

저가형 엔코더를 이용한 SRM의 안정 구동

A Stable SRM Drive Using a Low Cost Encoder

박성준, 박한웅

(Sung-Jun Park and Han-Woong Park)

Abstract : In a SRM drive, the on/off angles of each phase switch should be accurately controlled in order to control the torque and speed in a stable way. The accuracy of the switching angles is dependent upon the resolution of the encoder and the sampling period of the microprocessor. However, as the speed increases, the amount of the switching angle deviation from the preset values is also increased by the sampling period of the microprocessor. Therefore, a low cost encoder suitable for a 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 a the practical low cost SRM drive.

Keywords : SRM, encoder, high precision switching angle control

I. 서론

스위치드 릴럭턴스 전동기(Switched Reluctance Motor, SRM)는 전자기적인 구조가 간단하고, 고효율, 고토오크/관성비, 넓은 범위에서의 가변속운전 등의 장점을 가진 전동기구조로써 가전기기, 전기자동차, 항공기 및 산업 전반에 그 응용영역을 확대해 가는 연구와 개발이 진행되고 있다[1]-[5]. SRM은 릴럭턴스 토오크를 극대화하기 위해 회전자와 고정자가 모두 돌극형의 구조를 가지며 권선은 고정자에만 집중권으로 감겨 있어 여자전원을 단속적 이면서 순차적으로 각 상권선에 인가하여 구동시킨다. SRM의 고정자 상권선은 회전자위치와 동기 되어 여자 되어야 하는 토오크 발생기구의 특성상 회전자 위치각에 대한 정보가 필수적이다. 회전자 위치각의 검출은 일반적으로 엔코더나 레졸버를 사용하나, 이러한 기계적인 외부 위치센서의 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[6]-[8]. 이러한 연구에서는 각 상의 스위치를 on·off시키기 위해 마이크로프로세서를 이용하고 있다. 그러나 마이크로 프로세서에 의한 SRM의 제어방식에서 상 스위치의 on·off 정도는 엔코더의 분해능뿐만 아니라 마이크로프로세서의 샘플링 주기에 의해 제약을 받게 된다. 더욱이 이 경우, 전동기의 운전속도가 고속이 될수록 마이크로프로세서에 의한 상 스위치 on·off각의 정확도는 더욱 떨어지게 되어 정상운전 상태가 불안정하게 된다. 따라서 본 연구에서는 SRM구동을 위한 저가형 엔코더를 제안하고, 제안된 엔코더의 출력신호를 사용하여 간단한 논리회로에 의해 상 스위치 on·off각을 제어하는 방식을 제안하였다. 또한 저속도영역에서는 피크전류 일정제어방식으로 평활전류로 구동하여 기존의 델타변조방식과 달리 스위칭 주파수를 일정하게 하

였다. 제안된 상 스위치 제어방식은 마이크로프로세서를 이용한 방식이 아닌 디지털 논리방식으로 스위치를 제어하였다.

II. SRM의 동작원리와 구동전류

SRM은 릴럭턴스 토오크를 동력화한 전동기로, 이를 최대한 이용하기 위하여 보통 고정자와 회전자 모두 돌극형(salient-pole type) 구조로 하고 고정자에만 집중권으로 권선이 감겨져 있다. 이때 토오크는 자기회로의 릴럭턴스가 최소화되는 방향으로 발생하며, 상당 발생토오크의 크기는 (1)에서와 같이 상권선에 흐르는 전류 i 의 제곱과 회전자 위치각 θ 에 대한 인덕턴스 L 의 변화율에 비례한다.

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

따라서 인덕턴스의 변화율이 최대가 되도록 하고 각 상 스위치의 on·off 시점에서 부하에 대응하는 전류의 확립과 소호를 신속히 하여 토오크 발생 구간을 최대한 활용하여야 한다. SRM의 고정자 권선에 전압을 인가할 경우 상당 전압방정식은 (2)와 같다.

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

단, $\omega = \frac{d\theta}{dt}$: 회전자 각속도 [rad/s]

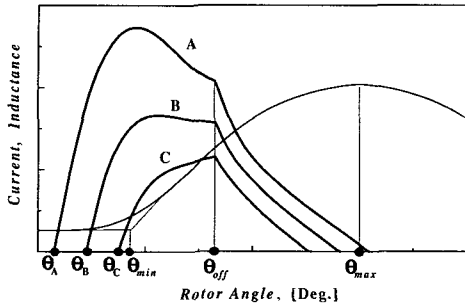
그림 1은 스위칭 각도의 변화에 따른 상전류 파형을 보여주고 있다. 그림의 θ_{min} 과 θ_{max} 는 각각 고정자와 회전자의 극이 서로 겹쳐지기 시작하여 완전히 일치할 때의 회전자각도를 나타낸다. 그림 1의 (a)는 스위치 off각을 고정시켜 두고 어드밴스 각도(on 각도)를 조정했을 경우로써, on각이 변하면 토오크 발생구간의 시작점에서 확립된 전류의 크기는 각기 다르며 이 값은 권선저항을 무시하면 거의 어드밴스 각도에 비례한다. 또, 3개의 파형 중 A 및 C의 상전류 파형은 토오크 발생구간에서 전류의 변화율이 0 또는 0이므로 발생 토오크도 일정하지 않고 토오크

접수일자 : 2000. 3. 30., 수정완료 : 2000. 10. 14.

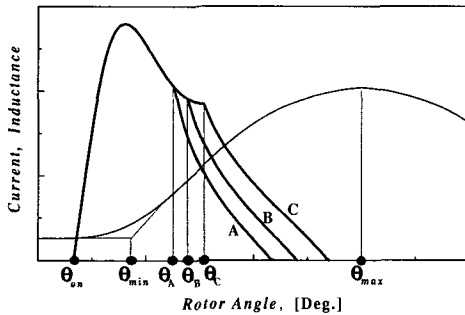
박성준 : 동명대학 전기전자계열(sjpark@yongma.tmc.ac.kr)

박한웅 : 해군사관학교 전기공학과(hawpark@hanmail.net)

맥동도 심하다. 그러나 토오크 발생 구간에서 일정한 전류를 가지는 B의 상전류 파형은 인덕턴스의 변화율이 일정하면 평활한 토오크를 발생하고 토오크 맥동이 적어 전동기를 효율적으로 운전하기 위한 기준전류가 된다.



(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 1의 (b)는 스위치 on각을 고정하여 두고 스위치 off각을 가변 시켰을 경우로써 off각이 최대 인덕턴스 점에 가까울수록 토오크 발생영역의 활용도가 높아져서 정 토오크의 발생에 유리하나, 너무 크게 하면 역 토오크의 영향을 받을 수 있어 토오크 맥동을 유발하고 기계적 출력이 오히려 감소할 수 있다. 그러므로 부하토오크와 운전속도에 관계없이 상전류의 형상이 평활한 전류가 되도록 스위치 on각을 결정하고 역 토오크가 발생하지 않도록 off각도를 조정하여야 릴럭턴스 토오크를 효과적으로 이용할 수 있으며 맥동이 작은 평활한 토오크를 얻을 수 있다. 이러한 방식에 의해 SRM을 구동시킬 경우, 전체시스템의 일반적인 구성은 그림 2와 같이 제어기, IGBT모듈을 사용한

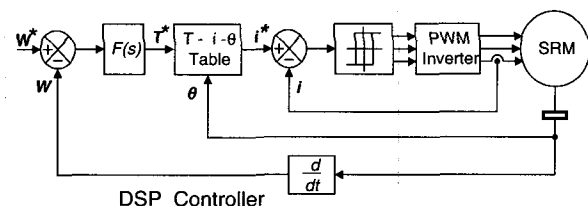


그림 2. 시스템 하드웨어.
Fig. 2. System hardware.

인버터, 전류 및 위치센서, 전동기 등으로 구성되어 있다.

제어기는 상전류를 제어하기 위한 전류제어기인 PWM 발생기, 속도제어기, 엔코더의 출력신호에 의한 속도계산기 등으로 구성되어 있다. 속도제어기는 기준속도 ω_r 와 실제속도 ω 의 차이를 제어하여 기준토오크 T^* 를 만든다. 이 기준 토오크와 검출된 회전자 위치각 θ 에 의해 원하는 토오크를 발생시킬 수 있는 기준전류 i^* 를 테이블로부터 구한다. 또한 각각의 전류제어기는 기준전류 i^* 와 전류센서를 통해 얻어진 상전류를 비교하여 실제 전류가 기준전류를 추종하게 한다. 이와 같은 일반적인 구동시스템에서 SRM은 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 출력 펄스 수를 증감형 계수기(up-counter)에 의해 디지털 값으로 얻어지며, 이를 이용하여 마이크로 프로세서에 의해 각 상의 상 신호를 제어하게 된다. 그러나 이러한 상스위칭 on·off 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 구현하는 샘플링 주파수를 줄이고 있으나, 안정된 운전을 위한 최대속도에는 한계가 있다.

III. 제안된 엔코더와 제어기

1. 제안된 엔코더

그림 2와 같은 기존 시스템에서와 같이 마이크로프로세서를 사용하여 SRM의 상스위칭을 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 (3)과 같다.

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

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

$$\Delta\theta_m = 6 \cdot \omega_r \cdot T_s \text{ [deg.]} \tag{4}$$

단, T_s : 마이크로프로세서의 샘플링 주기 [s]

마이크로프로세서를 사용한 상스위칭 제어 방식에서 on·off각 변동은 엔코더의 분해능과 마이크로프로세서의 샘플링 주기에 의해 결정되며, 그 값은 (3)과 (4)로부터 (5)와 같이 주어진다.

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

(5)를 전동기 속도에 따른 on·off각 제어정도를 도식적으로 나타내면 그림 3과 같다.

그림에서 알 수 있듯이 전동기의 속도가 증가함에 따라 샘플링에 의한 오차는 $6T_s$ 의 기울기로 증가한다. 또한 엔코더의 분해능과 마이크로프로세서의 위치각 변동이 정수 배로 나타나지 않으면 스위칭각 제어에는 저차 고조파성분이 나타나게 된다. 이로 인하여 SRM의 토크성분에도 동일한 저차고조파 성분이 나타나게 되어 안정화 운전에 악영향을 미치게 된다.

일반적으로 전동기의 속도가 저속인 경우에는 샘플링에 의한 위치각 변동이 엔코더의 각도 분해능 $\Delta\theta_{er}$ 보다 적으므로 on·off각의 변동은 엔코더의 분해능에 의해 지배를 받게 된다.

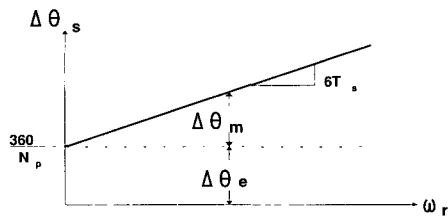


그림 3. 속도에 따른 스위칭각 오차.
Fig. 3. Error of switching angle to speed.

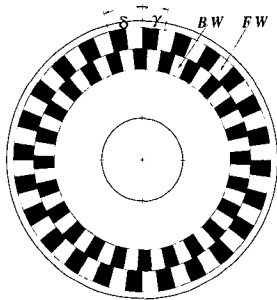


그림 4. 제안된 저가형 엔코더.
Fig. 4. Proposed low cost encoder.

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 on·off 각을 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 본 논문에서는 간단한 엔코더를 이용하여 상스위치의 on·off를 정밀하게 할 수 있는 방식으로 그림 4와 같은 형태의 엔코더를 제안한다. 그림에서 엔코더는 두 개의 포토커플러는 동일한 기계각에 나란히 설치되어 있으며, 각각의 포토커플러는 정 회전을 위한 부와 역회전을 위한 부로 사용된다. 이러한 제어방식에서 엔코더의 펄스의 주기는 (6)과 같이 정의된다.

$$\delta = 2 \frac{360}{P_s P_r} \text{ [deg.]} \quad (6)$$

단, P_s : 고정자의 극수
 P_r : 회전자의 극수

(6)에 나타난 펄스폭(δ)는 SRM에서 연속적인 토크를 발생시키기 위해 한 상이 담당해야 할 위치각의 폭이 된다.

엔코더의 두상의 위상차(γ)는 SRM의 정, 역운전시 동일한 형태의 상스위치를 형성하기 위한 위상차가 되며, 이는 SRM의 프로파일에 의해 결정된다. 엔코더의 FW상 펄스에는 두 개의 정보가 있다. 그 첫째는 펄스의 상승에지의 위치각이며, 이 각은 상스위치 on 용으로 이용된다. 두 번째 정보는 펄스폭이 되며, 이 값은 상스위치 on 유지각으로 사용된다. 엔코더 FW상을 기준으로 링카운터를 사용하여 상스위치 신호를 移相시킨다면 SRM 구동은 정확히 될 것이다.

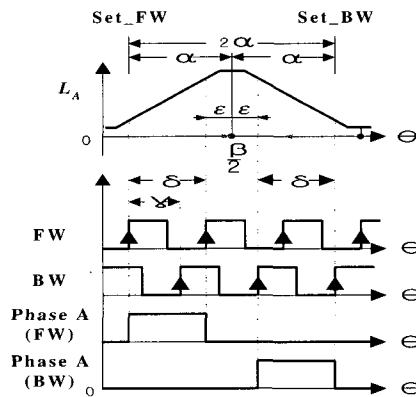


그림 5. 상 스위치의 스위칭 패턴.
Fig. 5. Switching patterns of the phase switch.

그림 5는 SRM의 한 상에 대한 인덕턴스 프로파일과 엔코더의 FW상 및 BW상 신호와 이때의 게이트신호를 나타내고 있다. 그림에서 β 는 SRM의 인덕턴스의 주기를 나타내며 그 값은 (7)과 같다.

$$\beta = \frac{360}{P_r} \quad (7)$$

ϵ 은 상 스위치의 인덕턴스 최대점의 중앙부를 기준으로 한 상 스위치의 off시점을 나타내고 있다. 이 각은 상스위치 on각인 α 에 의해 결정되며 그 관계식은 (8)과 같다.

$$\alpha = \epsilon + \delta \quad (8)$$

상스위치 on각인 α 는 전동기의 운전조건이나 인덕턴스 프로파일에 의해 설정되는 값이며, on각이 주어지면 off각은 자동적으로 주어진다. 엔코더 BW상은 역회전시 상스위치 on·off를 위해서 사용되며, FW상과 BW상의 위상차인 γ 에 의해 인덕턴스 프로파일 상에서 임의의 상스위치 on각을 설정할 수 있다. 또한 FW상과 BW상을 기존의 엔코더의 정, 역 판정회로를 그대로 적용하여 회전 방향을 감지할 수 있다. 정회전을 위해서는 Set_FW를 기준으로 각 상스위치를 FW상 클럭으로 4카운터마다 on 신호

로 사용하면 된다. 역회전을 위해서는 Set_BW를 기준으로 각 상스위치를 BW상 클럭으로 4 카운터마다 on 신호로 사용하면 된다.

2. 제어기의 구성

그림 6은 제안된 엔코더에 의한 8/6 SRM의 인덕턴스 프로파일과 엔코더의 출력 및 정·역회전 운전시의 각 상의 게이트신호를 나타내고 있다.

그림에서 보는바와 같이 정회전을 위해서는 FW상 클럭을 기준으로 하여 각 상스위치는 4카운터마다 on 신호로 사용하면 된다. 이를 위해서 4비트 시프트 레지스터나 4진 카운터와 2/4 멀티플렉스를 조합하여 사용하면 간단히 해결할 수 있다. 4비트 시프트 레지스터를 사용할 경우 상스위치의 초기치를 설정하기 위해서는 4개의 제어선이 필요하나, 4진 카운터와 2/4 멀티플렉스를 조합하여 사용하면 2개의 제어선을 이용하여 상스위치를 설정할 수 있다. 본 논문에서는 제어선을 적게 하기 위해서 4진 카운터와 2/4 멀티플렉스를 조합하여 상스위치 제어회로를 구성하였다. 역회전을 위해서는 BW상 클럭으로 4 카운터마다 on 신호로 사용하면 된다. 전동기의 정, 역회전 판정은 FW, BW상을 이용하여 기존의 엔코더에서 사용하는 방식을 그대로 사용한다

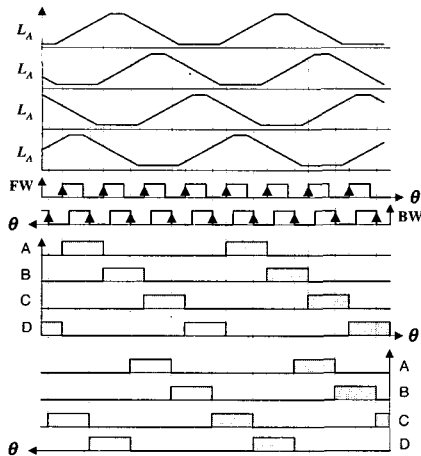


그림 6. 제안된 엔코더에 의한 SRM의 정·역회전 운전시의 각 상의 게이트신호.

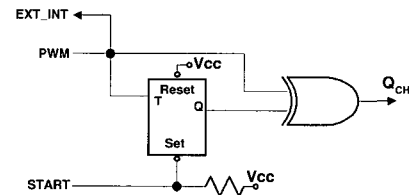
Fig. 6. Gate signal of each phase when SRM is rotating in the forward and backward directions by the proposed encoder.

본 논문에서 제안한 제어방식은 상스위치의 on, 및 off 각이 일정한 형태가 된다. 따라서 전동기의 속도를 제어하기 위해서는 전압제어 방식을 채택할 필요가 있다. 전압제어기는 80C196KC의 PWM단자를 이용하여 감압췌퍼(Buck chopper)를 구성하여 제어하였다.

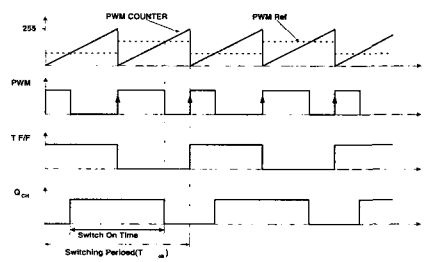
80C196KC에서 PWM용 카운터는 8 Bit를 사용하므로 그 분해능은 입력 DC전압에 대하여 1/256정도이므로 양호한 DC출력전압을 제어하기가 곤란하다. 따라서 본 실험에서는 PWM의 기능을 512인 9 Bit기능을 갖게 하기 위해 80C196KC의 PWM단자에 그림 7과 같은 T 플립플롭

과 EX-OR를 사용한 논리 회로를 추가하였다.

SRM의 여자전압인 DC전압을 제어하기 위해 기동시 START단자를 이용하여 T 플립플롭의 출력을 high로 설정하고 PWM주기마다 번갈아 가며 on할 시간과 off할 시간을 출력하면 된다. 또한 PWM을 동기를 위해서 PWM 출력을 외부 인터럽터로 사용하여 PWM출력의 상승 에지 시 새로운 PWM값을 PWM 레지스터에 쓰게 하였다. 또한 전동기를 구동에 있어 초기 위치각에 대한 정보가 없다. 이를 해결하기 위해서 본 구동방식에서는 기동 전에 임의의 한 상에 정격전류를 흘려 초기위치를 일정하게 하였다. 초기 기동전류를 흘리기 위해서는 전류제어기가 필수적이며, 전류제어기는 그림 8과 같은 피크전류 제어방식으로 전류를 제어하였다.



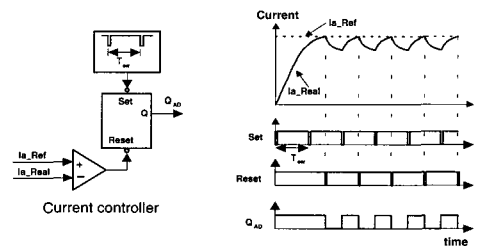
(a) Voltage controller



(b) operation waveform

그림 7. 전압제어기와 동작파형.

Fig. 7. Current controller and operation waveform.



(a) Current controller (b) Operation waveform

그림 8. 전류제어기와 동작파형.

Fig. 8. Current controller and operation waveform.

그림 8의 전류제어기는 비교기와 플립플롭으로 구성되어 있다. 스위칭 주기마다 플립플롭의 셀단자를 인에이블시켜 스위치를 on시켜 실제전류는 증가하게되고, 비교기에서 전류지령치와 실제전류를 비교하여 실제전류가 지령

치전류보다 크게 되면 리셋단자를 인에이블시켜 스위치를 off하여 전류는 감소하게 된다. 이러한 전류제어방식은 제어기의 속응성은 델타변조기법과 동일한 우수한 특성을 갖게 되고, 스위칭주파수는 일정하게 할 수 있다.

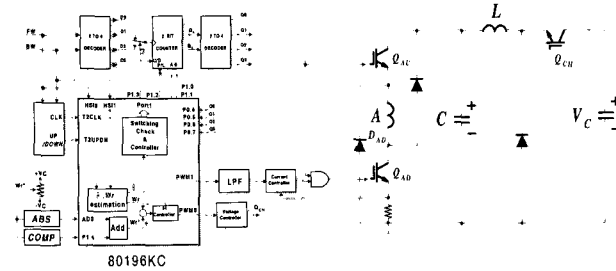


그림 9. 제어기의 블록도.

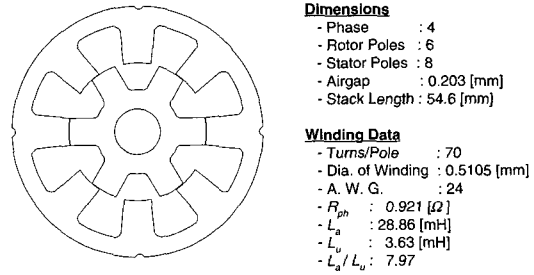
Fig. 9. Block diagram of the controller.

그림 9는 상스위치를 제어하기 위한 제어기의 블록도이다. 제어 및 상태를 표시하기 위해서 제어기는 80C196KC를 사용하였다. 우선 기동을 위해서는 로드단자를 인에이블 하여 시프트 레지스터에 Q_C 가 on 되게 하여 전류제어기와 더불어 로터의 위치를 셋에 위치시킨다. 그리고 정회전을 위해서는 엔코더의 FW상이 4진 카운터의 클럭입력으로 선택(DIR단자)한 후 로드단자를 이용하여 Q_A 가 on되게 하면 되고, 역회전을 위해서는 엔코더의 BW상이 4진 카운터의 클럭입력으로 선택한 후 Q_D 가 on되게 하면 된다. 기동시 및 운전시 스위칭 순서가 올바르게 되는지를 Port0의 상위 4bit를 검사하여, 만일 오동작이 발생하면 Port0을 통하여 스위치 상태를 바꾸게 된다. 또한 마이크로프로세서의 HSI핀으로 엔코더의 FW, BW상을 입력받아 전동기의 정, 역회전은 엔코더의 FW, BW상의 위상을 검출하여 판정하고, 속도는 타이머를 이용하여 기존의 엔코더 속도계산법인 M/T기법에 의해 계산되어진다. 기본적으로 전동기의 속도는 엔코더의 출력펄스에 의해 계산할 수 있다. 그러나 엔코더의 출력펄스는 그 수가 한정되어 있고, 또 전동기의 속도가 낮아질수록 계산속도는 오차가 많다. 따라서 임의의 시간동안에 발생된 엔코더의 펄스 수와, 그 시간 동안의 마이크로프로세서 프로그램 카운터의 고주파 클럭 펄스 수를 이용하여 속도를 계산함으로써 추정속도의 정도를 높이기 위한 것이 M/T기법으로, 자세한 내용은 문헌[9]에 잘 나타나 있다. DIR단자는 토오크의 정역에 의해 결정되어지고, R/L단자는 전동기의 정, 역회전에 의해 결정되어진다.

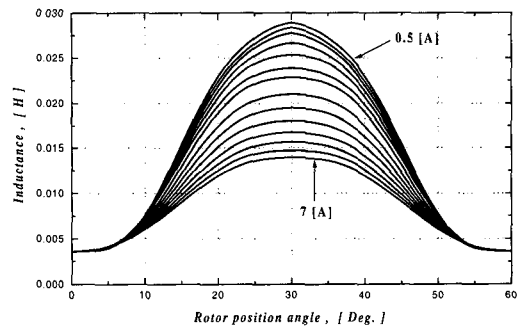
IV. 실험 결과 및 고찰

실험에 사용된 SRM은 고정자와 회전자극의 극이 8/6이고 400W, 2000rpm, 200V기기로써 그림 10(a)와 같은 구조를 가지며, 이를 구동시키기 위해 그림 10(b)와 같은 기존의 클래식 인버터를 사용하였다. 이 전동기의 인덕턴스 프로파일은 그림 10(c)와 같으며, 이것은 회전자를 1° 씩 변화시켜가면서 전류 한계치를 5A로 하고 이 한계치에 도달할 때까지 전압펄스를 인가하여 그때의 전류파형을 오

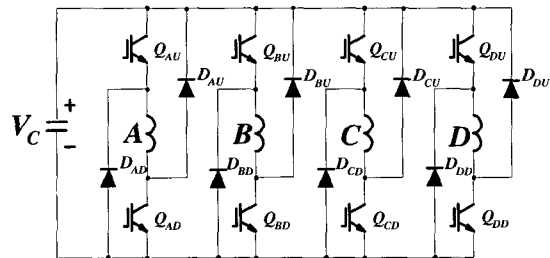
실로스코프로 측정된 뒤, 권선저항을 고려하여 측정된 전압 및 전류데이터에 의해 인덕턴스를 계산하였다. 따라서 얻어진 인덕턴스 프로파일은 SRM의 다이내믹 운전특성을 나타낼 수 있는 비교적 정확한 값이라 할 수 있다.



(a) The structure of SRM



(b) Inductance profiles



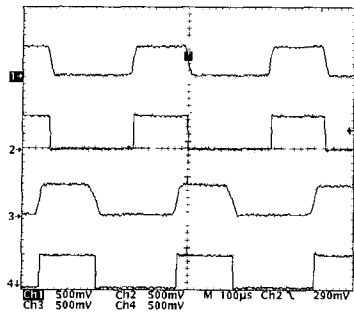
(c) Classic inverter circuit for SRM drive

그림 10. SRM의 구조와 인덕턴스 프로파일 및 구동용 인버터 회로.

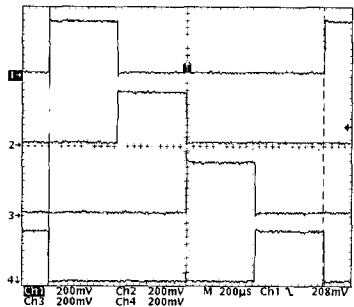
Fig. 10. The structure and inductance profiles of SRM and its inverter circuit.

먼저 SRM이 시계방향으로 회전하고 있을 때를 정회전, 반시계방향으로 회전하고 있을 때를 역회전이라 하면, 그림 11(a)는 SRM이 6000[rpm]으로 정회전하고 있을 때, FW 및 BW에 대한 포토커플러의 출력신호와 이것을 비교기를 통과한 출력신호를 나타내고 있다.

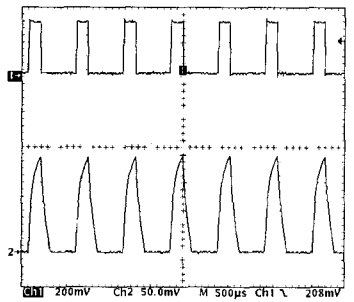
이때 비교기의 FW 및 BW 출력신호의 위상각 차이에 의해 전동기의 정·역회전을 판단하고, FW 또는 BW의 각 펄스의 상승에지마다 각 상에 순차적으로 게이트신호를 인가한다. 그림에서 포토커플러의 출력신호와 비교



(a) Output signals of photo-transistor and encoder



(b) Each phase gate signals



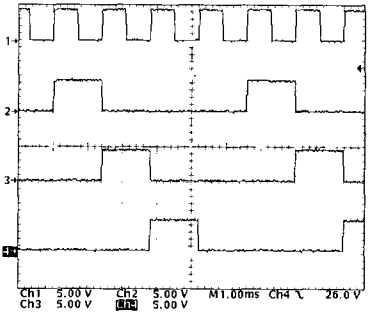
(c) Gate signal and corresponding phase current

그림 11. 상스위치 게이트신호 및 상전류 파형 (6000 rpm).

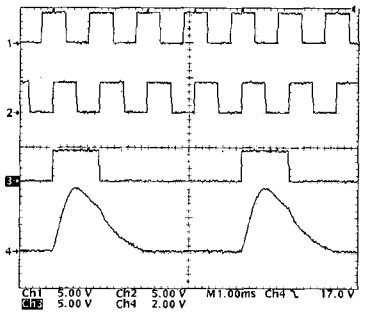
Fig. 11. Waveforms of the phase switch gate signals and phase current (6000 rpm).

기의 출력신호 사이에는 어느 정도 위상지연이 발생하게 된다. 그러나, 이 위상지연은 시간에 대한 위상지연이 아니고 위치에 대한 위상지연이 된다. 따라서 이 위치각 지연각은 전동기의 속도에 관계없이 항상 일정하므로 이 각도만큼 포토카플라의 위치를 보상해주면 원하는 정확한 위치각에서 스위칭 시킬 수 있다. 전동기 각 상의 게이트 신호를 그림 11(b)에 나타나 있으며, B~D상 신호는 A상의 신호를 15° 씩 시프트 시켰다. 그림 11(c)는 A상의 게이트신호와 전류를 나타내고 있다. 그림에서 보는 바와 같이 고속에서도 일정한 회전자위치각에서 상스위치가 on·off시킬 수 있으므로 상전류는 거의 동일한 형태를 가지며, 매우 안정된 속도 및 토크를 제어할 수 있음을 보이고 있다. 정확하고 안정된 상스위치의 on·off는 정상상태에서 시스템의 안정도에 큰 도움이 된다.

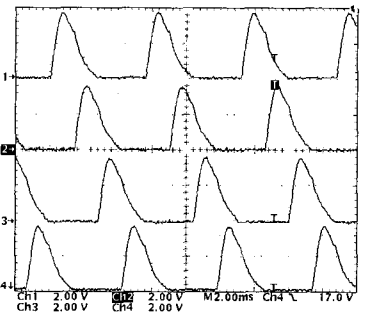
그림 12는 SRM이 1800[rpm]으로 정회전하고 있을 때의 실험 결과 파형이다. 그림 (a)는 정회전시의 FW에 대한 엔코더의 출력신호와 A~C상 신호 및 이때의 전류 파형을 나타내고 있으며, 그림 (c)는 각 상 전류를 나타내고 있다. 그림에서 보는 바와 같이 일정한 회전자위치각에서 상스위치가 on·off함으로써 상전류는 거의 동일한 형태를 가지고 있음을 알 수 있다



(a) Output signals of photo-transistor and encoder



(b) Gate signal and corresponding phase current



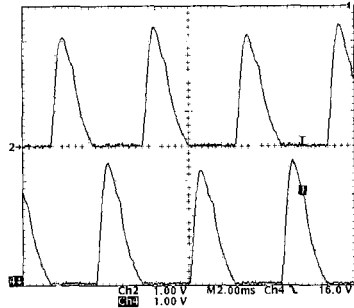
(c) Phase currents

그림 12. 상스위치 게이트신호 및 상전류 파형 (1800rpm).

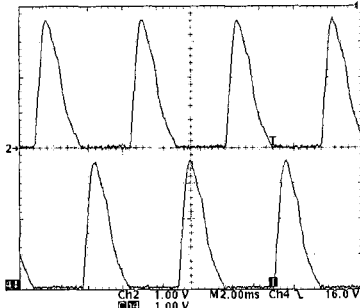
Fig. 12. Waveforms of the phase switch gate signals and phase currents(1800rpm).

그림 13은 SRM이 1800[rpm]으로 정회전하고 있을 때 기존의 마이크로프로세서 방식과 제안된 방식에서 상스위칭 안정도를 비교하기 위한 실험 결과 파형이다. 그림 13 (a)는 마이크로프로세서를 이용한 기존의 스위칭방식으로 상스위치의 on·off각 제어정도가 떨어져서 상전류

파형이 일정한 형태가 되지 못한다. 이 결과 상 토크에도 상당한 리플이 있을 것으로 사료된다. 한편, 제안된 상 스위칭 방식인 그림 13 (b)에서는 on·off각이 항상 일정한 위치에서 제어되어 상전류파형은 일정한 형태를 유지하고 있다.



(a) Conventional



(b) Proposed

그림 13. 제안된 방식과 기존방식의 상전류 파형 비교 (1800rpm).

Fig. 13. Comparison of phase current waveforms (1800rpm).

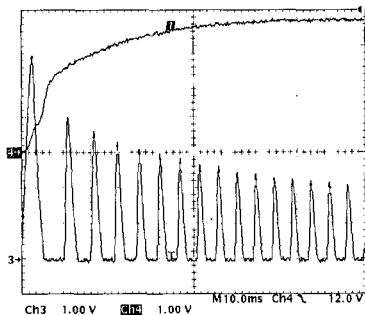


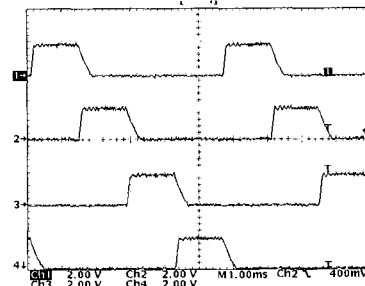
그림 14. 기동시의 속도 및 전류파형.

Fig. 14. Speed and current waveform at starting.

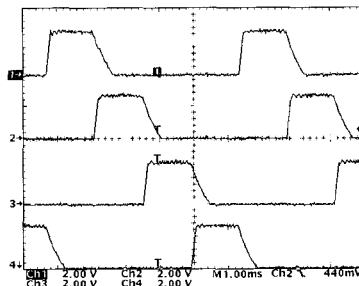
그림 14는 본 제어방식의 기동특성을 조사하기 위해 속도지령치를 1800[rpm]를 설정한 상태에서 속도 및 상전류 파형을 나타내고 있다. 그림에서 보는 바와 같이 기동 후 약 90[ms]후에 정상상태가 됨을 알 수 있다.

그림 15는 정격속도이하에서 제안된 엔코더를 이용한 상 스위칭 방식 하에서도 전류제어기로 전동기의 속도와

토크를 제어할 수 있음을 실험으로서 나타낸 것이다. 그림 (a) 및 (b)는 부하토크가 각각 1 N.m 및 2 N.m인 경우의 각 상전류파형을 나타낸 것으로, 부하가 변동하더라도 일정한 속도가 됨을 알 수 있다.



(a) When the load torque is 1 N.m



(b) When the load torque is 2 N.m

그림 15. 부하토크 가변시의 상전류 파형.

Fig. 15. Phase current waveforms at load variation.

V. 결론

SRM구동에 적합한 저가형 엔코더를 제안하고, 제안된 엔코더의 출력신호를 사용하여 간단한 논리회로에 의해 상스위치 제어방식을 제안하였다. 제안된 상스위치가 제어방식은 스위치 on·off각 지연이 SRM의 운전속도와 관계없이 항상 일정하므로 이를 적절히 보상시켜주면 항상 정확한 위치에서 on·off스위칭을 행할 수 있어 광범위한 속도영역에서 안정된 운전이 가능할 뿐만 아니라, 정·역 운전 및 PWM에 의한 전류제어운전도 가능함을 보였다. 나아가 엔코더 및 제어기를 저가격화함으로써 구동시스템의 안정화·저가화를 구현함으로써 SRM의 실용화 가능성을 실험을 통해 입증하였다.

참고문헌

[1] 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.
 [2] B. K. Bose, T. J. E. Miller, P. M. Szeszesny, and W. H. Bocknell, "Microcomputer control of switched reluctance motor", *IEEE Trans. on IA*, vol. 22, no. 4, pp. 708-715, 1986.
 [3] S. Vukosavic and V. R. Stefanovic, "SRM

- inverter topologies: A comparative evaluation", *IEEE Trans. on IA*, vol. 27, no. 6, pp. 1034-1047, 1991.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] Paul P. Acarnley, 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.
- [7] 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.
- [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] J. Y. Hung and Z. Ding, "Minimization of torque ripple in permanent magnet motors : A closed form solution," in *Conf. Rec. IECon '92*, pp. 459-463, 1992.



박성준

1965년 3월 20일생. 1991년 부산대 전기공학과 졸업. 동 대학원 석사(1993). 동 대학원 박사(1996). 1996~1999년 거제대학 전기과 조교수. 현재 부산대 지능기계공학과 박사수료. 동명대학 전기과 전임강사. 관심

분야는 전력전자, 메카트로닉스, 제어자동화.



박한웅

1959년 8월 4일생. 1983년 부산대 전기공학과 졸업. 동 대학원 석사(1987). 동 대학원 박사(1997). 현재 해군사관학교 전기과 조교수. 관심분야는 전기기기, 메카트로닉스, SRM, 프로세스 및 파라메타 추정기법.