

A Design of High Speed SRM Drive System

李 朱 玟* · 李 東 熙** · 安 珍 雨†
(Dong-Hee Lee · Ju-Hyun Lee · Jin-Woo Ahn)

Abstract - This paper proposes a high speed SRM drive system for blower application with a new 4-level inverter and precise excitation position generator. For a high speed blower, a proper inverter and control method are proposed and the output characteristics are analyzed. In order to get a fast build-up and demagnetization of excitation current, a 4-level inverter system is proposed. The proposed 4-level inverter has additional charge capacitor, power switch and diode in the conventional asymmetric converter. The charged high voltage is supplied to the phase winding for fast current build-up, and demagnetization current is charged to additional capacitor of the 4-level inverter.

In addition, a precise excitation position generator can reduce turn-on and turn-off angle error according to sampling period of digital control system. The proposed high speed SRM drive system is verified by computer simulation and experimental results.

Key Words : SRM, High Speed, 4-Level Inverter, DSP2812

1. 서 론

최근 기계적인 동력전달과 에너지의 효율성 문제로 인하여 산업 현장이나, 특수 목적용 및 가전기기에서 고속 구동 전동기 드라이브에 대한 관심이 크게 증가하고 있다. 기존의 고속 구동 시스템에서 고배율의 기어비를 사용하는 구조에서 점진적으로 직접 구동에 의한 고속화가 이루어지고 있다. 고속 구동 전동기 시스템에서 전동기와 부하 간에 기어나 기계적인 결합 없이 직접 구동이 이루어지는 경우, 전체 시스템의 소형 경량화, 비용 절감화 및 고효율화를 꾀할 수 있는 장점이 있다[1].

기존의 고속 회전기 시스템의 동력원으로 견고성과 유지보수가 우수한 농형유도전동기가 많이 사용되어 왔으나, 고속 운전을 위해 입력되는 높은 주파수로 인해 모터 내의 철손과 권선에서의 손실이 증가하는 등 많은 문제점이 제기되고 있다[2]. 농형유도전동기를 대체할 동력원으로 직류기나 영구자석 교류전동기 등이 거론되고 있으나 고속 회전에서 브러쉬 사용의 어려움 또는 영구자석 내부에서의 감자 현상의 발생과 기계적 파괴 등을 초래하게 되는 문제점이 있다.

SRM은 그 특성상 고속 운전에 매우 유리하지만, 이를 구동하기 위한 제어기 측면에서는 몇 가지 문제점이 제기되고 있다. 특히, SRM의 고속 운전영역에서는 여자전류를 확립

하기 위한 시간과 감자시간이 매우 짧아져서, 충분한 여자전류의 확립이 매우 어렵고 감자전류가 부토크 영역까지 확장되는 문제가 발생한다. 따라서 SRM의 여자 전류는 고속 운전 전에 요구되는 토크를 충분히 발생하지 못하며, 제어 특성도 매우 나빠지게 된다[3]. 또한 일정한 제어주기 내에서 검출된 회전자 위치에 의해 상여자 시기를 결정하게 되는 일반적인 마이크로프로세서 기반의 제어 시스템에서는 고속 운전영역에서 제어주기에 의한 상여자 위치의 오차가 매우 커져서 정상적인 운전이 매우 어렵다.

기존의 SRM 고속 구동 시스템은 비대칭 컨버터의 직류 링크단에 병렬로 커패시터를 추가하여 상전류 제어를 통해 구동하는 방식을 사용하였다[4]. 그러나, 이 방식은 고속 운전 영역에서의 빠른 여자나 여자전류의 소호가 매우 어렵고, 특히 전류 제어 및 선행각 제어 또한 어려운 단점이 있다.

또, 고속 구동을 위해서 SRM의 설계방식을 변경하여 새로운 설계법을 제안한 논문도 발표된 바 있지만, 그 제작이 어렵고 요구조건에 부합하는 고속의 영역까지는 도달한 내용이 없어 실제 적용이 어려운 문제가 있다[5].

본 논문에서는 송풍기용 고속 SRM에 대하여, 짧은 시간 내에 충분한 토크 전류를 확립하기 위하여 충전된 높은 여자전압을 상권선에 인가하고, 감자 전류가 부토크 영역에서 발생하지 않도록 빠른 감자 특성을 가지는 4-레벨 인버터를 제안하였다. 본 논문에서 제안하는 4-레벨 인버터는 SRM의 짧은 선행각 내에서 높은 여자 전압의 인가가 가능하며, 이러한 높은 여자 전압이 적절한 상전류의 제어를 가능하게 해준다. 또한, 여자 전류의 소호시에 휘링되는 여자 전류를 충전단 커패시터에 충전하여 이를 다음 상의 여자에 사용함으로써, SRM의 운전효율이 크게 향상되는 장점이 있다.

한편, 고속 운전영역에서 샘플링 제어주기로 인한 상 스

† 교신저자, 正會員 : 경성대 전기메카공학부 교수 · 공박
E-mail : jwahn@ks.ac.kr

* 正會員 : 경성대 공대 전기전자공학전공 · 석사

** 正會員 : 경성대 공대 전기메카공학부 전임강사 · 공박

接受日字 : 2006年 3月 13日

最終完了 : 2006年 6月 16日

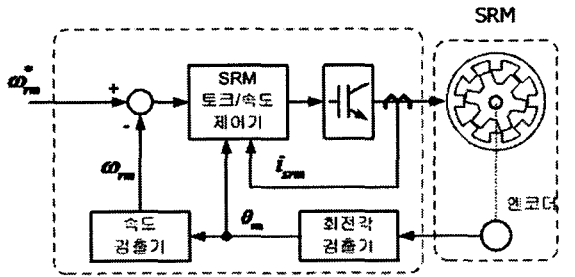
위칭 패턴의 정밀도 감소 문제를 해결하기 위하여, 메인 프로세서와 별도로 엔코더의 위치 펄스로부터 순시적으로 상 스위칭 패턴을 결정하는 순시 패턴 발생기를 적용하였다.

제안된 4-레벨 인버터와 순시 상여자 패턴 발생기를 적용한 고속 SRM 구동 시스템은 시뮬레이션 및 실험을 통하여 그 타당성을 검증하였다.

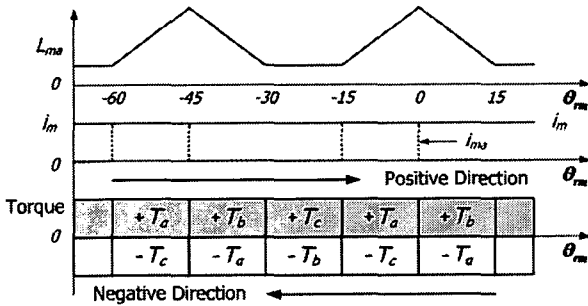
2. 고속 운전용 SRM의 운전 특성

2.1 일반적인 SRM의 운전 특성

그림 1은 일반적인 SRM의 구동 시스템과 여자전류에 따른 토크 특성을 나타내고 있다. SRM은 AC 전동기와 달리 고정자 또는 회전자 한 쪽에만 여자에너지를 인가할 때 자기적 구조에 의존하여 발생하는 릴럭턴스 토크로서 자기회로의 릴럭턴스와 여자에너지의 변화로 유도되며, 이러한 릴럭턴스 토크는 여자에너지를 인가한 상의 릴럭턴스가 최소화되려는 특성에 기인한다.



(a) 일반적인 SRM 구동 시스템



(b) 토크 특성

그림 1 일반적인 SRM 구동 시스템 및 토크 특성
Fig. 1 The general drive system of SRM and torque characteristics

그러므로 자계구조는 전동기가 회전함에 따라 릴럭턴스가 변화하는 돌극형이 필요하지만 기하학적 구성에는 한계가 있으므로, 일반적으로 6/6, 6/4, 8/6 또는 12/8극의 SRM이 많이 사용되고 있다.

SRM의 토크는 coenergy, W'_c 의 개념을 도입하여 구해 질 수 있으며, 이중돌극형 SRM의 자기구조상 자기회로의 coenergy W'_c 는 다음과 같이 유도된다.

$$W'_c = \frac{1}{2} i^2 \cdot L \quad (1)$$

여기서 i 는 상권선의 전류, L 은 인덕턴스이다. 한 상에 대한 토크 T_c 는 회전자의 위치각, θ 에 대한 coenergy의 편미분항으로서 다음과 같다.

$$T_c = \frac{\partial W'_c}{\partial \theta} = \frac{1}{2} i^2 \cdot \frac{dL}{d\theta} \quad (2)$$

식 (2)에서 SRM의 발생토크는 전류의 제곱에 비례하고 위치각에 대한 인덕턴스의 기울기에 비례함을 알 수 있다.

토크가 전류의 제곱에 비례함으로써 상전류의 방향과 무관하게 토크를 발생시킬 수 있으며, 인덕턴스의 기울기에 따라서 토크의 부호가 달라지므로 회전방향에 대하여 역방향의 토크인 부토크(Negative Torque)가 발생하는 회전자의 위치각도가 존재한다. 그러므로 SRM은 부토크의 역제를 위하여는 반드시 회전자의 위치각에 따라 스위칭 여자를 해야 한다. 만일 상권선에 일정한 여자전류를 흐르게 하면, 인덕턴스가 증가하는 구간에서는 정토크(Positive torque)가 발생하게 되며, 인덕턴스가 감소하는 구간에서는 그와 똑같은 크기의 부토크(Negative torque)가 발생하게 된다. 따라서 일정한 여자를 하면 정토크와 부토크는 서로 상쇄되어서 전동기의 축 토크는 0이 되므로 전동력을 얻을 수가 없다.

그러므로 부토크의 발생을 방지하고 효과적인 전동토크를 얻기 위해서는 반드시 회전자의 위치각에 대한 정보를 얻어서 연속적인 스위칭 여자를 하는 것이 필요하다.

2.2 고속 SRM의 제어 특성

2.2.1 고속 운전 구간에서의 여자 전류 확립

SRM의 여자 전류는 토크 발생 영역에서 충분한 토크를 발생시킬 수 있는 크기로 확립되어야 한다. 일반적인 중·저속 운전 영역에서는 선행각의 조절에 의하여 여자 전류의 확립이 가능하지만, 고속 운전영역에서는 여자 전류의 확립에 필요한 시간이 충분하지 못하므로 제어기에서 요구되는 토크를 발생하기가 매우 어렵다.

그림 2는 고속 운전 영역에서 회전자 위치각에 따른 인덕턴스와 SRM의 여자 전류의 형상을 나타내고 있다. 그림 2에서 알 수 있듯이 고속 운전 영역에서 SRM의 여자전류는 인덕턴스의 상승구간에서 충분히 확립되지 못하고, 감자 시에도 부토크 영역까지 Tail 전류가 확장되어 제어 특성이 매우 나빠지게 된다.

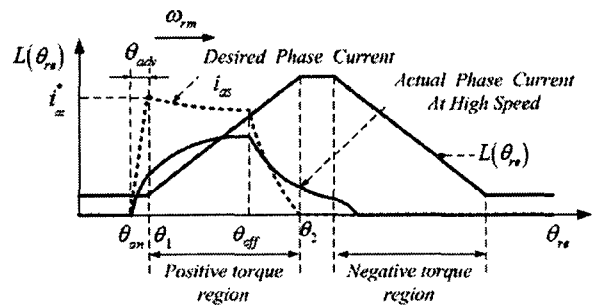


그림 2 고속 운전영역에서의 SRM의 상전류
Fig. 2 Phase current of SRM at high speed drive area

SRM의 운전에서 여자전류의 확립에 요구되는 시간은 순시 상전압 방정식으로부터 다음과 같이 유도될 수 있다.

$$\begin{aligned}
 V_{abc} &= R_s \cdot i_{abc} + \frac{d\lambda(\theta, i_{abc})}{dt} \\
 &= R_s \cdot i_{abc} + L(\theta, i_{abc}) \cdot \frac{di_{abc}}{dt} + i_{abc} \cdot \frac{dL(\theta, i_{abc})}{dt}
 \end{aligned}
 \tag{3}$$

여기서, V_{abc} 는 SRM 각 상의 인가전압 [V], i_{abc} 는 상전류 [A], R_s 는 상권선 저항 [Ω], λ_{abc} 는 각 상의 쇠교자속 [Wb], $L(\theta, i_{abc})$ 는 회전자 위치와 상전류의 크기에 따른 인덕턴스 [H]이다.

일반적으로 SRM의 턴-온각은 상 인덕턴스가 상승하는 구간으로부터 여자전류의 확립을 위해 선행각을 가지고 결정되므로, 실제 여자 전류의 상승 구간에서 인덕턴스의 변화분 $\frac{dL(\theta, i_{abc})}{dt}$ 은 0으로 가정될 수 있으며, 인덕턴스의 포화도 발생하지 않으므로, $L(\theta, i_{abc}) = L_{min}$ 으로 고려될 수 있다. 따라서 SRM의 순시 전압방정식 (3)로부터 여자전류의 확립에 요구되는 시간은 전류의 변화분 di_{abc} 를 여자전류의 크기로 가정하여 다음과 같이 계산된다.

$$\Delta t_r = L_{min} \cdot \frac{i_{abc}^*}{V_{abc} - R_s \cdot i_{abc}^*} \quad [\text{sec}]
 \tag{4}$$

여기서, L_{min} 는 비정렬 위치에서의 인덕턴스 [H], i_{abc}^* 는 상 여자전류의 지령치 [A]이다.

또한 여자 전류가 확립되는 시간 Δt_r 은 SRM의 운전 속도에 따라 다음과 같이 어드밴스 요구각도가 결정될 수 있다.

$$\theta_{adv} = \omega^* \cdot \Delta t_r \quad [\text{rad}]
 \tag{5}$$

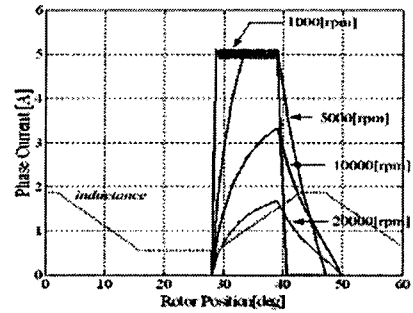
여기서, θ_{adv} 는 어드밴스 각도 [rad], ω^* 는 SRM 지령 속도 [rad/sec], Δt_r 는 여자 전류의 확립 시간 [sec]

일반적인 비대칭 컨버터로 동작하는 경우, 상용전원에서 요구되는 여자 전류의 크기가 가속 구간에서 8[A]인 경우에 설계된 SRM에서의 여자 전류 확립시간 Δt_r 은 약 0.165 [ms]이며, 운전속도가 20,000 rpm인 경우에 요구되는 어드밴스 각도는 약 19.8[deg]가 되며, 이는 허용 가능한 최대 어드밴스 각도인 12[deg]를 넘어서게 된다. 또한 고속영역에서 여자전류의 확립을 위하여 어드밴스 각도를 크게 하게 되면, 토크가 발생하지 않는 영역에서의 동손이 크게 증가하게 되어 효율이 크게 감소하게 되며, 여자전류의 소호를 위하여 고속영역에서는 턴-오프 각을 앞으로 선행 조절하여야 하므로 실제 토크 발생 영역이 크게 감소하게 된다.

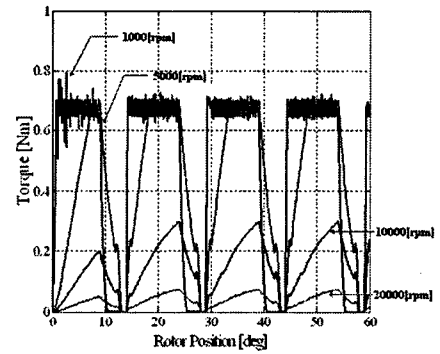
따라서 초고속 운전용 SRM의 적합한 제어를 위해서는 적절한 어드밴스 각도 내에서 여자 전류의 확립이 빠르게 이루어 질수 있도록 높은 여자전압의 인가와 빠른 여자 전

류의 소호가 필요하다.

그림 3은 운전 속도에 따른 기존의 비대칭 컨버터로 구동되는 SRM의 여자 전류와 출력 토크의 형상을 나타내고 있으며, 그림 4는 운전 속도별 전류-자속 특성 곡선을 나타내고 있다. 그림 3의 (a)에서 나타난 바와 같이 동일한 턴-온 및 턴-오프 각에서 여자전류의 형상은 속도가 증가함에 따라 충분히 확립되지 않으며, 그림 3(b)와 같이 출력 토크가 크게 감소하게 됨을 보이고 있다.



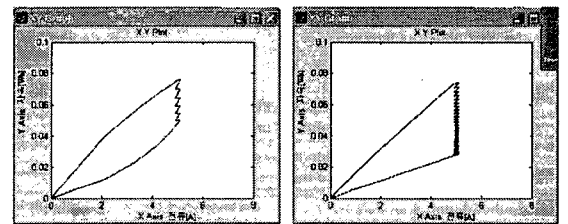
(a) 운전속도에 따른 전류 파형



(b) 운전속도별 토크 파형

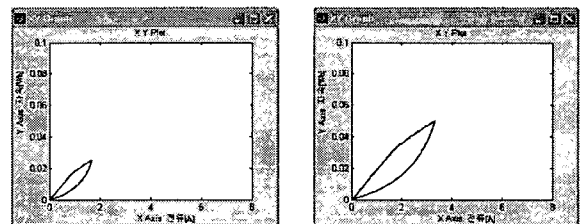
그림 3 운전 속도에 따른 전류와 토크 파형

Fig. 3 Current and torque characteristics of SRM according to speed



(a) 1000 rpm

(b) 5000 rpm



(c) 10000 rpm

(d) 20000 rpm

그림 4 운전 속도별 전류-자속 특성

Fig. 4 Characteristic of current - flux according to speed

마찬가지로 그림 4의 전류와 자속 특성에서 고속 운전 영역으로 이동 할수록 자기 에너지의 사용률이 크게 감소하게 됨을 보이고 있다.

2.2.2 샘플링 주기에 의한 여자 위치 결정 오차

한편, 일반적인 가변속 모터 제어 시스템은 일정한 샘플링 주기를 가지는 마이크로프로세서로 구동되는 디지털 제어 시스템으로 구성된다. 디지털 제어 시스템에서 샘플링 주기는 일반적으로 최소 전류 제어 주기를 기준으로 설정되며, 50~200[μs] 정도로 설계된다. 매 샘플링 주기에서 상전류 및 회전자위치 정보가 제어기에서 검출되며, 검출된 정보로부터 속도를 계산하고, 이러한 속도는 200[μs]~2[ms]의 속도 제어 주기로 제어된다. 이러한 디지털 제어 시스템에서 일반적으로 SRM 제어기의 경우 샘플링 제어 주기에서 회전자 속도 정보로부터 설정된 턴-온각과 턴-오프각을 비교하여 상여자 패턴을 결정하는 구조로 설계되어 왔다. 일정한 샘플링 주기를 가지는 디지털 제어 시스템은 중·저속 운전영역에서는 적합한 구조이나, 고속 운전영역에서는 샘플링 주기 동안에 회전자의 변위가 매우 크게 되어 제어기에서 설정된 턴-오프 및 턴-온각에서 여자 및 감자가 이루어지지 않고 샘플링 주기만큼의 지연이 발생하게 된다. 이러한 샘플링 주기의 지연은 고속 운전영역에서 토크오차를 발생하게 되어 적절한 제어가 불가능하게 된다.

그림 5는 일정한 샘플링 주기를 가지는 제어 시스템에서 샘플링 주기에 의해 결정되는 상여자 위치 결정 오차와 이에 의한 상전류 형상을 나타내고 있다.

일반적인 중·저속 영역에서 턴-온 각도 오차(Δθ_{on})과 턴-오프 각도 오차(Δθ_{off})는 크게 문제되지 않지만, 12/8 극 구조의 SRM에서 10,000[rpm]에서 100[μs]의 샘플링 주기는 기계각으로 6[deg]의 오차를 가지게 되고 이는 전기적으로 48[deg]의 오차를 의미하게 된다.

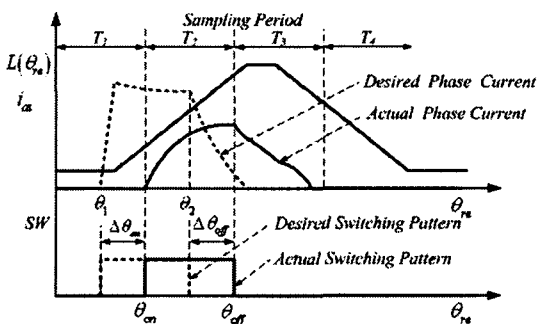


그림 5 샘플링 주기에 의한 여자위치 결정 오차
Fig. 5 Error of excitation position from sampling period

SRM의 고속 구동은 제어기에서 요구하는 토크를 발생하기 위한 충분한 여자전류의 확립이 어렵고 고속 운전 영역에서 샘플링 주기의 지연이 발생하여 토크 오차를 발생하게 되어 적절한 제어가 어렵다.

따라서, 본 논문에서는 고속 SRM의 안정적인 운전을 위하여 여자 전류의 빠른 확립과 빠른 감자 특성을 가지는 4-

레벨 인버터를 제안하여 기존의 비대칭 컨버터와 비교하여 시뮬레이션 및 실험을 통해 제안된 4-레벨 인버터의 효율성을 확인하였고, 아날로그 델타 PWM 방식을 이용하여 회전자 위치로부터 순시적으로 상여자 패턴을 결정하는 패턴 발생기를 제안하여 DSP를 이용하여 제작된 제어기에 구현하여 고속 운전 영역에서 적절한 제어가 가능하게 하였다.

3. 제안된 고속 SRM 운전 시스템

3.1 일반적인 SRM 인버터

SRM제어용 인버터로 가장 많이 사용되고 있는 비대칭 브릿지 인버터의 동작모드를 그림 6에 나타내었다. 이 인버터는 상(Phase)당 두 개의 스위치와 다이오드를 가지며 크게 3단계의 동작모드를 가진다.

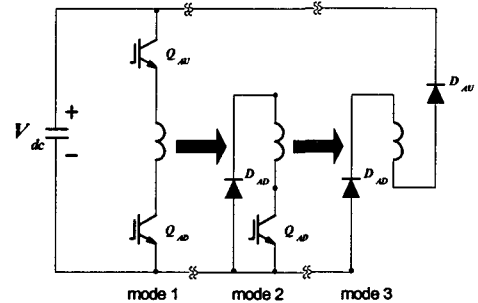


그림 6 비대칭 브릿지 인버터의 동작모드
Fig. 6 Operation mode of asymmetric bridge inverter

모드 1은 두 스위치를 모두 턴-온 시켜 DC 전원 전압(V_{dc})을 권선에 인가하여 전류를 흐르게 하며, 모드 2는 전류제어기에서 사용되는 모드로 단방향 전류제어기 권선에 흐르고 있을 전류를 한 개의 다이오드와 스위치 및 권선을 순환하게 한다. 모드 3은 두 스위치를 모두 턴-오프하여 권선전류가 두 다이오드를 통해서 전원측으로 에너지를 환원시키는 방법으로 전류가 감소되도록 한다. 이 때 해당 상의 인덕턴스가 음의 기울기(negative slope)를 가지기 전에 전류를 완전히 소멸시키거나 아주 적은 양이 되도록 해야 한다. 그렇지 않으면 부(negative)토크를 발생시키게 되어 전동기의 평균 토크가 줄어들게 되며 에너지 변환효율도 감소하게 된다. 고속 운전 영역에서는 이러한 모드 3의 여자 전류 소화가 부토크 영역까지 확장되어 에너지 변환 효율이 감소하며, 운전에 필요한 충분한 토크를 확립하기가 매우 어렵다.

3.2 4-레벨 인버터의 동작 모드

그림 7은 본 논문에서 제안된 고속 SRM을 구동하기 위한 4-레벨 인버터를 나타내고 있다. 4-레벨 인버터는 기존의 비대칭 컨버터(asymmetric converter)에서, 높은 여자 전압을 인가하기 위한 스위치와 다이오드가 각각 1개씩 추가된 형태로 구성되어 있으며, 충전부의 전압이 크게 증가하는 경우에 이를 소비하기 위한 희생부로 구성된다.

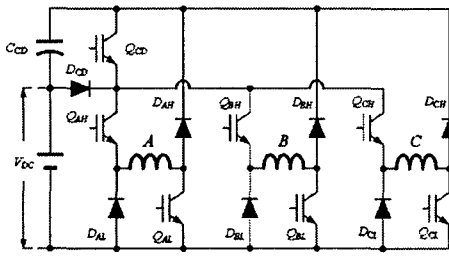


그림 7 제안된 고속 SRM용 4-레벨 인버터
Fig. 7 The proposed 4-level inverter for high speed SRM

제안된 고속 SRM용 4-레벨 인버터의 동작 모드는 크게 4가지 모드로 구분되며, 각 동작 모드에서의 구동 특성은 다음과 같다.

A. 모드 1-4 : Fast build-up and demagnetization

그림 8은 제안된 4-레벨 인버터의 빠른 여자 전류를 확립하기 위하여 충전된 전압이 상권선에 인가되는 여자 모드와 여자 전류를 빠르게 소호시키기 위한 감자 모드를 나타내고 있다. 여자 상태에서 상권선에 인가되는 전압의 크기는 전원전압 V_{DC} 와 충전 전압 V_{CD} 가 같이 인가되며, 그 크기는 식 (6)과 같다. 여자 전류의 감자는 링크단 상부의 충전 커패시터로 충전된다.

$$v_{as} = V_{DC} + V_{CD} \tag{6}$$

제안된 4-레벨 인버터의 빠른 감자모드는 여자 전류가 빠르게 감자되어 부토크 영역으로 확장되지 않도록 하는 구간이다. 이 모드에서는 충전단의 스위치 Q_{CD} 와 상권선의 Q_{AH} 및 Q_{AL} 이 모두 오프되어, 감자 전류는 그림 13(b)와 같이 충전단 커패시터 Q_{CD} 에 충전되며, SRM의 상권선에 인가되는 전압은 식 (7)과 같다.

$$v_{as} = -(V_{DC} + V_{CD}) \tag{7}$$

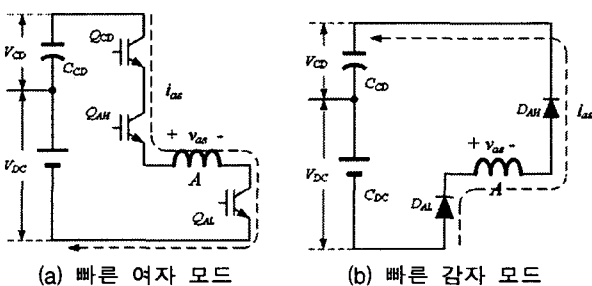


그림 8 4-레벨 인버터의 빠른 여자 및 감자 모드
Fig. 8 Fast Build-up and demagnetization mode of 4-level inverter

B. 모드 2 - 3 : Current control mode

그림 9는 여자 전류의 확립에 따라, SRM의 토크를 일정하게 제어하기 위한 전류 제어 모드 구간에서의 동작을 나타내고 있다. 충전 전압을 인가하는 스위치 Q_{CD} 가 오프되고, 일반적인 비대칭 컨버터와 동일하게 동작하는 구간으로,

상권선에 인가되는 전압의 크기는 식 (8)과 같이 상용전원으로부터 공급되는 직류 링크단 전압 V_{DC} 와 스위치 오프 상태에서는 0으로 2가지의 전압이 공급된다.

$$v_{as} = V_{DC} |_{Turn_on} \tag{8}$$

$$v_{as} = 0 |_{Turn_off}$$

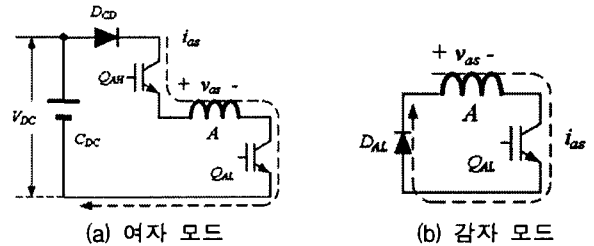


그림 9 4-레벨 인버터의 전류 제어모드
Fig. 9 Current control mode of 4-level inverter

그림 10은 제안된 4-레벨 인버터의 동작 모드별 상권선 전압과 전류의 형상을 나타내고 있다.

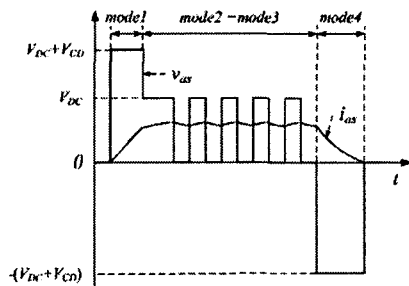


그림 10 4-레벨 인버터의 상권선 전압 및 전류
Fig. 10 Phase voltage and current of 4-level inverter

고속 운전용 SRM에서 4-레벨 인버터는 저속 운전 구간에서는 모드 2 - 모드 4로 동작하고, 중고속 운전구간에서는 모드 1 - 모드 4로 동작하며, 고속 운전 영역에서는 모드 1, 모드 2 및 모드 4로 동작하게 된다.

3.3 고정도 순시 상여자 패턴 발생기

마이크로프로세서 또는 DSP 기반의 제어 시스템으로 구동되는 SRM 드라이브는 일정한 전류 제어주기 내에서 회전자의 위치를 검출하게 되며, 매 제어 주기에서 검출된 위치 정보로부터 상여자를 위한 스위칭 패턴을 결정하게 된다. 하지만, 고속 운전 영역에서는 일정한 dwell 구간에 대한 시간이 매우 짧아지게 되어 일정한 전류 제어 주기에서 검출된 위치 정보에 따른 스위칭 패턴은 매우 큰 오차를 가지게 된다. 특히 속도가 20,000[rpm] 이상으로 증가하게 되면, 12/8 SRM의 경우 한 전기각의 구동 시간이 375[μs] 정도 이므로, 50~100[μs]의 전류 제어 주기를 가지는 제어 시스템에서 dwell 각에 대한 정상적인 제어가 불가능하다. 즉, 50[μs]의 전류 제어 주기를 가지는 디지털 제어 시스템에서 제어 주기 동안 변동하는 회전자의 전기적 위치각은 20,000[rpm]

의 경우 48° 정도이며, 이는 한상의 전기적 dwell 각이 100°로 가정하는 경우에 약 48[%]의 턴-온 및 턴-오프 오차를 가지게 된다. 본 논문에 적용된 12/8 SRM의 FEM 해석에서 50[μs]의 제어 주기에서 운전속도가 증가할수록 지령에 대한 실제 토크의 오차가 70[%]까지 증가하는 것을 확인 하였다. 이는 동일한 dwell 각도에 대하여 선행각의 오차에 의해 부토크 영역까지 감자 전류가 확장되기 때문이다.

따라서 본 논문에서는 속도 및 전류 제어는 메인 DSP에서 처리하고, 엔코더의 위치 정보로부터 상여자 패턴은 순시적으로 결정하는 순시 상여자 패턴 발생기를 적용하였다.

그림 11은 본 논문에서 적용한 SRM의 순시 상여자 패턴 발생기의 내부 블록을 나타내고 있다.

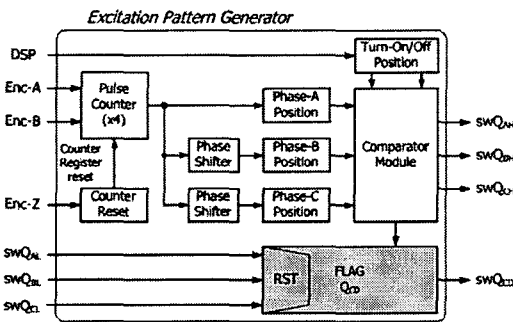


그림 11 고속 SRM용 순시 상여자 패턴 발생기 블록도
Fig. 11 Block diagram of instant phase current pattern generator

그림 11에서 순시 여자패턴 발생기는 기본적으로 엔코더의 펄스를 4채배하여 A, B 및 C상의 스위칭 구간을 결정하게 되며, 턴-온 및 턴-오프 각도는 메인 DSP에서 설정된 레지스터와 비교하여 스위칭 패턴을 발생하게 된다. 그림 11에서 swQ_{CD} 는 충전 전압을 인가하기 위한 상단 스위치의 턴-온 신호를 나타내고 있으며, swQ_{CD} 신호는 각 A, B 및 C 상의 턴-온 구간에 동기하여 턴-온 되고, 순시 전류 제어기의 턴-오프 시점에서 플래그를 리셋하여 턴-오프 시기도 설정되었다.

그림 12는 인덕턴스에 따른 고속 SRM용 순시 상여자 패턴 발생기의 스위칭 패턴 구간을 나타내고 있다.

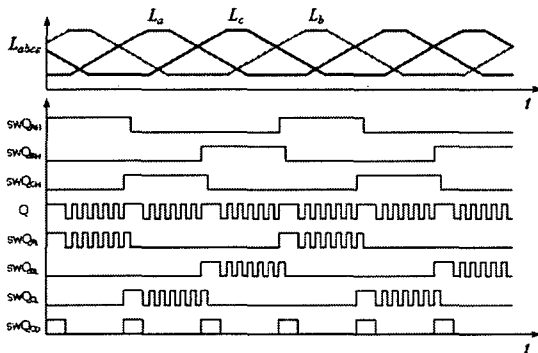


그림 12 순시 상여자 패턴 발생기의 스위칭 패턴
Fig. 12 Switching pattern of instant phase current pattern generator

엔코더의 위치 정보로부터 각 상 스위치의 턴 온-오프 구간을 결정해주어 순시적으로 상여자 스위칭 패턴을 발생시켜 메인 DSP에 미리 설정된 레지스터와 비교하여 스위칭 패턴을 발생시키게 된다.

4. 시뮬레이션 및 실험 결과

4.1 적용 모델

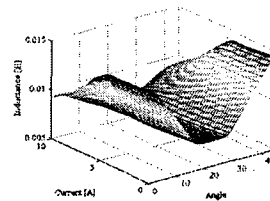
본 논문의 실험 및 시뮬레이션에 적용된 SRM은 3상 12/8극 송풍기용 300W급 SRM으로, 고정자 외경이 132[mm]이며, 회전자 내경은 74[mm]이다. 또한 고정자의 극호각은 기계적으로 18[deg]이고, 회전자의 극호각은 14[deg]로 설계되었다. 회전자의 공극은 0.5[mm]이다.

표 1과 그림 13은 본 논문에서 적용한 SRM의 주요 정격 및 인덕턴스와 토크 프로파일을 나타내고 있다.

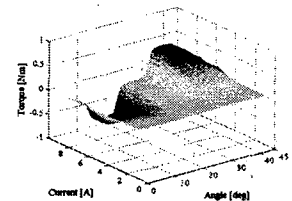
표 1 적용된 전동기의 주요사항

Table. 1 The specifications of prototype SRM

Stator pole number	12
Rotor pole number	8
Stator outer diameter	132[mm]
Rotor inner diameter	73.5[mm]
Number of phase	3
Core length	28.7[mm]
Air-gap length	0.5[mm]
Stator pole arc	14[deg]
Rotor pole arc	18[deg]
Winding resistance per phase	1.3[ohm]
Number of turn per pole	160
Lau (Unsaturated aligned inductance)	14.747[mH]
Lu (Unsaturated unaligned inductance)	5.558[mH]



(a) 전류에 따른 인덕턴스



(b) 전류에 따른 토크

그림 13 SRM의 인덕턴스 및 토크 프로파일

Fig. 13 Inductance and torque profile of SRM

적용된 SRM의 정격 토크는 약 0.65[Nm]이며, 최대 인덕턴스는 14[mH]이고, 최소 인덕턴스는 5.6[mH]이다.

4.2 시뮬레이션 결과

그림 14는 제안된 고속 운전용 SRM 구동 시스템의 속도 제어 블록을 나타내고 있다. 메인 제어기는 속도 제어기와 전류 제어기에 의한 PWM 패턴을 생성하고, 상여자 신호와 최종 스위칭 패턴은 상여자 패턴 발생기와의 조합에 의해 결정된다.

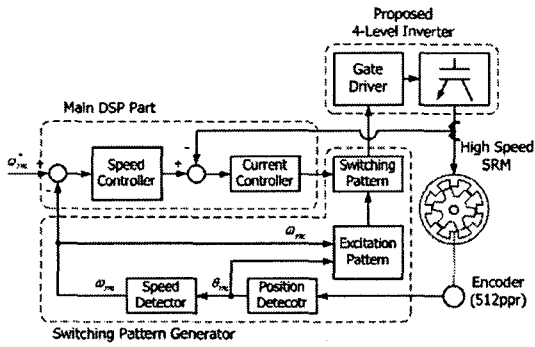


그림 14 제안된 고속 SRM 구동 시스템 제어블록도
 Fig. 14 Block diagram of the proposed high speed SRM drive

제안된 순시 상여자 패턴 발생과 전류 제어를 위하여 샘플링 시간을 가지는 디지털 제어 시스템에서 지령 전류를 발생하고, 순시 전류 제어는 델타 PWM이 가능한 제어를 구현하였다.

시뮬레이션은 Matlab을 이용하여 비대칭 컨버터와 제안된 4-level 인버터를 비교하였다.

그림 15는 지령속도 10,000[rpm]에서 기존의 비대칭 컨버터와 제안된 4-level 인버터의 상권선 전류를 비교한 결과를 나타낸다. 그림 15(a)에서 상전류의 크기는 제안된 4-레벨 인버터의 경우보다 리플이 크고, 여자 전류의 확립을 위하여 선행각을 크게 설정하였다. 또한 여자 전류의 소호 구간도 제안된 4-레벨 인버터에 비하여 매우 길어지게 된다.

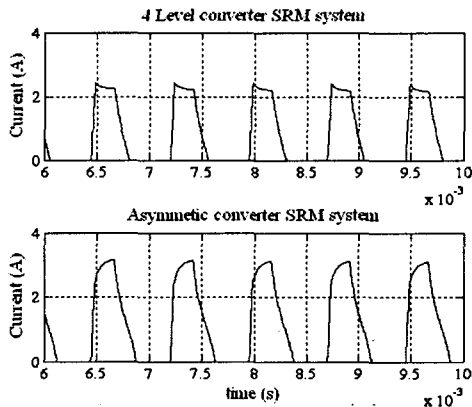


그림 15 전류 파형의 비교 (10,000[rpm])
 Fig. 15 Comparison result of current waveform(at 10,000[rpm])

그림 16은 제안된 4-레벨 인버터와 비대칭 컨버터를 적용한 경우의 속도 응답 특성을 나타내고 있다. 제안된 방식의 경우에 기존의 비대칭 컨버터에 비하여 고속 응답 특성이 우수하여 전류 제어 특성이 크게 개선됨을 나타내고 있다.

제안된 4-레벨 인버터의 여자 전류 확립구간은 근본적으로 감자 구간에서 소호되는 전류의 충전분을 사용하고 있기 때문에, Q_{CD} 스위치의 턴-온 구간을 너무 크게 설정하게 되면, 충전 전압이 지속적으로 감소하게 되는 문제가 발생한다. 하지만, 실제 고속운전 영역에서, 여자 전류의 확립 구간

에서 선행각 제어를 통하여 충전 전압의 크기를 적절하게 제어하여야 한다.

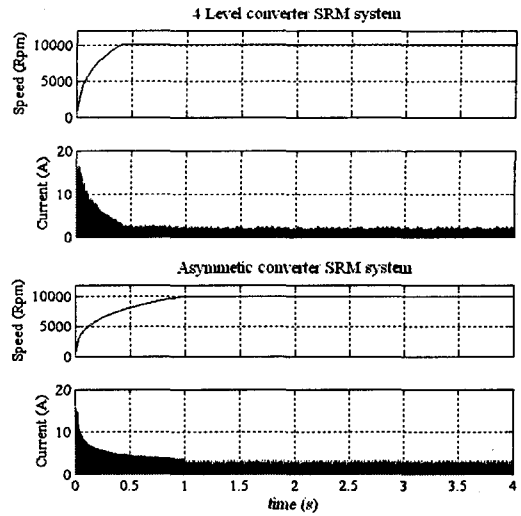


그림 16 속도 응답 특성 비교 (10,000[rpm])
 Fig. 16 Compare of speed response (10,000[rpm])

4.3 실험 결과 및 검토

제안된 고속 SRM 구동 시스템의 성능을 검증하기 위하여 실험장치를 설계하고 그 성능을 평가하였다.

메인 디지털 제어기는 TI(Texas Instrument)사의 TMS320F2812-120MHz를 사용하였고, 순시 상여자 패턴 발생장치는 듀얼 프로세서 방식으로 구현하였다. 차후 CPLD 또는 FPGA로 구현하여 원칩화를 할 수 있도록 내부 코드를 디지털 방식으로 설계하였다. 메인 디지털 제어기에서 전류 제어 주기는 $50[\mu s]$ 로 설계되었는데, 이는 제어 주기에서 회전자 위치를 따로 검출하여 상여자 패턴을 결정하지 않기 때문에 빠른 전류 제어가 가능하기 때문이다. 제안된 4-레벨 인버터는 600V-30A급 IGBT와 1200V-30A급 IGBT로 구성하였으며, 고속 포토커플러에 의한 게이트 드라이브를 구현하였다.

그림 17은 본 논문의 실험에 사용된 디지털 제어 시스템을 보여준다.

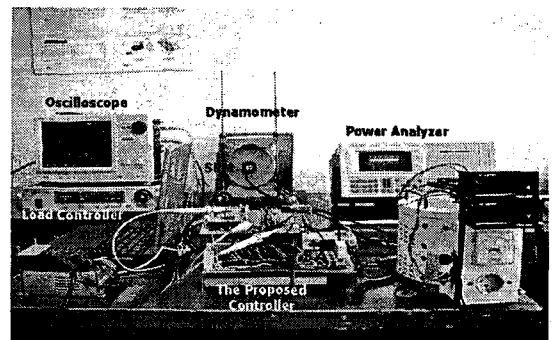


그림 17 디지털 제어기 및 인버터 시스템
 Fig. 17 Digital controller and Inverter system

실험은 전동기 설계 시뮬레이션을 통한 고효율 영역에서의 스위칭 각도를 선정하고, 실험을 통해 최적의 스위치 온-오프각을 선정하였다.

그림 18은 4,000[rpm] 운전 상태에서 비대칭 컨버터와 제안된 4-레벨 인버터의 동일한 운전 조건에서의 상전류 파형을 비교하였다. 그림 19에서 제안된 4-레벨 인버터의 경우에 기존의 비대칭 컨버터에 비하여 전류의 여자 구간이 매우 짧고, 소호상태에서도 빠른 응답 특성을 보이고 있다.

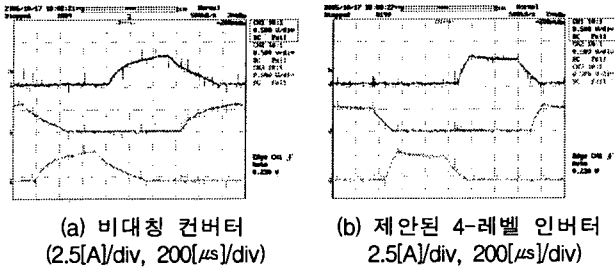
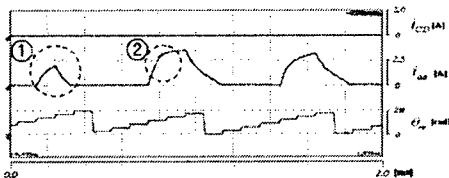


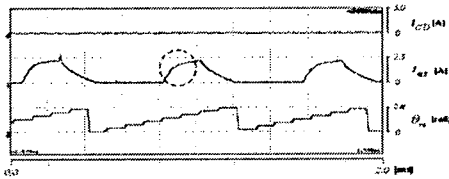
그림 18 비대칭 컨버터와 제안된 4-레벨 인버터의 상전류 파형 (4,000rpm)
 Fig. 18 Current comparison of asymmetric inverter and proposed 4-level inverter (4,000rpm)

그림 19는 운전속도 10,000[rpm]에서 제안된 순시 여자 패턴 발생기를 사용하지 않는 비대칭 컨버터와 순시 여자 패턴 발생기를 적용한 비대칭 컨버터 및 제안된 방식의 운전 성능을 나타내고 있다.

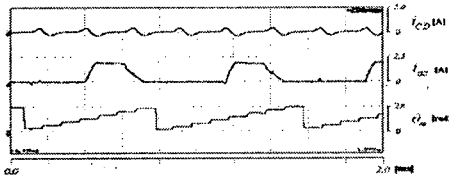
(i_{ca} : 충전단 커패시터 충전전류, i_{as} : A상 상전류)



(a) 순시 여자 패턴 발생기를 적용하지 않은 비대칭 컨버터



(b) 순시 여자 패턴 발생기를 적용한 비대칭 컨버터



(c) 제안된 고속 SRM 제어기

그림 19 전류 및 회전자 위치각의 비교(10,000 rpm)
 Fig. 19 Comparisons of current and rotor position

그림 19의 (a)에서 순시 여자 패턴 발생기를 적용하지 않는 경우에 여자 위치의 오차로 인하여 ①과 ②의 상전류가

각각 상이하게 제어되고 있으며, 그림 19의 (b)에서 순시 여자 패턴 발생기를 적용하더라도, 각 상의 여자 전류 형상은 고르게 나타나지만, 고속 운전 상태에서 여자전류의 확립 및 소호가 매우 나쁘게 나타남을 보이고 있다. 이에 비하여 제안된 방식의 그림 19(c)에서는 충전단 커패시터의 충전전류에 의하여 상전류의 형상이 매우 평탄하며, 안정적인 제어가 가능함을 보이고 있다. 그림 19에서 회전자 위치 θ_{re} 는 12비트 DAC로 100[µs]에 한번 씩 출력된 형상을 나타낸다.

그림 20은 15,000[rpm]에서의 제안된 방식으로 운전되는 SRM의 충전전류, 상전류, 회전자 위치 및 상전압의 파형을 나타내고 있다. 적용된 SRM의 실험 시 사용된 엔코더의 기계적 베어링의 한계로 인해 15,000[rpm]에서 측정이 실행되었다. 실험 결과에서 상전류의 소호 구간에서 커패시터의 충전이 발생하고, 충전된 전류에 의한 높은 여자 전압이 적절하게 인가됨을 보이고 있다.

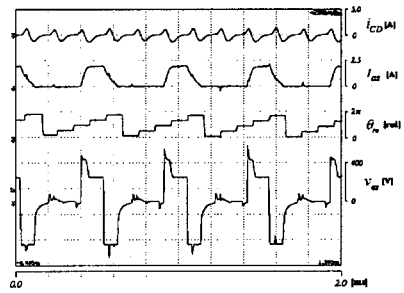
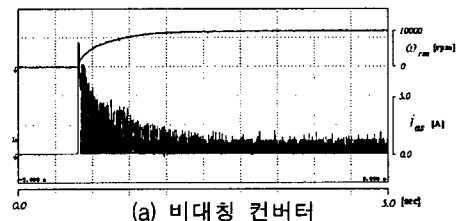
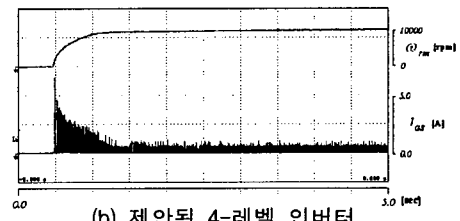


그림 20 제안된 고속 운전 시스템의 운전 특성(15,000 rpm)
 Fig. 20 Capacitor, phase current, rotor position and phase voltage of the proposed system(15,000rpm)

그림 21은 비대칭 컨버터와 제안된 시스템의 지령속도 도달 시간을 비교하였다. 제안된 시스템의 경우에 기존의 비대칭 컨버터에 비하여 지령속도 도달 시간이 매우 단축되는 것을 확인할 수 있다.



(a) 비대칭 컨버터



(b) 제안된 4-레벨 인버터

그림 21 비대칭 컨버터와 제안된 4-레벨 인버터의 지령속도 도달시간 비교(10,000rpm)

Fig. 21 Speed response of asymmetric inverter with the proposed system (10,000rpm)

그림 22는 제안된 시스템과 비대칭 컨버터의 속도-효율 특성을 실험한 결과를 보이고 있다. 비대칭 컨버터의 경우 정격부하 상태에서 7,000[rpm] 이상의 운전이 불가능하여, 최대 운전 가능 속도까지 효율이 측정되었다.

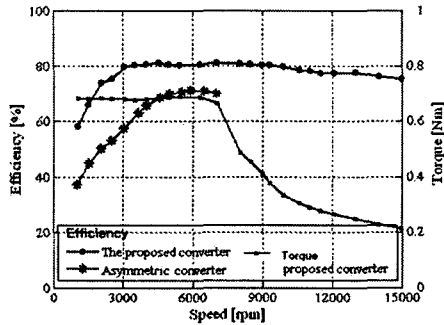


그림 22 토크 및 효율 특성 비교
Fig. 22 Comparisons of Torque and efficiency

그림 22의 실험 결과에서 제안된 고속 운전 시스템은 SRM의 감자 에너지를 저장하여 여자 구간에서 재사용함으로써, 짧은 선행각으로 여자 전류를 확립할 수 있으므로 기존의 비대칭 컨버터 운전에 비하여 매우 높은 운전 효율 특성을 나타내었다.

5. 결 론

본 논문에서는 고속 SRM의 운전을 위하여 빠른 여자전류의 확립과 빠른 감자특성을 가지는 새로운 4-레벨 인버터와 제한된 샘플링 주기에 대한 상여자 위치 오차에 대한 문제를 해결하기 위하여, 제어주기와 관계없이 회전자 위치정보로부터 직접 상여자 스위칭 패턴을 결정하는 정밀 상여자 패턴 결정회로를 제안하였다. 제안된 4-레벨 인버터는 여자전류의 소호 구간에서 감자 에너지를 충전단 커패시터에 충전하여 다음 상의 여자 시에 높은 여자 전압을 인가함으로써, 고속 운전 영역에서 짧은 구간 내에 토크 전류를 확립할 수 있고, 이로 인한 고효율 운전이 가능함을 확인하였다. 또한 고속 운전 영역에서 제한된 샘플링 제어 주기로 인한 상여자 위치 오차에 대한 운전 특성을 실험을 통하여 비교하였으며, 제안된 순시 상여자 패턴 발생기의 유효함을 증명하였다.

제안된 고속 SRM 제어 시스템은 시뮬레이션 및 실험결과에서 매우 우수한 특성을 보임을 확인하였다.

참 고 문 헌

[1] Mekhiche M, Kirtley J.L, Tolikas M, Ognibene E, Kiley J, Holmansky E, Nimblett F; "High Speed Motor Drive Development for Industrial Applications", International Conference IEMD '99, 9-12, IEEE CNF, pp.244-248, 1999.
[2] M. A. Rahman, A. Chiba, T. Fukao; "Super High Speed Electrical Machines-Summary" Power Engineering Society General Meeting IEEE 6-10,

June. 2004 pp.1272 ~ 1275 Vol.2, 2004.

[3] T. J. E Miler; "Switched Reluctance Motor and Their Control," Oxford University Pree, pp.22, 70, 161-180, 1993.
[4] M. Dahmane, F.Meibody-Tabar, F-M. Sargos; "An Adpted Converter For Switched Reluctance Motor/Generator for High Speed Aplications", IEEE. 2000.
[5] Changhwan Choi, Daek Lee, Kyihwan Park, "Fuzzy design of a switched reluctance motor based on the torque profile optimization", Magnetics, IEEE Transactions on, Volume 36, Issue 5, Part 1, pp.3548-3550, Sept 2000.

저 자 소 개



이 동 희 (李東熙)

1970년 11월 11일생. 1996년 부산대 전기공학과 졸업. 1998년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 2002년~2005년 8월 OTIS LG 서보 R&D팀 선임연구원. 2005년 9월~현재 경성대 전기전자메카트로닉스공학부 전임강사.

Tel : 051-620-4693
Fax : 051-624-5980
E-mail : leedh@ks.ac.kr



이 주 현 (李朱玪)

1978년 7월 19일생. 2004년 경성대 전기전자공학과 졸업. 2006년 동 대학원 전기전자공학과 졸업(석사). 2006년~현재 학술진흥재단 문제해결형인력양성사업 연수중.

Tel : 051-620-4779
Fax : 051-624-5980
E-mail : jhri@ks.ac.kr



안 진 우 (安珍雨)

1958년생. 1984년 부산대 전기공학과 졸업. 1986년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1992년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1995년 12월~1996년 2월 영국 글래스고우대 방문연구원. 1998년 8월~1999년 8월 미국 위스컨신대 방문교수. 1992년~현재 경성대 전기전자메카트로닉스공학부 교수. 차세대전동기기술 연구센터장. 당학회 편집이사

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