

전압벡터의 근사 전압함수를 이용한 PMSM의 DTC-PWM 제어방식

곽윤창¹, 이동희[†]

A DTC-PWM Control Scheme of PMSM using an Approximated Voltage Function of Voltage Vector

YunChang Kwak¹ and Dong-Hee Lee[†]

Abstract

An advanced direct torque control (DTC) with pulse width modulation (PWM) method is presented in this paper. The duty ratio calculation of the selected voltage vector is based on the voltage functions of the selected voltage vector according to the sector angle. The proposed DTC uses a conventional DTC scheme with six sector divisions and switching rules. However, the winding voltages are supplied by the PWM approach. Furthermore, the duty ratio of the switching voltage vector is determined by the flux, torque error, and motor speed. The base voltage that shall determine the duty ratio can be calculated by approximate voltage functions according to the voltage angle. For the calculation of base voltages, second-order quadratic functions are used to express the output voltage of the selected voltage vector according to voltage angle. The coefficients for the second-order quadratic functions are selected by the voltage vector, which is determined by the switching rules of the DTC. In addition, the voltage functions are calculated by the coefficients and voltage angle between the voltage vector and rotor position. The switching voltages from the calculated duty ratio can supply the proper torque and flux to reduce the ripple and error. The proposed control scheme is verified through practical experimental comparisons.

Key words: DTC-PWM(Direct Torque Control - Pulse Width Modulation), PMSM, Approximated voltage function, Voltage vector analysis

1. 서 론

PMSM(Permanent Magnet Synchronous Motor)은 출력 대비 크기가 매우 작고, 효율이 높으며, 제어 성능이 매우 우수하여 산업용 제어장치, 로봇 분야 및 고정밀 제어 장치 등에 널리 사용되고 있다^[1-2]. PMSM의 높은 제어성능을 위한 토크 제어 방식은 벡터제어(Vector Control)와 직접토크제어(DTC, Direct Torque Control) 방식이 사용되고 있다.

벡터제어 방식은 d-q축으로 변환된 고정자 전류를 통하여 자속성분 전류와 토크 성분 전류를 분리하여 각각 제어 하는 방식으로^[3-4], 자속 성분과 토크 성분의 분리는 벡터제어 이론에 따라 구현되지만, 실제 분리된 전류 성분의 제어는 펄스폭변조(PWM, Pulse Width Modulation) 방식으로 구현되고, 공간벡터변조방식(SVPWM, Space Vector Pulse Width Modulation)에 의해 낮은 전류 리플의 제어가 가능하다. 하지만, 전류 제어를 위해 전압 지령치를 생성하는 과정에서 PI 제어기 등의 사용으로 인해서 전류 제어 성능이 제어기의 제어 이득에 의존적으로 되며, 특히 적분형 제어 이득이 사용되는 제어기의 경우에는 적분항의 포화 및 누적 오차에 대한 특성이 고려되어야 한다^[3-4].

이에 비해 직접토크제어 방식은 그 구현과 제어가 매우 용이하지만, 스위칭 주파수가 일정하지 않고, 제어 토크 리플 등의 제어 성능이 샘플링 주기에 매우 의존

Paper number: TKPE-2015-20-5-5

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

[†] Corresponding author: leedh@ks.ac.kr, Dept. of Mechatronics Engineering, Kyungshung University

Tel: +82-51-663-4693 Fax: +82-51-626-4773

¹ Dept. of Mechatronics Engineering, Kyungshung University
Manuscript received Nov. 24, 2013; revised Feb. 10, 2014;
accepted Aug. 6, 2015

적인 단점이 있다. 이러한 직접토크제어 방식의 단점을 해결하기 위해 직접토크제어 방식에 PWM이 결합된 다양한 DTC-PWM(Direct Torque Control-Pulse Width Modulation) 방식이 연구되었다^[5-14]. 한편, DTC의 장점과 SVM(Space Vector Modulation)의 장점을 결합한 DTC-SVM 방식이 연구되었지만^[15-16], 이 방식은 기존의 제어 이득 방식을 사용함으로써, 우수한 제어 성능에 비하여 연산 방식이 매우 복잡하고, 제어 이득의 의존성 문제도 여전히 남아 있다. DTC-PWM 방식에서는 스위칭의 시간을 결정하는 듀티비(duty Ratio)의 연산 방식에 의해 그 성능이 결정되는데, 기존의 방식에서는 토크 및 자속오차에 비례하여 일정하게 듀티비를 연산하는 방식이 적용되었다. 이 방식은 기존의 DTC에 비하여 낮은 토크 리플과 일정한 스위칭 주파수를 가지는 장점이 있지만, 각 섹터에서 선정된 전압벡터의 특성을 고려하지 않아서 일정한 토크와 자속에 대한 특성이 다소 낮은 단점이 있다.

본 논문에서는 직접토크 제어에서 자속과 토크의 오차에 따라 결정된 전압벡터의 실제 인가될 수 있는 d-q 축 전압을 회전자 위치에 따른 근사 전압함수로 근사화하여, 자속 및 토크오차와 전동기의 속도에 따라 듀티비를 결정하는 방식을 제안한다. 제안된 방식에서 선택된 전압벡터는 한 샘플링 구간동안 발생할 수 있는 두 개의 전압 성분으로 근사화 되고, 이 근사 전압함수는 자속오차와 토크 오차를 감소시키기 위한 듀티비의 연산에서 분모성분으로 사용된다. 따라서, 선택된 전압벡터의 인가시간은 선택된 전압벡터가 발생할 수 있는 자속 축과 토크축 전압의 크기를 바탕으로 자속오차와 토크 오차 및 전동기의 속도에 따라 결정된다. 이러한 방식은 선택된 전압벡터가 일정한 상수 크기의 전압을 인가하는 것으로 가정된 기존의 직접토크 제어 방식에 비해 정밀한 전압 기준을 바탕으로 펄스폭의 듀티비를 결정함으로써, 동일한 스위칭 주파수 내에서 토크 및 자속오차의 크기를 감소시킬 수 있는 장점이 있다.

제안된 방식은 750W PMSM의 비교 실험을 통하여 그 유효성을 검증하였다.

2. 직접 토크제어 방식의 전압 해석

2.1 기존 직접토크 제어방식(CDTC, Conventional Direct Torque Control)

직접토크제어 방식은 교류 전동기에서 자속과 토크 상태에 따라서 3상 전압형 인버터가 발생할 수 있는 6개의 유효 전압벡터중 하나의 전압벡터를 샘플링 시간 동안 인가하는 방식이다^[9]. 그림 1은 3상 전압형 인버터의 6개의 유효전압벡터 $V_1 \sim V_6$ 와 회전자 위치 θ_{rc} 에 따른 6개의 섹터 $S_1 \sim S_6$ 및 각 구간에서의 토크 및 자속 특성을 나타내는 d-q축 구간을 나타내고 있다.

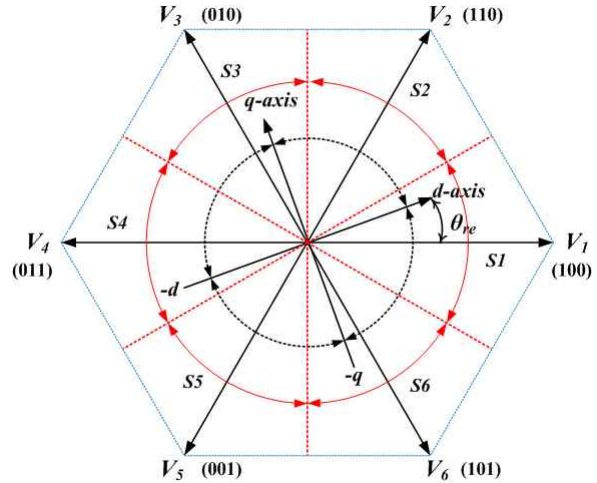


Fig. 1. 3-phase voltage vectors and sector divisions of DTC.

TABLE I
SWITCHING RULES FOR A CDTC PMSM

s_ψ	s_τ	Sector of linkage flux					
		S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6
1	1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
-1	1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

현재 회전자 위치가 θ_{rc} 에 있을 때, 회전자 위치는 섹터 S_1 에 존재하게 되고, 이 섹터에서 V_2 , V_3 및 V_4 는 양의 토크를 발생하는 전압벡터에 해당하고, 나머지 전압벡터들은 음의 토크를 발생하는 벡터에 해당한다. 또한, V_1 , V_2 및 V_6 는 양의 자속을 발생하는 전압 벡터에 해당하고, 나머지 전압벡터들은 음의 자속을 발생하는 벡터에 해당한다.

PMSM의 직접토크 제어는 자속오차의 부호 s_ψ 와 토크오차의 부호 s_τ 에 따라, 오차를 보상하기 위한 전압벡터를 샘플링 주기 동안 인가하게 된다. 이때, 자속오차의 부호 s_ψ 와 토크오차의 부호 s_τ 는 다음과 같이 결정된다.

$$s_\psi = \text{sign}(\Psi_m^* - \Psi_m) \quad (1)$$

$$s_\tau = \text{sign}(T_m^* - T_m) \quad (2)$$

단, Ψ_m^* , Ψ_m 은 자속 지령치 및 실제 자속 [Wb], T_m^* , T_m 은 PMSM 토크 지령치 및 실제 토크 [Nm]이다.

표 1은 PMSM의 직접토크 방식에서의 자속오차의 부호 s_ψ 와 토크오차의 부호 s_τ 에 따라 각 섹터에서 선택할 수 있는 전압벡터를 나타내고 있다.

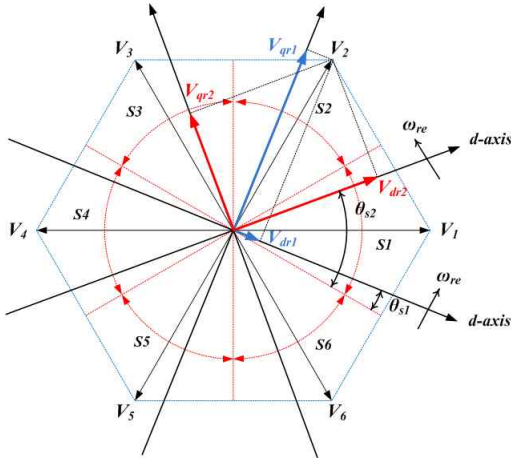


Fig. 2. The d-q axis voltage analysis of V_2 voltage vector.

2.2 기존 직접토크 제어방식의 전압벡터 해석

PMSM의 자속 및 토크 특성은 벡터제어 이론에서 d-q축으로 분리된 자속성분 전류 i_{dr} 과 토크성분 전류 i_{qr} 에 의해 해석될 수 있다^[2]. 이때, 토크성분 전류 i_{qr} 은 전동기의 토크를 발생하는 전류 성분에 해당하고, i_{dr} 은 회전자 자속의 영구자석의 자속성분 ψ_m 에 자속을 더하거나 감소시키는 성분으로 작용하게 된다. PMSM에서 두 성분의 전류를 발생시키기 위한 전압은 순시 전압방정식으로 다음과 같다^[3-4].

$$v_{dr} = R_s \cdot i_{dr} + L_s \frac{di_{dr}}{dt} - L_s \cdot \omega_{re} \cdot i_{qr} \quad (3)$$

$$v_{qr} = R_s \cdot i_{qr} + L_s \frac{di_{qr}}{dt} + L_s \cdot \omega_{re} \cdot i_{dr} + K_e \cdot \omega_{re} \quad (4)$$

이때, R_s 와 L_s 는 상권선의 저항과 인덕턴스를 나타내고 있으며, ω_{re} 는 전동기의 전기적 각속도를 나타내고, K_e 는 역기전력 상수를 의미한다. 식(3)과 식(4)에서 v_{dr} 과 v_{qr} 전압은 각 자속성분 전류 i_{dr} 과 토크성분 전류 i_{qr} 를 생성하기 위한 d-q축 전압에 해당한다. 따라서, 직접토크 제어방식에서 선택된 전압벡터를 d-q축 전압으로 분리하여 해석하면, 전압벡터의 자속 및 토크 특성을 해석할 수 있다.

표 1의 직접토크 제어방식의 스위칭 규칙에서 선택된 전압벡터는 자속오차의 크기 및 토크오차의 크기와 관계없이 부호에 따라 전압이 인가되는데, 이때 선택된 전압벡터는 실제 섹터에서의 위치와 선택된 전압 벡터와의 각도에 따라 토크 성분의 전압과 자속 성분의 전압은 일정하지 않고 가변하게 된다.

그림 2는 회전자 위치가 S_1 섹터에 존재하고 있으며, 자속과 토크 오차에 따라 스위칭 전압벡터가 V_2 가 선택되었을 경우의 실제 인가 전압의 해석을 보여 주고 있다. 그림 2에서 회전자 위치가 동일한 S_1 섹터에 존재한다고 하더라도, 섹터내의 회전각도 θ_{s1} 과 θ_{s2} 는 섹터

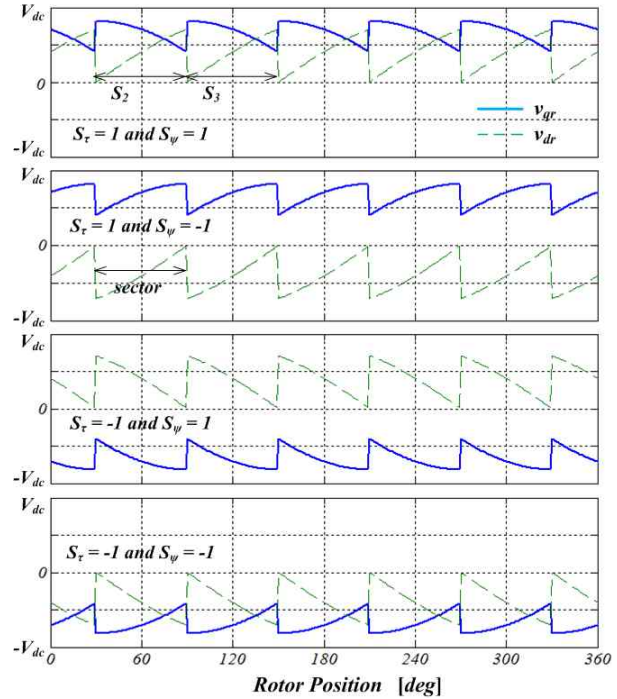


Fig. 3. The d-q axis voltages of selected voltage vector in every sectors.

내에서 각도 차이가 존재하게 된다. 회전자 위치가 θ_{s1} 인 경우에 선택된 전압벡터 V_2 를 각각 d-q축으로 해석된 전압은 V_{dr1} 과 V_{qr1} 으로 해석되고, 동일하게 선택된 전압벡터 V_2 는 회전각도 θ_{s2} 에서 d-q축 전압 V_{dr2} 와 V_{qr2} 으로 해석된다. 동일하게 인가되는 전압벡터라 하더라도, 회전자의 섹터내 위치에 따라 V_{qr2} 는 V_{qr1} 보다 작게 되므로, 결과적으로 낮은 토크 전류를 발생하게 되고, V_{dr2} 는 V_{dr1} 보다 높으므로 결과적으로 더 높은 자속을 발생하게 된다.

그림 3은 표 1에서 각 섹터에서 자속오차 s_ψ 와 토크오차 s_τ 의 상태에 따라 선택된 전압벡터를 d-q축 변환에 의해 자속축 전압성분 v_{dr} 과 토크축 전압성분 v_{qr} 로 해석한 결과를 나타내고 있다. 그림 3에서 S_2 와 S_3 은 섹터 2 및 섹터 3을 나타내고 있으며, 회전자 위치 θ_{re} 에 따른 각 섹터에서 가장 상위의 그림은 S_1 에서 $s_\psi = 1$ 이고, $s_\tau = 1$ 인 전압벡터 V_2 를 회전자 위치 θ_{re} 에 따른 전압 해석 결과이다. 그림 3의 해석 결과에서 회전자 위치에 따라 v_{qr} 은 $0.408V_{dc}$ 에서 $0.816V_{dc}$ 사이에서 변동되고, v_{dr} 은 0에서 $0.7071V_{dc}$ 사이에서 변동하게 된다. 이때, 각 d-q축으로 해석된 전압은 토크오차 및 자속오차의 부호와 회전자 위치에 따라 규칙적으로 변동하게 된다. 따라서, 매 샘플링 구간에서 선택된 전압을 인가하더라도, 일정한 성분의 전압이 인가되지 않고, 회전자 위치에 따라 다른 크기의 전압 성분이 인가된다. 특히, 각 섹터가 변동하는 교차점 부근에서는 낮은 q축 전압과 영전압 근처의 d축 전압이 인가되어 원하는 크기의 자속 및 토크

크를 생성하기에 부족할 수 있으며, 높은 q축 전압과 높은 d축 전압은 높은 자속 및 토크 리플을 만들게 된다. 따라서, 전압벡터의 이러한 특성을 고려하지 않고 자속 및 토크 오차에 비례한 듀티비로 PWM을 하는 경우에 오차가 각 구간에서 일정하지 않고 증가하는 특성이 나타난다.

3. 제안된 근사전압함수에 의한 듀티비 연산

본 논문에서 제안하는 듀티비의 연산방식은 전압벡터의 d-q축 전압 성분을 근사 2차 함수로 하여, 자속오차와 토크오차에 따라 듀티비를 연산하는 방식이다. 제안된 방식에서 섹터에서 선택된 전압벡터는 그림 3에서 보이는 바와 같이 부호를 제외하고는 회전자 위치에 따라 매우 규칙적인 2차 함수의 일부 구간으로 표현될 수 있다. 각 섹터 구간에서의 회전자 위치를 θ_s 라고 가정하는 경우에 섹터 회전각도 θ_s 는 다음과 같이 결정된다.

$$\theta_s = \theta_{re} - \left((N_s - 1) \cdot \frac{\pi}{6} \right) \quad (5)$$

식(5)에서 θ_{re} 는 회전자 위치[rad]를 나타내며, N_s 는 섹터번호(1 ~ 6)를 나타낸다. 식(5)에서 계산되는 회전각도 θ_s 를 0에서 2π 이내로 정규화하게 되면, 회전각도 θ_s 는 항상 0에서 $\pi/3$ [rad] 내에서 변동하게 된다. 이때, 각 섹터에서 토크 및 자속 오차의 부호에 따라 선택된 전압벡터는 정해지기 때문에, 근사전압 함수는 절대치로 하여 다음과 같이 근사화 할 수 있다.

$$V_{db}(\theta_s) = V_{dc} \cdot (a_d \cdot \theta_s^2 + b_d \cdot \theta_s + c_d) \quad (6)$$

$$V_{qb}(\theta_s) = V_{dc} \cdot (a_q \cdot \theta_s^2 + b_q \cdot \theta_s + c_q) \quad (7)$$

단, $V_{db}(\theta_s)$ 와 $V_{qb}(\theta_s)$ 는 섹터 회전각도 θ_s 에 따른 d축과 q축 성분의 근사전압함수를 의미한다. 본 논문에서는 매트랩의 2차함수 근사함수를 구하여 각 계수를 결정하였다. 표 2는 섹터 회전각도 θ_s 와 자속 및 토크 조건에 따른 d-q축 근사 2차 전압 함수의 계수를 나타내고 있다.

그림 4는 그림 3에서 해석된 전압벡터의 d-q축 전압 $V_{dr}(\theta_s)$ 와 $V_{qr}(\theta_s)$ 및 본 논문에서 해석된 2차 근사 전압 함수 $V_{db}(\theta_s)$ 와 $V_{qb}(\theta_s)$ 를 같이 나타내고 있다. 그림 4에서 보이는 바와 같이 본 논문에서 표 2의 근사 함수의 계수로 표현된 근사 전압함수 $V_{db}(\theta_s)$ 와 $V_{qb}(\theta_s)$ 는 실제 d-q축 전압 $V_{dr}(\theta_s)$ 와 $V_{qr}(\theta_s)$ 에 매우 일치하는 특성을 보이고 있다. 따라서, 제안된 방식의 근사 전압함수는 현재 섹터에서 선택된 전압벡터의 d-q축 전압을 알 수가 있고, 이에 따라 적절한 듀티비를 인가함으로써, 토크오차 및 자속오차의 리플을 감소시킬 수가 있다.

TABLE II
THE COEFFICIENTS OF d-q AXIS APPROXIMATE VOLTAGES ACCORDING TO THE SECTOR ANGLE POSITION

s_ψ	s_τ	Coefficients of V_{db}			Coefficients of V_{qb}		
		a_d	b_d	c_d	a_q	b_q	c_q
1	1	-0.19	0.901	-0.02	-0.34	-0.02	0.819
		71288	23533	19343	84241	02037	94215
1	-1	-0.20	-0.46	0.721	-0.34	0.770	0.390
		31797	81145	05792	49306	39084	97534
-1	1	-0.20	-0.46	0.721	-0.34	0.770	0.390
		31797	81145	05792	49306	39084	97534
-1	-1	-0.19	0.901	-0.02	-0.34	-0.02	0.819
		71288	23533	19343	84241	02037	94215

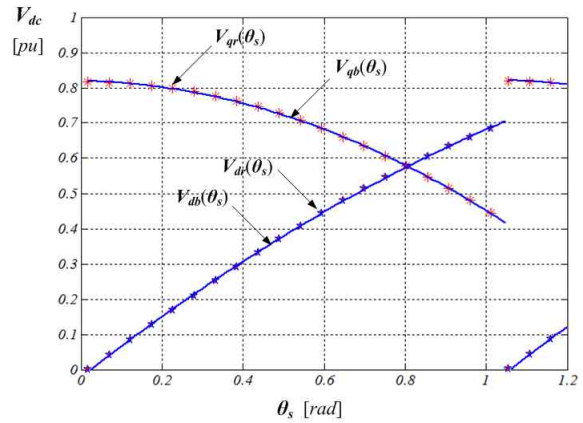


Fig. 4. d-q axis voltage and approximated voltage model according to rotor position ($s_\tau = 1$ and $s_\psi = 1$).

본 논문에서 자속오차 및 토크오차의 부호 s_ψ 및 s_τ 만을 사용하는 기존 직접토크 제어 방식[3]과 자속오차 및 토크오차에 대한 일정한 상수 비례 방식으로 듀티비를 연산하는 DTC-PWM[5]와 달리, 자속오차 및 토크오차의 부호를 통하여 인가해야 하는 전압벡터를 결정하게 되지만, 자속오차 및 토크오차와 근사전압함수와의 비를 통하여 듀티비를 결정하도록 하였다.

인가되는 전압의 듀티비를 결정하기 위한 자속 오차와 토크 오차는 다음과 같이 결정된다.

$$\Delta\psi_m = \psi_m^* - \psi_m \quad (8)$$

$$\Delta T_m = T_m^* - T_m \quad (9)$$

이때, 제안된 방식에서 자속오차와 토크오차를 고려한 듀티비의 연산은 다음과 같다.

$$d = C_\psi \cdot \frac{|\Delta\psi_m|}{V_{db}(\theta_s)} + C_T \cdot \frac{|\Delta T_m|}{V_{qb}(\theta_s)} + \frac{|\omega_{re}|}{C_\omega} \quad (10)$$

단, C_ψ , C_T 및 C_ω 는 자속과 토크 및 속도 비례 상수를

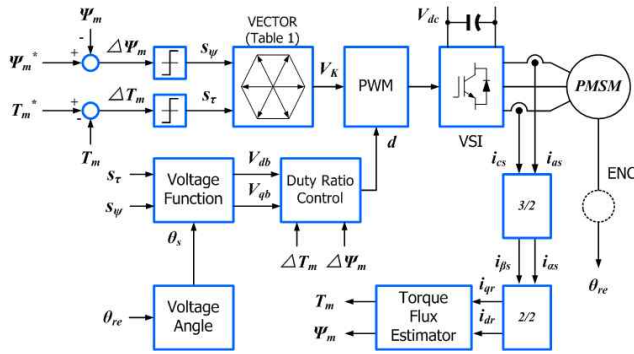


Fig. 5. Block diagram of the proposed DTC-PWM method.

나타내고 있으며, ΔT_m 과 $\Delta \Psi_m$ 은 토크 및 자속오차 성분을 의미하며, $V_{db}(\theta_s)$ 와 $V_{qb}(\theta_s)$ 는 근사 전압 함수를 의미한다.

식(10)에서 자속의 오차를 보상하기 위해 자속성분 전압의 크기를 $C_\psi \cdot |\Delta \Psi_m|$ 로 보상하게 되며, 토크오차를 보상하기 위해서 토크 성분 전압의 크기 $C_T \cdot |\Delta T_m|$ 의 전압으로 보상할 수 있다. 또한, 속도에 비례한 역기전력 성분은 속도에 비례한 전압으로 듀티비를 결정하게 된다. 본 논문에서 토크 비례계수는 전동기의 정격토크와 정격토크를 발생 시키기 위한 전압크기의 비로 결정하였다. 비례계수 C_T 의 값이 크면, 토크 리플이 증가하지만, 토크 응답성은 개선되고, 값이 작아지면, 토크 리플은 감소되지만, 토크 응답성도 감소된다.

그림 5는 제안된 직접토크-PWM 방식의 제어 블록도를 나타내고 있다. 그림 5의 제어 블록에서 섹터내 회전 각도 θ_s 는 회전자의 전기각 θ_{re} 와 섹터에 따라 계산되며, 자속과 토크는 자속 및 토크 추정기로부터 계산된다. 본 논문에서 제안된 근사 전압함수 V_{db} 와 V_{qb} 는 섹터에서 회전 각도 θ_s 의 2차 함수로 표현된다. 최종적인 스위칭의 듀티비 d 는 자속오차 $\Delta \Psi_m$ 와 토크오차 ΔT_m 과 근사 전압함수의 비와 상수비례 값으로 결정된다.

4. 실험결과

제안된 방식의 성능을 검증하기 위하여 3상 750[W] PMSM에 대하여 실험을 수행하였다. 표 3은 본 논문에서 실험에 적용된 전동기의 사양을 나타내고 있다.

실험을 위해서 TI(Texas Instruments)사의 DSP (Digital Signal Processor)인 TMS320F28335를 적용한 제어기를 구현하였으며, Mitsubishi사의 IPM(Intelligent Power Module)로 구성된 인버터를 설계하였다. 전동기의 전류는 ACS-712전류 센서와 14비트 외부 ADC를 통하여 검출하도록 설계하였고, 전동기의 회전자 위치는 17비트 통신형 엔코더를 통하여 검출하도록 설계하였다. 직접토크 제어기의 샘플링 주기는 50[μ s]로 설계 되었으며, 최대 스위칭 주파수는 20[kHz]로 설계 되었다. 이는 사용된 스위칭 소자의 최대 스위칭 주파수가 20[kHz]로

TABLE III
THE SPECIFICATIONS OF THE MOTOR

Parameter	Value	Parameter	Value
Poles	8	Rated Power	750W
Phase resistance	0.475 Ω	Rated Speed	3,000rpm
Phase inductance	2.7mH	Input Voltage	220Vac
Rated Torque	2.4Nm	Rated Current	3.8A

제한되어 있기 때문이다.

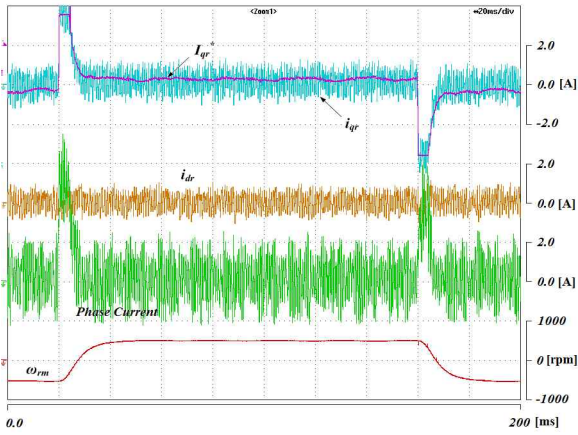
그림 6과 그림 7은 직접토크 제어방식의 비교 실험 결과를 나타내고 있다. 각각 ± 500 및 $\pm 1,000$ [rpm]의 정역회전에 대한 실험결과를 나타내고 있다. 실험에서 토크 성분의 리플은 q-축 전류인 i_{qr} 로 표현되어 있으며, 자속 리플은 d-축 전류인 i_{dr} 로 표현 되었다. 제안된 방식의 비교 실험을 위해 기존 DTC-PWM의 듀티비는 자속오차 및 토크오차와 속도에 따라 다음과 같이 결정되도록 설정하였다.

$$d = C_\psi \cdot |\Delta \Psi_m| + C_T \cdot |\Delta T_m| + \frac{|\omega_{re}|}{C_\omega} \quad (11)$$

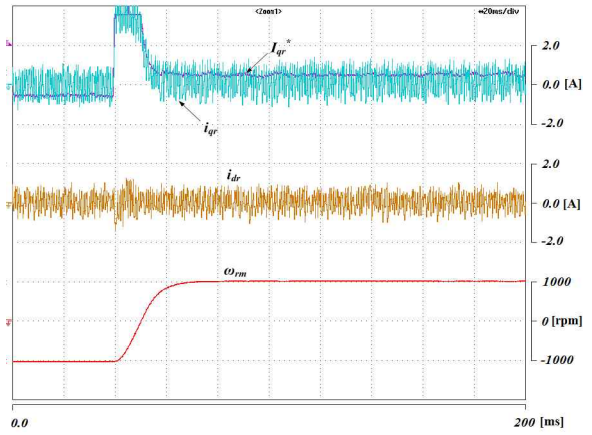
실험에서 토크와 자속의 직접 측정이 어려우나, 영구자석 동기전동기의 경우에는 전동기의 토크와 자속이 고정자의 d-q축변환 전류에 직접적으로 비례하는 특성이 있으므로, 전동기의 토크는 토크를 발생하는 q-축 전류 성분으로 표현하고, 자속은 영구자석의 자속이외에 추가적인 자속을 발생하는 자속성분 전류인 d-축 전류 성분으로 표현하여, i_{qr} 은 영구자석 동기전동기의 실제 토크에 비례하는 전류이며, i_{dr} 은 영구자석의 자속이외에 추가적인 발생자속 성분의 전류를 나타낸다.

그림 6(b)와 그림 7(b)는 기존의 DTC-PWM의 실험 결과를 나타내고 있다. 그림 6(a) 및 그림 7(a)는 듀티비가 90%로 고정되어 있는 기존의 직접토크 제어방식의 실험 결과를 나타내고 있다. 실험에서 고정된 듀티비의 경우에는 매우 빠른 응답성을 가지게 되지만, 토크 전류 및 자속성분 전류의 리플이 매우 높아지게 된다. 실험 6에서 상전류(Phase current)는 33.33[Hz]의 교류 전류에 해당하지만, 그림 6(a)와 그림 6(b)의 실험결과에서 무부하 상태로 정상상태에서 상전류가 매우 낮고, 20[kHz]의 스위치 노이즈가 매우 높아 거의 교류 주파수 성분이 나타나지 않고 있으나, 제안된 방식의 그림 6(c)의 경우에는 교류 전류 주파수 성분이 나타나고 있다.

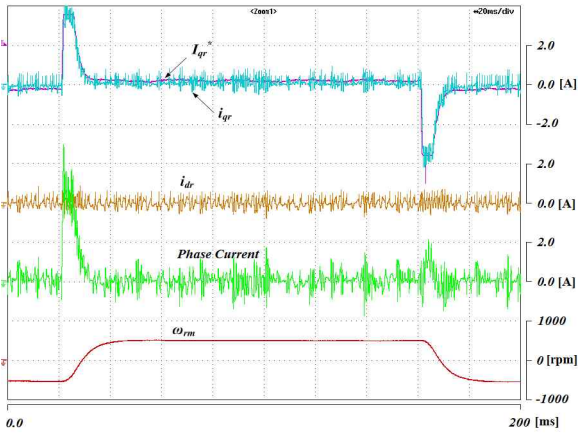
하지만 그림 6(c)와 그림 7(c)의 제안된 방식에서는 PWM의 듀티비는 자속과 토크의 오차에 따라 가변적으로 변하게 되므로 고정된 듀티비에 비하여 낮은 토크 및 자속 리플을 나타내고 있음을 보이고 있다.



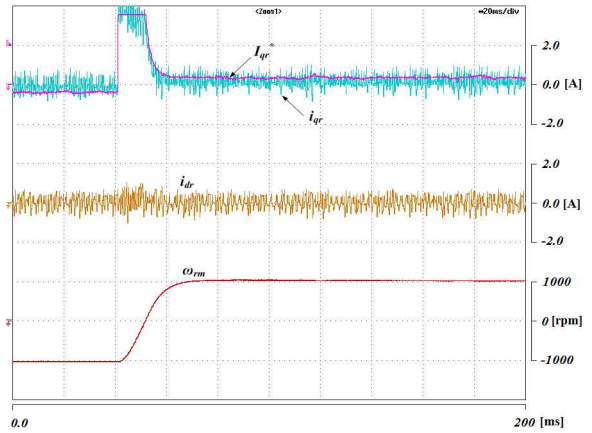
(a) Experimental result of a fixed duty ratio in CDTC



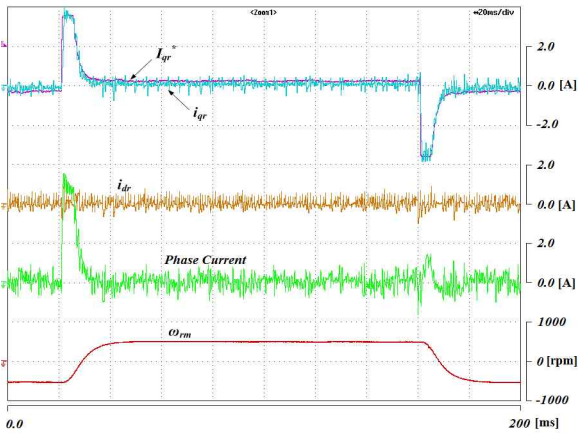
(a) Experimental result of a fixed duty ratio in CDTC



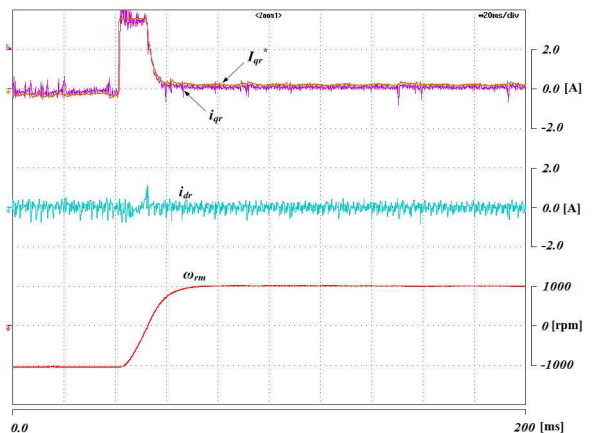
(b) Experimental result of a CDTC-PWM method



(b) Experimental result of a CDTC-PWM method



(c) Experimental result of the proposed method



(c) Experimental result of the proposed method

Fig. 6. Experimental results at 500[rpm].

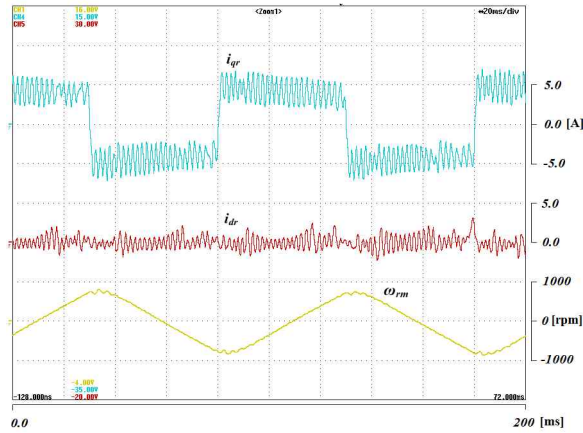
Fig. 7. Experimental results at 1000[rpm].

그림 8은 과도상태 응답 특성을 비교하기 위해 $\pm 5[A]$ 의 토크 전류를 순차적으로 인가하였을 경우의 토크 성분 전류와 자속성분 전류 및 전동기의 속도 상태를 나타내고 있다. 그림 8에서 정방향 토크의 인가에서 속도가 증가하게 되고, 역방향 토크 전류에 의해 속도가 음의 방향으로 증가하게 되며, 제안된 방식의 경우에, 토

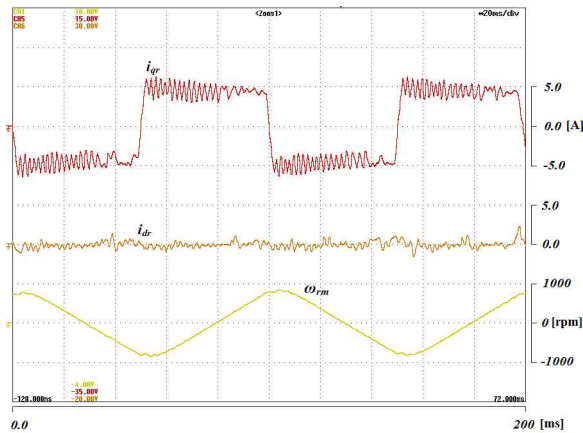
크 및 자속의 리플이 크게 감소하며, 이로 인하여 속도의 정점 부근에서의 리플도 낮게 나타나고 있음을 보이고 있다.

5. 결 론

본 논문에서는 선택된 전압벡터의 자속축 및 토크축



(a) Experimental result of a fixed duty ratio in CDT



(b) Experimental result of the proposed method

Fig. 8. Experimental results of transient response.

전압 크기를 기반으로 토크오차와 자속오차 및 전동기의 속도에 따라 듀티비를 결정하는 DTC-PWM 방식을 제안하였다. 기존의 DTC-PWM 방식에서 전압벡터는 한 섹터의 구간내에서 같은 전압벡터로 동작하게 되므로, 실제 인가될 수 있는 자속 및 토크 성분의 크기는 일정하지 않게 되고, 이로 인하여 자속 및 토크오차에 따라 듀티비를 결정한다 하더라도, 리플이 감소하기 어렵게 된다.

제안된 방식에서 토크 및 자속오차의 부호에 따라 결정되는 전압벡터는 각각 자속성분과 토크 성분의 전압 크기로 섹터 내에서의 위치에 따라 근사전압으로 표현되고, 이 근사전압과 토크 및 자속오차와 속도에 따라 결정된 듀티비는 실제 선택된 전압벡터가 발생할 수 있는 전압의 크기를 고려함으로써, 기존의 방식에 비해 낮은 토크 및 자속 리플을 발생하게 된다. 제안된 방식은 전동기의 특성과 관련없이 인버터의 유효전압벡터가 회전자 위치에 따라 토크 및 자속특성을 다르게 발생시키는 특성을 고려하여 스위칭 듀티비를 결정하게 되므로, PMSM 뿐만 아니라 유도기의 직접토크 제어에서도 쉽게 적용될 수 있는 방식이다. 제안된 방식은 750W

PMSM의 실제 실험에서 기존의 DTC-PWM 방식에 비하여 토크 전류 및 자속 전류의 리플을 감소시킬 수 있음을 보이고 있다.

본 연구는 교육부와 한국연구재단의 BK21+사업으로 수행된 연구결과임 (22A20130012436).

References

- [1] C. French and P. Acarnley, "Direct torque control of permanent magnet drives," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol. IA-32, pp. 1080-1088, Sep./Oct. 1996.
- [2] L. Romeral, A. Fabrega, J. Cusido, A. Garcia, J. A. Ortega, "Torque ripple reduction in a PMSM driven by direct torque control," *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, pp. 4745-4751, Jun. 2008.
- [3] W. Qian, S. K. Panda, J. X. Xu, "Speed ripple minimization in PM synchronous motor using iterative learning control," *IEEE Trans. Energy Conversion*, Vol. 20, pp. 53-61, 2005, March.
- [4] F. M. El-Sousy, "Robust adaptive wavelet-neural-network sliding-mode speed control for a DSP-based PMSM drive system," *Journal of Power Electronics*, Vol. 10, No. 5, pp. 505-517, 2010.
- [5] K. B. Lee, J. H. Song, I. Choy, J. Y. You, "Torque ripple reduction in DTC of induction motor driven by 3-level inverter," *Trans. on Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 5, No. 12, 2000.
- [6] M. Depenbrock, "Direct self-control of inverter-fed machine," *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol. 3, No. 4, pp. 420-429, Oct. 1988.
- [7] Y. Inoue, S. Morimoto, M. Sanada, "Examination and linearization of torque control system for direct torque controlled IPMSM," *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 46, No. 1, pp. 159-166, 2010.
- [8] M. E. Haque, M. F. Rahman, "Incorporating control trajectories with the direct torque control scheme of interior permanent magnet synchronous motor drive," *IET Trans. on Electric Power Applications*, Vol. 3, No. 2, pp. 93-101, Mar. 2009.
- [9] I. Takahashi, Y. Ohmori, "High-performance direct torque control of an induction motor," *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 25, No. 2, pp. 257-264, Mar. 1989.
- [10] J. Maes, J. A. Melkebeek, "Speed-sensorless direct torque control of induction motors using an adaptive flux observer," *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 36, No. 3, pp. 778-785, Jun. 2000.
- [11] J. K. Kang, S. K. Sul, "New direct torque control of

induction motor for minimum torque ripple and constant switching frequency,” *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 25, No. 5, pp. 1076-1082, 1999.

- [12] Y. Zhang, J. Zhu, “Direct torque control of permanent magnet synchronous motor with reduced torque ripple and commutation frequency,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 26, No. 1, pp. 235-248, 2011.
- [13] W. Wang, M. Cheng, Z. Wang, B. Zhang, “Fast switching direct torque control using a single DC-link current sensor,” *Journal of Power Electronics*, Vol. 12, No. 6, pp. 895-903, 2012.
- [14] S. Sayeef, M. F. Rahman, “Improved flux and torque estimators of a direct controlled interior PM machine with compensations for dead-time effects and forward voltage drops,” *Journal of Power Electronics*, Vol. 9, No. 3, pp. 438-446, May, 2009.
- [15] Z. Zhang, R. Tang, B. Bai, and D. Xie, “Novel direct torque control based on space vector modulation with adaptive stator flux observer for induction motors,” *IEEE Trans. on Magnetics*, Vol. 46, No. 8, pp. 3133-3136, 2010.
- [16] T. G. Habetler, F. Profumo, M. Pastorelli, L. M. Tolbert, “Direct torque control of induction machines using space vector modulation,” *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 28, No. 5, pp. 1045-1053, 1992.



곽윤창(郭潤昌)

1988년 9월 28일생. 2013년 경성대 공대 메카트로닉스 공학과 졸업. 2015년 동 대학원 메카트로닉스 공학과 졸업(석사). 2015년~현재 경성대 메카트로닉스 공학과 박사과정.



이동희(李東熙)

1970년 11월 11일생. 1996년 부산대 공대 전기공학과 졸업. 1998년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 2002년~2005년 OTIS-LG 선임연구원. 2005년~현재 경성대 메카트로닉스 공학과 부교수. 당 학회 편집위원.