

SRM의 고성능 온, 오프 각 제어를 위한 선형 엔코더에 관한 연구 A Study on the Linear Encoder for the high performance On Off Angle control of SRM

이동희¹, 박성준², 이명재³, 한성현³, 백운보⁴, 이희섭⁵

1. 동명대학 연구원, 2. 동명대학, 3. 경남대학교, 4. 두산중공업
5. 대우중공업

Abstract

In switched reluctance motor(SRM) drive, it is necessary to synchronize the stator phase excitation with the rotor position. Therefore the rotor position information is an essential. Usually optical encoders or resolvers are used to provide the rotor position information. These sensors are expensive and are not suitable for high speed operation. In general, the accuracy of the switching angles is dependent upon the resolution of the encoder and the sampling period of the microprocessor. But the region of high speed, switching angles are fluctuated back and forth from the preset values, which are caused by the sampling period of the microprocessor.

Therefore, the low cost linear encoder suitable for the practical and stable SRM drive is proposed and the control algorithm to provide the switching signals using the simple digital logic circuit is also presented in this paper. It is verified from the experiments that the proposed encoder and logic controller can be a powerful candidate for the practical low cost SRM drive.

Key words : SRM, Linear encoder, Stable SRM drive

1. 서 론

전력용 반도체 소자의 기술 개발이 급속히 이루어짐에 따라 고속 스위칭과 소자의 대용량화가 가능하게 되고, 산업의 메카트로닉스화에 따라 다기능, 고성능을 가진 전동기의 개발이 활발히 이루어지고 있다. 스위치드 릴럭턴스 전동기(Switched Reluctance Motor, SRM)는 단일 여자기기(singly excited machine)로 구조가 간단하고 저렴하며 각 상의 분리로 단락사고(shoot-through fault)에 대해 안정적이며, 직류전동기의 속도-토크 특성을 가지고 있고 넓은 속도 가변범위 및 고속, 정역 회전특성이 우수하고 강인하다는 특성을 가지고 있다. SRM에 대한 연구는 선진국을 중심으로 가전기기, 전기자동차, 항공기 및 산업전반에 그 응용영역을 확대해 가는 연구와 개발이 진행되고 있다.[1][2]

SRM은 릴럭턴스 토오크를 극대화하기 위해 회전자와 고정자가 모두 돌극형의 구조를 가지며 권선은 회전자에만 집중권으로 감겨 있어 전자계 구조상 단속적인 여자 전원이 각 상권선에 순차적으로 인가되어 구동되므로 낮은 스위칭 주파수로 운전이 가능하며 고속 운전이 가능한 장점을 갖고있다[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 위치센서의 분해능이 높

을수록 단가가 상승하게 된다. 따라서 설치 비용에 대한 부담을 줄이기 위해서 저가형 엔코더를 사용하거나 이를 완전히 제거하기 위한 센서리스 구동에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다[5]. 이러한 연구에서는 각 상의 스위치를 ON·OFF시키기 위해 마이크로프로세서를 이용하고 있다. 그러나 마이크로 프로세서에 의한 SRM의 제어방식에서 상스위치의 ON·OFF 精度는 엔코더의 분해능뿐만 아니라 마이크로프로세서의 샘플링 주기에 의해 제약을 받게 된다. 더욱이 이 경우, 전동기의 운전속도가 고속이 될수록 마이크로프로세서에 의한 상스위치 ON·OFF각의 정확도는 더욱 떨어지게 되어 정상운전상태가 불안정하게 된다.

따라서 본 연구에서는 SRM구동을 위한 저가형 선형 엔코더를 제안하고, 제안된 엔코더의 출력신호를 사용하여 간단한 회로에 의해 상스위치 ON·OFF각을 제어하는 방식을 제안하였다. 제안된 상스위치 제어방식에서 스위치 온, 오프각 제어정도는 기존의 일반적인 상스위치 제어방식과 달리 마이크로프로세서의 샘플링주기 및 SRM의 운전속도와 관계없이 항상 원하는 위치에서 ON·OFF스위칭을 행할 수 있다. 따라서 온, 오프각 제어에 의한 광범위한 속도 영역에서 안정된 속도제어가 가능할 뿐만 아니라, 엔코더 및 제어기를 저가격화과 더불어 구동시스템의 안정화를 구현함으로써 SRM의 실용화 가능성이 실험을 통해 입증되었다.

2. SRM의 동작원리와 구동전류

SRM은 톨럭턴스 토크를 동력화한 전동기로, 이를 최대한 이용하기 위하여 보통 고정자와 회전자 모두 돌극형(salient-pole type) 구조로 하고 고정자에만 집중권으로 권선이 감겨져 있다. 이때 토크는 자기회로의 톨럭턴스가 최소화되는 방향으로 발생하며, 상당 발생토크의 크기는 SRM의 토크는 자기적 코에너지 개념으로부터 식 (1)에서와 같이 상권선에 흐르는 전류 i 의 제곱과 회전자 위치각 θ 에 대한 인덕턴스 L 의 변화율에 비례한다.

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

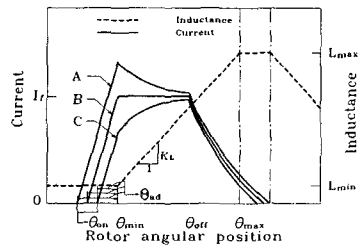
여기서 T 는 토크, θ 는 회전자의 위치각, i 는 상전류, $W(\theta, i)$ 는 자기적 코에너지를 나타내고, $L(\theta, i)$ 은 고정자와

회전자간의 인덕턴스를 나타낸다.

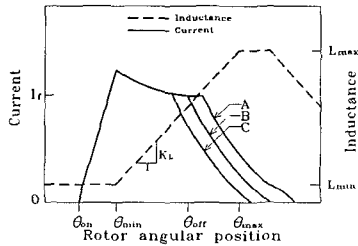
SRM에서 발생 토크의 한 인자인 상전류해를 구하기 위한 전압 방정식은 식(2)와 같다.

$$V = Ri + \frac{dL(\theta, i)}{dt} i + i \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} \quad (2)$$

식(2)의 우변 첫째 항은 권선 저항의 전압강하이며 둘째 항은 리액턴스의 전압강하이므로 셋째 항은 속도 역기전력 항이 됨과 동시에 기계적인 출력을 나타내는 성분이 된다. 식(2)으로부터 상전류해를 구하기 위해서는 SRM의 인덕턴스 프로파일에 대한 정확한 정보가 필수적이다.



(a) Variation of the switch ON angle (OFF angle is fixed.)



(b) Variation of the switch OFF angle (ON angle is fixed.)

그림 1. 스위치 ON 및 OFF각 변화에 따른 상전류 파형

Fig. 1. Phase current waveforms according to the variation of the switch ON and OFF angles

그림 1은 스위칭 각도의 변화에 따른 상전류 파형을 보여주고 있다. 그림의 θ_{min} 과 θ_{max} 는 각각 고정자와 회전자의 극이 서로 겹쳐지기 시작하여 완전히 일치할 때

의 회전자각도를 나타낸다. 그림 1의 (a)는 스위치 오프각을 고정시켜 두고 어드밴스 각도(온 각도)를 조정했을 경우로써, ON각이 변하면 토크 발생구간의 시작점에서 확립된 전류의 크기는 각기 다르며 이 값은 권선저항을 무시하면 거의 어드밴스 각도에 비례한다. 또, 3개의 파형 중 A 및 C의 상전류 파형은 토크 발생구간에서 전류의 변화율이 正 또는 負가 되므로 발생 토크도 일정하지 않고 토크 맥동도 심하다. 그러나 토크 발생 구간에서 일정한 전류를 가지는 B의 상전류 파형은 인덕턴스의 변화율이 일정하면 평활한 토크를 발생하고 토크 맥동이 적어 전동기를 효율적으로 운전하기 위한 기준전류가 된다.

그림 1의 (b)는 스위치 온각을 고정하여 두고 스위치 오프각을 가변 시켰을 경우로써, OFF각이 최대 인덕턴스 점에 가까울수록 토크 발생영역의 활용도가 높아져서 정 토크의 발생에 유리하나, 너무 크게 하면 負 토크의 영향을 받을 수 있어 토크 맥동을 유발하고 기계적 출력이 오히려 감소할 수 있다. 그러므로 부하토크와 운전속도에 관계없이 상전류의 형상이 평활한 전류가 되도록 스위치 온각을 결정하고 負 토크가 발생하지 않도록 OFF 각도를 조정하여야 킬러턴스 토크를 효과적으로 이용할 수 있으며 맥동이 작은 평활한 토크를 얻을 수 있다.

일반적인 SRM 구동시스템에서 온, 오프 각은 회전자 위치각에 따라 스위칭이 이루어져야 하므로 회전자의 위치정보가 필수적이다. 일반적으로 회전자 위치각은 레졸버(resolver)나 엔코더(encoder)를 전동기 축에 장치하여 검출하는 것이 보통이며, 특히 단가를 고려하여 증분형 엔코더(incremental encoder)를 사용하는 것이 보통이다. 이 증분형 엔코더(incremental encoder)에 의해 위치에 따른 출력펄스 수를 증감형 계수기(up-counter)에 의해 디지털 값으로 얻어지며, 이를 이용하여 마이크로 프로세서에 의해 각 상의 상신호를 제어하게 된다. 그러나 이러한 상스위치 온, 오프 제어방식은 마이크로 프로세서의 샘플링에 의해 그 정도가 크게 좌우되며, 특히 고속으로 갈수록 그 정도는 낮아지게 되어 SRM의 정상상태 운전이 불안정하게 될 수 있다. 따라서 이러한 제어기는 일반적으로 DSP로써 구현하여 샘플링 주파수

를 줄이고 있거나, 안정된 운전을 위한 최대속도에는 한계가 있다.

3. 제안된 엔코더와 제어기

3.1 제안된 엔코더

기존 시스템에서와 같이 마이크로프로세서를 사용하여 SRM의 상스위치를 제어할 경우 그 제어정도는 엔코더의 분해능($\Delta\theta_e$)과 샘플링 주기 동안에 회전자 위치각의 변화($\Delta\theta_m$)에 의해 결정된다.

한 회전당 펄스수가 N_p 인 엔코더에서 기계적 위치각 분해능은 전동기의 속도와 무관하며 그 값은 식(3)과 같다.

$$\Delta\theta_e = \frac{360}{N_p} [\text{deg.}] \quad (3)$$

또한 샘플링 주기 동안에 회전자 위치각의 변화($\Delta\theta_m$)는 전동기의 속도에 좌우되며 그 값은 식(4)와 같다.

$$\Delta\theta_m = 6 \cdot \omega \cdot T_s [\text{deg.}] \quad (4)$$

T_s : 마이크로프로세서의 샘플링 주기 [s]

마이크로프로세서를 사용한 상스위치 제어 방식에서 온, 오프각 변동은 엔코더의 분해능과 마이크로프로세서의 샘플링 주기에 의해 결정되며, 그 값은 식(3)과 식(4)로부터 식(5)와 같이 주어진다.

$$\Delta\theta_s = \Delta\theta_m + \Delta\theta_e = 6T_s \omega_r + \frac{360}{N_p} [\text{deg.}] \quad (5)$$

식(5)를 전동기 속도에 따른 온, 오프각 제어정도를 도식적으로 나타내면 그림 2와 같다.

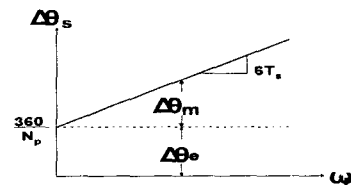


그림 2. 속도에 따른 스위칭각 에러
Fig. 2. Error of switching angle to speed

그림 2에서 알 수 있듯이 전동기의 속도가 증가함에 따라 샘플링에 의한 오차는 $6T_s$ 의 기울기로 증가한다. 또한 엔코더의 분해능과 마이크로프로세서의 위치각 변동

이 정수 배로 나타나지 않으면 스위칭각 제어에는 저차 고조파성분이 나타나게 된다. 이로 인하여 SRM의 토크성분에도 동일한 저차 고조파성분이 나타나게 되어 안정화 운전애 악영향을 미치게 된다.

일반적으로 전동기의 속도가 저속인 경우에는 샘플링에 의한 위치각 변동이 엔코더의 각도 분해능 $\Delta\theta_e$ 보다 적으므로 ON·OFF각의 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 ON·OFF각의 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 마이크로프로세서가 필수적이다. 이러한 고속의 마이크로프로세서의 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 3과 같이 두 가지 형태의 선형엔코더를 생각할 수 있다.

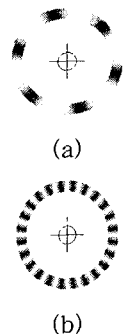


그림 3. 제안된 저가형 엔코더
Fig. 3. Proposed low cost encoder

그림 3에서 제안된 엔코더는 본 실험에 사용되는 8/6 SRM의 경우에 대한 엔코더의 형태이다. 그림 3에서 보는바와 같이 엔코더의 기관은 기존의 디지털 방식 엔코더와 달리 엔코더의 기관에 색감을 선형으로 사용함으로써 엔코더가 회전함에 따라 투과되는 광량은 선형적으로 증가 및 감소를 하게 된다. 이로 인하여 포토트랜지스터의

출력은 위치각의 함수로 한 삼각파가 출력된다. 따라서 포토트랜지스터의 출력전압으로 SRM의 회전자 위치를 파악할 수 있다.

제안된 엔코더의 형태에서 엔코더의 출력주기는 그림 5의 (a)와 같이 SRM 인덕턴스의 한 주기에 해당되는 식 (6)과 같이 정의될 수 있다. 8/6 SRM의 경우 주기는 기계각 60° 가 된다. 또한 엔코더의 출력주기를 한 상이 담당해야 할 변위는 식 (7)과 같이 정의 할 수 있다. 8/6 SRM의 경우 주기는 기계각 15° 가 된다.

$$\delta_T = \frac{360}{P_r} \text{ [deg.]} \quad (6)$$

$$\delta_P = 2 \frac{360}{P_s P_r} \text{ [deg.]} \quad (7)$$

단, P_s : 고정자의 극수
 P_r : 회전자의 극수

식 (7)에 나타난 펄스폭(δ_P)은 SRM에서 연속적인 토크를 발생시키기 위해 한 상이 담당해야 할 위치각의 폭이 된다.

엔코더의 출력주기를 식 (6)과 같이 정의 되면, 상 스위칭을 위한 회전자 위치각을 완전히 얻을 수 있어 기동시에도 회전자의 위치를 파악할 수 있는 장점이 있으나, 엔코더의 출력을 선형으로 만드는 것이 매우 어렵다는 단점으로 인해 동일한 상 전류파형 형성에 매우 큰 어려움이 있다.

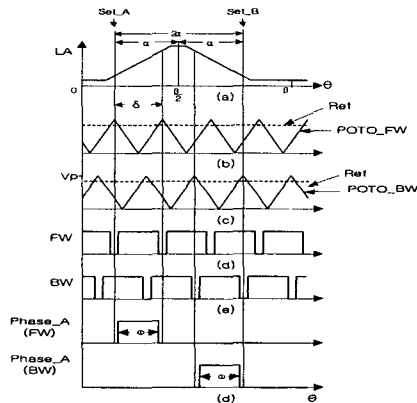


그림 4. 상스위치 스위칭 패턴
Fig. 4. Switching patterns of the phase switch

엔코더의 출력주기를 식 (7)과 같이 정의 되면, 엔코더의 출력이 비선형성으로 나타

나더라도 간단한 회로로 동일한 형태의 상 스위치를 제어할 수 있는 장점이 있거나, 상 스위칭을 위한 회전자 위치각을 완전히 얻을 수 없어, 기동시 회전자의 위치를 파악할 수 없는 단점이 있다. 본 실험에서는 제안된 엔코더 중에서 엔코더의 출력주기를 식 (7)과 같이 정의되는 그림 3(b)와 같은 형태의 엔코더를 사용하여 SRM의 상 스위치를 제어하였다.

이 방식에서는 정회전과 역회전을 위한 두 개의 포토커플러가 필요하다. 엔코더에서 두 개의 포토커플러는 기계각 γ 만큼 위상차를 두고 설치되어 있으며, 각각의 포토커플러는 정 회전을 위한 부와 역회전을 위한 부로 사용된다. 엔코더의 두상의 위상차(γ)는 SRM의 정, 역운전시 동일한 형태의 상 스위치를 형성하기 위한 위상차가 되며, 이는 SRM의 프로파일에 의해 결정된다.

그림 4는 SRM의 한 상에 대한 인덕턴스 프로파일과 엔코더의 포토커플러, 위치각 지령치, FW상 및 BW상 신호와 이때의 게이트신호를 나타내고 있다. 그림에서 β 는 SRM의 인덕턴스의 주기를 나타내며 그 값은 식 (8)과 같은 값이 된다.

$$\beta = \frac{360}{P_r} \quad (8)$$

정회전의 경우를 살펴보면 그림 4에서 보는 바와 같이 엔코더의 포토커플러의 출력과 상스위치 지령치를 비교하여 FW상 펄스를 형성한다. 이와 같이 형성된 FW상 펄스 열을 각상의 상스위치로 순차적으로 분배하면 된다. 이때 상스위치가 온 되는 각도 변화는 식 (9)와 같다.

$$\phi = \delta \frac{V_{ref}}{V_p} [\text{deg.}] \quad (9)$$

상스위치가 온 되는 각도 변위인 V_{ref} 지령치는 전동기의 정회전 및 역회전에 관계없이 하나의 D/A변환기를 통하여 발생한다. 전동기의 회전방향이 정회전일 때는 FW에 의해 상스위치가 결정되고, 역회전을 위해서는 BW에 의해서 상스위치가 결정된다. 위치각 변위지령치를 하나로 하는 이유는 FW와 BW에 의해 전동기의 정회전 및 역회전 판정용으로 사용하기 위함이다. 따라서 엔코더 BW상은 역회전시 상스위치 온, 오프를 위해서 사용되며, FW상과 BW상을 기존의 엔코더의 정, 역 판정회로를 그대로 적용하여 회전방향을 감지할 수 있다.

정회전을 위해서는 Set_F를 기준으로 각 상스위치를 FW상 클럭으로 4카운터마다 온 신호로 사용하면 된다. 역회전을 위해서는 Set_BW를 기준으로 각 상스위치를 BW상 클럭으로 4 카운터마다 온 신호로 사용하면 된다. 전동기의 정, 역회전 판정은 FW, BW상을 이용하여 기존의 엔코더에서 사용하는 방식을 그대로 사용한다.

3.2. 제어기의 구성

그림 5는 제안된 엔코더에 의한 8/6 SRM의 인덕턴스 프로파일과 엔코더 및 상스위치 지령치의 비교에 의해 발생하는 FW, BW의 출력 및 정·역회전 운전시의 각상의 게이트신호를 나타내고 있다.

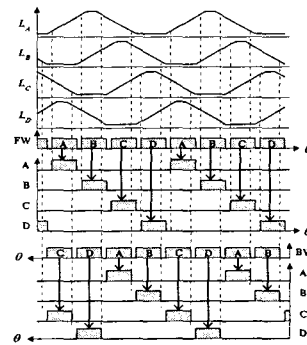


그림 5. 제안된 엔코더에 의한 SRM의 정·역회전 운전시의 각상의 게이트신호

Fig. 5. Gate signal of each phase when SRM is rotating in the forward and backward directions by the proposed encoder

그림 5에서 보는바와 같이 정회전을 위해서는 FW상 클럭을 기준으로 하여 각 상스위치는 4카운터마다 온 신호로 사용하면 된다. 이를 위해서 4진 카운터와 2/4 멀티플렉스를 조합하여 사용하면 간단히 해결할 수 있다.

역회전을 위해서는 BW상 클럭으로 4 카운터마다 온 신호로 사용하면 된다. 전동기의 정, 역회전 판정은 FW, BW상을 이용하여 기존의 엔코더에서 사용하는 방식을 그대로 사용한다

그림 6은 상스위치를 제어하기 위한 제어기의 블록도이다. 제어 및 상태를 표시하기 위해서 제어기는 80C196KB를 사용하였다. 우선 기동을 위해서는 C상 인덕턴

스가 최대인 점에 로터를 위치시키면 정회전시 A상 인덕턴스가 증가하는 영역에 들 수 있고, 역회전시 D상 인덕턴스가 증가영역에 들 수 있다. 따라서 카운터의 로드단자를 인에이블 하여 2×4 디코더에 Q_C 가 온 되게 하여 전류제어기와 더불어 로터의 위치를 SET에 위치시킨다. 그리고 정회전을 위해서는 엔코더의 FW상이 4진 카운터의 클럭 입력으로 선택(DIR단자)한 후 로드단자를 이용하여 Q_A 가 온 되게 하면 되고, 역회전을 위해서는 엔코더의 BW상이 4진 카운터의 클럭입력으로 선택한 후 Q_D 가 온 되게 하면 된다. 기동시 및 운전시 스위칭 시퀀스가 올바르게 되는지를 Port0의 상위 4bit를 체크한다. 체크하여 만일 오동작이 발생하면 Port0을 통하여 스위치 상태를 바꾸게 된다.

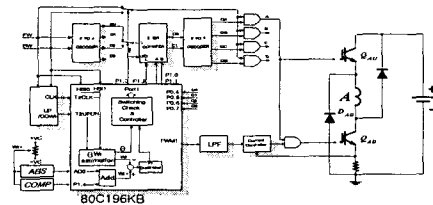


그림 6. 제어기의 블록도

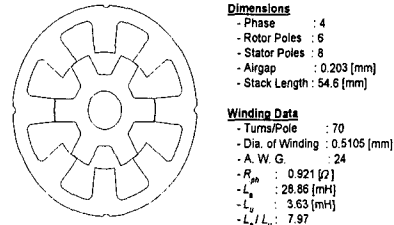
Fig. 6. Block diagram of the controller

또한 마이크로프로세서의 HSI핀으로 엔코더의 FW, BW상을 입력받아 전동기의 정, 역회전은 엔코더의 FW, BW상의 위상을 검출하여 판정하고, 속도는 타이머2의 이용하여 기존의 인코더 속도 계산법인 M/T기법에 의해 계산되어 진다.

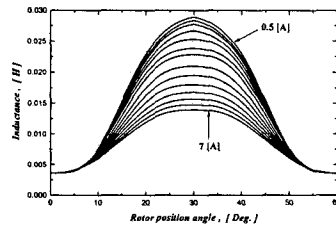
4. 실험 결과 및 고찰

실험에 사용된 SRM은 고정자와 회전자 극이 8/6이고 400W, 2000rpm, 200V기기로써 그림 7(a)와 같은 구조를 가지며, 이를 구동시키기 위해 그림 7(b)와 같은 기존의 클래식 인버터를 사용하였다. 이 전동기의 인덕턴스 프로파일은 그림 7(c)와 같으며, 이것은 회전자를 1° 씩 변화시켜가면서 전류 한계치를 7A로 하고 이 한계치를 도달할 때까지 전압펄스를 인가하여 그때의 전류파형을 오실로스코프로 측정한 뒤, 권선저항을 고려하여 측정된 전압 및 전류 데이터에 의해 인덕턴스를 계산하였다. 따

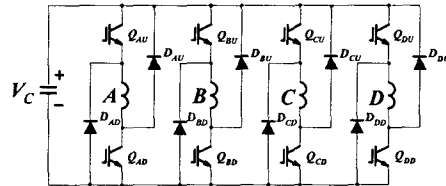
라서 얻어진 인덕턴스 프로파일은 SRM의 동적 운전특성을 나타낼 수 있는 비교적 정확한 값이라 할 수 있다.



(a) The structure of SRM



(b) Inductance profiles



(c) Classic inverter circuit for SRM drive

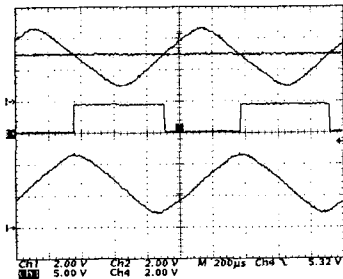
그림 7. SRM의 구조와 인덕턴스 프로파일 및 구동용 인버터 회로

Fig. 7. The structure and inductance profiles of SRM and its inverter circuit

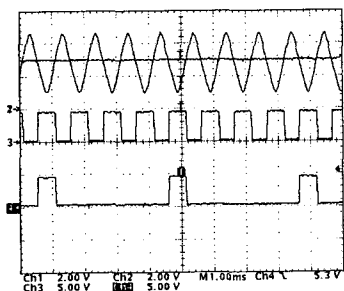
먼저 SRM이 시계방향으로 회전하고 있을 때를 정회전, 반시계방향으로 회전하고 있을 때를 역회전이라 하면, 그림 8(a)는 SRM이 2500[rpm]으로 정회전하고 있을 때, 두 개의 선형 포토트랜지스터의 출력과 위치각 변위 지령치 및 FW의 출력신호를 나타내고 있다.

선형 포토트랜지스터의 출력과 위치각 변위 지령치, FW의 출력신호 및 A상의 게이트신호를 그림 8(b)에 나타나 있으며, B~D상 신호는 A상의 신호를 15° 씩 시프

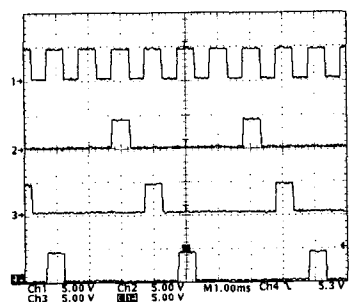
트 시켰다. 그림 8(c)는 FW와 A-C상 게이트 신호를 나타내고 있다. 그림 8(d)는 각상 게이트 신호를 나타내고 있다.



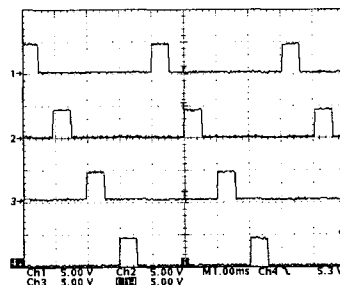
(a) output signals of poto Tr. and encoder



(b) output signals of poto Tr., encoder and gate signal



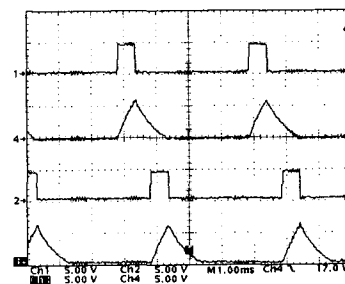
(c) Gate signal and corresponding encoder signal



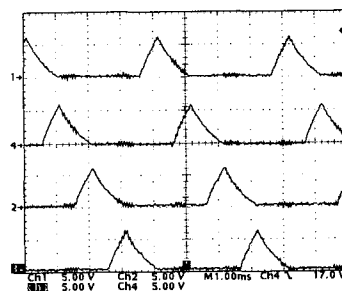
(d) Each gate signals

그림 8. 상스위치 게이트신호 및 상전류 파형 (2500rpm)

Fig. 8. Waveforms of the phase switch gate signals and phase current (2500rpm)



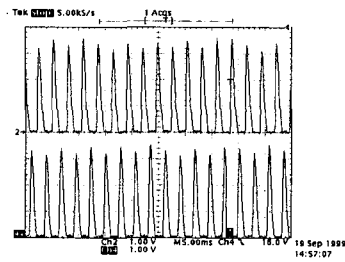
(a) Gate signal and corresponding phase current



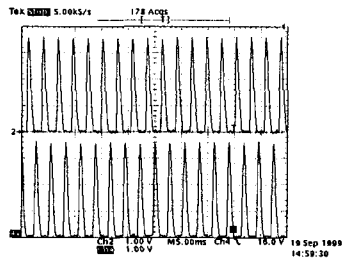
(b) Each phase currents

그림 9. 상스위치 게이트신호 및 상전류 파형 (2500rpm)

Fig. 9. Waveforms of the phase switch gate signals and phase current(2500rpm)



(a) Conventional



(b) Proposed

그림 10. 제안된 방식과 기존방식의 상전류 파형 비교(3600rpm)

Fig. 10. Comparison of phase current waveforms (3600rpm)

그림 9는 SRM이 2500[rpm]으로 정회전하고 있을 때의 실험 결과 파형이다. 그림 9(a)는 정회전시의 A,B상 신호 및 이때의 전류 파형을 나타내고 있으며, 그림 9(b)는 각 상 전류를 나타내고 있다. 그림에서 보는 바와 같이 일정한 회전자 위치각에서 상스위치를 ON·OFF함으로써 상전류는 거의 동일한 형태를 가지고 있음을 알 수 있다

그림 10은 SRM이 3600[rpm]으로 정회전하고 있을 때 기존의 마이크로프로세서 방식과 제안된 방식에서 상 스위칭 안정도를 비교하기 위한 실험 결과 파형이다. 그림 11(a)는 마이크로프로세서를 이용한 기존의 스위칭방식으로 상스위치의 온, 오프각 제어정도가 떨어져서 상 전류파형이 일정한 형태가 되지 못한다. 이 결과 상 토크에도 상당한 리플이 있을 것으로 사료된다. 한편, 제안된 상스위칭 방식인 그림 10(b)에서 보는 바와 같이 고속에서도 일정한 회전자위치각에서 상스위치를 ON·OFF시킬 수 있으므로 상전류는 거의 동일한 형

태를 가지며, 매우 안정된 속도 및 토크 제어를 행할 수 있음을 보이고 있다. 정확하고 안정된 상스위치의 온, 오프는 정상상태에서 시스템의 안정도에 큰 도움이 된다.

4. 결 론

SRM구동에 있어 고정도 온, 오프제어가 가능한 저가형 선형 엔코더를 제안하고, 제안된 엔코더의 출력신호를 사용하여 간단한 회로에 의해 상 스위치 온, 오프 제어 방식을 제안하였다. 제안된 상스위치 제어 방식에서 스위치 온, 오프각 제어정도는 기존의 일반적인 상스위치 제어방식과 달리 마이크로프로세서의 샘플링주기 및 SRM의 운전속도와 관계없이 항상 원하는 위치에서 ON·OFF스위칭을 행할 수 있다. 또한 엔코더 및 제어기를 저가격화와 더불어 구동시스템의 안정화를 구현함으로써 SRM의 실용화 가능성이 실험을 통해 입증되었다.

참 고 문 헌

- [1] B. K. Bose, T. J. E. Miller, P. M. Szezesny and W. H. Bocknell, "Microcomputer Control of Switched Reluctance Motor", *IEEE Trans. on Industrial Application*, vol. 22, no. 4, pp. 708-715, 1986.
- [2] D. W. J. Puller "New data base for switched reluctance drive simulation." *Proc. IEE*, Vol.138, Pt-B, No.6, pp.331-336, 1991.
- [3] Paul P.Acarney, Rolaud J.Hill and Clive W.Hooper: "Detection of Rotor Position in Stepping and Switched Motors by Monitoring of Current Waveforms", *IEEE Trans. on IE*, Vol.32. No.3, pp.215-222, 1985.
- [4] S. Vukosavic and V. R. Stefanovic, "SRM Inverter Topologies: A Comparative Evaluation", *IEEE Trans. on IA*, Vol.27, No.6, pp. 1034-1047, 1991.
- [5] J. T. Bass, "Robust torque Control of Switched-Reluctance Motors without Shaft-Position Sensor", *IEEE Trans. on IE*. Vol.33, No.3. pp.212-216, 1986.
- [6] P. H. Chappell, W. F. Ray and R. J. Blake, "Microprocessor Control of a

- Variable Reluctance Motor", Proc. IEE, Vol.131, No.2, Part.B, pp.51-60, 1984.
- [7] B. K. Bose, T. J. E. Miller, P. M. Szczesny and W. H. Bocknell, "Microcomputer Control of Switched Reluctance Motor", IEEE Trans. on IA, Vol.22, No.4, pp.708-715, 1986.
- [8] M. Ehsani, I. Husain and A. B. Kulkarni, "Elimination of Discrete Position Sensor and Current Sensor in Switched Reluctance Motor Drives", IEEE Trans. on IA, Vol.28, No.1, pp.128-135, 1992.
- [9] I. E. Liang, Y. Liao, and T. A. Lipo, "A New Variable Reluctance Motor Utilizing An Auxiliary Commutation Winding," IEEE Trans. on IA, Vol.30, No.2, pp.423-432, 1992.
- [10] I. Husain and M. Ehsani, "Torque Ripple Minimization in Switched Reluctance Motor Drives by PWM Current Control", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.11, No.1, pp.91-98, 1996.
- [11] P. C. Kjaer, J. J. Gribble and T. J. E. Miller, "High-Grade Control of Switched Reluctance Machines", Proc. of MS/IEEE, San Diego, California, pp.92-100, 1996