

# 단상 SRM의 고속 구동 제어에 관한 연구

論 文

54B-10-3

## The High-speed Operation of Single Phase Switched Reluctance Motor

安 浚 善<sup>†</sup> · 李 柱<sup>\*</sup>  
(Joonseon Ahn · Ju Lee)

**Abstract** - In this paper PWM control scheme is presented. The proposed scheme has following features. The one is soft-starting method which is used for preventing to flow large current in motor phase winding when motor starts. The other is the selection of the level of the over current. The first feature is implemented by increasing the PWM duty slowly, the second feature is implemented by limiting the magnitude of the phase current level by which the over heat of motor by copper losses and magnetic saturation decreases. By the analysis using FEM considering load condition, the speed of mode transition from PWM to single pulse control is selected and confirmed by simulation that there is no over current occurs during the mode transition. For the verification of proposed scheme, the simulation using MATLAB Simulink with considering non-linearity of inductance profile from FEM analysis is performed and the experiment with SRM drive system which has the DSP controller and single phase SRM are performed.

**Key Words** : Switched Reluctance Motor, FEM, Vacuum Cleaner

### 1. 서 론

스위치드 릴럭턴스 모터(SRM: Switched Reluctance Motor)는 구조가 간단하고, 가격이 저렴하며 회전자의 허용 온도가 매우 높고, 개방회로의 전압과 단락시의 전류가 영이거나 매우 작을 뿐만 아니라 기동 토크도 높고 유도기에 비해 (토크/관성)의 비가 크며, 출력밀도가 우수하며 고속운전도 가능하여 유도전동기 등에 의한 가변시스템을 대체해 나갈 수 있을 것으로 기대되고 있다[1].

터보팬용 구동 모터나 청소기용 구동 모터의 경우 일반적으로 20,000[RPM] 이상의 고속 회전을 필요로 한다. SRM을 고속 구동하기 위해선 고려해야 할 사항이 세 가지가 있다. 첫 번째는 속도제어기의 출력이 기동 시에는 최고치가 되기 때문에 PWM의 duty 자체도 최대 출력되게 되고 그 결과로 과전류가 모터의 권선에 흐르게 되어 모터 및 스위칭 소자의 파손이 야기될 수 있으므로, 기동 시의 과전류 방지를 해야 한다. 두 번째는 PWM ↔ 단일 펄스 제어간의 모드 전환 시 발생하는 과전류의 문제이다. 고속용 전동기를 제어하는데 있어서는 PWM 방식의 속도 제어에는 한계가 있다. 따라서 어느 동작 시점에서는 PWM 방식의 제어에서 단일 펄스 제어로 제어모드를 전환하여 모터에 걸리는 상 전압을 조정해야 하는데, 일반적으로 사용하는 방식은 부하 상황에 따른 특정 주파수에서 전환을 하고 이를 주파수

별로 Look-up table화 하여 이를 제어에 반영하여 사용하는 방식이다. 하지만 이러한 방식의 경우 부하가 가변될 시에 제어가 원활하게 수행되지 않거나 넓은 주파수 운전 범위에서는 안정적인 동작을 기대하기가 어렵다. 따라서 부하 상태에 상관없이 안정적으로 모드 전환이 이루어지는 방식을 적용하거나, 충분한 속도에서 모드 변환을 하여 과전류를 방지하는 방법을 적용할 수 있다. 세 번째는 고속 구동시 포화 손실의 증가 문제이다. 전동기에서의 손실은 동손과 철손이 대표적이데, 동손은 전동기 포화에 의한 전류의 급상승으로 인해 커지며, 철손은 고속 구동을 위해 스위칭 하는 주파수에 비례하여 발생한다. 손실은 열로 변환되므로 소자 및 권선의 소손되는 문제점이 발생할 수 있다[2][3].

따라서, 본 논문에서는 단상 SRM(SPSRM: Single Phase Switched Reluctance Motor)을 구동하는데 있어서, 기동시 과전류 방지를 위해 PWM duty를 천천히 상승시켜 과전류를 방지하는 soft-start 기법을 적용한 PWM 제어 방법과 포화에 따른 과전류 및 손실에 의한 열 발생을 줄이기 위하여 구동 소자인 IGBT에 흐르는 전류가 정격 전류를 초과하지 않도록 전류의 크기를 제한하는 스위칭 오프 기능을 구현하였으며, 부하상황을 고려한 FEM 해석에 의한 속도 대비 평균토크가 양의 값을 가지며 그 기울기가 바뀌는 속도를 선정하고 그 속도에서 단일 펄스 제어 방식으로 모드를 변환하여 과전류가 발생하지 않도록 하였다. 구현한 방식의 타당성을 검증하기 위해 유한요소법(FEM:Finite Element Method) 해석 결과에 의한 인덕턴스 프로파일을 이용하여 Matlab Simulink로 비선형 시뮬레이션을 수행하였고 단상 SRM 및 전동기 제어시스템을 제작, 실험을 통해 본 논문에서 제시한 비선형 모델링과 시뮬레이션의 타당함을 확인하였다.

<sup>†</sup> 교신저자, 正 會 員 : 漢陽大 大學院 電氣工學科 博士課程  
E-mail : seoneel@chol.com

<sup>\*</sup> 正 會 員 : 漢陽大 電氣生體工學部 副教授 · 工博  
接受日字 : 2005年 5月 16日  
最終完了 : 2005年 8月 27日

2. 본 론

2.1 연구모델

SRM 구조는 고정자와 회전자 양쪽이 돌극 형상으로 이루어진 이중 돌극 구조로, 권선은 간단한 집중권으로 고정자에만 감겨있고, 회전자에는 권선, 도체 바, 영구자석이 없는 간단한 구조로 되어있다.[4]

그림 1은 6/6 단상 SRM의 단면도, 그림 2는 다이오드 정류기와 스위칭 전력소자, DC link 캐패시터를 포함하고 있는 구동 회로를 나타내고 있다. 그림 1에서의  $\beta_s$  와  $\beta_r$  은 각각 기하학적 파라미터인 고정자 극호각과 회전자 극호각이다. 3극의 권선들은 자기 저항을 감소시키기 위해 짧은 자로 형성이 가능하도록 그림 2와 같이 병렬로 결선하였으며, 그림의 전동기 부분에 나타난 것은 자속선도이다[5][6].

표 1은 본 연구에서 사용한 전동기의 주요 제원이다.

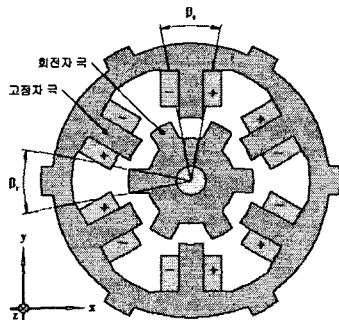


그림 1 단상 6/6 SRM 단면도  
Fig. 1 Cross Section of Single-Phase SRM

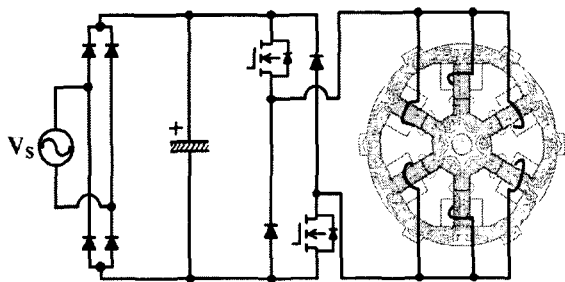


그림 2 단상 SRM의 구동회로  
Fig. 2 Driving Converter of Single-Phase SRM

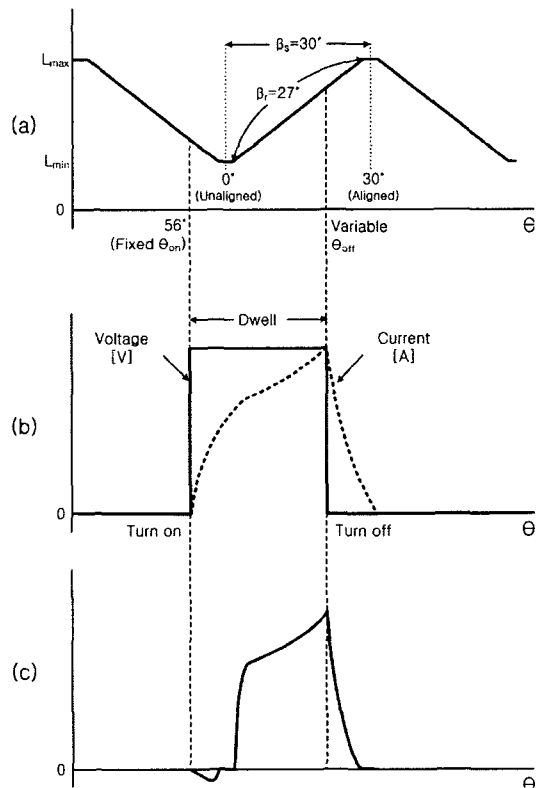
표 1 실험 모델의 주요 제원

Table 1 Specifications of Test Model

항목	값	단위	항목	값	단위
정격 출력	1,500	[W]	최대 인덕턴스	1.887	[mH]
정격 전압	220	[V]	최소 인덕턴스	0.484	[mH]
정격 속도	33,000	[rpm]	상수	1	
정격 토크	0.3	[N.m]	극수비	6/6	

2.2 동작 원리

SRM의 기본 동작원리는 전류가 고정자의 한 권선에 흐르면, 토크는 회전자가 여자된 고정자의 극에 정렬하는 방향으로 발생되며 발생 토크의 방향은 고정자 여자상에 대한 회전자 위치에 의해 결정되고, 전류 방향과는 무관하다. 또한 연속적인 토크는 회전자 위치에 대해 고정자 각 상을 순차적으로 여자하면서 발생된다. 단상 SRM의 동작 원리를 그림 3으로 설명하면 다음과 같다. 그림 3(a)는 회전자가 회전하는 동안 한 극의 인덕턴스 프로파일을 보여주고 있다. 0°위치는 비정렬위치로 인덕턴스가 가장 작은 위치이며, 회전자 극이 고정자 극과 정렬을 시작하는 15°위치에 오면 인덕턴스는 증가하기 시작하고 28.5°의 위치인 고정자 극과 회전자 극이 완전히 정렬하는 위치에 오면 인덕턴스는 가장 크게 된다. 회전자가 인덕턴스 상승 구간에 있을 때 상을 여자하면 그림 3(c)와 같이 정 토크가 발생한다. 회전자 위치가 28.5°부터 31.5°까지는 회전자와 고정자가 정렬되고 있는 구간이어서 인덕턴스의 변화가 없으므로 토크의 발생도 없다. 회전자 위치가 31.5°이후인 비정렬위치로 이동하면 인덕턴스는 감소하며, 회전자가 위치가 이 구간 내에 있을 때 상을 여자하면 부 토크가 발생한다[7][8].



(a) 인덕턴스 (b) 전압과 전류 (c) 토크  
그림 3 고속 구동시 인덕턴스, 전압, 전류 및 토크 파형  
Fig. 3 The High-Speed Execution Inductance Profile, Voltage, Current and Torque Waveforms

본 연구에 사용된 모델은 최적화된 설계 결과를 이용하여 제작된 것으로 설계 및 실험 결과 발생 최대 토크는 턴온 56°, 턴오프 14°에서 측정되었다[9]. 또한 고속 구동시 안

정적인 속도 제어를 위해서는 복잡한 연산이 필요하지 않는 도통각 신호 입력에 따른 스위칭이 필수적이며 따라서 턴온 각은 56[°]로 고정하였다.

### 2.3 전동기 모델링

SRM의 한 상의 단자에 걸리는 순시전압은 패러데이의 법칙에 의해 권선에 쇄교하는 자속과 관련이 있고 식 (1)과 같이 표현된다.

$$V = R\dot{i} + \frac{d\lambda(\theta, i)}{dt} \quad (1)$$

여기서,  $\lambda$ 는 쇄교 자속,  $R$ 은 상저항,  $i$ 는 상전류,  $\theta$ 는 회전자의 위치를 나타낸다.

SRM은 이중 돌극 구조이고, 쇄교 자속은 회전자 위치와 전류의 함수이므로 식 (2)로 표현된다.

$$\begin{aligned} V &= R\dot{i} + \frac{\partial \lambda}{\partial i} \frac{di}{dt} + \frac{\partial \lambda}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} \\ &= R\dot{i} + L(\theta, i) \frac{di}{dt} + iw \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \end{aligned} \quad (2)$$

전기적인 순시입력을 에너지 흐름으로 나타내면 식 (3)으로 표현할 수 있다.

$$\dot{W}_i = R\dot{i}^2 + \left(\frac{d}{dt} \frac{1}{2} Li^2\right) + \frac{i^2}{2} \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} w \quad (3)$$

일반적으로 자기 포화를 무시하면 co-energy와 발생 토크는 식 (4)와 식 (5)로 표현된다.

$$W_c = \int \lambda(\theta, i) di = \int L(\theta) i dt \quad (4)$$

$$T = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta)}{d\theta} \quad (5)$$

또한, 속도는 식 (6)으로 표현할 수 있다.

$$w = \int \frac{T_m - T_L}{J} dt \quad (6)$$

여기서,  $T_m$ 는 한 상의 토크,  $T_L$ 은 부하토크,  $J$ 는 관성이다. 위 식들을 적용하여 Matlab Simulink로 모델링한 단상 SRM 블록도를 그림 4에 나타내었다.

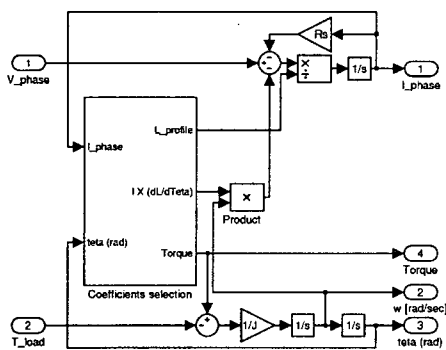


그림 4 단상 SRM의 시뮬레이션 블록도  
Fig. 4 Simulation Block Diagram of Single-Phase SRM

## 3. 전동기 제어방식

### 3.1 PI제어

전동기 제어 방식으로 가장 널리 사용되고 있는 PI 제어 방식은 고속 구동시 제어가 포화에 의해 도통각 제어가 되지 않아 최대 도통각으로만 출력을 발생하여 자속 포화에 따른 전류가 급상승 하는 문제점을 가지고 있다. 포화를 막기 위하여 최대 도통각을 줄일 경우 고속 구동시 전류의 크기가 작아지고 정토크 발생이 줄게 되어, 정격속도에 도달하지 못하게 된다. 따라서, PI 제어 방식은 최대 도통각의 적절한 선택이 무엇보다도 중요하다. 식 (7)은 일반적인 PI 제어방식이고, 본 논문에서 사용한 PI제어 방식을 이용한 도통각 제어는 식 (8)과 같다.

$$\Pi_{out} = K_p \times w_{err} + \int K_i \times w_{err} dt \quad (7)$$

$$\theta_{dwell} = \theta_{max\ dwell} \times \left( \frac{\Pi_{out}}{Control\ lim \times 2} \right) \quad (8)$$

여기서,  $K_p$ 는 비례 이득,  $K_i$ 는 적분 이득,  $w_{err}$ 는 속도 오차,  $\theta_{dwell}$ 은 PI 제어기에 의한 도통각,  $\theta_{max\ dwell}$ 은 최대 도통각,  $\Pi_{out}$ 은 PI제어기 출력값,  $Control\ lim$ 은 PI 제어기 출력 제한값이다.

### 3.2 자기포화

전동기 내부에서 발생하는 자기 포화는 자성체에 자화력을 증가시켜도 더 이상 자속 밀도가 증가하지 않는 것을 말한다. 포화 발생의 원인으론 전류의 크기에 의해 발생한 자속 밀도에 대한 강자성체의 특성을 들 수 있다. 일반적으로 포화는 전류에 의해서 발생하는 데 전류가 커져도 자속이 더 이상 증가되지 않는 상태 즉, 포화가 발생한다면 식 (9)에서 알 수 있듯이 인덕턴스가 작아지게 된다.

$$\lambda = LI \quad (9)$$

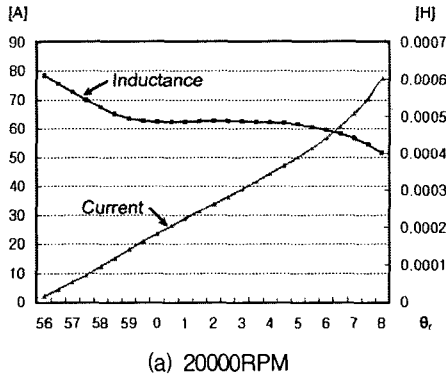
이때, 전류는 식 (10)에서 알 수 있듯이 시정수  $\tau$ 가 작아 지므로 빠르게 커지게 된다.

$$I = \frac{V}{R} (1 - e^{-\frac{R}{L} t}), \quad \tau = \frac{L}{R} \quad (10)$$

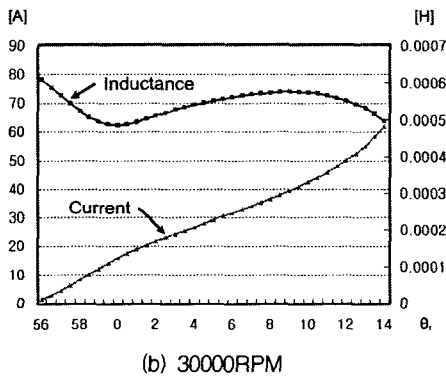
따라서, 자기포화가 발생하지 않는 범위 내에서 전동기의 토크를 최대로 낼 수 있는 도통각을 찾아 적절히 제어하는 것이 중요하다.

자기 포화는 앞서 언급한 것처럼 자속의 크기에 의해서 발생할 뿐만 아니라 자기회로의 단면적의 크기에 의해서도 발생한다. 이는 회전자와 고정자 돌극의 정렬 부분이 넓어 질수록 자속이 집중되는 면적도 넓어져 상대적으로 적은 전류에서도 포화되는 현상을 말한다. 즉, 비교적 작은 전류가 흐를 때에도 회전자 극과 고정자 극이 일치되는 부분에 따라서 포화가 발생한다. 그러므로 고속 구동시 발생 토크를 증가시키기 위해서 도통각을 늘리게 되면, 회전자 극과 고정자극이 일치되는 부분이 넓어져 포화가 발생하게 된다

[10][11]. 그림 5는 동일한 조건에서 속도와 도통각만 변화시켰을 때의 전류와 인덕턴스 변화에 대한 FEM 해석 결과이다. 비교 속도는 20,000[rpm], 30,000[rpm]이고, 턴은 56[°]으로, 그림 5에서 20,000[rpm]에서는 약 60[A]에서 인덕턴스가 하강을 시작하였지만, 30,000[rpm]에서는 약 50[A]에서 인덕턴스가 하강하는 것을 보여준다. 인덕턴스의 하강은 곧 자기 포화의 발생을 의미하므로 자기포화가 속도에 따른 역기전력의 영향을 무시할 경우 전류의 크기뿐만 아니라 정렬되는 극 당 면적의 영향을 받는다는 것을 나타낸다.



(a) 20000RPM



(b) 30000RPM

그림 5 속도 대비 전류, 인덕턴스  
Fig. 5 Current and Inductance vs. Speed

#### 4. 시뮬레이션 및 실험

##### 4.1 시뮬레이션

본 논문에서는 단상 SRM과 제어부 블록도를 Matlab Simulink를 이용하여 시뮬레이션을 수행하였다.[13][14] 단상 SRM 시뮬레이션에서 가장 중요한 요소 중 하나인 인덕턴스 프로파일은 FEM 해석 결과로 얻은 비선형적 인덕턴스 프로파일을 테이블화 하였다. 그림 6은 시뮬레이션에서 사용한 1[A]에서 100[A]까지 1[A] 단위로 나타낸 전류에 대한 인덕턴스 프로파일이다. 전류가 높아질수록 인덕턴스는 거의 변화하지 않는다. 그림 7은 인덕턴스 프로파일을 테이블화 하여 구현한 블록도이다. 부하는 그림 9와 같은 고속 구동용 fan 부하의 비선형적인 특성을 테이블화 하여 시뮬레이션에 이용하였다.(그림 9 참조)

전동기의 제어 및 샘플링 주기는 실험시와 동일하게 속도

제어는 1ms, 도통각 제어는 PWM모드시에는 50[μs]로 제어하고 모드변환이 이루어진 후에는 Turn-On 신호에 맞추어 IGBT를 스위칭 하였다.

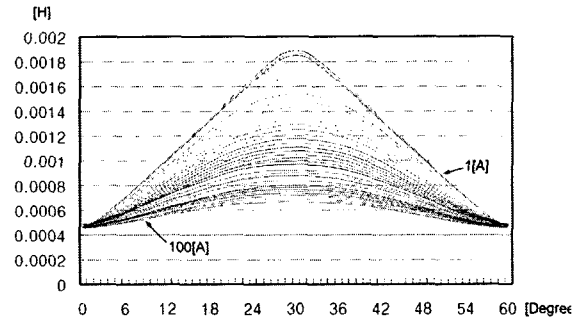


그림 6 전류 대비 인덕턴스 프로파일  
Fig. 6 Inductance Profiles with Currents

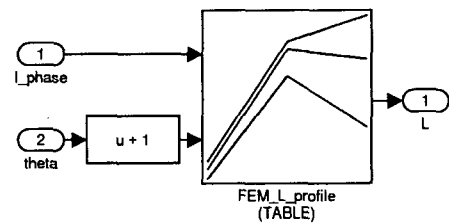


그림 7 인덕턴스 프로파일 테이블 블록도  
Fig. 7 Look-up Table of Inductance Profiles

포화 상태에선 비포화 상태에 비해 전류의 상승률이 1.2 배 정도로 포화가 진행됨에 따라서 인덕턴스 값의 급격한 하강과 이로 인한 전류의 급상승이 발생하므로, 포화를 방지하기 위하여 60[A]에서 전류의 급상승을 차단하여 과전류로 인한 손실을 줄이는 스위칭 오프 방식을 구현하였다. 그림 8은 도통각 제어와 60[A] 스위칭 오프 블록도이다.

그림 10은 모드변환 속도를 결정하는 속도 대비 평균토크의 FEM 해석 결과 그림이다. 스위칭 오프 제한치인 60[A]까지만 전압을 인가하여 발생된 평균토크가 이전 속도 대비 1.3 배 이상 급상승하며 부하보다 큰 지점의 속도를 모드변환 속도로 선택하였다. 이는 평균토크가 상대적으로 급상승하여 부하를 견딜 만큼의 충분한 토크가 발생되므로 모드 변환 시 토크가 부족한 현상이 생기지 않는다는 것을 의미한다고 볼 수 있다. 시뮬레이션은 FEM 평균 토크 해석 결과인 18,000[rpm]에서 모드변환을 하였으며, 속도지령은 33,000[rpm]이다. 그림 11은 최대 토크 발생 시 정격 속도 도달을 알아보기 위한 속도 응답 그래프의 시뮬레이션 결과로 고정 턴은 56[°], 가변 턴오프, 최대 도통각  $\theta_{max}$ 은 21[°]이다.

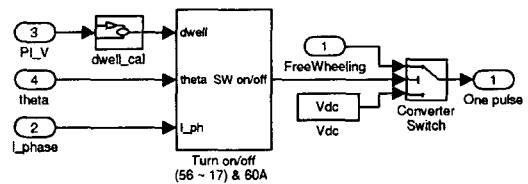


그림 8 도통각 제어 블록도  
Fig. 8 Block Diagram of Dwell Angle Controller

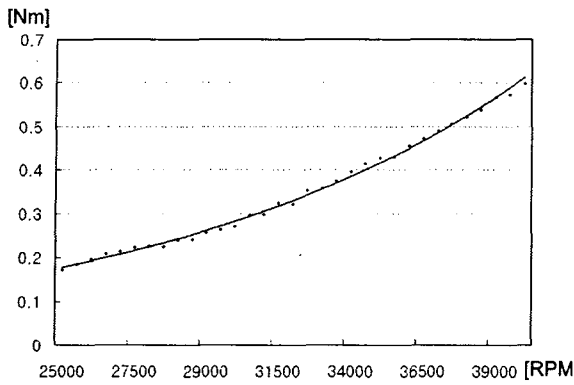


그림 9 속도 대비 fan 부하 특성  
Fig. 9 Load Characteristics of fan

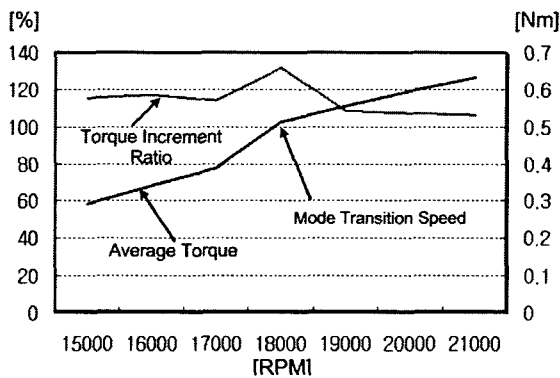


그림 10 모드변환 속도  
Fig. 10 Speed of Mode-Change

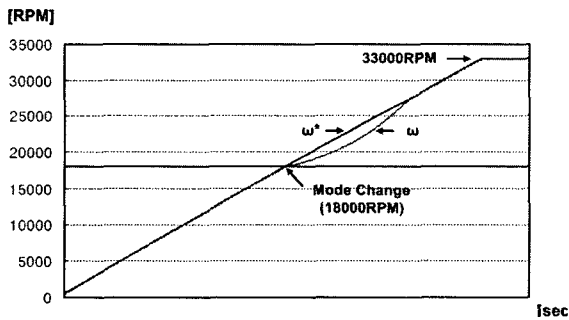


그림 11 최대 토크 발생 시 속도  
Fig. 11 Maximum Torque at the Rated Speed

4.2 실험

그림 12에 실험에 사용된 제어기의 전체 블록도를 나타내었다. 제어보드는 TI사의 DSP TMS320VC33을 이용한 자체 제작 보드를 이용 하였으며, 전력용 소자는 600[V] 60[A]급의 IGBT를 사용하였다. 위치검출주기 및 제어주기는 시물레이션과 동일하며, 속도제어 1ms, 위치검출은 인터럽트를 이용하여 검출하고, 스위칭 주기는 PWM 모드시에는 50us, 모드 변환 후에는 위치 검출신호에 동기하여 스위칭 하였다. 단상 SRM은 턴온, 턴오프가 가장 중요한 제어 개념이므로 오차를 최대한 작게 하여야 한다. 그림 13은 고속 위치 센서로 사용한 포토 인터럽터 위치신호 출력력을 나타내고

있다. 본 실험에서는 고속 구동 시에 사용하는 위치 검출기로 포토 인터럽터를 이용한 광학식 엔코더를 제작하여 사용하였다. 본 엔코더는 1회전에 12 펄스가 출력되는 형태이다. 출력 신호의 발생 위치와 회전자 및 고정자의 위치를 정밀하게 맞추기 위해서 별도의 Encoder(2,500[PPR])를 부착하여 고정자 대비 회전자의 위치에 따른 턴온/턴오프 각 신호가 포토 인터럽터에서 출력되도록 위치를 조정하였다. 조정 오차는 전기각으로 최대 0.5[°] 이내이다.  $\theta_r$  은 전기각 한주기를 나타낸다. 실험 부하는 앞서 언급한 FAN부하를 부착하여 실험하였다.

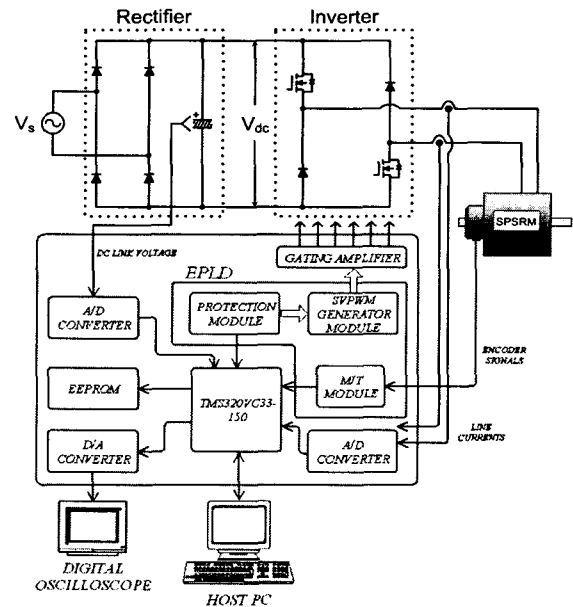


그림 12 실험에 사용된 제어기 블록도  
Fig. 12 Block Diagram of Experimental Setup

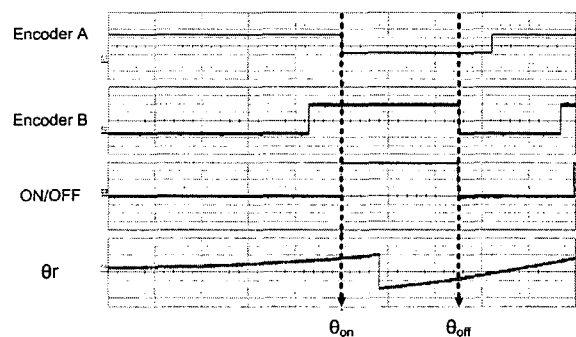


그림 13 포토 인터럽터 턴온/턴오프  
Fig. 13 Photo Interrupter Turn On/Turn Off

그림 14는 초기 기동시의 PWM 실험 파형이다. 하드초평으로 전압을 인가하였고, Slow-start 기법을 사용하여 과전류를 방지하였다. 그림 15는 적절한 속도 이상에서 모드 변환이 이루어지지 않았을 때의 단일펄스 구동파형을 나타낸다. 15,000[rpm]에서 모드변환 시 상전류가 80[A]로 과전류가 흐르는 것을 알 수 있다. 이와 같이 충분한 속도이상에서 모드변환이 이루어지지 않으면, 즉 적절한 크기의 역기전력이 확보되지 않으면 모터의 상 권선에 큰 전류가 흐르게

되어 발열 및 수명단축의 원인이 될 수 있다.

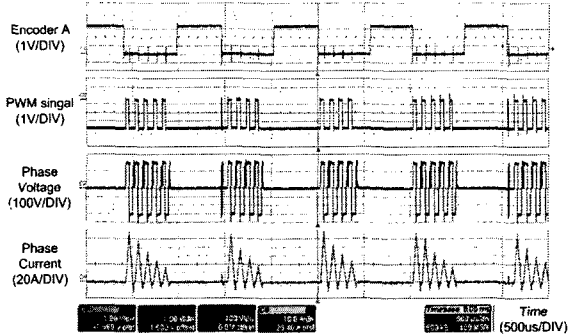


그림 14 기동시 파형 (9,000[rpm])  
Fig. 14 Waveforms at Starting (9,000[rpm])

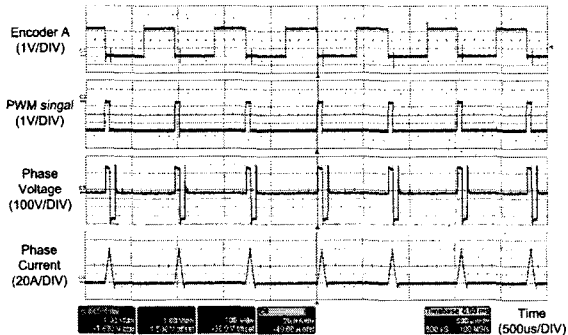


그림 15 단일 펄스 구동시 파형 (15,000[rpm])  
Fig. 15 Waveforms at One-Pulse Mode (15,000[rpm])

그림 16은 모드변환시의 모터 상 전압 및 전류 파형을 나타낸다. FEM 해석결과로 이용 평균토크와 부하를 고려한 속도에서 모드변환이 잘 되는 것을 알 수 있다. 그림 17은 포화 전류를 막기 위하여 60[A] 스위칭 오프 기능을 보여주는 파형이다. 제한 전류는 IGBT 정격 전류인 60[A]로 과전류 시 PWM에선 스위칭 오프 하였다가 다음 전압 인가 신호 발생시 다시 동작하도록 하였으며, 단일 펄스 모드는 다음 주기의 턴온 신호로 다시 동작하도록 하였다.

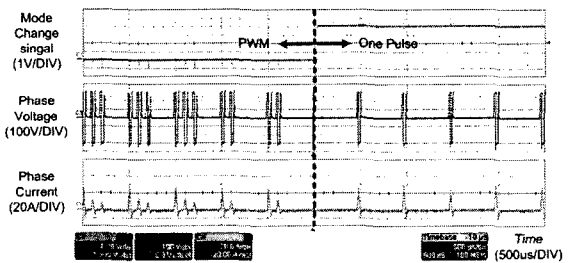


그림 16 모드변환시 파형 (18,000[rpm])  
Fig. 16 Waveforms at Mode-change (18,000[rpm])

그림 18은 고정 턴온 56[°], 가변 턴오프 정격 속도 실험 결과 파형이다. 정격 속도에 도달하기 위해서 단일 펄스 제어 방식으로 구동하였다. 최대 도통각  $\theta_{max}$ 은 21[°]이고, 한 주기의 기계각은 60[°]이며, 듀티 사이클은 310[μs]로 약 32,000[rpm] 나타내고 있다.

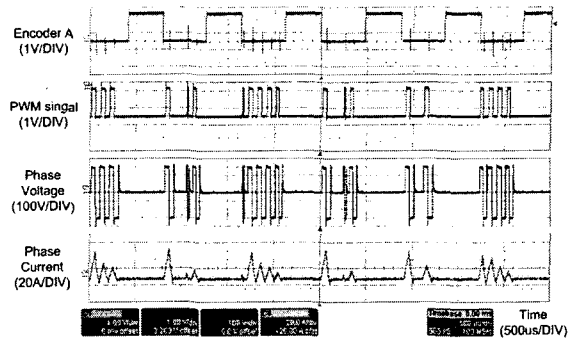


그림 17 스위칭 오프 파형 (12,000[rpm])  
Fig. 17 Switching Off Waveform (12,000[rpm])

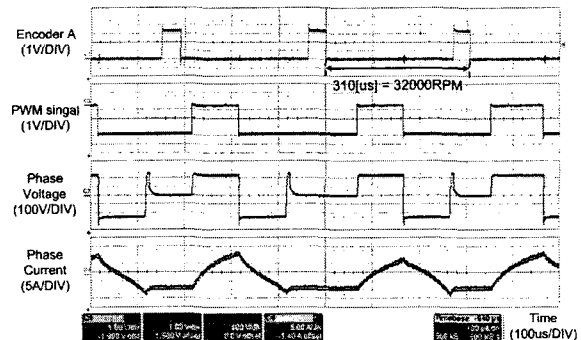


그림 18 정격 속도 파형 (32000[rpm])  
Fig. 18 Waveforms at Rated Speed

### 5. 결 론

본 논문에서는 고속 구동에 적합한 단상 SRM의 제어 방법을 제시하였다. 단상 SRM은 턴온, 턴오프의 각도가 중요한 요소이므로 0.5[°] 오차 이내로 센서의 위치를 조정하여 정확한 각도에서 도통이 될 수 있도록 하였으며, 초기 기동시는 과전류를 방지하기 위하여 PWM 방식과 soft-start 기법으로 구동하였고, 고속시는 턴오프각을 조정하는 단일 펄스 제어방식을 적용하였다. 모드변환 속도는 FEM 해석 결과를 이용하여 스위칭 오프 제한치인 60[A]까지만 전류를 인가하여도 발생 평균토크가 부하를 견딜 만큼의 충분한 토크가 발생하는 속도에서 행하였으며, 포화에 의한 과전류 방지를 위하여 스위칭 오프 기능을 구현하였다. 또한, 본 논문에서 적용한 방법으로 모드 변화 여부와 속도 특성을 시뮬레이션을 통해 살펴보고, 직접 제작한 전동기의 구동 실험을 통해 본 논문에서 제시한 전동기 모델링과 시뮬레이션의 타당함을 확인하였다. 시뮬레이션 결과와 실험에서 최고 속도에 차이점이 보이는 것은 풍손이나 부하 등이 시뮬레이션에서 고려되지 못한 때문인 것으로 사료된다.

### 참 고 문 헌

- [1] 회전기, 다양화의 동향, 일본 전기학회, Vol.115-D, No. 7, 1995.
- [2] 릴렉턴스 모터 조사전문위원회, “스위치드 릴렉턴스 모

터의 기술 동향," 대한전기학회, 1994.

[3] 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, Sep., 1985.

[4] T. J. E. Miller, "Switched Reluctance Motors and their control," Hillsboro, OH: Magna Physics Publishing and London: Oxford University Press, 1993.

[5] T. J. E. Miller, "Electric Control of Switched Reluctance Machines," Jordan Hill, Oxford: Reed Educational and Professional Publishing Ltd: A division of Reed Educational, 2001.

[6] T. J. E. Miller, "Converter Volt-Ampere Requirements of the Switched Reluctance Motor Drive," IEEE Trans. Indu. Appl., Vol IA-21, No. 5, pp. 1136-1144, Sep./Oct., 1985.

[7] 김윤현, "토크 리플 저감을 위한 SRM 최적설계 및 직접 토크 제어," 박사학위 논문, 한양대학교 대학원, 2001.

[8] 안진우, 스위치드 릴럭턴스 전동기, 오성미디어, 2001.

[9] 박재범, "반응표면법과 유한요소법을 이용한 단상 스위치드 릴럭턴스 전동기의 최적 설계," 석사학위 논문, 한양대학교 대학원, 2005.

[10] 김태형, "FRM의 새로운 설계 기법 및 PWM구동시 채특성 해석," 박사학위 논문, 한양대학교 대학원, 2005.

[11] K. Yamazaki, "Harmonic copper and iron losses calculation of induction motor using nonlinear time-stepping finite element method," International conference IEMDC 2001, 2001.

[12] 최재학, "반응표면 모델링을 이용한 전기 장치의 근사 최적설계 연구," 박사학위 논문, 한양대학교 대학원, 2005.

[13] 김용수, MATLAB 입문과 활용, 높이깊이, 2002.

[14] R. Krishnan, "Switched Reluctance Motor Drives (Modeling, Simulation, Analysis Design and Applications)," CRC press, 2001.

## 저 자 소 개



### 안준선 (安浚善)

1970년 6월 10일 생. 1993년 한양대 전기공학과 졸업. 1995년 한양대 대학원 기전공학과 졸업(석사). 1995~2000년 OTIS-LG(구 LG산전) 주임 연구원. 2000~2003년 (주) 저스텍 선임 연구원. 2003년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.

E-mail : seoneel@chol.com



### 이주 (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 한국철도기술연구원 선임연구원. 1997년~현재 한양대 공대 전자전기공학부 부교수.

Tel : (02) 2220-0342,

E-mail : julee@hanyang.ac.kr