) \quad (13)$$

위의 식 (13)을 식 (10), (11)을 이용하여 다시 나타내면 식 (14)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{d}{dt} T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{L_q} (\vec{\lambda}_{ext} \times \vec{v}_s) - \frac{R_s}{L_q} T_e - \frac{3}{2} \frac{P}{L_q} \vec{\lambda}_s \times \frac{d}{dt} \vec{\lambda}_{ext} \quad (14)$$

식 (14)를 이용하여 제어주기 T_s 동안에 유효 전압

벡터를 T_k 동안 적용한다고 가정하면 토크는 식 (15)만큼 변하게 된다.

$$\Delta T_e = \left(\frac{3}{2} \frac{P}{L_q} \vec{\lambda}_{ext} \times \vec{v}_s - \frac{R_s}{L_q} T_e - \frac{3}{2} \frac{P}{L_q} \vec{\lambda}_s \times \frac{d}{dt} \vec{\lambda}_{ext} \right) T_k \quad (15)$$

제어 주기의 나머지 시간 $T_s - T_k$ 동안 영 전압 벡터가 적용되면 식 (16)만큼 토크가 변하게 된다.

$$\Delta T_e = \left(-\frac{R_s}{L_q} T_e - \frac{3}{2} \frac{P}{L_q} \vec{\lambda}_s \times \frac{d}{dt} \vec{\lambda}_{ext} \right) (T_s - T_k) \quad (16)$$

식 (17)은 식 (15), (16)의 합으로서 제어 주기 T_s 동안 토크의 변화량을 나타낸다.

$$\Delta T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{L_q} (\vec{\lambda}_{ext} \times \vec{v}_s) T_k + \left(\frac{R_s}{L_q} T_e - \frac{3}{2} \frac{P}{L_q} \vec{\lambda}_s \times \frac{d}{dt} \vec{\lambda}_{ext} \right) T_s \quad (17)$$

식 (17)로부터 전압 제어각 θ_v 는 식 (18)과 같이 구할 수 있다[6]. 전압 제어각은 토크가 토크지령치에 도달하도록 하는 전압벡터와 회전자 자속벡터 사이의 각도를 의미한다.

$$\theta_v = \sin^{-1} \left(\frac{\Delta T_e + \left(\frac{R_s}{L_q} T_e - \frac{3}{2} \frac{P}{L_q} \vec{\lambda}_s \times \frac{d}{dt} \vec{\lambda}_{ext} \right) T_s}{\frac{3}{2} \frac{P}{L_q} |\vec{\lambda}_{ext}| |\vec{v}_s| T_k} \right) \quad (18)$$

참고문헌 [6]에서는 전압제어각 θ_v 를 연산하기 위해 전압 벡터의 크기 $|\vec{v}_s|$ 는 SVM의 최대 전압 $V_{dc}/\sqrt{3}$, 유효 벡터의 적용 시간 T_k 는 $0.7T_s$ 로 고정된 값을 사용하였다. 그림 2는 고정자 전압과 자속의 벡터도를 나타낸다. 고정자 자속 제어 알고리즘은 예측된 고정자 자속의 크기 $|\vec{\lambda}_s|$ 가 자속 지령치 λ_s^* 보다 작으면 새로운 전압 제어각 $\theta'_v = \theta_v$ 를 그대로 사용하고, 자속 지령치 λ_s^* 보다 크면 전압 제어각은 $\theta'_v = \pi - \theta_v$ 가 적용된다.

그림 3은 IPMSM의 TPC의 제어 블록도를 나타낸다. 자속, 토크 추정기는 식 (11), (12)를 사용하였다. 예측 제어는 식 (18)과 고정자 자속 제어 방법을 이용하여

식 (21), (22)를 식 (19)에 대입하여 전압 벡터의 듀티비를 나타내면 식 (23)과 같이 나타낼 수 있다.

$$D \approx \frac{T_e^* - T_e}{\left(\frac{3}{2} \frac{P}{L_q} |\vec{\lambda}_{ext}|\right) \left| \frac{\lambda_s^* - |\lambda_s|}{T_s} \right| \sin\theta_{v,k-1}} T_s \quad (23)$$

$$+ \frac{R_s}{L_q} T_e + \frac{3}{2} \frac{P}{L_q} \vec{\lambda}_s \times \frac{d}{dt} \vec{\lambda}_{ext}$$

$$+ \frac{3}{2} \frac{P}{L_q} |\vec{\lambda}_{ext}|\left| \frac{\lambda_s^* - |\lambda_s|}{T_s} \right| \sin\theta_{v,k-1}$$

식 (23)은 유효 전압 벡터의 크기와 적용 시간이 이전에 언급한 TPC와 달리 듀티비에 따라 제어가 됨을 보여준다.

그림 5는 전압 듀티비 예측 알고리즘을 적용한 TPC 알고리즘을 보여준다. 여기에서 듀티비는 전압 벡터의 크기와 적용 시간을 계산하는데 사용된다.

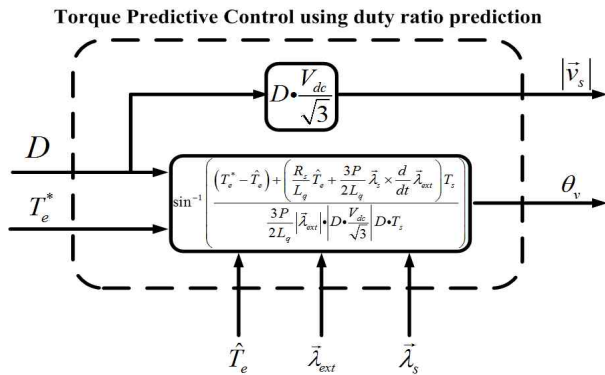


그림 5. 듀티비를 고려한 전압 벡터의 계산
Fig. 5. Calculation of the voltage vector considering duty ratio

4. 시뮬레이션

제한한 IPMSM-TPC의 성능을 평가하기 위해 ST-DTC[2], SVM-DTC[3], 기존의 IPMSM-TPC[6]를 시뮬레이션을 통해 비교, 분석하였다. 표 1은 시뮬레이션에서 적용된 IPMSM의 파라미터를 나타낸다.

그림 6부터 그림 9는 ST-DTC(히스테리시스 밴드 폭=0.01), SVM-DTC, 기존의 TPC($|\vec{v}_s| = V_{dc}/\sqrt{3}$,

표 1. IPMSM의 파라미터
Table 1. PMSM parameters

항목	값
Rated output power[W]	1000
Rated phase voltage[Volt]	138.56
Magnetic flux linkage[Wb]	0.533
Poles	4
Rated torque[Nm]	6
Rated speed[rpm]	1500
Sator resistance[Ω]	5.8
d-axis inductance[mH]	44.8
q-axis inductance[mH]	102.7
Inertia(Kg.m ²)	0.000329

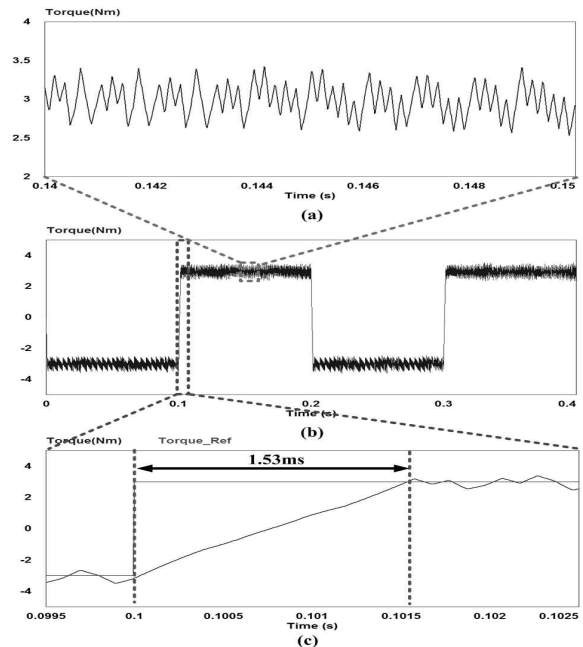


그림 6. ST-DTC의 토크 제어 ; (a) 토크 리플 (b) 토크 응답 (c) 계단응답시간

Fig. 6. Torque control response of ST-DTC; (a) torque ripple, (b) torque response, (c) step response

$T_k = 0.7T_s$)와 제한한 TPC의 토크 제어 성능을 보여준다. 토크 지령치가 $-3N \cdot m$ 에서 $3N \cdot m$ 으로 변할 때 제한한 TPC의 토크 응답 시간은 1.6ms으로

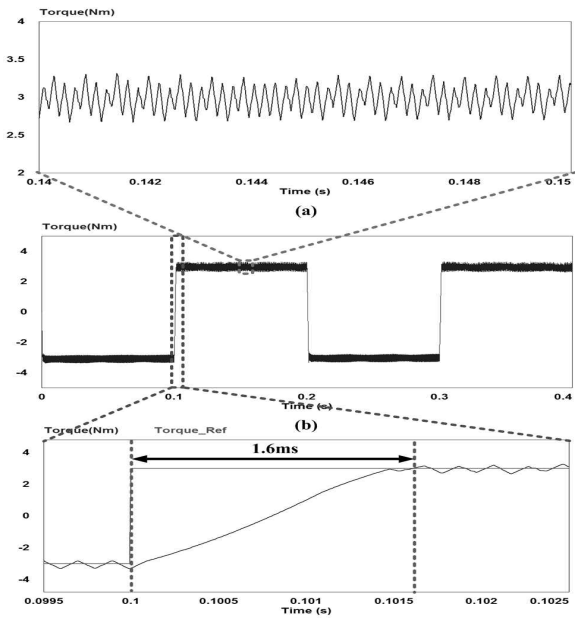


그림 7. SVM-DTC의 토크 제어 (a) 토크리플 (b) 토크 응답 (c) 계단응답시간
 Fig. 7. Torque control response of SVM-DTC; (a) torque ripple, (b) torque response, (c) step response

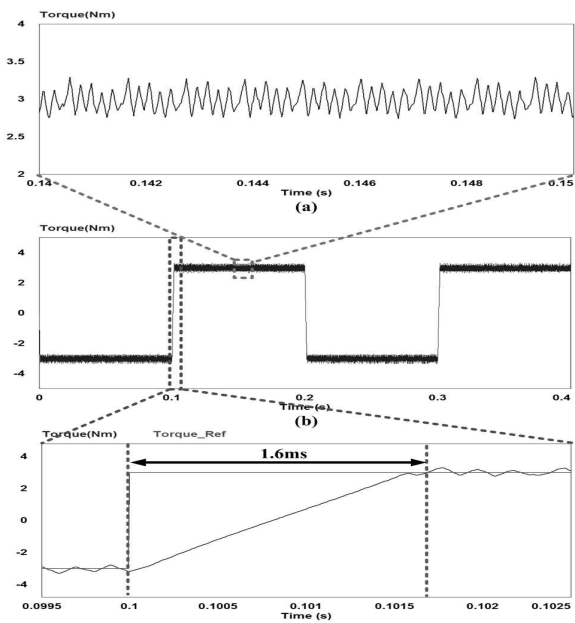


그림 8. 기존 TPC의 토크 제어 (a) 토크리플 (b) 토크 응답 (c) 계단응답시간
 Fig. 8. Torque control response of conventional TPC; (a) torque ripple, (b) torque response, (c) step response

ST-DTC의 토크 응답 시간보다 0.07ms 만큼 느리지만 DTC-SVM, 기존의 TPC의 토크 응답 시간이 1.6ms으로 같다. 토크리플의 감소량을 비교하기 위해 식 (24)와 같이 토크리플율(Torque Ripple Factor, TRF)을 정의하였다.

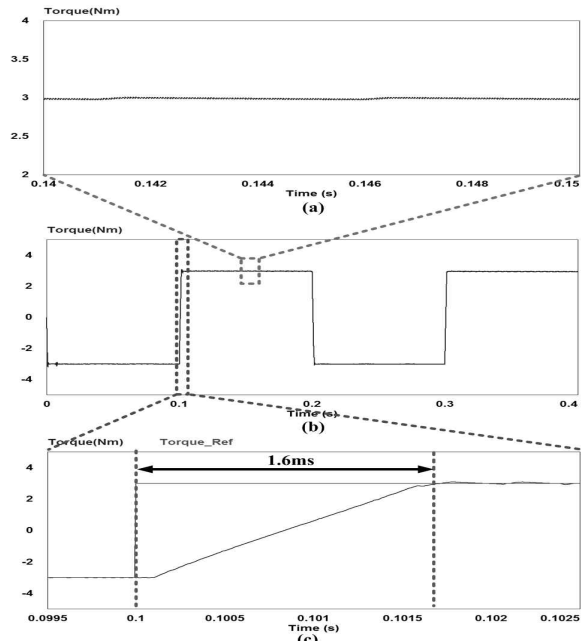


그림 9. 제안한 TPC의 토크 제어 (a) 토크리플 (b) 토크 응답 (c) 계단응답시간
 Fig. 9. Torque control response of proposed TPC; (a) torque ripple, (b) torque response, (c) step response

$$TRF(\%) = \frac{T_{e,max} - T_{e,min}}{T_{e,avg}} \times 100 \quad (24)$$

그림 10은 식 (24)를 이용해서 토크 제어 방법에 따른 토크리플율을 보여준다. ST-DTC의 토크리플율은 29.68%, DTC-SVM의 토크리플율은 21.74%, 기존의 TPC의 토크리플율은 18.55%, 제안한 TPC의 토크리플율은 1.41%로 제안한 TPC가 다른 제어 알고리즘보다 적은 토크리플을 발생시킨다.

그림 11과 그림 12는 기존의 TPC와 제안한 TPC의 토크제어에 따른 듀티비를 보여준다. 기존의 TPC는 고정된 듀티비를 사용하기 때문에 정상 상태에서 상대적으로 큰 토크리플이 발생하게 된다. 반면에 제안

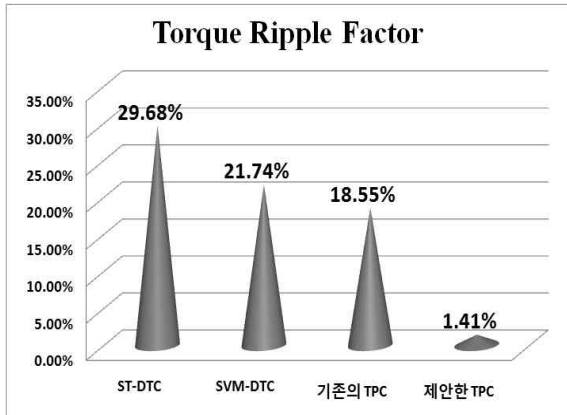


그림 10. DTC기법의 토크리플을 비교
Fig. 10. TRF comparison of DTC methods

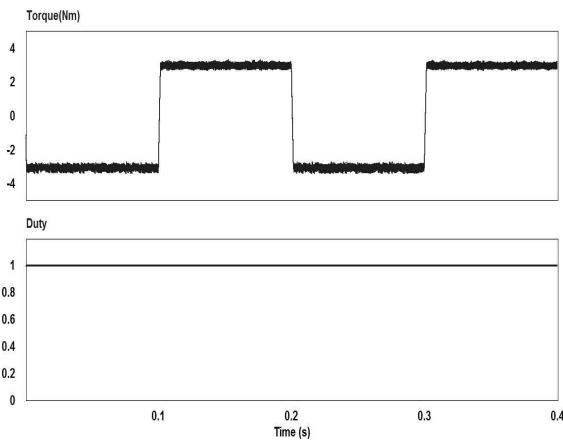


그림 11. 기존 TPC의 듀티 제어
Fig. 11. Duty control of conventional TPC

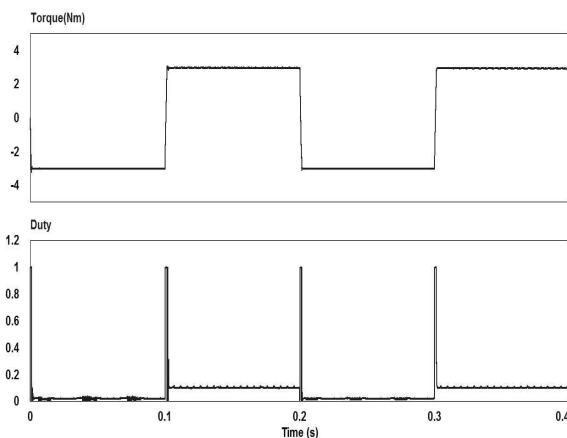


그림 12. 제안한 TPC의 듀티 제어
Fig. 12. Duty control of proposed TPC

한 TPC는 듀티비 제어를 통해 과도상태에서 우수한 토크 응답을 얻을 수 있고 정상상태에서 토크리플이 저감됨을 보여준다.

5. 결론

본 논문은 확장된 회전자 자속을 이용한 IPMSM의 토크 예측 제어기법과 연속적으로 전압 벡터의 듀티비를 예측하는 방법을 제안하였다. 제안한 전압 듀티비 예측 방법은 고정자 전압 벡터의 크기와 적용 시간을 연속적으로 제어함으로써 과도 상태에서 토크의 응답속도를 유지하면서 정상상태에서 토크 리플을 감소시킨다. 제안한 제어 알고리즘의 성능을 검증하기 위해 스위칭 테이블을 이용한 직접 토크제어, 공간 벡터 변조 기법을 이용한 직접 토크제어, 기존의 TPC, 제안한 TPC를 시뮬레이션으로 구현하였다. 그 결과 제안한 TPC는 다른 제어 알고리즘보다 우수한 토크 제어 성능을 보여 주었다.

이 연구는 서울과학기술대학교 교내 학술 연구비(일부) 지원으로 수행되었습니다.

References

- [1] M.N. Uddin, T.S. Radwan, G.H. George and M.A. Rahman, Performance of current controllers for VSI-fed IPMSM drive, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 36, pp.1531-1538, 2000.
- [2] L. Zhong, M. F. Rahman, W. Y. Hu, and K. W. Lim, Analysis of direct torque control in permanent magnet synchronous motor drives, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 12, pp. 528 - 536, 1997.
- [3] L. Tang, L. Zhong, and M. F. Rahman, A novel direct torque control for interior permanent-magnet synchronous machine drive with low ripple in torque and flux—a speed-sensorless approach, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 39, pp. 1748 - 1756, 2003.
- [4] B. Singh and D. Goyal, Improved DSVM-DTC based current sensorless permanent magnet synchronous motor drive, in Proc. PEDS, pp. 1354 - 1360, 2007.
- [5] Yen-Shin Lai, A New Approach to Direct Torque Control Of Induction Motor Drives for Constant switching Frequency and Torque Ripple Reduction, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 16, pp. 220-221, 2001.
- [6] H. Zhu, X. Xiao, and L. Yongdong, Torque ripple reduction

of the torque predictive control scheme for permanent-magnet synchronous motors, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 59, pp. 871 - 877, 2012.

- [7] Y. Li, C. Wang, and H. Hu, "Predictive control of torque and flux of induction motor drives," in Proc. PEDS, pp. 67 - 71, 2005.
- [8] M. Zhang, X. Xiao, and Y. Li, Predictive direct torque control of PM synchronous motors based on an area voltage vector table, J. Tsinghua Univ., vol. 48, no. 1, pp. 25 - 30, Jan. 2008.
- [9] Y. Zhang and J. Zhu, Direct torque control of permanent magnet synchronous motor with reduced torque ripple and commutation frequency, IEEE Transactions on Power Electronics., vol. 26, no. 1, pp. 235 - 248, 2011.

◇ 저자소개 ◇



김현섭 (金賢燮)

1986년 3월 31일생. 2011년 서울과학기술대학교 전기공학과 졸업. 2011년~현재 동 대학교 철도전문대학원 철도전기신호공학과 석사과정.

E-Mail : khseob@seoultech.ac.kr



한정호 (韓廷虎)

1984년 11월 3일생. 2008년 서울과학기술대학교 전기공학과 졸업. 2011년 동 대학교 철도전문대학원 철도전기신호공학과 졸업(석사). 2011년~현재 동 대학원 박사과정.
E-Mail : hanston@seoultech.ac.kr



송중호 (宋重鎬)

1957년 1월 30일생. 1980년 서울대학교 공과대학 전기공학과 졸업. 1982년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1993년 한국과학기술원 전기및전자공학과 졸업(박사). 1995~1996년 미국 위스콘신대 초빙연구원. 1982년~1985년 이화전기 기술개발부. 1985~2002년 한국과학기술원 지능제어연구센터 책임연구원. 2002년~현재 서울과학기술대학교 전기정보공학과 교수.

E-Mail : joongho@seoultech.ac.kr