

論文99-36S-4-4

# 위치센서를 사용하지 않는 SRM에 대한 새로운 속도제어 알고리즘

## (A New Speed Control Algorithm for SRM Without a Shaft Position Sensor)

金兌翰\*, 河仁重\*, 安種普\*\*, 金相權\*\*\*

(Tae-Han Kim, In-Joong Ha, Jong-Bo Ahn, and Sang-Gweon Kim)

### 요 약

본 논문에서는 위치센서 없는 Switched reluctance motor에 대해 저가로 구현가능한 새로운 속도제어 알고리즘을 제안한다. 대부분의 기존의 연구결과들은 상전환을 위한 점호각을 정확히 검출하는 것을 목표로 하였다. 그러나, 점호각 검출에서의 오차는 고속운전시 발생토크맥동과 효율의 저하, 심지어 탈조를 야기해 왔다. 속도제어를 위해 제안하는 방법은 잘 알려진 phase locked servo(PLS) 속도제어루프에  $\Delta\text{PLL}$ 과 유사한 점호각추정기를 위상검출기로 사용하는 것이다. 그것에 의하여, 제안한 알고리즘은 점호각검출오차와 발생토크맥동을 줄일 수 있다. 따라서, 저가로 고속운전에서의 속도오차를 감소시킬 수 있다.

### Abstract

This note proposes a new speed control algorithm for switched reluctance motors without a shaft position sensor, which can be implemented at low cost. Most previous works aim at accurately detecting the firing position for commutation. However, the detection error of firing position causes inevitably some torque ripple, low efficiency and even the loss of synchronism at high speed. In our approach to sensorless speed control, a  $\Delta\text{PLL}$ -like firing position detector is incorporated into previously known phase locked servo(PLS) speed controller. Thereby, the proposed algorithm can reduce significantly the detection error of firing position, and hence torque ripple. As the result, high speed control can be achieved with small speed error but at low cost.

### I. 서 론

SRM은 내환경성과 내충격성 및 구동방법의 단순함으로 인해 주목받아 왔다. SRM의 구동을 위해서는 최소한 상전환이 일어나는 점호각에 대한 정보가 필요한

데, 점호각을 검출하기 위한 위치엔코더, 레졸버나 홀-센서는 내환경성, 내충격성이 열악하며 비용을 상승시킨다. 그리하여 기존의 많은 연구들이 SRM의 가격 경쟁력과 견실성향상을 위해서, 위치센서를 사용하지 않고 점호각을 검출하는 방법을 그 주제로 하였다<sup>[1,3,4,5]</sup>. [1]에서 Acarnley 등은 전압펄스를 여자되지 않은 상에 가하여 회전자위치의 함수인 인덕턴스를 측정하는 방법을 제시하였고, [2]에서 Bass 등은 개루프제어로 안정성을 확보하는 방법을 제시하였다. [3]의 Lyons 등은 자속추정치와 전류의 관계를 이용하여 위치를 추정하였다. [4]에서 Ehsani 등은 여자되지 않은 상에 변조전압을 주입하여 출력전류로 회전자의 위치를 추정하는 방법을 제시하였다. Husain 등은 [5]에서 상호인덕턴스에 의해 여자되

\* 正會員, 서울대학교 電氣工學部

(School of Elec. Eng., Seoul National Univ.)

\*\* 正會員, 韓國電氣研究所

(Korea Electrotechnology Research Institute)

\*\*\* 正會員, 三星電子 株式會社 冷空調研究그룹

(Samsung Electronics CO., LTD Ref. & Air Conditioning Rearch Group)

接受日字:1998年3月16日, 수정완료일:1998年12月11日

지 않은 상에 유기된 전압을 측정하여 회전자위치를 추정하였다. 최근에는 Lopez 등이 [6]에서 상전류 미분의 영점교차시점에 동기된 디지털 phase locked loop(PLL)을 사용하여 점호각을 추정하는 방법을 제시하였다. 그 중 Acarnley 등[1]이 사용한 방법이 가장 간단한 회로로 구현이 가능한데 이 방법은 고속 운전에서는 심각한 점호각오차를 가지며 그로 인한 토크맥동과 탈조를 야기할 수 있다. 개루프제어의 경우에는 [2]와 같은 방법이 있으나 효율의 저하를 감수해야 한다. 또, [3,4,5]에서는 부가적인 아날로그 소자들을 필요로 하고, [6]에서는 PLL구현을 위한 programmable logic device(PLD)와 아날로그소자가 요구된다.

본 논문에서는 고가의 추가회로들을 사용하지 않고 저속저분해능인 A/D변환기를 사용하거나 심지어 [1]에서 사용한 회로와 같이 비교기만을 사용하여 고속 속도제어를 가능하게 하는 방법을 제시한다. 제안하는 방법은  $\Delta\Sigma$ PLL 점호각 추정기와 phase locked servo(PLS) 속도제어기를 동시에 사용하여 센서없는 SRM의 중저수준의 속도제어를 가격경쟁력있게 구현한다. 논문의 구성으로는 먼저 문제설정과 기존의 방법을 다루고 새로운 제어방법의 모델과 구현방식을 제시한 후 실험을 통해 제안한 방법의 타당성을 보인다.

### II. 문제설정 및 기존의 방법

자기포화, 상호인덕턴스의 효과가 무시될 수 있다면, SRM의 동역학식은 다음과 같다.

$$L(\theta_k) \dot{i}_k = -Ri_k - \frac{dL(\theta_k)}{d\theta_k} \dot{\theta}_k i_k + V_k \quad (1)$$

$$\theta_k = \theta_e + \frac{2\pi}{N_s}(k-1)$$

$$J\ddot{\theta}_e + B\dot{\theta}_e + N_p T_L = N_p T_e(i, \theta_e) \quad (2)$$

$$i = [i_1, i_2, \dots, i_N]$$

$$T_e(i, \theta_e) = \sum_{k=1}^N \frac{1}{2} N_p \frac{dL(\theta_k)}{d\theta_e} i_k^2 \quad (3)$$

여기서  $N_s$ ,  $N_p$ ,  $\theta_e$ ,  $T_L$ ,  $J$ 와  $B$ 는 각각 고정자 돌극쌍의 수, 회전자 돌극 수, 전기각, 부하토크, 회전자의 회전관성, 마찰계수를 나타내고,  $L(\theta_k)$ 는 k상의 인덕턴스,  $i_k$ ,  $V_k$ 는 각 상의 전류, 전압을 의미한다.

만약 위의 시스템에서 회전자의 위치를 검출하기 위

해, 측정용 전압펄스가 현재 토크를 생성하고 있는 상의 다음에 여자될 상에 가해진다면, 인가당시에 상전류가 0이므로 식 (1)에 대해 다음의 근사가 타당하다. 단,  $V_{DC}$ 는 전원 전압이다.

$$\frac{\Delta i_k}{\Delta t} \approx \frac{V_{DC} - Ri_k - \frac{dL(\theta_k)}{d\theta_k} \dot{\theta}_k i_k}{L(\theta_k)} \quad (4)$$

$$\approx \frac{V_{DC}}{L(\theta_k)}$$

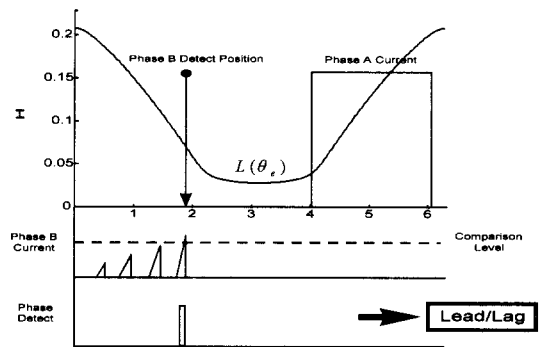


그림 1. 전압펄스에 의한 위상검출  
Fig. 1. Phase detection using artificial pulse train.

식 (4)에 의해 측정용 전압펄스에 의한 전류의 최고값은 그림 1과 같이 회전자의 위치의 함수인 인덕턴스에 반비례한다. 따라서, 전류응답의 최고값을 사용하여 회전자의 위치에 대한 정보를 얻을 수 있다. Acarnley [1]는 위치센서없이 최적의 상전환 시점을 찾기 위해, 그림 1과 같이 연속적인 펄스열(pulse-train)을 사용했다. 이 방법은 각 상에 한개의 비교기와 펄스주입용 논리회로만 필요로 하므로 추가의 아날로그소자 없이 비교적 저렴하게 구현이 가능하다<sup>[3,4,5]</sup>. 하지만, 측정용 전압펄스를 가하는 기간이 상전환 주기에 비해 아주 짧지 않으면 점호각은 미리 결정된 최적의 상전환 위치로부터 심하게 차이가 날 수 있고 이에 의한 발생 토크의 심한 맥동을 피할 수 없다. 측정용 펄스를 가하는 기간은 임의로 줄일 수 없는데, 이는 펄스를 인가하는 기간이 짧아지면 측정대상인 전류도 작아지므로 측정값이 전기적 잡음에 심하게 영향받기 때문이다.

### III. 새로운 제어방법

저가의 측정용 펄스인가법을 이용하면서도 토크맥동과 잡음영향에 대한 공통적인 대응을 위해 본 논문



$$\begin{aligned} \tilde{\omega}_e[n] = & \left[ 1 - \frac{B}{J} \frac{2\pi}{N_s \omega_e^*} \right. \\ & \left. (1 - k_1 \text{sgn}(\phi[n-1])) \right] \tilde{\omega}_e[n-1] \\ & + \frac{1}{J} \frac{2\pi}{N_s \omega_e^*} (1 - k_1 \text{sgn}(\phi[n-1])) \\ & [N_p \ell v[n-1], \phi[n-1] - N_p T_L - B \omega_e^*] \end{aligned} \quad (11)$$

결과적인 전체시스템은 식 (8)의 위상오차식, 식 (10)의 속도제어용 전압식, 그리고 식 (11)의 속도오차식으로 나타내어진다.

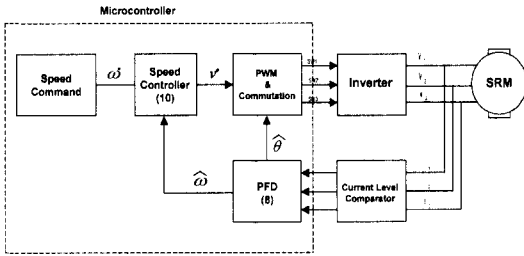


그림 3. 실험시스템의 구성  
Fig. 3. Experimental system configuration.

제안한 제어 방식은 그림 3과 같이 구현되었다. 인버터와 전류비교기는 그림 4와 같이 간단히 구성된다.

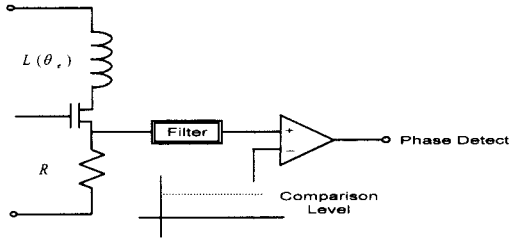


그림 4. 인버터와 전류비교기의 회로구성  
Fig. 4. The circuit topology of the inverter and the current comparator.

그림 4의 PFD(phase frequency detector) 와 전류비교기는 그림 3의 LF(discrete time loop filter), DCO(digitally controlled oscillator) 그리고 2-bit 위상 검출기(sign 함수)에 대응한다. 비교기로 구현된 위상검출기는 A/D변환기의 극단적인 저가구현이며 분해능이 낮고 변환속도가 늦은 A/D변환기로도 점호각 추정속도와 정밀도를 향상시킬 수 있다. 앞에서 살펴본 바와 같이 위상검출기는 속도명령에 대한 속도오차가 작은 경우에 수렴하므로 기동시에는 Acarnley [1]의 방법처럼 연속적인 추정용 펄스를 가하여 상

전환을 하여 가속한다. 상전환 사이의 추정펄스의 수로 추정되는 속도가 가속명령에 이르면 제안한 방법으로 전환하게 된다. 제안한 방법의 구현순서는 다음과 같다. 먼저, 상전환이 일어남과 동시에 새로이 여자된 상 다음의 상에 추정용 전압펄스가 인가된다. 추정용 펄스가 인가된 상의 전류파형에서 최고값을 취하여 회전자의 기준위치에 대한 앞섬/뒤짐을 판별한다. 만일, 전류의 최고값이 기준전류보다 높으면 인덕턴스가 기준 인덕턴스보다 작은 것을 의미하고 그것은 결국 회전자가 기준위치보다 앞서있다는 것을 의미한다. 그렇다면 DCO 주기와 전압명령을 미리 결정된 양만큼씩 감소시킨다. 반대의 경우에는 DCO 주기와 전압명령을 증가시킨다. 그 후에 전동기가 계속 구동상태에 있으면 DCO의 주기가 지나고나서 다시 상전환과 추정펄스인가가 반복된다. DCO는 타임머인터럽트(timer interrupt)나 디지털계수기(digital logic counter)를 사용하여 쉽게 구현될 수 있다.

#### IV. 실험 결과

실험에 사용한 SRM은 6/4구조로써 토크생성특성은 그림 5와 같다.

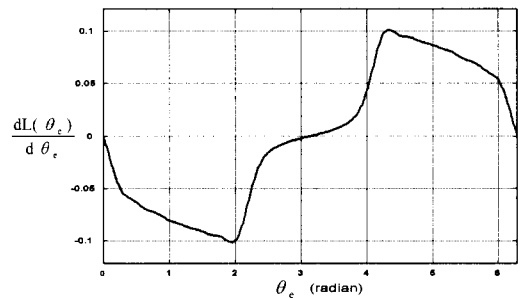


그림 5. 각 상의 토크생성 곡선  
Fig. 5. Curve of the generated torque per phase.

만일 상전류가 이상적인 구형파의 개형을 가지고 1 상여자로 구동된다면 점호각에 대한 평균토크는 그림 6의 개형을 가진다.

이 평균토크개형으로부터, SRM이 최적의 효율을 내기 위해서는 점호각이 전기각으로 235도가 되어야 하는 것을 알 수 있다. 하지만, 실제 시스템에서는 전류응답의 지연으로 인해 이상적인 구형파 전류로 구동할 수 없고 그림 7, 그림 8과 같이 입력전압에 대해

지연을 가진 형태로 전류응답이 나타나게 된다.

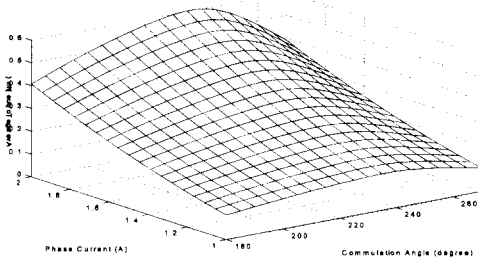


그림 6. 점호각에 대한 평균토크 개형  
Fig. 6. Average torque in case of ideal rectangular phase current versus firing angle.

따라서, 평균적인 부하조건과 구동속도에 따라, 최적의 점호각은 실험적으로 구해져야 한다. 입력전력을 비교하는 실험에 의해 무부하시엔 235도, 자기브레이크로 0.2 Nm의 부하를 가한 경우엔 210도 정도의 점호각이 최적이었다. 실험에 사용한 SRM은  $N_s=3$ ,  $N_p=4$ ,  $J=0.1e^{-3}kg \cdot m^2$ ,  $B=0.2e^{-3}Nm \cdot sec \cdot rad^{-1}$ 의 계수를 가지고, 알고리즘에 사용된 이득은  $k_1=0.03$ ,  $k_2=-0.05$  이다.

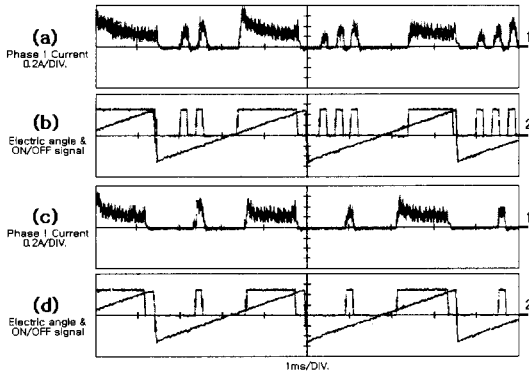


그림 7. 실험결과 : 4200RPM, TL=0Nm (a)(b) 기존의 펄스열에 의한 방법 (c)(d) 제안된 방법  
Fig. 7. Experimental Results : 4200RPM, TL=0Nm (a)(b) the pulse train method (c)(d) the proposed method.

본 논문에서 제안하는 방법과 기존의 연속적인 펄스열을 사용하는 방법과의 비교실험이 이루어졌다. 4200RPM 구동시 연속적인 펄스열로 점호각을 검출하면 측정주기의 길이와 신호잡음에 의해 그림 7의 결과와 같이 점호각 검출오차가 심하게 변화하는 것을

알 수 있다. 기존의 방법으로는 속도가 높아질수록 점호각 검출오차는 점점 커졌고 부하를 가한 실험에서는 탈조하였다. 반면, 제안한 방법은  $T_L = 0.2Nm$ 의 부하를 가한 상태에서도 그림 8과 같이 점호각 검출이 잘 이루어졌다.

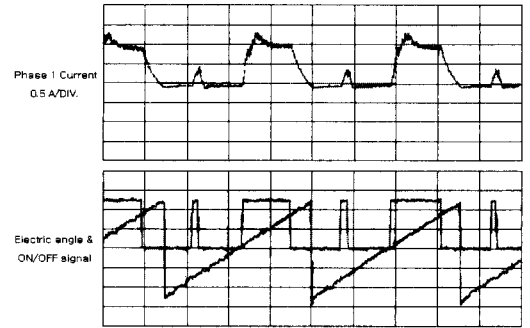


그림 8. 실험 결과 : 4200RPM, TL=0.2Nm  
Fig. 8. Experimental results : 4200RPM, TL=0.2Nm.

### V. 결론

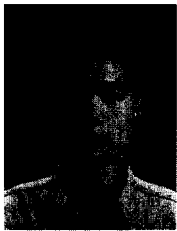
제안한 방법은 부하토크가 극심하게 변하지 않는 경우에 한하여 센서리스 SRM의 속도제어성능을 다음과 같이 향상시킨다. 첫째, 고속구동시에 점호각검출오차를 기존의 방법보다 감소시키며 그로 인해 발생토크맥동을 감소시켜 고속에서의 탈조를 방지한다. 둘째, 발생토크맥동의 감소로 속도제어정밀도를 향상시킨다. 셋째, 최적효율에 가까운 위치에서 상전환이 발생하게 하여 효율을 위치센서를 사용한 정도로 유지한다. 그리하여, 센서리스 SRM의 성능을 큰 추가비용 없이 향상시킬 수 있다. 앞으로의 연구로는 제안한 알고리즘의 안정성 해석과 수렴역의 규명이 필요하다.

### 참고 문헌

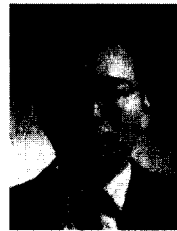
[1] P.P. Acarnley, et al., "Detection of Rotor Position in Stepping and Switched Motors by Monitoring of Current Waveforms," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.32, No.3, pp.215-222, Aug. 1985.  
[2] J.T. Bass, et al., "Robust Torque Control of Switched-Reluctance Motors Without a Shaft-Position Sensor," *IEEE Trans. Ind.*

- Electron.*, vol.IE-33, No.3, pp.212-216, Aug. 1986.
- [3] J.P. Lyons, et al., "Flux/Current Methods For SRM Rotor Position Estimation," *IEEE Ind. Appl. Conf.*, Dearbon, MI, pp.482-487, Sept. 1991.
- [4] M. Ehsani. et al. "New Modulation Encoding Techniques for Indirect Rotor Position Sensing in Switched Reluctance Motors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol.30, No.1, pp.85-91, Jan./Feb. 1994.
- [5] I. Husain, et al., "Rotor Position Sensing in Switched Reluctance Motor Drives by Measuring Mutually Induced Voltages," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol.30, No.3, pp.665-671, May/June 1994.
- [6] G.G. Lopez, et al., "A New Sensorless Method for Switched Reluctance Motor Drives," *IEEE Ind. Appl. Conf.*, Dearbon, MI, pp.564-570, Sept. 1997.
- [7] G.C. Hsieh, J.C. Hung, "Phase-Locked Loop Techniques-A Survey," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.43, No.6, pp.609-615, Dec. 1996.
- [8] J. Tal, "Speed Control by Phase-Locked Servo Systems - New Possibilities And Limitations," *IEEE Trans. Ind. Electron. Contr. Instr.*, vol.IECI-24, No.1, pp.118-125, Feb. 1977.
- [9] I. Galton, "Analog-Input Digital Phase-Locked Loops for Precise Frequency and Phase Demodulation," *IEEE Trans. Circuits. Syst.*, vol.42, No.10, pp.621-630, Oct. 1995.

저 자 소 개



金 兌 翰(正會員)  
1973년 4월 26일생. 1995년 서울대 공대 제어계측과 졸업. 1997년 동대학원 제어계측과 졸업(석사). 현재 동대학원 전기공학부 박사과정.



河 仁 重(正會員)  
1951년 3월 10일생. 1973년 서울대 공대 전자공학과 졸업. 1985년 미국 Univ. of Michigan 졸업(공학박사). 현재 서울대 공대 전기공학부 교수



安 種 普(正會員)  
19XX년 X월 XX일생. 1986년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1995년 한국과학기술원 자동화 및 설계공학과 졸업(석사). 현재 한국전기연구소 선임연구원



金 相 權(正會員)  
1955년 8월 7일생. 1981년 경북대학교 공대 전자공학과 졸업(학사). 현재 삼성전자 냉공조연구그룹 수석연구원