

## 고속에서의 스윗치드 리럭턴스 모터의 제어 기법

유준석, 이태규, 허옥열  
인하대학교 전기공학과 제어시스템연구소

### A Control Strategy for Switched Reluctance Motor with High Speed Operation

Jun-Seok Yoo, Tae-Kyu Lee, Uk-Youl Huh,  
Dept., Electrical Eng., Control System Lab., Inha University Dept.

#### Abstract

In this paper, we present the voltage source algorithm for high speed and low torque ripple operation of a switched reluctance motor (SRM). The SRM has simpler structure than the traditional dc or ac motor. It has a high starting torque and can be operated in the wide range of speed. So it can be applied to various areas. But the SRM has some difficulties in driving circuit and controller due to the large inductance variations. In this study, in order to produce the low torque ripple and the high speed operation, a voltage source algorithm is proposed. We showed the good performance of the proposed controller through simulation and experiment.

#### 1. 서론

스윗치드 리럭턴스 모터(SRM)은 회전자와 고정자 각각에 치(teeth)를 갖는 이중구조(doubly salient)이다. 또한, SRM은 회전자가 권선이나 영구자석을 갖지 않으며 상(Phase)극에서의 자기저항(reluctance)의 변화에 의하여 토오르크가 발생하는 모우터이다[1].

SRM은 유도 모우터나 동기 모우터보다 구조가 간단하며, 기동 토오르크가 크고 가변속이 용이할 뿐만아니라 속도 변화 범위가 넓으며 신뢰도가 높다는 장점이 있다. 또한, SRM은 한 방향의 전류만으로 구동이 가능하므로 상당 1개의 스윗칭 소자로 구동장치를 구성하는데 적은 수의 전력 소자가 이용된다[2]. 구동을 위한 스윗칭은 위치 센서를 통해 회전자 위치에 따라 신호를 가해 주어야 한다. 그러나, SRM은 인덕턴스가 크고 변화가 심하며, 구동회로 설계시 문제가 있다[3]. 또한, 고정된 스윗칭 방식으로 구동하는 경우, 자기포화등의 영향으로 특히, 고속 구동에서 토오르크 리플이 크며 이에 따라 다른 모우터보다 높은 음향 잡음이 발생한다[5]. 이러한 토오르크 리플과 음향 잡음은 스윗칭 여자각과 기계적 구조에 기인한다. 따라서, SRM은 구조가 간단하여도 적절한 제어법을 통하여 이들에 대한 보상이 필요하며, 속도에 따른 스윗칭 각을 다르게할 필요가 있다. 고속 회전을 위해서는 감자 상태 구간에서 전류 강하의 시간을 빨리 해 주어야 한다.

지금까지 발표된 논문의 내용을 보면 모우터의 설계 분야에서는 고정자와 회전자의 극수, 상수,  $\beta_c$  와  $\beta_r$  크기에 따른 특성을 연구하고 구동회로는 Conventional Inverter, Miller's Inverter, C-Dump형 Inverter, Bifilar형 Inverter 가 연구되고

있다. 그리고, 토오르크 리플의 개선과 이에 따른 속도 제어에 관한 내용은 저속에서의 구동을 다루고 있다 [1][3][4][5][6][7].

#### 2. SRM의 특성

본 논문에서는 SRM의 스윗칭 각 조절에 따른 스윗칭 기법과 제시한 알고리즘을 통해 토오르크 리플을 개선할 수 있는 방법을 연구하였다. 실험에 사용된 모우터는 그림 2-1과 같이 고정자 극수 6, 회전자 극수 4의 SRM이며, 회전자 치폭을  $\beta_r$ , 고정자 치폭을  $\beta_c$ 라 하였다. 그리고, 실험 및 해석에 사용된 구동회로는 그림 2-2와 같은 고전적인 인버터를 사용하였다.

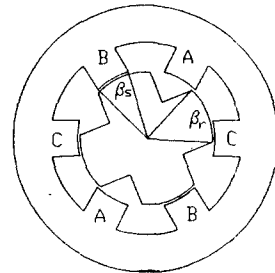


그림 2-1. SRM의 구조

SR 모터의 구조를 간단히 살펴 보면 모터의 회전자와 고정자가 모두 치를 갖는 구조로 회전자의 위치에 따라 공극의 자기저항이 달라진다. 이러한 자기저항의 변화는 공극에 저장된 자기 에너지의 변화를 초래하게 되고 에너지 보존의 법칙에 의하여 자기에너지의 변화량만큼 기계적인 에너지로 바뀌게 된다. 모터의 회전은 자기저항을 최소화하는 방향으로 움직이게 된다. 모터의 공극에서의 자속은 고정자 권선의 상 전류  $i$ 와 회전자 위치  $\theta$ 에 따라 달라진다. 또한, 모터의 기자력의 크기에 따라 자기적으로 포화 영역 또는 선형적인 영역에서 동작된다. SRM이 자기적으로 포화영역에서 동작되지 않는다면 공극에서의 자속은 다음과 같이 주어진다.

$$\Phi = L(\theta)i, \text{ 여기서, } \Phi : \text{자속} \quad (2-1)$$
$$L(\theta) : \text{인덕턴스}$$

자기저항의 변화는 곧 인덕턴스의 변화이며 만약 자기포화 현상 및 히스테리시스 현상을 무시하고 프링징(fringing) 영향을 무시하면 인덕턴스는 회전자의 위치에 따라 그림 2-1과

같은 근사적 사다리꼴 형태를 갖는다고 할 수 있다. 이러한 인덕턴스는 회전자와 고정자 극의 폭 크기에 따라 형상을 달리 한다.

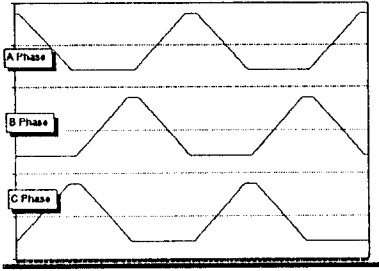


그림 2-3. SRM의 인덕턴스 형상

SRM의 인덕턴스는 회전자의 위치에 따라 그림 2-4와 같이 구간별로 선형적인 변화를 가지며 인덕턴스는 전류의 변화에 대해 독립이다[8]. 이때, 회전자의 치면이 여자된 고정자의 치면과 완전히 일치하는 경우가 인덕턴스가 최대이며, 완전히 어긋난 경우가 인덕턴스는 최소이다. 이러한 인덕턴스는 근사적으로 다음과 같은 식으로 표시 할 수 있다[11].

$$\begin{aligned}
 L(\theta) &= L_{\max} - (\beta_r - \beta_s)/2 < \theta < (\beta_r + \beta_s)/2 & (2-2) \\
 &= L_{\max} - K\theta' & (\beta_r - \beta_s)/2 < \theta < (\beta_r + \beta_s)/2 \\
 &= L_{\min} & (\beta_r + \beta_s)/2 < \theta < 2\pi/nN_r - (\beta_r + \beta_s)/2 \\
 &= L_{\min} + K\theta'' & 2\pi/nN_r - (\beta_r + \beta_s)/2 < \theta < 2\pi/nN_r - (\beta_r - \beta_s)/2
 \end{aligned}$$

여기서,  $\theta' = \theta - \{(\beta_r - \beta_s)/2\}$   
 $\theta'' = \theta - \{2\pi/nN_r - (\beta_r + \beta_s)/2\}$

K는 인덕턴스가 감소 또는 증가하는 기울기이며 다음과 같은 값을 갖는다.

$$K = (L_{\max} - L_{\min}) / \beta_s \quad (2-3)$$

모터의 효율적인 회전을 위하여 그림 2-5에 표시된 삼각형 부분에서  $\beta_r$ 와  $\beta_s$  폭이 결정되어야 한다. 모터의 설계에 있어서 인덕턴스의 형태에 대한 설계는 모터의 정,동특성에 많은 영향을 끼치므로 신중히 선정해야 한다. 특히, 인덕턴스가 상승하는 구간에서는 모터는 정(+)토크를, 인덕턴스가 하강하는 구간에서는 부(-)의 토크를 발생하게 되는데 이 토크는 전류의 극성에겐 무관하다. 또한, 인덕턴스의 변화가 없는 구간에서는 토크가 발생하지 않는다. 그림 2-4에서 볼 수 있듯이 인덕턴스 상승 구간, 하강 구간과 변화가 없는 구간으로 나타나 있는데, 중요한 점은 어떠한 한 상에 대한 자신의 인덕턴스에 대응하는 다른 상들의 인덕턴스가 원하는 특성으로 조합되어야 한다. 그림 2-4에서 구간 별로 인덕턴스를 살펴보면 각자에서 인덕턴스가 상승하는 상, 인덕턴스가 하강하는 상, 그리고, 인덕턴스의 변화가 영인 상으로 각 구간이 결정되어 있다. 그러나, 인덕턴스의 변화 형태가 틀리고 각 상에 대응하는 다른상의 인덕턴스가 다르게 결정되므로 토크 특성은 커다란 차이가 있다. 실제적인 SRM의 인덕턴스는 그림의 곡선 부분과 같이 나타난다고 할 수 있다. 본 연구에서는 사다리꼴 형태 뿐만 아니라 곡선의 형태를 갖는 경우 즉, 좀더 실제적인 경우에 대해서도 고려했다. 기상의 인덕턴스는 같은 형상을 가지나 스텝각 만큼의 위상차를 가지게 된다. 3상 SRM의 경우 인덕턴스는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned}
 L_A &= f(\theta_a) \\
 L_B &= f(\theta_a - 120)
 \end{aligned} \quad (2-4)$$

$L_c = f(\theta_a - 240)$ , 여기서,  $\theta_a$ : 전기각  
 그리고, SRM의 토크는 다음과 같이 주어진다.

$$T = \frac{1}{2} \sum_j \frac{\partial L_j}{\partial \theta} i_j^2 \quad (2-5)$$

- j : A, B, C상
- $L_j$  : j상의 인덕턴스
- $i_j$  : j상의 인덕턴스

윗 식에서 알 수 있듯이 인덕턴스의 미분은 토크의 부호를 결정한다. 이러한 의미에서 모터의 고속회전을 위해 부(-)의 토크를 갖지 않게 하기 위해 인덕턴스의 미분이 (-)인 위치에서는 전류를 영으로 만들어 부(-)의 토크를 없앨 수 있다. 또한, 식 (2-5)에서 볼 수 있듯이 인덕턴스의 미분이 영인 구간에서는 전류에 관계없이 토크는 발생하지 않는다. SRM의 토크 리플을 줄이고 고속도의 회전 및 광범위한 속도 운전을 위하여 스윗칭각과 전류를 제어하여 이를 실현한다. 그림 2-4의  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ 가 스윗칭각 ON각이며,  $\beta_1, \beta_2, \beta_3$ 가 OFF각 이다. 그 사이의 각이 스윗칭되는 각이다. 이 스윗칭 각을 적당히 선정함으로써 토크의 리플을 줄이고 고속도를 이룰 수 있으나 보다 고 특성의 SRM의 구성을 위하여 전류와 스윗칭 ON, OFF 각을 동시에 제어한다. 이러한 스윗칭 기법에다 본 논문에서 제시한 알고리즘을 수행하여 고 특성을 얻는다.

### 3. 구동회로

SR 모터의 각 상에 따른 동특성 방정식을 세보면 다음과 같다.

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega \quad (3-1)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = J^{-1}(\sum_j T_j - B\omega - T_L)$$

$$\frac{di_j}{dt} = -L_j^{-1}(\theta)(R_j + K_j(\theta)\omega)i_j + L_j^{-1}V_j$$

$\theta$  : 회전자 위치

$\omega$  : 각속도

J : 모터의 관성 모멘트

R : 권선 저항

$L_j(\theta)$  : 상 인덕턴스 j = A, B, C.

$I_j$  : 상전류

$V_j$  : 상전압

$T_j$  : 각상의 토크

$K_j$  : 상 인덕턴스의 위치에대한 미분

B : 점성 마찰 계수

$T_L$  : 부하 토크

윗 식에서 인가 전압이 회전자의 위치인  $\theta$ 에 종속되며 이  $\theta$ , 즉, 스윗칭의 구간 동안 모터가 여자된다. 따라서, 스윗칭각을 포함한 전압의 제어로서 SRM의 전류를 제어하여 원하는 특성을 얻는다. SRM의 구동회로는 고 특성을 위하여 그림 2-2와 같은 구동회로를 사용한다. 그림에서 볼 수 있듯이 스윗칭의 동작상태에 따라 이를 경우와 따른 다음과 같은 4가지 상태의 동작 모드가 나올 수 있다.

- 1) 여자 상태 (Magnetizing state)
- 2) Free Wheeling 상태
- 3) Demagnetizing 상태
- 4) Off 상태

각 상태에 대하여 간단히 살펴보면 다음과 같다.

$$(식3-1에서 -L_j^{-1}(\theta) K_j(\theta) \omega_i = V_{emf})$$

(1) 여자 상태

전원으로부터 전기에너지를 공급받아 고정자 권선의 자기에너지로 변환하는 상태이다. 이때의 여자 권선에 가해지는 여자 전압은  $(V_{in} - V_{emf})$ 이다.

$$V_{in} = R i + L \frac{di}{dt} + V_{emf}$$

(2) Free Wheeling 상태

구동 회로의 한상에 대한 두개의 스위치중 한개만이 Off되는 경우이며 권선에 흐르는 전류는 Free Wheeling 다이오드를 통하여 폐회로를 형성하게 된다.

$$0 = R i + L \frac{di}{dt} + V_{emf}$$

(3) 감자(Demagnetizing) 상태

한상에 대한 두개의 구동 스위치 모두가 Off되어 권선의 전류는 두개의 Free Wheeling 다이오드를 통하여 흐른다.

$$0 = R i + L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int i dt - V_{emf}$$

(4) Off 상태

한 상에 대한 구동 회로 스위치 및 Free Wheeling 다이오드가 모두 Off된 상태로 여자 상태가 되기를 대기하는 상태이다.

4. 일정 토크를 위한 제어 기법

그림 2-4와 같은 파형의 전류를 가진다면 토크 및 속도의 제어는 간단히 스위칭각만을 가지고도 충분히 가능하다. 그러나, 식 (3-1)에서 볼 수 있듯이 시스템의 동특성 방정식은 비 선형 시변의 형태를 가지고 있으므로 실제적인 전류는 그림 2-4의 형태를 가지지 않는다. 그리고, 이는 SRM이 고속으로 회전하는 경우 스위칭이 매우 빨리 동작하여 전류가 정상상태에 이르기 전에 스위칭의 On, Off가 이루어지므로 전류는 평활한 상태를 가지지 못한다. 그림 2-4의 인덕턴스 형태에 대한 시뮬레이션 전류 파형이 그림 4-1에 나타나 있다. 실험 파형은 그림 4-2에 있다.

그림에서 볼 수 있듯이 도통각을  $30^\circ$ 로 주면 어느정도 토크 리플이 작아지나 고속 회전을 위해 OFF각을 줄이면 토크 리플도 커지고 이에 따라 토크도 작아지게 된다. 그러므로, 단순히 스위칭의 On, Off에 의해서만은 SR 모터의 토크 개선은 만족스럽지 않다. 이러한 토크 리플은 고속도로 운전할수록 더욱 심해진다. 따라서, 토크 리플의 개선과 고속도 운전을 위해 PWM에 의한 전압 제어 방법을 소개한다. SRM에 전압을 인가하는 방법은 그림 4-3과 같이 인덕턴스가 최소값을 갖는 구간사이에 회전자 각도  $\theta_{on}$ 에서 V 전압을 인가한 후 인덕턴스 상승구간 사이의 회전자 각도  $\theta_{off}$ 에서 인가전압을 -V로 전환시킨다.

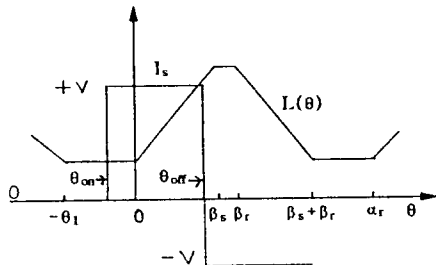
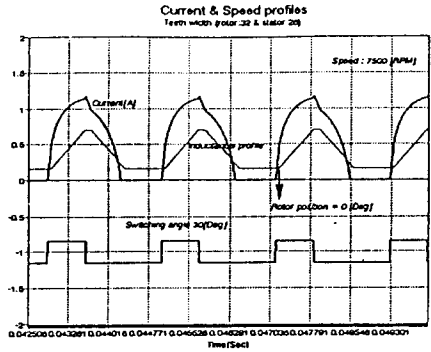
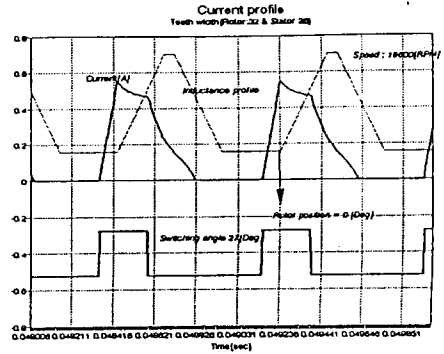


그림 4-3. Switching Scheme



(a) 스위칭 OFF각을  $0^\circ$ 로 했을때(speed: 7614[rpm])



(b) 스위칭 OFF각을  $3^\circ$ 로 했을때(speed: 19625[rpm])  
그림 4-1. 단순한 스위칭 ON, OFF 제어시 토크

모터의 회전수가 일정할 때 전압 방식은 다음과 같다.

$$V = L(\theta, i) \frac{di}{dt} + [R + \omega \frac{dL(\theta, i)}{d}] i \quad (4-1)$$

윗 식으로부터 그림 4-3의 구간별 전류상태를 수식으로 표현하면

1)  $\theta_{on} - \theta_{off}$  구간

$$i = \frac{V}{R + \omega \frac{dL(\theta, i)}{d}} [1 - e^{-\frac{R + \omega \frac{dL(\theta, i)}{d}}{L(\theta, i)} (\theta - \theta_{on})}] \quad (4-2)$$

2)  $\theta_{off}$  이상 구간

$$i = i_0 + \frac{V}{R + \omega \frac{dL(\theta, i)}{d}} [1 - e^{-\frac{R + \omega \frac{dL(\theta, i)}{d}}{L(\theta, i)} (\theta - \theta_{off})}] \quad (4-3)$$

(여기서,  $i_0 : \theta = \theta_{off}$ 에서 초기 전류값)

다음으로 원하는 토크를 얻기 위한 분석을 한다. 최대 도통각이  $(\theta_{off} - \theta_{on})_M = \frac{\alpha_r}{P}$  인 조건하에서 평균 토크를 구하면 다음과 같다.  $T_{av} = \frac{P}{\alpha_r} \int_{\theta_1}^{\alpha_r} \tau d\theta \quad (4-4)$

(P: stator 상수,  $\alpha_r$ : rotor pole pitch,  $\theta_1: \alpha_r - \beta_r - \beta_s$ )  
 제어하고자 하는 전압 유형을 보면 다음 그림과 같다.  
 ( $\theta_e$ : extinction angle,  $V_c$ : PWM으로 제어된 전압)

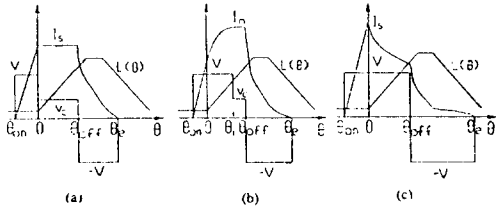


그림 4-4. 제안한 알고리즘의 시물레이션1

위와 같은 제어 방식에서 구간별에 따른 평균 토크를 구하면  $T_{av} = T_1 + T_2 + T_3$  이다. 여기서,

$$T_1 = \frac{PK}{2\alpha_r} \int_0^{\theta_{on}} i^2 d\theta \quad (4-5)$$

$$T_2 = \frac{PK}{2\alpha_r} \int_{\theta_{on}}^{\theta_{off}} i^2 d\theta \quad (4-6)$$

$$T_3 = -\frac{PK}{2\alpha_r} \int_{\theta_r}^{\theta_e} i^2 d\theta \quad (4-7)$$

$$i = \begin{cases} \frac{V(\theta - \theta_{on})/\omega}{L(\theta)} & ; \theta_{on} \leq \theta \leq \theta_1 \\ I_s = i(\theta) & ; \theta_1 \leq \theta \leq \theta_{off} \\ \frac{i(\theta_{off})L(\theta_{off}) - V(\theta - \theta_{off})/\omega}{L(\theta)} & ; \theta_{off} \leq \theta \leq \theta_e \end{cases} \quad (4-8)$$

실험은 먼저 그림 4-5와 같이 도통각을 45°로 해서 각 상마다 15°씩 중첩되게 했다. 중첩만 했을 경우 그림 4-5의 원형 표시부분과 같은 첨예부분이 나타나는데 실험에서는 중첩되는 부분을 PWM신호를 인가하여 그림 4-6과 같은 결과를 얻었다. 그리고, 그림 4-4의 (b)와 같은 실험은 진행중에 있다. 여기서, 기준전류를 얻기 위한 전류계측과  $V_c$  전압을 구하기 위해 PWM 듀티비를 유도해 본다. SRM의 토크가 식 (2-5)와 같을때 3상에 대하여 이를 다시 쓰면 다음과 같다.

$$T = \frac{1}{2} \left[ \frac{\partial L_A}{\partial \theta} i_A^2 + \frac{\partial L_B}{\partial \theta} i_B^2 + \frac{\partial L_C}{\partial \theta} i_C^2 \right] \quad (4.9)$$

윗 식에서 3상 중의 최소한 1상의 인덕턴스에 대한 미분(또는 전류가) 영이 된다. 따라서, 윗 식은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$T = \frac{1}{2} \left[ \frac{\partial L_A}{\partial \theta} i_A^2 + \frac{\partial L_B}{\partial \theta} i_B^2 \right] \quad (4.10)$$

$L_A, L_B$ : 인덕턴스가 상승 또는 하강하는 상의 인덕턴스  
 $i_A, i_B$ : 인덕턴스가 상승 또는 하강하는 상의 전류

그리고, 인덕턴스의 변화가 영인 경우는 전류에 관계없이 그 상에서의 발생 토크는 영이므로 이 구간에서 다음 상태에 필요한 전류로 상전류를 제어 할 필요가 있다. 식 (4-10)식은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$2T = K_A i_A^2 + K_B i_B^2$$

$$K_A = \frac{\partial L_A}{\partial \theta}, \quad K_B = \frac{\partial L_B}{\partial \theta} \quad (4-11)$$

윗 식에서  $K_A$ 와  $K_B$ 는 앞에서 다루었던 인덕턴스가 사다리꼴 형태인 경우 상승 구간과 하강 구간에서의 기울기의 크기는 같으며 부호가 반대이다. 따라서,  $K_A$ 와  $K_B$ 는 다음과 같다.

$$K_{A,B} = K, \quad \frac{\partial L}{\partial \theta} > 0 \quad (4-12)$$

$$= -K, \quad \frac{\partial L}{\partial \theta} < 0$$

$$\text{여기서, } K = \frac{L_{max} - L_{min}}{\beta_s}$$

따라서 식(4-11)은  $\beta_r$ 와  $\beta_s$ 의 폭의 조합에 따라 다음과 같은 경우를 가질 수 있다.

$$2T = K i_A^2 + K i_B^2 \quad \text{----- (a)} \quad (4-13)$$

$$K i_A^2 - K i_B^2 \quad \text{----- (b)}$$

$$-K i_A^2 + K i_B^2 \quad \text{----- (c)}$$

$$-K i_A^2 - K i_B^2 \quad \text{----- (d)}$$

식 (4-13)의 경우는 모터의 정방향의 회전을 생각할때 고려하지 않아도 된다. 그림 4-7에 식 (4-13)의 관계를 도시하였다. 그림 4-7에서 볼 수 있듯이 한 상의 전류가 정해지면 다른 한 상이 일정한 토크 발생을 위한 전류를 구할 수 있다.

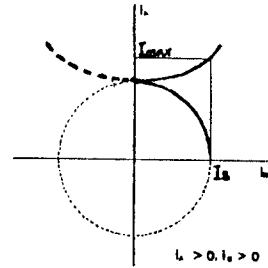


그림 4-8. 원하는 전류 제적

그리고, SRM의 모든 전류는 (+)이므로 그림의 제1사환을 제외하고는 의미가 없다. 따라서, 원하는 토크를 위한 전류의 관계는 다음과 같다.

$$i_A = \sqrt{\frac{2T_d \pm K i_B^2}{K}}; \quad T_d = \text{원하는 토크} \quad (4-14)$$

윗 식은 식 (4-13)의 (a), (b)를 모두 만족한다. 이에 도시는 그림 4-8과 같다. 그리고, 실제로  $i_A$ 는  $\sqrt{\frac{2T_d}{K}}$  보다 큰 영역과  $i_{max}$ 사이의 값을 갖는다. 상에 인가될 평균전압에 대한 방정식을 세워보면( $\tau$  = duty ratio)[12]

$$V = Ri + L \frac{di}{dt} + V_{emf} \quad (4-15)$$

$$\text{여기서, } V = V_{on}, \quad KT \leq t < KT + \tau$$

$$= V_{off}, \quad KT + \tau \leq t < KT + T$$

이 전압 방정식을 풀면 상에 인가되는 전압을 구할 수 있

다. 앞에서 구한 전류  $i_A$ 를 위한 전압  $V_d$ 의 선정에는 문제점을 가지고 있다. 만약,  $t$ 시간에서의 전류가  $i_A(t)$ 이고 그 다음 상태의 계산된 전류가  $i_A(t+\Delta t)$ 라 할 경우  $i_A(t+\Delta t)$ 와  $i_A(t)$ 의 변화가 매우 크다면  $t+\Delta t$ 시간에서의 인가되어야 할 전압이 인가 최대의 전압을 넘어질 수가 있다. 그리고,  $i_A(t+\Delta t)$ 가  $i_{max}$ 를 넘어 질 수 있다는 문제점이 있다. 따라서, 본 논문에서는 다음과 같은 부동식을 만족하도록 전류와 전압을 정한다.

$$i_d \leq i_{max}$$

$$\sqrt{\frac{2T_d}{K}} = i_s \leq i_{max}$$

$$|V_d| \leq V_{max} \quad (4-16)$$

$i_d$ : 일정한 토크를 위한 전류  
 $i_{max}$ : SRM의 최대 전류

윗 식의 조건을 만족 못하는 경우가 발생하지 않도록 하기 위하여 스윗칭 각을 제어한다. 이는 인덕턴스의 미분이 영이 되는 구간으로의 스위칭 각의 확장으로써 토크에는 영향을 미치지 않으면서 이 구간에서 전류를 조절하여 다음 상태(L상승이나 하강)로의 변화시 적절한 초기 전류를 가지도록 한다. 식 (4-15)식의 미분항을 다음과 같이 근사화하여

$$\frac{di}{dt} = \frac{i(t + \Delta t) - i(t)}{\Delta t} \quad (4-17)$$

이 식을 식 (4-15)식에 대입하여 정리하면 다음과 같은 원하는 전압값을 구할 수 있다.

$$V_d = Ri(t) + L \frac{i_d - i(t)}{\Delta t} + V_{emf} \quad (4-18)$$

$i(t)$ 는 상전류이고  $i_d$ 는 앞에서 제시한 전류 제적내의 값이다. 따라서, 인가되는 전압에 PWM신호를 가한다면 다음 식을 유도할 수 있다.

$$V_d = V_{on} + (1 - \tau)V_{off} \quad (4-19)$$

$$\text{여기서, 듀티비는 } \tau = \frac{V_d - V_{off}}{V_{on} - V_{off}} \quad (4-20)$$

( $V_{on}, V_{off}$ :  $V\sqrt{2}(1+C_v)$ ,  $C_v$ : 콘덴서전압)

그러므로, 스윗칭각 조절과 전압 제어를 통해 토크 리플의 개선을 기대한다.

## 5. 시뮬레이션

시뮬레이션은 다음과 같은 데이터를 이용하였다.

회전자 극수	4	[개]
고정자 극수	6	[개]
권선 저항	2.5	[ $\Omega$ ]
최대 인덕턴스	35	[mH]
최소 인덕턴스	8	[mH]
관성 모멘트	0.09543	[Kg cm <sup>2</sup> ]
점성 마찰계수	$1.0205 \times 10^{-4}$	[Kg/cm]
부하 토크	0.2045	[Kg cm]
인가 전압	200	[V]
최대 정격 전류	5	[A]
$\beta_r$	32	[도]
$\beta_s$	26	[도]

앞에서 설명한 방법에 의하여  $i_s = 1.5[A]$  (즉, 원하는 토오크는 식  $i_s = \sqrt{\frac{2T_d}{K}}$  로 부터  $T_d = \frac{1}{2} Ki_s^2$ 이다),  $i_{max} =$

[3A],  $V_{max} = 200[V]$ 인 경우에 대하여 시뮬레이션을 실행하였다. 시뮬레이션에서는 인덕턴스 형상이 사다리꼴인 경우로 해서 해석을 하였고, 실험 결과와 비교하여 그림 4-1, 4-5, 5-3에 보였다. 예측한대로 고속 운전으로 갈수록 스윗칭각 조절만으로는 효율을 높이는 데 한계가 있다는 것을 알 수 있다. 따라서, 제시한 알고리즘에 의한 토크 리플의 개선을 기대한다.

## 6. 제어기 구성

### 6-1. 하드웨어의 구성

본 논문에서 실험을 하고 있는 하드웨어 구성은 그림 6-1과 같다. CPU가 있는 보드와 IBM-PC의 slot을 통해 프로그램 수정을 용이하게 할 수 있도록 했고 개발된 소프트웨어는 ROM에 저장되어 제시된 알고리즘을 수행하게 되어 있다. 주 제어기로서는 16[Mhz]의 외부 클럭을 가지는 Intel 80C196KC 16-bit controller[10]를 사용하였다. 이 단일 칩 컨트롤러는 6개의 high speed output(HSO) 및 8채널을 가지는 10-bit A/D 변환기, 그리고, 2개의 타이머가 내장되어 있다. 실험에서는 A/D 변환기, HSO, PORT1, T2CLK을 이용하고 A/D 변환기는 전류센서(CT)를 통한 상전류의 샘플링을 위해 사용한다. 타이머 1은 1[ $\mu$ sec]마다 증가되며 HSO를 사용한 소프트웨어 타이머 인터럽트를 발생시킬 수 있으므로 200[ $\mu$ sec]마다 발생하는 주 루틴 인터럽터용으로 사용한다. 위치 검출은 16-bit up/down 카운터 역할을 하는 타이머 2를 이용

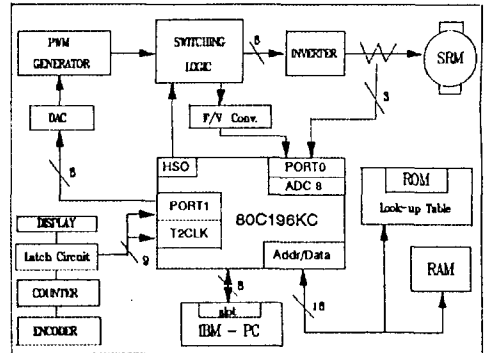


그림 6-1. 제어기 구성도

하였는데 엔코더 펄스를 카운트한 데이터를 주 루틴 인터럽트시 위치값으로 계산하며  $5.236 \times 10^{-3} [\text{rad/bit}]$ 의 검출 해상도를 가진다. 실험에는 분해능이 360[pulse/rev.]인 중분형 엔코더를 사용했는데 초기 구동시 적절치 못한 여자 시점을 주게 되면 기준 전류보다 높은 과전류가 한 상에 흐르게 되어 모터가 회전을 못하게될뿐 아니라 회로에도 무리를 준다. 하드웨어적으로는 보호회로를 구성했고 프로그래밍상에서는 CPU가 WAIT상태로 되게 했다.

### 6-2. 소프트웨어의 구성

하드웨어의 동작 루틴을 보기로 한다. 초기 구동에 문제가 있어 상여자 신호 양끝에 주는 PWM 신호는 처음에는 발생하지 않도록 했다. 그래서, 초기 구동은 전기가 120°로 시작해서 본 실험을 수행했다. 적절한 여자 시점에서 기동후 모터 속도가 4000[rpm] 이상이 되는 것을 F/V 변환기를 거쳐 CPU내의 A/D 변환기 단자내에 입력이 된다. 이때의 구동 전압이 초기값으로 입력된다. CPU는 속도를 판별한 후 초기에 PWM의 듀티비가 50%가 되도록 DA 변환기에 데이터를 보낸다.

이후로 엔코우더를 통한 현재 위치값과 전류 센서를 통한 전류값을 거의 동시에 받아들인다. 계속적으로 현 위치에 대한 인덕턴스의 기술기값을 look-up table에서 읽어온다. 이러한 데이터값을 갖고서 CPU는 연산을 실행하여 제시한 전류 제어를 따라갈수 있도록 PWM의 듀티비를 조절함으로써 일정 토오크를 얻도록 했다. 그림 6-1에 있는 스위칭 로직 (switching logic) 회로에서 전기각 120°내에서 스위칭 ON, OFF각을 조절할 수 있는 기능을 모드 1이라 하고 전기각 180°내에서 ON, OFF각 조절 및 본 논문에서 제시한 알고리즘을 수행할 기능을 모드 2라 했다. 먼저, 모드 1 실험(그림4-2)

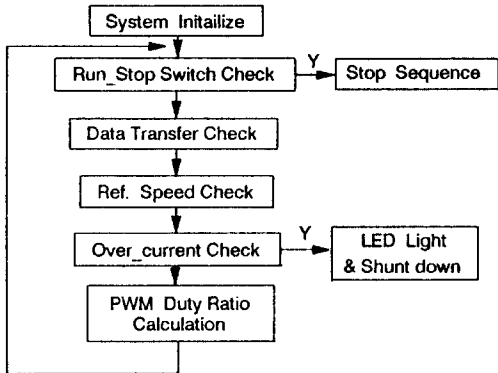


그림 6-2. 주 루틴 흐름도

에서 ON, OFF각 조절에 따른 변화를 관찰했다. 여기서, OFF시의 전류 감소를 빠르게 함으로써 부(-)의 토오크를 줄일 수 있음을 보였다. 모드 2(그림4-6)에서는 제시된 전류 제치내에서 항상 전류를 일정하게 함으로써 일정한 토오크를 얻는 실험을 할 수 있다. 따라서, 실험을 통하여 듀티비와 도통각 조절에 따른 토오크 변화를 관찰하는 것이다.

### 7. 결론

시뮬레이션을 통해 먼저 일정 토오크를 얻을 수 있는 방법을 제시하였고 실험을 통하여 스위칭 각의 제어만으로도 SRM의 토오크 특성을 개선할 수 있음을 보였다. 제시한 알고리즘에 대한 두번째 실험은 프로그램 수정으로 아직 실험 단계에 있다. SRM 구동 회로가 다양한 만큼 이에 따른 스위칭 로직 회로도 여러가지를 구상할 수 있다. SRM은 회전자 위치에 따른 상여자 스위칭 방식으로 구동되는 것으로 제어 알고리즘도 위치에 따른 제어가 고려되어야 한다. 이로 인해 입력 데이터를 동시에 받아들여야 하므로 CPU의 처리 속도가 문제된다. 더 높은 고속 운전을 위해 빠른 CPU를 쓰기보다는 이 문제를 해결할 수 있는 다른 알고리즘이 필요하다는 것을 알 수 있었다. 그리고, 전기각 180°내에서 도통은 초기 구동에 문제가 있어 이에 대한 연구가 더 필요하겠다. 무엇보다도 본 실험에서는 스위칭회로 부분만 해도 많은 논리 회로가 들어갔는데 이에 대한 간단한 회로 설계와 더 나가 소프트웨어에 거의 의존할 수 있는 프로그래밍 기술이 필요하다고 생각한다. 그러므로, 인덕턴스의 변화를 거의 만족할 수 있는 좀더 신뢰성있는 제어를 구성할 수 있다고 생각한다.

### 참고 문헌

[1] T.J.Miller, *Brushless Permanent-magnet and Reluctance Motor Drives*, CLERENDON PRESS, OXFORD, 1989.  
 [2] W.D.Harris, "Practical Indirect Position Sensing for a

Variable Reluctance Motor", *Master of Science in Electrical Engineering at the Massachusetts of Technology*, 1987.

[3] B.K.Bose, T.J.Miller, P.M.Seczesny and W.H.Bichnell, "Microcomputer Control of Switched Reluctance Motor", *IEEE Trans. on Industrial Application*, Vol IA-22, No.4, July/August 1986.  
 [4] P.J.Lawrenson, et, al., "Variable-Speed Switched Reluctance Motor", *IEEE Proc.*, Vol.127, Part B, No.4, July 1980, pp. 253-256.  
 [5] M.Ehsani, I.Husain, K.R.Ramani, S.Mahajan, "Sensor Elimination in SRM : an overview and state of the art", *Proc. of ISPE '92*, pp.378-386.  
 [6] R.Krishnan, "Switched Reluctance Motor Drives : Theory, Practice and Applications", An invited paper for publication in the first issue of *MOTIONTECHNICS*, September, 1989.  
 [7] R.S.Wallace, D.G.Taylor, "A Balanced Commutator for Switched Reluctance Motor to Reduced Torque Ripple", *IEEE Trans. on Power Electric*, Vol.7, No.4, Oct. 1992, pp.617-626.  
 [8] D.O'Kelly, *Performance and Control of Electrical Machines*, MCGRAW-HILL INTERNATIONAL EDITIONS, 1991.  
 [9] G.S.Buja, R.Memis and M.I.Valla, "Variable Structure Control of an SRM Drive", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol.40, No.1, FEB 1993.  
 [10] *16-Bit Embedded Controller Handbook*, Intel, 1990  
 [11] Uk-Youl Huh, In-Cheol Baik, "High Speed Control of the Switched Reluctance Motor", *Incremental Motion Control System and Devices Proceedings of 21th Symposium on 1992*, pp.191-196.  
 [12] Uk-Youl Huh, Tae-Gyoo Lee, "A Control Strategy for SRM with High Speed Operation", *Small Motor International Conference*, pp.183-189, June 1993

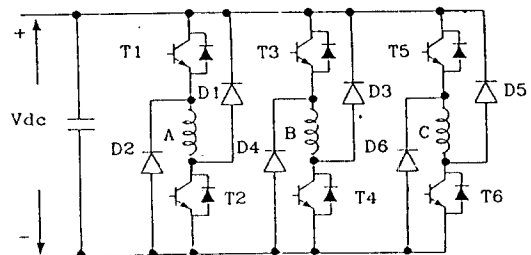


그림 2-2. classic inverter circuit

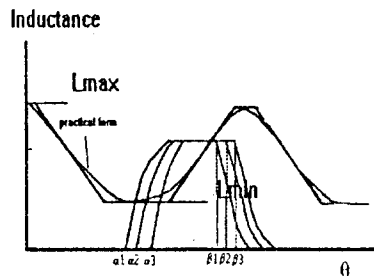


그림 2-4. 회전자 위치에 따른 인덕턴스

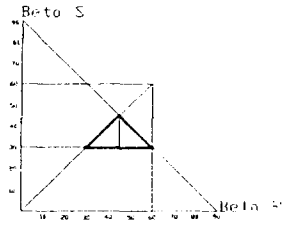
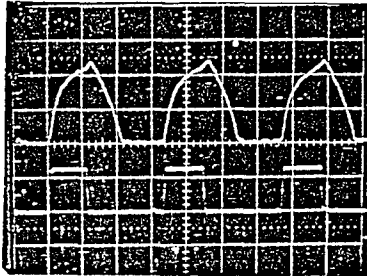
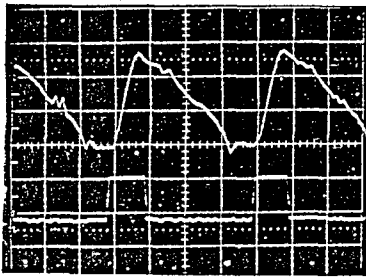


그림 2-5. SRM의 효율적인 회전을 위한  $\beta_r$ 과 $\beta_s$ 의 값



(a) 스위칭 OFF각을  $0^\circ$ 로 했을때(speed: 7614[rpm])



(b) 스위칭 OFF각을  $3^\circ$ 로 했을때(speed: 19625[rpm])

그림 4-2. 단순한 스위칭 ON,OFF 제어시 토오크

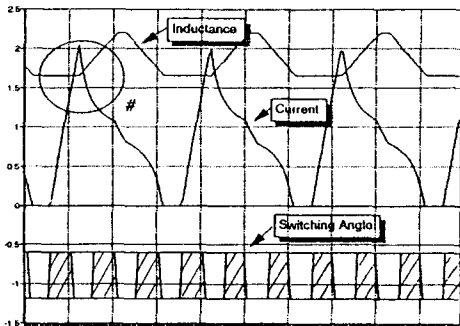
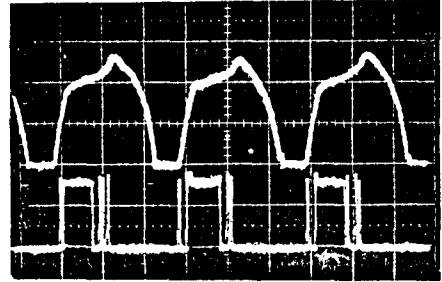
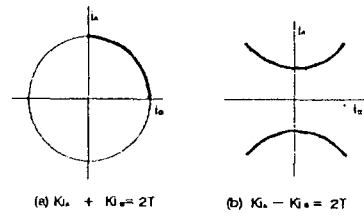


그림 4-5. 제안한 알고리즘의 시뮬레이션2



(PWM 주파수 : 24KHz, Speed : 4900[rpm])

그림 4-6 제안한 알고리즘의 실험 결과



(a)  $K_s + K_s = 2T$

(b)  $K_s - K_s = 2T$

그림 4-7. Desired Current Plot