

# 전차 포신의 정밀 위치 제어를 위한 스위치드 리럭턴스 모터의 토크 제어

## Torque Control of a Switched Reluctance Motor for the Precision Position Control of a Tank Gun

최창환\*      김용대\*      이대옥\*\*      박기환\*\*\*  
Changhwan Choi    Yongdae Kim    Daeok Lee    Kyihwan Park

### ABSTRACT

A torque control method of a switched reluctance motor for the position control of a tank gun is presented. One of the widely used torque control scheme, torque sharing function method, is investigated and a new torque sharing function method is proposed that extends the definition region of the conventional TSF to both the positive and negative torque production regions. By using this definition, all kinds of the control inputs that consider switching on/off angle control as well as the current profiling can be described. A parametrized representation of the current profiles is proposed by using a series of B-spline functions, which reduces memory requirement and enables additional controllers. Optimal determination of the TSFs are also investigated for various control objectives. Moreover, the comparison study of each objective is presented. Since this method generalizes all of the possible control input, the current and torque profiles obtained from the optimization are the most suitable control input that satisfy the objectives.

주요 기술용어 : switched reluctance motor, torque sharing function, optimization

### 1. 서 론

산업용, 군사용 기기의 주류를 이루고 있던 고부하 구동용 유압 시스템이 에너지 효율 향상과 경량화 문제, 환경 문제의 대두로 인해 최근에는 전기기

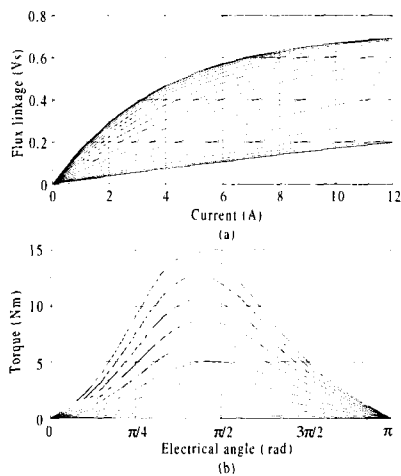
계 시스템으로 대체되고 있는 추세이다. 또한 전기기계 시스템을 구성하기 위한 영구 자석과 자성체의 재질 향상, 전력용 파워 반도체의 가격 저하와 성능 향상으로 인해 이러한 추세는 가속될 것으로 전망된다. 특히 산업용, 군사용 구동기의 경우 고성능과 아울러 가격과 신뢰성 면에서도 높은 특성을 요구하고 있기 때문에 이러한 요구 조건을 만족하는 전기 모터의 개발이 필요하다. 최근 전차에 사용되는 액츄에이터 또한 전기 모터로 대체되고 있는 추세이고 군

이 연구는 국방과학연구소(ADD)의 지원을 받아 수행하였다.(ADD-98-2-1)

\* 광주과학기술원 기전공학과 박사과정, 석사과정

\*\* 국방과학연구소 책임연구원

\*\*\* 광주과학기술원 기전공학과 교수



[그림 1] (a) 자속 쇄교-전류 선도 (b) 토크 형태

사용임을 감안할 때 현재 개발되고 있는 전기 모터 중에 신뢰성이 가장 좋다고 알려져 있는 스위치드 리럭턴스 모터(Switched Reluctance Motor : SRM)를 이용하여 포신 구동용 정밀 액츄에이터를 개발한다.

스위치드 리럭턴스 모터(SRM)는 간단한 구조와 높은 토크/질량 비의 특성을 가지고 있는 모터로서 현재 많은 연구가 이루어지고 있다. 그러나 이러한 특성에도 불구하고 토크 리플과 소음, 진동이 심하다는 특징으로 있어 제한된 응용 범위에만 사용되다 최근에는 토크 리플을 줄이는 설계와 제어 기법들이 많이 연구되어 응용 범위가 점점 넓어 질 것으로 예상된다.

SRM의 응용 범위는 크게 가변 속도 응용과 위치 제어 응용으로 나눌 수가 있다. 가변 속도 제어 응용의 경우 전기 자동차용 구동 모터나 산업용 모터를 예로 들 수 있으며 비교적 넓은 속도-토크 특성을 얻기 위한 것이 주된 관심사이다. 이와 같은 속도 제어용 SRM의 경우는 제어 시에 전류의 상승 하강 시간이 토크 특성에 영향을 미치게 되어 최적의 토크 특성을 얻기 위해서는 적절한 스위칭 온/오프 각도를 결정하는 것이 중요한 제어 변수가 된다.

최근에는 SRM이 저속고토크 모터인 직접 구동 방식의 모터로의 적용이 연구되고 있다. 이러한 위치 제어 응용의 경우 SRM이 가진 토크의 비선형성을 줄이기 위한 것이 주된 관심사이며 이 응용의 경우는 비교적 저속 회전을 하는 모터를 대상으로 하기 때문에 스위칭각 제어보다는 SRM의 비선형성을 보상하기 위한 적절한 크기의 상전류 파형을 결정하는 방법이 중요시되고 있다. 피드백 선형화 제어<sup>(1)</sup>와 슬라이딩 모드 제어<sup>(2)</sup> 같은 비선형 제어, 적응 제어기<sup>(3)</sup>, 퍼지 제어기<sup>(4)</sup>도 적용되고 있다. 그러나 이러한 제어기의 경우 파라미터 변화에의 강인함과 높은 안정성을 가지고 있는데 반해서 계산량이 많다는 단점으로 인해 실제 적용에는 여러 가지 어려움이 있다. 그러므로 각 상의 토크 생성 값을 정의한 토크 공유 함수(torque sharing function : TSF)를 이용한 방법이 제안되었다<sup>(3),(5)</sup>.

TSF 방식의 경우 계산량이 적다는 장점뿐만 아니라 일정한 토크의 생성을 보장할 수 있으며 이외의 부가적인 제어 목적도 달성할 수 있다는 장점이 있다. 기존의 TSF 방식의 경우 위치 제어용 응용을 위한 목적으로 제안되었기 때문에 양의 토크를 생성하는 구간에서만 TSF를 정의하였다. 그러나 이 경우 속도가 높아질수록 전류 제어의 시간 지연으로 인해 비정렬 부근(unaligned position)에서의 양의 토크의 크기는 줄어들고 정렬 부근(aligned position)에서의 부토크의 크기는 점점 커지게 되어 토크 리플이 높아지고 속도-토크 특성이 나빠지는 단점이 있었다.

본 연구에서는 이러한 단점을 보완한 새로운 방식의 TSF를 이용한 토크 제어 방법을 제안한다. 전류의 시간 지연을 보상해 주기 위해서는 충분한 전류 상승 시간을 확보하는 것이 유리하기 때문에 TSF의 정의 구간을 양의 토크 구간과 부토크 구간까지 확장하여 정의하였고 B-spline 함수를 이용하여 전류 파형을 파라미터화시켰다. 파라미터화할 경우 기존

의 Lookup 테이블 방식에 비해 메모리의 저장 용량을 줄일 수 있고 적용 제어기와 같은 부가적인 제어기를 도입하기가 쉽다는 장점을 가지게 된다. TSF를 결정하는데 있어서 저속의 경우 전류의 최대값이나 전력 소비를 줄이는 것이 유리하고 고속의 경우는 기준 전류의 변화량과 요구 전압이 적은 것이 제어에 유리하다. 이러한 목적 함수를 기준으로 하여 최적의 TSF를 결정하는 방법과 각 회전 속도별로 유리한 TSF를 결정하여 일정 토크 제어를 수행하는 방법을 제안한다. 제안된 방식은 저속과 고속에서의 토크 특성을 모두 고려한 제어 방식으로 넓은 응용 범위를 가진 제어기로의 적용이 가능하다.

## 2. 모델링과 매개변수화

SRM의 동역학식은

$$\frac{\partial \lambda(\theta, i)}{\partial i} \frac{di}{dt} + \frac{\partial \lambda(\theta, i)}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} + Ri = V \quad (1)$$

$$\omega = \dot{\theta} \quad (2)$$

$$J\dot{\omega} = \sum_{k=1}^L T_k(\theta, i) - T_L(\theta) \quad (3)$$

이다. 여기서,  $\theta, \omega, i, R, V, J$  그리고  $L$ 은 각각 회전자의 위치, 회전자의 각속도, 전류, 권선저항, 상전압, 관성모멘트와 상의 수를 나타낸다.  $\lambda(\theta, i), T_k(\theta, i)$  그리고  $T_L(\theta, i)$ 는 각각 자속, 상들에 의해 발생하는 토크, 그리고 부하토크를 나타낸다. SRM의 자속은 다음과 같이 표현할 수 있다<sup>(1)</sup>.

$$\lambda_k(\theta, i) = \psi_s(1 - e^{-i/f_k(\theta)}) \quad (4)$$

여기서,  $\psi_s$ 는 포화자속을 나타내고,  $f_k(\theta) = c_0 + c_1 \cos N_r(\theta - 2\pi/N_s) + \dots + c_n \cos n N_r(\theta - 2(k-1)\pi/N_s)$ 이다. 여기서  $c_j$ 는 상계수이다.  $N_r$ 과  $N_s$ 는 회전자와

고정자의 극의 수이다. 식 (4)를 전류에 대해서 적분하고 회전자의 위치에 대해서 편미분하면 다음과 같은 토크식을 얻는다.

$$T_k(\theta, i) = \frac{\psi_s}{f_k(\theta)^2} \frac{\partial f_k(\theta)}{\partial \theta} \{1 - (1 + i/f_k(\theta))e^{-i/f_k(\theta)}\} \quad (5)$$

상토크는 모든 정수  $n$ 에 대하여,  $n\pi$  지점에서 주기적이고, 대칭적이고 전류에 대해서 단조 증가하는 함수이다.

그림 1은 식(4)와 (5)를 이용하여 그림 자속 쇄교 전류 곡선( $\lambda-i$ )과 SRM의 토크 형태를 보여 준다.  $\lambda$ 와  $i$ 의 비선형적인 관계 때문에 전체 토크를 상수 값이 되게 하는 전류 파형을 해석적으로 구하는 것은 어렵다. 그러므로 B-spline 함수를 이용하여 임의의 전류 파형을 표현할 수 있는 근사화 방법을 도입한다. B-spline 함수는 간격  $\delta$ 로서  $\theta_0$ 부터  $\theta_e$ 까지 정의된다.  $j$ 번째 B-spline 기조함수는 다음과 같이 정의된다.

$$b_j(\theta) = B\left(\frac{\theta - (j-1)\delta}{3\delta}\right) \quad (6)$$

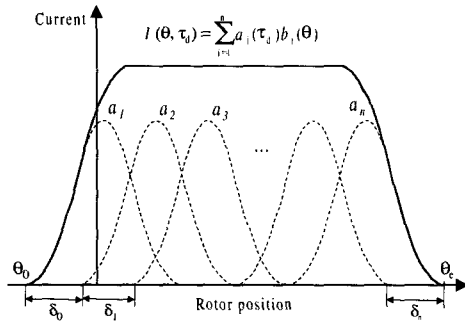
여기서  $B(s)$ 는 정형화된 2차 B-spline 기조함수이다.

$$B(s) = \begin{cases} 0 & \text{for } s < 0 \text{ or } s > 1 \\ 9s^2/2 & \text{for } s \in [0, 1/3) \\ (-18s^2 + 18s - 3)/2 & \text{for } s \in [1/3, 2/3) \\ (3 - 3s)^2/2 & \text{for } s \in [2/3, 1] \end{cases} \quad (7)$$

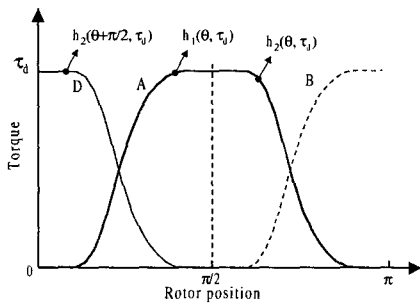
그러면, 한 상에 대해서 일정한 토크  $\tau_d$ 를 발생시키는 전류 파형은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$I(\theta, \tau_d) = \sum_{j=1}^n a_j(\tau_d) b_j(\theta). \quad (8)$$

그림 2에서 알 수 있듯이, 식 (8)이 모든 전류 파형을 나타낼 수 있기 때문에 전류 파형 제어와 스위칭 각 제어를 동시에 고려한 것이라고 할 수 있다.



(그림 2) 연속된 B-spline 함수를 이용한 전류 파형의 근사화

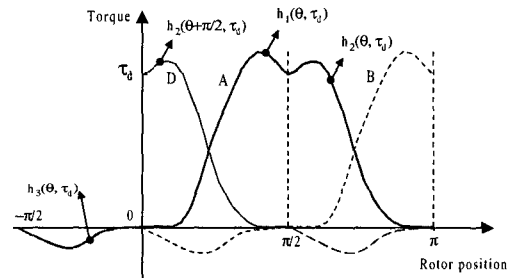


(그림 3) 각도 제어가 없는 경우의 TSF 정의

기 위해서는 함수  $h_1$ 과  $h_2$ 는 다음과 같은 조건을 만족해야 한다.

$$h_1(\theta, \tau_d) + h_2(\theta + \pi/2, \tau_d) = \tau_d \quad (9)$$

여기서  $\tau_d$ 는 양이라고 가정한다. 이 공식은  $-\tau_d$ 에 대해서도 쉽게 확장할 수 있다. 물리적으로 상전류에 제한이 있고 그에 따라 상토크의 크기에도 제한이 있기 때문에 다음과 같은 제한 조건을 생각할 수 있다.



(그림 4) 각도 제어가 있는 경우의 TSF 정의

### 3. 각도 제어가 없는 토크 공유 함수법

그림 3은 회전자의 모든 위치에 대해서 일정한 토크를 발생하는 토크 공유함수의 정의를 보여준다.  $h_1(\theta, \tau_d)$ 는 A가  $\theta \in [0, \pi/2]$ 에서 토크가 상승하는 영역을 나타내고  $h_2(\theta, \tau_d)$ 는  $\theta \in [\pi/2, \pi]$ 에서 토크가 하강하는 영역을 나타낸다. 또한, 상 D와 상 B로 정의된 상 A의 전과 후의 영역을 겹쳐서 나타내었다. 각도제어가 고려되지 않았기 때문에 부토크 구간에서는 전류 하강 시간 지연에 의해 발생하는 잔류 전류를 제외하고는 전류가 가해지지 않았다고 가정할 수 있다. 이러한 잔류 전류에 의해서 발생하는 토크는 무시할 수 있다고 가정한다.

모든 회전자의 위치에서 일정한 토크  $\tau_d$ 를 만들

$$0 \leq h_1(\theta, \tau_d) \leq T(\theta, I_{max}) \quad \forall \theta \in [0, \pi/2], \quad (10a)$$

$$0 \leq h_2(\theta, \tau_d) \leq T(\theta, I_{max}) \quad \forall \theta \in [\pi/2, \pi], \quad (10b)$$

$$0 \leq I(\theta, \tau_d) \leq I_{max} \quad \forall \theta \in R. \quad (10c)$$

식 (9)와 식 (10)을 만족하는  $h_1(\theta, \tau_d)$ 와  $h_2(\theta, \tau_d)$ 가 무수히 많이 존재하므로 위 조건만으로는 이러한 함수들을 유일하게 정의할 수 없다. 함수들을 정의하기 위해서, 전류, 전압, 요구 전력 또는 전류 제어 대역폭 등과 같은 부가적인 제어 목적을 도입해야 하는데, 이러한 것들은 TSF의 파형과 밀접한 관계를 가지고 있다. 이것은 TSF방법의 장점 중 하나이다. 그러므로 일정한 토크 발생뿐만 아니라, 추가적인 제어 목적도 얻을 수 있다. 이러한 부가적인 목적을 최적화 문제에 도입함으로써 최적의 TSF를 얻을 수 있다.

#### 4. 각도 제어가 있는 토크 공유 함수법

전장에서는 대부분의 연구자들이 했던 것처럼 TSF가 양의 토크 발생 영역에서만 정의되었기 때문에, 전류는 비정렬 위치에서는 켜지고 정렬 위치의 근처에서는 꺼진다. 이와 같은 방법은 고속에서 전류의 상승 시간 부족으로 인하여 전류의 변화가 심하고, 따라서 회전자의 속도가 증가할 때 요구 전압이 커지는데, 이것은 일정한 토크의 생성을 어렵게 하고 토크-속도 성능을 저하시킨다. 이러한 문제점을 피하고 보다 유연한 제어를 위해서 TSF의 영역을 음의 토크 영역까지 확장한다.

그림 4는 본 논문에서 제안된 TSF의 정의를 보여준다.  $h_1(\theta, \tau_d), h_2(\theta, \tau_d), h_3(\theta, \tau_d)$ 는 각각 상 A가  $\theta \in [0, \pi/2]$ 에서 상승 토크,  $\theta \in [\pi/2, \pi]$ 에서 하강 토크, 비정렬 위치의 근처에서의 음의 토크를 나타낸다. 또한 상 D와 상 B로 정의된 상 A의 전과 후의 영역도 겹쳐서 나타내었다. 이번 장에서는, 전류가 비정렬 위치가 되기 전에 켜지는 경우를 고려하였기 때문에, TSF의 정의는 앞장에서 보다 더 복잡하다.  $\theta \in [0, \pi/2]$ 에서의 전체 토크는 상 A의 상승 토크  $h_1(\theta, \tau_d)$ , 상 D의 하강 토크  $h_2(\theta + \pi/2, \tau_d)$ , 상 B의 상승 전류에 의해 발생하는 부토크  $h_3(\theta - \pi/2, \tau_d)$ 의 합이다. 비슷한 상변환이 계속 반복되고 TSF 또한  $\pi/2$ 의 주기로 반복된다.

회전자의 모든 위치에서 일정한 토크  $\tau_d$ 를 생성하기 위해서는  $h_1$ 부터  $h_3$ 까지의 함수는 다음과 같은 조건을 만족해야 한다.

$$h_1(\theta, \tau_d) + h_2(\theta + \pi/2, \tau_d) + h_3(\theta - \pi/2, \tau_d) = \tau_d \quad (11)$$

상전류의 물리적인 제한으로 인해 다음과 같은 제한 조건이 생긴다.

$$0 \leq h_1(\theta, \tau_d) \leq T(\theta, I_{\max}), \quad \forall \theta \in [0, \pi/2], \quad (12a)$$

$$0 \leq h_2(\theta, \tau_d) \leq T(\theta, I_{\max}), \quad \forall \theta \in [\pi/2, \pi], \quad (12b)$$

$$T(\theta, I_{\max}) \leq h_3(\theta, \tau_d) \leq 0, \quad \forall \theta \in [-\pi/2, 0], \quad (12c)$$

$$0 \leq I(\theta, \tau_d) \leq I_{\max}, \quad \forall \theta \in R. \quad (12d)$$

토크  $T(\theta, I_{\max})$ 는 각도 0과  $\pi$ 에 대해서 대칭이기 때문에,  $\theta \in [-\pi/2, 0]$ 와  $[\pi, 3\pi/2]$ 에서 극성은 서로 반대이다. 앞 장의 경우에서와 같이, 식 (11)과 식 (12)를 만족하는  $h_1(\theta, \tau_d), h_2(\theta, \tau_d), h_3(\theta, \tau_d)$ 는 무수히 많다.

#### 5. 최적화 문제 공식화

##### 5.1 목적 함수

저항에서의 전력 손실을 최소화하고, 전류 변화와 요구 전압을 최소화하는 TSF를 찾기 위한 목적 함수들을 찾아본다. 그리고, 어떤 목적 함수가 최적의 성능을 내기 위해 보다 적절한지를 고찰해본다.

모터가 과도상태에 있을 때 혹은 큰 부하 토크를 가지고 일정한 속도로 작동될 때 고정자의 저항에 의한 동손실이 현저하게 나타난다. 그러므로, 좋은 효율을 얻기 위해, 동손실을 감소시킬 필요가 있다. 동손실은 전류의 제곱에 비례하기 때문에 전류 파형이 각각의 상에 대해서 동일하다고 가정하면, 최적화 문제는 다음과 같은 함수의 최적화 문제로 표현될 수 있다.

$$Obj_1 \equiv \min \int_{-\pi}^{\pi} I(\theta, \tau)^2 d\theta. \quad (13)$$

전류 제어 루프의 추종 성능은 토크 제어를 위해

매우 중요하다. 전류 제어의 대역폭은 물리적으로 제한되기 때문에 실제의 전류가 쉽게 추종할 수 있도록 기준 전류를 되도록 매끄럽게 하는 것이 바람직하다. 그러므로 전류의 변화량을 줄이기 위해서는 다음과 같은 목적 함수를 정의할 수 있다.

$$Obj_2 \equiv \min \int_{-\pi}^{\pi} \left( \frac{\partial I(\theta, \tau)}{\partial \theta} \right)^2 d\theta. \quad (14)$$

정렬 위치와 비정렬 위치에서의 전류의 변화량이 같다고 하더라도 정렬 위치 근처에서의 인덕턴스가 비정렬 위치에서의 인덕턴스값보다 크기 때문에 기준 전류값을 추종하기 위해 요구되는 전압은 다르다. 그러므로, 상전압이 전류 추종 성능을 보장하기 위해서는 더 적합한 목적 함수이다. 그러면, 최적화 문제는 다음과 같이 정의된다.

$$Obj_3 \equiv \min \frac{1}{2\pi} \sqrt{\int_{-\pi}^{\pi} V^2 d\theta} \quad (15)$$

여기서 전압  $V$ 는 식 (1)로부터

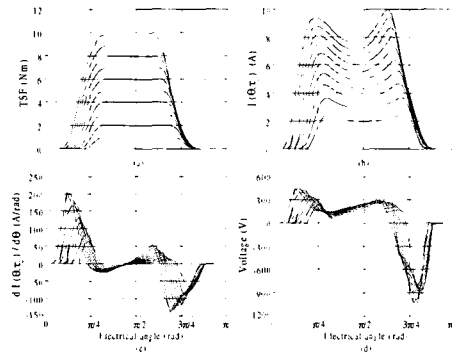
$$V = \omega_b \left( \frac{\partial \lambda(\theta, i)}{\partial i} \frac{di}{d\theta} + \frac{\partial \lambda(\theta, i)}{\partial \theta} \right) + Ri, \quad i = I(\theta, \tau_d)$$

이다. 여기서,  $\omega_b$ 는 기준 속도를 말한다.

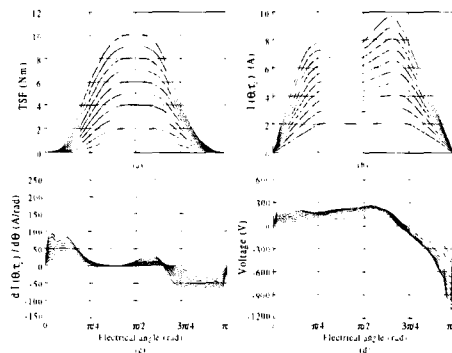
### 5.2 제한 함수

제 3장과 제 4장에서 정의된 구속 함수들은 비슷한 형태이기 때문에, 여기서는 식 (11)과 식 (12)만을 고려하기로 한다. 이 함수들을 수치 계산을 위한 벡터 형태로 변환한다.  $\tau_d$ 와  $\theta$ 의 샘플 데이터를 다음과 같이 선택하면

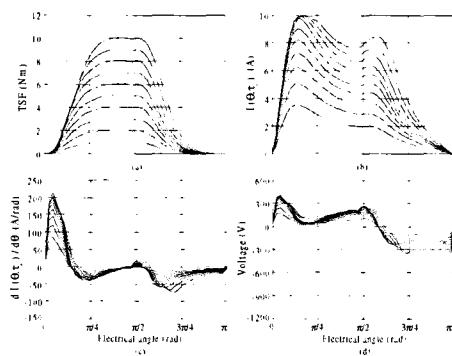
$$0 < \tau_{d1} < \tau_{d2} < \dots < \tau_{dn} = \tau_{max}, \quad (16)$$



(그림 5) 각도 제어 없는 경우의 최소 동손실을 가질 때의 (a) TSF (b) 전류 파형 (c) 전류 변화량 (d) 전압 파형



(그림 6) 각도 제어 없는 경우의 최소 전류 변화량을 가질 때의 (a) TSF (b) 전류 파형 (c) 전류 변화량 (d) 전압 파형



(그림 7) 각도 제어 없는 경우의 최소 전압을 가질 때의 (a) TSF (b) 전류 파형 (c) 전류 변화량 (d) 전압 파형

$$0 < \theta_1 < \theta_2 < \dots < \theta_s = \frac{\pi}{2} \quad (17)$$

이다. 각각의  $\tau_{dk}, k=1, 2, \dots, n$ 에 대해서 벡터  $H_{jk} \in R^s, T_j \in R^s, I_{jk} \in R^s, j=1, 2, 3$ 를 다음과 같이 정의한다.

$$H_{jk} \equiv [h_{jk1} \ h_{jk2} \ \dots \ h_{jks}]^T, \quad (18)$$

$$T_j \equiv [T_{j1} \ T_{j2} \ \dots \ T_{js}]^T \quad (19)$$

$$I_{jk} \equiv [I_{jk1} \ I_{jk2} \ \dots \ I_{jks}]^T \quad (20)$$

여기에서  $h_{jki} = h_j(\theta_i + \bar{\theta}_j, \tau_{dk}), T_{ji} = T(\theta_i + \bar{\theta}_j, I_{max})$  이고  $I_{jki} = I(\theta_i + \bar{\theta}_j, \tau_{dk}), \bar{\theta}_{1 \dots 3} = [0 \ \pi/2 \ -\pi/2 \ \pi]^T$

$$|H_{1k} + H_{2k} + H_{3k} - \tau_{dk} E| \leq \tau_{ripple} E \quad (21)$$

여기서  $E \in R^s$ 는 1을 요소로 갖는 벡터이다. 등식 제한 조건인 식(11)은 상수  $\tau_{ripple} = 0$ 을 도입함으로써 부등식 제한 조건으로 바뀐다. 이상적인 경우에는  $\tau_{ripple} = 0$ 이다. 마지막 제한 조건인 식(12)는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$H_{jk} \leq T_j \text{ for } j=1, 2, \quad (22a)$$

$$H_{jk} \geq T_j \text{ for } j=3 \quad (22b)$$

$$I_{jk} \geq 0 \text{ for } j=1, 2, 3 \quad (22c)$$

식 (21)과 식 (22)에 의해 정의되는 영역이 compact set이라는 것은 쉽게 알 수 있다. 더욱이, 식 (13), 식 (14), 식 (15)에 의해 정의된 목적 함수는 연속적으로 미분 가능한 함수이기 때문에 최적화 문제의 해답은 존재한다고 볼 수 있다.

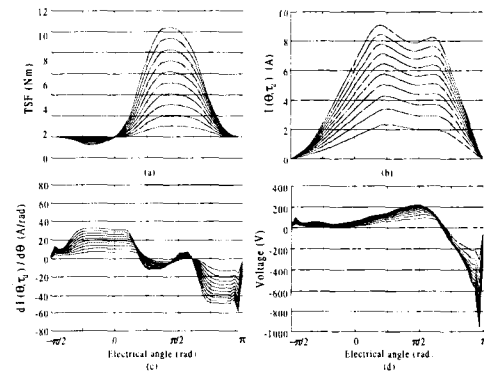
### 6. 최적의 토크 공유함수

포화 자속 세기( $\psi_s$ )와 푸리에 수열의 계수( $c_i$ )

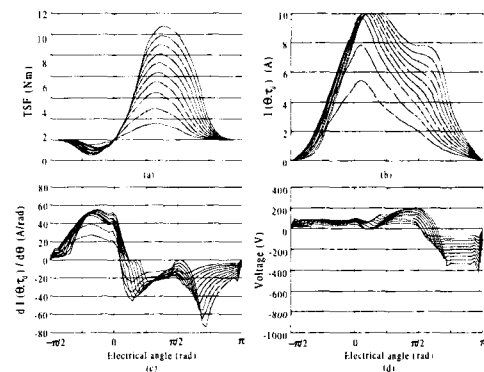
[표 1] 동손실 vs. 토크 리플

토크 리플	토크		
	2Nm	5Nm	10Nm
0.1%	30.23	91.38	233.29
1%	29.76	90.17	230.11
10%	26.67	79.93	200.60

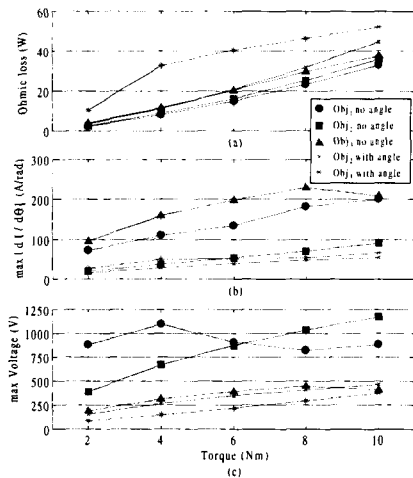
는 실험적으로 구해진 SRM의 자기적 특성으로부터 0.725와  $[0.13 \ -0.12 \ 0.00088 \ 0.00059 \ 0.000013]^T$ 와 같이 구해진다. 제한 함수에서 이용된 샘플 데이터는 100개이고 1%의 토크 리플을 허용하였다.



[그림 8] 각도 제어 있는 경우의 최소 전류 변화량을 가질 때의 (a) TSF (b) 전류 파형 (c) 전류 변화량 (d) 전압 파형



[그림 9] 각도 제어 있는 경우의 최소 전압을 가질 때의 (a) TSF (b) 전류 파형 (c) 전류 변화량 (d) 전압 파형



(그림 10) 최적 설계의 비교 (a) 동손실 (b) 전류 변화 (c) 전압

그림 5는 동손실을 최소화 하는 최적화의 결과를 보여준다. 목적 함수인 식 (13)과 구속 함수인 식 (9)와 식 (10) 또는 식 (21)과 식 (22)를 이용한다. 이 목적 함수에서는 각도 제어와는 관계 없이 결과는 동일하다. TSF들은 상단부의 모양이 평평하고  $\tau_d$  값이 작을 때  $\theta = \pi/2$ 에 대해서 거의 대칭형이다. 하지만,  $\tau_d$  값이 증가함에 따라 전류가 증가하여 포화도 증가하게 되는데 이것은 TSF를 왜곡시킨다. 그림 1에서 보인 것과 같이  $\theta = \pi/2$ 의 왼쪽에서 생성된 토크가 크기 때문에 TSF는 왼쪽으로 이동한다. 또한 우리는 그림 5(b)에서 정렬 위치 전에 전류 파형이 단절되는 것을 알 수 있는데, 이것은 동손실을 감소시킨다. 만약 더 큰 토크 리플이 생기면, 이러한 경향은 확연히 나타나고, 비정렬 위치 근처와 정렬위치에서 전류는 더욱더 줄어든다. 이러한 위치에서 토크 대 전류의 비는 매우 작기 때문에 동손실을 줄이기 위해서는 이 근처에서 토크생성을 줄이는 것이 낫다. 표 1은 토크 리플과 동손실의 관계를 나타낸다.

그림 6은 각도제어가 없을 때, 전류의 변화량을 최소화하도록 하는 최적화의 결과를 보여준다. 목적 함수

수, 식 (14)와 제한 함수, 식(9), 식 (10)을 이용하였다. 그림 5(c)와 비교하여 볼 때, 그림 6(c)에서 보인 바와 같이 전류의 변화량은 감소하였다. 비정렬 위치와 정렬 위치에서의 전류 변화량은 비슷한 값이지만, 그림 6(d)에서 보는 바와 같이, 정렬 위치에서의 요구전압이 비정렬 위치보다 더 크다. 그러므로, 전류의 변화량은 TSF를 결정하는데 있어서 적합한 기준이 되지 못한다.

그림 7은 각도 제어가 고려되지 않은 상태에서 요구전압을 최소화하도록 하는 최적화의 결과를 보여주고 있다. 목적 함수 식 (15)와 제한 함수 식 (9), 식 (10)을 이용하였다. TSF와 전류 파형이 비정렬 위치 쪽으로 이동한 것을 알 수 있다. 정렬위치 근처에서 인덕턴스는 비정렬 위치에서보다 2.4배정도 크기 때문에, 전류변화량이 같음에도 불구하고 요구전압이 역시 더 크다. 그러므로, 정렬 위치 근처에서의 전류 변화량은 감소하고, 비정렬 위치 근처에서는 토크감소를 보상하기 위해서 전류 변화량이 증가한다. 결과적으로, 그림 7(d)에서 보는 바와 같이 요구 전압은 감소한다.

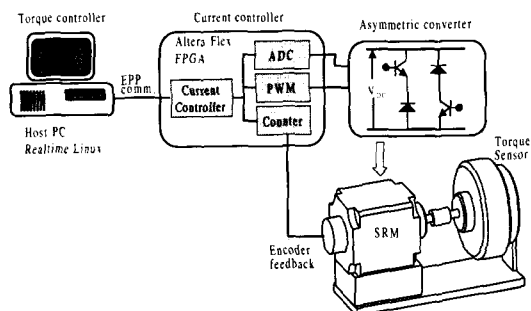
그림 8은 각도제어가 고려된 상태에서 전류 변화량을 최소화하도록 하는 최적화의 결과를 보여준다. 목적 함수 식 (14)와 제한 함수 식 (21)과 식 (22)를 이용하였다. 각도 제어가 있는 경우는 회전자가 비정렬 위치이 가기 전에 미리 스위칭을 하므로 충분한 전류의 상승 시간을 확보할 수 있기 때문에 각도 제어가 없는 경우인 그림 6(c)에 비해 변화량이 많이 줄어든 것을 볼 수 있다. 그러나  $\theta \in [-\pi/2, 0]$ 인 구간에서 부토크가 생성된 것을 볼 수 있다. 그림 9는 각도제어가 고려된 상태에서 전압을 최소화하도록 하는 최적화의 결과를 보여준다. 목적 함수 식 (15)와 제한 함수 식 (21)과 식 (22)를 이용하였다. 그림 7(d)와 비교했을 때 요구 전압이 감소한 것을 알 수 있다.



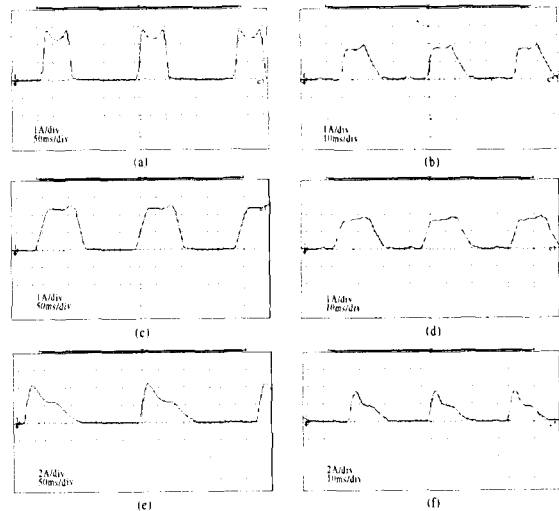
그림 10은 위의 다섯 가지 경우를 비교하여 그린 그림이다. 스위칭각 제어를 하는 경우는 전류가 가해진 구간이 넓기 때문에 대체로 동손실이 많은 것을 알 수 있다. 그러나 전류 변화량이나 요구 전압은 각도 제어가 없는 경우에 비해서 많이 줄어든 것을 볼 수 있다. 이것은 저속 동작일 경우는 동손실을 줄이는 그림 5와 같은 TSF가 적합하고 고속에서는 그림 8이나 9와 같은 TSF가 적합하다는 것을 알 수 있다.

### 8. 실험

그림 11은 제안된 제어 기법의 유용성을 검증하기 위한 실험 장치의 구성을 보여 주고 있다. 요구되는 토크 입력이 주어지면 토크 제어기는 최적의 기준 전류 파형을 생성하고 이 전류 파형은 각각의 상전류 제어를 위해 전류 제어기에 가해진다. 토크 제어기는 펜티엄 II 프로세서를 가진 PC로 구현하였고 Hard-realtime OS의 하나인 Realtime Linux를 사용하였다. 샘플링 주파수는 5kHz이고 제어 신호는 EPP (Enhanced Parallel Port) 출력을 통하여 전류 제어기로 가해지게 된다. 전류 제어기는 높은 대역폭을 요구하기 때문에 마이크로 프로세서나 DSP (Digital Signal Processor)를 이용한 제어기 보다 FPGA (Field Programmable Gate Array)를 이용한 하드웨어로 구현하였다. FPGA를 이용할 경우 훨씬 저렴할 뿐만 아니라



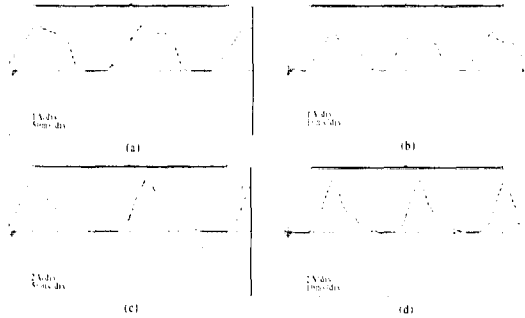
(그림 11) 실험 장치의 구성도



(그림 12) 각도 제어 없는 경우의 저속 30 rpm (a)(c)(e)와 고속 300 rpm (b)(d)(f)에서의 전류 파형 (a)(b) 최소 동손실 (c)(d) 최소 전류 변화량 (e)(f) 최소 전압 요구일때

10배 이상 빠른 대역폭의 제어를 구현할 수 있다. 전류 제어기는 각상에 가해진 전압 신호를 PWM (Pulse width modulation) 신호의 형태로 컨버터에 제어 신호를 가하게 된다. 전류 제어기의 샘플링 주기는 14.6kHz이다.

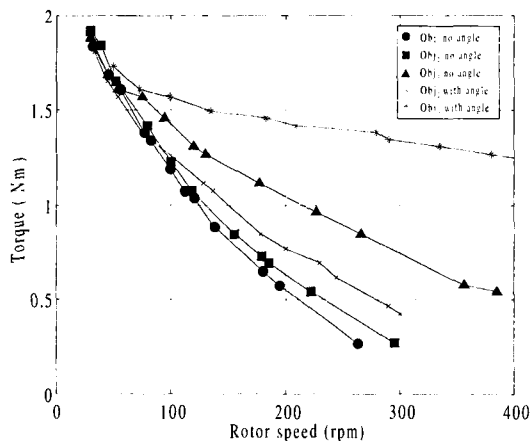
SRM의 토크-속도 특성을 얻기 위하여 50V의 전원 전압과 2Nm의 요구 토크를 가하여 토크 제어를 수행하였다. 그림 12(a)와 (b)는 전력 손실을 줄이는 전류 파형의 저속과 고속에서의 파형을 보여 주고 있다. 그림 6과 같은 최적의 전류 파형과 유사한 전류 파형을 보여 주고 있다. 이것은 생성되는 토크가 일정한 크기를 보여 주고 있다는 것을 간접적으로 보여주는 것이다. 그러나, 점점 속도가 높아질수록 전류 파형은 왜곡되기 시작하고 크기도 줄어들게 된다. 그러므로, 토크-속도 특성이 나빠지고 토크 리플도 증가하게 된다. 그림 12(c)에서 (f)도 유사한 결과를 보여 주고 있다.



(그림 13) 각도 제어 있는 경우의 저속 30 rpm (a)(c)와 고속 300 rpm (b)(d)에서의 전류 파형 (a)(b) 최소 전류 변화량 (c)(d) 최소 전압 요구 일때

그림 13은 각도 제어를 할 경우의 전류 파형을 보여 주고 있다. 그림 8과 9에서 알 수 있듯이 전류 파형이나 요구 전압이 각도 제어가 없는 경우에 비해서 상당히 작기 때문에 크기의 변화량이나 왜곡이 더 적은 것을 볼 수 있다. 이것은 고속에서도 전류가 잘 추종하고 있음을 보여 준다.

그림 14는 토크-속도 곡선을 측정한 그림이다. 저속에서는 생성된 토크가 요구 토크와 같은 것을 알 수 있다. 그러나 속도가 높아질수록 역기전력의 영향으로 인해 토크는 점점 떨어지게 된다. 같은 목적 합



(그림 14) SRM의 각 제어 기법에 따른 토크-속도 특성

수로서 각 특성을 비교해 보면, 즉, Obj2를 기준으로 했을 때, 각도 제어가 있는 경우와 없는 경우를 비교해 보면 각도 제어가 있는 경우가 높은 토크-속도 특성을 보이고 있음을 알 수 있고 Obj3를 기준으로 비교하였을 때에도 마찬가지로의 결과를 보이고 있다. 각도 제어가 없을 경우와 있을 경우에 대해 각각의 목적 함수를 비교해보면 Obj3가 Obj2 보다 높은 속도 토크 특성을 가진 것을 알 수 있다. 결과적으로 속도 제어가 있는 경우에 요구 전압을 최소화하는 전류 파형이 가장 좋은 토크-속도 특성을 보여 주고 있다.

### 9. 결 론

전류 파형 제어만을 고려한 기존의 TSF방법의 단점을 극복한 새로운 개념의 TSF 방법을 제안하였다. 제안된 방법은 전류 파형 제어 뿐만아니라 스위칭 각도 제어까지 고려하였기 때문에 보다 높은 토크-속도 특성을 가진 SRM을 구현할 수 있다. SRM의 동작 속도에 따라 적합한 TSF를 결정하는 방법을 제시하였다. 그리고 전류 파형을 파라미터화 하였기 때문에 적응제어와 같은 부가적인 제어기의 적용에도 용이할 것으로 생각된다. 이 방법은 가능한 제어력을 모두 파라미터화 하였기 때문에 최적화 과정을 거친 전류와 토크 프로파일은 제어 적을 만족하는 가장 적합한 제어입력이라고 할 수 있다.

### 참 고 문 헌

1. M. I. Spong, R. Marino, S. M. Peresada, and D. G. Taylor, "Feedback linearizing control of switched reluctance motors," IEEE Trans. on Automatic Control, 1987, vol. AC-32, no. 5, pp. 371-379
2. G. S. Buja, R. Menis and M. I. Valla, "Variable

- structure control of an SRM drive," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 1993, vol. 40, no. 1, pp. 56-63
3. S. A. Bortoff, R. R. Kohan, and R. Milman, "Adaptive control of variable reluctance motors: a spline function approach," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 1998, vol. 45, no. 3, pp. 433-444
  4. D. S. Reay, M. Mirkazemi-Moud, T. C. Green, and B. W. Williams, "Switched reluctance motor control via fuzzy adaptive systems," *IEEE Control Systems Magazine*, 1995, vol. 15, no. 3, pp. 8-15
  5. C. H. Kim and I. J. Ha, "A new approach to feedback-linearizing control of variable reluctance motors for direct-drive applications," *IEEE Trans. on Control Systems Technology*, 1996, vol. 4, no. 4, pp. 348-362.