

마이크로 콘트롤러기반의 고역률형 단상 SRM 구동

安珍雨*, 李珍國†

Microcontroller based Single-phase SRM Drive with High Power Factor

Jin-Woo Ahn and Zhen-Guo Lee

요 약

본 논문은 단상 SRM의 고역률 구동에 관한 연구이다. 단상 SRM은 구조가 단순하고, 견고하며, 전력회로가 간단하고, 고속운전특성이 우수하다. 다이오드 정류기와 필터용 링크 커패시터로 구성된 종래의 단상 SRM 구동방식은 대용량 커패시터의 충·방전 진류에 의해 역률이 크게 저하되는 문제가 발생한다. 본 논문에서는 부가적인 능동회로가 없는 1단방식의 고역률 SRM 구동드라이브와 스위칭 토폴로지를 제안한다. 제안한 구동드라이브와 스위칭 토폴로지는 다양한 수치시뮬레이션과 마이크로 콘트롤러기반의 단상 SRM의 구동실험을 통해 그 타당성을 입증하였다.

ABSTRACT

A novel high power factor drive of a single-phase switched reluctance motor (SRM) is researched. It achieves sinusoidal and near unity power factor input currents. The proposed SRM drive has one additional active switches. And a single-stage approach has a simple structure and low cost. A prototype to drive an SRM equipping a suitable encoder is designed to evaluate the proposed topology. The characteristics and validity of the proposed circuit is discussed with some simulations and experimental results.

Key Words : Single-phase SRM, PFC(Power Factor Correction), Microcontroller

1. 서 론

스위치드 릴럭턴스 전동기(Switched Reluctance Motor, SRM)는 전자기적인 구조가 간단하고 견고하며, 고효율, 고평크/관성비, 넓은 범위의 가변속 운전 등의 장점을 가진 전동기로서 여러 산업분야 및 가전분야에 그 적용범위를 넓혀가고 있다^[1]. 그 중에서도 특히, 단상 SRM은 구동용 전력회로가 간단하고, 고속 운전특성이 우수하다.

SRM을 구동하기 위해서 사용되는 DC전원은 일반적으로 다이오드 정류기와 필터용 링크 커패시터로 구

성되어 있다. 이와 같은 구동회로는 구조가 간단하지만, 커패시터의 충·방전으로 인해 전원측에 피크성의 교류전류가 흐르게 되어, 역률이 크게 저하되는 문제점이 발생하게 된다.

최근, 이러한 낮은 역률에 대한 문제점을 해결하기 위하여 역률개선(Power Factor Correction, PFC)회로를 적용한 SRM 구동회로에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다^[2-8]. 기존의 SRM 구동회로에서 역률개선방법으로는 AC/DC 컨버터부를 수정하여 역률을 개선하는 방법^[2-4], 다이오드 정류기와 필터용 링크 커패시터 간에 역률보상회로를 추가하는 방법^[5-6], SRM측 컨버터의 내부구성을 약간 수정하여 역률을 개선하는 방법^[7] 등을 대표적으로 들 수 있다. 이 가운데, AC/DC 컨버터부를 수정하는 방법은 2개의 스위칭 소자와 윌링용 인덕터가 추가로 필요하고, 정류기와 링크 커패시터 간에 역률보상회로를 추가하는 방법은 스위칭 소

†교신저자 : 정희원, 경성대 공학기술연구소 전임연구원
E-mail : zglee@ks.ac.kr

*정희원, 경성대 전기전자메카트로닉스공학부 교수
접수일자 : 2005. 10. 5 1차 심사 : 2005. 12. 1
2차 심사 : 2006. 1. 13 심사완료 : 2006. 1. 19

자와 LC회로로 구성된 부스트 컨버터가 필요하므로 구성이 복잡하고, 소자의 수가 증가하여 경제적으로 불리하며, SRM측 컨버터의 내부구성을 수정하는 방법은 특정 컨버터 및 다상 SRM에 적용되어야 한다.

본 논문에서는 부가적인 능동회로가 없이 SRM 구동회로를 1단방식으로 구성하여 2단방식의 PFC회로에 비해 간단하면서도 고역률이 가능한 단상 SRM 구동드라이브와 스위칭 토폴로지를 제안한다.

제안된 단상 SRM 구동드라이브의 고역률의 실현은 전원전압과 충전된 에너지회수용 커패시터의 충전전압을 교번적으로 SRM에 인가하는 방식이다. 이 방식은 SRM의 운전 중, 출력토크를 발생하는 구간에서만 전원전압이 SRM에 에너지를 공급하게 하고, 역률저하에 영향이 큰 여자구간과 소자구간에서는 충전된 커패시터와 에너지 교환을 하도록 하여 SRM의 고역률 구동을 실현한다.

한편, 다양한 수치해석과 마이크로 콘트롤러기반의 단상 SRM의 구동실험을 통해 제안된 1단방식의 고역률형 구동드라이브의 타당성을 입증한다.

2. 단상 SRM의 동작원리와 제안한 PFC드라이브

2.1 단상 SRM의 동작원리

SRM 구동 중, 자기회로의 릴럭턴스는 고정자와 회전자의 상대위치에 따라 그 값이 변화한다. 또한, 전기회로에서의 인덕턴스는 관련 자기회로의 릴럭턴스에 반비례하므로, SRM의 회전자가 회전함에 따라, 인덕턴스가 최대 및 최소로 되는 위치가 존재한다. 여기서, 인덕턴스가 최대로 되는 위치를 정렬위치(Aligned Position)라고 하는데, 이는 회전자 극과 고정자 극이 정확히 일치하게 되는 위치이다. 반면, 인덕턴스가 최소로 되는 위치를 비정렬위치(Unaligned Position)라고 하는데, 이는 회전자의 극간폭이 고정자 극과 정렬될 때의 위치이다.

이러한 자기회로의 구조 때문에, SRM의 어느 한 상에 전류가 흐르면 인덕턴스가 증가시키는 방향으로 토크가 발생하여, 회전자를 현 위치에서 가장 가까운 정렬위치에 가게 한다. 따라서, 단일방향의 토크를 발생하려면 반드시 회전자의 위치각에 따른 스위칭 여자를 해야 한다. 이때, 각 상에 흐르는 전류에 의해 발생하게 되는 출력토크는 다음의 식 (1)과 같게 된다.

$$T = \frac{1}{2} i^2 \frac{\partial L(\theta, i)}{\partial \theta} \quad (1)$$

여기서, 인덕턴스의 값은 그림 1과 같이 고정자와 회전자의 상대위치에 따라 주기적으로 변화하는데, 이 주기를 기계각으로 나타내면 다음의 식 (2)와 같다.

$$\theta_T = \frac{2\pi}{P_r} \quad (2)$$

여기서, P_r 는 회전자의 극수를 나타낸다.

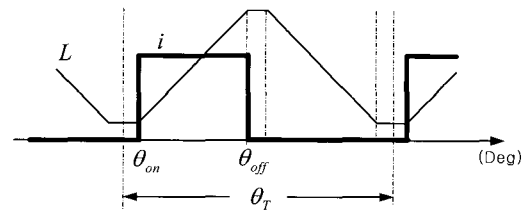


그림 1 인덕턴스 프로파일과 이상적인 상전류파형
Fig. 1 Inductance profile and ideal phase current waveform

만약 출력토크를 발생하는 상권선의 전류가 그림 1에서와 같이 스텝적인 변화가 가능하고, 자성체의 포화를 고려하지 않는다고 가정할 경우, 식 (1)에서 보이는바와 같이 일정한 토크의 출력이 가능하다. 이때 SRM에 인가해야 할 전압은 다음의 식 (3)에 의하여 얻어진다.

$$V = Ri + \frac{dL(\theta, i)i}{dt} \quad (3)$$

그러나, 실제로 상권선의 인덕턴스의 영향으로 그림 2와 같이 출력토크에 해당하는 전류를 확립하거나 이를 소호하려면 일정한 시간이 필요하게 되므로 SRM의 인덕턴스 프로파일에 근거를 둔 회전자 위치각의 각 구역별로 해석하는 것이 편리하다. 그림 2에서 정지용자석(Parking Magnet)은 단상 SRM 구동 시, 초기 기동위치를 설정하기 위한 것으로서 반드시 필요하다.

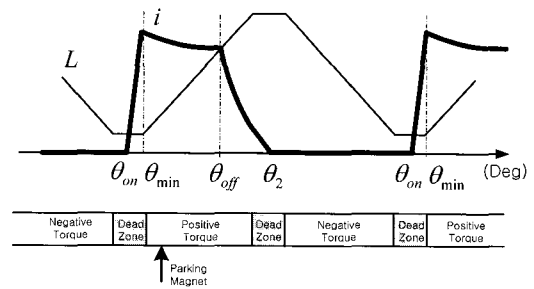


그림 2 단상 SRM의 운전특성
Fig. 2 Operational characteristics of single-phase SRM

$\theta_{on} \sim \theta_{min}$ 구간 : 상권선에 전원을 인가하여 여자하는 구간으로서 상전류는 0부터 θ_{min} 위치까지 증가한다. 여기서 θ_{min} 는 회전자 극의 앞쪽 끝(Leading Edge)이 고정자 극의 끝과 만나서 인덕턴스의 값이 증가하게 되는 위치이다. 이 구간에서의 전압방정식은 다음의 식 (4)와 같이 주어진다.

$$V = Ri + L_{min} \frac{di}{dt} \quad (4)$$

여기서, L_{min} 은 최소 인덕턴스 값이다.

식 (4)로부터 알 수 있듯이, 상권선의 저항을 무시할 경우, 이 구간에서의 최종전류는 SRM의 인가전압, 회전속도 및 θ_{on} 의 값에 의해 결정된다. 또한, 이 구간에서의 인가전압과 회전속도가 일정할 경우, 이 구간이 좁으면 좁을수록 즉, 선행각(Advance Angle)이 작으면 작을수록 높은 상전류를 얻을 수 있다.

$\theta_{min} \sim \theta_{off}$ 구간 : 고정자 극과 회전자 극의 겹치는 부분이 많아지면서 자기회로의 릴럭턴스가 작아지는 구간으로서 실질적인 출력토크를 발생하는 구간이다. 이 구간에서 입력된 전기에너지 중, 일부는 기계적 출력으로 전환되고, 일부는 자기에너지로 자성체에 축적된다. 이때의 전압방정식은 다음의 식 (5)와 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} V &= Ri + L \frac{di}{dt} + i \frac{dL}{d\theta} \omega_m \\ &= Ri + L \frac{di}{dt} + E_s \end{aligned} \quad (5)$$

여기서, $\omega_m (= \frac{d\theta}{dt})$ 는 회전자 각속도이고, E_s 는 인덕턴스 변화에 의한 속도기전력이다.

식 (5)로부터 알 수 있듯이, 이 구간에서 전원전압 (V)이 속도기전력(E_s)과 저항 양단의 전압강하(Ri)의 합과 마침 같을 경우, 상권선에 흐르는 전류는 변하지 않으며, 이에 의한 출력토크도 일정한 값으로 된다. 한편, 전원전압이 속도기전력과 저항양단의 전압강하의 합보다 클 경우, 상권선의 전류는 커질 것이며, 반대로는 전류가 작아진다.

$\theta_{off} \sim \theta_2$: 상권선에 전원전압을 역으로 인가하거나 저항소자로 상권선을 단락하는 방법으로 자성체에 축적된 자기에너지를 전원측에 회수시키거나 저항소자를 통해 발산하게 하는 소자구간이다. 따라서, 이 구간의 최종전류는 0이며, θ_2 는 상전류가 0으로 되는 위치이

다. 만약 θ_{off} 가 인덕턴스의 증가구간에 존재한다면, 자기에너지의 일부는 기계에너지로도 출력된다. 이 구간에서의 전압방정식은 다음의 식 (6)과 같다.

$$L \frac{di}{dt} + Ri + E_s + V = 0 \quad (6)$$

한편, 만약 θ_2 가 인덕턴스의 감소구간에 존재한다면, 소자구간에 부의 토크를 출력하게 된다.

2.2 제안된 SRM 구동용 1단구조방식의 PFC

일반적으로 SRM 구동드라이브는 다이오드 정류기와 필터용 링크 커패시터에 의해 직류전압을 얻고 있다. 이러한 구동드라이브는 비록 전력회로가 간단하지만, 대용량 필터용 커패시터의 충·방전 전류로 인해 교류전원측에 피크성의 교류전류가 흐르게 된다. 따라서 입력전압과 동위상의 전류가 흐르지 않게 되어 역률이 매우 낮으며, 불필요한 무효전력이 생겨 에너지 효율이 감소되는 문제점이 있다. 이러한 문제점들은 전력품질에 대한 요구가 높거나 SRM의 고성능 구동을 필요로 하는 분야에서는 대단히 중요하다. 따라서 이러한 문제점들을 해결하기 위하여 기존의 SRM 구동회로에 PFC회로를 추가하는 연구가 많이 진행되고 있는데, 이와 같은 PFC드라이브는 2단방식의 구조로서 회로구성이 복잡하고, 소자의 수가 증가하여 경제적으로 불리하며, 추가적인 제어회로를 필요로 하는 등 단점이 있다. 따라서, 본 논문에서는 회로구성이 간단하고 경제적인 1단구조방식의 PFC드라이브를 제안한다.

그림 3은 기존의 비대칭 SRM 드라이브와 제안된 1단방식의 고역률 인버터를 나타내고 있다. 그림 3(a)와 같이 기존의 비대칭 인버터는 다이오드 정류기 출력단에 벌크성 커패시터를 내장하고 있으며, 이는 직류전압의 리플을 방지하고 회수에너지를 저장하는 역할을 한다. 또한, 이 커패시터로 인해 입력 교류전원측에 피크성의 교류전류가 흐르게 된다. 그림 3(b)는 제안된 1단구조 PFC 드라이브를 나타내고 있다. 제안된 드라이브의 가장 큰 특징은 다이오드 정류기 출력측에 벌크형 커패시터가 없다는 것이다. 따라서, 입력측 전원의 전 영역에 대하여 전류의 형성이 가능한 구조로 되었다. 또한, 전원전압 반대편에 방전스위치 Q_F 를 거쳐 SRM의 상권선과 병렬로 연결되어 있는 충전된 커패시터 C 는 전원전압과 독립적으로 SRM에 작용하게 된다. 이 대용량 커패시터는 여자구간에 방전스위

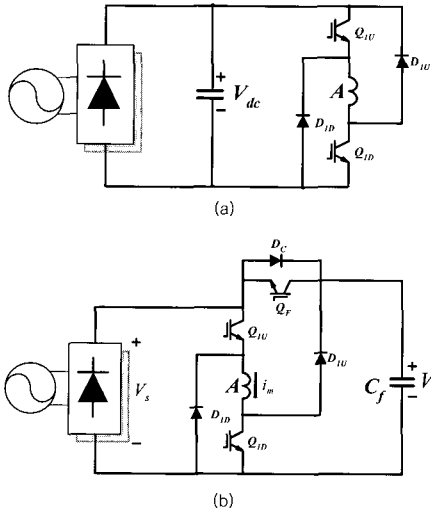


그림 3 기존의 비대칭 인버터와 제안된 고역률 인버터
 (a) 비대칭 인버터 (b) 고역률 인버터
 Fig. 3 Asymmetric inverter and proposed Inverter
 (a) asymmetric inverter (b) proposed high power factor inverter

치를 온 함으로써 SRM에 전기에너지를 공급하게 되며, 소자구간엔 상 스위치 오프시에 발생하는 자계에너지를 회수하는 역할을 한다.

2.3 제안된 PFC드라이브의 동작모드

해석의 편의를 위하여, 제안된 PFC드라이브의 동작을 그림 4와 같이 각각 방전모드, 입력모드, 회수모드 등 3개의 모드로 분류한다.

그림 4(a)의 방전모드는 상 스위치(Q_{1U} , Q_{1D})를 온 및 방전스위치(Q_F)를 온함과 동시에 시작되며, 상 스위치 오프시 회수된 커패시터의 높은 전압으로 신속한 평활전류 정착용으로 사용된다. 이때, SRM의 상전류는 C_f , Q_F , Q_{1U} , Q_{1D} 를 통하여 형성된다.

그림 4(b)의 입력모드는 방전 스위치를 오프하는 시점부터 시작되며, 이 모드는 전원측에서 SRM으로의 전력전달이 이루어지는 시점이다. 이때 SRM의 상전류는 정류용 다이오드, Q_{1U} , Q_{1D} 를 통하여 형성된다.

그림 4(c)의 회수모드는 상 스위치가 오프하는 순간부터 시작되며, 필링다이오드 D_{1U} , D_{1D} 를 통하여 상 권선에 남아있는 무효전력을 커패시터로 회수하도록 한다.

2.4 제안된 PFC드라이브의 토폴로지

그림 5에 제안된 PFC드라이브의 방전 스위치 Q_F

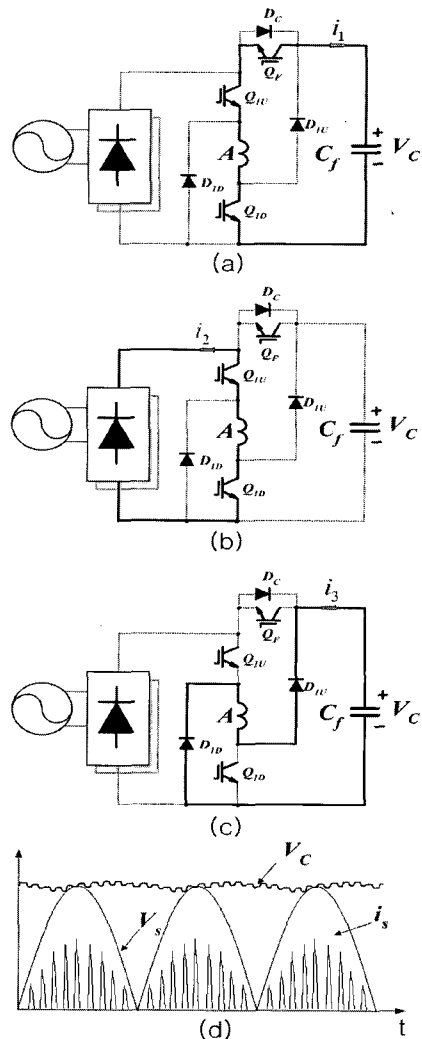


그림 4 제안된 드라이브의 동작모드와 전압전류
 (a) 방전모드 (b) 입력모드 (c) 회수모드
 (d) 전압전류파형

Fig. 4 Operational modes, voltage and current
 (a) discharging mode (b) input mode
 (c) charging mode (d) wave of voltage and current

와 상 스위치 Q_{1U} , Q_{1D} 의 게이트 신호에 대한 타이밍 차트 및 커패시터 전압과 SRM 상전류파형을 보여준다.

회전자의 위치가 스위치 온각 θ_{on} 에 도달할 시점에 Q_F 와 Q_{1U} , Q_{1D} 를 모두 온 함으로써, 방전모드로 PFC드라이브가 동작하게 하여, 충전된 커패시터의 높은 전압으로 신속하게 상전류를 확립하게 하고, 커패시터의 전압은 방전으로 인해 하강하게 된다. 또한, 회전자의 위치가 회전자극의 leading edge와 고정자극의

edge가 만나는 위치에 도달할 시점에 Q_P 를 오피 함으로써, PFC드라이브를 입력모드로 동작하게 하여, SRM의 토크발생구간에 전원에서 에너지를 공급하게 함으로써 역률을 개선하고, 커패시터의 전압은 충, 방전회로의 단락으로 불변한다. 그리고, 회전자의 위치가 스위치 오피가 θ_{off} 에 도달할 시점에 Q_{1U} , Q_{1D} 를 모두 오피 함으로써, PFC드라이브를 에너지 회수모드로 동작하게 하여, SRM의 상권선에 잔류한 자계에너지를 커패시터에 보내며, 커패시터의 전압은 충전으로 인해 상승하게 된다.

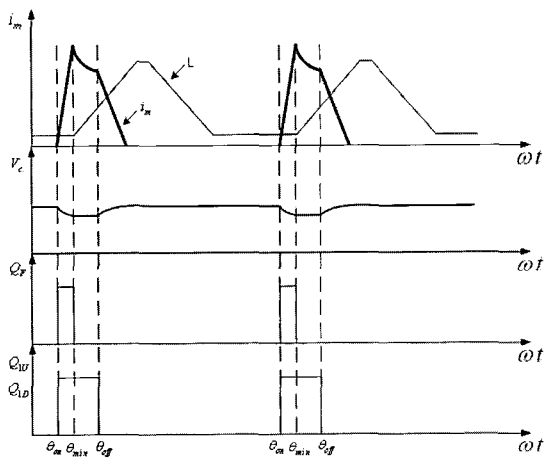


그림 5 게이트 신호의 타이밍 차트와 전압, 전류
Fig. 5 Timing chart of gate signal, voltage and current

3. 수치 해석 및 고찰

본 시뮬레이션은 단상 SRM의 고역률 구동여부가 주된 목적이므로, 그림 6과 같이 고역률 구동을 위한 제어회로를 구성한다.

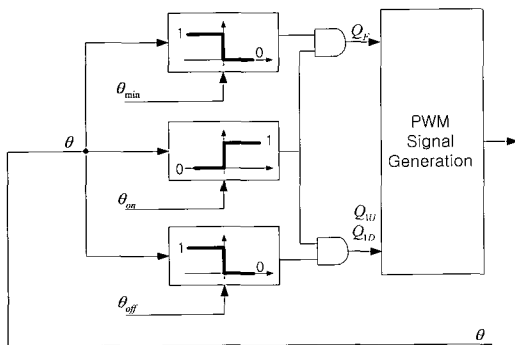


그림 6 단상 SRM 고역률 구동회로
Fig. 6 PFC drive circuit of single-phase SRM

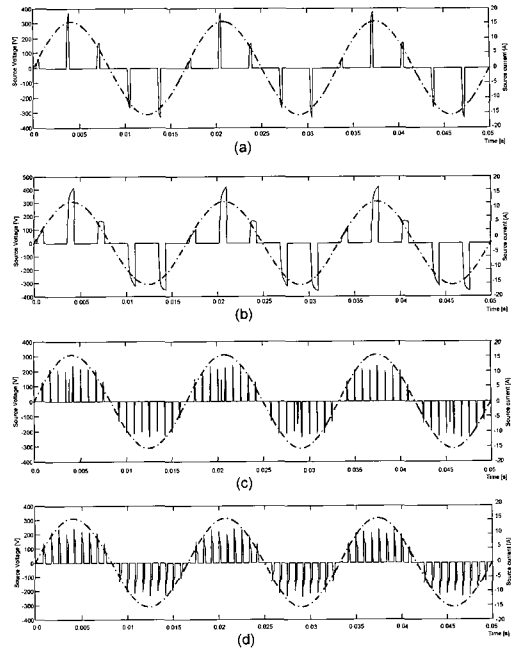


그림 7 고역률 구동 시뮬레이션 결과
(a) 3000[rpm], 0.16[N.m] (b) 3000[rpm], 0.78[N.m]
(c) 12000[rpm], 0.05[N.m] (d) 12000[rpm], 0.20[N.m]
Fig. 7 Simulation result of PFC drive
(a) 3000[rpm], 0.16[N.m] (b) 3000[rpm], 0.78[N.m]
(c) 12000[rpm], 0.05[N.m] (d) 12000[rpm], 0.20[N.m]

그림 7에 운전속도와 출력토크의 크기에 따른 SRM의 고역률 구동 시뮬레이션 결과를 보인다. 그 중, 그림 7의 (a)와 (b)는 3000[rpm]의 운전속도에서, 0.16[N·m]와 0.78[N·m]의 토크를 출력할 경우, (c)와 (d)는 12000[rpm]의 운전속도에서, 0.05[N·m]와 0.2[N·m]의 토크를 출력할 경우의 전원입력측 전압과 전류 파형을 보이며, (a)~(d)의 역률값은 각각 0.4385, 0.4436, 0.457, 0.4673이다. 위에서, 0.78[N·m]과 0.2[N·m]는 시스템이 연속적으로 3000[rpm]과 12000[rpm]으로 각각 운전할 경우, 출력할 수 있는 최대토크 값이다. 또한, 위 시뮬레이션에서 에너지 회수용 커패시터의 값은 200[μF]로 하였다.

그림 7의 시뮬레이션 결과로부터 전원입력측의 전압과 전류는 동위상이 되어 양호한 역률이 이루어지며, 기존의 비대칭 인버터로 구동할 때보다 높다. 한편, 운전속도가 크면 클수록 전류파형이 정현파에 더욱 근접하고 역률개선 효과가 뚜렷해짐을 알 수 있다. 또한, 3000[rpm]의 운전속도에서의 선행각은 3[deg]이고, 12000[rpm]의 운전속도에서의 선행각은 8[deg]로서, 운전속도가 클수록 여자전류의 확립을 위해 보다 큰 선행각이 소요됨을 알 수 있다.

4. 실험결과 및 고찰

실험에 사용된 단상 SRM은 정격전압이 200[V], 정격출력이 400[W], 극수가 6/6, 극호각이 20/24[deg.]이다. 그림 8에 이 단상 SRM의 견본을 보여준다.

그림 9는 상 스위치를 제어하기 위한 제어기의 블록도이다. 제어 및 상태를 표시하기 위하여 제어기는 PIC16C877을 사용하였다. 우선 기동을 위해 속도제어부에서 엔코더의 상 신호를 받아 바로 CCP1 출력으로 한다. 이때 속도 제어부의 PWM제어는 소프트 스타트 기능을 갖도록 1차함수로 제한전류의 크기까지 PWM 신호를 발생한다.

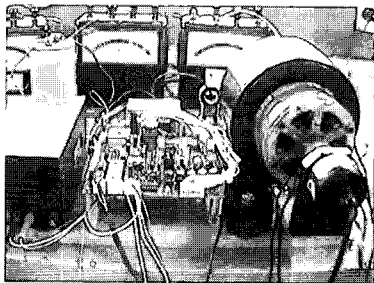


그림 8 단상 SRM 시험장치
Fig. 8 Test setup

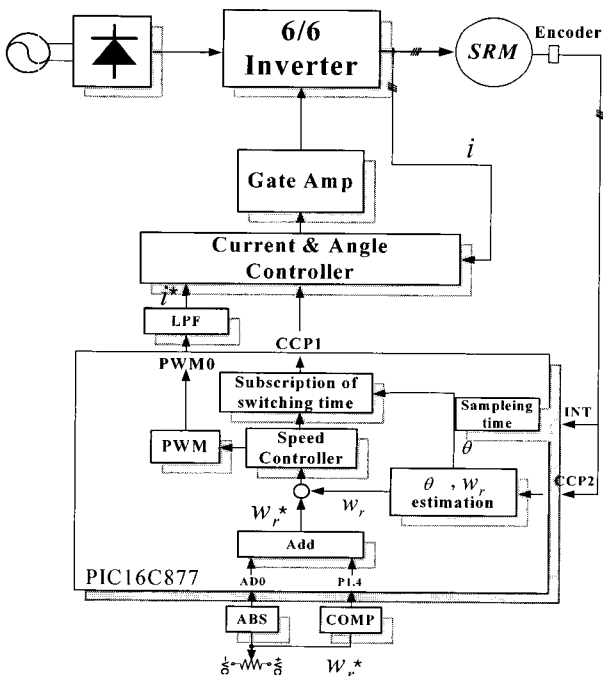
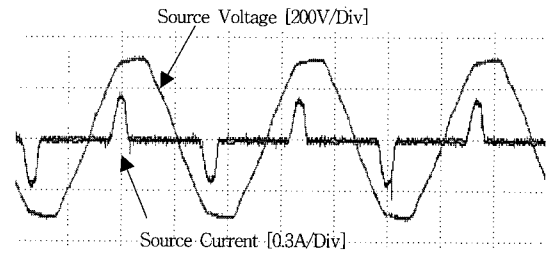
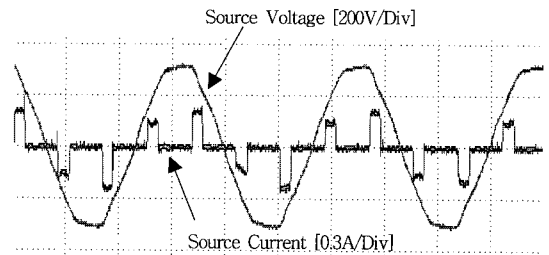


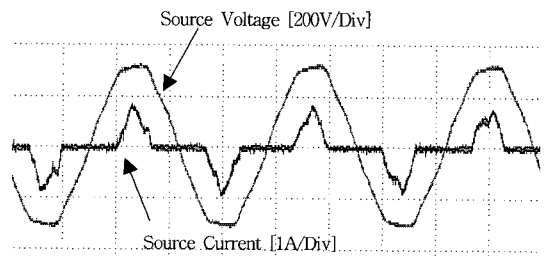
그림 9 제어기의 블록도
Fig. 9 Blockdiagram of the controller



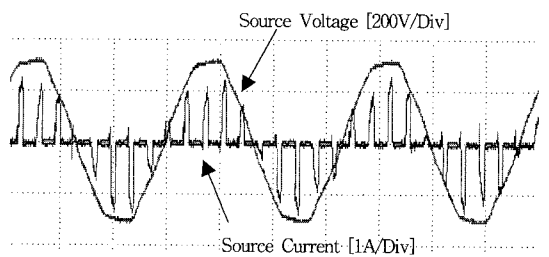
(a) conventional drive, 2400[rpm], 0.45 (PF)



(b) proposed PFC drive, 2400[rpm], 0.48 (PF)



(c) conventional drive, 6000[rpm], 0.48 (PF)



(d) proposed PFC drive, 6000[rpm], 0.53 (PF)

그림 10 운전조건에 따른 실험결과
Fig. 10 Experimental waveform according to drive conditions

그림 10은 기존의 비대칭 인버터로 동작할 때와 제안된 1단방식의 고역률 인버터로 동작할 때의 입력전압과 전류를 2400[rpm]과 6000[rpm]의 운전속도에서 각각 비교한 것이다. 그림 10의 (a), (c)로부터 기존의 인버터는 비록 전력회로가 간단하지만, 피크성의 전류가 흐르므로 역률이 크게 저하되며, 그림 10의 (b), (d)

로부터 제안된 1단방식의 고역률 드라이브로 SRM을 구동할 경우, 입력전류와 전압이 동위상이 되어, 기존 방식보다 양호한 역률이 유지됨을 알 수 있다. 또한, 두 방식으로 구동할 때에 전도기로부터 발생하는 소음 크기를 비교하기 위해, 전동기 축으로부터 수직으로 1m지점에 소음계를 설치하여 소음을 측정하였으며, 그 결과를 표 1에 보인다. 소음측정 시, 주위환경의 소음은 47[dB]였다.

표 1 소음 측정 결과
Table 1 Result of Noise measurement

속도[rpm] \ 방식	기존 방식	제안 방식
2400	52 dB	53 dB
6000	65 dB	64 dB

5. 결 론

본 논문에서는 부가적인 능동회로가 없이 SRM 구동회로를 1단방식으로 구성하여 2단방식의 PFC회로에 비해 간단하면서도 고역률이 가능한 SRM 구동드라이브와 스위칭 토폴로지를 제안하였다. 또한, 제안된 PFC 드라이브와 스위칭 토폴로지를 수치해석과 마이크로 콘트롤러기반의 단상 SRM의 구동실험을 통해 그 타당성을 입증하였다.

이 논문은 2005학년도 경성대학교 학술지원연구비에 의하여 연구되었음.

참 고 문 헌

[1] J. W. Ahn, B. C. Kim, "Drive Characteristics of Single Phase SRM for Fan Application." The Transactions of The Korean Institute of Power Electronics, Vol.8, No.5, pp.450-454, October 2003.
 [2] C. H. Rim, W. H. Kim, E. S. Kim and K. C. Lee, "A Choppingless Converter for Switched Reluctance Motor with Unity Power Factor and Sinusoidal Input Current." IEEE/PESC, pp. 500-507. 1994.
 [3] Y. A. Kwon, K. S. Shin and G. H. Rim, "SRM Drive system with Improved Power Factor." IEEE/IECON, pp.541-545. 1997.
 [4] F. S. Kang, J. H. Lee, S. J. Park. "Single-Stage Power Factor Corrected SRM Driver." IEEE/IECON. Vol. 2, pp. 1055-1059. 2002.

[5] L. Caruso, A. Consoli, G. Scarcella and A. Testa, "A Switched Reluctance Motor Drive Operating at Unity Power Factor." IEEE/IAS. pp. 410-417. 1996.
 [6] T. Gopalarathnam, H. A. Toliyat. "A High Power Factor Converter Topology for Switched Reluctance Motor Drives." IEEE/IAS. Vol. 3, pp. 1647-1652. 2002.
 [7] A. Consoli, M. Cacciato and F. Gennaro. "Single Chip Integration for Motor Drive Converters with Power Factor Capability." IEEE Trans. Vol. 19, No. 6, pp. 1372-1379. 2004.
 [8] J. Reinert, S. Schroder. "Power-Factor Correction for Switched Reluctance Drives." IEEE Trans. Vol. 49, No. 1, pp. 54-57. 2002.

저 자 소 개



안진우(安珍雨)

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



이진국(李珍國)

1973년 6월 9일생. 1994년 중국 심양공업대 전기공학과 졸업. 2001년 부경대 대학원 메카트로닉스공학 졸업(석사). 2005년 동 대학원 메카트로닉스공학 졸업(공학박). 2005년 3월~현재 경성대 공학기술연구소 전임연구원.