

5상 매입형 영구자석 동기전동기의 직접토크제어에 대한 연구

김남훈*, 백원식**, 김동희**, 김민희***, 황돈하****, 최경호****,
Texas A&M Univ.*, 영남대학교**, 영남이공대**, 한국전기연구원****, 경북전문대학

A Study on the Direct Torque Control for Five-Phase IPM

Nam-Hun Kim*, Won-Sik BAIK**, Kyeong-Ho CHOI**, Dong-Hee KIM**, Min-Huei KIM**
*Texas A&M Univ.,**Yeungnam University,***Yeungnam College of Sci. & Tech., ****KERI, *****Keungbook college

Abstract - 최근 급속도로 발전하고 있는 산업분야에서 요구되는 서보 시스템에서 빠른 응답특성, 고도의 정밀성 그리고 안전성에 대한 요구가 커지고 있는 실정이다. 본 논문에서는 이러한 요구에 따라 5상 IPM(Five-phase IPM)의 DTC(Direct torque control)에 대해 고찰하였으며, Texas Instruments사에서 전용기 제어 전용으로 개발된 DSP칩인 TMS320F2812를 이용하여 디지털적으로 제어 알고리즘을 구성하였다. 5상 전동기는 현재 산업현장에서 일반적으로 널리 사용되고 있는 삼상 전동기에 비해 안정성이 높고, 상당 전압의 변화 없이 고정자 전류를 줄일 수 있고, 토크 맥동의 주파수를 높이고 결과적으로 토크의 크기를 감소시킬 수 있다는 여러 가지 장점을 가지고 있으며, 특히 안정성을 요구하는 항공기(Aerospace applications), 전기자동차 및 하이브리드 자동차(Electric or hybrid vehicles)등의 특수한 영역에서 요구가 계속 증가되고 있다. 따라서 본 논문에서는 5상 IPM의 DTC에 대한 특성을 실험을 통하여 확인하였다.

DTC를 사용하였으며, 드라이브 구성을 위해 TI사에서 전동기 제어 전용으로 개발된 TMS320F2812 DSP보드를 사용하여 최소한의 하드웨어를 이용하여 디지털적으로 구성하였으며, SEMIKRON의 IGBT인버터를 이용하여 전력 변환부를 구성하였다. 또한 5상 매입형 영구자석 전동기를 이용한 직접토크제어에 대한 특성을 실험적으로 살펴보았다.

2. 5상 매입형 영구자석 전동기

5상 매입형 영구자석 전동기를 등가화 하기 위해서 좌표 변환이 사용되었다. 좌표변환에는 기본파 성분과 3고조파 성분을 고려하였으며, 기본파 성분은 동기속도로 회전하는 성분이며 3고조파 성분은 동기속도에 비해 3배의 속도로 회전하는 성분이다. 5상 전동기는 a, b, c, d 그리고 e의 고정자 축이 그림 1과 같은 등가적으로 나타낼 수 있다.

Keywords : Five-phase motor, direct torque control, IPM, TMS320F2812.

1. 서 론

최근, 전력전자의 발전과 전동기 신뢰성 문제에 대한 관심이 고조되면서 다상 전동기(Multi-phase motors)에 대해 많이 연구가 이루어지고 있으며, 특히 5상 기기(Five-phase machines)가 현재 많이 사용되고 있는 3상 기기(Three-phase machines)에 대한 대안으로 제시되고 있다. 5상 전동기는 같은 정격의 3상 전동기에 비해 상당 적은 정격전류를 가짐으로써 더 간단하면서 더 신뢰성 있는 등가회로를 구성 할 수 있고, 큰 토크밀도를 가지며, 높은 효율, 토크 맥동의 감소, fault tolerance 그리고 노이즈 특성 개선 효과를 가진다는 장점을 가진다.

산업현장에서 전동기를 고성능 서보용으로 제어하기 위해서 크게 FOC(Field oriented control)와 DTC(Direct torque control) 기법이 많이 사용되고 있다. 현재 일반적으로 사용되어지고 있는 FOC기법은 고정자 혹은 회전자 자속벡터의 순시위치와 고정자 전류를 검출하여 좌표변환과정에 의해 고정자 전류를 여자성분과 토크성분으로 분리 제어하는 특성을 가지고 있으며, DTC기법은 고정자 전류로부터 자속과 토크를 계산하여 히스테리시스 제어기와 룩업 테이블로부터 전압벡터를 계산하는 특성을 가지고 있다. 특히, 5상 전동기의 제어기법에 있어서 DTC는 1개의 속도 PI제어기와 2개의 히스테리시스를 사용하지만, FOC는 1개의 속도 PI제어기와 4개의 전류 PI제어기를 사용하므로 제어기 이득의 설정에 있어서 많은 어려움이 있으며 제어기의 이득설정에서 전동기 파라미터에 의존하는 특성을 가지고 있어서 이득설정에서 어려움이 있으며, 응답특성 역시 DTC가 FOC에 비해 빠른 특성을 가지고 있다고 알려져 있다. 따라서 본 논문에서는 5상 매입형 영구자석 전동기를 제어하기 위해

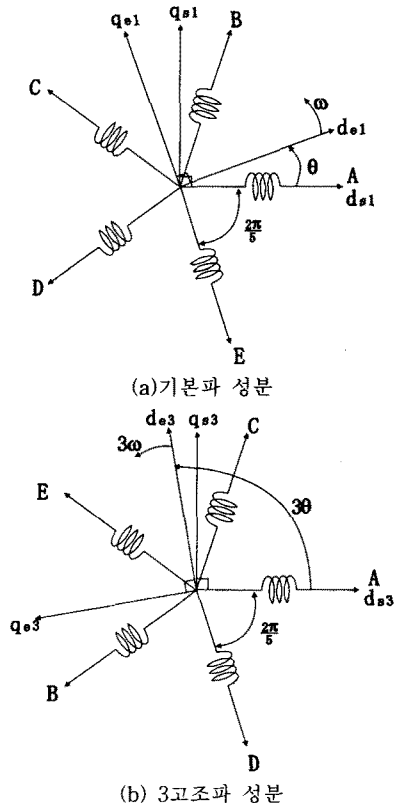


그림 1. 5상전동기 벡터 다이어그램

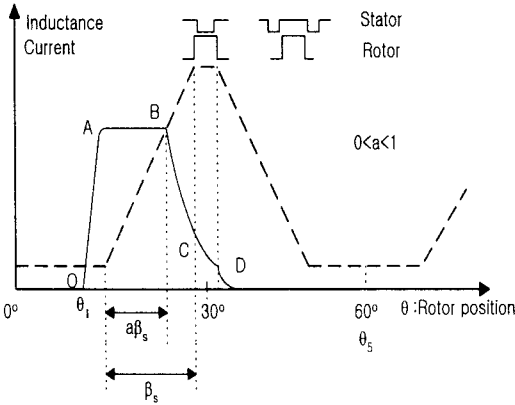


그림 3. 회전자 위치에 따른 인덕턴스 및 전류 파형

3. Five-Phase Direct Torque Control

식 (3)은 3상 SRM의 전압방정식이다[2].

$$v = R \cdot i + \omega \cdot L \cdot \frac{di}{d\theta} + \omega \cdot i \cdot \frac{dL}{d\theta} \quad (3)$$

여기서, v 는 DC링크전압, R 는 상의 권선저항, i 는 상전류이고, L 은 고정자에서 유가되는 인덕턴스이며 $\frac{di}{d\theta}$ 와 $\frac{dL}{d\theta}$ 은 각각 회전자 위치에 따른 전류의 변화율과 인덕턴스 변화율이다. θ_0 를 인덕턴스가 상승하는 시점, 즉 고정자 극과 회전자 극이 겹치기 시작하는 시점으로 두고, 권선 저항에 의한 전압강하를 무시하고 겹치기 직전의 전압과 겹친 직후의 전압방정식을 구하면 다음과 같다.

$$v_{0^-} = \omega \cdot L_{0^-} \cdot \frac{di_{0^-}}{d\theta} + \omega \cdot i_{0^-} \cdot \frac{dL_{0^-}}{d\theta} \quad (4)$$

$$v_{0^+} = \omega \cdot L_{0^+} \cdot \frac{di_{0^+}}{d\theta} + \omega \cdot i_{0^+} \cdot \frac{dL_{0^+}}{d\theta} \quad (5)$$

식 (4)는 고정자극과 회전자극이 겹치기 직전의 전압이고, 식 (5)는 겹친 직후의 전압을 나타낸다. 고정자극과 회전자극이 겹치기 직전에는 인덕턴스의 변화가 없으므로 $\frac{dL_{0^-}}{d\theta} = 0$ 이며 식 (4)는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$v_{0^-} = \omega \cdot L_{0^-} \cdot \frac{di_{0^-}}{d\theta} \quad (6)$$

극이 겹치지만 인덕턴스는 증가하고 역기전력이 생기게 되어 전류증가비를 감소시킨다. 따라서, 적정 토크를 얻기 위한 전류의 확립을 위해 고정자 극과 회전자 극이 겹치기 이전에 전압이 인가되므로, θ_0 전후의 전압값은 동일하며 식 (5)와 (6)은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \omega \cdot L_{0^-} \cdot \frac{di_{0^-}}{d\theta} \\ = \omega \cdot L_{0^-} \cdot \frac{di_{0^+}}{d\theta} + \omega \cdot i_{0^+} \cdot \frac{dL_{0^+}}{d\theta} \quad (7) \end{aligned}$$

L_{0^-} 와 L_{0^+} 는 비정렬 위치에서의 인덕턴스 값 L_u 와 같으므로 식(7)은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\left(\frac{di_{0^-}}{d\theta} - \frac{di_{0^+}}{d\theta} \right) = \frac{i_{0^+} \cdot \frac{dL_{0^+}}{d\theta}}{L_u} \quad (8)$$

식 (8)의 우변의 값은 모두 양의 값이므로, $\frac{d\theta_{0^-}}{d\theta}$ 는 $\frac{d\theta_{0^+}}{d\theta}$ 보다 항상 크게 된다. 이와 같이, 인덕턴스가 상승하는 시점을 전류센서를 이용하여 검출함으로써 여자되는 주기를 구하여 회전속도에 따른 적절한 스위칭 시간을 조절함으로써 속도를 제어할 수 있다. SRM의 기하학적인 특성으로부터 여자되는 주기당 회전자가 이동하는 기계적인 각도를 다음식으로부터 유도할 수 있다 [1].

$$\Delta\theta = \frac{360^\circ}{m \cdot N_r} \quad (9)$$

여기서, m 과 N_r 은 각각 전동기 상수와 회전자 극수이다. 3상 6/4극 SRM 전동기에서의 $\Delta\theta$ 는 30° 가 되며, 각 상이 90° 주기로 여자되고, 1회전당 12개의 전류 피크값을 검출할 수 있다.

그림 2에 센서리스 드라이브의 블록 다이어그램을 나타내었다. 전류센서로부터 전류변화를 감지하고 회전자 위치정보를 추정하여 비대칭 브리지 인버터의 스위칭 시간에 적용하고, 회전속도를 연산한 후, PI 제어를 통하여 지령속도와와의 차이로부터 이득값을 구함으로써 지령속도를 추종할 수 있게 하였다. 여기서 ω^* 는 지령속도를 나타내고, $\omega_{r,est}$ 는 전류값으로부터 추정된 속도를 나타낸다.

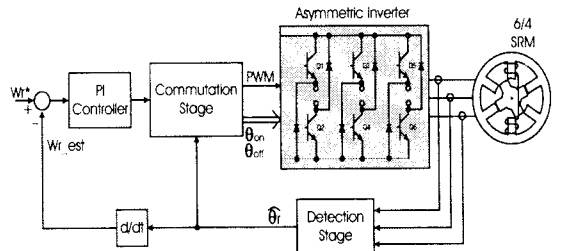


그림 2. SRM 센서리스 드라이브의 블록 다이어그램

4. 시스템 구성

열악한 환경에서의 SRM의 구동과 시스템 가격저하를 위해 제한된 센서리스는 일반적인 SRM 전동기에 적용가능하고 각 전동기의 자화곡선이나 인덕턴스 프로파일 등의 특성이 없이도 구동이 가능하다. 듀티비 점호각을 변화시킴으로써 페루프 속도제어가 가능하며 모터의 성능을 저하시키지 않으면서 4상환의 동작에 적용가능하다. 속도가 높을수록 전류파형의 피크값이 현저히 나타나므로 중속과 고속에 적합하지만 정지상태에서는 전류파형을 검출할 수 없으므로 별도의 기동장치가 필요하며, 저속과 과부하에 대해 적합하지 않다. 전류 피크값을 검출해야 하므로 토크 리플과 노이즈 저감에 적합하지 않고 저속이나 낮은 토크에서 효율이 좋지 않다[2].

그러나, SRM은 타 전동기에 비해 구조가 간단하고 전동기 자체의 생산비가 낮고 효율이 좋으므로 신뢰성 있는 기동방식과 제어방식을 개발함으로써 타 전동기에

대한 경쟁력을 높일 수 있다.

5. 실험결과

6. 결 론

본 연구에서는 각 상이 순차적으로 여자되는 SRM 전동기의 구동특성으로부터 고정된 회전자 위치각의 주기를 검출하여 전동기의 회전속도를 추정하고 제어하였다. 3,000[rpm] 6/4극 전동기를 시뮬레이션함으로써 회전자 주기를 검출하였고, 검출된 주기를 다음상에 연속적으로 적용하여 전동기가 속도 지령에 추종함을 검증하였다.

[참 고 문 헌]

- [1] T.J.E Miler, "Switched Reluctance Motor and Their Control", Oxford University Press, 1993
- [2] Gallegos-Lopez, G., Kjaer, P.C., T.J.E Miller, "A new sensorless method for switched reluctance motor drives", IEEE Trans. on IA, Vol. 34, pp 832-840, July-Aug. 1998
- [3] 엄기명, 송병섭, 김연중외, "속도 센서없는 SRM의 최적제어에 관한 연구", 전력전자학술대회 논문집, pp 705-708, 2000
- [4] 김상영, 정윤철, 임준영외, "Switched Reluctance Motor의 Single Position Sensor 구동에 관한 연구", 전력전자학술대회 논문집, pp 709-712, 2000
- [5] Kjaer, P.C., Gallegos-Lopez, G., "Single-sensor current regulation in switched reluctance motor drives", IEEE Trans. on IA, Vol. 34, pp 444-451, May/June 1998