

# 맥동 토크 저감을 위한 스위치드 리럭턴스 전동기 구동에 관한 연구

論 文
2~2~7

## Driving of Switched Reluctance Motor to Reduce Torque Ripple

吳仁錫, 成世鎭  
(In-Seok Oh, Se-Jin Seong)

**요약** 스위치드 리럭턴스 전동기(switched reluctance motor : 이하 SRM이라 칭함)는 가변 인덕턴스 프로파일의 비선형성과 리플성분이 포함된 펄스전류에 구동되는 본질적인 특성때문에 토크는 맥동성분을 포함한다. 본 논문에서는 토크의 맥동에 영향을 미치는 전류파형 형태를 고찰하고, 속도나 부하에 관계없이 어드밴스 각(advance angle)와 여자전압을 제어함으로써 토크 맥동을 저감할 수 있는 단일 펄스모드 스위칭 제어방법을 제안하였다. 그리고 설계 제작된 6/4 SRM을 이용하여 제안한 스위칭 제어방법의 타당성을 실험적으로 확인하였다.

**Abstract** Switched Reluctance Motors(SRMs) have a considerable inherent torque ripple due to the driving characteristics of pulse current waveform and the nonlinear variation inductance profile. This paper describes a current shape characteristics to effect a torque ripple reduction, and one pulse mode switching control method is proposed to minimize torque ripple of a switched reluctance motor regardless of speed and load condition by regulating two parameters, such as, advance angle and exciting voltage. The experiments are performed to verify the capability of proposed switching method on 6/4 salient type SRM.

**Keyword** switched reluctance motor, torque ripple, flat-top current, inductance profile

### 1. 서론

스위치드 리럭턴스 전동기(SRM)는 고정자 및 회전자 모두 돌극형 구조로 되어있으며, 특히 회전자는 여자권선이나 영구자석이 없이 적층철심만으로 구성되는 단순한 전동기구이다. 이러한 구조는 제작이 용이하고 기계적으로 견고하다는 이점을 갖고 있으며, 또한 비교적 간단한 제어장치에 의해 직류 전동기와 같은 속도-토크 특성을 얻을 수 있다.[1][2]

최근 전력용 반도체 소자의 눈부신 발전으로 인하여 고속 스위칭과 소자의 대용량화가 가능하게 되었고 각종 전력 변환장치 및 전동기구조의 응용에 적용되고 있다. 이로 인해 종래 스위칭 기술의 한계로 인해 제약을 받았던, 리럭턴스(reluctance) 토크를 동력으로 하는 전동기구조의 가변속 구동에 대한 관심이 증가하고 있다. 특히 SRM은 간단한 구조, 기계적 견고성, 고효율, 고속운전 및 용이한 가변속 제어의 등의 장점으로 인하여 서보기기, 전기자동차등 산업전반의 응용에 관심의 대상이 되고 있다[3][4][5]. 그러나, SRM을 구동하기 위해서는 회전자 위치각에 대한 정보가 필수적이며, 전자계 구조상 단순적인 구형과 전원이 각 상 권선에 순차적으로 인가되어 구동되는 특성과 상전류의 변

화와 회전자의 위치각에 따른 가변 인덕턴스의 비선형적인 자기포화 현상 때문에 토크 맥동이 심하다는 취약점을 가지고 있다[6]. 이 토크 맥동을 줄일 수 있는 방법으로 평활전류 구동방식이 제안되어 왔다[7][8]. 그러나 이러한 평활전류 제어방식은 전동기의 자기포화 효과의 영향이 적어 인덕턴스의 기울기가 거의 일정한 경우에 한하여 적용될 수 있다.

자기포화 현상으로 인해 인덕턴스 증가구간에서의 인덕턴스 기울기는 전류크기의 함수가 되며, 또한 일정한 값이 되지 않고 회전자와 고정자의 극이 일치할수록 그 기울기는 완만해진다[9]. 뿐만 아니라 고정자극과 회전자극이 만나기 시작하는 부근에서 단부효과(fringing effect)로 인해 최소 인덕턴스 구간에서도 인덕턴스의 기울기가 존재하게 된다. 따라서 회전자 위치와 인가되는 전류에 따라 인덕턴스가 비선형적으로 변하며 이를 고려하지 않고 제어할 시 필연적으로 토크 리플이 발생한다. 따라서 단부효과 및 인덕턴스 증가구간에서의 자기포화를 고려한 전류파형의 제어기법이 요구되어진다. 전류파형을 제어하기 위해서는 인가전압, 스위칭 온각, 스위칭 오프각 등을 포함한 동작 파라메타의 적절한 조합이 선행되어야 한다.

본 논문에서는 전압형 컨버터를 사용하여 단부효과 및 자기포화 인해 발생하는 인덕턴스 기울기의 변화를 보상하

여 토오크 맥동을 줄이는 제어방식을 제안하였다. 제안된 방식의 타당성을 확인하기 위해 실제 제작된 6/4 SRM을 이용하여 실험적으로 고찰하였다.

## 2. 제어원리

### 2.1 SRM의 동특성 방정식

SRM의 토오크는 시스템의 자기적 코 에너지(co-energy) 개념으로부터 식 (1)과 같이 표현할 수 있다.

$$T(\theta, i) = \frac{\partial W(\theta, i)}{\partial \theta} \quad (1)$$

여기서,  $T$  : 토오크,  $\theta$  : 회전자 위치,

$i$  : 상전류,  $W(\theta, i)$  : 자기적 코 에너지

고정자와 회전자 사이의 상호인덕턴스가 무시된다면 식 (1)은 식 (2)로 표현될 수 있다.

$$T(\theta, i) = \frac{1}{2} \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} i^2 \quad (2)$$

단,  $L(\theta, i)$  : 고정자와 회전자간의 인덕턴스

식 (2)에서 알 수 있는 바와 같이 SRM의 발생 토오크는 여자방법에 따라 결정되는 상전류 파형 및 인덕턴스의 기울기로 표현된다. 그러나 그림 1에서 보는바와 같이 인덕턴스는 상전류 및 고정자 위치의 함수이며 비선형성을 가지고 있어 완전한 평활 토오크를 실현하기란 현실적으로 거의 불가능하다.

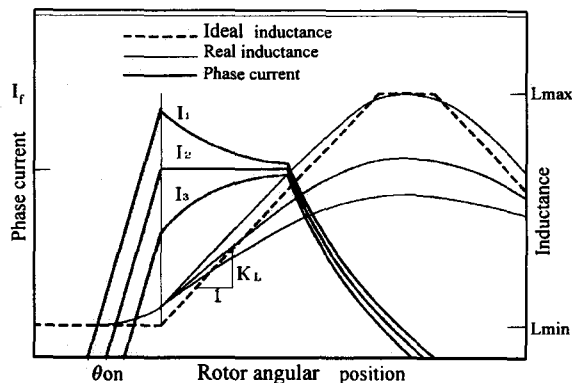


그림 1 전류에 따른 인덕턴스의 변화

Fig. 1 Inductance variation to current

자화기간 동안 발생 토오크의 한 인자인 상전류 해를 구하기 위한 전압방정식은 식 (3)과 같다

$$\begin{aligned} V &= Ri + \frac{d\lambda(\theta, i)}{dt} \\ &= Ri + L(\theta, i) \frac{di}{dt} + i \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} \end{aligned} \quad (3)$$

식 (3)의 우변 첫째 항은 권선저항의 전압강하이며 둘째 항은 권선에 유기되는 전압이고 셋째 항은 속도 역기전력항이 됨과 동시에 전기적 출력을 나타내는 성분이 된다. 식 (3)으로부터 상전류 해를 구하기 위해서는 SRM의 인덕턴스 프로파일에 대한 정확한 정보가 필수적이다. SRM의 위치 및 전류에 따른 정확한 인덕턴스 프로파일만 주어진다면 식 (1)과 식 (3)을 근거로 하여 평활한 토오크를 발생하기 위한 전류의 파형을 구할 수 있다.

토오크 리플에 영향을 미치는 인덕턴스의 변화를 초래하는 자기회로의 포화현상은 크게 두 부분으로 대별될 수 있다. 그 첫째가 국부적 포화(local saturation)현상으로 고정자극과 회전자극이 중첩되기 시작하는 위치각 보다 조금 앞부분에서 고정자 및 회전자 극의 팁(tip)이 부분적으로 포화되는 현상이다. 이 부분의 자기포화로 인한 토오크의 리플은 상전류 정착시 발생하게 된다. 두 번째는 포괄적 포화(bulk saturation)현상이며 고정자와 회전자 자극 전체에서 발생하는 포화현상이다. 이 현상은 고정자극과 회전자극이 중첩되는 정도에 비례하여 나타나며 두 극이 완전히 일치되었을 때 가장 심하게 나타난다. 따라서 이러한 포괄적 포화 영역에서 평활 토오크를 형성하기 위해서는 상전류의 기울기가 정의되어야 하며 그 기울기 정도는 전동기 고유의 인덕턴스 프로파일에 의해 결정된다.

### 2.2 단부효과에 의한 토오크 특성

SRM의 일반적인 인덕턴스 프로파일을 보면 전류의 증가에 따라 인덕턴스의 기울기가 줄어들고 최대 인덕턴스 구간으로 갈수록 포화의 정도가 심해진다. 최소 인덕턴스 구간에서도 어느 정도의 인덕턴스의 기울기를 가지게 되며 이러한 효과는 고정자극과 회전자극이 만나는 기계적인 인덕턴스 증가영역의 시작점 부근( $\theta_{p0}$ )에서 가장 크다.

그림 2는 고정자극과 회전자극이 중첩되기 시작하는 위치각에서 고정자 및 회전자 극에서 부분적으로 포화되는 현상인 국부적 포화현상(local saturation)을 나타낸 그림이다.

최소 인덕턴스 구간의 고정자극과 회전자 극이 만나는 위치각 부근에서는 단부효과에 의해서 인덕턴스 프로파일은 굴곡이 지며, 기계적인 인덕턴스 증가구간 시작점에서 인덕턴스 증가영역 내에서의 기울기와 거의 같은 기울기가 확립되는 것이 일반적이다. 또한 단부효과에 인덕턴스 기울기 변화정도는 전체적인 자기포화 현상과 달리 전류의 영향은 적다.

그림 2에서와 같이 인덕턴스 증가구간의 시작점 부근에서 단부효과에 영향을 받는 인덕턴스 프로파일을 근사화한 것이다. 기계적인 극이 만나기 시작하는 시점( $\theta_2$ )을 기준으로 하여 단부효과가 발생하는 영역(II)에서 인덕턴스의 증가 변화율( $K_L$ )과 인덕턴스의 기울기가 확립된 영역(III)에서의 기울기( $K_L$ )로 나누어 구분하여 생각할 수 있다.

영역 II와 영역 III에서의 토오크 식은 식 (4) 및 (5)과 같이 표현될 수 있다.

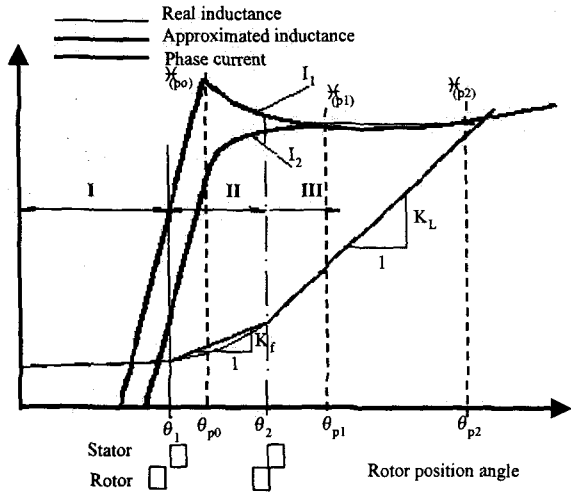


그림 2 극부포화와 전류파형  
Fig. 2 Fringing effect and current waveform

$$T = i^2 K_f / 2 \tag{4}$$

$$T = i^2 K_L / 2 \tag{5}$$

구간 II에서는 인덕턴스의 기울기( $K_f$ )는 영역 III에 비해 상대적으로 적은 값을 가지며 영역 III에서와 같은 토크를 발생하기 위해서는 영역 III의 전류보다 큰 전류값을 가져야 한다. 즉  $i_2$ 의 전류파형보다는  $i_1$ 의 전류 파형이 바람직하다. 즉 영역 II에서 인덕턴스의 기울기는 등가 기울기인  $K_L$ 가 되고 평활전류 영역에서의 선형적인 기울기 보다 작은 것을 감안하면 평활전류의 크기보다 큰 전류가 되어야 평활한 토크를 발생시킬 수 있다.

일정 토크 관점에서 식 (4)와 (5)를 같게 두고 영역 II의 전류( $i_p$ )에 대한 영역 III의 전류( $i_f$ )의 비를  $K_{fp}$ 라 정의하면 식 (6)으로 계산된다.

$$K_{fp} = \frac{i_f}{i_p} = \sqrt{\frac{K_L}{K_f}} \tag{6}$$

그러므로 식 (6)으로부터 얻어진 비율을 가지도록 어드밴스 각도를 조정하여 여자조건을 조정하면 단부효과에 의한 토크 맥동을 보상할 수 있다.

단일 펄스모드로 상전류를 제어할 시 전류파형은 기본적으로 여자전압과 상 스위치의 온 시점에 의해 결정되어진다. 인덕턴스의 변화가 거의 없는 영역 I의 끝점에서 전류는 인덕턴스가 증가하는 영역 II에서의 초기치 전류가 된다. 그 초기치 전류  $i(\theta_1)$ 는 식(7)과 같이 주어진다.

$$i(\theta_1) = \frac{V}{\omega L_{min}} \theta_{ad} \tag{7}$$

여기서,  $L_{min}$  : 인덕턴스의 최소값

식(7)에서 보는바와 같이 영역 II에서 초기치 전류  $i(\theta_1)$

을 형성하기 위해서는  $\theta_1$ 각 보다  $\theta_{ad}$  만큼 앞선 각에서 여자전압을 인가하여야 한다. 식 (7)로부터 최소 인덕턴스 구간에서 부하전류에 대응하는 전류를  $I$  라면 이 전류를 확립하기 위한 어드밴스 각도는 식 (8)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\theta_{ad} = \frac{\omega L_{min} I}{V} \tag{8}$$

그리고 최소 인덕턴스 구간에서는 인덕턴스의 변화율이 없으므로 식 (3)의 전압방정식에서 우변 셋째항인 속도 기전력은 영(zero)이 된다. 여기서 권선저항을 무시하면 식 (3)은 식 (9)와 같이 나타낼 수 있다.

$$V = L_{min} \frac{di}{dt} \tag{9}$$

따라서 속도와 부하에 관계없이 상전류가 평활전류가 되기 위해서는 식 (8)과 식 (9)이 동시에 만족되어야 하므로 식 (9)를 식 (8)에 대입하면 평활전류 구동을 위한 어드밴스 각을 식 (10)과 같이 구할 수 있다.

$$\theta_{ad} = \frac{L_{min}}{(dL/d\theta)} \tag{10}$$

### 2.3 자기포화에 의한 토크 특성

고정자극과 회전자극이 증첩되는 정도에 비례하여 나타나는 포괄적 자기포화(bulk saturation) 현상에 의한 토크 리플을 고려하기 위해서는 상전류 파형과 전류에 따른 인덕턴스 프로파일의 상관관계를 알아야 한다.

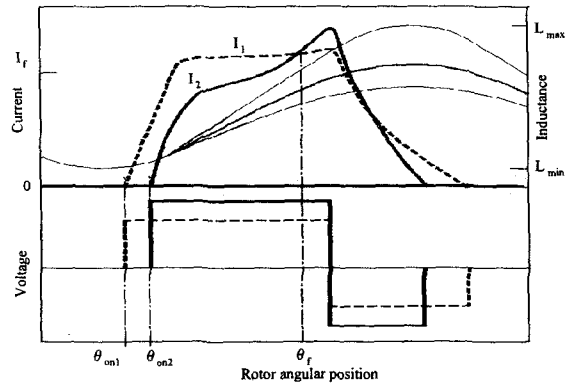


그림 3 여자조건에 따른 상전류 파형  
Fig. 3 Phase current waveform according to excitation condition

그림 3은 동일 출력조건하에서 여자조건에 따른 상전류 파형, 인덕턴스 프로파일 및 상권선에 인가되는 전압을 나타내고 있다. 그림 3에서 여자조건은 여자전압의 크기와 스위치 온각의 파라메타로 결정된다. 여기서 포괄적 자기포화 현상에 의해 인덕턴스의 기울기가 변하는 영역인  $\theta_f$  부근에서 토크 발생을 고려해 보면, 인덕턴스의 기울기는 고정

자극과 회전자극이 중첩되는 정도에 반비례하여 나타나므로 평활 토오크를 발생하기 위해서 상전류는 두 자극이 중첩되는 정도에 비례하여 크게 나타나야 한다. 따라서 전류파형  $I_1$ 과 같이 평활한 전류보다는 상전류의 꼬리부분에서 전류가 크지는 형태인  $I_2$  형태의 전류파형이 토오크 리플저감 측면에서 바람직하다. 이 상전류의 꼬리부분에서 크지는 정도는 각 SRM마다 다르게 나타나는 인덕턴스의 프로파일과 여자조건에 의해 결정된다. 이에 대한 정확한 해석을 위해서는 인덕턴스의 프로파일을 수식적으로 표현하는 기법이 필요하다.

단일 펄스모드로 여자전압을 제어할 경우 전체적인 포화 현상에 의한 토오크 리플을 보상하기 위해 전류파형을 그림 3의  $I_2$ 와 같이 제어할 경우 단부효과에 의한 출력리플을 제어할 수가 없다. 따라서 전동기의 고정자 및 회전자의 극호, 인덕턴스의 프로파일과 같은 설계사양과 인버터의 특성에 따라 적절한 타협점이 필요하다.

### 3. 본 연구에서 제안한 전류편차에 제어방식

그러나 실제적으로 상전류의 증가에 따른 자기포화로 인해 인덕턴스는 고정된 상수값이 아니라 전류의 증가에 따라 감소하는 전류의 함수가 된다. 이러한 비선형성을 고려하기 위해 수식적 계산을 배제하고 포화에 대한 보정각도, 즉  $\Delta\theta$ 가 식 (11)에서와 같이 지령 어드밴스 각도에 포함되도록 하여 인덕턴스 증가구간내의 두 회전자 위치각에서 검출한 전류의 편차, 즉  $\Delta i$ 가 영이 되도록 어드밴스 각도를 조정하는 PI 제어 방법을 사용하였다.

$$\theta_{ad}^* = \theta_{ado} + \Delta\theta \quad (11)$$

$$\text{여기서, } \theta_{ado} = \frac{L_{min}}{(dL/d\theta)}$$

자기포화시에도 전류의 증가에 따른 회전자 위치각에 대한 인덕턴스의 변화율을 보상하면서 실제적으로 평활한 전류구동이 가능하도록 하기 위해서는 인덕턴스 증가 구간내의 두 회전자 위치각에서 검출한 전류의 편차가 영이 되도록 하면 평활전류 구동이 가능하다.

그림 4는 전류검출 회전자 위치각과 어드밴스 각도에 따라 나타날 수 있는 과여자와 부족여자시의 상전류 파형과 검출되는 전류편차를 보여주고 있다.

여기서, 두 회전자 위치각에서 검출한 전류의 편차가  $\Delta i$  일 때 회전자 위치각에 대한 전류의 구배는 다음과 같이 정의된다.

$$K_i = \frac{i(\theta_{p1}) - i(\theta_{p2})}{\theta_{p1} - \theta_{p2}} = \frac{\Delta i}{\theta_{p1} - \theta_{p2}} \quad (12)$$

전류를 검출한 회전자의 두 위치각 내에서 평활전류를 얻기위해 이 두 위치각에서 검출한 전류의 편차  $\Delta i$ 가 영이 되도록 어드밴스 각도를 조절하여야 하며 부하 가변시에도

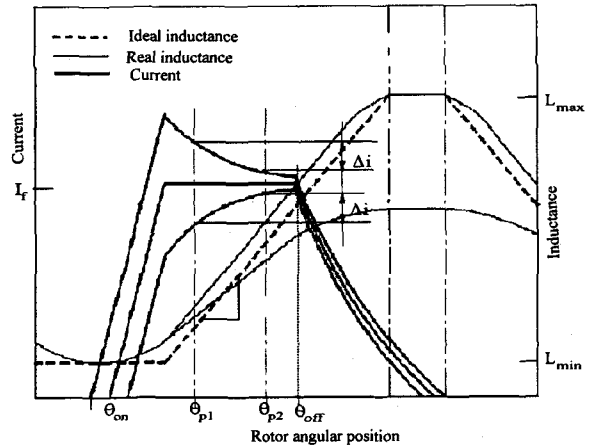


그림 4. 인덕턴스 증가 구간에서의 전류의 구배 검출  
Fig. 4 Current slope in a region of inductance, increasing

지령속도에 추종하도록 상권선에 인가되는 전압을 조정하여야 한다. 이 방법의 경우 전류를 검출하는 회전자 두 위치각에서의 검출전류가 같지만 하면 평활전류 조건이 만족된다. 그러나 부하전류의 크기에 따라 실제적인 인덕턴스 프로파일의 포화정도가 다르므로 동일한 전류검출 위치각에서도 부하조건에 따라 형성되는 파형의 형태가 다르다. 따라서 토오크에 미치는 영향도 달라지므로 전류를 검출하는 회전자 위치각이 적절히 선정되어야 한다. 그리고 단부효과에 의한 토오크 변화도 식 (6)과 같은 비율로 보상하기 위하여 실험적으로 회전자 위치각을 결정하였다.

### 4. 시스템 구성

그림 5는 전압조정 루프와 스위칭 각도조정 루프를 나타내는 SRM 구동시스템의 구성도이다. 전력변환부는 상권선에 인가되는 전압을 조절하기 위한 PWM 강압형 초퍼회로와 인버터로 구성된다. 인버터는 다양한 스위칭 각도제어를 위해, 상간의 독립성이 있어 상전류의 중첩이 가능하고 회로가 간단하여 신뢰성이 강한 클래식(classic)인버터를 사용하였다. 인버터의 스위칭 소자로는 IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)를 사용하였고 스위칭 신호의 인가는 옵토 카플러(opto coupler)에 의해 신호부와 전력부가 전기적으로 절연이 가능한 구동앰프(drive amplifier)를 사용하였다. 부하 가변시 지령속도에 추종하기 위해 인가전압의 가변이 필요하며 이를 위해 정류기에 의해 정류된 전압을 일정 주파수에서 한 주기에 대한 스위치의 도통율인 시비율(duty ratio)로 조정하는 Buck converter를 이용하였다.

시비율은 펜티엄 컴퓨터내의 PI 속도제어 루프에서 결정된다. 속도제어 루프에서는 속도지령치  $\omega^*$ 과 실제속도  $\omega$ 와의 차이가 영이 되도록 초퍼의 시비율이 결정되며 관계식은 (13)과 같다. 식 (13)의 속도 비례상수와 속도 적분상수

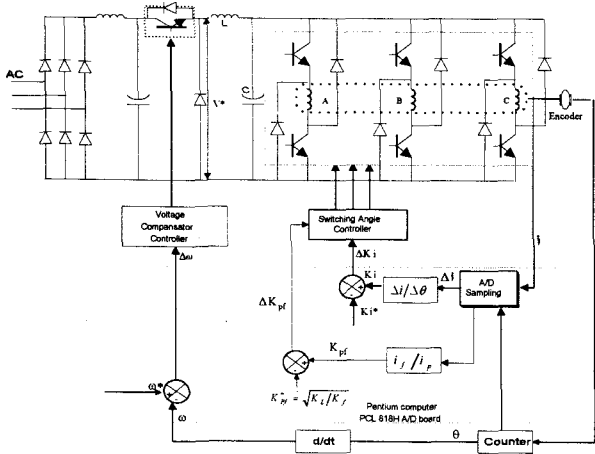


그림 5 구동시스템의 구성도  
Fig. 5 Block diagram of driving system

는 반복 오차법에 의해 실제속도가 지령속도와 일치하도록 실험적으로 결정하였다.

$$\Delta\omega = \omega^* - \omega$$

$$k_s = K_{Ps}\Delta\omega + K_{Is}\int \Delta\omega dt \quad (13)$$

여기서,  $k_s$  : 초퍼의 시비율,  $k_{Ps}$  : 속도 비례 상수,  
 $k_{Is}$  : 속도 적분 상수

그림 5에서 지령 입력변수는 지령속도  $\omega^*$ 와 인덕턴스 증가구간내의 두 회전자 위치각에서 검출한 전류의 구배인  $K_i$ 이 된다. 전압루프에서 보면 속도센서로부터 검출된 실제속도와 지령속도와와의 차이가 전압보상기 입력이 되고 보상기의 출력은 가변전압원 SRM 구동인버터의 전압지령이 된다. 그리고 두번째 입력변수인  $K_i$ 는 평활전류 조건이므로 영이 된다. 엔코더에서 검출된 위치각 정보와 전류검출기로부터 얻은 상전류 값으로부터 전류검출(pick-up) 구간 사이의 상전류 파형의 형상, 즉 이 구간내의 상전류 파형의 기울기를 알 수 있다. 따라서 평활한 전류를 흘리기 위해 구동 인버터에 주어지는 지령 어드밴스 각도  $\theta_{ad}^*$ 가 증감된다. 그리고 두 개의 지령 입력변수  $\omega^*$ ,  $K_i^*$ 와 실제 속도값  $\omega$ 와 전류의 구배인  $K_i$ 의 차인 오차(error)입력  $\Delta\omega$ 와  $\Delta K_i$ 가 영이 될 때까지 이 과정이 반복되며 정상상태에 이르러 평활전류가 된다. 여기서 단부효과가 나타나는 구간에서의 과여자 비율을 제어하기 위한 루프는 그림 2에서 실제 구동 평활전류  $i_f$ 와 속도 기전력이 확립되는 위치각에서의 전류  $i_f$ 와의 비율  $K_{Pf}$ 와 실험적 데이터에 의해 결정된  $K_{Pf}^*$ 의 차이가 영(zero)이 되도록 PI 제어를 행하며 관계식은 식 (14)와 같다. 그리고 과여자 비율 제어의 비례상수와 적분상수는 실험을 통한 반복 오차법으로 결정하여 정해진 비율에 추종하도록 하였다.

$$\Delta K_{Pf} = K_{Pf}^* - K_{Pf}$$

$$\theta_{ad}^* = K_{Ppf}\Delta K_{Pf} + K_{Ipf}\int \Delta K_{Pf} dt \quad (14)$$

여기서,  $K_{Ppf}$  : 과여자 비율 비례상수,  
 $K_{Ipf}$  : 과여자 비율 적분상수

이 방식에서 실제적인 속도추종은 전압조정에 이루어지고 평활전류는 두 전류 검출위치각에서 검출한 전류가 같기만 하면 구현되므로 검출회전자 위치각 및 부하조건에 따른 포화의 영향으로 같은 평활전류 조건이라도 각기 다른 형상을 가지며 토크에 미치는 영향도 다르다.

### 5. 실험 결과

제안된 방법의 타당성을 확인하기 위해 설계 제작된 SRM으로 실험하였다. 본 실험에 사용된 전동기는 이중 돌극형의 3[Hp]급 3상 6/4 SRM으로 설계사양은 표 1과 같다. 회전자 극호(pole arc)를 고정자 극호보다  $10^\circ$  넓게하여 토크 발생 영역인 인덕턴스 증가구간을 최대한 활용하고 스위치 오프시 전류소호의 지연으로 인한 부 토크의 영향이 최소화되도록 설계하였다.

표. 1 피 실험 전동기의 설계 정수

Table 1 Design parameters of the experimental SRM

고정자/회전자극수	6/4	회전자 극호	$40^\circ$
고정자 극호	$30^\circ$	회전자 외경	104.3mm
고정자 외경	200 mm	회전자 계철폭	18 mm
고정자 계철폭	13 mm	철심 길이	90 mm
공극	0.35 mm	도체 직경	1.6 mm
상당 권선수	300 turn	최대 인덕턴스(1A)	394 mH
상당 저항	1.05 $\Omega$	최소 인덕턴스	36 mH

최소 인덕턴스 구간에서도 인덕턴스의 기울기를 가지게 되며 이러한 효과는 고정자극과 회전자극이 만나는 기계적

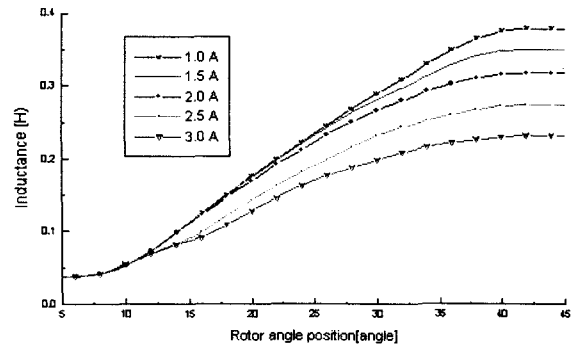


그림 6 회전 위치각에 대한 인덕턴스 프로파일 실측치  
Fig. 6 Measured inductance profile against rotor position angle

표 2 전류 크기별 회전각에 대한 과여자 비율

Table 2 Over-magnetized ratio of against rotor position angle of each typical current

회전각구간 \ 전류크기별 $K_{pf}^*$	$K_{pf}(1.0A)$	$K_{pf}(1.5A)$	$K_{pf}(2.0A)$	$K_{pf}(2.5A)$	$K_{pf}(3.0A)$
12~14 도	1.524282	1.581847	1.487379	1.074509	0.947888
14~16 도	1.530125	1.57092	1.423586	1.049422	0.847433
16~18 도	1.510717	1.53353	1.419733	1.287931	1.145372
18~20 도	1.563396	1.524568	1.374543	1.255561	1.177784
20~22 도	1.460162	1.484141	1.367948	1.246479	1.157853
30~32 도	1.327247	1.254992	1.073811	0.945869	0.846753
32~34 도	1.376883	1.232456	1.012125	0.803813	0.777752

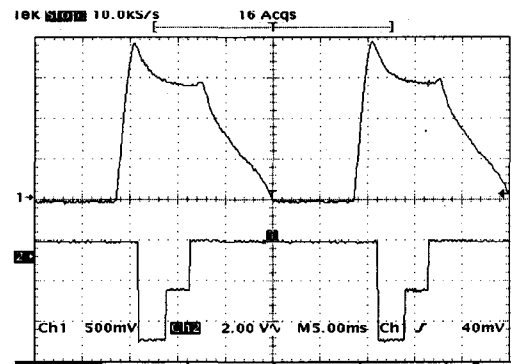
인 인덕턴스 증가영역의 시작점 부근에서 가장 크다. 그림 6은 피 실험전동기의 인덕턴스 프로파일을 실측한 것이다. 실측한 인덕턴스 프로파일에서 보면 인덕턴스 증가영역 시작점 이전의 기계적인 각도 8° 와 10° 사이에서 인덕턴스의 기울기가 발생한다.

그림 6과 같이 실측한 인덕턴스 크기에 의해 전동기 기계 각 8°와 10° 사이의 인덕턴스의 기울기 값을 기준으로 계산 한 전류 크기별 과여자 비율( $K_{pf}^*$ )은 표 2와 같다.

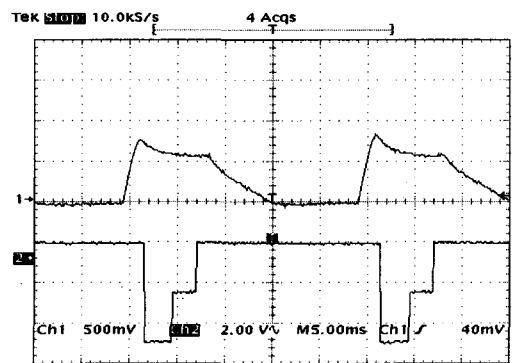
먼저 평활전류 조건을 위해 설정하는 두 개의 회전자 위치각은(인덕턴스 증가구간의 기준 시작점 10°) 실험적 데이터에 의해 19°, 28°로 선정하였다.

그림 7은 단부효과가 나타나는 구간내에서 속도 기전력이 확립되어 상승하던 전류가 감소하기 시작하는 위치각  $\theta_{po}$ (그림2 참조)을 기준 위치각보다 2° 앞선 것으로 설정하고 속도 기전력 확립시 평활전류에 대한 피크 전류비(과여자 비)를 120%로 하였을 때의 상전류 파형 및 전류검출 회전자 위치각을 나타낸 것이다. 그림에서 알 수 있듯이 정격 부하 및 경부하 조건하에서도 상전류 파형은 일정한 형태를 유지하고 있다. 그리고 평활전류에 대한 과여자 전류의 크기비에 따라 다양한 형태의 전류파형을 구현할 수 있다. 그림 8은 과여자 비를 140%로 설정한 경우의 파형이다.

일정 토오크 관점에서 이 과여자 비는 상전류 소호각과 밀접한 관계가 있다. 상전류 소호각을 변수로 두면 복잡한 다변수 제어계가 되어 시스템이 불안정해지기 쉽고 대단히 복잡하다. 따라서 본 연구에서는 부 토오크 영역내에서의 전류소호 관점에서 상전류 소호각을 32도로 설정하고 다양한 과여자비에 따라 실험한 결과, 과여자 전류비인 120%에서 가장 양호한 결과를 얻을 수 있었다. 그림 9는 그림 7과 8의 조건에서 토오크 파형을 측정된 결과이다.

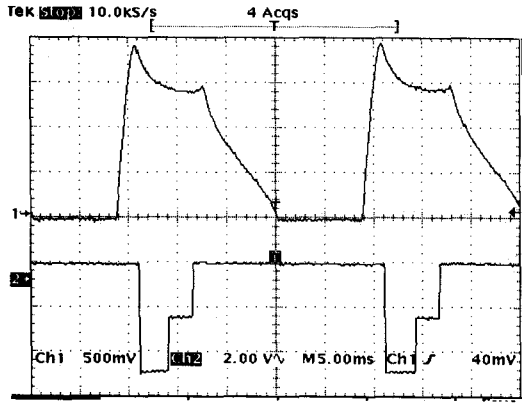


(a) 정격 부하,  $K_{fp} : 120\%$   
Rated load,  $K_{fp} : 120\%$

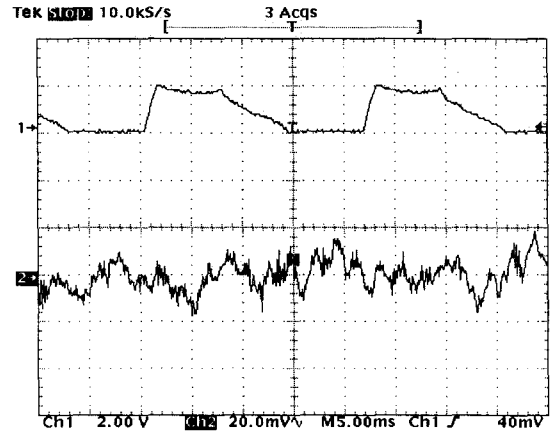


(b) 정격 부하의 60%,  $K_{fp} : 120\%$   
60% of Rated load,  $K_{fp} 120\%$

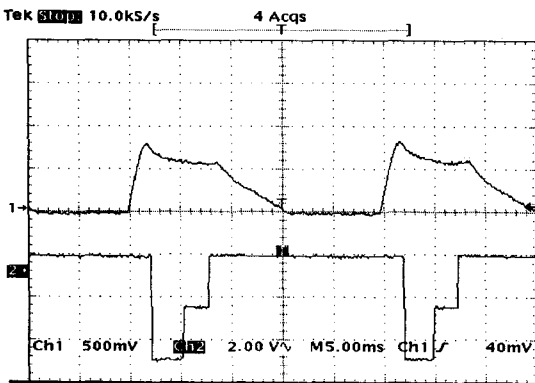
그림 7 상전류 및 회전자 검출 위치각(8° ,19° ,28° )  
Fig. 7 Current and 3 position angle for the current detection(8° ,19° ,28° )



(a) 정격 부하,  $K_{fp} : 140\%$   
Rated load,  $K_{fp} : 140\%$

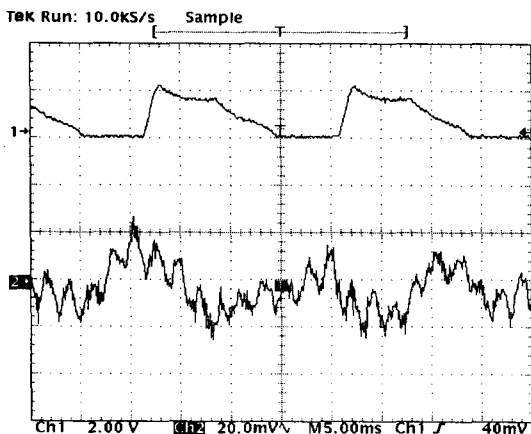


(b) 정격 부하,  $K_{fp} : 120\%$   
Rated load,  $K_{fp} 120\%$



(b) 정격 부하의 60%,  $K_{fp} : 140\%$   
60% of Rated load,  $K_{fp} 140\%$

그림 8 상전류 및 회전자 검출 위치각( $8^\circ, 19^\circ, 28^\circ$ )  
Fig. 8 Current and 3 position angle for the current detection( $8^\circ, 19^\circ, 28^\circ$ )



(a) 정격 부하,  $K_{fp} : 140\%$   
Rated load,  $K_{fp} : 140\%$

그림 9 상전류 및 토크 파형  
Fig. 9 Current and torque waveform

## 6. 결론

본 논문에서는 SRM의 자기포화가 토크의 맥동에 미치는 영향을 고찰하였으며 자기포화에 따른 인덕턴스 변화율의 변화를 보상하여 평활 토크를 갖게하는 전류제어 기법에 대하여 연구하였다. 인덕턴스 증가구간에서 평활전류 조정을 위한 회전자 위치각을 반복적인 실험에 의해 최적치인  $19^\circ$  와  $28^\circ$ 로 선정하였다. 피 실험전동기를 대상으로 실험한 결과 부하조건에 관계없이 주어진 지령속도에 추종하면서 정상상태에서 단일한 파형형태로 구동시킬 수 있었다. 그리고 피 실험 전동기에서 토크 맥동에 미치는 전류 소호각 및 포화현상에 의한 영향을 보상할 수 있는 적정 과여자 비율을 120%로 선정하였을 시 토크 맥동이 감소함을 알 수 있었다.

본 연구는 한국과학재단 연구비(과제번호 : 94-0100-10-01-3) 지원에 의해 수행되었음.

## 참고문헌

- [1] M.Ehsani, J.T.Bass, T.J.E.Miller and R. L.Steigerwald, "Development of a Unipolar Converter for Variable Reluctance Motor Drives," IEEE Trans. on IA, Vol.23, No.3, pp.545-553, 1987.
- [2] R. M.Davis, W.F.Ray, R.J.Blake, "Inverter Drive for Switched Reluctance Motor Circuits and Component ratings," IEE Proc.Inst.Elec.Eng., Vol.128, pt.B, No.2, pp.126-136, March 1981.

- [3] Charles Pollock, Barry W. Williams, "A Unipolar Converter for a switched Reluctance Motor," IEEE Trans. Inst. Appl., Vol.26, No.2, pp.222-228, March/April 1990.
- [4] Slobodan Vukosavic', Victor R. Stefannovic', "SRM Inverter Topologies : A Comparative Evaluation," IEEE Trans.Inst.Appl., Vol.27, No.6, pp.1034-1047, November /December 1991.
- [5] Hamid A.Toliat, Longya Xu, Thomas A.Lipo, "A Five-Phase Reluctance Motor with High Specific Torque," IEEE Trans. on IA, Vol.28, No.3, pp.659-667, 1992.
- [6] P.J.Lawrenson et al., " Discussion on Variable-speed switched-reluctance motor systems," Proc. IEE, Vol. 128, Pt.B, No.5, pp.260-268, 1981.
- [7] T.J.E.Miller," Converter Volt-ampere Requirements of the Switched Reluctance Motor Drive," IEEE Trans. on IA, Vol.21, No.5, pp.1136-1144, 1985.
- [8] 추영배, 황영문 "자기에너지회수에 의한 VRM의 여자특성개선", 대한전기학회 논문지 Vol.44, No.2, pp.203-209, 1995. 2.
- [9] P. J. Lawrenson, J. M. Stephenson, P. T. Blenkinsop, J.Corda and N.N.Fulton," Variable-speed switched reluctance motors," Proc. IEE, Vol.127, Pt-B, No.4, pp.253-265, 1980.
- [10] 정승주, 오성업, 오인석, 성세진 "자기동조 이론을 이용한 SRM의 진동소음 특성개선" 전력전자학회 하계학술대회 논문집 p80-84, 1996



**오인석 (吳仁錫)**

1959년 8월 19일생, 1983년 부산대 공대 전기공학과 졸업, 1987년 동대학원 전기공학과 졸업(석사), 1996년 충남대 대학원 전기공학과 박사과정 수료. 현재 한국원자력연구소 MMIS Lab. 선임연구원

**성세진 (成世鎭)**

전력전자학회 논문지 제2권 1호 참조.