

단상 SRM의 제어 모드 변환에 관한 연구

고성철*, 안준선*, 김솔**, 이주*
 *한양대학교 전기공학과, **유한대학교 전기정보과

A Study on the Mode Conversion of Control in the Single Phase Switched Reluctance Motor

SUNGCHUL GO, JOONSEON AHN, SOL KIM, JU LEE
 ECE Division HANYANG UNIVERSITY

Abstract - A pulse with modulation(PWM) that keeps a constant angle of dwell and adjust duty ratio is a good method to control a speed of SRM. And a method of one pulse control is proper a operation on range of high speed in SRM for a good energy efficiency. Because PWM method is more safety than one pulse method, conversion of those is best choice according the speed range. So, some algorithm is need for smooth conversion of the mode of control.

This paper presents a factor of conversion that proper the conversion of control mode between PWM and one pulse method This factor is from estimation of torque and proper at the variable range of conversion and show the better conversion characteristic than constant factor of conversion.

1. 서 론

본 논문은 청소기용 단상 스위치드 릴럭턴스 전동기(이하 SRM)의 고속 구동에 있어서 필요한 제어 모드의 변환에 관한 연구이다. SRM의 제어 방법은 크게 일정한 드웰각을 유지하고 듀티비를 제어하는 PWM 제어방법과 스위칭 각도를 제어하는 단일 펄스 제어 방식으로 분류할 수 있다. 고속 구동 시 PWM 제어 방법 보다 단일 펄스 제어 방법이 에너지 효율의 측면에서 유리하며, 저속 구동 시 일정한 스위칭 주파수를 갖는 PWM 제어 방식이 더욱 안정적이다. 최종 구동 영역이 고속일 경우 저속에서 PWM 제어 방법을 사용하고 고속영역에서 단일 펄스 제어 방법을 사용하는 것이 효과적이고, 따라서 PWM 제어 방법과 단일 펄스 제어 방법의 모드 변환이 필요하다.[2][3][4][7]

삼각파 비교 PWM 제어 방법을 사용하기 위해서 지령 전압을 기준 삼각파와 비교하여 턴 온, 오프를 결정하여야 하므로 제어기 출력을 지령 전압으로 사용해야 하며, 단일 펄스 제어 방법을 사용할 때는 스위칭 제어각도 동안 도통시킬 수 있도록 타이머 주기를 결정한다. 본 논문에서 저자는 PWM 제어 방법을 사용하기 위해서 전압 지령으로 PI 속도제어기의 출력을 이용하였으며, 단일 펄스 제어 방법을 사용하기 위해서 같은 제어기의 출력을 타이머 주기로 변환하여 사용하였다.[3] 본 논문에서 같은 전동기는 고속 구동 청소기용이므로 감속 구동을 고려하지 않았다.

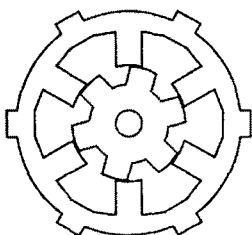
Matlab Simulink 소프트웨어를 이용하여 전동기 시방에 맞추어 단상 SRM을 모델링하였다. 그리고 PI 속도제어기를 구현하였고[5], 제어기 출력을 이용하여 PWM 제어부와 단일 펄스 제어부를 구성한 후 특정속도에서 사용할 제어기 선택이 가능하도록 모델링하였다. 그리고 제어기 출력과 단일 펄스 제어부 사이에 적정 변환계수 추정부를 연결하여 계산된 변환계수를 이용하도록 구성하고 제어 모드 변환 시 특성을 살펴보았다.[6]

2. 본 론

2.1 SRM 모델

본 논문에서 사용한 청소기용 단상 스위치드 릴럭턴스 전동기의 설계 모델은 그림 1에 나타내었고, 사양은 표 1과 같다.

PWM 제어 시 스위칭 주파수는 10[kHz]이며 한 주기는 기계각으로 60°이며 최대 인덕턴스 지점은 30°, 최소 인덕턴스 지점은 0°이다. 드웰각은 24°도로 발생 토크의 크기를 높이기 위하여 -3°에 스위치가 도통되며 21°에 오프된다.[1][4] 단일 펄스 제어의 경우 턴 온 각도는 동일하며 턴 오프 위치를 제어하게 된다.



〈그림 1〉 6/6극 단상 SRM

〈표 1〉 단상SRM 사양

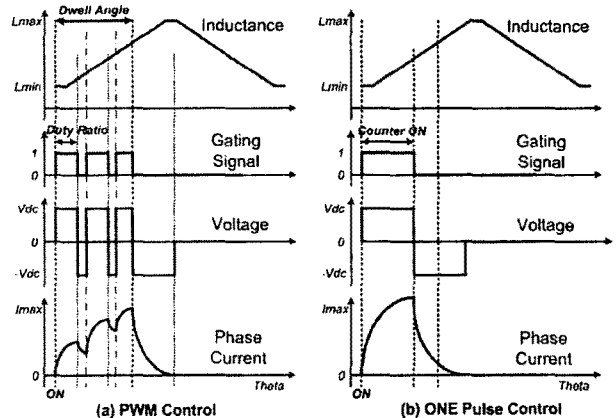
항목	값
상 수	단 상
극 수	6 6극
공극 길이	0.3 (mm)
β_r	27 (°)
β_s	30 (°)
적층폭	32.5 (mm)
저항	0.348 (Ω)

2.2 제어 모드의 변환

PI 피드백 속도 제어기를 이용할 경우 지령 속도와 실제 속도의 오차가 0일 경우 제어기 출력이 0이 된다. 센서 2개를 사용하여 드웰각의 시작과 끝 지점에서 신호를 발생시키도록 전동기에 센서를 부착시킨다. 전동기는 역방향 운전이 필요하지 않은 고속 구동 청소기용이므로 감속이 필요한 경우에는 전원을 인가하지 않는다. 따라서 제어기 출력이 0인 경우 전동기에 인가하는 전압이 0이 되므로 제어기 출력을 최소 0, 최대 V_{max} 로 설정하고 안티와인드업을 구현하였다.[5] 사용한 PWM 제어 방법은 삼각파 비교 방식으로 0부터 C_{max} 까지 변화하는 카운터를 이용하여 10[kHz]주기를 갖는 기준파형을 생성하고, 제어기 출력 정보 V_{ref} 을 V_{max} 일 경우 C_{max} 가 되도록 상수 K_{PWM} 을 곱한 후 삼각파와 비교를 통해 게이팅 신호를 생성한다. 결정된 게이팅 신호의 듀티비를 이용하여 인덕턴스 파라미터와 게이팅 신호, 전압, 전류의 관계를 그림 2(a)에 나타내었다. 단일 펄스 제어 방식의 경우 독립 카운터를 이용하여 드웰각의 시작 신호가 발생하면 저장된 카운터 동작 주기 동안 게이팅 신호를 발생시킨다. PI 속도 제어기의 출력의 듀티비 V_{ref}/V_{max} 를 계산하여, 전체 드웰각도(θ_{dwell})와 현재 회전각속도(ω_m)를 이용하여, 단일 펄스 제어 시 인가 시간 T_{OP} 을 식(1)과 같이 결정할 수 있다.

$$T_{OP} = \frac{V_{out}}{V_{max}} \times \frac{\theta_{dwell}}{\omega_m} \quad (1)$$

단일 펄스 제어 방법을 이용할 경우 인덕턴스 파라미터의 위치에 따른 변화, 결정된 타이머 주기와 게이팅 신호, 전류의 관계를 그림 2(b)에 나타내었다.



〈그림 2〉 제어 방법의 설명

본 논문에서는 저속영역에서 PWM제어 방식을, 고속 영역에서 단일 펄스 제어 방식을 사용하여 중간에 제어 모드의 변환이 이루어진다. 따라서 초기 PI 속도 제어기의 출력을 삼각파 비교 PWM의 지령으로 사용하며 단일 펄스 제어 모드로 변환할 때, 그 지령을 적절한 도통 타이머의 주기로 변환해야 한다. 변환 방법은 앞에서 설명한 식 (1)과 같지만 단일 펄스 제어 방식으로 변하는 순간에 문제가 발생할 수 있다. 변환 직전의 제어기 출력은 PWM 제어방식에 적합한 전압 지령이다. PWM 제어방식의 경우 듀티비에 의하여 전류의 가감이 존재하게 되고 이로써 발생하는 토크는 전류 파형의 영향을 받는다. 하지만 동일 속도에서 PWM 제어 방식동안 도통된 시간과 동일한 시간을 단일 펄스 제어 방식에서 도통시킬 경우, 한 주기 동안 총 도통 시간은 동일하지만 전류의 최대치가 달라진다. 그로 인해서 발생 토크가 증가하여 속도의 상승이 이루어져서 속도 제어 특성이 나빠지며 상승된 전류의 최대치에 의하여 스위칭 소자에 무리를 줄 수 있다. 적절한 낮은 전류의 급상승은 제어 모드의 변환 후 몇 주기 동안 지령의 변화 및 인가 전류를 살펴보면 알 수 있다. 필요치 않은 전류의 상승이 발생한 경우, 갑작스런 속도 상승이 이루어지게 되며 따라서 제어기 출력이 낮아져서 한동안 인가 전류의 크기가 줄어들거나 인가되지 않는 구간이 발생하므로 변환계수 설정이 필요하다.

2.3.1 변환계수

따라서 PWM 제어 방식의 도통 시간을 이용하여 단일 펄스 제어 방식의 도통 시간은 K_{conv} 변환계수를 이용하여 식(2)와 같이 설정할 수 있다.

$$T_{OP} = K_{conv} \times T_{PWM} \quad (2)$$

T_{PWM} 는 PWM 제어방식의 도통 시간이며 변환계수는 임의로 대입하여 만족하는 값을 찾을 수 있지만, 변환속도가 바뀌면 변환비도 바뀔 수 있으므로 변환 직전과 변환 직후의 한 주기 동안 발생 토크의 추정치가 동일한 단일 펄스 제어 시 도통 각도 θ_{OP} 를 구하면 PWM 제어 방식의 총 도통 각도 θ_{PWM} 를 이용하여 식 (3)과 같이 변환계수를 구할 수 있으며 이 상수를 이용하여 단일 펄스 제어 방식의 타이머 주기를 결정할 수 있다.

$$\frac{\theta_{OP}}{\theta_{PWM}} = K_{conv} = \frac{T_{OP}}{T_{PWM}} \quad (3)$$

2.3.2 토크의 추정

토크 분담 함수, 에너지 변환법 및 신경망 이론을 이용하여 SRM의 토크 추정에 관한 많은 연구가 수행되었다.[1][8] 많은 메모리 공간 및 기계적 출력의 측정 및 고성능 프로세서의 필요 등의 이유로 인하여 전압방정식을 통한 간단한 토크 추정을 이용하였다. SRM의 극수 P 를 고려한 토크는 식 (4)와 같다.

$$T = \frac{1}{2} P i^2 \frac{dL}{d\theta} \quad (4)$$

토크 추정을 위해서 인덕턴스 파라미터의 연산이 필수적이다. 본 논문에서는 FEM 해석을 통하여 측정된 인덕턴스 파라미터를 위치에 따른 6차 다항식으로 표현하여 이용하였으며 전류의 추정은 전압방정식을 이산형태로 치환하여 구하였다. SRM의 전압방정식은 식 (5)와 같다.[4][7]

$$V = Ri + L \frac{di}{dt} + i\omega \frac{dL}{d\theta} \quad (5)$$

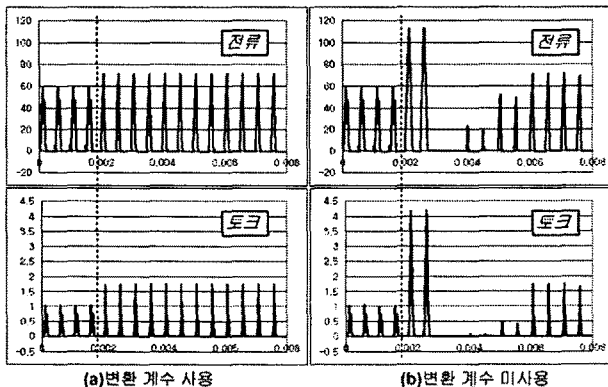
한 주기에서 속도의 변화가 없다고 가정할 경우 전류의 시간에 따른 변화율을 위치에 따른 변화율과 속도의 곱으로 표현할 수 있다. 위 위 식을 이산적인 형태로 바꾸면 식 (6)과 같다.

$$i_N = \frac{V_N(\theta_N - \theta_{N-1}) + \omega L_N i_{N-1}}{R(\theta_N - \theta_{N-1}) + \omega L_N + \omega(L_N - L_{N-1})} \quad (6)$$

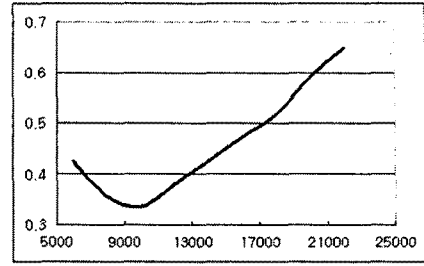
인가 저압은 듀티비와 추정 전류의 상태에 따라서 +DC 링크 전압, 0 그리고 -DC 링크 전압이 걸리는 것으로 가정하였다. 단일 펄스 제어 시 한 주기에서 스위치의 온 오프는 한 번씩 발생하므로 스위치 온 구간을 0도부터 조금씩 증가시켜가면서 위의 식을 이용하여 토크를 추정하여 PWM 제어 방식으로 추정된 토크에 근접하였을 때의 도통각도를 이용하여 제어방식에 따른 도통각도의 비를 식 (3)과 같이 구하고 이를 도통 시간의 변환에 이용할 수 있다.

2.3 속도에 따른 변환계수의 변화

다양한 속도 변환 영역에서 변환계수를 사용하지 않은 경우와 사용한 경우의 전류 및 토크 특성 변화를 살펴보기 위하여 20000[rpm]속도에서 추정된 변환계수를 사용한 경우가 그림 3(a)에, 사용하지 않은 경우가 그림 3(b)에 있다. 이 때 변환계수는 0.5919이다. 6000[rpm]부터 22000[rpm]까지 추정된 변환계수의 값이 그림 4에 있으며, 변환 속도가 상승할수록 역기전력과 부하토크가 상승하므로 제어기 출력이 상승하게 되고 제어기 출력이 상승할수록 PWM 제어 방식에 의한 인가 전류가 단일 펄스 제어법에 의한 전류에 가까워지므로 변환 비율이 상승함을 알 수 있다. 하지만 10000rpm 이하의 영역에서 저속에 의한 듀티비의 상승으로 변환비의 상승이 나타난다.



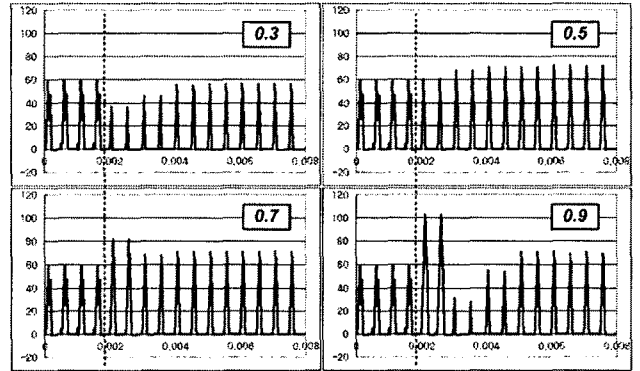
〈그림 3〉 제어 모드 변환 시 전류와 토크 비교(20000rpm)



〈그림 4〉 임의의 변환 계수 지정 시 전류 비교(20000rpm)

2.4 변환계수의 검증

단일 펄스 제어 시, PWM 제어 시의 총 도통시간보다 작은 시간동안 전류를 인가할 경우 초기 토크 리플이 줄어들게 된다. 따라서 추정된 변환계수가 일정한 토크가 발생되는 최적의 지점인지를 확인하는 것은 중요한 문제이므로 20000[rpm]에서 추정된 변환계수를 이용한 전류 특성과 임의로 0.3부터 0.2 간격으로 0.9까지 변환계수를 입력한 결과를 그림 5에 비교하였다. 앞서 추정된 변환계수는 0.5919인데, 임의로 변환계수를 지정했을 경우 0.5는 제어 모드 변환 후에도 전류의 상승이 보이는데, 이는 적절한 토크를 발생시키지 못했기 때문이며 0.7의 경우는 초기에 전류 리플이 존재하여 오버토크가 발생했음을 알 수 있다. 따라서 그림 3의 추정 변환계수가 적절히 선정되었음을 확인할 수 있다.



〈그림 5〉 임의의 변환 계수 지정 시 전류 비교(20000rpm)

3. 결 론

청소기 구동용 단상 스위치드 릴럭턴스 전동기의 경우 고속 구동이 이루어지게 되므로 최종 구동은 단일 펄스 제어 방식이 사용된다. 저속에서 PWM 제어방식을 이용하기 때문에 중간 속도영역에서 제어 방식의 변환이 이루어지게 된다. 이 때 사용하는 제어기는 PI 속도 제어기로 동일하므로 제어기 출력을 각 제어방식에 맞추도록 변환하는 것이 필요하다. 이 변환에 사용되는 정보는 제어 모드 변환 직전 PWM 제어 동안 사용한 제어기 출력 값을 이용한다. 모드 변환 시 속도 제어 특성 및 스위칭 소자의 정격을 고려하기 위해서 불필요한 전류의 리플을 없애는 것이 중요하다. 이를 위하여 변환 전후의 토크를 추정, 역산하여 변환 후 필요한 도통각과 도통 시간을 결정하였다. 속도에 따른 변환계수의 유용성을 살펴보고, 임의로 설정한 변환계수와 비교 분석을 통하여 변환계수 추정의 적절성을 검증하였다.

감사의 글

본 연구는 산업자원의 중점추진 과제인 신·재생에너지 발전의 계통연계 기초기술개발 연구 (과제번호 : R-2004-B-125)의 지원으로 수행되었음.

참고 문헌

- [1] 김윤현, 김술, 최재학, 이주, "에너지 변환법에 의한 스위치드 릴럭턴스 모터의 토크 추정", 대한전기학회논문지, 50권 8호, pp.374-383, 2001
- [2] 박성준, 안진우, "SRM의 최대 에너지비를 갖는 단일 펄스 스위칭 방식에 관한 연구", 대한전기학회논문지 B, 51권 4호, pp.165-173, 2002
- [3] Joon-Seon Ahn, Sung-Hong Won, Ju Lee, "The high-speed operation of single phase switched reluctance motor considering magnetic saturation", Journal of Applied Physics, 2005
- [4] T. J. E. Miller, "Electronic Control of Switched Reluctance Machines", Newnes, 2001
- [5] 설승기, "전기기기 제어론", 브레인 코리아, 2002
- [6] George Ellis, "Control System Design Guide", ELSEVIER, 2004
- [7] 안진우, "스위치드 릴럭턴스 전동기", 오성미디어, 2004
- [8] Fahimi B., Suresh G., Ehsani M., "Torque Estimation in Switched Reluctance Motor drive using artificial neural networks", IECON 97, V1, pp.21-26, 1997