

# 토크 리플 저감을 위한 스위치드 릴럭턴스 모터의 직접 토크 제어

論 文

53B-5-2

## Direct Torque Control of Switched Reluctance Motor for Torque Ripple Reduction

金 倫 賢\* · 金 泰 亨\*\* · 李 柱\*\*\*

(Youn-Hyun Kim · Tae-Heoung Kim · Ju Lee)

**Abstract** - This paper introduces the new Direct Torque Control(DTC) method based on the estimated torque in Switched Reluctance Motor(SRM) and applies the proposed DTC to SRM for the instantaneous torque ripple reduction. The nonlinear characteristics of SRM is considered in the calculation of the estimated torque and the theory is described in this paper. Current control is one of the kernel elements of torque controller and the performance of the current control should be high for this work. But the conventional PI current control has a weak point in SRM application because of motional EMF. Consequently, this paper makes up for the weakness of PI controller through present of new current controller, that is termed the non-interference current control. The ability of proposed torque and current controller is verified through simulation and experiment.

**Key Words** : Switched Reluctance Motor, Direct Torque Control, Torque estimation, Torque ripple reduction.

### 1. 서 론

스위치드 릴럭턴스 모터(Switched Reluctance Motor : SRM)는 고정자와 회전자 양쪽이 돌극 형상으로 이루어진 이중 돌극 구조로 권선은 간단한 집중권으로 고정자에만 감겨있고 회전자에는 권선, 도체 바, 영구자석이 없는 기계적으로 간단한 구조로 되어있다. 그러므로 다른 전동기 보다 전동기 자체의 제조단가가 저렴하고 기계적으로 견고하며 고온 등의 열악한 환경에서도 신뢰성이 높아 유지비가 거의 들지 않는 많은 장점을 지니고 있다. 또한 광범위한 속도 제어 범위를 가지고 있으며 초고속 운전이 용이하고 단위체적 당 토크 및 효율 면에서도 기존 전동기보다 우수한 것으로 나타나 있어 유도전동기 등에 의한 가변시스템을 대체해 나갈 수 있을 것으로 기대되고 있다[1][2][3].

SRM 가변속 제어는 최근까지 탈조나 난조 현상을 방지하는 것을 목적으로 하는 단일펄스 전압구동에 의한 안정 가변속 운전 방법과 최대 효율 운전을 위해 턴 온(Turn on), 턴 오프(Turn off) 각을 어떻게 제어하느냐 하는 도통 각 제어에 가장 큰 관심과 노력을 기울여 왔다. 현재까지 실제 적용되고 있는 간단한 도통 각 제어 방법은 부하와 속도가 증가에 대해 선형적으로 도통 각을 앞당기는 방법을 사용하고 있으며, 위치의 함수인 인덕턴스 프로파일 정보를 기반으로 도통 각을 제어하여 최대 구동 효율을 얻기 위한 연구와

오프 라인(off-line)으로 수집된 정보 없이 전류 당 토크를 최대화하기 위한 셸프 튜닝 제어기도 보고 되었다[4]. 90년대 들어와서 SRM은 고 성능의 속도, 토크 제어 방법의 연구가 활성화 되었다. 그러나 SRM은 여러 장점에도 불구하고 구동원리상 일정 형태를 가지지 않는 펄스형태의 상 토크 파형에 의해 토크 리플이 크다는 치명적인 단점을 가지고 있다. 따라서 토크 리플은 소음, 진동의 원인이 되므로 토크 리플의 문제점을 해결하지 않으면 고정밀 구동으로서의 성능을 발휘하기가 어려워 90년대 들어와서 토크 리플 저감 제어 알고리즘, 속도 응답성 향상 제어 등의 전류제어 구동, 토크 제어구동에 많은 노력이 있었다[5].

토크 리플을 저감하기 위한 제어 방법은 전류파형을 제어하여 토크를 제어하는 방법이 일반적으로 이용되고 있으며 문헌에서 현재 가장 많이 인용되고, 적용되고 있는 방법으로는 미리 계산 또는 측정된 최적 토크 분담 함수(torque sharing function 또는 torque contour function)를 사용하는 제어 방법이 소개되고 있다[6][7]. 토크 분담 함수를 최대 효율 운전 에 목적을 두고 이용한 연구도 있으나 일반적으로 토크 리플을 저감시키는 목적으로 사용하고 있고 그 중 대표적인 실행 방법으로 두 상의 과도 토크를 부드럽게 처리해 토크 리플을 저감시키는 토크 분담 함수를 사용한 방법이 있다 [8][9]. 기존의 보고된 논문들은 토크 리플은 주로 한 상에서 다른 한 상으로 토크 발생 메카니즘이 변경되는 커뮤테이션 순간에 가장 크게 발생한다는 생각에서 각 상의 토크 프로파일을 중첩(Overlap)시켜 토크 리플이 최소가 되는 각 상의 토크 지령 프로파일을 만들고, 이 토크에 해당하는 전류값을 미리 계산 또는 측정된 정보로부터 불러와서 전류제어를 하는 방법으로 토크 제어를 수행하였다. 이 때 토크는 전류와 위치의 함수이므로 3차원 공간에 정보를 저장하여야

\* 正 會 員 : 한밭대학교 電氣工學科 專任講師 · 工博

\*\* 正 會 員 : 漢陽대학교 電氣工學科 博士課程

\*\*\* 正 會 員 : 漢陽대학교 電氣工學科 助教授 · 工博

接受日字 : 2003年 5月 13日

最終完了 : 2004年 3月 9日

하고 토크와 위치에 해당하는 전류는 연속적인 값이 아닌 이산화 정보이다. 즉 위치 정보를 1° 간격으로, 토크 정보를 0.1[N·m]의 분해능, 또는 그 이상의 분해능이나 이하의 분해능으로 하여 각각에 해당하는 전류 정보를 계산 또는 측정으로 입수하여 이산화 공간에 저장하여야 한다. 분해능을 높이면 연속적인 값에 근접해 가지만 많은 저장 공간과 노력이 필요하고 분해능이 낮으면 정확도가 저하된다. 또한 토크 제어 시 분해능 이하의 저장된 정보를 불러올 때, 즉 위치 1° 간격의 저장 정보에 대해 0.5°의 정보나 토크 0.1[N·m] 간격의 저장 정보에 대해 0.03[N·m] 등의 사이 정보를 요구할 때는 저장 정보로부터 보간 하여 출력하여야 한다. 이런 방법을 효과적으로 수행하기 위한 Bi-cubic spline에 의한 3차원 보간 방법에 관한 논문도 제시되었다 [10]. 그러나 이 토크 분담 함수 방법은 일부 모델에는 적용 가능하나 모든 모델에는 적용이 용이하지 않다. 즉 설계된 결과를 고려하지 않고 토크를 제어하는 방법으로 일부 SRM의 극호 조합에서는 가능하나 다른 모델에서는 비현실적인 전류 파형이 도출되어 원하지 않은 결과를 얻을 수 있다. 또한 이 방법은 저장 장소에서의 정보 호출에 의해 제어를 수행하므로 온 라인(On-line) 연산이 적어 실제 제어기의 계산 부하를 감소시키지만 토크 분담 함수를 오프 라인(Off-line)으로 계산하여 저장하기 때문에 모델의 변경 시 적용이 불가능하고, 토크 분담 함수를 위한 정보를 수집하고 저장하는데 많은 노력과 저장 공간이 필요하다. 예로 위치 정보와 토크 정보가 각각 90개와 30개 정도의 분해능으로 수행한다면 약 2,700개 정도의 정보를 입수하고 저장하여야 한다. 따라서 계산이나 측정에 의한 정보 수집과정에서 오차가 발생할 가능성도 높아진다. 최근에는 토크 분담 함수 방법의 문제점을 극복하고자 추정 토크를 기본으로 하여 실시간으로 토크를 직접제어를 하여 토크 리플을 감소시키는 연구도 있었다[11]. 그러나 이 방법도 추정 토크가 선형 근사 모델인 수반에너지를 기반으로 유도되었고 결과 수식도 복잡하여 실시간으로 수행하기에 어려운 점이 많으며 또한 제어기에 필요한 계수를 미리 실험에 의해 구해야 하는 등 여러 가지 문제점을 안고 있다. 따라서 현재까지는 교류전동기의 벡터제어와 같은 정립된 이론이 없고 좀 더 간편하면서 정확한 토크 제어 방법이 요구되고 있는 실정이다.

이상의 토크 리플 저감을 위한 기존 연구의 고찰을 통해 기존의 토크 분담 함수 방법은 앞서 기술한 바와 같이 여러 문제점을 가지고 있으므로 본 논문에서는 토크 분담 함수 방법보다 적은 수의 오프 라인 저장 정보와 간단한 연산으로 수행 가능한 기존 방법보다 개선된 토크 추정을 기반으로 하는 새로운 토크 리플 저감을 위한 토크 제어 방법과 전류제어 방법을 제안하였다. 본 논문은 제안하는 새로운 전류제어기와 추정토크를 기반으로 하는 토크 리플 저감을 위한 새로운 직접 토크 제어기 그리고 토크 추정 이론에 대해 본문에서 기술하였고 시뮬레이션과 실험에 의해 제안된 제어법의 효율성을 확인하였다.

2. 토크 분담 함수를 이용한 기존의 가변속 제어기

그림 1은 토크 분담 함수를 사용한 SRM의 속도 제어기

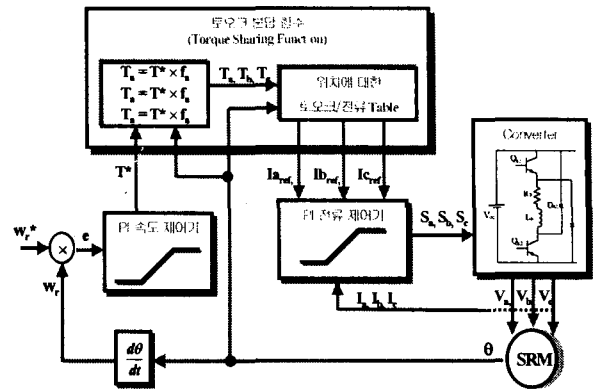


그림 1. 기존의 SRM 가변속 제어기  
Fig. 1. Established SRM variable speed controller

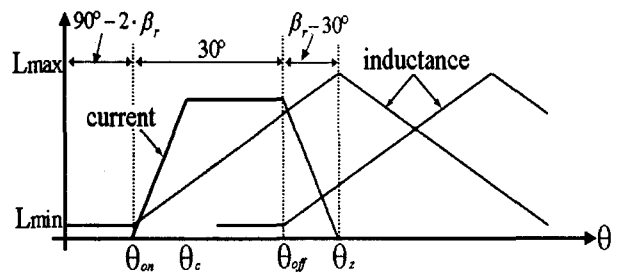


그림 2. 토크 분담 함수에 적합한 인덕턴스 프로파일과 전류파형  
Fig. 2. Inductance profile and current waveform suitable for torque sharing function

블록도를 나타낸다. 토크 분담 함수는 지금까지 가장 많이 사용되고 있는 토크 제어 방법으로 각 상의 토크 프로파일을 중첩(Overlap)시켜 토크 리플이 최소가 되는 각 상의 토크 지령 프로파일을 만들고, 이 토크에 해당하는 전류 값을 미리 계산 또는 측정된 정보로부터 불러와서 전류제어를 하는 방법으로 토크 제어를 수행한다. 즉 그림에서 속도 오차 e에 의해 토크 지령치(T\*)가 입력되면 토크 분담 함수는 토크 지령치에 대한 현 위치에서의 각 상의 토크 지령 프로파일을 계산하고 각 상의 토크 지령에 해당하는 각 상의 전류를 저장 테이블에서 불러와 전류제어기에 입력하여 전류제어를 수행하는 방법으로 SRM의 가변속을 제어한다. 그러나 이 방법은 두 상의 토크가 중첩되는 구간 즉 두 상의 상승 인덕턴스 구간이 중첩되는 구간( $\beta_r - 30^\circ$ ) 이 전류제어기 응답성능에 비해 충분히 넓은 모델인 그림 2의 인덕턴스 프로파일을 가진 모델에 대해 그림의 전류파형을 인가할 수 있는 경우만 유효하게 동작하는 문제점을 가지고 있다. 또한 토크 분담 함수를 위한 많은 정보를 off-line으로 측정에 의해 수집하고 저장하여야 하므로 많은 노력과 저장 공간이 필요하며 측정에 의한 수집과정에서의 오차가 발생할 가능성도 높아진다. 따라서 본 논문은 SRM의 모델에 영향을 받지 않으며 저장 데이터가 기존보다 적게 필요한 새로운 토크 제어기를 제안한다.

### 3. 전류 제어기

#### 3.1 비 간섭 전류 제어기

SRM의 서보 성능 제어를 위해서는 토크 제어가 필요하다. 그러나 SRM은 전류와 토크가 비례관계가 아니고 발생 토크는 전류의 자속과 위치의 함수이며 또한 자계의 비선형 특성의 영향을 크게 받으므로 전류제어기 만으로는 정확한 토크 제어를 수행할 수 없다. 그러나 전압 구동은 부분적인 과전류의 발생 가능성이 있어 큰 토크 리플과 전동기 발열 등의 문제점이 있으므로 이로 인한 고장에 대비한 안전 운전과 흐르는 전류 대비 속도 응답 특성을 개선하기 위해서는 전류 제어가 요구된다. 또한 SRM의 토크 제어기에는 2장의 토크 분담 함수와 같이 전류제어기가 핵심 요소로 포함되어 있어 토크 제어의 성능 향상을 위해서는 전류제어기가 필수적이다.

고전적인 SRM의 전류제어기는 히스테리시스 전류제어기를 수행하여왔다. 그러나 이 제어기는 디지털 제어기가 발달하지 않은 과거에는 구현하기가 편리해 많이 이용되었으나 현재에는 DSP 등 우수한 마이크로프로세서의 발전으로 쉽게 PI 제어기 등을 구현할 수 있으므로 히스테리시스 전류제어기의 사용은 점차 줄어들고 있다. 따라서 유도기 등 대부분의 전동기 제어에서 일반적으로 PI 전류 제어기가 사용되고 있으며 SRM의 전류제어기에도 적용되고 있다. 그러나 유도기 등의 일반 전동기는 속도 기전력이 연속적인 함수로 표현이 되나 SRM은 속도 기전력이 위치에 따라 불연속적인 함수로 발생한다. 즉 인덕턴스 일정 구간에서는 속도 기전력이 거의 없다가 상승 인덕턴스나 하강 인덕턴스 구간에서 양의 속도 기전력, 음의 속도 기전력으로 발생하므로 전류제어기 입장에서는 갑작스런 부하로 작용되는 영향을 받는다. 이러한 SRM만의 특징에 의해 PI 전류제어기는 제어 응답성이 떨어지게 되므로 본 연구에서는 이를 극복할 수 있는 방법으로 비 간섭 전류제어기를 제안하였다.

SRM의 기본 전압 방정식은 식 (1)과 같다.

$$v = Ri + L \frac{di}{dt} + i \frac{dL}{d\theta} \omega \quad (1)$$

식 (1)의 전압방정식으로부터 디지털 제어기 형태로 다음 단계의 요구전류  $i(n+1)$ 에 대해서 다시 정리하면 식 (2)와 같다.

$$i(n+1) = dt \left( \frac{V^*(n+1) - (R + \frac{dL}{d\theta} \omega) i(n)}{L(n)} \right) + i(n) = \Delta i + i(n) \quad (2)$$

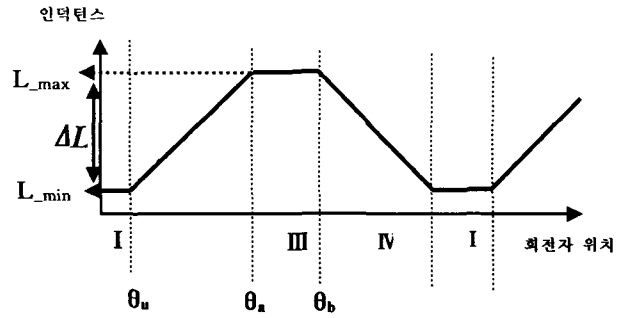


그림 3. 비간섭 전류제어기의 제어 구간  
Fig. 3. Control sections of non-interference current controller

식 (2)에서 오차 전류  $\Delta i$ 는 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\Delta i = \left( \frac{V^*(n+1) - (R + \frac{dL}{d\theta} \omega) i(n)}{L(n)} \right) dt \quad (3)$$

식 (3)으로부터 다음 단계의 출력 전압  $V^*(n+1)$ 은 식 (4)와 같이 계산할 수 있다.

$$V^*(n+1) = (R + \frac{dL}{d\theta} \omega) i(n) + \frac{L(n)}{dt} \Delta i \quad (4)$$

따라서 식 (4)의 비 간섭 전류제어기의 출력 전압  $V^*(n+1)$ 은 그림 3과 같이  $L(n)$ 이 변화는 구간에 대해 위치 별로 다음과 같이 4구간으로 나누어 나타낼 수 있다.

(1) I : 최소 인덕턴스 ( $L_{min}$ ) 구간  
 $L(n)$ 의 값은  $L_{min}$ 이고 그 크기는 일정하므로 식 (4)에서  $\frac{dL}{d\theta}$  은 0이 되고  $\Delta t$ 는 100[μsec] 전류주기이다. 따라서 출력 전압  $V^*(n+1)$ 은 식 (5)와 같이 된다.

$$V^*(n+1) = R i(n) + \frac{L_{min}}{\Delta t} \Delta i = K_1 i(n) + K_2 \Delta i \quad (5)$$

(2) II : 상승 인덕턴스 구간  
 $L(n)$ 의 값은 선형으로 증가한다고 가정하면 출력 전압  $V^*(n+1)$ 은 식 (6)과 같다. 여기서  $\Delta L$ 은 최대 인덕턴스와 최소 인덕턴스의 차이이고,  $\theta_u$ 는 상승 인덕턴스 구간이 시작하는 위치,  $\theta_a$ 는 상승 인덕턴스 구간이 끝나는 위치를 나타낸다.

$$V^*(n+1) = (R + \frac{\Delta L}{(\theta_a - \theta_u)} \omega) i(n) + \frac{(\Delta L(n) \times (\theta - \theta_u)) / (\theta_a - \theta_u) + L_{min}}{\Delta t} \Delta i$$

$$= K_3(\omega) i(n) + [K_4(\theta - \theta_u) + K_2] \Delta i \quad (6)$$

(3) III : 최대 인덕턴스(  $L_{max}$  ) 구간

$L(n)$ 의 값은  $L_{max}$ 이고 그 크기는 일정하므로 최소 인덕턴스 구간과 마찬가지로  $\frac{dL}{d\theta}$  은 0이 되고, 따라서 출력 전압  $V^*(n+1)$ 은 식 (7)과 같이 표현 될 수 있다.

$$\begin{aligned} V^*(n+1) &= R i(n) + \frac{L_{max}}{\Delta t} \Delta i \\ &= K_1 i(n) + K_5 \Delta i \end{aligned} \quad (7)$$

(4) IV : 하강 인덕턴스 구간

$L(n)$ 의 값은 선형적으로 감소하며, 기울기도 상승 인덕턴스 구간과 같다고 가정하면 출력 전압  $V^*(n+1)$ 은 식 (8)과 같다.

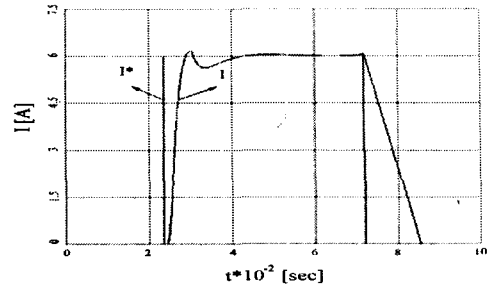
$$\begin{aligned} V^*(n+1) &= \left( R - \frac{\Delta L}{(\theta_a - \theta_u)} \omega \right) i(n) + \\ &\quad \frac{(-\Delta L \times (\theta - \theta_b) / (\theta_a - \theta_u) + L_{max})}{\Delta t} \Delta i \\ &= K_6(\omega) i(n) + [-K_4(\theta - \theta_b) + K_5] \Delta i \end{aligned} \quad (8)$$

식 (5), (6), (7), (8)에서  $K_1$ 부터  $K_6$ 은 식(9)와 같으며 저항, 인덕턴스 등의 오차에 대해 조정 가능한 비 간섭 전류제어기의 개인 값들에 해당한다.

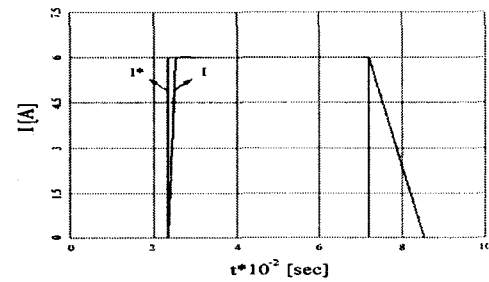
$$\begin{aligned} K_1 &= R, & K_2 &= \frac{L_{min}}{\Delta t}, \\ K_3(\omega) &= R + \frac{dL}{(\theta_a - \theta_u)} \omega, \\ K_4 &= \frac{\Delta L(n)}{\Delta t \cdot (\theta_a - \theta_u)}, & K_5 &= \frac{L_{max}}{\Delta t}, \\ K_6(\omega) &= R - \frac{\Delta L}{(\theta_a - \theta_u)} \omega \end{aligned} \quad (9)$$

### 3.2 PI 전류제어기와의 성능 비교

본 연구에서 제안한 비 간섭 전류 제어기의 성능을 검증하기 위해 기존의 PI 제어기와의 성능 비교를 시뮬레이션과 실험을 통해 검토하였다. 그림 4과 5는 PI 전류 제어와 비 간섭 전류 제어의 전류 응답성을 비교한 시뮬레이션과 실험 파형이다. 그림 4(a)의 PI 전류제어기의 시뮬레이션 결과는 최소 인덕턴스 구간에서 전류가 지령치까지 상승하나 상승 인덕턴스가 시작하는 부근에서 속도 기전력이 전류에 대한 부하로 작용, 전류가 갑자기 감소하는 현상이 나타난다. 그러나 그림 4(b)의 비 간섭 전류제어기는 미리 속도 기전력



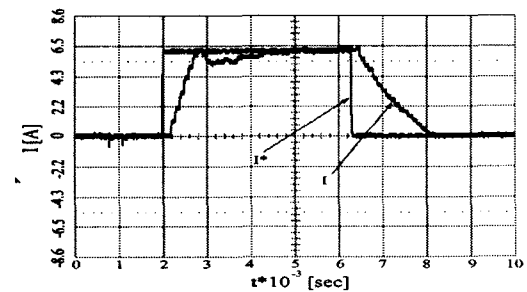
a) PI 전류 제어기  
a) PI current control



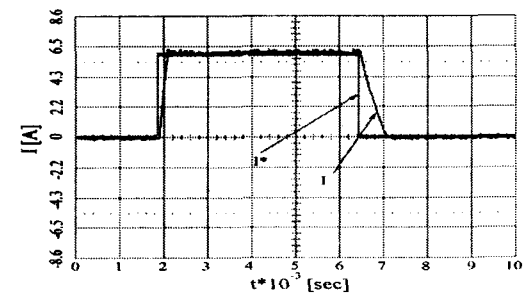
b) 비 간섭 전류 제어기  
b) Non-interference current control

그림 4. 전류제어 시 전류 응답 시뮬레이션 파형

Fig. 4. Simulation waveform of current response when controlling current



a) PI 전류 제어기  
a) PI current control



b) 비 간섭 전류 제어기  
b) Non-interference current control

그림 5. 전류제어 시 전류 응답 실험 파형

Fig. 5. Experimental waveform of current response when controlling current

의 영향을 고려한 전압 출력을 인가하기에 파라미터의 변화와 속도 기전력의 간섭에도 지장을 받지 않는 강인한 제어 성능을 보임을 그림으로부터 알 수 있다. 그림에서 전류 상승보다 전류 하강의 응답성이 느린 것은 상승 시에는 최소 인덕턴스 구간에서 전류가 증가하지만 하강 시는 최대 인덕턴스 구간, 즉 인덕턴스가 큰 상태에서 전류가 감소하기 때문이다. 그림 5의 실험 결과는 그림 4의 시뮬레이션 결과와 마찬가지로 PI 전류 제어기는 상승 인덕턴스가 시작하는 부근에서 속도 기전력의 영향으로 인해 전류가 갑자기 감소하는 현상이 나타나고 비 간섭 전류 제어기는 전류 지령치를 잘 추종하는 우수한 제어 성능을 보이고 있다. 따라서 본 연구의 SRM 토크 제어 실험은 비 간섭 전류 제어를 기본으로 하여 수행하였다.

#### 4. 비선형 추정 토크 기반의 직접 토크 제어기

##### 4.1 직접 토크 제어에 의한 SRM의 가변속 제어

그림 6은 본 연구에서 제안하는 직접 토크 제어에 의한 SRM의 가변속 구동 제어기의 구성도를 보여주고 있다. 직접 토크 제어는 SRM의 토크를 추정하여 추정 토크를 기반으로 토크를 직접 제어하는 방법이다. 토크의 추정은 SRM의 입력 전류와 미리 조사한 인덕턴스 프로파일에 의해 토크 값을 추정하였다. 그림에서 속도 오차  $e$ 에 의해 토크 지령치  $T_e^*$ 가 토크 제어기에 입력되면 직접 토크 제어기는 요구 토크를 발생시키기 위한 전류 증감분을 연산에 의해 계산하고 3상의 비 간섭 제어기는 요구 전류 증감분만큼 전류가 증감되도록 전류 제어를 수행한다. 이 때 직접 토크 제어기는 모든 위치에서 수행되며 각 상의 비 간섭 전류 제어는 도통 각 제어기에서 결정된 여자 구간 범위 내에서만 수행된다.

직접 토크 제어기는 에너지 변환 원리에 근거를 둔 토크 식을 이용하여 토크 오차에 대한 출력 전류 증감분을 계산하는 방법으로서 산술 연산만으로 구성되어 연산이 간단하다.

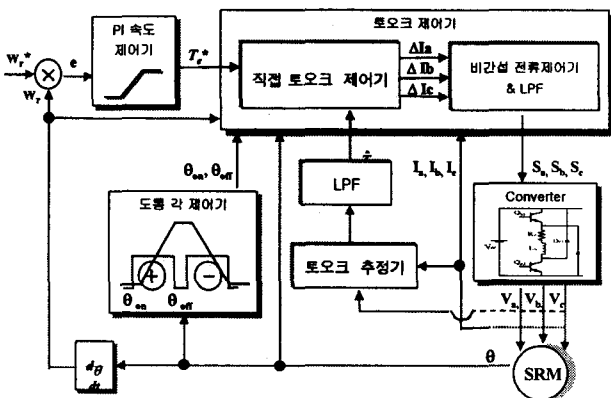


그림 6. 토크 제어형 SRM 가변속 제어기  
Fig. 6. Torque control type SRM variable speed controller

에너지 변환원리에 의한 현재의 추정 토크 식은 (10)과 같이 표현할 수 있다.

$$T_e = \frac{\lambda(n)i(n-1) - \lambda(n-1)i(n)}{\Delta\theta} \quad (10)$$

또한 다음 단계(n+1)에서 발생해야 할 토크, 즉 지령 토크 값은 (11)과 같다.

$$T_e^* = \frac{\lambda(n+1)i(n) - \lambda(n)i(n+1)}{\Delta\theta} \quad (11)$$

여기서  $\lambda(n), i(n)$ 은 각각 현재의 쇄교자속과 전류이고,  $\lambda(n+1), i(n+1)$ 는 각각 다음 (n+1)단계에서 흘러주어야 할 쇄교자속과 전류를 나타낸다.

식 (10),(11)에  $\lambda = Li$ 를 대입하면 식(12),(13)과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$T_e^* = \frac{L(n+1)i(n+1)i(n) - L(n)i(n)i(n+1)}{\Delta\theta} \quad (12)$$

$$T_e = \frac{L(n)i(n)i(n-1) - L(n-1)i(n-1)i(n)}{\Delta\theta} \quad (13)$$

여기서  $L(n)$ 과  $L(n+1)$ 은 현재와 다음 단계에서의 추정 인덕턴스이다.

이때  $L$ 을 식(14)과 같이 위치에 대해 1차원적으로 근사화시켰다.

$$L = \Delta La\theta_r + L_{min} \quad (14)$$

여기서  $\Delta L = L_{max} - L_{min}$ ,  $a = \frac{1}{\theta_a - \theta_u}$ ,  $\theta_r = \theta - \theta_b$ 이며 그림 3에 정의되어 있다.

식 (14)를 다시 식 (12),(13)에 대입하면 식 (15),(16)과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} T_e^* &= \{[\Delta La\theta_r(n+1) + L_{min}]i(n+1)i(n) \\ &\quad - [\Delta La\theta_r(n) + L_{min}]i(n)i(n+1)\}/\Delta\theta \\ &= \frac{\Delta Lai(n+1)i(n)[\theta_r(n+1) - \theta_r(n)]}{\Delta\theta} \\ &= \Delta Lai(n+1)i(n) \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} T_e &= \{[\Delta La\theta_r(n) + L_{min}]i(n)i(n-1) \\ &\quad - [\Delta La\theta_r(n-1) + L_{min}]i(n-1)i(n)\}/\Delta\theta \\ &= \frac{\Delta Lai(n)i(n-1)[\theta_r(n) - \theta_r(n-1)]}{\Delta\theta} \\ &= \Delta Lai(n)i(n-1) \end{aligned} \quad (16)$$

따라서 토크 오차는 식 (17)과 같이 된다.

$$T_e^* - T_e = C \cong \Delta L i(n+1)i(n) - \Delta L i(n)i(n-1) \quad (17)$$

식 (17)를  $i(n+1)$ 에 대해 다시 정리하면 식(18)과 같다.

$$i(n+1) \cong \frac{C + \Delta L i(n)i(n-1)}{\Delta L i(n)} \quad (18)$$

식 (18)의 양변에 각각  $i(n)$ 을 빼면 식(19)과 같다.

$$\begin{aligned} \Delta i(n+1) &= \frac{C}{\Delta L i(n)} - [i(n) - i(n-1)] \\ &= K \frac{C}{i(n)} - \Delta i(n) \end{aligned} \quad (19)$$

식 (19)의 전류 증감분은 비 간섭 제어기에 입력되어 비 간섭 제어기에 의해 요구 토크를 발생시키기 위한 출력 전압 지령치  $V^*(n+1)$ 을 출력한다.

#### 4.2 비선형 토크 추정

본 논문의 비선형 토크 추정은 DSP의 디지털 연산 시간의 부담을 줄이며 자속 계산이 없이 추정이 가능한 직접 토크 제어기의 추정 토크 식 (16)을 이용하고 여기에 자체의 비선형 특성을 보상하여 SRM의 토크를 추정하는 방법을 사용하였다. 식 (20)은 식 (16)의 근사화 추정 토크 식이다

$$T_e = \frac{1}{2} \Delta L i(n)i(n-1) \quad (20)$$

여기서  $\alpha$ 는 추정 토크를 계산하는 구간 위치를,  $\Delta L$ 은 추정 토크를 계산하는 구간의 최대 인덕턴스와 최소 인덕턴스의 차를 나타낸다. 본 연구에서는 추정 구간  $\alpha$ 를 5°에서 50°까지 12개의 구간으로 나누어 선형화 시켰고, 다른 구간은 5°에서 50°까지 구간과 대칭성을 이용하였으며, 각 구간에 대한  $\Delta L$ 을 비선형을 고려하여 전류에 따른 값을 미리 구해 전류에 대한 함수로 표현하여 이용하였다.

그림 7은 5°에서 50°까지 12개의 구간으로 나눈 인덕턴스 프로파일을 보여주고 있다. 여기서 구간 (1)부터 (12)까지의 인덕턴스 차는  $\Delta L_1$ 부터  $\Delta L_{12}$ 로 표현하였으며, 1[A], 3[A], 6[A], 9[A], 12[A], 15[A]에 대한 각각의  $\Delta L_1$  부터  $\Delta L_{12}$ 의 값을 미리 조사하여 저장하였고, 이 값을 기반으로 각 구간에서의 전류에 대한  $\Delta L$ 을 구간 선형화 하여 표현하였다.

식 (21)은 구간 (7)에서 전류가 3[A]와 6[A]사이 값일 때의  $\Delta L$ 를 계산한 예이다.

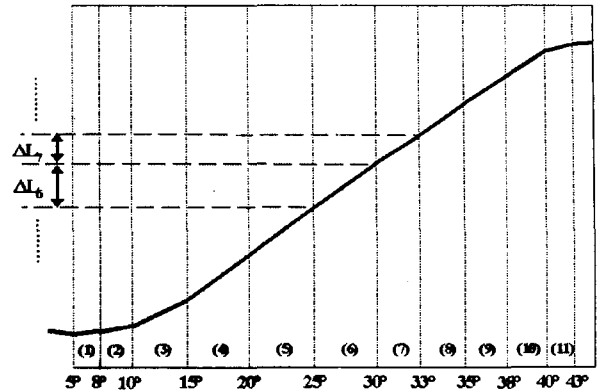


그림 7. 5°에서 50°까지를 12개의 구간으로 구분한 인덕턴스 프로파일

Fig. 7. Inductance profiles that are divided into 12 sections from 5° to 50°

표 1. 각 전류에 따른 구간별  $\Delta L_1 \sim \Delta L_{12}$  값

Table 1. Value of  $\Delta L_1 \sim \Delta L_{12}$  in sections according to each current

구간 $\Delta L$	1[A]	3[A]	6[A]	9[A]	12[A]	15[A]
$\Delta L_1$	0.148	0.15	0.151	0.153	0.153	0.153
$\Delta L_2$	0.263	0.267	0.27	0.269	0.248	0.232
$\Delta L_3$	3.732	3.813	3.849	3.228	2.47	1.959
$\Delta L_4$	3.689	3.885	3.898	3.283	2.486	1.952
$\Delta L_5$	3.569	3.861	3.846	3.275	2.569	2.008
$\Delta L_6$	3.459	3.801	3.671	2.854	2.145	1.57
$\Delta L_7$	2.039	2.224	2.012	1.182	0.706	0.647
$\Delta L_8$	1.329	1.432	1.197	0.509	0.31	0.266
$\Delta L_9$	1.892	2.02	1.436	0.432	0.343	0.238
$\Delta L_{10}$	1.064	1.122	0.653	0.164	0.133	0.077
$\Delta L_{11}$	0.158	0.169	0.092	0.031	0.039	0.028
$\Delta L_{12}$	0.041	0.043	0.026	0.013	0.014	0.008

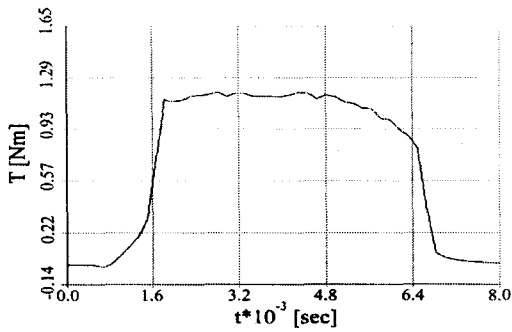
단위 [mH]

$$\Delta L_7 = K_{39} - (i-3) \frac{K_{39} - K_{38}}{3} \quad (21)$$

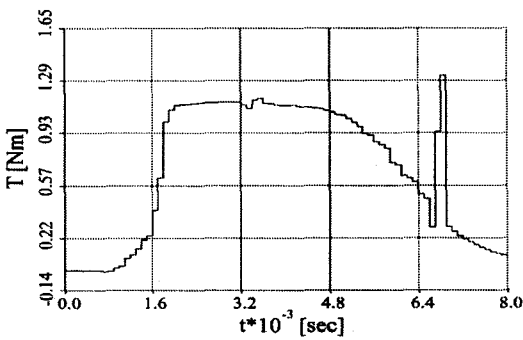
여기서  $K_{39}$ 는 6[A] 일 때, 구간 (7)에서의  $\Delta L$  값이고  $K_{38}$ 는 3[A] 일 때, 구간 (7)에서의  $\Delta L$  값이다.

각 전류에 따른 구간별  $\Delta L$  값은 표 1에 나타내었다.

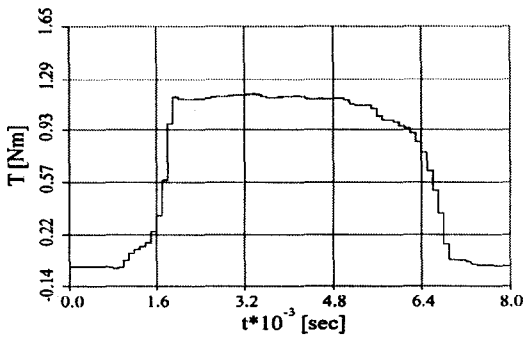
그림 8은 한 상의 실제 토크와 비선형을 고려하지 않은 추정 토크와 비선형 추정 토크를 비교한 시뮬레이션 파형이다. 이때 전류는 6[A]로 제어를 하였으며 토크 추정 주기는



a) 실제 토크



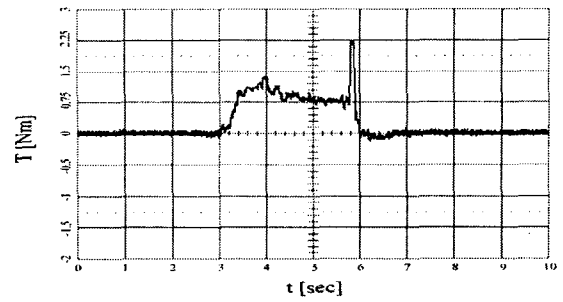
b) 선형 추정 토크



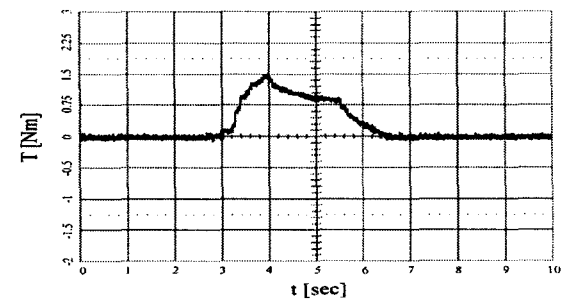
c) 근사화 비선형 추정 토크

그림 8. 전류제어 시(6.0A) 추정 토크의 시뮬레이션 결과 파형  
 Fig. 8. Simulation results of estimation torque when controlling current

100[usec]이고 추정 결과에 약간의 저 대역 통과 필터(Low Pass Filter)를 첨가하였다. 그림 8(b)의 선형 토크 추정 결과는 회전자 극이 고정자 극에 정렬되면서 자속이 포화되어 추정 오차가 크게 발생함을 보여주고 있다. 그러나 자계의 비선형 특성이 고려된 그림 8(c)의 비선형 추정 토크는 추정 오차가 적고 실제 토크와 유사한 형태를 나타내고 있다. 그림 9은 6[A] 전류 제어 시 DSP에서 계산한 선형 추정 토크와 자계의 비선형 특성이 고려된 본 논문에서 사용하고자 하는 비선형 추정 토크의 비교 실험 파형으로 시뮬레이션에 의한 선형 토크 추정 결과와 마찬가지로 선형 추정 토크는 회전자 극이 고정자 극에 정렬되면서 자속



a) 선형 추정 토크 파형



b) 비선형 추정 토크 파형

그림 9. 전류제어 시(6.0A) 추정 토크의 실험 파형  
 Fig. 9. Experimental results of estimation torque when controlling current

이 포화되어 추정 오차가 크게 발생하고 비선형 추정 토크는 선형 추정 토크에서와 같이 정렬 부근에서 큰 오차가 발생되지 않음을 실험을 통해 다시 한번 더 증명할 수 있었다. 이때 토크 추정 주기는 100[usec]이고 추정 결과에 약간의 저 대역 통과 필터(Low Pass Filter)를 첨가하였으며, 한 상만의 실제 토크는 측정 할 수 없어 비교하지 못하였다.

### 5. 시뮬레이션 및 실험 결과 고찰

본 연구에서 제안된 토크 리플 저감을 위한 직접 토크 제어의 타당성을 제어 시뮬레이션과 실험을 통해서 고찰하였다. 직접 토크 제어기의 토크 리플 저감 효과는 전류제어만으로 가변속 제어 했을 때의 토크 리플 파형과 비교하여 검토하였다.

#### 5.1 제어 대상 SRM의 사양

본 논문의 SRM 제어 성능을 평가하기 위해 제작한 SRM 모델의 주요 사양은 정격 전압 42[V], 정격 전류 6[A], 정격 속도 1000[RPM], 정격 토크 1.2[N·m]로 그 외 제원은 표 2과 같다.

표 2. 제어 대상 SRM 모델의 주요사항

Table 2. Specifications of the basic design model

항 목	값	단위	항 목	값	단위
정격 출력	120	W	회전자 지름	39.6	mm
정격 전압	42	V	Turn 수	41	
동작 속도	1000	rpm	코일 직경	1.2	mm
정격 전류	6	A	상 저항	0.426	Ω
상 수	3	Phase	고정자 지름	100	mm
최대 인덕턴스	0.026	H	최소 인덕턴스	0.0039	H
고정자 극수	6	Poles	공극 길이	0.2	mm
회전자 극수	4	Poles	적층폭	120	mm
코어 재질	S18		점적율	12	%
정격 토크	1.2	Nm	최대 토크	2	Nm
고정자 극 호	30		회전자 극 호	50	
효율	74	%	역률	56	%

5.2 실험 장치

그림 10는 본 연구에서 실험을 위해 제작된 SRM 구동시스템의 구성도이다. SRM에 부하를 인가하기 위한 부하용 브레이크는 직접 설계 제작한 와전류 제동기를 사용하였으며, SRM의 발생 토크를 검출하기 위해서 Staiger-Mohilo사의 Torque Transducer인 0160DM"L"을 이용하였다. 검출 범위는 최대 토크 2[N·m], 최대 속도 5000[RPM]까지 가능하다. 부하시험장치는 모터 크기에 관계없이 모터와 토크 트랜스듀서의 축 정렬을 맞출 수 있도록 모터 장착 부를 3차원 자유도의 가변 구조로 만들었다. SRM 구동 컨버터는 비대칭 브릿지 컨버터 구조로 구성하였다. 구동 컨버터의 직류 전원은 Agilent사의 DC Power Supply, 6574A를 사용하였으며 최대 출력범위는 60[V], 30[A]까지 가능하다. SRM의 위치, 속도 검출용 센서는 1회전 당 2500 펄스를 출력하는 오픈 콜렉터형 엔코더를 이용하였으며 SRM 3상의 전류를 검출하기 위해 50A/4V, 전압형 전류 트랜스듀서(C/T)에 10턴을 감아 사용한다. SRM의 구동 주 제어기는 속도제어와 토크제어를 Full Digital로 수행할 수 있도록 TI사의 모터 구동 전용 DSP인 TMS320F240을 이용하여 구성하였다. 제어기에 요구되는 기능을 수행하기 위해 필요한 주요 하드웨어 구성 요소는 PWM발생장치, A/D 변환부, 전류 검출부, 속도 검출부, 파워소자의 게이트 구동회로, 디지털 전원 및 아날로그 전원 그리고 게이트 구동전원을 공급하기 위한 SMPS (Switching Mode Power Supply)부와 CPU에서 디지털로 계산된 속도, 추정 토크 등의 변수들을 외부에서 모니터링 하기 위한 D/A 변환부 등이 있다.

5.3 시뮬레이션에 의한 비교 검토

토크 리플 저감의 제어 성능을 검토하기 위해서 ACSL (Advanced Continuous Simulation Language) 소프트웨어를 사용하여 시뮬레이션을 수행하였다. 그림 11는 정격 부하

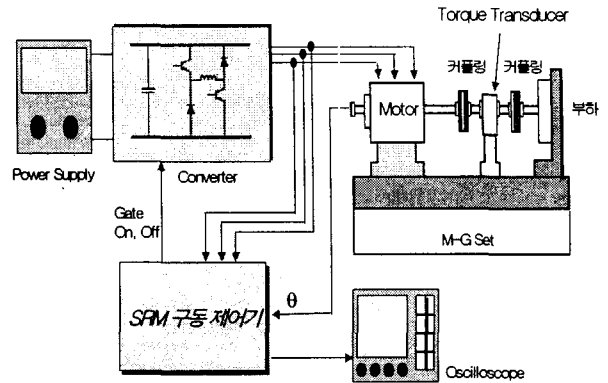


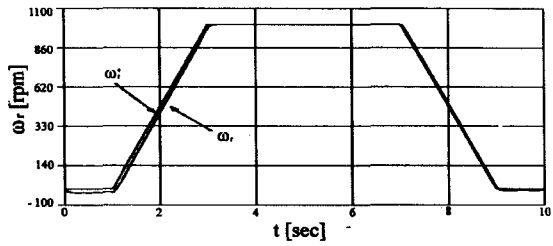
그림 10. SRM 실험장치 구성도

Fig. 10. Test setup for SRM torque control

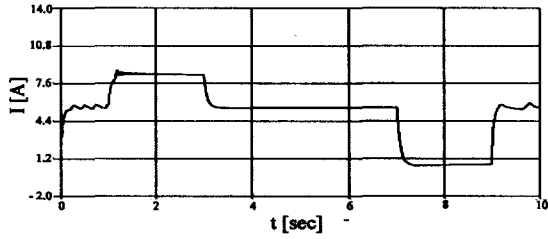
1.2[Nm], 지령 속도 1,000[RPM]에서의 비 간섭 전류 제어에 의한 램프속도 응답 특성에 대한 시뮬레이션 결과들을 보여 주고 있다. 그림 11(b)의 요구 속도를 발생시키기 위한 지령 전류에 대해 실제 한 상 전류의 크기는 그림 11(c)과 같이 지령 전류와 일치하고, 정속 시의 전류 파형도 그림 11(e)와 같이 일정하게 흘러 비 간섭 전류 제어가 잘 동작함을 알 수 있다. 그러나 그림 11(d), (f)와 같이 토크 파형은 전반적으로 토크 리플이 존재함을 알 수 있고, 따라서 전류 제어만으로는 토크 리플을 감소시킬 수 없으며, 토크 리플을 저감시키는 토크 제어 방법이 필요하다는 것을 알 수 있다.

본 연구에서는 SRM의 발생 토크를 추정하여 그 추정 토크를 기반으로 토크 리플을 저감시키는 직접 토크 제어를 제안하였고 그림 12는 직접 토크 제어를 사용한 SRM 가변속 제어의 시뮬레이션 결과 파형 들이다. 그림 12(a)는 1,000[RPM]으로 속도 제어가 원활히 수행되고 있음을 보여 주고 있고, 실제 토크도 지령 토크와 일치하고 있음을 그림 12(d)에서 보여 주고 있다. 전류는 정속 구간에서 6[A], 가속 구간에서 약 8.5[A]가 흐르며, 토크는 정속 구간에 1.2[Nm], 가속 구간에 2배인 2.4[Nm]의 토크가 발생되어 토크는 전류의 자승에 비례함을 알 수 있다. 그림 12(f)의 정속 구간의 토크를 보면 전류 제어만에 의한 SRM의 가변속 제어보다 상당히 토크 리플이 감소하였으며 전체 토크의 합이 리플이 없도록 각 상의 토크가 분배되어 그에 해당하는 각 상의 전류가 흐르고 있다. 토크는 상승 인덕턴스의 후단 부분, 즉 회전자 극이 정렬되려고 하는 위치에서 토크가 감소하기 때문에 전류가 뒷부분에서 약간 상승하여 흐르고 있다. 따라서 본 연구에서 제안한 토크 추정 방법을 기반으로 하는 직접 토크 제어에 의한 SRM의 가변속 제어는 토크 리플 저감의 토크 성능 개선에 매우 효과적임을 알 수 있다. 그림에서 약간의 토크 리플을 포함하고 있는 것은 토크 제어기는 추정 토크를 제어하기 때문에 추정 토크와 실제 토크와의 오차로 인한 리플로 기인되며 좀 더 정확한 데이터를 기반으로 토크를 추정한다면 완벽한 토크 제어가 가능하다고 사료된다.

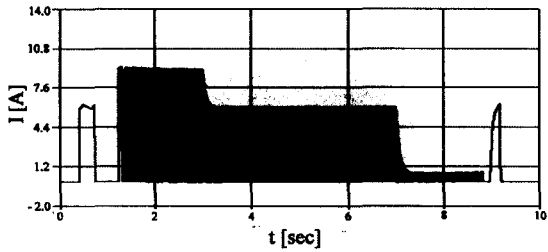




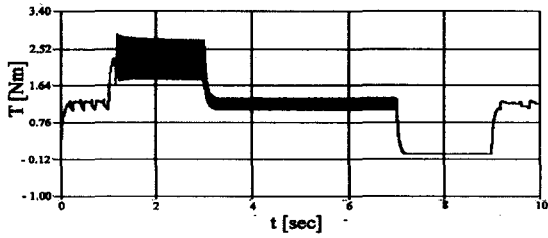
a) 속도 파형



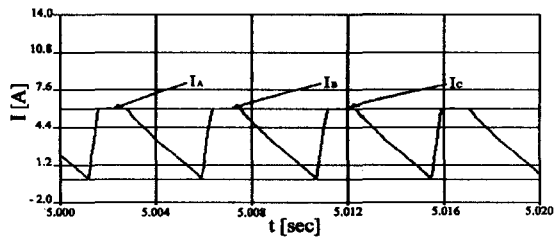
b) 지령 전류 파형



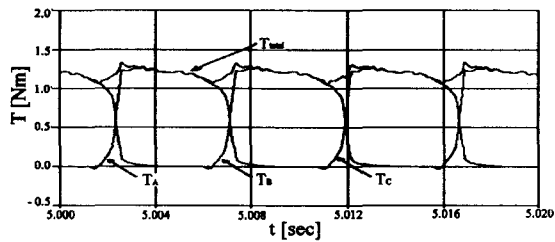
c) 상전류 파형



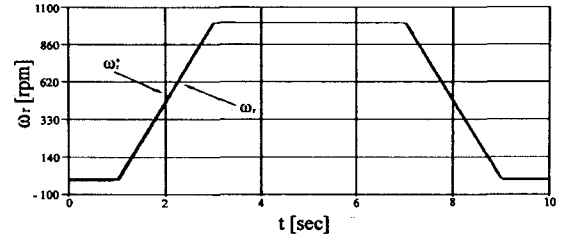
d) 토크 파형



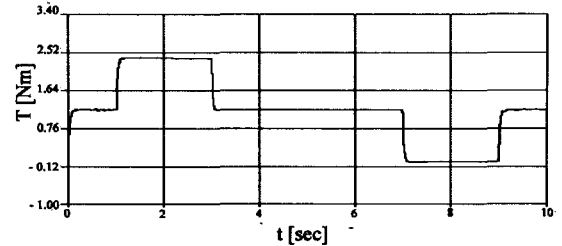
e) 정속 구간 전류 파형



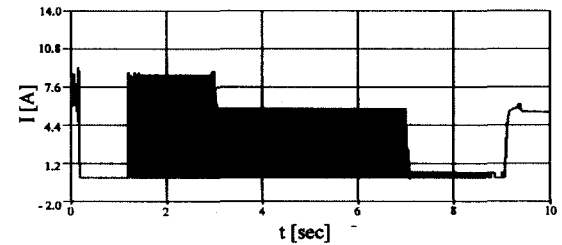
f) 정속 구간 토크 파형



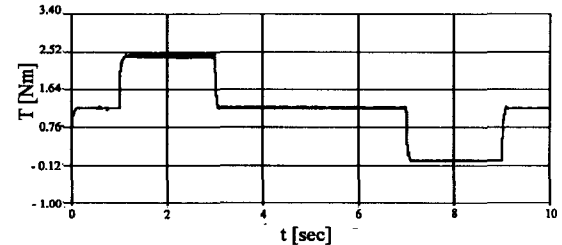
a) 속도 파형



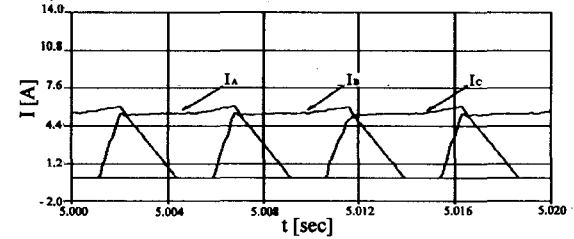
b) 지령 토크 파형



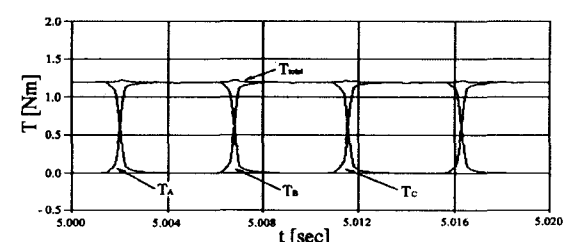
c) 상전류 파형



d) 토크 파형



e) 정속 구간 전류 파형



f) 정속 구간 토크 파형

그림 11. 전류제어 만에 의한 가변속 제어시 시뮬레이션 결과  
Fig. 11. Simulation results by only current controller

그림 12. 토크 제어에 의한 가변속 제어시 시뮬레이션 결과  
Fig. 12. Simulation results of direct torque controller

5.4 실험에 의한 비교 검토

그림 13은 전류 제어만의 가변속 제어에 의한 램프속도 응답 특성에 대한 실험결과 파형이다. 지령속도는 시뮬레이션과 마찬가지로 1,000[RPM]으로 정속 구간에서의 부하는 1.2[Nm]가 인가되도록 와전류 제동기에 여자 전류를 입력하였다. 정속 시와 전류는 시뮬레이션과 비슷한 6[A]가 흐르고 가속 시는 8.5[A]근처에서 흐르며 감속 시는 부하가 제동 역할을 하므로 4[A]로 흐른다. 시뮬레이션과 비교할 때 감속 시 전류의 크기와 파형이 차이가 있는 것은 본 실험에서 부하로 적용하고 있는 와전류 제동기가 속도에 따라 제동 특성이 다르기 때문에 시뮬레이션처럼 일정한 부하를 인가할 수 없어서 발생하는 현상이다. 가속 시에 속도가 증가할수록 부하가 증가하므로 전류도 더 증가하는 현상을 보이고, 감속 시에는 부하가 감소하므로 감속 전류가 시뮬레이션보다 더 요구되어 큰 전류가 흐르고 있음을 그림 13(b), (c)의 파형에서 알 수 있다. 또한 그림 13(d)의 토크 파형도 같은 현상을 보이고 있다. 그림 13(e)의 정속 구간에서의 전류 파형을 보면 비 간섭 전류제어가 잘 수행되어 평활한 전류가 흐르나, 시뮬레이션과 마찬가지로 토크 파형을 보면 여전히 토크 리플이 존재함을 그림 13(d)와 (f)에서 확인할 수 있다. 따라서 전류 제어만으로는 토크 리플을 감소시킬 수 없으며, 토크 리플을 저감시키는 토크 제어 방법이 필요하다. 이것을 실험을 통해서도 증명할 수 있었다.

그림 14은 직접 토크 제어기에 의한 가변속 제어의 실험 결과 파형 들이다. 이 방법에 의한 속도 제어가 원활히 수행되고 있음을 그림 14(a)는 보여주고 있고 토크도 지령 토크와 일치하고 있음을 그림 14(b)와 (d)에서 보여 주고 있다. 가속 시의 토크 파형은 일정하지 않고 속도가 증가할수록 토크가 증가하는 현상을 보이는데, 이것은 전류제어의 실험 결과와 마찬가지로 와전류 제동기가 속도에 따라 제동 특성이 다르기 때문에 발생하는 현상으로 가속 시에 속도가 증가할수록 부하가 증가하므로 요구 토크도 더 증가하는 현상을 보이고, 감속 시에는 와전류의 제동 부하가 감소하므로 감속 시 토크도 역 토크를 발생시킴을 그림14(b), (d)의 파형에서 보여주고 있다. 전류는 정속 구간에서 6[A],가속 구간에서 약 8.5[A]가 흐르며, 토크는 정속 구간에 1.2[Nm], 가속 구간에서는 평균적으로 약 2.4[Nm]의 토크가 발생되며 그림 14(e)의 정속 구간의 상전류는 뒷부분에서 약간 상승하여 흐르고 있어 회전자 극이 정렬되려고 하는 위치에서 토크가 감소하는 영향을 보상하는 모습이 나타난다. 따라서 그림 14(f)의 정속 구간의 토크 파형을 보면 전류제어에 의한 SRM의 가변속 제어보다 상당히 토크 리플이 감소하였음을 보여 주고 있다. 위 실험 결과로부터 본 연구에서 제안한 토크 추정 방법을 기반으로 하는 직접 토크 제어가 SRM의 가변속 제어에 유용하며 특히 토크 리플 저감에 매우 효과가 크다는 것을 시뮬레이션과 마찬가지로 증명할 수 있었다.

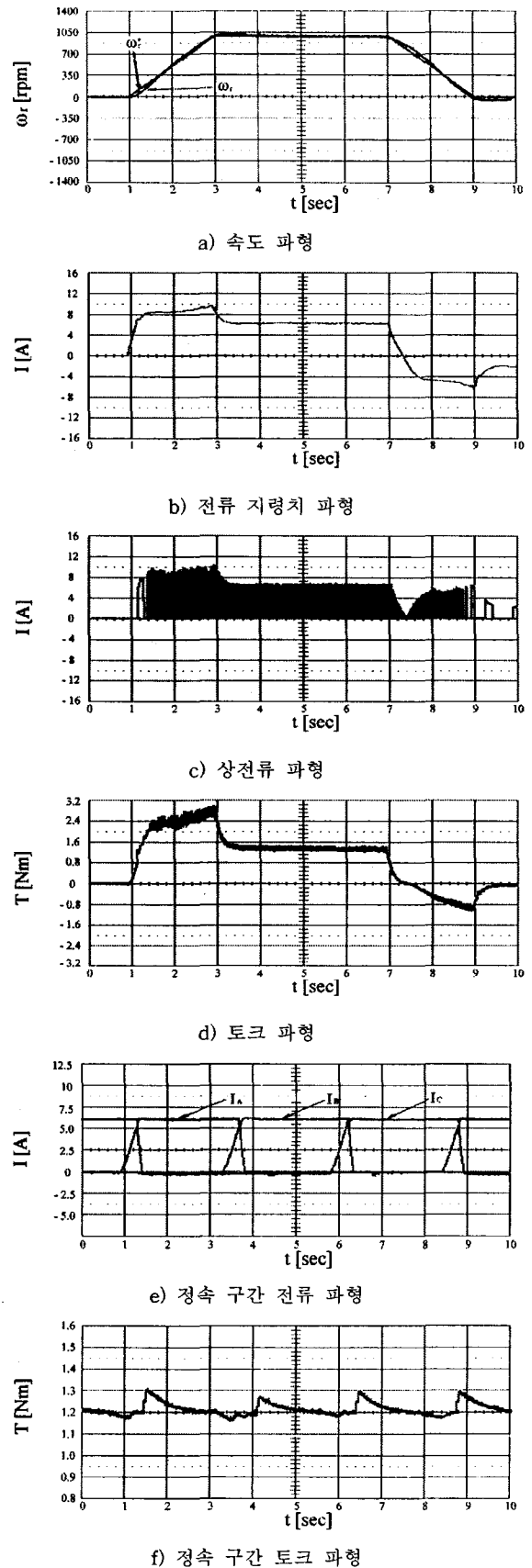


그림 13. 전류제어 만에 의한 가변속 제어시 실험 결과  
Fig. 13. Experimental results by only current controller

5. 결 론

본 연구에서는 토크 리플 저감을 위한 제어 방법으로 추정 토크를 기반으로 하는 직접 토크 제어 방법을 제안하였다. 토크 추정은 에너지 변환 원리를 기반으로 하는 비선형을 고려한 추정 방법을 사용하였고 토크 제어의 핵심인 전류제어의 성능 개선을 위해 비 간섭 전류 제어방법을 제시하여 그 성능을 검토하였다. 본 연구에서는 시뮬레이션을 통해 직접 토크 제어기의 성능을 분석하였고 제어 대상 SRM과 드라이브를 제작, 실험을 수행하여 직접 토크 제어 방법에 의해 약 3[%] 이내로 토크 리플을 억제할 수 있어 제안된 방법에 의해 토크 리플의 저감 향상을 확인할 수 있었다. 또한 본 연구는 스위치드 릴럭턴스 모터의 발생 토크는 전류와 위치의 함수이며, 자계의 비선형 특성으로 인해 전류제어만으로는 토크 리플 저감 등 토크 특성을 향상시킬 수 없음을 시뮬레이션과 실험을 통해 증명하였으며 비선형 토크 추정 방법을 제안하여 직접 토크 제어의 기반을 마련하였다.

본 연구에서 제안한 토크 제어 방법은 기존의 SRM 구동 연구를 개선하였다고 사료된다. 또한 향후 연구 방향으로 좀 더 간편하면서도 정밀한 추정 방법의 지속적인 발전이 필요하며 본 연구의 토크 추정 방법을 응용하여 토크 리플의 저감뿐만 아니라 효율 개선 등에도 확대 적용이 가능하리라 사료되어 이에 관련한 지속적인 연구도 요구된다.

감사의 글

본 논문은 2003년도 한국학술진흥재단의 지원에 의하여 연구되었음 (KRF-2003-003-D00131).

참 고 문 헌

- [1] "스위치드 릴럭턴스 모터의 기술 동향", 大韓電氣學會, 1994年, 릴럭턴스모터 조사전문위원회
- [2] N.N. Fulton, P.J. Lawrenson, J.M. Stephenson, R.J. Blake, R.M. Davis and W.F. Ray, "Recent Developments in High Performance Switched Reluctance Drives", Second International Conference on Electrical Machines- Design and Applications, pp. 130-133, Sept. 1985
- [3] 문재훈, 오석규, 안진우, "An Analysis of Noise Characteristics According to the Excitation Method of SRM", 大韓電氣學會論文誌, 49B卷, pp. 565-571, 9號, 2000年 9月
- [4] P. Tandon, A.V. Rajarathnam, M. Ehsani, "Self-Tuning Control of Switched Reluctance Motor Drive with Shaft Position Sensor", IEEE Transaction on Industry Applications, Vol.33, No. 4, pp. 1002-1010, July/August 1997
- [5] 최재학, 김 술, 이갑재, 이주, 홍경진, 최동훈, "스위치드 릴럭턴스 전동기의 토크 리플 저감을 위한 기하학적 파라미터와 전기적인 파라미터의 최적화", 大韓電氣學會論文誌,

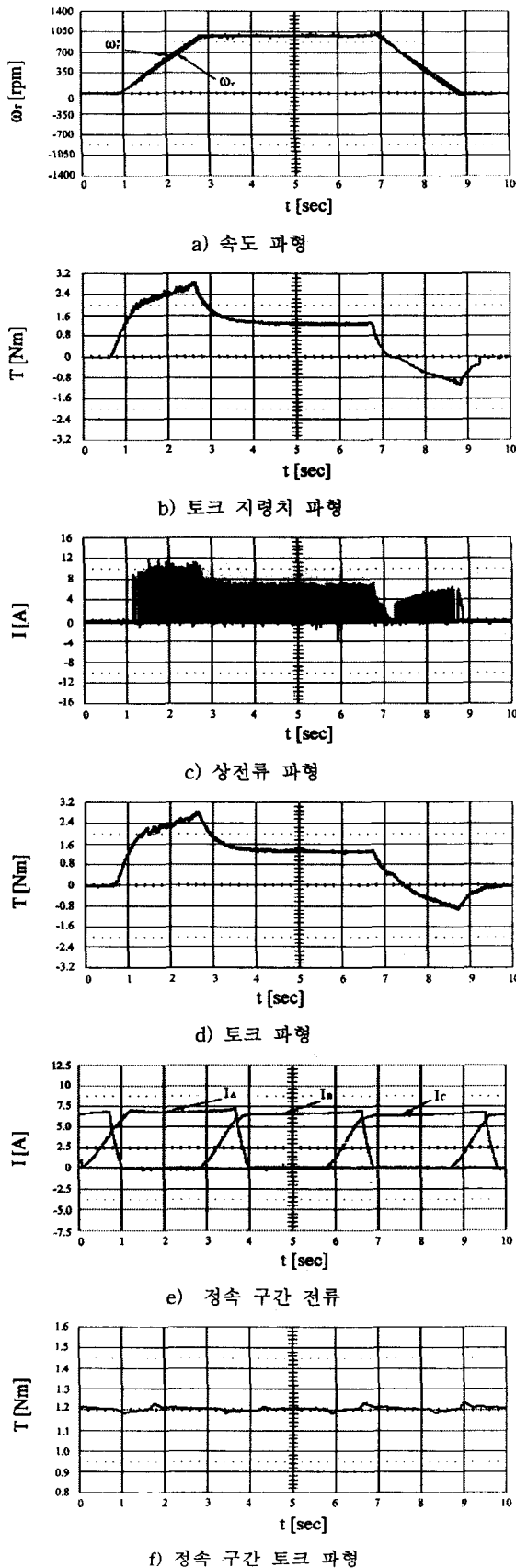


그림 14. 직접 토크 제어시의 실험 결과 파형  
 Fig. 14. Experimental results of direct torque controller

52B卷, pp. 93-100, 3號, 2003年 3月

- [6] A.M. Stankovic, G. Tadmor, and Z. Coric, "Low Torque ripple control of current-Fed Switched Reluctance Motors", IEEE Industrial Application Society Annual Meeting, September, pp.84-91, 1996
- [7] 김윤현, 김 솔, 최재학, 이 주, "에너지 변환법에 의한 스위치드 릴럭턴스 모터의 토크 추정", 大韓電氣學會 論文誌, 50B卷, pp. 374-383, 8號, 2001年 8月
- [8] I. Husain, and M. Ehsani, "Torque ripple minimization in Switched Reluctance Motor Drives by PWM Current Control", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 11, No. 1, pp.83-88, January 1996
- [9] I. Husain, "Minimization of torque ripple in SRM drives", Industrial Electronics, IEEE Transactions on, Vol 49, Issue 1, pp 28-39, Feb. 2002
- [10] J.C. Moreira, "Torque ripple minimization in Switched Reluctance Motors via Bi-Cubic Spline Interpolation", IEEE PESC '92 Record, pp. 851-856, 1992
- [11] J.M. Stephenson, A. Hughes, R. Mann, "Online torque-ripple minimisation in a switched reluctance motor over a wide speed range", IEE Proc. Electric Power Applications, Vol 149, No 4, pp 261-267, July 2002

## 저 자 소 개

### 김 윤 현(金 倫 賢)



1964년 3월 13일 생. 1987년 한양대 전기공학과 졸업. 1989년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1989~1999년 LG 산전연구소 책임연구원. 1999년~2002 한양대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 한밭대학교 전기공학과 전임강사  
 Tel : (042) 821-1099  
 Fax : (042) 821-1088,  
 E-mail: yhyunk@hanbat.ac.kr

### 김 태 형(金 泰 亨)



1969년 4월 3일 생. 1993년 한양대 전기공학과 졸업. 1995년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995~2002년 LG전자 DA 연구소 선임연구원. 2001년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.  
 Tel.: (02) 2290-0349  
 E-mail: ktheoung@dreamwiz.com

### 이 주(李 柱)



1963년 8월 30일 생. 1986년 한양대 전기공학과 졸업. 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1988~1993년 국방과학연구소 연구원. 1997년 일본 큐슈대학교 SYSTEM, 정보과학연구과 졸업(공학). 1997년 한국 철도기술 연구원 선임연구원. 1997년~현재 한양대 공대 전자전기공학부 조교수.  
 Tel.: (02) 2290-0342  
 E-mail : julee@hanyang.ac.kr