

SRM의 고정도 여자각 제어를 위한 새로운 엔코더

The Study on the New Encoder for High Performance Exciting Angle Control

정 금 영, 박 성 준, 이 만 형

(Keum Young Jung, Sung Jun Park, and Man Hyung Lee)

Abstract : In switched reluctance motor(SRM) drive, it is important to synchronize the stator phase excitation with the rotor position; therefore, the information about rotor position is essential. Generally, optical encoders or resolvers are used to provide the information. However, these sensors are expensive and are not suitable for high-speed operation. The accuracy of the switching angles is dependent upon the resolution of the encoder and the sampling period of the microprocessor. In the high-speed region, switching angles are fluctuated back and forth out of the preset value, which is caused by the sampling period of the microprocessor. In this paper, a low cost linear encoder suitable for the practical and stable SRM drive is proposed and also the control algorithm to generate the switching signals using a simple digital logic is presented. The validity of the proposed linear encoder with a proper logic controller is verified through the experiments.

Keywords : SRM(switche-reluctance motor), linear encoder

I. 서론

현대 산업의 메카트로닉스화에 따라 다기능, 고성능을 가진 전동기의 개발이 활발히 이루어지고 있다. 스위치드 릴럭턴스 전동기(Switched Reluctance Motor, SRM)는 단일여자기기(singly excited machine)로 구조가 간단하고 저렴하며 각 상의 분리로 단락사고(shoot-through fault)에 대해 안정적이며, 직류직권 전동기의 속도-토크 특성을 가지고 있고 넓은 속도 가변범위 및 고속, 정·역회전특성이 우수하고 강인하다는 특성을 가지고 있다. SRM에 대한 연구는 선진국을 중심으로 가전기기, 전기자동차, 항공기 및 산업전반에 걸쳐 그 응용영역을 확대해가고 있다[1][2]. SRM은 릴럭턴스 토크를 극대화하기 위해 회전자와 고정자가 모두 돌극형의 구조를 가지며 권선은 고정자에만 집중권으로 감겨 있어 전자계 구조상 단속적인 여자 전원이 각 상 권선에 순차적으로 인가되어 구동되므로 낮은 스위칭 주파수로 운전이 가능하여 고속 운전이 가능한 장점을 갖고 있다[3]. 반면에 회전자 위치에 따른 적절한 스위칭 동작을 위해서는 회전자 위치각에 대한 정보를 검출하기 위한 위치 검출 장치가 필수적이라는 취약점을 가지고 있다[4]. 회전자 위치각의 검출은 일반적으로 엔코더나 레졸버를 사용하나, 이러한 기계적인 외부 위치센서는 분해능이 높을수록 단가가 상승하게 된다. 따라서 설치비용에 대한 부담을 줄이기 위해서 저가형 엔코더를 사용하거나 이를 완전히 제거하기 위한 센서리스 구동에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다[5]. 한편 각 상의 스위치를 온·오프 시켜 SRM을 구동하기 위하여 일반적인 제어기로 마이크로 프로세서를 이용하고 있다. 그러나 마이크로 프로세서에 의한 SRM의 제어방식에서 상스위치의 온·오프 정도는 엔코더의 분해능뿐만 아니라 마이크로 프로세서의 샘플링 주기에 의해 제약을 받게 된다. 더욱이 이 경우, 전동기의 운전속도가 고속이 될수록 마이크로 프로세서에 의한 상스위치 온·오프각의 정확도는 더욱 떨어지게 되어 정상운전상태가 불안정하게 된다. 따라서 본 연구에서는 SRM 구동에 적합하고, 경제적인 면에서 저가형 선형 엔코더를 제안하였다. 또한 제안된 엔코더의 출력신호를 사용하여 간단한 회로에 의해 상스위치 온·오프각을 제어하는 방식을 제안하였다.

제안된 상스위치 제어방식에서 스위치 온·오프각 제어정도는 기존의 일반적인 상스위치 제어방식과 달리 마이크로 프로세서의 샘플링주기 및 SRM의 운전속도와 관계없이 항상 원하는 위치에서 온·오프 스위칭을 행할 수 있다. 따라서 온·오프각 제어에 의한 광범위한 속도영역에서 안정된 속도제어가 가능할 뿐만 아니라, 엔코더 및 제어기를 저가격화하고 더불어 구동시스템의 안정화를 구현함으로써 SRM의 실용화 가능성이 실험을 통해 입증되었다.

II. SRM의 구동원리

자기적 구조를 매개로 하는 전기기계 에너지변환기구의 토크 발생기구는 상호 토크(mutual torque)와 릴럭턴스 토크(reluctance torque)가 있다. 상호 토크는 고정자와 회전자에 각각 여자에너지를 인가할 때 발생하는 토크가 극대화되며, 일정 회전자계 여자특성에서 발생된다.

릴럭턴스 토크는 고정자 또는 회전자 한 쪽에만 여자에너지를 인가할 때 자기적 구조에 의존하여 발생하는 토크로서 자기회로의 릴럭턴스와 여자에너지의 변화로 유도되며, 여자에너지를 인가한 상의 릴럭턴스가 최소화되려는 특성이기인한다. 그림 1은 이중 돌극형 SRM 드라이브의 기본 구성도이다. 그림 2는 SRM의 회전자 위치에 따른 토크 특성이다.

그림 2에서 보는 바와 같이 회전자 위치에 따라 정의 토크와 부의 토크가 발생하게 된다. 따라서 각 상에서 발생하는 토크를 적절히 이용하려면 회전자의 위치에 동기된 여자전

접수일자 : 2001. 6. 25., 수정완료 : 2002. 1. 24.

정금영 : 부산대 기계공학부(kyj@hyowon.cc.pusan.ac.kr)

박성준 : 동명대학 전기과(sjpark@yongma.tmc.ac.kr)

이만형 : 부산대 기계공학부(mahlee@hyowon.cc.pusan.ac.kr)

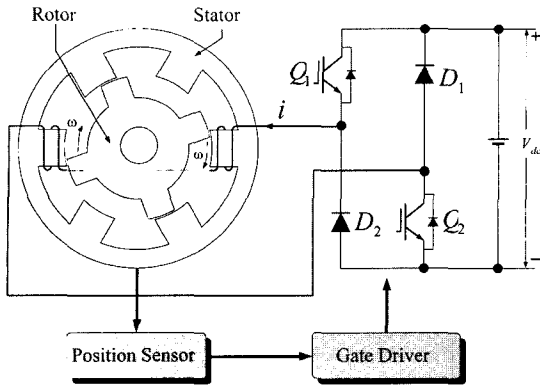


그림 1. SRM 구동시스템.
Fig. 1. SRM Drive system.

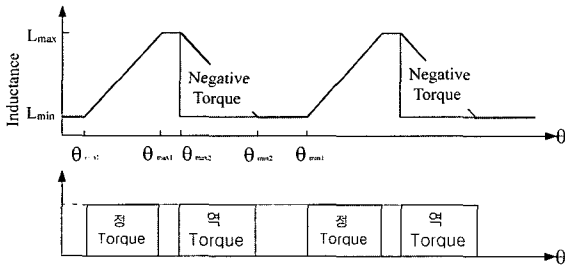


그림 2. SRM의 토크 발생 특성.
Fig. 2. Characteristic of torque generation for SRM.

압의 인가가 필요하다.

SRM은 릴럭턴스 토크를 동력화 한 전동기로 자기회로의 릴럭턴스가 최소가 되는 방향으로 토크가 발생한다. 전동기의 토크 식을 구하기 위하여 coenergy, W_c' 의 개념을 도입하면 이중돌극형 SRM의 자기구조상 자기회로의 coenergy W_c' 는 (1)과 같다.

$$W_c' = \frac{1}{2} i^2 \cdot L(\theta, i) \tag{1}$$

여기서, i 는 상권선의 전류, L 은 인덕턴스를 의미하며, 한 상에 대한 토크 T_e 는 회전자의 위치각, θ 에 대한 coenergy의 편미분항으로서 (2)와 같이 구해진다.

$$T_e = \frac{dW_c'}{d\theta} = \frac{1}{2} i^2 \cdot \frac{dL}{d\theta} \tag{2}$$

(2)로부터 SRM의 발생토크는 전류의 제곱에 비례하고 위치각에 대한 인덕턴스의 기울기에 비례함을 알 수 있다. 토크가 전류의 제곱에 비례함으로써 상전류의 방향과 무관하게 토크를 발생시킬 수 있으며, 인덕턴스의 기울기에 따라서 토크의 부호가 달라지므로 회전방향에 대하여 역 방향의 토크인 부토크(negative torque)가 발생하는 회전자의 위치각도가 존재하게 된다. 그러므로 SRM은 부토크의 억제를 위해서 반드시 회전자의 위치각에 동기시켜 여자전압을 인가하도록 스위칭 작용이 이루어야 한다.

SRM에서 정확한 스위칭 동작으로 원하는 토크를 발생시

키기 위해서는 상전류에 대한 해가 필수적이다. 전동기에서 상전류를 해석하기 위한 기초가 되는 상 전압방정식은 아래와 같다.

$$V_i = R i + \frac{d\lambda}{dt} = R i(t) + \frac{d[L(\theta) i(t)]}{dt} \tag{3}$$

여기서, R 은 권선저항, λ 는 총 쇄교자속이다.

(3)에서 총 쇄교자속은 인덕턴스와 전류의 곱으로 표현되거나 인덕턴스가 위치와 전류의 함수로 표현되므로 편미분을 이용하여 다시 표현하면 아래와 같다.

$$V_i = R i(t) + i(t) \frac{dL(\theta)}{d\theta} \omega + L(\theta) \frac{di(t)}{dt} \tag{4}$$

ω : 회전자 각속도

(4)의 상전압 방정식에서 우변의 두 번째 항은 SRM의 역기전력에 해당된다. 따라서 역기전력 항은 아래 식으로 표현된다.

(5)에서 보는 바와 같이 역기전력은 직류전동기와 동일한 형태를 취하고 있으며, (2)의 토크 식은 직류직권전동기와 동일한 형태를 취하고 있다. 따라서 SRM의 속도-토크 특성은 직류 직권전동기와 동일한 특성을 갖고 있다.

$$e = \frac{dL(\theta)}{d\theta} \omega i(t) = K \omega i(t) \tag{5}$$

단, $K = \frac{dL(\theta)}{d\theta}$

III. 제안된 엔코더와 제어기

일반적인 SRM의 상스위치 제어방식은 제어기를 마이크로 프로세서를 사용하며, 인크리멘터 엔코더와 같은 위치검출기로부터 회전자 위치정보를 받아 상스위치의 온, 오프를 결정한다. 이와 같이 마이크로프로세서를 이용하여 SRM의 상스위치를 제어할 경우 그 제어정도는 엔코더의 분해능 ($\Delta\theta_e$)과 샘플링 주기 동안에 회전자 위치각의 변화($\Delta\theta_m$)에 의해 결정된다. 따라서 요구되는 상스위치 온, 오프 정도에 맞추기 위해서는 엔코더의 분해능과 마이크로 프로세서의 샘플링 주기를 적절히 선택하여야 한다.

SRM의 회전자 극수가 P_r 이고, 엔코더의 한 회전당 펄스 수가 N_p 이면 엔코더의 전기적 위치각 분해능은 전동기의 속도와 무관하며 그 값은 (6)과 같다.

$$\Delta\theta_e = P_r \frac{2\pi}{N_p} [\text{Rad}] \tag{6}$$

또한 샘플링 주기 동안에 회전자의 전기각 위치각의 변화 ($\Delta\theta_m$)는 전동기의 속도에 좌우되며 그 값은 (7)과 같다.

$$\Delta\theta_m = P_r \cdot \omega_{rpm} \cdot T_s [\text{Rad}] \tag{7}$$

T_s : 마이크로 프로세서의 샘플링 주기 [s]

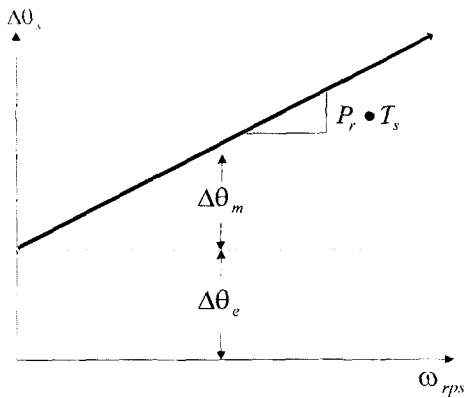


그림 3. 속도에 따른 스위칭각 에러.
Fig. 3. Error of switching angle to speed.

ω_{rps} : 초당 기계적 회전수

마이크로 프로세서를 사용한 상스위치 제어 방식에서 온·오프각 변동은 엔코더의 분해능과 마이크로 프로세서의 샘플링 주기에 의해 결정되며, 그 값은 (6)과 (7)으로부터 (8)과 같이 주어진다.

$$\Delta\theta_s = P_r \frac{2\pi}{N_p} + P_r \cdot \omega_{rps} \cdot T_s \quad [Rad] \quad (8)$$

(8)을 전동기 속도에 따른 온·오프각 제어정도를 도식적으로 나타내면 그림 3과 같다. 그림 3에서 알 수 있듯이 엔코더의 전기각 오차는 속도와 무관한 함수가 되나, 전동기의 속도가 증가함에 따라 샘플링에 의한 오차는 $P_s \cdot T_s$ 의 기울기로 증가한다.

또한 엔코더의 분해능과 마이크로 프로세서의 위치각 변동이 정수 배로 나타나지 않으면 스위칭각 제어에는 저차 고조파성분이 나타나게 된다. 이로 인하여 SRM의 토크성분에도 동일한 저차 고조파성분이 나타나게 되어 안정화 운전에 악영향을 미치게 된다. 일반적으로 전동기의 속도가 저속인 경우에는 샘플링에 의한 위치각 변동이 엔코더의 각도 분해능 $\Delta\theta_e$ 보다 적으므로 온·오프각의 변동은 엔코더의 분해능에 의해 지배를 받게 된다. 그러나 전동기의 속도가 고속이 될수록 엔코더의 분해능은 변동이 없으나 샘플링에 의한 위치각 변동은 크게 나타나게 되며, 이 경우 온·오프각의 변동은 샘플링에 의한 위치각 변동에 지배를 받게 된다. 따라서 엔코더가 갖고 있는 정도와 유사한 분해능을 갖는 온·오프각을 제어하기 위해서 고속의 샘플링이 요구되며, 이를 위해서는 고성능을 갖는 마이크로 프로세서가 필수적이다. 이러한 고속의 마이크로 프로세서의 도움을 받지 않고 고정도의 상스위치를 제어하기 위해서는 특별한 제어기법이 필요하다. 따라서 8/6 SRM의 경우 간단한 엔코더를 이용하여 상스위치의 온·오프를 정밀하게 할 수 있는 방식으로 그림 4와 같이 형태의 선형엔코더를 생각할 수 있다.

그림 4에서 제안된 엔코더는 본 실험에 사용되는 8/6 SRM의 경우에 대한 엔코더의 형태이다. 그림 4에서 보는 바와 같이 엔코더의 기관은 기존의 디지털 방식 엔코더와 달리 엔코더의 기관에 흑백의 명도를 조절하여, 투과율이 선형으로 나

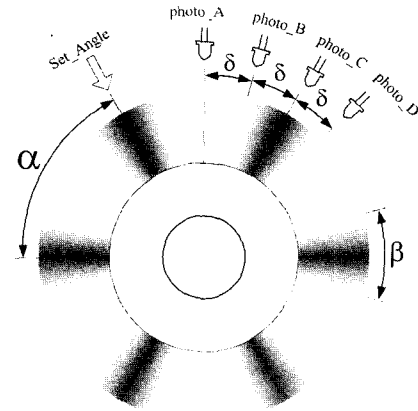


그림 4. 제안된 저가형 선형 엔코더.
Fig. 4. Proposed low cost linear encoder.

타나게 함으로써 엔코더가 회전함에 따라 투과되는 광량은 선형적으로 감소 및 증가를 하게 된다. 광량이 변하는 부분에서 포토트랜지스터의 출력은 위치각의 함수가 된다. 따라서 포토트랜지스터의 출력전압으로 SRM의 회전자 위치를 파악할 수 있다. 광량이 변하는 부분의 변위(β)는 상스위치 온, 오프 제어가 가능한 범위가 된다.

제안된 엔코더의 형태에서 엔코더의 출력주기(α)는 그림 5의 (a)와 같이 SRM 인터텍스의 한 주기에 해당되는 (9)와 같이 정의될 수 있다. 8/6 SRM의 경우 주기는 기계각을 디그리로 표현하면 60° 가 되며, 6/4 SRM에서는 90° 가 된다.

또한 SRM에서 연속적으로 토크를 발생시키기 위해서 한상이 담당해야 할 각도 변위는 (10)과 같이 정의할 수 있다. 8/6 SRM의 경우 최소 주기는 기계각 15° 가 되며, 6/4 SRM의 경우 주기는 기계각 30° 가 된다.

$$\alpha = \frac{2\pi}{P_r} \quad [Rad] \quad (9)$$

$$\beta \geq 2 - \frac{2\pi}{P_s P_r} \quad [Rad] \quad (10)$$

단, P_s : 고정자의 극수

P_r : 회전자의 극수

엔코더의 출력주기를 (9)와 같이 정의되고, 포토트랜지스터의 개수가 (11)을 만족하면 상스위칭을 위한 회전자 위치각을 완전히 얻을 수 있어 기동시에도 회전자의 위치를 파악할 수 있는 장점이 있다.

$$P_o = \frac{P_s}{2} \quad (11)$$

8/6 SRM의 경우 4상 전동기가 되므로 포토트랜지스터의 개수가 4개가 되며, 6/4 SRM의 경우는 3개가 된다.

본 실험에 사용된 전동기는 8/6 SRM이므로 이를 구동하기 위해서는 4개의 포토트랜지스터가 필요하다. 엔코더에서 4개의 포토트랜지스터는 그림 4에서 보는바와 같이 기계각 $\delta(15^\circ)$ 만큼 위상 차를 두고 설치되어 있으며, 각각의 포토트

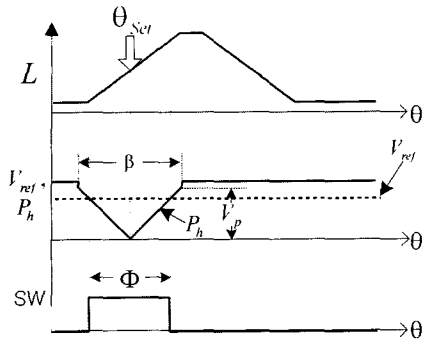


그림 5. A상 스위칭 패턴.
Fig. 5. Switching patterns of the A-phase.

랜지스터는 각상의 온, 오프를 위한 부로 사용된다. 그림 5는 SRM의 4개의 상권선 중에서 A상 여자신호를 발생시키기 위한 신호 흐름도를 나타내고 있으며, B, C, D상도 동일한 방법으로 여자신호를 발생한다.

그림 5에서 L은 SRM의 회전자 위치에 따른 A상 인덕턴스를 나타내고 있으며, P_h 는 포토트랜지스터의 출력, V_{ref} 는 여자신호의 펄스폭 지령치, θ_{Set} 은 펄스폭의 중심점인 셀각, SW는 A상 상스위치신호를 나타내고 있다. 상스위치 신호는 선형엔코더의 각 포토트랜지스터의 출력과 여자신호의 펄스폭 지령치를 비교하여 형성한다. 이와 같이 형성된 상스위치치가 온 되는 각도 변위(ϕ)는 (12)과 같다.

$$\phi = \beta \frac{V_{ref}}{V_p} \text{ [degree]} \quad (12)$$

단, V_p : 포토트랜지스터출력의 선형적 증가가 끝나는 시점의 전압

여자신호의 펄스폭 지령치(V_{ref})는 하나의 D/A 변환기를 통하여 발생한다.

그림 5에서 보는바와 같이 포토트랜지스터의 출력의 선형적 증가가 끝나는 시점 이후의 급속한 증가는 엔코더의 기관의 이 부분에서 흑백의 명도 차를 크게 한 경우이다. 이는 여자신호의 펄스폭이 최대 여자각인 β 를 넘지 못하게 하기 위함이다. 상 스위치 온, 오프에 의한 SRM의 속도제어는 일반적으로 온 각 제어에 의한 방식이나 오프 각 제어에 의한 방식을 사용한다. 온각 및 오프각을 동시에 각각 제어할 경우 온각 및 오프각 제어의 기준을 잡기가 어렵다. 따라서 온각 및 오프각을 동시에 제어할 경우 일반적으로 온각 및 오프각의 증감비율을 같이하여 제어하는 것이 보통이다. 본 연구에서도 각도제어는 위와 같은 방법이 된다.

그림 4에서 제안된 엔코더를 사용하여 SRM의 여자신호를 제어할 경우, 엔코더의 설계사양은 β 값 및 θ_{Set} 의 설정이다. 이 값들은 SRM의 인덕턴스 프로파일과 적용된 SRM 구동드라이브의 특성에 종합적으로 고려하여 결정할 필요가 있다. 본 연구에서 적용된 SRM 구동드라이브는 Classic 인버터를 사용한다. 그림 6은 제안된 엔코더의 셀각 설정과 여자신호의 펄스폭의 최대 여자각의 설정에 대한 도식적 그림을 나타내고 있다. SRM의 상스위치가 온 되는 각도 인덕턴스가 증가하기 시작하는 각을 기준으로 해서 앞 변위를 일반적

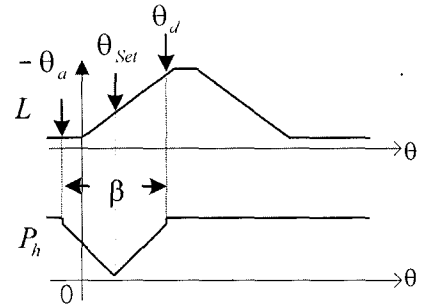


그림 6. 제안된 엔코더의 셀각 및 최적 β 의 결정.
Fig. 6. Determination of set angle & β width for proposed encoder.

으로 어드벤스 각도라 하며, 뒷 변위를 딜레이 각도(θ_d)라 한다. 최대 어드벤스 각(θ_a)은 상전류 정착을 위한 여자전압의 크기, 상스위치 소자의 전류정격 및 전동기의 파라미터에 의해 결정되므로 수식적으로 표현하기는 매우 어려운 실정이라서 실험에 의해서 결정되어 진다. 최대 딜레이 각역시 감자전압의 크기 및 전동기 파라미터에 의해 결정되므로 실험적 시행착오에 의해 결정되어진다.

실험에 의해서 최대 어드벤스 각 및 최대 딜레이 각이 설정되어지면 제안된 엔코더의 셀각이 결정되어 질 수 있다. 최대 어드벤스 각은 인버터의 전류정격 하에서 출력을 최대한 낼 수 있는 각도로 설정하고, 최대 딜레이 각은 전류 소호시 부의 토크가 발생하지 않는 각도로 설정하는 것이 일반적이다. 이와 같은 관점에서 최대 어드벤스 각과 최대 딜레이 각을 설정할 경우 셀각은 최대 어드벤스 각도와 최대 딜레이 각도의 중앙값인 평균치로 설정된다. 따라서 최대 여자각(β)은 아래와 같이 주어진다.

$$\beta = \theta_a + \theta_d \quad (13)$$

위와 같이 셀각을 인덕턴스 증가 영역에 두고 제어할 경우, 경부하에서 상스위치 온 구간이 적은 경우에서 인덕턴스의 증가영역 중간영역에서 상전류를 흘려 상전류의 급작스런 변동에 의한 토크의 급작스런 발생을 방지하고 전류 소호시 인덕턴스의 증가영역에서 전류를 완전히 소호 한다. 또한 정격부하에서는 출력의 증대를 위하여 인덕턴스의 최소영역에서 전류를 정착시키는 형태로 상스위치를 제어할 수 있다.

본 연구에서 실험을 행한 결과 최대 어드벤스 각은 10°, 최대 딜레이 각은 18°로 결정하였으며, 셀각은 4°가 되었다.

IV. 제어기의 구성

SRM의 기동시 회전자의 초기위치에 따라서 적절한 한상의 상스위치가 온 되어야 기동토크를 발생시킬 수 있다. 그러나 상스위치의 온, 오프각으로 SRM을 제어할 경우, 회전자의 초기위치가 셀각도에서 큰 변위에 위치한다면 상스위치를 온 하여 기동토크를 발생하기 위해서는 큰 온각 변위가 되어 큰 기동전류가 흐르는 단점을 갖고 있다.

따라서 본 연구에서는 초기 회전자의 모든 위치에서 토크가 발생하도록 하기 위해서 초기 온각 변위를 한 상이 담당해야 할 변위각인 상간의 위상각변위가 되도록 설정하고, 전

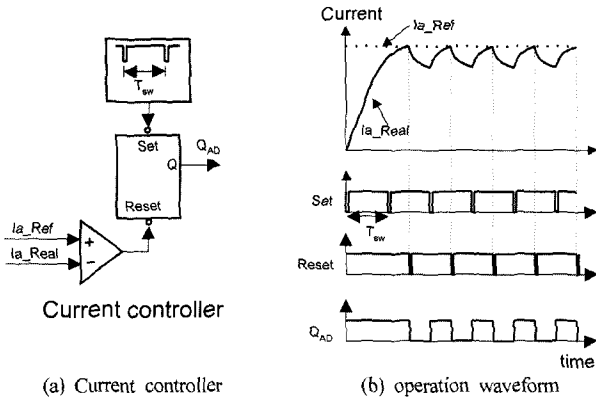


그림 7. 전류제어기와 동작파형.
Fig. 7. Current controller and operation waveform.

류레벨에 의해 SRM을 구동하게 하였다. 또한 전류지령치가 최대 전류지령치를 초과할 경우 초과분에 대해서는 상스위치의 온 각도 변위를 크게 하여 출력을 증대시키는 방법으로 제어한다. 따라서 상스위치의 온이 결정되면 전동기의 속도에 따라 전류제어기를 필요로 한다. 이를 해결하기 위해서 그림 7과 같은 피크전류 제어방식으로 전류를 제어하였다. 그림 7의 전류제어기는 비교기와 프리플롭으로 구성되어 있다. 스위칭 주기마다 프리플롭의 셀단자를 인에이블시켜 스위치를 온 하게 하여 실제전류는 증가하게 되고, 비교기에서 전류 지령치와 실제전류를 비교하여 실제전류가 지령치 전류보다 크게 되면 리셀 단자를 인에이블시켜 스위치를 오프하여 전류는 감소하게 된다. 이러한 전류제어방식은 제어기의 속응성은 델타변조기법과 동일한 우수한 특성을 갖게 되고, 스위칭주파수는 일정하게 할 수 있다.

그림 8은 SRM의 전체제어기의 구성을 나타내고 있다. SRM 구동시스템의 구성은 제어기, IGBT모듈을 사용한 인버터, 전류 및 위치센서, 전동기 등으로 구성되어 있다. 제어기는 상전류를 제어하기 위한 PWM발생기를 포함한 전류제어기, 속도제어기, 엔코더의 출력신호에 의한 속도계산기 등

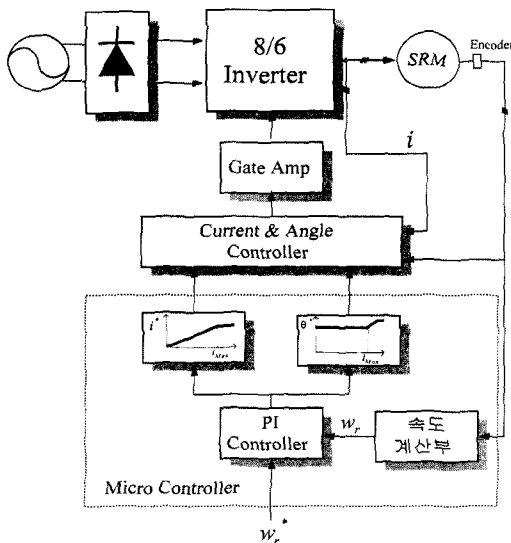


그림 8. 구동시스템의 구성.
Fig. 8. Configuration of SRM driving system.

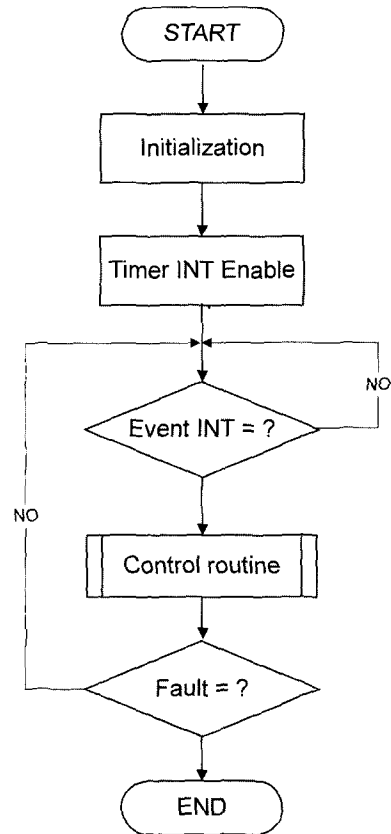


그림 9. 주프로그램의 흐름도.
Fig. 9. Flowchart of main routine.

으로 구성되어 있다. 속도제어기는 기준속도 ω^* 와 실제속도 ω_r 의 차이를 제어하여 지령전류 i^* 를 만든다. 이 지령전류에 의해서 각각의 전류제어기는 기준전류 i^* 와 전류센서를 통해 얻어진 상전류를 비교하여 실제 전류가 기준전류를 추종하게 한다. 또한 전류지령치가 최대 전류지령치를 초과할 경우 전류제어기의 지령치는 제한전류로 결정되며, 이때 출력을 증가시켜 원하는 속도를 추종하기 위해 각도제어기가 동작한다.

그림 9는 SRM 구동시 메인 루프의 플로우 차트이다. 메인 루프에서는 각종 변수의 초기화 및 과전류 및 과전압 등을 검사하여 폴트 신호를 발생하는 부분이다.

그림 10은 스위칭 시간간격마다 발생하는 인터럽트에 의해 실행되는 제어프로그램의 흐름도를 나타낸 것이다.

V. 실험 결과 및 고찰

실험에 사용된 SRM은 고정자와 회전자극의 극이 8/6이고 1[kW], 5000[rpm], 200[V]기기로써 그림 11(a)와 같은 구조를 가지며, 이를 구동시키기 위해 그림 11(b)와 같은 기존의 클래식 인버터를 사용하였다. 이 전동기의 인덕턴스 프로파일은 그림 11(c)와 같으며, 이것은 회전자를 1°씩 변화시켜가면서 전류 한계치를 7[A]로 하고 이 한계치를 도달할 때까지 전압펄스를 인가하여 그때의 전류파형을 오실로스코프로 측정한 뒤, 권선저항을 고려하여 측정된 전압 및 전류데이터에 의해 인덕턴스를 계산하였다. 따라서 얻어진 인덕턴스 프

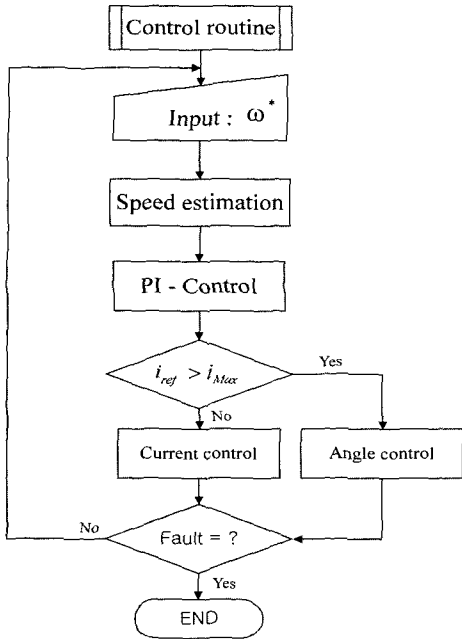
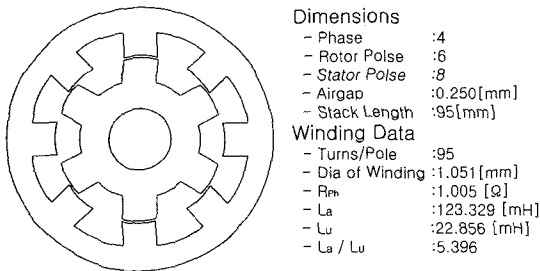
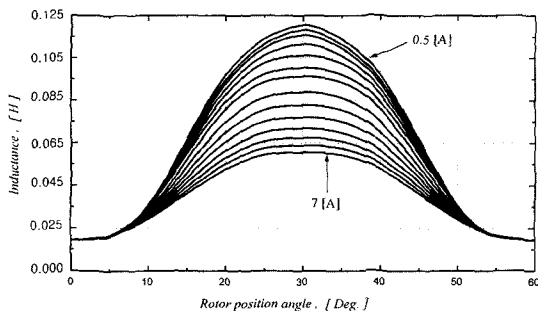


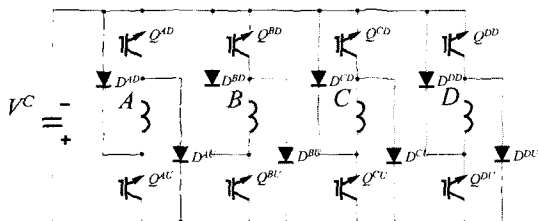
그림 10. 제어루틴.
Fig. 10. Control routine.



(a) The structure of SRM



(b) Inductance profiles



(c) Classic inverter circuit for SRM drive

그림 11. SRM의 구조와 인덕턴스 프로파일 및 구동용 인버터 회로.
Fig. 11. The structure and inductance profiles of SRM and its inverter circuit.

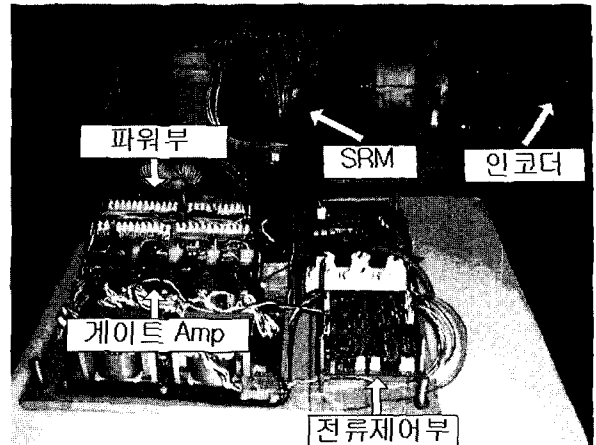


그림 12. SRM 시스템의 구동회로.
Fig. 12. Driving circuit of SRM system.

로파일은 SRM의 다이내믹 운전특성을 나타낼 수 있는 비교적 정확한 값이라 할 수 있다.

이상과 같이하여 본 연구에서 제안한 시스템을 구성한 사진은 그림 12와 같다. 그림에서 표시된 시스템구성은 크게 SRM, 파워부, 게이트 앰프, 전류제어부, 인코더의 5개 부분으로 나눌 수 있다. SRM전동기는 기존의 유도전동기의 프레임틀을 그대로 사용하여 본실에서 제작한 것이며, 파워부분은 IGBT(1MBH60-100)를 사용하였다. 게이트 앰프는 자체 과전류 보호기능과 폴트신호의 출력을 가진 EXB841을 사용하였다. 전류제어기인 피크전류 일정제어는 델타변조제어와 동일한 특성을 가지면서 스위칭 주파수가 일정하게 제어할 수 있으며 본 실험에서는 3 [kHz]로 세팅하였다. 그림 13은 제안된 선형 인코더의 사진을 나타내고 있다.

그림 14는 선형인코더의 특성을 보기 위해 SRM이 1000 [rpm]으로 회전하고 있을 때, 인코더의 각 상신호를 나타내고 있다. 그림에서 보는 바와 같이 양호한 출력파형을 보임을 알 수 있다.



그림 13. 제안된 인코더의 사진.
Fig. 13. Photograph of proposed linear encoder.

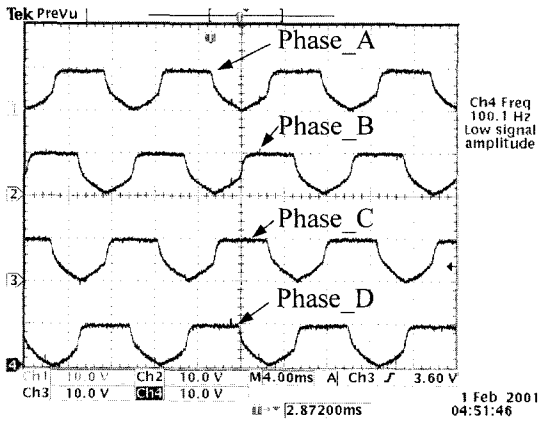
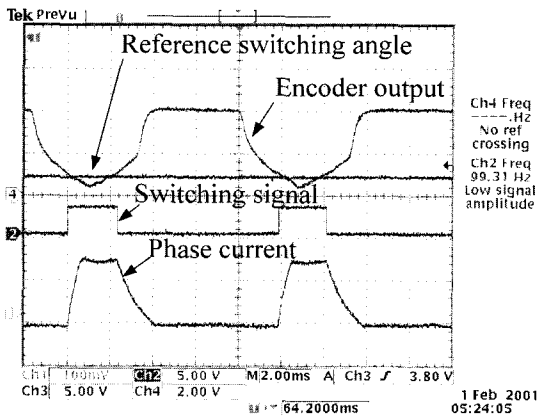
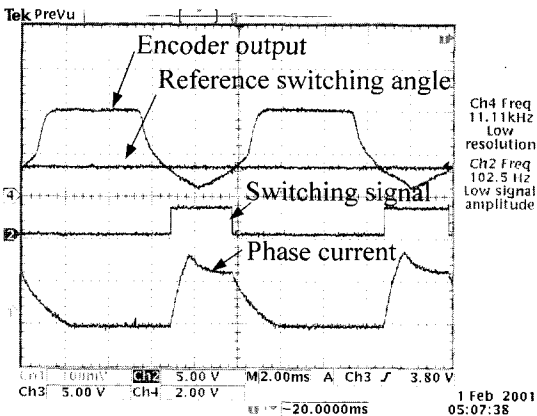


그림 14. 선형 엔코더의 출력파형.
Fig. 14. Output waveforms of liner encoder.

그림 15는 1000[rpm]에서 1[kW] 부하 및 1.5[kW] 부하시 엔코더의 출력, 스위칭각도 지령치, 지령각도, 상스위칭 신호 및 상전류파형을 나타내고 있다. 그림 15(a)의 1[kW] 부하시 평활전류가 되고 있으며, 그림 15(b)는 1.5[kW] 부하인 경우의 실험 파형이며 출력을 증대하기 위해서 에드벤스 각도를 증가시킴으로써 과여자 형태를 취하고 있다.

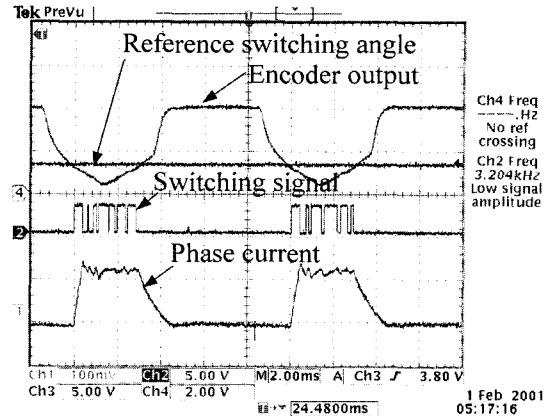


(a) 1[kW] 부하시

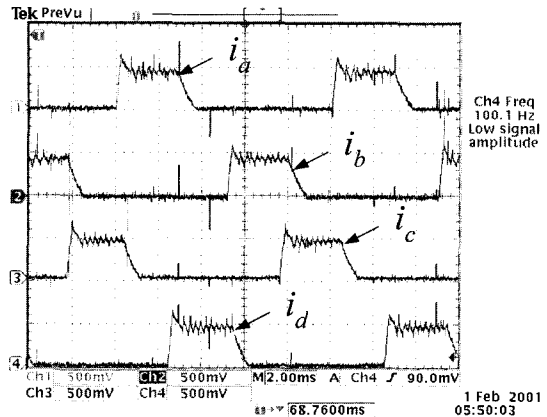


(b) 1.5 [kW] 부하시

그림 15. 엔코더 출력, 지령각도, 상스위칭신호 및 상 전류 파형.
Fig. 15. Waveforms of encoder output, command angle, phase switch signal and phase current.



(a) 엔코더 출력, 지령각도, 상스위칭신호 및 상전류파형



(b) 각 상전류

그림 16. 전류제어의 특성.
Fig. 16. Characteristic of current controller.

그림 16은 전류제어의 특성을 파악하기 위한 실험 파형으로 스위칭 지령각도에서 양호한 전류제어가 됨을 알 수 있다.

VI. 결론

본 연구는 SRM의 회전자 위치에 따른 적절한 스위칭 동작을 위해 SRM 구동에 적합한 새로운 선형 엔코더를 제안하였으며, 제안된 엔코더와 조합하여 상스위의 온, 오프각을 아날로그 적으로 구현함으로써 기존의 마이크로 프로세서를 사용한 경우 샘플링시간에 의한 상스위칭 변동 분에 대한 문제를 해결하였다. 또한 피크전류 일정방식의 전류제어를 사용함으로써 기존의 델타변조방식에서 가변스위칭 주파수 동작에 대한 문제점을 해결하였다.

본 연구에서 제안된 선형 엔코더는 SRM전용 엔코더로 저가형으로 구성하였으며 상스위치의 온, 오프 정도도 양호한 것으로 나타났다.

참고문헌

[1] B. K. Bose, T. J. E. Miller, P. M. Szeszsy, and W. H. Bocknell, "Microcomputer control of switched reluctance motor," *IEEE Trans. Industrial Application*, vol. 22, no. 4, pp. 708-715, 1986.
[2] I. Husain and M. Ehsani, "Torque ripple minimization in

- switched reluctance drives by PWM current control," *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 11, no. 1, pp. 91-98, 1996.
- [3] C. Wu and C. Pollock, "Analysis and reduction of vibration and acoustic noise in the switched reluctance drive," *IEEE Trans. Industrial Applications*, vol. 31, no. 1, pp. 91-98, 1995.
- [4] D. E. Cameron, J. H. Lang, and S. D. Umans, "The origin and reduction of acoustic noise in doubly salient variable-reluctance motors," *IEEE Trans. on Industrial Applications*, vol.

- 28, no. 6, pp. 1250-1255, 1992.
- [5] Graham E. Dawson, Anthony R. Eastham, and Jerzy Mizia; "Switched reluctance motor torque characteristics : finite element analysis and test results," *IEEE Trans. on IA*, vol. 23, no. 3, pp. 532-537, 1987.
- [6] M. Moallerm, "Predicting torque of switched reluctance machine from its finite-element field solution," *IEEE Trans on Energy Conversion*, vol. 5, no. 2, pp. 733-739, 1990.



정금영

1959년 11월 20일생. 1985년 부산대 기계공학과 졸업. 동대학원 전기공학과 석사(1991). 1998~현재 동대학원 지능기계과 박사과정 재학중. 관심분야는 강인제어 이론 및 응용, 수중응용체 제어 및 응용, 유압제어 및 계측.



박성준

1965년 3월 20일생. 1991년 부산대 전기공학과 졸업. 동대학원 전기공학과 석사(1993). 동대학원 전기공학과 박사(1996). 동대학원 지능기계과 박사(2002). 1996년~2000.2 거제대학 전기과 조교수. 2000.3~현재 동명대학 전기전자계열 조교수. 관심분야는 전력전자, 전동기 제어 및 컴퓨터응용 제어.

이 만 형

제어·자동화·시스템공학논문지, 제8권, 제1호, 참조.