

SRM의 최대 에너지비를 갖는 단일 펄스 스위칭방식에 관한 연구

論 文
51B-4-2

The Study of SRM on the Single Pulse Switching Control With Maximum Energy Ratio

朴 晟 濬* · 安 珍 雨**
(Sung-Jun Park · Jin-Woo Ahn)

Abstract - The goal of this paper is optimal switching angle of switched reluctance motor drive system for maximum energy ratio. A new magnetizing method with a low-frequency increasing the energy conversion ratio that is related to the efficiency of motor is proposed. As the results, it improved the efficiency about 2[%]. And a torque ripple is also sufficiently reduced compared with that of the conventional approach.

In order to start softly regardless of a large ripple torque, the profile of phase current is predicted by the ANFIS, and current control mode was adapted when it is operated under the starting speed. Variable implementations on the fields will guarantee the more practical drive system.

Key Words : Optimal switching angle, a new magnetizing method, and energy conversion ratio

1. 서 론

스위치드 릴럭턴스 전동기(Switched Reluctance Motor, SRM)는 단일 여자기기로 구조가 간단하고 저렬하며 각 상의 분리로 단락사고(shoot-through fault)에 대해 안정적이며, 자속밀도가 교류전동기보다 매우 높아 기존의 교류전동기에 비해 단위 중량당 출력이 크다. 또한 직류직권 전동기의 속도-토크 특성을 가지고 있고 넓은 속도 가변범위 및 고속, 정·역회전특성이 우수하고 강인하다는 특성을 가지고 있다. 이러한 장점으로 인하여 SRM에 대한 연구는 선진국을 중심으로 가전기기, 전기자동차, 항공기 및 산업전반에 걸쳐 그 응용영역을 확대해가고 있다[1],[2]. SRM은 릴럭턴스 토오르크를 극대화하기 위해 회전자와 고정자가 모두 돌극형의 구조를 가지며, 권선은 고정자에만 집중권으로 감겨 있어 전자계 구조상 단속적인 여자 전원이 각 상 권선에 순차적으로 인가되어 구동되므로 낮은 스위칭 주파수로 운전이 가능하며 고속 운전 및 효율적인 측면에서 강한 장점을 갖고 있다[3]. 특히 SRM은 다른 전동기에 비하여 낮은 스위칭 주파수로 운전이 가능하며, 인버터의 낮은 스위칭 주파수로 인하여 인버터의 스위칭 손실 및 전동기의 철손이 크게 감소하여 고효율 운전이 가능하다. 일반적인 스위칭 각도 제어에 의한 SRM의 운전은 정격부하의 경우에는 매우 높은 에너지 변환비로 인하여 무효전력이 감소하고, 효율이 증가하지만, 경부하 운전의 경우에는 낮은 에너지 변환비로 인하여 효율이 감소하게 된다[4]. 따라서 본 논문에서는 경부하시 효율증대를 위하여 회령모드를 추가하여 SRM에 저장된

자기에너지를 최대한 기계적 에너지로 변환하는 새로운 스위칭 방식을 제안한다. 이 스위칭 방식은 경부하에서 에너지 변환 비를 거의 1에 가깝게 제어할 수 있어 전동기에서 발생하는 무효전력을 제거함으로써 효율개선 할 수 있다. 또한 제안된 스위칭 방식의 타당성을 실험 결과를 통하여 검증하였다.

2. SRM의 특성 및 자기에너지

2.1 SRM의 여자특성

자기적 구조를 매개로 하는 전기기계 에너지변환기구의 토오르크 발생기구에는 상호 토오르크(mutual torque)와 릴럭턴스 토오르크(reluctance torque)가 있다. 상호 토오르크는 고정자와 회전자에 각각 자에너지를 인가할 때 극대화되는 토오르크로 일정 회전자계 여자특성에서 발생된다. 릴럭턴스 토오르크는 고정자 또는 회전자 한 쪽에만 자에너지를 인가할 때 자기적 구조에 의존하여 발생하는 토오르크로서 자기회로의 릴럭턴스와 자에너지를 변화로 유도되며, 자에너지를 인가한 상의 릴럭턴스가 최소화되려는 특성에 기인한다. 그러므로 자체구조는 전동기가 회전함에 따라 릴럭턴스가 지속적으로 변화하는 돌극형이 필요하지만 기하학적 구성에는 한계가 있으므로, 일정한 회전구간마다 연속적인 펄스 여자전원의 인가가 필요하다.

그림 1은 이중 돌극형 SRM 드라이브의 기본 구성도이다. 그림에서 보는바와 같이 SRM 구동 시스템은 회전자 위치 얻기 위한 위치센서와 적절한 펄스전원을 인가하기 위한 컨버터로 구성되어있다. SRM은 릴럭턴스 토오르크를 동력화한 전동기로 자기회로의 릴럭턴스가 최소가 되는 방향으로 토오르크가 발생한다.

* 正 會 員 : 동명대 電氣전자계역 助敎授

** 正 會 員 : 경성대 電氣電子컴퓨터工學部 副敎授

接 受 H 字 : 2001年 9月 17日

最 終 完 了 : 2002年 2月 28日

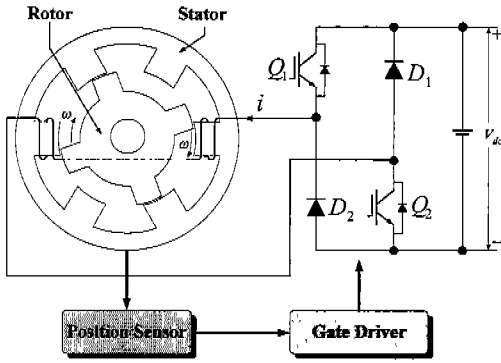


그림 1 SRM 구동시스템
Fig. 1 SRM Drive system

전동기의 토오크 식을 구하기 위하여 coenergy, W_c' 의 개념을 도입하면 이중극형 SRM의 자기구조상 자기회로의 coenergy W_c' 는 상전류가 일정하다면 식 (1)과 같다.

$$W_c' = \frac{1}{2} i^2 \cdot L(\theta, i) \quad (1)$$

여기서 i 는 상권선의 전류, L 은 인덕턴스를 의미하며, 한 상에 대한 토오크 T_e 는 회전자 위치각, θ 에 대한 coenergy의 편미분항으로서 식(2)와 같이 구해진다.

$$T_e = \frac{dW_c'}{d\theta} = \frac{1}{2} i^2 \cdot \frac{dL}{d\theta} \quad (2)$$

식 (2)로 부터 SRM의 발생토오크는 전류의 제곱에 비례하고 위치각에 대한 인덕턴스의 기울기에 비례함을 알 수 있다. 토오크가 전류의 제곱에 비례함으로써 상전류의 방향과 무관하게 토오크를 발생시킬 수 있으며, 인덕턴스의 기울기에 따라서 토오크의 부호가 달라지므로 회전방향에 대하여 역방향의 토오크인 부토오크(negative torque)가 발생하는 회전자 위치각도가 존재하게 된다. 그러므로 SRM은 부토오크의 역제를 위해서 반드시 회전자 위치각에 동기시켜 스위칭 여자를 이루어야 한다.

이중극형 SRM의 전형적인 인덕턴스 프로파일을 한 상에 대하여 나타내면 그림 2(a)와 같이 회전자 위치각(θ)에 대하여 인덕턴스가 증가($\theta_{min1} \sim \theta_{max1}$), 감소($\theta_{max2} \sim \theta_{min2}$)와 일정한 구간($\theta_{min1} \sim \theta_{min2}$, $\theta_{max1} \sim \theta_{max2}$)이 존재한다. 만약 상권선에 일정한 여자전류를 흐르게 하면, 인덕턴스가 증가하는 구간($\theta_{min1} \sim \theta_{max1}$)에서는 정토오크(positive torque)가 발생할 것이고, 인덕턴스가 감소하는 구간($\theta_{max2} \sim \theta_{min2}$)에서는 그와 똑같은 크기의 부토오크(negative torque)가 발생하게 된다. 따라서 일정한 여자를 하면 정토오크와 부토오크는 서로 상쇄되어서 전동기의 축 토오크는 0이 되므로 회전력이 발생되지 않는다. 그러므로 부토오크의 발생을 방지하고 효과적인 회전력을 얻기 위해서는 반드시 회전자 위치각에 대한 정보를 얻어서 인덕턴스 프로파일에 동기된 스위칭 여자방식이 요구된다. 위에서 설명한 것을 고려하여 SRM에서 정확한 스위칭 동작으로 원하는 토오크를 발생시키기 위해서는 상전류에 대한 해가 필수적이다. 전동기에서 상전류를 해석하기 위한 기초가 되는 상전압방정식은 아래와 같다.

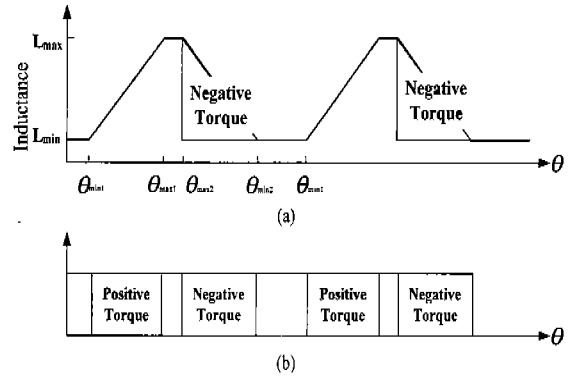


그림 2 회전자 위치에 따른 토오크
Fig. 2 Torque at rotor position

$$V_i = Ri + \frac{d\lambda}{dt} = Ri(t) + \frac{d[L(\theta, i)i(t)]}{dt} \quad (3)$$

여기서 R 은 권선저항, λ 는 총 쇄교자속이다. 식(3)에서 총 쇄교자속은 인덕턴스와 전류의 곱으로 표현되나 인덕턴스가 위치와 전류의 함수로 표현되므로 편미분을 이용하여 다시 표현하면 아래와 같다.

$$V_i = Ri(t) + i(t) \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \omega + L(\theta, i) \frac{di(t)}{dt} \quad (4)$$

ω : 회전자 각속도

식(4)의 상전압 방정식에서 우변의 두 번째 항은 SRM의 역기전력에 해당된다. 따라서 역기전력항은 아래 식으로 표현된다.

$$e = \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \omega i(t) = K \omega i(t) \quad (5)$$

단 $K = \frac{dL(\theta, i)}{d\theta}$

직류전동기의 역기전력은 계자자속과 속도에 비례하는 항으로 표현되며, 직권전동기에서는 계자자속은 전동기의 부하전류에 비례하는 형태를 취하고 있다. 식 (5)에서 보는 바와 같이 SRM의 역기전력은 직권 직류전동기와 동일한 형태를 취하고 있으며, 식(1)의 토오크 식은 직류 직권전동기와 동일한 형태를 취하고 있다. 따라서 SRM의 속도-토오크 특성은 직류 직권전동기와 동일한 특성을 갖고 있다.

2.2 자화곡선과 기계적 출력과의 상관 관계

SRM에서 고정자와 회전자극의 설계는 자기회로의 관점에서 결정되어진다. SRM 드라이브에서 자기에너지의 흐름은 자기회로가 과포화영역까지 동작하기 때문에 일반적인 회전자계형 전동기구와는 다르다. 자화특성곡선에서 자기에너지의 흐름을 살펴보면 그림 3과 같다. 그림 3은 정렬위치에서부터 비정렬 위치에 대한 자화곡선이다. 어떤 한 쌍의 회전자극이 1상의 고정자극과 정확히 일치할 때, 그 상은 정렬위치(aligned position)에 있다고 말한다. SRM은 회전자극의 극간폭이 한 상의 극과 정렬될 때 다른 한 상은 비정렬위치(unaligned position)에 있게 기구학적으로 설계된다. 정렬위치에서는 고정자와 회전자 사이의 적은 공극으로 최대인덕턴스 가지며 자속포화가 쉽게 일어난다. 반면에 비정렬위치

에서는 큰 공극으로 인하여 최소인덕턴스를 가지며 자기적 포화가 쉽게 일어나지 않는다. 이러한 자기적포화 정도가 회전자의 위치에 따라 다르게 나타나므로 회전자의 위치에 따른 자화곡선은 전동기의 특성과 및 출력산정에 매우 중요한 요소가 된다.

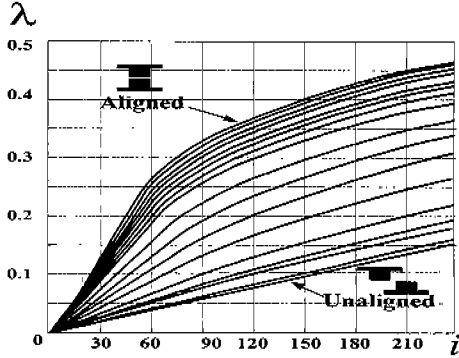


그림 3 SRM의 자화곡선 및 등자속선
Fig. 3 Magnetizing curve and flux-linkage curve of SRM

먼저 전동기의 토크 산출은 에너지의 변동을 살펴보면 쉽게 구할 수 있다. 어떤 회전자 위치에서 한 상에 의해서 발생되는 토크에 대한 가장 일반적인 표현은 아래 식과 같다.

$$T = \left[\frac{\partial W'}{\partial \theta} \right]_{i=const} \quad (6)$$

여기서 W' 는 coenergy이다. 이 coenergy는 식(7)과 같이 주어진다.

$$W' = \int_0^i \lambda di \quad (7)$$

그림 4와 같이 일정 상전류 하에서 회전자가 미소구간 $\Delta \theta$ 를 이동할 때 총 쇠교자속이 A에서 B로 변하게 되면 SRM은 전원과의 에너지 교환이 있게 되고, 또한 저장된 자계에너지의 변화가 있게 된다.

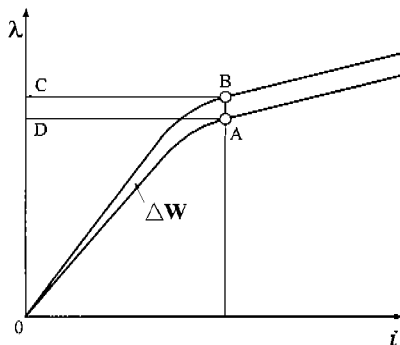


그림 4 일정전류에서 coenergy 변화율로부터 순간토크의 산정

Fig. 4 Calculation of instant torque by the variation of coenergy at constant current

일정전류의 제약조건은 이런 이동구간 동안 행해진 기계적인 일은 정확히 coenergy의 변화와 같다는 것을 의미한다.

다. 일정전류에서 그림 4의 A에서 B로의 변위가 $\Delta \theta$ 일 때, 전원에서 공급받은 에너지 변화는 식 (8)과 같다.

$$\Delta W_e = ABCD \quad (8)$$

또한 저장된 에너지 변화는 식 (9)와 같다.

$$\Delta W_f = OBC - OAD \quad (9)$$

그리고 행해진 기계적인 일은 식(10)과 같이 표현 할 수 있다.

$$\begin{aligned} \Delta W_m &= T \Delta \theta \\ &= \Delta W_e - \Delta W_f \\ &= OAB \end{aligned} \quad (10)$$

위 식은 순시 기계적 출력에 대한 것이며 전동기의 특성을 이해하려면 한 주기의 에너지변환 사이클에서 발생하는 평균토크를 살펴보는 것이 바람직하다.

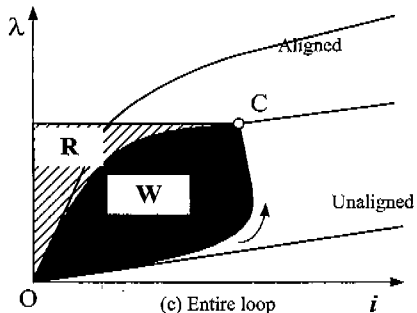
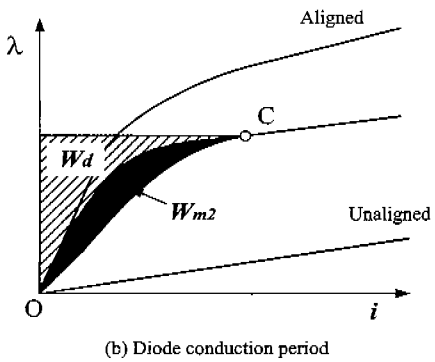
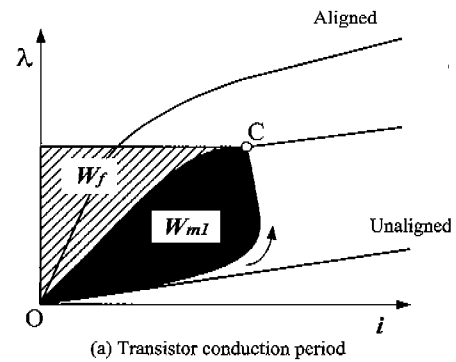


그림 5 평균 토크(에너지 변환 루프)
Fig. 5 Average torque (Energy conversion loop)

기계적 출력은 에너지 변환도($i-\lambda$ 도)에서의 면적으로 표현되며 그 과정은 그림 5에서 보는 바와 같이 크게 3단계로 되어 있다. SRM의 한 상에 여자전압이 인가되면 총 쇄교자속은 상전류와 인덕턴스의 곱으로 증가하게 되며 그 동작계적 $[i, \lambda]$ 은 그림 5(a)에서와 같이 O 와 C 사이의 곡선을 따른다. 총 쇄교자속이 C 점에 있을 때 O 와 C 사이에서 행해진 기계적인 일은 W_{m1} 이 되고, 저장된 에너지는 W_f 가 된다. 따라서 이때까지 전원으로 부터 공급받은 총 에너지는 기계적 에너지와 저장된 에너지의 합이 된다. C 점에서 감자전압이 인가되면 단자전압은 부가되고 전류는 다이오드를 통해 전원측으로 흐르게 되고, 그 계적은 그림 5(b)의 C 에서 O 사이의 곡선을 따르게 된다. 이때 SRM에 저장된 에너지의 일부는 기계적 출력으로 나타나나 대부분의 에너지인 W_d 는 전원측으로 돌아가게 된다. O 점에서 전류와 자속은 모두 소거되고, SRM에 저장된 자기에너지는 없어진다. C 와 O 사이에서 행해진 기계적인 일은 C 점에서 저장된 에너지와 전원측으로 회수된 에너지의 차인 W_{m2} 가 된다. 그림 5(c)는 에너지변환 한 사이클을 전체적으로 나타내고 있다. 기계적 출력은 W 가 되고 회수된 전력은 R 이 된다. 이 때 각 에너지의 관계식은 아래와 같다.

$$W = W_{m1} + W_{m2} \quad (11)$$

$$R = W_d = W_f - W_{m2} \quad (12)$$

에너지변환과정에서 공급된 에너지와 회수된 에너지의 비는 에너지 변환 효율에 큰 영향을 미치게 된다. 이는 전력회로의 역율과 같은 개념으로 변환효율을 높이려면 이 비를 높이는 방향으로 전동기를 제어하여야한다.

Lawrenson 교수는 변환에서 이 원래 에너지의 사용가능성을 설명하는 에너지 비 E 라는 용어를 제안하였다.

$$E = \frac{W}{W+R} \quad (13)$$

이 에너지 비는 교류기계에서 역율과 유사하다. 하지만 실제로 그것은 더 일반적인 개념이고 교류기계에서 에너지의 흐름을 분석하는 데 사용할 수 있다. 에너지 변환 비가 크면 클수록 무효전력발생이 적으므로 전동기의 효율은 증대된다. 일반적인 SRM제어방식에서 에너지 비는 약 0.6~0.7 정도이다.

3. SRM의 최적 운전을 위한 여자기법

3.1 일반적인 SRM의 스위칭 모드 해석

일반적인 SRM의 스위칭각 제어 방식에서 회전자의 1회 전당 스위칭 주파수는 회전자 및 고정자의 극수에 의해 결정되며 그 값은 아래와 같다.

$$f_r = \frac{1}{2} P_s P_r [Hz] \quad (14)$$

일반적인 스위칭각 제어방식에서의 SRM의 모드는 전류정착모드, 여자모드, 감자모드의 3가지 모드로 해석된다. 각 스위칭 모드에서의 모드별 등가회로는 그림 6과 같다. 그림 6(a)는 전류정착모드로 SRM의 인덕턴스가 증가하기 전에

상전류를 정착시키기 위한 모드이다. 이 모드는 SRM의 최소인덕턴스 영역에서 행해지며, 이 영역에서는 인덕턴스의 변화가 없어 역기전력성분이 존재하지 않는 단순 R-L회로에 해당된다. 그림 6(b)는 여자모드의 등가회로를 나타낸다. 여자모드에서는 전류정착모드에서 확립된 전류에 의한 토크를 발생시키는 구간이다. 이 영역에서 발생하는 토크가 기계적인 출력의 대부분을 담당한다. 그림 6(c)의 감자모드는 부의 전압을 인가하는 경우로 토크 발생을 위해 정착된 전류를 부토크가 발생하기 전에 소호시키는 모드이다.

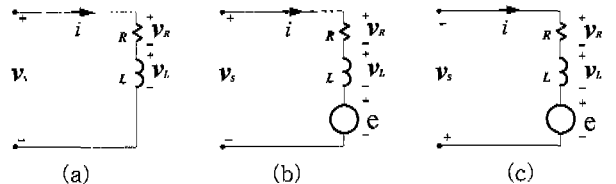


그림 6 일반적인 스위칭각 제어시 각 모드의 등가회로
(a) 전류정착모드 (b)여자모드 (c)감자모드

Fig. 6 Equivalent circuits when general switching angle control
(a) flat-topped current build-up mode
(b) excitation mode (c) demagnetizing mode

3.2 SRM의 새로운 스위칭 모드

본 논문에서는 특히 경부하에서 에너지 변환 비를 1에 가깝게 제어하기 위해서 기존의 3개 모드에서 그림 7과 같은 전류 휠링모드를 추가하였다.

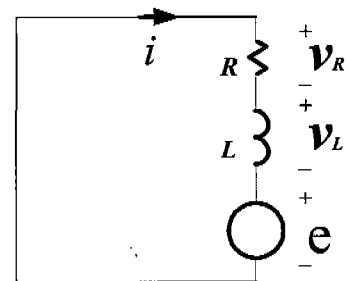


그림 7 기존 모드에 추가된 휠링모드의 등가회로
Fig. 7 Equivalent circuit of additional wheeling mode supplemented to conventional

이 모드의 추가로 SRM의 인덕턴스에 저장된 에너지를 전원측으로 돌려주지 않고 상전류와 역기전력의 곱인 기계적 출력으로 변환하는 역할을 하게 되며, 상전류는 역기전력에 의해 감소하게 된다.

만일 인덕턴스의 증가영역이 이 모드용으로 충분히 존재한다면 인덕턴스에 저장된 자기 에너지 모두가 기계에너지로 변환 가능하며, 이때 에너지 변환 비를 1로 할 수가 있다.

그림 8은 동일한 기계적 출력에 대한 기존의 상 스위칭 제어방식을 사용한 경우와 제안된 상 스위칭 제어방식을 사용한 경우의 에너지 변환 비를 비교하기 위하여 자기에너지 변환 과정을 도식적으로 표현 한 것이다. 고정자와 회전자 극이 비정렬시 전류정착과정에서 나타나는 에너지변환 경로

는 기존과 제안된 방식에서 동일하게 OA로 형성되나, 기존의 상 스위칭 제어방식에서는 전류정착모드 및 여자모드시 나타나는 에너지변환 경로가 AC로 가지만 제안된 상 스위칭 제어방식에서는 추가한 모드 즉, 윗링모드로 인한 에너지 변환 과정에서 나타나는 경로는 B'C의 경로의 형성으로 에너지변환 비의 증대에 큰 영향을 미치고 있다. 즉 B'C의 경로에서는 필드에 저장된 에너지를 기계적 출력으로 내는 과정이며, 전류의 감소를 보상할 수 있는 인덕턴스의 증가로 총 쇄교자속은 거의 일정한 형태를 취하게 된다. CO 구간은 감자모드를 나타낸다.

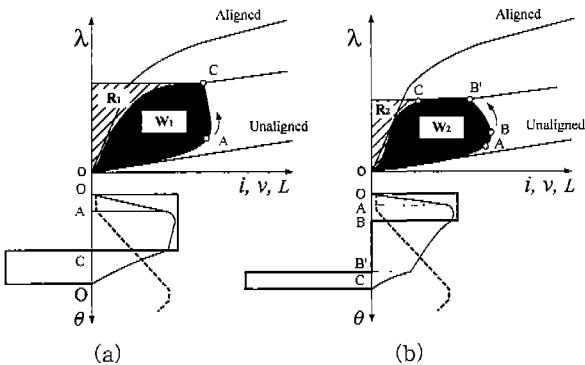


그림 8 두 제어방식에 대한 에너지변환 특성
(a) 기존의 스위칭 방식 (b) 제안된 스위칭 방식

Fig. 8 Characteristic of energy conversion according to control methods
(a) conventional switching method
(b) proposed switching method

새로이 제안한 윗링모드는 축적된 자기에너지를 전원으로 회수하는 과정 없이 기계적인 출력으로 변환하는 모드이다. 윗링모드의 추가로 인하여 그림 8(b)의 에너지 변환 특성에서 기계적인 에너지로 변환되는 필드에너지 영역을 크게 확장할 수 있어 SRM의 무효전력의 감소를 기대할 수 있다. 특히, 제안된 윗링모드는 SRM의 경부하 운전시에 그 효과를 극대화 할 수 있다.

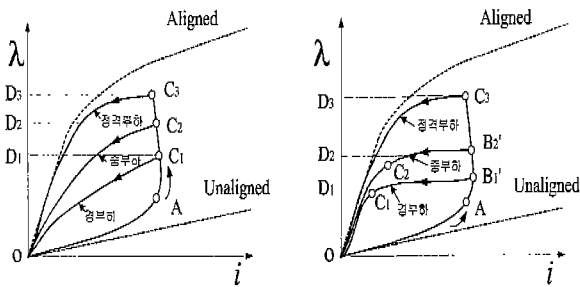


그림 9 두 제어방식에 대한 부하별 에너지변환 특성
(a) 기존의 클래식 인버터의 경우
(b) 제안된 인버터의 경우

Fig. 9 Characteristic of energy conversion by the variation of load
(a) convection classic inverter (b) proposed inverter

그림 9는 기존의 상스위칭 방식과 제안된 상 스위칭 방식을 사용한 경우 에너지변환 비와 기계적 출력을 고찰하기 위해 경부하, 중부하, 정격부하에 대한 에너지 변환과정을 도식화 한 것이다. 경부하의 경우 기존의 에너지 변환 루프

는 O-A-C1-O가 되며 제안된 방식에서 에너지 변환 루프는 O-A-B1'-C1-O로 그 면적은 동일하며 회수된 에너지는 O-C1-D1으로 제안된 방식이 상당히 적음을 알 수 있다. 따라서 에너지 변환 비가 기존에 비하여 크게 개선됨을 알 수 있다. 중부하의 경우 기존의 에너지 변환 루프는 O-A-C2-O가 되며 제안된 방식에서는 O-A-B2'-C2-O로 그 면적은 동일하며 회수된 에너지는 O-C2-D2으로 제안된 방식이 적음을 알 수 있다. 에너지 변환 비는 경부하에서 보다는 적지만 기존에 비하여 개선됨을 알 수 있다. 정격부하(스위치오프 각도최대)의 경우 제안된 스위칭 방식에서 윗링모드를 두면 전류소호를 위한 시간확보가 되지않아 부의 토크가 존재하여 토크의 맥동성분이 크게 나타나게 된다. 이 경우 부의 토크 발생을 방지하기 위해서 윗링모드를 제거하게 되면, 기존의 상 스위칭방식과 동일한 형태가 된다. 따라서 에너지변환 루프는 두 방식 모두 O-A-C3-O가 되어 에너지 변환 비는 동일하게 된다.

4. 제어기의 구성

전동기를 구동에 있어 저속영역에서 일반적으로 전류제어 모드로 동작시킨다. 이를 위해서는 전류제어기가 필수적이며, 전류제어기는 그림 10과 같은 피크전류 제어방식을 제안하였다. 그림 10의 전류제어기는 비교기와 프리플롭(flip-flop)으로 구성되어 있다.

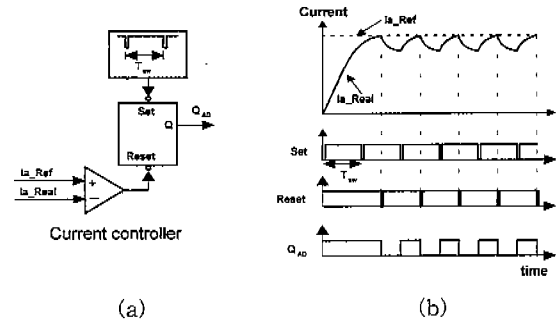


그림 10 전류제어기와 동작파형

(a) 전류제어기 (b) 동작파형

Fig. 10 Current controller and operational waveform
(a) current controller (b) operational waveform

스위칭 주기마다 프리플롭의 셀단자를 인에이블(enable)시켜 스위치를 턴-온하게 하여 실제전류는 증가하게되고, 비교기에서 전류 지령치와 실제전류를 비교하여 실제전류가 지령치 전류보다 크게되면 그림(b)에서 보는바와 같이 리셀 신호를 발생시키며 이 신호는 그림(a)의 리셀 단자를 인에이블시켜 스위치를 오프하여 전류를 감소하게 한다. 이때 스위칭 주기는 그림 (b)의 셀신호의 주기가 되며 이는 비안정 회로에 의해 쉽게 구현할 수 있다. 이러한 전류제어방식은 제어기의 속용성은 델타변조기법과 유사한 우수한 특성을 갖게 되고, 스위칭주파수는 일정하게 할 수 있다. 또한 시스템 구성이 간단하고, 필터회로의 설계가 간단한 장점이 있다. 단점으로는 그림(b)에서보는 바와 같이 실제 전류가 지령전류치 보다 조금 낮은 전류가 형성되나 이는 속도제어기에서 보상할 수 있다.

그림 11은 전체제어기를 나타내고 있다. 전동기 축에 직결된 엔코더 신호(3)로부터 타이머 1의 외부 클럭 단자를 통해 위치정보를 받는다. 이 위치정보로부터 M/T기법을 사용한 속도정보(4)를 타이머2와 조합하여 샘플링 시간인 200 [μS] 마다 얻는다. 속도제어기는 샘플링 10회당 한번씩 행한다. 따라서 속도제어기의 샘플링 시간은 2[ms]가 된다. 속도 에러(6)에 의해 비례제어와 적분제어를 행한다. 초기기동시에는 비례제어기의 출력(7)과 적분제어기의 출력(8)을 합하여 지령토크(9)를 생성하며, 지령토크의 크기와 회전자 위치각의 정보로 상의 증첩을 고려하여 미리 작성한 전류 테이블로 평활 토크를 발생할 전류 파형(11)을 결정한다[6]. 지령토크가 정격 이상인 경우 소자의 보호를 위하여 정격토크로 제한하며, 이때 적분기 제어기의 동작을 멈추기 위해 Anti-windup 제어기법을 사용한다. 전류제어에 의해 기동속도 이상이 되면 최대 에너지 비 제어용 각도제어로 전환하여 속도제어를 행한다.

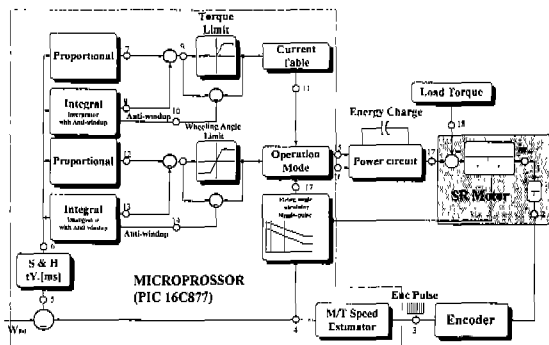


그림 11 전체 제어기의 구성
Fig. 11 Configuration of overall controller

본 논문에서는, 불연속적이고 비선형적인 SRM의 인덕턴스 및 토크 데이터로부터 연속적인 데이터를 얻기 위해 비선형 파라메타 추정에 우수한 성능을 보이고 있는 Jang에 의해 제안된 적응 네트워크에 기초한 퍼지추론 시스템 (Adaptive Network Fuzzy Inference System, 이하 ANFIS)을 사용하여 연속적인 전류 및 회전자 위치각에 대한 인덕턴스 및 토크 값을 추정하고자 한다[7]. 이것에 의해 모든 형태의 퍼지모델을 얻을 수 있으며, 본 논문에서는 Takagi-Sugeno형의 퍼지모델을 동정한다[8].

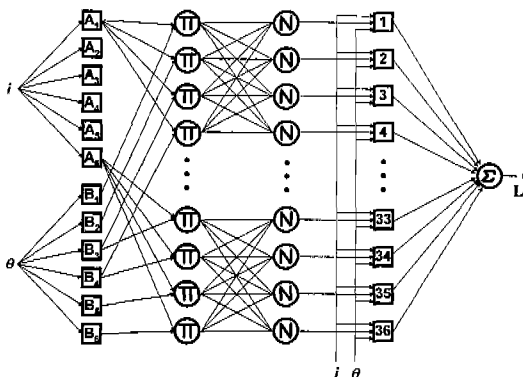


그림 12 SRM의 퍼지 모델을 위한 ANFIS의 구조
Fig. 12 Structure of ANFIS for a fuzzy model of the SRM

적용 네트워크에 기초한 다변수 퍼지추론 시스템의 기본 구조는 그림 12와 같다. ANFIS의 각 파라메터들을 동조하기 위해 gradient에 기초한 학습방법인 오차 역전파(error back propagation) 방법과 최소 자승법(least square estimation)을 합성하여 사용한다. 이러한 하이브리드 학습 알고리즘의 전방향 패스(forward pass)에서 각 노드의 출력 신호는 Layer 4까지 계산되고 전반부 변수가 고정된 상태에서 후반부 변수가 최소 자승법에 의해 동정된다. 후방향 패스(backward pass)에서는 오차율이 출력노드에서 입력노드까지 역으로 전달되고 전반부 변수가 gradient descent에 의해 조정된다.

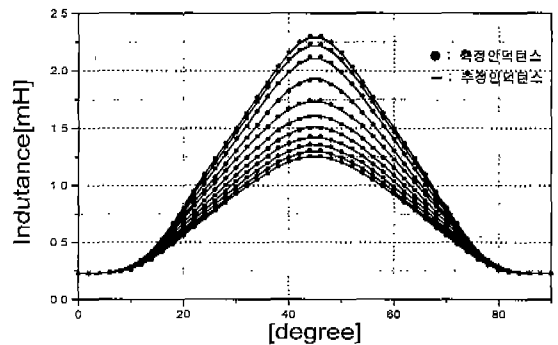


그림 13 측정 및 추정 인덕턴스 프로파일
Fig. 13 Measured and inferred waveform of torque profile

그림 13은 측정된 인덕턴스 프로파일과 추정한 인덕턴스를 나타내고 있으며, 프로파일 중 측정전류에 해당하는 것은 점으로 표시하였다. 인덕턴스의 측정은 스텝전압을 인가하고 이때 흐르는 전류를 검출한 데이터로부터 전류에 따른 인덕턴스를 계산하였다. 그림에서 보는 바와 같이 동정된 퍼지 모델이 실제 인덕턴스 프로파일을 정확히 잘 추정하고 있음을 알 수 있다. 인덕턴스 프로파일로부터 회전자 위치 및 전류에 따른 토크 해를 구할 수 있으며 평활토크를 발생할 전류형상을 도출할 수 있었다.[6]

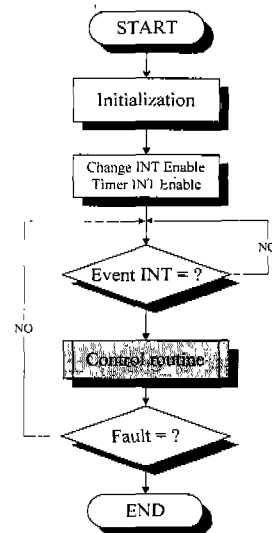


그림 14 주프로그램의 흐름도
Fig. 14 Flowchart of main routine

그림 14는 SRM 구동시 메인 루프의 플로우 차트이다. 메인 루프에서는 각종 변수의 초기화 및 과전류 및 과전압 등을 검사하여 폴트 신호를 발생하는 부분이며, 제어루틴에는 샘플링 마다 구동영역에 따라 SRM구동에 필요한 전류 및 스위칭 각을 결정한다.

5 실험 결과 및 고찰

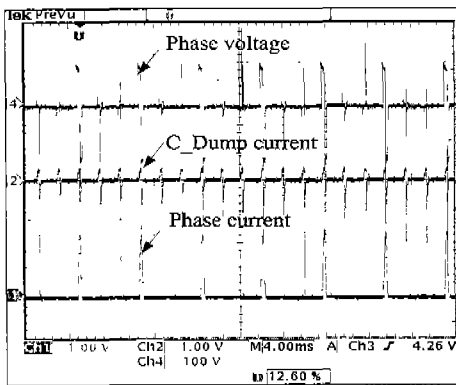
SRM의 설계를 위한 치수 선정을 위해서는 몇 가지 설계 방식 및 과정을 채택할 수 있으나 본 논문에서는 대략적 치수설계는 전통적인 전동기 설계과정을 준용함으로써 기존의 직류, 교류시동기 등의 설계방식을 이해하는 설계자에게 쉽게 접근되도록 하였다. 다만 설계변수의 조정에 따른 전동기 특성산정이나 치수조정에 따른 영향 등을 검토하기 위해 SRM의 설계보조를 위한 소프트웨어인 PC-SRD를 이용하여 설계의 정확성을 높이고 오차를 줄이는 방식으로 진행한다. 본 논문에서 설계된 피 시험 전동기의 설계정수는 표 1과 같다. 앞서 제안한 제어방법의 이론적 타당성을 입증하고, 적절한 여자각도를 실험적으로 구하기 위해서 SRM을 고효율, 고회력 시스템을 구성하고 그에 대한 실험을 행하였다. 기초적인 실험을 행하기 위해서 부하장치는 5[kW] 용량의 복권직류발전기를 사용하였다. 인버터는 C_Dump 인버터를 사용하였다.

표 1 피 실험 전동기의 설계 정수

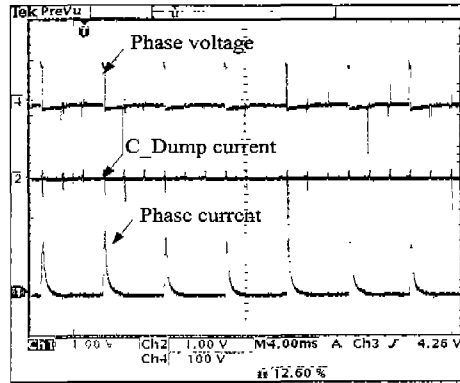
Table 1 Design parameters of the experimental SRM

고정자 극수	6	회전자 극수	4
고정자 극호	32°	회전자 극호	32°
고정자 외경	148 mm	회전자 외경	84 mm
고정자 제철폭	8 mm	회전자 제철폭	8 mm
공극	0.2 mm	철심 길이	100 mm
상당 권선수	8 turn	도체 직경	3.164 mm
상당 저항	0.02 Ω	최대 인덕턴스(1A)	2.22 mH
최소 인덕턴스	0.25 mH	최대 인덕턴스(250A)	1.25 mH

그림 15 및 그림 16은 본 논문에서 제안한 최대에너지 비를 갖는 여자방식의 타당성을 검증하기 위해 인버터의 여자 전압과 감자전압의 비를 비슷한 상태에서 일반적인 스위칭 방식과 비교한 파형이다.



(a)



(b)

그림 15 두 제어방식에 따른 인가전압과 상전류파형 (500[W]) (a) 기존의 여자방식 (b) 제안된 여자방식

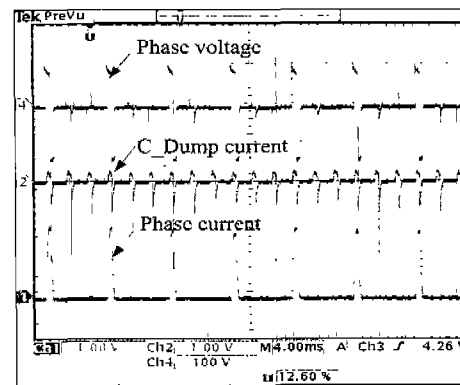
Fig. 15 Voltage and current waveforms according to control methods at 500[W] load

- (a) conventional exciting method
- (b) proposed exciting method

그림 15는 지령속도 2500[rpm], 출력이 500[W]일 때 정상상태의 실험 결과이다. 윗링모드 초기에는 큰 전류로 인한 역기전력이 존재한다. 따라서 전류는 급속히 이루어지나 전류의 크기가 적은 부분에서는 적은 역기전력으로 인하여 전류는 거의 일정한 형태를 유지하며 감자전압 인가시 신속한 전류소호가 이루어진다. 에너지 회수용 콘덴서인 C-Dump용 콘덴서에 흐르는 전류에서 정의 부분은 여자전압 인가시 사용되는 전류이고, 부의 전류는 감자시 회수되는 전류의 양을 나타내고 있다.

그림 16은 그림 15와 동일 지령속도 하에서 부하를 3[kW]로 증가 할 경우의 상전압, 상전류 및 회수용 콘덴서에 유입되는 전류의 파형을 나타내고 있다. 그림에서 알 수 있듯이 기존의 스위칭 방식인 그림 16(a)에 비하여 제안된 스위칭방식인 그림 16(b)의 경우가 에너지 회수량이 상당히 적어 에너지 회수 비의 차가 있음을 알 수 있다.

그림 17은 상스위치 온각을 인덕턴스의 증가시점보다 2° 앞선 각도로 설정하고, 온각의 폭(여자각도)를 가변한 경우, 두 제어방식에서 측정된 에너지 변환 비의 실험결과이다. 입력전력 및 회수 전력을 측정하기 위해 실험에 사용된 계측기는 PM3300을 사용하였다.



(a)

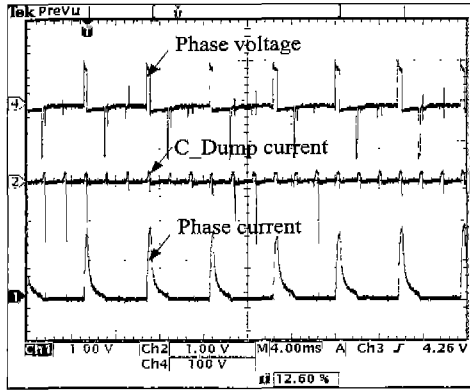


그림 16 두 제어방식에 따른 인가전압과 상전류파형 (3[kW])
 (a) 기존의 여자방식 (b) 제안된 여자방식
 Fig. 16 Voltage and current waveforms according to control methods at 3[kW] load
 (a) conventional exciting method
 (b) proposed exciting method

그림 17에서 보여주고 있는 각각의 여자방식에 대하여 측정된 에너지변환특성을 살펴보면 여자각도가 적은 부분에서는 제안된 방식의 에너지 변환 비가 기존의 여자방식에 비하여 상대적으로 매우 큼을 알 수 있다. 이 영역은 여자각이 적음으로 인해서 경부하영역이 된다. 따라서 본 논문에서 제안된 여자방식은 경부하에서 에너지 변환 비가 탁월함을 알 수 있다. 여자각도가 27° 인 영역에서는 두 제어방식에서 에너지변환비가 비슷하고 30° 에서는 발전영역으로 인해 에너지 변환비가 급속히 저감함을 알 수 있다.

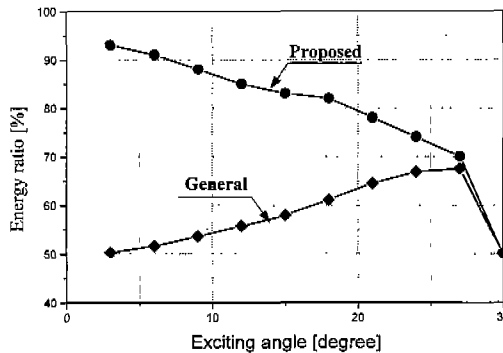


그림 17 두 제어방식에서 여자각도에 따른 에너지변환 비
 Fig. 17 Characteristic of energy conversion rate according to control methods

그림 18은 상스위치 온각을 인덕턴스의 증가시점보다 2° 앞선 각으로 설정하고, 여자각도를 가변한 경우, 두 제어방식에서 측정된 효율의 실험결과이다. 전동기의 출력을 측정하기 위해서는 5[kW]의 직류발전기를 부하로 사용하였다. 그림 18에서 보여주고 있는 각각의 여자방식에 대하여 효율특성을 살펴보면 여자각도가 적은 부분에서는 제안된 방식의 에너지 변환 비가 기존의 여자방식에 비하여 큼으로 효율 증대를 가능하게 하였다. 여자각도가 큰 부분으로 갈수록

제안된 제어방식의 핵심인 윗링영역이 적어 기존의 제어방식과 유사한 효율을 보이고 있다.

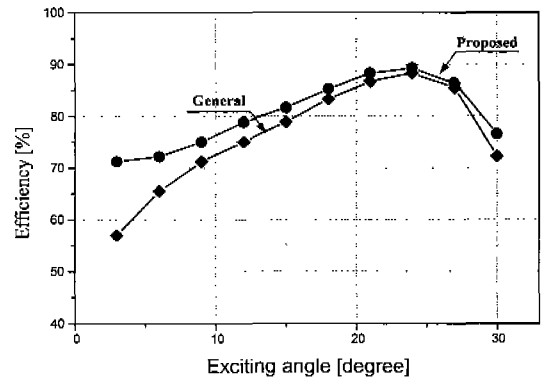


그림 18 두 제어방식에서 여자각도에 따른 효율특성
 Fig. 18 Characteristic of efficiency according to control methods

그림 19는 전류제어에 의한 기동모드에서 각도제어 모드로의 변환 과정을 고찰하기 위한 지령전류 및 실제 상전류 파형이다. 속도특성곡선의 기동시인 과도상태구간에서는 평활 토크 발생을 위해서 전류제어를 행한다. 이를 위해 전류초핑을 행하고 있으며 초핑노이즈에 의한 계측노이즈가 많이 포함되나, 기동모드가 끝나는 순간 각도제어를 행하기 위해 지령전류는 정격전류 치로 변환되고, 전류제어모드는 끝나게 되어 계측노이즈가 많이 제거된다. 각도제어모드에서 지령전류는 정격전류 치로 하는 이유는 외부의 왜란으로 인해 전격전류 이상의 전류가 발생할 시 정격전류로 제한하기 위함이다. 본 연구에서 전류 및 각도제어기는 비례적분제어기를 사용하였으며, 두 제어기의 이득을 적절히 설정하는 것은 매우 어렵다. 이와 같이 제어모드가 변할시 소프트한 제어를 행하려면 이전의 전류제어모드에서 발생한 토크와 동일한 토크를 내는 여자각제어를 행하여야 한다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 제어모드가 변하는 시점에서 연속적인 토크를 발생시킬 수 있는 각도를 적분제어기의 적분 초기치로 줌으로써 양호한 속도특성을 얻을 수 있었다.

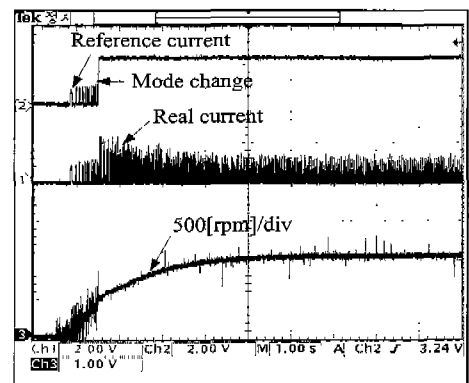


그림 19 제어모드 변경시의 지령전류, 실제전류 및 속도파형
 Fig. 19 Reference current, real current & speed at control mode change

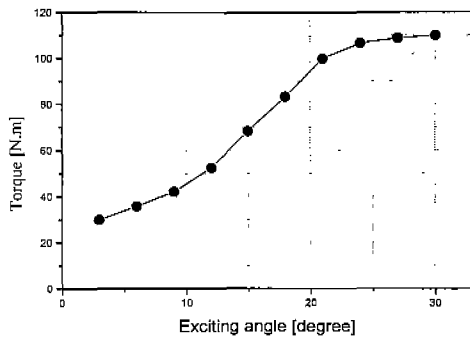


그림 20 500[rpm] 일때 여자각에 따른 토크 특성
 Fig. 20 Characteristic of torque according to exciting angle at 500[rpm]

그림 20은 소프트 한 제어모드를 변경하기 위하여 전류제어모드가 끝나는 속도인 500[rpm]에서 상스위치 온각을 인덕턴스의 증가시점보다 2° 앞선 각으로 설정하고, 여자각도를 가변한 경우, 여자각도에 따른 토크 특성을 실험적으로 구한 것이다. 따라서 전류제어가 끝나는 시점에서 그 토크를 발생시킬 수 있는 각도를 그림 20에 나타난 각도로 각도제어를 행하면 양호한 기동특성을 얻을 수 있다.

6. 결 론

본 연구에서는 SRM의 효율과 직결되는 에너지변환 비를 증대시킬 수 있는 새로운 여자각 제어방식의 제안으로 기존의 스위칭각 제어방식에 비하여 효율을 약 2%정도 증대시킬 수 있었다. 제안된 여자방식의 윌링모드 추가로 인하여 급격히 전류가 변하는 영역이 적으므로 기존의 일반적인 스위칭각 여자방식에 비하여 백동토크 및 소음이 다소 감소할 것으로 사료된다. 또한 SRM의 기동시 큰 백동 토크로 인하여 소프트 스타트 기능을 갖기 어렵다. 이 문제점을 해결하기 위해서 평활 토크 발생이 가능한 상 전류형상을 예측하였으며, 기동속도 이하에 대해서 전류제어모드를 적용하여 소프트 스타터를 가능하게 하였다.

본 연구는 한국과학재단 복적기초연구(과제번호 : R01-2001-00300)지원으로 수행되었으며, 이에 감사드립니다.

참 고 문 헌

[1] B. K. Bose, T. J. E. Miller, P. M. Szesznyi and W. H. Bocknell : "Microcomputer Control of Switched Reluctance Motor." IEEE Trans. on Industrial Application, vol. 22, no. 4, pp. 708-715, 1986.
 [2] I. Husain, M. Ehsani : "Torque Ripple Minimization in Switched Reluctance Drives by PWM Current Control," IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 11, no. 1, pp. 91-98, 1996.
 [3] C. Wu, C. Pollock; "Analysis and Reduction of

Vibration and Acoustic Noise in the Switched Reluctance Drive," IEEE Trans. on Industrial Applications, vol. 31, no. 1, pp. 91-98, 1995.
 [4] D. E. Cameron, J. H. Lang and S. D. Umans : "The Origin and Reduction of Acoustic Noise in Doubly Salient Variable-Reluctance Motors," IEEE Trans. on Industrial Applications, Vol. 28, No. 6, pp. 1250-1255, 1992.
 [5] Lawrenson PJ : "A Brief Status Review of Switched Reluctance Drives" EPE Vol. 2, No. 3, pp. 133-144, 1992.
 [6] Khwaja M. Rahman : "Optimized Torque Control of Switched Reluctance Motor at All Operational Regimes Using Neural Network" IEEE Trans. Vol. 37, No. 3, pp. 904-913, 2001.
 [7] J.-S. R. Jang : "ANFIS : Adaptive-Network-based Fuzzy Inference Systems" IEEE Trans. Vol. 23, No. 3, pp. 665-676, 1993.
 [8] M. Takagi and M. Sugeno : " Fuzzy identification of systems and it's applications to modeling and control" IEEE Trans. Vol. 15, pp.116-132, 1985.

저 자 소 개



박 성 준 (朴 晟 濬)
 1965년생. 1991년 부산대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 2002년 동 대학원 지능기계과 졸업(공학). 1996년~2000.2 거제대학교 전기과 조교수. 2000.3~현재 동명대학교 전기전자계열 조교수

Tel : 051-620-3417
 Fax : 051-620-3416
 E-mail : sjpak@yongma.tmc.ac.kr



안 진 우 (安 珍 雨)
 1958년생. 1984년 부산대 전기공학과 졸업. 1992년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1995년 12월~1996년 1월 영국 글래스고대 방문연구원. 1998년 8월~1999년 8월 미국 위스컨신(매디슨)대 방문교수. 1992년~ 현재 경성대 전기전자컴퓨터공학부 부교수.

Tel : 051-620-4773
 Fax : 051-624-5980
 E-mail : jwahn@ks.ac.kr