

## 5상 유도전동기 구동을 위한 수정된 직접 토크제어 시스템

(The Modified Direct Torque Control System for Five-Phase Induction Motor Drives)

김민회\* · 김남훈 · 백원식

(Min-Huei Kim · Nam-Hun Kim · Won-Sik Baik)

### 요 약

본 논문에서는 5상 농형유도전동기(Five-phase squirrel-cage induction motor)의 수정된 직접 토크제어(Direct torque control, DTC) 시스템을 제안한다. 5상 유도전동기 구동은 추가적인 자유도로 인하여 개선된 특성이 얻어 집과 동시에 일반적인 3상 유도전동기에 비해 토크의 맥동이 감소하며, 신뢰성 증가와 같은 장점을 가진다. 5상 유도전동기의 직접 토크제어는 인버터 구동시스템이 기존의 3상 인버터가 8개의 공간전압 벡터를 가지고 있는 것에 비해서 32개의 공간전압 벡터를 제공하기 때문에 여러 가지 장점이 있다. 그러나 5상 전동기의 경우는 제3 공간 고조파 성분으로 인하여 구조적인 단점을 가지고 있어 고조파 성분의 전류제어가 요구된다. 따라서 이 논문에서는 5상 유도전동기의 특성을 개선하기 위하여 제3 고조파 전류성분을 제어할 수 있는 수정된 직접 토크제어 시스템을 제시한다. 전통적인 5상 유도전동기의 직접 토크제어와 제안된 직접 토크제어 시스템의 운전특성을 검증하기 위하여, 디지털 제어기로 32[bit] 고정소수점 DSP인 TMS320F2812를 사용하여 2.2[kW] 5상 유도전동기의 속도제어 시스템을 구성하여 동특성을 관찰한 결과 우수한 특성이 얻어짐을 확인하였다.

### Abstract

In this paper, improved direct torque control(DTC) system for five-phase squirrel-cage induction motor(IM) is proposed. Due to the additional degrees of freedom, five-phase IM drives present unique characteristics. Also five-phase motor drives possess many other advantages compared with the traditional three-phase motor drive system, such as reducing an amplitude of torque pulsation and increasing the reliability. The 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. However, five-phase motor has structural drawback of 3rd space-harmonics current component, it is necessary to controlled 3rd harmonic current. So to control 3rd harmonic current and enhance dynamic characteristics of five-phase squirrel-cage IM drive, modified DTC method should be demanded. The characteristics and dynamic performance of traditional five-phase DTC are analyzed and new DTC for five-phase IM is presented. A more precise flux and torque control algorithm for the drives can be suggested and explained. For presenting the superior performance of the proposed direct torque control, experimental results are presented using a 32-[bit] fixed point TMS320F2812 digital signal processor with 2.2[kW] induction motor.

Key Words : Five-phase Induction Motor Control, Modified DTC, 3rd Harmonic Current Control

\* 주저자 : 영남이공대학 전기자동차과 교수

Tel : 053-650-9263, Fax : 053-624-4736, E-mail : mhkim@ync.ac.kr

접수일자 : 2008년 12월 3일

1차심사 : 2008년 12월 5일

심사완료 : 2009년 1월 5일

## 1. 서 론

최근 전력용 반도체 소자의 발달과 고성능 프로세서의 개발로 인해 전력전자 분야의 기술이 비약적으로 발전함에 따라 신뢰성이 우수한 고성능, 저비용 전압 및 주파수 변환장치들의 실용화가 가능해졌다. 또한 다양한 전동기 제어기법들의 개발로 인해 가변속 전동기 구동시스템에 주로 적용되던 직류전동기 대신 유도전동기나 영구자석형 동기전동기를 이용한 고성능 가변속 구동시스템이 보편화되고 있는 추세이며, 견고성이나 가격 및 유지보수 측면에서 상대적으로 우수한 농형 유도전동기의 적용이 확대되고 있다. 현재 일반적으로 가변속 전동기 구동시스템에는 3상 농형 유도전동기가 적용되고 있으나, 최근 3상 전동기 구동시스템에 비해 구동 특성이 우수한 다상(multi-phase) 전동기 제어시스템에 대한 관심과 연구가 많이 이루어지고 있다[1-8].

다상 전동기(polyphase motor)는 일반적인 단상 전동기에 비해서 추가적인 자유도를 가진다는 장점을 가지고 있으며, 산업분야에서 가장 많이 사용되고 있는 삼상 전동기에 비해서 다음과 같은 장점을 가진다[1-4].

- 같은 출력에서 상당(per phase) 전압의 변화 없이 상당 전류의 크기가 감소한다.
- 토크의 맥동주파수를 증가시킴으로써 토크 리플을 감소할 수 있다.
- 전동기의 정격전력의 변화 없이 상당 토크 크기를 감소할 수 있다.
- 시스템의 신뢰성을 증가시킬 수 있다.
- 자유도가 증가되고, 이를 통해 고조파 전류의 주입이 가능하다.

본 논문에 사용된 5상 유도전동기는 전통적인 3상 유도전동기에 비해 구조적인 관점에서 2가지의 큰 차이점을 가지고 있다. 첫 번째는 분포권(distributed winding)을 사용하지 않고 집중권(concentrated winding)을 사용하며, 두 번째는 3차 공간 고조파(3rd space harmonic) 성분을 포함하고 있다. 결과적으로 사용된 5상 유도전동기는 사다리꼴 형태의 역기전력(back electromotive force, back EMF)을 나타내게 된다. 또한 제3 고조파 전류의 주입으로 인해

서 높은 전력밀도를 가질 수 있으며, 15[%] 정도의 출력 토크 상승을 가져오게 된다[5].

지금까지 다상 전동기의 용도는 특수한 영역에 제한되어서 사용되고 있다. 예를 들면 높은 신뢰성이 요구되는 전기자동차나 하이브리드 자동차 영역, 항공 산업 그리고 선박 추진시스템 등에 부분적으로 사용되고 있다. 그림 1에서 보는 바와 같이 일반적으로 사용되는 삼상 전력변환 시스템보다 많은 스위칭 소자를 사용해야 되고, 전력변환 시스템을 새로이 구성해야 한다는 단점이 있다. 그렇지만 대전력 응용 등과 같은 드라이브 시스템은 인버터 단에 하나의 레그(lag)를 구성하기 위해서 여러 개의 스위칭 소자를 사용하기 때문에 다상 시스템을 위한 드라이브 시스템의 구성은 그리 어렵지 않은 실정이다[9-12].

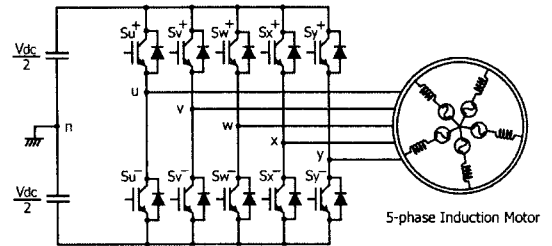


그림 1. 5상 전동기 구동회로  
Fig. 1. Five-phase induction motor drive circuit

최근 유도전동기를 비롯한 교류전동기의 가변속 구동을 위해 많이 적용되고 있는 자속기준제어(Field Oriented Control, FOC)는 고정자 혹은 회전자 자속벡터의 순시위치와 고정자 전류를 검출하여 좌표변환에 의해 고정자 전류를 자속성분과 토크 성분으로 분리하여 독립적으로 제어하는 방식이다. 자속기준제어는 다양한 가변속 구동시스템에 적용되면서 고성능 전동기 구동 드라이브의 표준으로 인식되고 있다. 그러나 최근 제어구조가 디지털 형태로 단순하면서 벡터제어와 같이 많은 제어기와 복잡한 연산을 요구하지 않는 직접토크제어(Direct Torque Control, DTC) 기법을 적용한 연구에 대한 관심이 집중되고 있다[13-21]. 직접 토크제어 방식은 다음과 같은 여러 가지 장점으로 인해서 산업용 3상 유도전동기 가변속 구동시스템에 적용하기 위하여

## 5상 유도전동기 구동을 위한 수정된 직접 토크제어 시스템

ABB 회사 등에서는 전력변환 장치인 인버터 제작기술에 도입하여 제품생산에 들어가고 있는 실정이다.

- 토크의 동적특성이 전동기 파라미터 변화에 의한 영향이 적다.
- 센서리스 제어 시스템에 있어 보다 많은 장점을 가진다.
- 직접 전동기의 토크와 고정자 자속을 독립적으로 제어할 수 있다.
- 전류제어기 대신 최적 스위칭 룩업 테이블을 이용하므로 제어기의 연산시간과 부담을 줄일 수 있다.

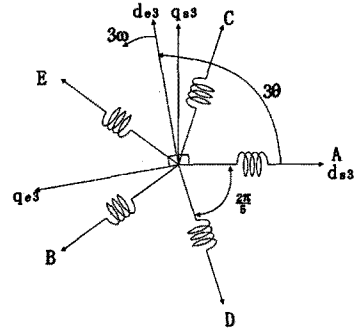
직접 토크제어의 단점으로는 디지털 히스테리시스 제어기를 사용함으로써 높은 토크 리플과 자속 맥동을 가지게 되므로, 이를 해결하는 방법의 하나로 스위칭 주파수를 가변하는 방식을 채용하고 있다. 최근에는 직접 토크 제어에서 토크 리플과 전류 맥동을 줄이기 위해서 좀 더 많은 전압벡터를 제공하는 멀티 레벨 인버터(multi-level inverter) 등 여러 가지 방법에 대해서 많은 연구가 이루어지고 있다[6-7].

본 연구에서는 직접 토크제어의 단점인 토크 리플과 전류 맥동을 줄이기 위해서 정상상태에서는 좌표 변환과 히스테리시스 제어기를 사용하고[17, 19-20], 과도 상태에서는 직접 토크제어를 사용하는 방식을 제안한다[13-16]. 또한 정상상태에서 제안된 제어 방식을 사용함으로써 제3 고조파 성분을 제어하고, 전류 파형의 왜곡을 적게 한다[18, 21]. 제안된 제어 시스템의 알고리즘을 검증하기 위해서 SEMIKRON사에서 개발된 2개의 삼상 IGBT 모듈과 Texas Instruments사에서 전동기제어 전용으로 개발된 TMS320F2812 DSP 보드를 제어기로 사용하였으며, 5상 인버터와 2.2[kW] 전동기를 적용한 속도제어 시스템을 제작하여 실험을 통하여 운전특성을 관찰하였다.

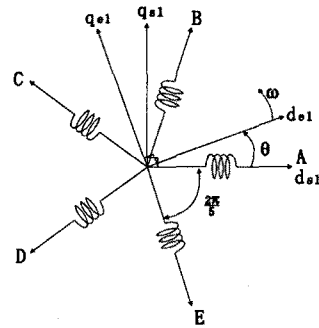
## 2. 5상 전동기 모델링

5상 전동기를 등가화 하기 위해서 좌표변환을 사용하며, 좌표변환에는 기본파 성분과 제3 공간 고조파 성분(3rd space-harmonic component) 만이 고려되었다. 기본파 성분은 동기속도로 회전하는 성분( $d_{e1}$ )이며, 3차 공간 고조파 성분( $d_{e3}$ )은 동기속도

에 비해 3배의 속도로 회전하는 성분이다. 그림 2의 등가회로에서 볼 수 있듯이 5상 전동기는 A, B, C, D, E의 고정 좌표계의 값들과  $d_{e1}$ ,  $q_{e1}$ ,  $d_{e3}$ ,  $q_{e3}$ 과 같은 회전좌표계로 나타낼 수 있다[8-9].



(a) 기본파 성분



(b) 3차 공간 고조파 성분

그림 2. 5상 전동기 벡터도

Fig. 2. The vector diagram of five-phase motor

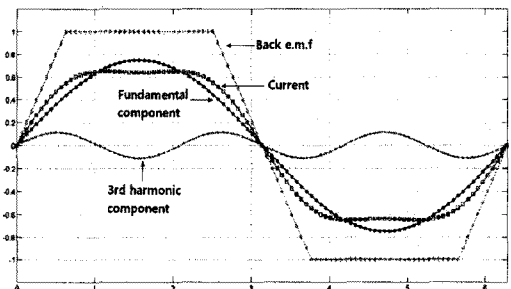


그림 3. 5상 유도전동기의 역기전압과 전류파형

Fig. 3. Back-EMF and current waveforms of five-phase induction motor

5상 전동기 모델의 간략화를 위하여 좌표변환에서 기본파 성분은 동기속도로 회전하는 좌표계이고, 3차 공간 고조파 성분은 동기속도의 3배로 회전하는 좌표계이다. 식 (1)은 5상을 기본파와 제3 고조파 성분으로 좌표변환 시키는 일반식으로,  $f_{dqe1dqe3}$  은 회전좌표계에서 본 기본파 성분과 제3 고조파 성분을 나타내고,  $f_{abcde}$  는 고정좌표계에서 본 성분을 나타낸다. 여기서  $T(\theta)$  의 매트릭스 변환식은 식 (2)로 표시된다[10].

$$f_{dqe1dqe3} = T(\theta) f_{abcde} \quad (1)$$

유도전동기에서 고정자 전압방정식은 일반적으로 식 (3)과 같이 표시된다. 여기서  $R_s$ ,  $I_s$  그리고  $\lambda_s$  는 고정자 저항, 회전자 전류 그리고 쇄교자속의 매트릭스를 각각 나타내고 있다. 이때 식 (3)을 기본파와 제3 고조파 성분의 공급 쇄교 자속을 식으로 전개하면 식 (4)~(7)로 나타낼 수 있다.

$$V_s = R_s I_s + \frac{d\lambda_s}{dt} \quad (3)$$

$$V_{de1} = R_s I_{de1} - \omega \lambda_{qe1} + \frac{d\lambda_{de1}}{dt} \quad (4)$$

$$V_{qe1} = R_s I_{qe1} + \omega \lambda_{de1} + \frac{d\lambda_{qe1}}{dt} \quad (5)$$

$$V_{de3} = R_s I_{de3} - 3\omega \lambda_{qe3} + \frac{d\lambda_{de3}}{dt} \quad (6)$$

$$V_{qe3} = R_s I_{qe3} + 3\omega \lambda_{de3} + \frac{d\lambda_{qe3}}{dt} \quad (7)$$

이때 전동기의 토크는 다음 식 (8)과 같게 된다. 여기서  $W_{co}$  는 코에너지(coenergy)이고,  $\theta_{rm}$  은 전동기의 기계적 회전자 각(mechanical rotor angle)이다.

또한 코에너지는 식 (9)로 정의되며,  $I^T$  는 토크 성분 전류를 나타내는 매트릭스이다[9].

$$T_e = \frac{\partial W_{co}}{\partial \theta_{rm}} \quad (8)$$

$$W_{co} = \frac{1}{2} I^T L_s I_s + I^T \lambda_s \quad (9)$$

식 (8)을  $\theta_e$  에 대해서 미분을 하면 토크는 식 (10)과 같이 다시 쓸 수 있다. 여기서,  $I_{de1}$ ,  $I_{qe1}$ ,  $I_{de3}$ ,  $I_{qe3}$  은 회전좌표계로 변환된 전류이며,  $\lambda_{de1}$ ,  $\lambda_{qe1}$ ,  $\lambda_{de3}$ ,  $\lambda_{qe3}$  은 회전좌표계로 변환된 회전자 쇄교자속을 나타낸다. 또한 유도전동기의 슬립은 식 (11)로 표시할 수 있다.

$$T_e = \frac{5}{2} \frac{P}{2} (\lambda_{de1} I_{qe1} - \lambda_{qe1} I_{de1} + 3\lambda_{de3} I_{qe3} - 3\lambda_{qe3} I_{de3}) \quad (10)$$

$$\omega_{sl} = \frac{L_m R_r}{\lambda_s L_r} i_{qs} = K_f i_{qs} \quad (11)$$

### 3. 기존의 DTC와 제안된 DTC

직접 토크제어는 빠른 토크 응답과 동특성을 얻기 위해서 순시 토크와 자속을 제어하는 방법이며, 이론적으로는 교류전동기 벡터제어의 원리와 비슷하다.

직접 토크제어의 장점은 전류제어를 위하여 제어

$$T(\theta) = \frac{2}{5} \begin{bmatrix} \cos\theta_e & \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta_e - \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta_e + \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{5}) \\ \sin\theta_e & \sin(\theta_e - \frac{2\pi}{5}) & \sin(\theta_e - \frac{4\pi}{5}) & \sin(\theta_e + \frac{4\pi}{5}) & \sin(\theta_e + \frac{2\pi}{5}) \\ \cos 3\theta_e & \cos 3(\theta_e - \frac{2\pi}{5}) & \cos 3(\theta_e - \frac{4\pi}{5}) & \cos 3(\theta_e + \frac{4\pi}{5}) & \cos 3(\theta_e + \frac{2\pi}{5}) \\ \sin 3\theta_e & \sin 3(\theta_e - \frac{2\pi}{5}) & \sin 3(\theta_e - \frac{4\pi}{5}) & \sin 3(\theta_e + \frac{4\pi}{5}) & \sin 3(\theta_e + \frac{2\pi}{5}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2)$$

표 1. 최적 전압벡터 룩업 테이블  
Table 1. Optimum active voltage vector look-up table

$d\lambda$	$dt_e$	Sector1	Sector2	Sector3	Sector4	Sector5	Sector6	Sector7	Sector8	Sector9	Sector10
1	1	V02	V03	V04	V05	V06	V07	V08	V09	V10	V01
		V12	V13	V14	V15	V16	V17	V18	V19	V20	V11
		V22	V23	V24	V25	V26	V27	V28	V29	V30	V21
1	-1	V10	V01	V02	V03	V04	V05	V06	V07	V08	V09
		V20	V11	V12	V13	V14	V15	V16	V17	V18	V19
		V30	V21	V22	V23	V24	V25	V26	V27	V28	V29
-1	1	V05	V06	V07	V08	V09	V10	V01	V02	V03	V04
		V15	V16	V17	V18	V19	V20	V11	V12	V13	V14
		V25	V26	V27	V28	V29	V30	V21	V22	V23	V24
-1	-1	V07	V08	V09	V10	V01	V02	V03	V04	V05	V06
		V17	V18	V19	V20	V11	V12	V13	V14	V15	V16
		V27	V28	V29	V30	V21	V22	V23	V24	V25	V26

기를 사용하지 않으며, 전동기 파라미터의 변화에 둔감하고, 표 1과 같이 회전자 쇄교자속의 현재 위치 ( $\theta_e$ ) 정보와 쇄교자속 오차( $d\lambda_s$ ), 그리고 토크 오차 ( $dt_e$ )에 따라서 최적 스위칭 벡터로 전동기를 직접적 이며 독립적으로 제어 할 수 있다[13].

vector)와 2개의 무효벡터(zero vector)를 가지며, 30 개의 유효벡터는 벡터의 크기(amplitude of vector)에 따라서 최대 벡터(maximum vector), 중간 벡터 (medium vector) 그리고 최소 벡터(minimum vector) 3개의 그룹으로 나누어지며, 최소, 중간 그리고 최대 벡터의 크기(amplitude)는 1:1.618:1.618<sup>2</sup>의 비율을 가진다. 그러므로 스위칭 손실을 최소화하기 위해서는 최대 벡터가 사용되고, 나머지 중간 벡터와 최소 벡터는 고정자 자속과 토크를 정밀하게 제어하는데 사용한다[10].

예를 들어, 그림 4에서와 같이 고정자 쇄교 자속 벡터가 섹터(Sector) 1에 있고, 선택할 수 있는 스위칭 벡터 그룹은 최대 벡터 그룹이라고 가정하여, 만약 자속과 토크가 모두 증가되어야 되는 상황이라면 ( $d\lambda_s = 1, dt_e = 1$ ), 표 1에서와 같이 스위칭 벡터는 V02가 되어야 한다. 반면에 자속이 증가되어야 되고, 토크가 감소되어야 한다면( $d\lambda_s = 1, dt_e = -1$ ), 표 1에서와 같이 스위칭 벡터는 V10이 되어야 한다. 이러한 규칙으로 고정자 자속과 토크의 변화를 실시간으로 계산하면서 최적 전압 룩업 테이블을 통하여 원하는 토크와 자속을 만들 수 있다.

5상 유도전동기는 그림 2의 5상 전동기 등가회로에서 나타난 바와 같이, 구조적으로 기본과 성분의 등가회로와 제3 공간 고조파 성분의 등가회로가 각각 존재한다. 따라서 제3 고조파 성분을 포함하고 있

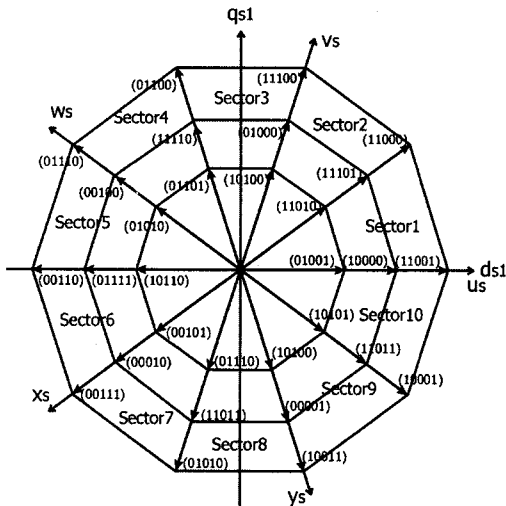
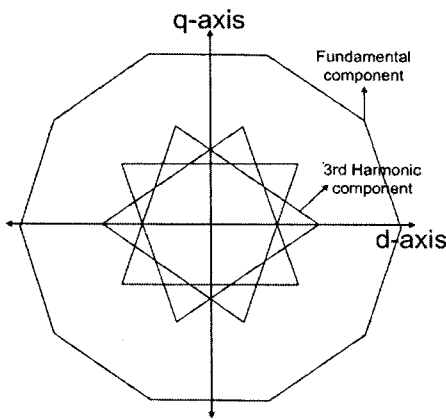


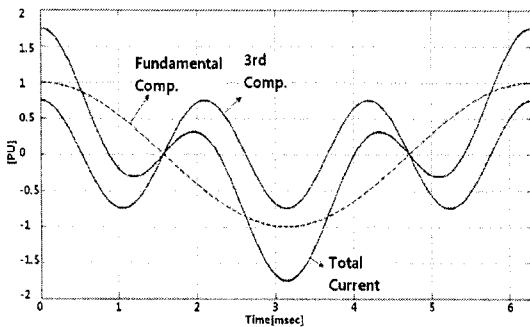
그림 4. 5상 유도전동기의 스위칭 벡터  
Fig. 4. Switching vectors for the five-phase induction motor drive

5상 전동기 구동에 있어, 그림 4와 같이 기본과 프레임( $d_{s1} - q_{s1}$ )에서 총 30개의 유효벡터(active

기 때문에 제3 고조파 성분 전류를 제어하지 않으면 그림 5와 같이 제3 고조파 전류성분이 전동기에 유입되고, 이러한 성분은 그림 5에서와 같이 전류파형의 왜곡을 만들어 낼 수도 있다. 그러나 고전적인 직접 토크 제어의 경우는 3고조파 성분을 제거한다는 것이 거의 불가능 하며, 이러한 문제를 해결하기 위하여 순수한 기본파 성분의 상전류를 만들기 위하여 여러 가지 연구들이 이루어지고 있다[11-12, 21].



(a) 전동기의 벡터 궤적



(b) 전류파형

그림 5. dq1-dq3 프레임에서 5상 전동기 벡터 궤적과 전류 파형  
Fig. 5. Five phase space vector locus in dq1-dq3 frame and corresponding current waveform

그러나 기존의 연구[11-12]에서는 5상 전동기의 제3 고조파 성분에 의해서 발생하는 토크 성분을 무시하고, 기본파 성분에 의해서 생기는 토크 성분만

을 이용해서 전동기를 제어하여 왔다. 그러나 5상 농형유도전동기는 구형과 형태의 역기전력을 가지고 있으며, 최대 토크를 얻기 위해서는 식 (10)에서 알 수 있듯이 역기전력과 같은 구형과 형태의 전류를 인가해 주어야 한다는 것을 알 수 있다.

따라서 본 연구에서는 그림 7과 같이 과도 상태에서는 제어회로 II에서 직접토크 제어를 통하여 좋은 동특성을 얻고, 정상상태에서는 제어회로 I에서 좌표변환과 히스테리시스 제어를 통하여 제3 고조파 성분을 제어하여 구형과 형태의 전류를 발생시켜 안정된 특성을 얻을 수 있도록 구성한다. 또한 DTC 시스템에 필요한 전동기의 토크와 자속의 크기 및 섹터의 위치각은 전동기의 단자 전압과 전류를 검출하여 그림 6과 같이 토크 및 자속 추정기(Estimator)에 의하여 연산된다.

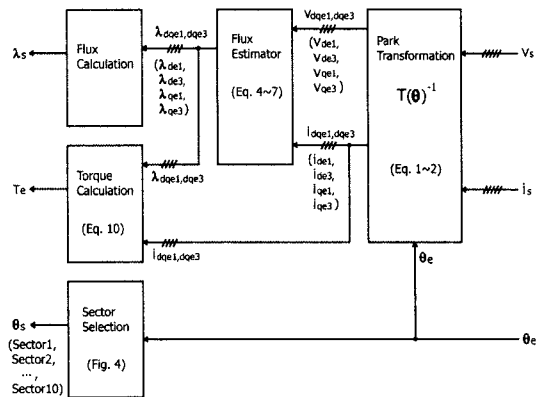


그림 6. 토크 및 자속 추정기  
Fig. 6. Estimator of torque and flux

#### 4. 시스템 구성

제한된 5상 유도전동기 속도제어 시스템을 구성하기 위하여 그림 7과 같이 전동기 제어 전용으로 개발된 TMS320F2812 DSP를 이용하여 디지털적으로 알고리즘을 구현하였으며, 2개의 삼상 IGBT 모듈을 이용하여 인버터 시스템을 제작하였다. 토크( $T_e$ ), 고정자 쇄교자속의 크기( $\lambda_s$ ), 섹터 정보( $\theta_s$ ) 그리고 쇄교자속의 위치정보( $\theta_e$ )를 구하기 위해서 그림 6과 같은 토크 및 자속 추정기를 사용하였다.

정상상태에서 역기전력의 파형과 같은 구형과의

## 5상 유도전동기 구동을 위한 수정된 직접 토크제어 시스템

상전류 파형을 그림 8의 제어회로 I에서 발생하여 제 3 고조파 성분에 의한 상전류의 왜곡현상을 제거한다. 제3 고조파 전류에 의한 토크성분을 이용하기 위해서 제3 고조파 성분의 기준값인  $I_{de3}^*$  와  $I_{qe3}^*$  을 기본과 성분의 기준값  $I_{d1}^*$  와  $I_{q1}^*$  의  $K_{d3}$  와  $K_{q3}$  배 만큼 발생시킨다. 여기서는 제3 고조파 성분이 기본과 성분의 15%가 되는 0.15배 만큼 발생시키도록 설정하였다[21]. 발생된 기준 전류값  $I_{de1}^*$ ,  $I_{qe1}^*$ ,  $I_{de3}^*$ ,  $I_{qe3}^*$  는 좌표변환을 이용하여 기준 상 전류값  $I_u^*$ ,  $I_v^*$ ,  $I_w^*$ ,  $I_x^*$ ,  $I_y^*$  으로 변환되고, 변환된 기준 상 전류값은 실제 전류  $I_u$ ,  $I_v$ ,  $I_w$ ,  $I_x$ ,  $I_y$  와 비교하여 히스테리시스 제어를 통하여 인버터에 전압을 인가하게 된다.

과도상태에서는 그림 9의 제어회로 II에서 토크 성분은 3-level 히스테리시스 제어를, 자속 성분은 2-level 히스테리시스 제어를 사용하여 직접 토크 제어 방식에 의하여 표 1에 있는 최적 스위칭 테이블을 적용하여 스위칭 패턴을 선택하여 과도응답 특성이 개선되도록 구성하였다. 그림 4에서 알 수 있듯이 그 중에서 벡터의 크기가 가장 큰 최대벡터에 있는 스위칭 패턴( $V_1, V_2, \dots, V_9, V_{10}$ )만을 이용하여 인버터에서 전압을 발생하여 전동기에 인가함으로써 5상 유도전동기의 동특성이 향상되도록 하였다. 그림 10은 제어회로 I에서 적용된 히스테리시스 밴드(HB) 제어기 회로이며,  $t_d$ 는 2[ $\mu$ sec]로 설정하였다.

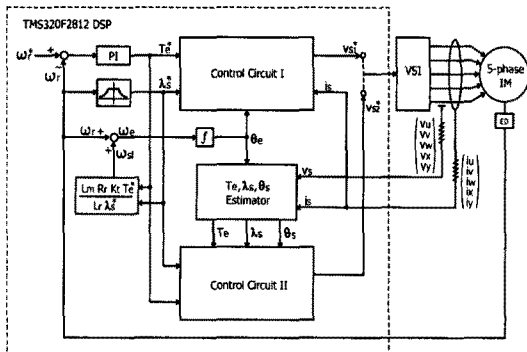


그림 7. 제안된 직접 토크제어 방식의 블록도  
Fig. 7. Block Diagram of the proposed DTC method

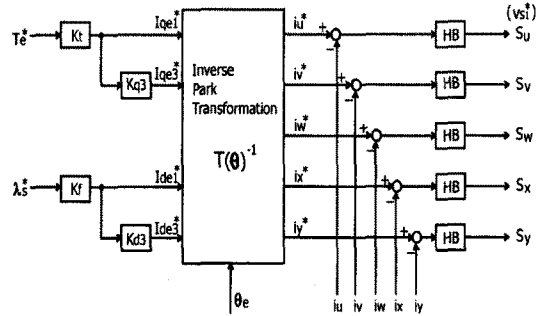


그림 8. 제어회로 I 시스템 구성도  
Fig. 8. The control circuit I configuration

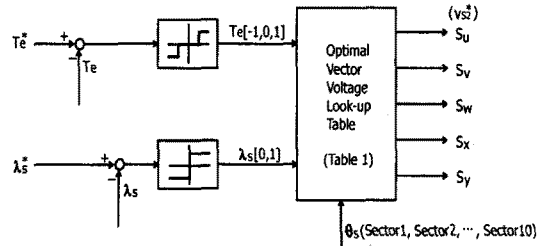


그림 9. 제어회로 II 시스템 구성도  
Fig. 9. The control circuit II configuration

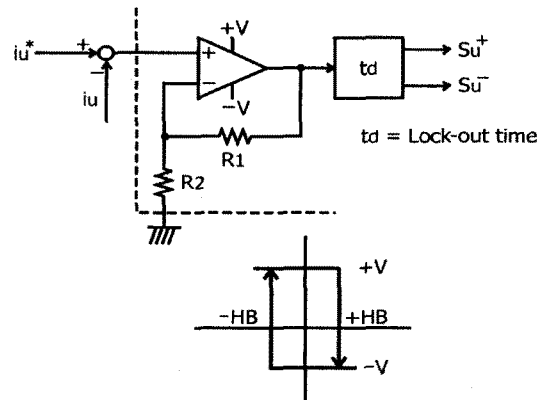


그림 10. 히스테리시스 밴드(HB) 제어기 회로  
Fig. 10. Hysteresis band control circuit

## 5. 실험 결과

실험을 위하여 제작된 5상 농형유도전동기의 특성은 표 2와 같다. 그림 7과 같이 수정된 DTC 알고리즘의 검증은 위하여 제안된 속도제어 시스템에 의하여 실험한 운전특성은 다음과 같다.

그림 11은 정상상태에서 운전되고 있는 전동기의 상전류 파형을 보여주고 있다. 그림 11 (a)는 고전적인 직접토크제어를 사용한 경우의 상전류 파형이며, 그림 11 (b)는 이 상전류의 FFT 분석결과를 나타낸 것이다. 직접 토크제어에 의해서 발생하는 고조파 성분의 전류가 유입되어 5상 유도전동기 모델에서 나타나는 제3 공간 고조파 성분에 의해서 전류 성분이 증폭되는 파형을 보여준 것과 같이 전류 왜곡 현상이 일어나고 있다.

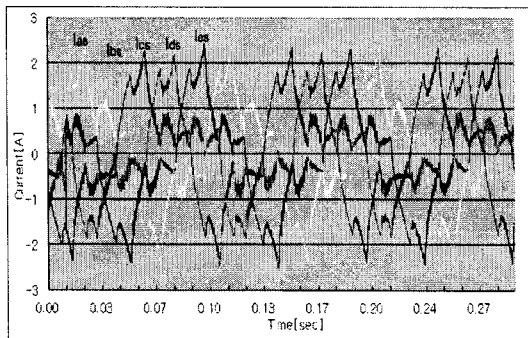
그림 12 (a)는 본 연구에서 제안한 제어시스템의 정상상태 운전에서 제3 고조파 성분을 제어하는 경우의 상전류 파형이며, 그림 12 (b)는 이 상전류의 FFT 분석결과를 보여주고 있다. 이 파형에서는 상전류의 왜곡 현상이 적고, 파형이 구형파 형태로 발

생되고 있음을 보여주고 있다.

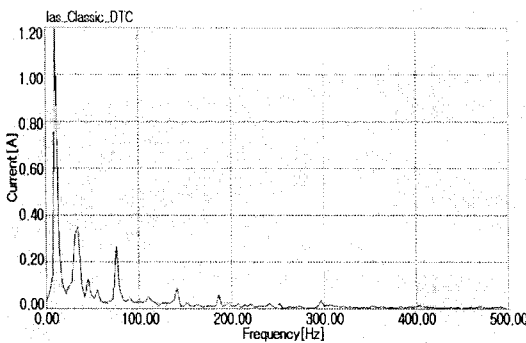
표 2. 실험에 적용된 5상 유도전동기 특성  
Table 2. Applied five-phase induction motor specification

Rated Voltage	220[V]	Pole	4
Rated Current	5[A]	Rated speed	1,750[rpm]
Rated Power	2.2[kW]	Rs	2.0[ohm]
Lm	204.4[mH]	Ls	214.3[mH]
Lr	214.3[mH]	Rr	2.2[ohm]

그림 13은 제안된 속도제어 시스템에서 직접 토크제어 시스템의 단점인 저속영역에서의 속도 응답 특성을 보여준 것으로, 정방향의 150[rpm]에서 역방향인 -150[rpm]으로 정에서 역으로 속도 지령을



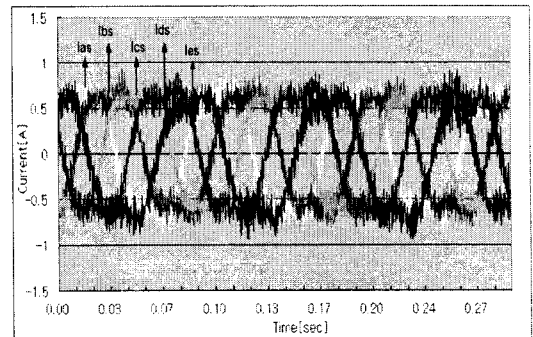
(a) 상전류 파형



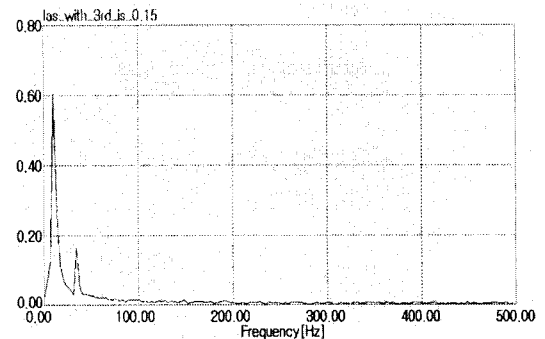
(b) 상전류 파형의 FFT 분석 결과

그림 11. 고전적인 DTC방식에 의한 상전류 파형과 FFT 결과

Fig. 11. Phase currents waveform and FFT results by a convention method



(a) 상전류 파형



(b) 상전류 파형의 FFT 분석 결과

그림 12. 제안된 방식의 상전류 파형과 FFT 분석 결과

Fig. 12. Phase currents waveform and FFT results by the suggested method



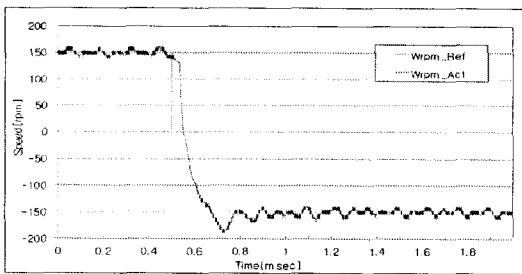
## 5상 유도전동기 구동을 위한 수정된 직접 토크제어 시스템

인가하였을 때 과도상태에서 운전특성의 결과를 보여준 것이다.

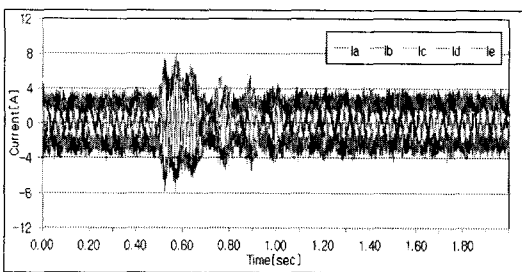
그림 13 (a)는 지령에 따른 속도응답 특성이며, 13 (b)는 5상 상전류 파형이다.

그림 (c)는 그림 (b)에서 U상의 상전류  $i_u$ 에 대한 확장된 파형을 보여준 것이다.

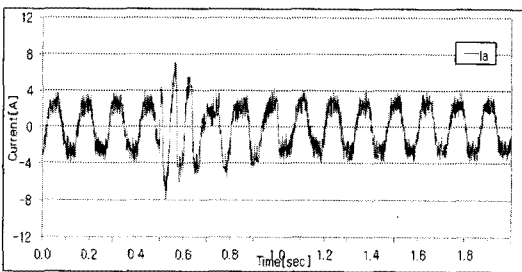
실험결과에서 보는 바와 같이 저속 영역에서도 속도제어가 잘 이루어지고 있음을 보여주고 있다.



(a) 속도 응답 특성



(b) 5상 전류파형



(c) 확장된 U상 전류파형

그림 13. 제안된 시스템의 속도제어 특성  
Fig. 13. Speed control characteristics of the suggested system

## 5. 결 론

다상 유도전동기의 구동시스템은 추가적인 자유도로 인하여 개선된 특성이 얻어짐과 동시에 3상 유도전동기의 구동에 비해 토크의 맥동이 감소하고 신뢰성이 증가하며, 대용량 시스템에서는 보다 적은 상전류 값으로 큰 토크를 얻을 수 있는 등의 장점을 가지고 있으나, 5상 농형유도전동기는 제3 공간 고조파 전류성분으로 인하여 구조적인 단점을 보완하는 대책으로 고조파 전류성분의 제어가 요구되고 있다. 이에 따라 전동기의 특성을 개선하기 위해서 제3 고조파 전류성분을 제어할 수 있는 32개의 공간전압 벡터를 가지는 수정된 직접 토크제어 시스템을 제안하였다.

전동기 구동에서 구형파의 역기전력을 가지는 5상 유도전동기에 록업 테이블을 사용하는 고전적인 직접 토크제어 방식을 적용하면, 디지털 히스테리시스 제어를 사용함으로써 발생하는 큰 토크 맥동이 발생하며, 제3 고조파 전류성분을 제어하는 것이 불가능하므로, 이로 인해 상전류의 왜곡현상이 일어나는 등의 문제점을 가져온다. 따라서 이러한 문제점을 극복하기 위해서, 정상 상태에서는 좌표변환과 히스테리시스 제어를 사용하는 방식을 사용하여 고전적인 직접 토크제어의 문제점을 해결할 수 있으며, 과도 상태에서는 최대 벡터만을 사용하는 직접 토크제어 방법을 사용하여 동특성을 향상시킬 수 있는 제어시스템을 구성하였다. 본 연구에서 제안된 수정된 직접 토크제어 시스템의 운전특성을 검증하기 위하여, 디지털 제어기로 32[bit] 고정소수점 DSP인 320F2812를 사용하여 2.2[kW] 5상 유도전동기의 속도제어 시스템을 제작하여 동특성을 관찰한 결과 우수한 특성이 얻어짐을 확인 하였다. 앞으로 제안된 제어회로 I 시스템, 제어회로 II 시스템, 제3 고조파 전류성분 제거용 제어시스템, 공간벡터 펄스폭 변조(SVPWM) 시스템 등에 대한 연구가 진행될 것이며, 연구된 알고리즘들은 다상 교류전동기 구동시스템을 이용하는 여러 산업분야에 적용될 수 있을 것으로 기대된다.

이 논문은 2008학년도 영남이공대학 연구조성비 지원에 의한 것임.

## References

- [1] H.A. Toliyat, M.M. Rahimian, and T.A. Lipo, "Analysis and modeling of five phase converters for adjustable speed drive applications," Proceedings of the 1993 European Conference on Power Electronics and Applications, Vol. 5, pp. 194 -199.
- [2] H.M. Ryu, J.H. Kim, and S.K. Sul, "Analysis of Multiphase Space Vector Pulse-Width Modulation Based on Multiple d-q Spaces Concept," IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 20, No. 6, Nov. 2005.
- [3] H.A. Toliyat, and T.A. Lipo, "Analysis of a concentrated winding induction motor for adjustable speed drive applications-Motor design and performance," IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. 3. 64, Dec. 1991, pp. 684 -692.
- [4] H.A. Toliyat, "Analysis and Simulation of Five-Phase Variable Speed Induction Motor Drives Under Asymmetrical Connections," IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 13, No. 4, pp. 748-756, July 1998.
- [5] Huangsheng Xu, Hamid A. Toliyat "Five-phase Induction Motor Drives With DSP-Based control system" IEEE Trans on Power Electronics vol. 13, No.4, July 2002.
- [6] Z. Tan, Y. Li, and M. Li, "A direct torque control of induction motor based on three-level inverter" IEEE PESC, Vol. 2, pp. 1435-1439. 2001.
- [7] C. Martins, X. Roboam, T. A. Meynard, and A. S. Caryalho, "Switching Frequency Imposition and Ripple Reduction in DTC Drives by Using a Multilevel Converter," IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 17, pp. 286-297, Mar. 2002.
- [8] H.A. Toliyat, "Analysis And Simulation of Five-Phase Variable-Speed Induction Motor Drives Under Asymmetrical Connections," IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 13, No.4, pp. 748-756, July 1998.
- [9] D. W. Novotny and T. A. Lipo, "Vector Control and Dynamics of AC Drives." Oxford, UK: Oxford Univ.Press, 1996.
- [10] L. Parsa and H.A. Toliyat, "Five-phase permanent magnet motor drives for ship propulsion applications," Electric Ship Technologies Symposium 2005 IEEE, pp. 371-378, July 2005.
- [11] S. Lu and K. Corzine, "Direct torque control of five-phase induction motor using space vector modulation with harmonics elimination and optimal switching sequence," 2006. APEC'06. Twenty-First Annual IEEE, pp. 195-201, 2006.
- [12] Y. Gao and L. Parsa, "Modified Direct Torque Control of Five-Phase Permanent Magnet Synchronous Motor Drives," APEC 2007 - Twenty Second Annual IEEE, pp.1428 - 1433, 2007.
- [13] 김민회, 김민회, 김남훈, 백원식, "직접토크제어에 의한 위치 검출기 없는 릴럭턴스 동기전동기의 위치 제어 시스템," 전력전자학회 논문집, vol. 7, no. 5, pp. 427-436, Oct., 2002.
- [14] 김민회, 김남훈, 최경호, "직접 토크제어에 의한 릴럭턴스 전동기의 고성능 위치제어 시스템", 대한전기학회 논문지, 제 51B권, 제3호, pp. 150-157, Mar. 2002.
- [15] 김민회, 김남훈, 백원식, "직접 토크제어에 의한 위치 검출기 없는 릴럭턴스 전동기의 고성능 제어 시스템", 전력전자학회 논문지, 제7권, 제1호, pp. 81-89, 2002. 02.
- [16] 김민회, 김남훈, 백원식 "직접토크제어에 의한 속도검출기 없는 유도전동기의 고성능 제어시스템", 대한전기학회 논문집, 제51P권, 제1호, pp. 18-27, 2002. 03.
- [17] Min-Huei Kim, Nam-Hun kim, and Won-Sik Baik "A High-Performance Sensorless Control System of Reluctance Synchronous Motor with Direct Torque Control by Consideration of Nonlinearly Inductances", Journal of power Electronics, Vol. 2, No. 2, pp. 146-153, April 2002.
- [18] 김민회, 김남훈, 백원식, "직접토크제어에 의한 위치검출기 없는 유도전동기의 고성능 모션제어 시스템", 대한전기학회 논문집, 제51B권, 제07호, pp. 399-405, 2002. 07.
- [19] Min-Huei Kim, "Direct Torque Control(DTC) System of Reluctance Synchronous Motor using a Neural Network", Journal of Power Electronics, Vol. 5, No. 1, pp. 36-44, 2005. 01.
- [20] 백원식, 김동희, 김민회 "스위치드 릴럭턴스 전동기의 히스테리시스 및 PI 전류제어기 응답특성 (A Hysteresis & PI Current Controller Response Characteristics of Switched Reluctance Motor)", 한국조명전기설비학회 논문지, Vol. 21, NO. 05, pp.25-31, 2007. 06.
- [21] Namhun Kim, Wonsik Baik, Minhuei Kim, "The Modified Direct Torque Control System for Five-phase Induction Motor" 2008 Korea-Japan Joint Technical Workshop on Semiconductor Power Converter, pp. 22-27, 2008. 09.

## ◆ 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. 1998~2006년 전력전자학회 이사, 부회장, 감사, 전동력응용연구회 위원장 역임. IEEE senior member, 현재 본 학회 평의원.

## 김남훈 (金男勳)

1973년 6월 12일생. 1998년 삼척대 제어계측공학과 졸업. 2000년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2003년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 2004~2007년 Texas A&M Univ. Post Doc. 2007년~현재 청주대 전자정보공학부 전임강사.

## 백원식 (白元植)

1970년 10월 20일생. 1996년 계명대 자연과학대학 수학과 졸업. 2002년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2007년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 2008년 4월~현재 영남이공대학 전기자동차과 전임강사.