전력전자학술대회 논문집 2000. 7.19-22

스위치드 릴럭턴스 모터의 특성해석에 관한연구

서기영 · 김영문* · 문상필 · 이현우
경남대학교 · *마산대학

A Study on Characteristics Analysis of Switched Reluctance Motor

Ki-Young. Suh · Young-Mun. Kim* · Sang-Pil. Mun · Huyn-Woo. Lee
Kyungnam University · *Maszn Collage

ABSTRACT

In this paper, a simple theory is presented to represent characteristic of a SRM and theoretical results are compared with experimental ones. In the theory, the inductance variations of a SRM are approximated as linear and winding resistances and the magnetic saturation are ignored. With these approximations, we derived some equations expressing load characteristics of a SRM. Also, the torque ripple was removed by applying a variable hysteresis band control.

1. 서 론

최근의 새로운 전력전자기술의 발달에 초점을 맞추어 스위치드 릴럭턴스 모터(SRM : Switched Reluctance Motor)에 관한 연구 및 실용화로의 노력이 활발히 이루어지고 있다. SRM의 특징에도 불구하고 우선 동기적인 상전류의 스위칭을 하기 위해서 회전자에 위치 검출기가 필요로 하지만 SRM은 없으므로 어려운 제어를 해야만 한다. 또한 토크 리플 및 자기소음, 손실이 크다. 그리고 마지막으로 공극이 상당히 좁기 때문에 비선형성이 강하게 나타나는 등의 문제점 때문에 실용화에 큰 지장을 주고 있다.

그러나 유한요소법 등의 수치해석기술에 기초하여 모터설계기술을 향상과 최근의 센서제어기술등의 진보에 의해 진동, 소음, 효율의 면에서 상당히 개선되어지므로서 최근에는 차량 구동용 전동기나 항공기의 가스터빈 엔진의 주변기기, 발전기, 연료펌프, 전동공구, 세탁기나 청소기 등의 가전제품을 비롯하여 장래적으로는 저속에서부터 초고속까지의 속도제어가 필요한 전기자동차 등에 응용되어 진다.

본 논문에서는 SRM이 가지는 여러 가지 문제점 중 제어의 어려움과 토크리플 및 자기소음 그리고 손실을 개선하기 위해 권선저항과 자기적 비선형성을 무시한 조건에서 간단한 모델을 제시하였으며, 이론적 해석에 의해 SRM의 특성을 명확하게 다루고자 한다 또한 가변히스테리시스 제어를 이용하여 토크의 리플을 저감시키고자 한다.

2. SRM의 특성해석 및 회로구성

2.1 SRM의 회로구성

그림 1은 실험에 사용한 구동회로를 나타낸 것이다. 이 구동회로는 각상마다 독립적으로 제어 동작하며, 동작원리가 간단하고, 자기에너지의 회생이용이한 특성을 가지고 있다. 이 구동회로의 동작은 다음과 같다. 먼저 2개의 스위치 S_A^+, S_A^-를 동시에

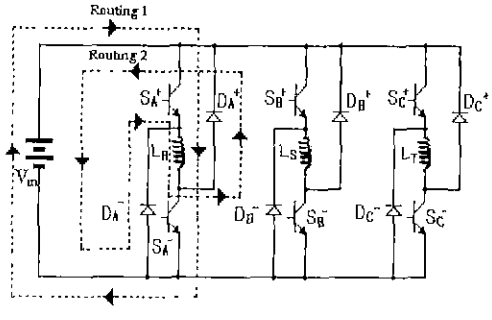

Fig. 1 Driving Circuit

on하면, 경로 1을 통해 고정자 코일에 전류가 흐른다. 그리고 스위치 2개를 동시에 off하면 2개의 다이오드 D_A^+, D_A^-를 통해서 코일에는 역방향의 전압이 인가되고, 코일에 축적되어진 자기에너지는 경로 2에 따라 환류 되어진다.

2.2 SRM의 특성해석

2.2.1 인덕턴스의 선형근사

그림 2의 선형 근사한 인덕턴스 파형과 인가전압의 파형, 기본 파라미터의 관계를 나타내었다. 그림에서 전압위상각 θ_{on}는 여자하기 시작하는 각도를 나타내며, 전압인가폭 θ_ω는 여자기간, $2\theta_X$는 인덕턴스가 최소인 구간(非整列區間)을 나타낸다. 또한 최소, 최대 인덕턴스를 $L_{\min}, L_{\max}, L_{\max}-L_{\min}=\Delta L$로 했다.

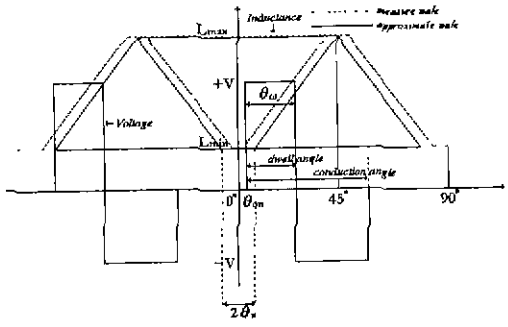

Fig. 2 Inductance and Voltage of waveform

2.2.2 비정렬 구간의 구하는 방법

비정렬 구간 $2\theta_X$과 정렬구간 $2\theta_Y$는 식(1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\theta_X = \frac{\frac{2\pi}{N_r}-(\beta_r+\beta_s)}{2}, \theta_Y = \frac{2\pi}{N_r}-\frac{\beta_r-\beta_s}{2} \quad (1)$$

여기서, N_r는 회전자의 극수이며, β_r, β_s는 각각 회전자, 고정자의 극호이다. 실험에서는 $N_r=4$, β_r, β_s는 각각 35, 40[deg]로 했을 때 $\theta_X=7.5$[deg]로 구할 수 있다.

2.2.3 인덕턴스의 측정

인덕턴스의 측정치는 SRM 1상의 상용주파수 f를

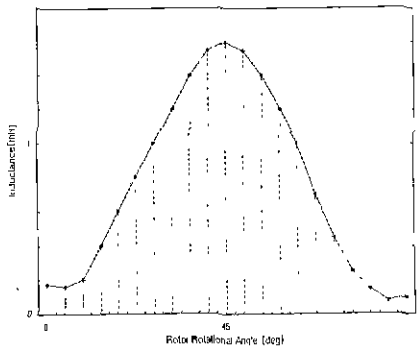

Fig. 3 Measured Value of Inductance

교류전류에 여자시켜 회전자를 약 5[deg]씩 회전시키고, 전류 I, 무효전력 P_r을 측정한다. 이때 인덕턴스 L는 식(2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$L=\frac{P_r}{2\pi f \cdot I^2} \quad (2)$$

그림 3에서 알 수 있듯이 식 (2)에서 계산된 θ_X가 7.5[deg]인데 비해 실제 측정치에서는 약 5[deg]로 나타난다. 이것은 실제로 누설 자속에 의해 회전자와 고정자가 오버랩하지 않아도 회전자와 고정자가 근접한 위치에서 인덕턴스가 증가하기 때문이다.

2.2.4 순시전류 및 실효전류

우선 권선저항과 자기적 비선형성을 무시할 경우에 단자전압은 다음과 같은 식으로 나타낼 수 있다.

$$V = L\frac{di}{dt}+i\frac{dL}{d\theta}\omega \quad (3)$$

$$\frac{di}{d\theta} = \frac{1}{L}\left(\frac{V}{\omega}-i\frac{dL}{d\theta}\right) \quad (4)$$

식 (4)에서 θ의 미분방정식으로 풀면 순시전류가 구해지지만, 그림 4에서 알 수 있듯이 θ에 따라 L과 $\frac{dL}{d\theta}$는 변화하게 된다. 그림 4를 토대로 하여 미분방정식으로 풀이하면 식 (5)에서부터 식 (9)으로 나타낼 수 있다.

(Ⅰ) $\theta \le -\theta_X$의 범위

$$\omega=\frac{V}{i}\left(\frac{\pi}{4}-\theta_X\right)\left(\frac{\theta-\theta_{on}}{L_{\min}\left(\frac{\pi}{4}-\theta_X\right)-\Delta L(\theta+\theta_X)}\right) \quad (5)$$

(Ⅱ) $-\theta_X \le \theta \le \theta_X$의 범위

$$\omega=\frac{V}{L_{\min}i}(\theta-\theta_{on}) \quad (6)$$

(Ⅲ) $\theta_X \le \theta \le \theta_{on}+\theta_\omega$의 범위

$$\omega=\frac{V}{i}\left(\frac{\pi}{4}-\theta_X\right)\left(\frac{\theta-\theta_{on}}{L_{\min}\left(\frac{\pi}{4}-\theta_X\right)+\Delta L(\theta-\theta_X)}\right) \quad (7)$$

(Ⅳ) $\theta_{on}+\theta_\omega \le \theta \le \frac{\pi}{4}$의 범위

$$\omega=\frac{V}{i}\left(\frac{\pi}{4}-\theta_X\right)\left(\frac{2\theta_\omega-\theta_{on}-\theta}{L_{\min}\left(\frac{\pi}{4}-\theta_X\right)+\Delta L(\theta-\theta_X)}\right) \quad (8)$$

각각의 순시전류의 식에 대해서 전압 일정시 각 회전속도이외는 정수이므로, 순시전류는 각 회전속

(Ⅴ) $\frac{\pi}{4} \le \theta \le \theta_{on}+2\theta_\omega$의 범위

$$\omega=\frac{V}{i}\left(\frac{\pi}{4}-\theta_X\right)\left(\frac{2\theta_\omega+\theta_{on}-\theta}{L_{\min}\left(\frac{\pi}{4}-\theta_X\right)-\Delta L\left(\theta+\theta_X-\frac{\pi}{2}\right)}\right) \quad (9)$$

도 즉, 회전속도에 반비례하는 것을 알 수 있다. 실효전류 $I_{r.m.s}$는 식(10)와 같이 나타낼 수 있다.

$$I_{r.m.s} = \sqrt{\frac{1}{\frac{\pi}{2}} \int_0^{\frac{\pi}{2}} i^2 d\theta} \qquad (10)$$

식(10)에 앞에 구한 순시전류를 대입해 계산하면 실효전류를 구할 수 있다. 여기서 순시전류가 회전속도에 반비례하는 것을 고려하면, 실효전류도 회전속도에 반비례하는 것을 알 수 있다. 그림 4은 실효전류에 대한 SRM의 시뮬레이션 결과치와 이론치를 비교한 결과이다.

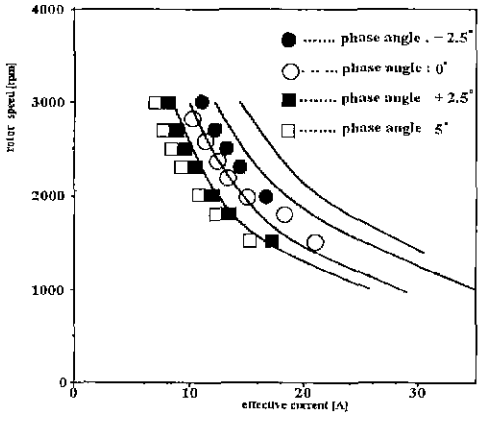

Fig. 4 Comparison Experimental Value with Theory Value of Effective Current
($\theta_X = 7.5[^\circ]$, $\theta_\omega = 30[^\circ]$, $\Delta L = 1.457[mH]$, $L_{min} = 0.141[mH]$)

그림 4에서 실선은 이론치를 의미하며, 전압위상각이 각각 -2.5° , 0° , 2.5° , 5° 로 변화할 때의 회전속도와 실효전류의 관계를 나타내었다. 그림에서 알 수 있듯이 모든 전압위상각에 대해서 실효전류의 회전속도에 대한 특성이 거의 이론치와 시뮬레이션 실험치와 일치하고 있으며, $i_{r.m.s} \propto \frac{1}{\omega}$가 성립되었다. 그러므로 권선저항을 무시하고 있으므로 인덕턴스의 파형의 이론과 실제가 다르기 때문에 이론치는 시뮬레이션 결과치보다 큰값을 가진다. 그리고 이론 토크는 식 (11)과 같이 표현되어 되어진다.

$$T = 3 \times \frac{1}{\frac{\pi}{2}} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta} \qquad (11)$$

위 식에서 순시전류는 회전속도에 반비례함으로 토크는 회전속도의 2승에 반비례하는 것을 알 수 있다. 그리고 이것으로 SRM이 직권특성을 가지고 있다는 것을 알 수 있다. 그림 5 은 전압 위상각에 대한 토크의 회전속도의 특성을 나타낸 것이다. 그림 5의 결과는 표 1의 조건에 의해서 시뮬레이션 실험치와 이론치를 비교 분석하였다.

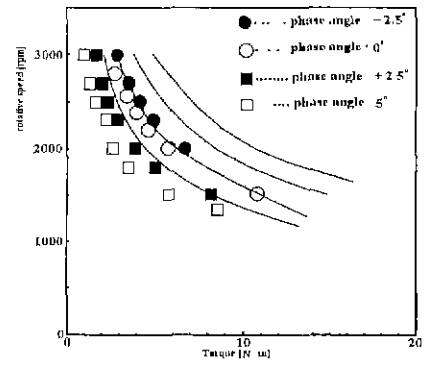

Fig. 5 Comparison Experimental Value with Theory Value of Torque

그림 5에서 $T \propto \frac{1}{\omega^2}$가 성립되는 것을 알 수 있으며, 이론치는 손실을 무시함으로 이론치가 시뮬레이션 실험치보다 손실분이 크게 된다. 또한 위상각을 증가하면 토크는 크게 되는 것을 알 수 있다.

3. SRM의 제어

그림 6은 전체회로도를 나타낸 것이다. 그림 6에서 SRM은 부하로서는 손실을 분리하지 않고 끝낸 것에서 히스테리시스 제동기가 취부 되어있다. 구동회로를 포함한 효율을 구할 수 있도록 디지털 파워메타(Digital Power-meter)를 전원과 구동회로의 사이에 접속하였다. 또한 구동회로손이나 동손의 값을 정확히 구할 수 있도록 3상의 디지털 파워메타를 구동회로와 SRM과의 사이에 접속하였다.

2개의 디지털파워메타의 값에서 구동회로손실 W_d, 동손 W_c는 각각 식 (12)과 식 (13) 으로 나타낼 수 있다. 또한 이때의 손실은 식 (14)과 같다.

$$W_d = P_i - P_{im} \qquad (12)$$

$$W_c = 3I_{r.m.s}^2 R_{phase} \qquad (13)$$

$$W_i = P_{im} - P_0 - W_c \qquad (14)$$

여기서 P_i는 구동회로의 입력전력, P_{im}는 SRM의 입력전력, $I_{r.m.s}$는 고정자 코일 1상에 흐르는 실효치 전류, R_{phase}는 1상당의 권선 저항을 나타낸다. 또한 손실 W_i는 SRM의 입력전력 P_{im}으로부터 토크메타의 값에서 계산한 기계적 출력 P_0에 동손 W_c에서 구할 수 있다.

그림 7는 히스테리시스 전류제어기에서의 토크를 시뮬레이션한 결과이다. 그리고 그림 8은 히스테리시스 전류제어기에서의 일반적인 경우와 가변적인 경우 속도응답에 대한 비교 시뮬레이션 결과를 나

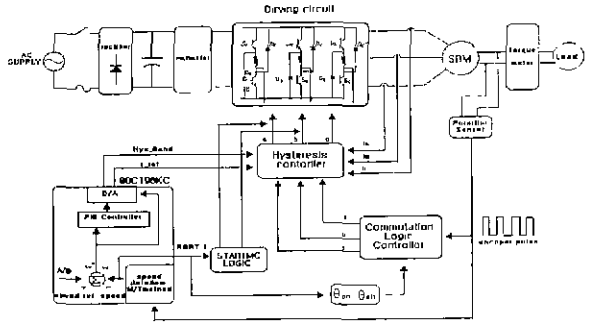

Fig. 6 System Configuration used Experiment

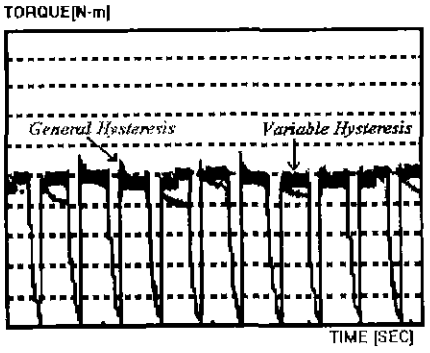

Fig. 7 Waveform of Steady-State Torque for Hysteresis Current Controller

타낸 것이다. 시뮬레이션 결과에서 알 수 있듯이 가변 히스테리시스 전류제어기를 사용하면 일반적인 히스테리시스 전류제어기보다 속도응답이 빨라

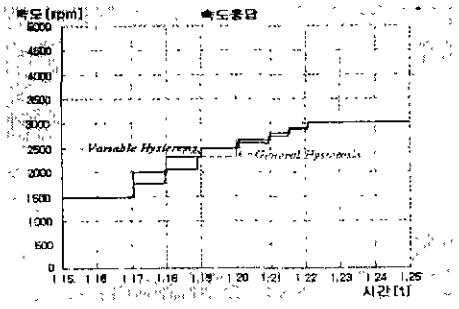

Fig. 8 Speed Response of Hysteresis Current Controller

지며, 리플 성분이 적은 토크의 파형을 만들 수 있다. 그림 8에서 횡축은 시간의 변화를 나타낸 것이며; 종축은 속도의 변화를 나타낸 것이다.

그림 9은 히스테리시스 제어기의 각 상의 전류 파형을 나타낸 것이다. 이 그림은 일반적인 히스테리시스 제어기의 전류 파형을 나타낸 것으로 리플 성분이 발생하는 것을 알 수 있다. 그에 반해 가변 히스테리시스 제어기의 전류파형을 나타낸 것으로 리플성분이 저감되어진 것을 알 수 있다.

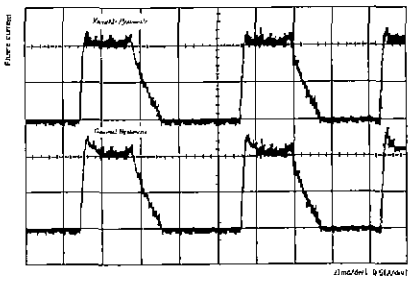

Fig. 9 Current Waveform of Hysteresis Controller

4. 결 론

본 연구의 내용 해석을 원활하게 하기 위해 인덕턴스 파형을 선형 근사하여 권선저항, 자기적 비선형을 무시하는 간단한 모델을 이용하는 것에 의해 스위치드 릴럭턴스 모터특성해석을 가변히스테리시스 전류제어기법에 의하여 시뮬레이션한 결과와 이론치를 비교한 결과는 다음과 같이 결론을 내릴 수 있다.

1) SRM의 토크 실효전류를 어느 정도 근사적인 이론식을 도출하였으며, 그 특성이 시뮬레이션한 결과와 거의 일치하였다.
2) SRM은 부하가 증가하면 회전속도가 감소하고, 전류토크가 증가하여 직권특성을 가지게 되어 출력을 크게 할 수 있다.
3) 가변 히스테리시스 제어기를 통하여 속도의 오차에 따라 밴드를 변함으로써 안정적인 초기 기동과 정상상태에서의 토크 리플을 줄일 수 있었다.

본 연구는 2000(제8차)년도 산·학·연 공동기술개발 경남지역컨소시엄 사업에 의한 것임.

참 고 문 헌

[1] 會澤, 西濱, "スイッチドリラクタンスモータの運轉特性と損失" 電氣學會回轉機研 究會資料, RM-98-22
[2] 秋山勇治, Dan Jones, "SR モータが歐米て急成長" NIKKEI MECHANICAL 1997,2,3 no.499
[3] J.T.Bass, M.Ehsani, and T J E.Miller, "Torque Minimization in Switched Reluctance Motor Drives self-learning technique", IEEE-IECON Cof. pp.289-299.
[4] Duco W J, "A Generalised Approach to Torque and Current Computation in Switched Reluctance Motors", EPE, PP 547~551 1997
[5] 大野 智義, "スイッチドリラクタンスモータの動作特性に關する檢討" 電氣會回轉機 研究會資料 RM-96-5, 1995.