

5상 유도전동기의 속도응답특성 개선을 위한 직접토크제어 시스템

(A Direct Torque Control System for Improving Speed Response of Five-Phase Induction Motor)

김민회* · 최성운

(Min-Huei Kim · Sung-Un Choi)

Abstract

This paper propose a improved direct torque control(DTC) system for improving operation of five-phase squirrel-cage induction motor(IM). A five-phase IM drives present unique characteristics due to the additional degrees of freedom and also drives possess many others advantage compared with the traditional three-phase motor drive system, such as reducing a amplitude of torque pulsation and increasing the reliability. In order to maximize the torque per ampere, the proposed motor has concentrated windings and the produced back-electromotive force(EMF) is almost trapezoidal, and the motor is supplied with the combined sinusoidal plus third harmonic of currents, there is necessary to controlled 3rd harmonic current. Also a DTC method is advantageous when it is applied to the five-phase IM, because the five-phase inverter provides 32 space vectors in comparison to 8 space voltage vectors into the three-phase inverter drive system. For presenting the superior performance of the proposed DTC, experimental results of speed control are presented using a 32-bit fixed point TMS320F2812 DSP with 1.5[hp] IM.

Key Words : Five-Phase, IM Control, DTC, Back-EMF, 3rd Harmonics Current Control

1. 서 론

최근 5상 전동기를 비롯한 다상 전동기가 하이브리드 전기자동차나 항공기 및 선박 추진시스템 등과 같은 분야에서 3상 전동기를 대체할 차세대 전동기로 관심이 고조되고 있으며 이에 대한 연구도 활발히 진행

되고 있다[1-4].

5상 유도전동기는 기존의 범용 3상 전동기의 구동에 비해 토크의 맥동 크기가 작고, 주파수가 증가하며, 회전자의 고조파 전류가 저감되고, 상당 전압의 증가 없이 상당 전류의 크기를 저감할 수 있으며, 인버터의 직류 링크전류의 고조파 성분을 저감할 수 있고, 높은 전력밀도 공급이 가능하며, 출력 토크의 크기가 증가될 수 있으며, 신뢰성이 우수하다는 등의 다양한 장점을 가지고 있다[5-6].

일반적으로 인버터에 의해 구동되는 다상전동기

* 주저자 : 영남이공대학 전기자동화과 교수
Tel : 053-650-9263, Fax : 053-624-4736

E-mail : mhkim@ync.ac.kr

접수일자 : 2011년 11월 7일

1차심사 : 2011년 11월 12일, 2차심사 : 2011년 12월 11일

심사완료 : 2011년 12월 21일

는, 공급전원의 고유특성과 호환성의 우수한 특성, 코어의 활용도 개선, 단위면적 당 출력 증가 및 제작의 편의성 측면에서, 고정자의 권선을 집중권의 형태로 제작한다. 집중권선을 가지는 전동기에서는 공극자속이 정현파 형태가 아닌 사다리꼴 형태의 파형으로 나타나게 되므로, 전동기에서 발생하는 역기전력도 정현파 형태가 아닌 사다리꼴 형태의 파형으로 나타나게 된다. 또한 정현파 형태의 공극자속 분포를 지닌 전동기에서는 코어의 일부분에서만 포화현상이 나타나므로, 공극의 자속밀도가 사다리꼴 형태의 파형을 가지는 경우에는 코어 활용도가 높아질 수 있다.

따라서 5상 유도전동기는 3상 전동기에 비해 구조적으로 집중권의 고정자 권선 채택과 전동기로 유입되는 전류의 파형이 사다리꼴 형태를 가지는 확연한 차이를 지니고 있으므로, 고정자 권선이 집중권선 형태인 5상 전동기의 회전자 좌표기준의 벡터제어에 대한 연구도 이루어지고 있다[7-12].

5상 유도전동기의 정밀제어 시스템 구현은 회전자 자속기준 벡터제어(FOC) 방식에 비해 직접토크제어(DTC) 기법이 적용될 경우 단순한 제어기법에 의해 보다 우수한 동특성이 얻어진다. 직접토크제어 시스템 구성과 제어기법에서 안정도 측면을 우선시 하는 시스템에서는 지령전류성분을, 빠른 응답특성을 고려하는 경우에는 전동기의 단자에서 검출된 고정자 실제전류성분을 사용하여 직접 슬립을 계산하는 기법들이 이론적으로 제시되고 있다[13-15].

본 논문에서는 기존의 3상 전동기에 비해 많은 장점을 가지고 있는 5상 유도전동기의 응답특성을 개선할 수 있는 속도제어 시스템의 구현을 위하여, 제어시스템에서 요구하는 지령전류성분을 사용하여 슬립을 계산하는 기법과 직접 전동기 단자에서 고정자 권선에 흐르는 부하전류를 검출하여 슬립 계산에 적용하는 제어기법에 대한 직접토크제어 속도제어 시스템에 적용하여 운전특성을 비교 관찰한다. 제어기법의 구현과 운전특성을 비교 관찰하기 위해 전압형 인버터에 디지털 제어기로 TMS320F2812 DSP를 사용하여 1.5[hp]의 5상 유도전동기의 속도제어 시스템에서 응답특성을 고찰하였다.

2. 5상 유도전동기의 수학적 모델

2.1 전압방정식

2극 5상 유도전동기의 고정자 권선의 각 상은 공간적으로 72도의 위상차를 가진 N턴의 집중권으로 구성되므로 5상 유도전동기의 고정자 권선분포도는 그림 1과 같이 나타낼 수 있다.

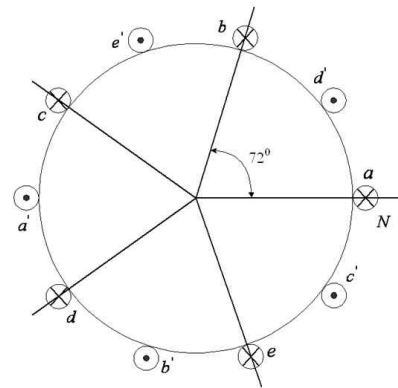


그림 1. 집중권으로 구성된 5상 유도전동기의 권선분포도
Fig. 1. Five-phase concentrated winding of IM

5상 유도전동기의 수학적 모델은 a b c d e의 기준 좌표계 상에서 행렬 형태로 간략히 표현될 수 있으며, 고정자 전압 및 쇄교자속 방정식은 다음 식 (1)과 (2)로 표시된다[1,12].

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

$$\lambda_{abcde} = L_s I_{abcde} + L_{sr} I_{abced} \quad (2)$$

또한 회전자 전압 및 쇄교자속 방정식은 다음 식 (3)과 (4)와 같다.

$$V_{abced} = R_r I_{abced} + \frac{d\lambda_{abced}}{dt} \quad (3)$$

$$\lambda_{abced} = L_{sr}^T I_{abcde} + L_{rr} I_{abced} \quad (4)$$

따라서 5상 유도전동기 토크는 다음 식 (5)와 같이

나타낼 수 있다.

$$T_e = \frac{P}{2} I_{abcde}^T \frac{\partial L_{sr}}{\partial \theta_r} I_{abcder} \quad (5)$$

5상 유도전동기의 전압방정식은 임의의 회전좌표계 $dqe1$ 과 $dqe3$ 에 대해서 다음과 같이 식 (6)~(9)로 나타낼 수 있다.

$$V_{qe1} = R_s i_{qe1} + \omega \lambda_{de1} + \frac{d\lambda_{qe1}}{dt} \quad (6)$$

$$V_{de1} = R_s i_{de1} - \omega \lambda_{qe1} + \frac{d\lambda_{de1}}{dt} \quad (7)$$

$$V_{qe3} = R_s i_{qe3} + 3\omega \lambda_{de3} + \frac{d\lambda_{qe3}}{dt} \quad (8)$$

$$V_{de3} = R_s i_{de3} - 3\omega \lambda_{qe3} + \frac{d\lambda_{de3}}{dt} \quad (9)$$

여기서 고정자의 전압과 전류벡터는 식 (10)과 (12)로, 회전자의 전압 및 전류벡터는 식 (11)과 (13)으로 되며, t 는 벡터의 전치행렬을 나타내며 P 는 극수이다. R_s 는 각 고정자 상저항으로 구성된 5차원 대각행렬이다. R_r 은 각 회전자 상저항으로 구성된 5차원 대각행렬이다. 영벡터 성분을 제외하고 a_s, b_s, c_s, d_s, e_s 상 변수들로 등가적으로 표현할 수 있는 두 공간벡터는 일반적으로 식 (14)와 같이 정의될 수 있다[4,12].

$$V_{abcde} = [v_{as} \ v_{bs} \ v_{cs} \ v_{ds} \ v_{es}]^t \quad (10)$$

$$V_{abcder} = [v_{ar} \ v_{br} \ v_{cr} \ v_{dr} \ v_{er}]^t \quad (11)$$

$$I_{abcde} = [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs} \ i_{ds} \ i_{es}]^t \quad (12)$$

$$I_{abcder} = [i_{ar} \ i_{br} \ i_{cr} \ i_{dr} \ i_{er}]^t \quad (13)$$

$$F_{dqe1dqe3} = T_{13}(\theta) F_{abcde} \quad (14)$$

2.2 고조파 해석

5상 유도전동기의 고조파 해석을 위하여 다음과 같이 가정되었다.

- 유도전동기는 정상상태 조건 하에서 구동된다.
- 자계의 중첩 허용을 위해 포화현상을 무시한다.
- 고주파에서 고정자의 표피효과는 무시한다.

그림 2와 같이 a상 좌표축은 권선함수 $N(\phi)$ 를 정의하기 위한 경계 각도 ϕ 를 위한 기준점으로 사용되었고, N 은 각 상의 극당 권선수를 나타낸다. b, c, d, e상의 권선함수는 순차적으로 a상을 이동시켜 얻을 수 있다.

그림 2에 나타낸 권선함수를 각 권선의 푸리에 급수로 표시하면 식 (15)로 된다.

$$N(\phi) = \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{4}{n\pi} \right) \frac{N}{2} \sin \frac{n\pi}{2} \cos n(\phi + \alpha) : n = 1, 3, 5, \dots \quad (15)$$

여기서 ϕ 는 공간각도이고 α 는 상과 상 사이의 공간각도이며, n 은 고조파의 차수이다. 권선함수는 대칭구조이므로 짝수 차수의 고조파성분은 존재하지 않는다. 5상 유도전동기의 여자는 5상 전류원 인버터(CSI)에 의해 공급된다고 가정되었다. 이 경우 각 코일에서는 72° 펄스로 구성된 반 직사각형 형태의 전류가 흐른다. 전류파형을 푸리에 급수로 나타내면 다음 식 (16)으로 표시된다[6,12].

$$i_a(\theta) = \sum_{m=1}^{\infty} \left(\frac{4}{m\pi} \right) I_m \cos m\beta \sin(m\theta + \delta); \quad m = 1, 3, 5, \dots \quad (16)$$

여기서 $\theta = \omega t$, $\beta = \frac{\pi}{10}$, δ 는 임의의 위상각, 그리고 I_m 은 직류링크 전류의 평균값이다. 전류파형은 대칭이므로 짝수 차수의 고조파성분은 여기서도 나타나지 않는다는 것은 분명하다.

코일 전류에 의한 매 순간 공간 기자력 패턴은 모든 코일의 순시전류의 합으로 나타낼 수 있다. 기자력 패턴의 시간에 따른 회전적인 이동은 이러한 전류의 시간에 따른 변화, 즉 전류파형에 의해 결정된다. F 를 a,

b, c, d, e 코일에 의해 생성된 합성 기자력이라고 하면, 다음 식 (17)로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
 F &= N_a I_a + N_b I_b + N_c I_c + N_d I_d + N_e I_e \\
 &= \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \left(\frac{1}{nm}\right) \left(\frac{4}{\pi}\right)^2 \frac{N I_m}{2} \cos\left(\frac{m\pi}{10}\right) \\
 &\quad \left((\cos(m\omega t - n\psi)) \left(\cos\frac{(m-n)2\pi}{5} + \cos\frac{(m-n)4\pi}{5} + \frac{1}{2} \right) \right. \\
 &\quad \left. + \left(\cos\frac{(m+n)2\pi}{5} + \cos\frac{(m+n)4\pi}{5} + \frac{1}{2} \right) \right) \quad (17)
 \end{aligned}$$

따라서 집중권 형태의 5상 전동기의 자계 공간고조파와 전류 시간고조파 간의 관계는 산술적으로 표 1과 같이 주어진다.

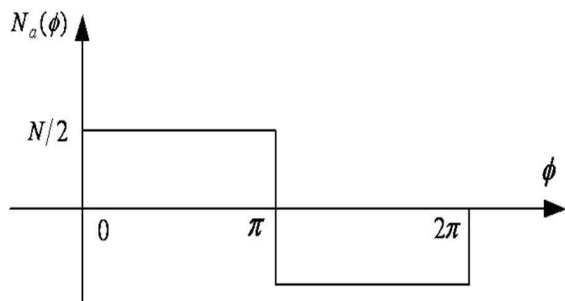


그림 2. 5상 유도전동기의 a상 권선함수
Fig. 2. Winding function for a-phase of five-phase IM

앞에서 언급된 고조파 해석을 기초로, 사다리꼴과 유사한 형태의 파형으로 나타나는 기본파와 제3고조파가 합성된 전류파형은 요구되는 사다리꼴 형태의 전류파형 대신에 간단히 고려될 수 있다. 아울러 제3고조파는 공간과 시간 모두에서 기본파성분에 영향을 주지 않는다. 기본파와 제3고조파에 의해 생성되는 기자력과 자속은 동일한 동기속도로 회전하므로 제3고조파는 전동기에서 등가적인 기본파성분으로 동작한다. 기본파와 제3고조파로 인한 영향은 두 개의 동일한 주파수성분들로 볼 수 있다. 따라서 기본파와 제3고조파 전류를 포함한 5상 유도전동기는 두 개의 독립적인 5상 유도전동기로 해석될 수 있다.

표 1. 집중권선 5상 유도전동기의 자계 고조파성분과 전류 시간고조파 성분 사이의 관계
Table 1. Relationship between field space harmonics and current time harmonics for five-phase IM has a concentrated winding

	Space Harmonics								
	1	3	5	7	9	11	13	15	
Time Harmonics	1	F .1156				B .128	F .105.2160°		
	3		F .079.2180°		B .034.2180°			F .0183	
	5								
	7		B .034.2180°		F .0146			B .0078.2180°	
	9	B .128.2180°				F .014.2180°	B .011		
	11	F .105.2180°				B .011.2180°	F .009		
	13		F .0183		B .0078			F .0042.2180°	
	15								

3. 제안된 직접토크제어 기법

직접토크제어 기법은 빠른 토크응답과 매우 빠른 역방향 구동이 가능한 순시토크제어 기법이다. 이 기법은 이론적으로 교류 전동기의 자속기준 제어이론을 기초로 한다. 직접토크제어의 주요 특징은 전류제어를 위한 PWM제어기를 필요로 하지 않는다는 것이다. 이러한 드라이브에서 자속과 전자기 토크는 최적 인버터 스위칭벡터의 선택을 통해 직접적이고 독립적으로 제어된다[12].

5상 유도전동기의 구동을 위해서는 그림 3에 나타난 것과 같이 총 30개의 유효 스위칭 벡터와 두 개의 영 스위칭벡터가 필요하다.

모든 유효 스위칭벡터는 최대 벡터, 중간 벡터, 최소 벡터의 3개의 그룹으로 나누어진다. 이 3그룹의 차이점은 단지 측면의 길이이다. 크기의 비는 다음과 같이 주어진다.

$$\text{Min. Vector} = 2 \cdot \cos(36) + 2\cos(72) - 1 = 1.236 \quad (18)$$

$$\text{Mid. Vector} = 2 \cdot \cos(36) - 2\cos(72) + 1 = 2 \quad (19)$$

$$\text{Max. Vector} = 2 \cdot \cos(36) + 2\cos(72) + 1 = 3.236 \quad (20)$$

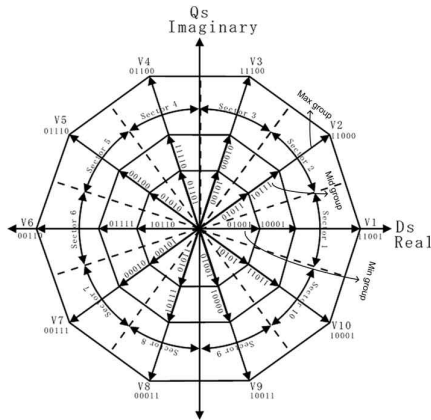


그림 3. 5상 유도전동기 드라이브의 스위칭벡터
Fig. 3. Switching vector for the five-phase IM drives

식 (18)~(20)은 각각 최소에서 최대 크기로, 각각의 벡터에 대한 크기는 1 : 1.618 : 1.6182이므로 다시 표현할 수 있다. 따라서 스위칭 손실을 최소화하기 위해서는 최대 그룹을 사용하는 것이 유용하며, 다른 두 그룹은 고정자 자속과 토크의 세밀한 조절이 요구될 경우 적용된다[6].

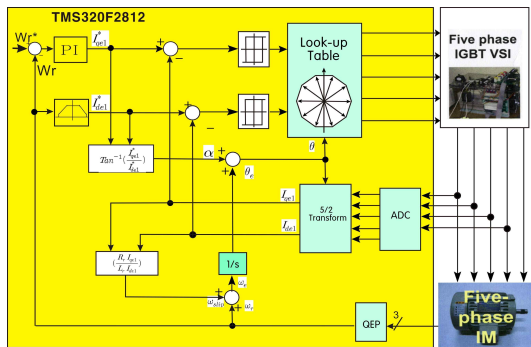


그림 4. 5상 유도전동기의 직접토크제어 의한 속도제어 시스템
Fig. 4 Speed Control System of DTC for five-phase IM drive

본 논문에서는 직접토크제어의 장점을 유지하기 위해, 최적 전압 스위칭벡터 룩업 테이블을 이용하여 q 축 고정자 전류와 d축 고정자 전류를 제어하는 새로운 형태의 직접토크제어 기법을 제안하였다. 그림 4는 5상 유도전동기의 응답특성을 개선하기 위해 제안한 직접토크제어 기법에 의한 속도제어 시스템의 블록도

를 나타내었다. 구현되는 직접토크제어 시스템은 토크성분과 자속성분을 제어하기 위해 전동기의 단자에 흐르는 고정자 단자 전류를 검출하여 변환하며, d-q축 좌표평면 상에서 생성된 전류성분은 유도전동기의 벡터제어에서 자속기준제어(Field Oriented Control)에서와 같이 동일하게 좌표변환 식을 적용한다.

좌표축 변환에서 동기 회전각 θ 는 다음 식 (21)과 같이 3개의 각의 합으로 계산된다.

$$\theta = \theta_r + \theta_{slip} + \alpha \quad (21)$$

여기서 θ_r , θ_{slip} , α 는 각각 회전자 위치이고, 슬립 각도는 식 (22), (23), (24)로 표시되는 동적 보정각도를 나타낸다.

$$\theta_r = \int \omega_r dt \quad (22)$$

$$\theta_{slip} = \int \omega_{slip} dt = \int \left(\frac{R_r I_{qe1}}{L_r I_{dc1}} \right) dt \quad (23)$$

$$\alpha = \tan^{-1} \left(\frac{I_{qe1}^*}{I_{ds}^*} \right) \quad (24)$$

따라서 앞서 언급한 바와 같이 제안된 5상 유도전동기 직접토크제어의 목표는 매 샘플링 주기마다 고정자 공간 전압벡터의 적절한 선택을 통해 d축 전류와 q축 전류를 제한된 히스테리시스 밴드 내에 유지되도록 하는 것이다. 최대 그룹 전압벡터는 d-q축 전류 오차에 따라서 선택된다. 표 2는 d축 전류와 q축 전류 모두에 대한 각각의 전압벡터의 합성효과를 요약하여 나타낸 룩업 테이블이다.

각각의 지령 값에 대한 d축 고정자 전류와 q축 전류 오차를 기초로 적정 전압벡터가 반드시 인가되어야 한다.

예를 들어서 고정자 쇄교자속 벡터가 그림 3에서 첫 번째 섹터에 있고, 단지 최대 그룹만 고려한다고 가정하자. 만일 d축 자속성분 전류가 증가(FI)되어야 하고, q축 토크성분 전류가 양의 값(TP)이 되어야 하면, 선택되어야 하는 스위칭 전압벡터는 V2가 된다. 다른 한편으로 만일 d축 전류가 증가(FI)되어야 하고, q축 전류가 음의 값(TN)이 되어야 하면, 스위칭 전압벡터는

V10이 선택되어야 한다. 나머지 2개의 10각형에 위치하는 전압벡터는 큰 10각형과 동일한 효과를 가진다.

표 2. 최적 유효 전압벡터 룩업 테이블
Table 2. Optimum active voltage vector look-up table

dI_{de1}	dI_{qe1}	Sector1	Sector2	Sector3	Sector4	Sector5	Sector6	Sector7	Sector8	Sector9	Sector10
1	1	V2	V3	V4	V5	V6	V7	V8	V9	V10	V1
1	-1	V10	V1	V2	V3	V4	V5	V6	V7	V8	V9
0	1	V4	V5	V6	V7	V8	V9	V10	V1	V2	V3
0	-1	V8	V9	V10	V1	V2	V3	V4	V5	V6	V7

상기와 같이 증가된 공간 전압벡터의 수는 보다 상세한 스위칭벡터 테이블의 생성을 가능하게 하며, 전압벡터의 선택은 실시간으로 변하는 자속성분 전류와 토크성분 전류에 따라 이루어진다. 최적 전압벡터는 다음 식 (25)로 주어진다.

$$dI_{de1} = 1 \ \& \ dI_{qe1} = 1 \ \text{then} \ V_{opt} = V(\text{sector}+1)$$

$$dI_{de1} = 1 \ \& \ dI_{qe1} = -1 \ \text{then} \ V_{opt} = V(\text{sector}-1)$$

$$dI_{de1} = 0 \ \& \ dI_{qe1} = 1 \ \text{then} \ V_{opt} = V(\text{sector}+3)$$

$$dI_{de1} = 0 \ \& \ dI_{qe1} = -1 \ \text{then} \ V_{opt} = V(\text{sector}-1) \quad (25)$$

집중권 형태의 고정자 권선을 가진 5상 유도전동기에는 공간 고조파 성분이 포함되어 있으며, 이러한 고조파 성분은 전류파형을 왜곡시킨다. 기본과 전압성분과 제3차 고조파 전압성분은 서로 다른 등가회로에 적용되므로, 고조파 성분전류는 서로 다른 위상변위를 가지게 된다. 보다 우수한 정상상태 특성을 위해서는 고조파 성분을 제거하기 위한 제어기법이 요구되고 있으나, 직접토크제어 기법을 적용할 경우 제3차 고조파 성분의 저감이나 주입이 어렵다는 단점이 있다[14].

4. 제어시스템 구성 및 실험결과

4.1 제어시스템 구성

그림 4와 같이 제안된 직접토크제어 기법에 의한 빠

른 응답특성을 가지는 속도제어 시스템은 1.5[hp] 5상 유도전동기와 전압형 인버터를 통해 구현하였다. 제어기는 TI사의 TMS320F2812 DSP를 통해 디지털적으로 구현하였으며, 세미크론사의 SKM75GD124D IGBT를 5상 인버터의 스위칭 소자로 사용하였다. 표 3에서는 제작된 5상 유도전동기의 주요 파라미터를 나타내었으며, 그림 5는 실험에 사용한 장치도이다.

표 3. 5상 유도전동기의 주요 파라미터
Table 3. Parameters of the five-phase IM

	Parameter
Rated Power	1.5hp
Phase voltage	220V
Poles No.	4
Rated frequency	60Hz
Rs[ohm]	6.3
Rr[ohm]	4.08
Ls[mH]	0.6517
Lr[mH]	0.6517
Lm[mH]	0.6236

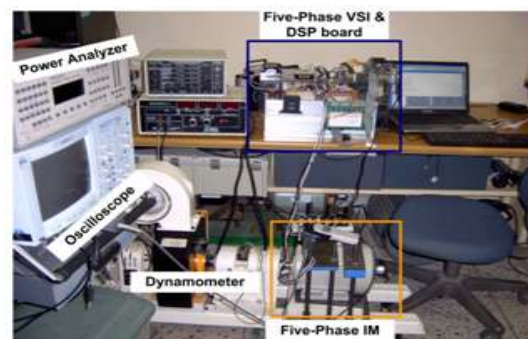


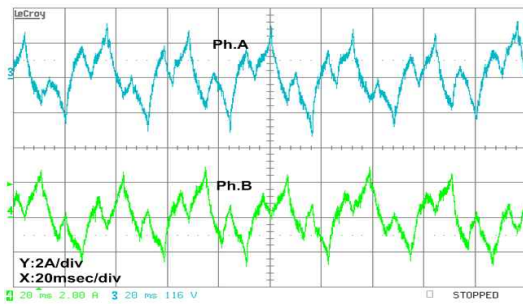
그림 5. 실험장치도
Fig. 5. Experimental setup

4.2 실험결과

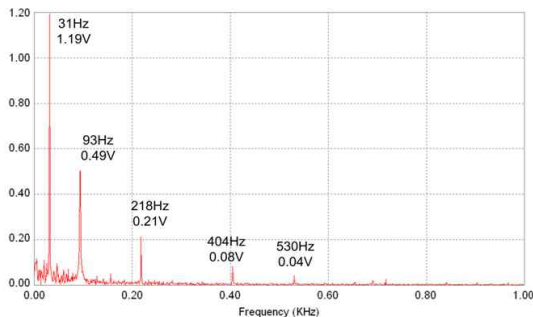
그림 6은 지령전류성분에 의해 슬립을 계산하는 직접토크제어 기법을 적용하여 정상상태인 900[rpm]에서 속도제어 실험결과다. 그림 (a)는 a상과 b상의 상전류파형을 나타내고 있으며, 제3차 고조파 전류성분으로 인한 전류 왜곡현상이 나타나는 것을 관측할 수 있다. 그림 (b)는 상전류에 포함된 고조파성분의 크

5상 유도전동기의 속도응답특성 개선을 위한 직접토크제어 시스템

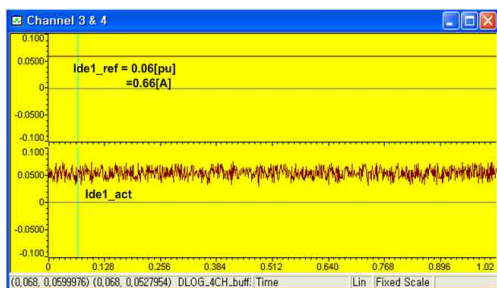
기를 확인하기 위한 FFT분석 결과로, 그림에서 보는 바와 같이 제3고조파 및 제7고조파 성분이 많이 포함되어 있음을 알 수 있다. 그림 (c)과 (d)는 정상상태로 운전되고 있을 때 각각 자속성분의 전류와 토크성분의 전류를 나타내고 있으며, 자속성분 전류와 토크성분 전류의 지령된 값은 각각 0.66[A] 및 0.79[A]로 설정되었다. 그림 (e)는 정지상태인 속도 0에서 900[rpm]으로 지령하였을 때 속도제어 응답특성을 보여준다.



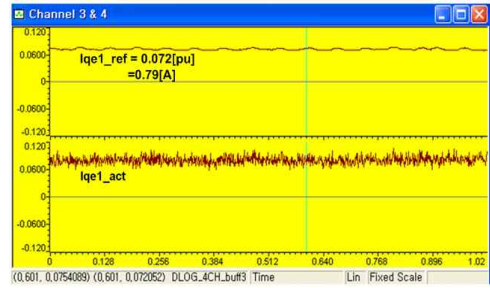
(a) a상과 b상의 전류 파형
(a) a and b phase current waveform



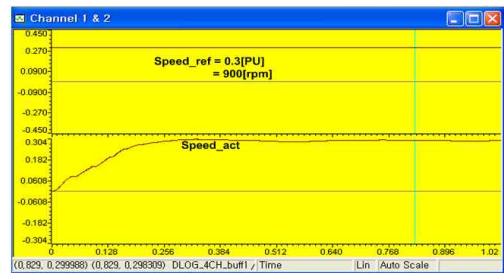
(b) 상전류의 고조파 해석
(b) FFT result of phase current



(c) 자속성분 전류파형
(c) Flux component current(I_{de1}) waveform



(d) 토크성분 전류파형
(d) Torque component current(I_{qe1}) waveform



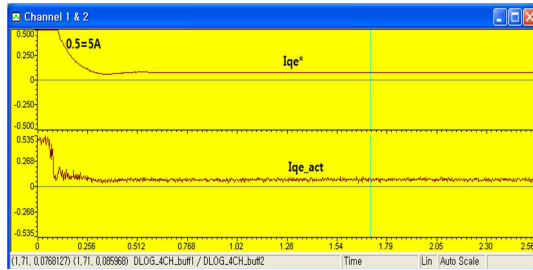
(e) 속도 응답 특성
(e) Speed response characteristics

그림 6. 정상상태에서 지령성분전류에 의한 속도제어 시스템의 응답특성

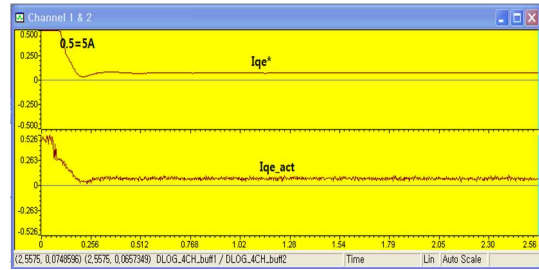
Fig. 6. Response characteristics of the speed control system with command current components in steady state

그림 7과 8은 전동기가 정지된 상태인 0에서 900[rpm]으로 속도를 지령하였을 때 전류성분의 응답 특성이다. 그림 7 (a)는 과도상태에서 지령전류성분에 의한 토크성분전류의 지령값과 실제 값인 I_{qe}^* 와 I_{qe} 의 파형이며, 7 (b)는 자속성분전류 I_{de}^* 와 I_{de} 의 파형을 보여주고 있다. 마찬가지로 그림 8 (a)는 과도상태에서 전동기 고장자 단자로부터 검출한 실제전류성분에 의한 토크성분전류 I_{qe}^* 와 I_{qe} 의 파형이며, 8 (b)는 자속성분전류 I_{de}^* 와 I_{de} 의 파형으로 응답특성을 나타낸다.

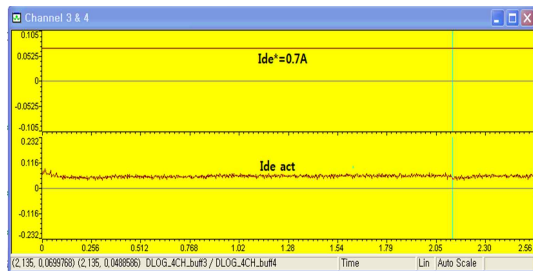
그림 9는 지령성분전류와 실제전류성분의 속도제어 응답특성을 비교하기 위하여 나타낸 것으로, 파형 a (녹색선)는 정지된 상태에서 900[rpm]의 속도지령파형이며, 파형 b(적색)는 실제전류성분에 의한 응답이며, c(청색)는 지령전류성분에 의한 응답으로, 속도응답특성이다.



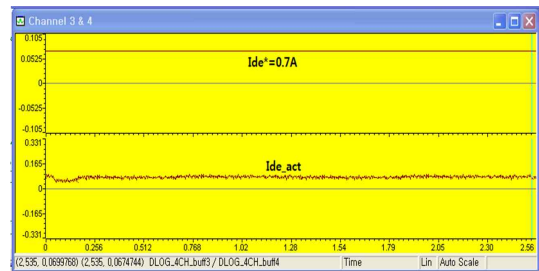
(a) I_{qe}^* 와 I_{qe}
(a) I_{qe}^* and I_{qe}



(a) I_{qe}^* 와 I_{qe}
(a) I_{qe}^* and I_{qe}



(b) I_{de}^* 와 I_{de}
(b) I_{de}^* and I_{de}



(b) I_{de}^* 와 I_{de}
(b) I_{de}^* and I_{de}

그림 7. 과도상태에서 지령 전류성분에 의한 응답특성
Fig. 7. Response characteristics with command current components in transient state

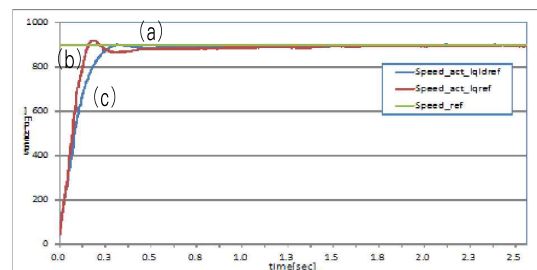
그림 8. 과도상태에서 실제 전류성분에 의한 응답특성
Fig. 8. Response characteristics with actual current components in transient state

4.3 실험 결과 검토

일반적으로 유도전동기 속도제어 시스템에서 많이 적용하고 있는 지령전류성분에 의한 슬립계산 기법은 정상상태 응답특성이 그림 6 (a)와 (b)에서 보는 바와 같이 고정자 전류에는 DTC 제어기법이 갖는 단점의 특성으로 고조파 성분을 많이 포함하고 있음을 알 수 있으며, 그림 6 (c)와 (d)에서는 자속성분과 토크성분 전류는 정상상태에서 안정된 상태로 운전됨을 알 수 있다. 또한 그림 (e)의 속도제어 응답특성도 안정적으로 잘 추정됨을 알 수 있다.

마찬가지로 과도상태에서 두 기법의 전류성분의 응답특성은 그림 7 및 8처럼 모두 지령값에 잘 추종하여 동작됨을 알 수 있다.

그림 9에서 보는 바와 같이 지령전류성분을 사용하여 슬립을 계산하는 기법의 속도응답특성은 명령 값



(a) 900(rpm)의 속도지령
(a) Speed command on 900(rpm)
(b) 지령전류성분 (청색)
(b) Command current components(blue curve)
(c) 실제 전류성분(적색)
(c) Actual current components(red curve)

그림 9. 속도제어 응답특성 비교
Fig. 9. Comparison for response characteristics of the speed control system

에 수렴하는 시간은 약간 떨어지나 안정되게 동작됨을 보여주고 있으며, 실제 전류에 의한 슬립계산 기법은 빠른 동적 응답은 이루어지고 있으나 안정성의 관

점에서는 지령전류성분에 의한 기법 보다는 약간 떨어짐을 알 수 있다.

5. 결 론

본 연구는 집중권 형태의 고정자 권선을 가지는 5상 유도전동기의 직접토크제어 기법에 의한 속도제어 응답특성 개선에 관해 연구한 것이다. 직접토크의 장점을 유지하기 위해, 최적 전압 스위칭백터 룩업 테이블을 사용하여 d축 고정자 전류와 q축 고정자 전류를 제어하는 새로운 형태의 직접토크제어 기법의 속도제어 시스템을 제안하였다. 제안된 제어기법은 1.5[hp]의 5상 유도전동기와 IGBT 전압형 인버터를 통해 속도제어 시스템을 구현하였으며, 정상상태와 과도상태에서 응답특성을 비교분석하여 제안된 제어기법의 속도제어 응답특성을 확인하였다. 제시된 시스템의 실험결과를 기초로 하여 향후 고조파 성분의 저감을 통한 정상상태 및 과도상태의 운전특성 개선에 관한 연구를 진행할 예정이다.

References

[1] Leila. Parsa and Hamid. A. Toliyat, "Five-Phase Permanent Magnet Motor Drives for Ship Propulsion Applications," 2005 Electric Ship Technologies Symposium, pp. 371-378, 2005.

[2] N. Bianchi and S. Bolognani, "Strategies for the Fault Tolerant Current Control of a Five-Phase Permanent-Magnet Motor", IEEE Transactions. on Industry Applications, Vol. 43, pp 960-970, 2007.

[3] C.C. Chan, J.Z. Jiang, G.H. chen and X.Y. Wang, "A Novel High Power Density Permanent Magnet Variable-Speed Motor," IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 8, No. 2, pp. 297-303, June 1993.

[4] S. Sadeghi and L. Parsa, "Design and Dynamic Simulation of Five Phase Interior Permanent Magnet Machine for Series Hybrid Electric Vehicles," 2010 Green Technologies Conference, pp. 1 - 6, 2010.

[5] Leila. Parsa and Hamid. A. Toliyat, "Five-Phase Permanent Magnet Motor Drives," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 41, pp. 30-37, Jan/Feb 2005.

[6] Hyung-Min Ryu, Jang-Hwan Kim and Seung-Ki Sul, "Analsis of Multiphae Apace Vector pulse-Width Modulation Based on Multiple d-q Spaces Concept", IEEE Trans. on Power Electronics Vol. 20, No.6, pp. 1364-1371, November 2005.

[7] Min-Huei Kim, Nam-Hun kim, Won-Sik Baik, "A Five-

Phase IM Vector Control System Including 3rd Current Harmonics Component", 8th International Conference on Power Electronics-ECCE Asia, pp. 2519-2524, May 2011.

[8] 김민회, 김남훈, 백원식, "5상 유도전동기 구동을 위한 수정된 직접토크제어 시스템", 한국조명전기설비학회 논문집, Vol.23, No.2, pp138-147, 2009. 02.

[9] 김남훈, "고밀도 토크를 가지는 5상 영구자석형 전동기의 약계자 제어" 전력전자학회 논문지 제12권, 제4호, pp. 318-323, 2007. 08.

[10] H. Xu, H. A. Toliyat, and L. J. Petersen, "Five-Phase Induction Motor Drives with DSP-based Control System," IEEE Transection on Power Electronics, Vol. 17, No. 4, pp. 524 - 533, Jul. 2002.

[11] M. J. Duran, F. Salas, MR. Arahal, "Bifurcation Analysis of Five-Phase Induction Motor Drives with Third Harmonic Injection", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, pp. 2006-2014, 2008.

[12] K. N. Pavithran, R. Parimelalagan, and M. Krishnamurthy, "Studies on Inverter-Fed Five-Phase Induction Motor Drive", IEEE Transection on Power Electronics, Vol. 3, pp. 224-235, Apr. 1988.

[13] Min-Huei Kim, Nam-Hun kim, Won-Sik Baik, "A Five-Phase Induction Motor Sped Control System Excluding Effects of 3rd Current Harmonics Component", Journal of Power Electronics, Vol. 11, NO. 3, May 2011.

[14] Shuai Lu, K. Corzine, "Direct Torque Control of Five-phase Induction Motor using Space Vector Modulation with Harmonics Elimination and Optimal Switching Sequence", APEC '06, pp. 195-201, 2006.

[15] H. A. Toliyat, "Analysis and Simulation of Five-Phase Variable Speed Induction Motor Drives Under Asymmetrical Connections", IEEE Transection on Power Electronics, Vol. 13, pp. 748-756, Jul. 1998.

◆ 저자소개 ◆



김민회 (金玟會)

1951년 8월 25일생. 1974년 영남대 공과대학 전기공학과 졸업. 1980년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1989년 중앙대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1979년 3월~현재 영남이공대학 전기자동차과 교수. 1993년 7월~1995년 8월 미국 테네시 주립대학 전기공학과 전력전자응용연구센터(PEAC) 연구교수. 1996년 8월 IECON'96 최우수논문상 수상. 현재 IEEE Senior Member.



최성운 (崔成雲)

1952년 2월 27일생. 1974년 영남대 공과대학 전자공학과 졸업. 1978년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사). 1988년 동 대학원 전자공학과 졸업(박사). 1978년 3월~현재 영남이공대학 전자정보계열 교수.