

1단구조방식의 PFC회로를 갖는 단상 SRM 구동시스템의 특성해석

李東熙^{*}, 李珍國^{**}, 安永珠^{***}, 安珍雨[†]

Performance Analysis of Single-phase SRM Drive System with Single-stage Power Factor Correction

Dong-Hee Lee, Jin-Kuk Lee, Young-Ju An and Jin-Woo Ahn

요 약

본 논문에서는 1단구조방식의 PFC회로를 갖는 단상 SRM 구동시스템의 특성해석에 대해 다룬다. 단상 SRM은 기계적 및 전기적 구조가 단순하고, 견고하며, 고속운전특성이 우수하다. 다이오드 브릿지 정류기와 직류링크회로의 커패시터로 구성된 종래의 단상 SRM 구동방식은 커패시터의 짧은 시간의 충·방전 진류에 의해 역률이 크게 저하되는 문제가 발생한다. 따라서, 본 논문에서는 우선 부가적인 능동회로가 없는 1단방식의 PFC회로에 대한 분석을 통하여 역률개선 및 토크리플 억제를 위한 스위칭 토폴로지를 새로 제안한다. 제안한 스위칭 토폴로지로 작동하는 PFC회로를 갖는 단상 SRM 구동시스템을 구축하고 시스템에 대한 수치해석을 통해 운전속도, 부하토크 및 커패시터 용량에 따른 토크리플, 역률 및 효율 등 시스템의 특성을 얻으며, 이를 실제 실험결과와 비교한다.

ABSTRACT

In this paper the characteristic analysis of a single-phase switched reluctance motor (SRM) drive system with power factor correction (PFC) circuit is presented. The SRM is a low cost, simple and has a good high speed performance. The SRM drive with diode rectifier and filter capacitor has a low power factor because of short switch on time of capacitor. A novel switching topologic is presented to improve power factor and reduce torque ripple based on analysis of PFC circuit. Accordingly the SRM drive system with PFC circuit is also presented. Through the numerical analysis of the system, the torque ripple, power factor and efficiency with the change of rotary speed, load torque and capacity of the capacitor are achieved and compared with actual measured value.

Key Words : Single-phase SRM, PFC(Power Factor Correction), Torque ripple reduction

1. 서 론

단상 스위치드 릴럭턴스 전동기(Switched Reluctance

Motor, SRM)는 단순한 전력변환기, 고속운전특성, 높은 운전효율, 넓은 가변속 범위 등의 장점을 가진 전동기구조로 송풍기 등의 산업분야와 가전분야에 그 효율성이 인정되고 있다^[1].

단상 SRM을 구동하기 위해서는 사용전원으로부터 SRM구동에 필요한 직류전원을 만들어야 하며, 이는 일반적으로 다이오드 브릿지 정류기와 대용량 커패시터로 얻고 있다. 이와 같이 얻어지는 직류전압으로 단상 SRM을 구동하면, 구동회로는 간단하지만, 전원전압

[†]교신저자 : 정회원, 경성대 전기전자메카트로닉스공학부 교수

E-mail : jwahn@ks.ac.kr

^{*}정회원, 경성대 전기전자메카트로닉스공학부 전임강사

^{**}정회원, 경성대 공학기술연구소 전임연구원

^{***}정회원, 부경대 전기제어계측공학부 부교수

접수일자 : 2006. 4. 17 1차 심사 : 2006. 5. 11

심사완료 : 2006. 5. 19

에 의한 직류링크회로 커패시터의 충전 시, 전원측에 피크성의 교류전류가 흐르게 되며, 이에 따라 역률이 크게 저하되고, 에너지효율이 감소되는 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^[2-9]. 기존에 연구되고 있는 SRM 구동회로의 역률개선방법으로는 다이오드 정류기와 직류링크회로의 커패시터 간에 역률보상회로를 추가하는 방법^[2-3], AC/DC 컨버터부를 수정하여 역률을 개선하는 방법^[4-5], SRM측 컨버터의 내부구성을 약간 수정하여 역률을 개선하는 방법^[6] 및 다이오드 정류기와 직류링크회로의 커패시터를 분리시켜 각자 독립으로 SRM을 여자하게 하는 방법^[7] 등을 대표적으로 들 수 있다. 그중, 다이오드 정류기와 직류링크회로의 커패시터 간에 역률보상회로를 추가하는 방법은 역률개선 및 고조파성분의 감소가 뚜렷하여 대표적인 PFC회로라고 하지만, 부스트 인덕터와 스위칭 소자 및 다이오드로 구성된 부스트 컨버터가 별도로 필요하며, 추가된 회로 및 스위칭 토폴로지가 복잡하다. AC/DC 컨버터부를 수정하여 역률을 개선하는 방법은 브릿지 회로의 4개의 다이오드 소자 중의 두 개를 스위칭 소자로 바꾸고 전원측에 휠링용 인덕터를 추가한 구조로서, 연속적인 전원전류와 펄스모양의 직류전원을 출력하게 하여 역률을 개선하지만, 소자의 수가 증가하여 경제적으로 불리하다. 또한, SRM측 컨버터의 내부구성을 수정하여 역률을 개선하는 방법은 특정 컨버터 및 다상 SRM에 적용가능하다. 다이오드 정류기와 직류링크회로의 커패시터를 분리시켜 각자 독립으로 SRM을 여자하게 하는 방법은 전원전압의 전 영역에 대하여 전류의 형성이 가능한 구조로서, 전원전압이 커패시터 전압보다 낮은 구간에서도 전원전류가 형성되어 역률을 개선하는 방법이다.

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

한편, 저자 등은 한 개의 능동소자만의 추가로 역률을 개선할 수 있는 단상 SRM 구동용 PFC회로와 그 스위칭 토폴로지를 제안한 적이 있다. 제안된 PFC회로는 1단구조방식으로서, 추가된 능동소자의 온오프를 통해 전원과 충전된 커패시터를 분리시켜, 그 두 전압이 교번적으로 SRM에 인가하여 역률을 개선하는 방

법이다. 그러나 역률은 많이 개선되었지만, 전원전압의 가변으로 인한 단상 SRM의 피크 출력 토크리플이 큰 단점이 있다.

따라서, 본 논문에서는 우선 한 개의 능동소자만의 추가로 구성된 1단구조방식의 PFC회로에 대한 수학적 분석을 통해 역률개선이 가능하면서도 피크 출력토크리플이 적은 새로운 스위칭 토폴로지를 제안한다. 다음으로, 제안한 스위칭 토폴로지로 작동하는 PFC회로를 갖는 단상 SRM 구동시스템을 구축하고, 운전속도, 부하토크 및 커패시터 용량에 따른 토크리플, 역률 및 효율 등 시스템 특성을 해석한다.

2. 1단구조방식의 PFC드라이브 및 그 수학적 모델

2.1 단상 SRM의 동작원리 및 모델링

그림 1은 6/6극 단상 SRM의 구조를 나타내고 있다. 그림 1에서 단상 SRM은 고정자와 회전자의 자극모양이 모두 돌극의 형태이며 회전자에는 어떠한 권선이나 영구자석이 없고, 고정자의 자극에는 집중권선으로 감겨져 있는 구조이다. 따라서, 회전자가 회전함에 따라 고정자 권선의 인덕턴스는 변하게 되며, 인덕턴스가 최대 및 최소로 되는 위치가 존재한다. 여기서, 인덕턴스가 최대로 되는 위치를 정렬위치(Aligned Position), 최소로 되는 위치를 비정렬위치(Unaligned Position)라고 한다.

이러한 자기회로의 구조 때문에, 단상 SRM의 고정자 권선에 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, 고정자 권선 전류에 의해 발생하게 되는 출력토크는 다음의 식 (1)과 같게 된다.

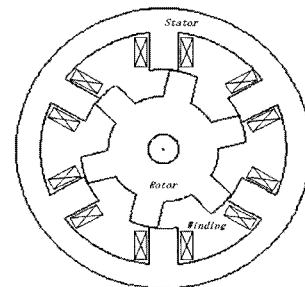


그림 1 단상 6/6 SRM
Fig. 1 Single-phase 6/6 SRM

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

식 (1)로부터 단상 SRM의 출력토크는 상전류의 제곱에 정비례하고, 그 방향과 무관하게 토크를 발생시킬 수 있음을 알 수 있다. 또한, 인덕턴스의 기울기에 따라서 출력토크의 부호가 달라지므로, 부토크가 발생하는 회전자의 위치각이 존재한다. 그러므로 단상 SRM은 부토크의 역제를 위하여 반드시 회전자의 위치각에 따라 스위칭 여자를 해야 한다.

단상 SRM이 식 (1)과 같은 토크를 출력한다고 했을 경우, 필요한 전류를 발생하게 하는 전압방정식은 다음의 식 (2)와 같다.

$$v_m = Ri_m + L \frac{di_m}{dt} + \frac{\partial L}{\partial \theta} \omega_m i_m \quad (2)$$

여기서, v_m 는 단상 SRM의 상권선에 인가되는 순시 전압, i_m 는 단상 SRM의 순시 상전류, R 는 SRM의 권선저항, ω_m 는 단상 SRM의 순시 회전각속도를 각각 나타낸다.

단상 SRM과 부하를 포함한 기구의 운동방정식은 다음의 식 (3)으로 표현할 수 있다.

$$T_m - T_L = J \frac{d\omega_m}{dt} \quad (3)$$

여기서, T_L 는 기구의 마찰토크를 포함시킨 부하토크를 나타내며, J 는 기구의 관성모멘트를 나타낸다.

따라서, 식 (1)~식 (3)으로부터 단상 SRM의 수학적 모델을 얻을 수 있고 그 모델은 다음의 식 (4)와 같다.

$$\begin{aligned} \frac{di_m}{dt} &= -\frac{1}{L} (R + \frac{\partial L}{\partial \theta} \omega_m) i_m + \frac{1}{L} v_m \\ T_m &= \frac{1}{2} i_m^2 \frac{\partial L(\theta, i)}{\partial \theta} \\ \frac{d\omega_m}{dt} &= \frac{T_m - T_L}{J} \\ \frac{d\theta}{dt} &= \omega_m \end{aligned} \quad (4)$$

2.2 일반적인 단상 SRM의 구동회로 및 모델링

다른 전동기들과는 다르게 SRM을 구동시키기 위해서는 구동용 컨버터가 반드시 필요하다. 그중, 단상 SRM은 한상으로 구동되므로 다상 SRM에 비해, 스위칭 소자를 줄일 수 있으며, 일반적으로 그림 2와 같이

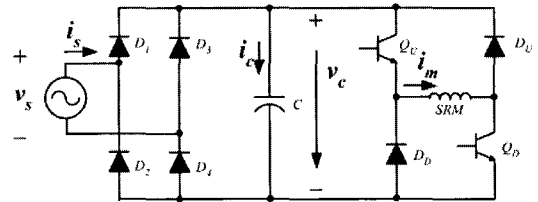


그림 2 일반적인 단상 SRM의 구동회로
Fig. 2 Generally single-phase SRM drive

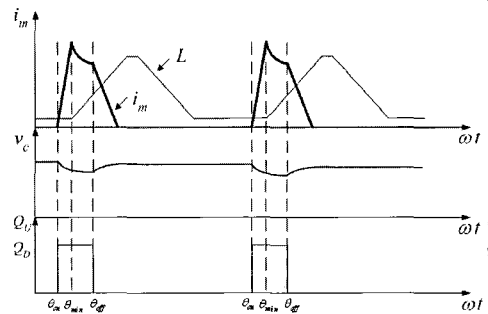


그림 3 일반적인 단상 SRM의 구동회로에서 게이트 신호의 타이밍 차트와 전압, 전류
Fig. 3 Timing chart of gate signal, voltage and current in general single-phase SRM drive

다이오드 브릿지 정류기와 직류링크회로의 커패시터에 의해 직류전압을 얻은 다음, 비대칭 브릿지 컨버터를 통해 SRM의 상권선에 전압을 인가하고 있다. 비대칭 컨버터 회로에서 스위칭 소자의 게이트 신호의 타이밍 차트 및 커패시터 전압과 상전류 파형을 그림 3에 보인다.

회전자의 위치가 스위치 온각 θ_{on} 에 도달할 시점에 상 스위치 Q_a , Q_b 를 모두 온 함으로써, 필요한 토크를 출력할 수 있게 하는 상전류를 신속하게 확립하게 된다. 이때, SRM은 전원 또는 충전된 커패시터로부터 전기에너지를 입력받아 일부는 철심에 자계에너지의 형태로 축적하고, 일부는 기계에너지로 변환되어 부하에 전달된다. 또한, 전원전압과 커패시터 전압 간의 관계에 따라 전원의 커패시터에 대한 충전유무가 결정된다. 따라서 상 스위치가 모두 온일 경우, 구동회로의 수학적 모델은 다음의 식 (5)와 같다.

$$\begin{aligned} |i_s| &= \begin{cases} \frac{|v_s| - v_c}{R_o} & (|v_s| \geq v_c) \\ 0 & (|v_s| < v_c) \end{cases} \\ i_c &= |i_s| - i_m \\ v_c &= \frac{1}{C} \int i_c dt + v_{c0} \\ v_m &= v_c \end{aligned} \quad (5)$$

여기서, v_s 와 i_s 는 상용 전원전압과 전원전류, v_c 와 i_c 는 직류링크회로의 커패시터의 전압과 전류, v_{θ} 는 커패시터의 초기전압을 각각 나타낸다. 그리고, R_0 은 전원에서 커패시터에로의 충전회로의 내부저항을 나타내며, 그 값은 SRM의 권선저항에 비해 매우 작다.

회전자의 위치가 스위치 오프각 θ_{off} 에 도달할 시점에 상 스위치 Q_U, Q_D 를 모두 오프 함으로써, 신속하게 상전류를 소호하게 한다. 이때, SRM은 철심에 축적된 자계에너지 중, 일부는 기계에너지로 변환시켜 부하에 전달하고, 일부는 휠링 다이오드 D_U, D_D 를 거쳐 전기에너지의 형식으로 커패시터에 축적한다. 또한, 전원전압과 커패시터 전압 간의 크기관계에 따라 전원에서 커패시터에로의 충전유무가 정해진다. 따라서 상 스위치가 모두 오프일 경우, 구동회로의 수학적 모델은 다음의 식 (6)과 같다.

$$\begin{aligned}
 i_s &= \begin{cases} \frac{|v_s| - v_c}{R_0} & (|v_s| \geq v_c) \\ 0 & (|v_s| < v_c) \end{cases} \\
 i_c &= i_s + i_m \\
 v_c &= \frac{1}{C} \int i_c dt + v_{\theta} \\
 v_m &= \begin{cases} -v_c & i_m > 0 \\ 0 & i_m = 0 \end{cases} \quad (6)
 \end{aligned}$$

그림 4는 위의 수학적 모델을 사용하여 그림 2와 같은 일반적인 단상 SRM의 구동시스템을 시뮬레이션한 결과를 나타내고 있고, 그림 5는 일반적인 단상 SRM의 구동시스템의 실험결과를 나타내고 있다. 시뮬레이션 및 실험결과로부터 전원의 입력전압과 전류는 동위상이 이루어지지 않음을 알 수 있다. 따라서, 역률이 매우 낮으며, 불필요한 무효전력이 생겨 에너지 효율이 감소되는 문제점이 있다. 이러한 문제점들은 전력 품질에 대한 요구가 높거나 SRM의 고성능 구동을 필요로 하는 분야에서는 대단히 중요하다. 따라서, 역률 개선을 목적으로 하는 단상 SRM의 구동드라이브에 대한 필요성이 대두되었고, 이를 위해 저자 등은 한 개의 능동소자만의 추가로 고역률을 실현할 수 있는 1단구조방식의 단상 SRM 구동용 PFC회로와 그 스위칭 토폴로지를 제안한 적이 있다^[9].

2.3 1단구조방식의 PFC회로 및 모드분석

그림 6은 본 논문에서 해석하고자 하는 1단구조방식의 단상 SRM 구동용 PFC회로와 전원전압 및 전류파

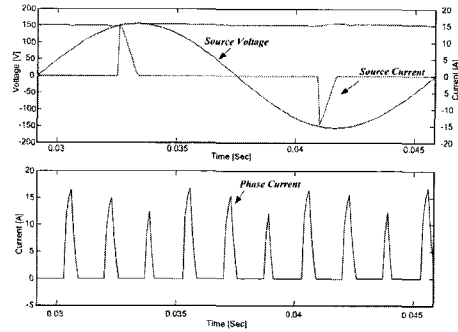


그림 4 일반적인 단상 SRM의 구동시스템의 시뮬레이션결과
Fig. 4 Simulation result of general single-phase SRM drive system

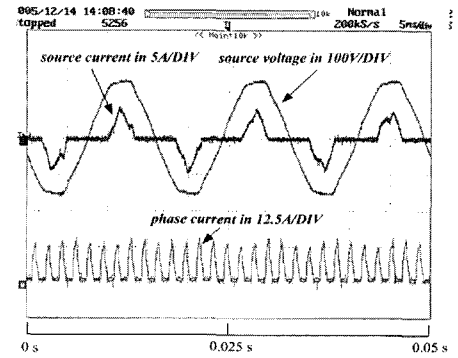


그림 5 일반적인 단상 SRM의 구동시스템의 실험결과
Fig. 5 Experimental result of general single-phase SRM drive system

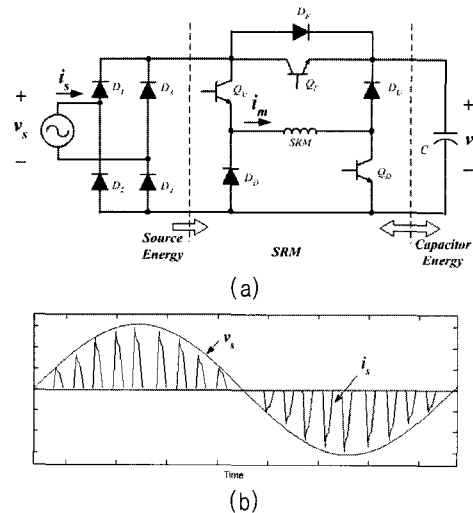


그림 6 1단구조방식의 PFC회로 및 전압, 전류 파형
(a)PFC회로 (b)전원전압 및 전류 파형
Fig. 6 PFC circuit of single-stage and the waveform of voltage and current
(a)PFC circuit (b)waveform of source voltage and current

형을 나타내고 있다. 이 PFC회로는 단 하나의 능동소자 Q_F 의 추가로 전원측과 직류링크회로의 커패시터를 분리시킴으로써, 전원전압과 충전된 직류링크회로의 커패시터의 전압을 교번적으로 SRM에 인가하는 1단구조방식의 역률개선방법이다.

이 방법에서 SRM의 여자구간에 Q_F 를 온하여 커패시터에 충전된 전기에너지로 충분한 여자를 위한 전류를 확보하고, 토크발생구간에 Q_F 를 오프하여 전원측에서 전기에너지를 SRM에 공급하여 기계에너지로 출력하도록 하며, 소자구간에 SRM의 잔류 자계에너지를 커패시터에 회수한다. 이로 인해, 역률저하에 크게 영향을 주는 여자구간과 소자구간에 커패시터와 SRM이 에너지교환을 하도록 하고, 역률향상에 도움이 되는 토크발생구간에 전원과 SRM이 직접 에너지교환을 하도록 하여, 역률개선을 도모한다. 이론에 의한 이상적인 전원전압과 전류파형은 그림 6(b)에 나타내고 있다.

위와 같이 주어지는 PFC회로는 상 스위치 Q_U , Q_D 와 방전 스위치 Q_F 의 온오프에 따라, 그림 6과 같이 각각 방전전류 여자모드, 입력전류 여자모드, 에너지 회수모드 등 3개의 모드로 분류하여 해석할 수 있다.

그림 7(a)의 방전전류 여자모드는 상 스위치가 온일 경우, 방전 스위치가 온이고, 동시에 전원전압이 충전된 커패시터의 전압보다 작을 때를 나타내며, SRM의 상전류 i_m 는 C , Q_F , Q_U , Q_D 를 통하여 흐르고, 전원전류는 0이다. 따라서, 이 경우의 PFC회로의 수학적 모델은 다음의 식 (7)과 같다.

$$\begin{aligned} |i_s| &= 0 \\ i_c &= -i_m \\ v_c &= \frac{1}{C} \int i_c dt + v_{c0} \\ v_m &= v_c \end{aligned} \quad (7)$$

그림 7(b)의 입력전류 여자모드는 상 스위치가 온일 경우, 방전 스위치가 오프되었거나, 전원전압이 커패시터의 전압보다 높을 때 나타나며, SRM의 상전류 i_m 는 다이오드 정류기, Q_U , Q_D 를 통하여 흐른다. 이 경우, PFC회로의 수학적 모델은 다음의 식 (8)과 같다.

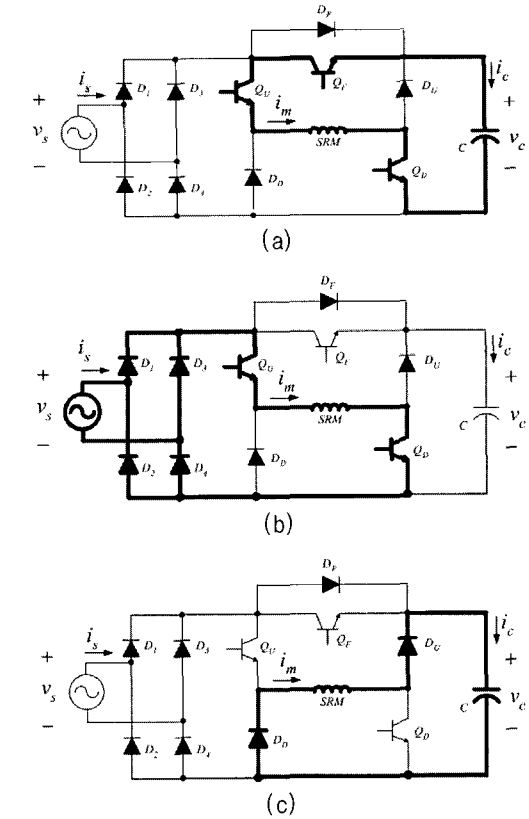


그림 7 1단구조방식의 PFC회로의 동작모드
(a) 방전전류 여자모드 (b) 입력전류 여자모드
(c) 에너지 회수모드

Fig. 7 Operational modes of the single-phase stage PFC circuit
(a) discharging current excitation mode
(b) source current excitation mode
(c) energy storage mode

$$\begin{aligned} i_c &= \begin{cases} \frac{|v_s| - v_c}{R_0} & (|v_s| \geq v_d) \\ 0 & (|v_s| < v_d) \end{cases} \\ |i_s| &= i_c + i_m \\ v_c &= \frac{1}{C} \int i_c dt + v_{c0} \\ v_m &= |v_s| \end{aligned} \quad (8)$$

그림 7(c)의 에너지 회수모드는 방전 스위치와는 상관없이, 상 스위치가 오프되는 순간부터 시작되며, 윌링 다이오드 D_U , D_D 를 통해 상권선의 잔류 무효전력을 커패시터에 회수하도록 한다. 이때의 PFC회로는 2.2절에서 소개한 일반적인 구동회로의 상 스위치가 오프될 때와 같으므로 그 수학적 모델도 식 (6)과 같다.

2.4 역률개선을 위한 스위칭 토폴로지 및 수치해석

그림 6과 같은 PFC회로에서 역률을 높이려면 이상적으로 SRM의 도통구간의 전류확립구간은 충전된 커패시터에서 전기에너지를 제공하고, 토크발생구간은 전원측에서 전기에너지를 제공하며, 전류소호구간은 철심에 축적되어 있는 자기에너지를 커패시터에 보내 축적시켜야 한다.

그림 8에 이와 같은 내용을 반영시킨 역률개선을 위한 스위칭 토폴로지를 보여주고 있다.

그림 9는 주어진 토폴로지에 따라 2.3절의 수학적 모델을 사용하여 그림 6과 같은 역률개선을 위한 단상 SRM의 구동시스템을 시뮬레이션한 결과를 나타내고 있고, 그림 10은 역률개선을 위한 단상 SRM 구동시스템의 실험결과를 나타내고 있다. 시뮬레이션 및 실험 결과로부터 전원 입력측의 전압과 전류는 동위상이 되어 양호한 역률이 이루어지는 반면, 전원전압이 정현파모양으로 가변함에 따라 SRM의 상전류도 이와 같은 모양으로 흐르면서, 이에 따른 출력토크도 그 피크 토크리플이 커지게 됨을 알 수 있다. 따라서, 본 논문에서는 역률이 개선되면서도 피크 토크리플의 억제가 가능한 PFC회로의 스위칭 토폴로지를 새로 제안하고 수치해석을 통해 입증하고자 한다.

2.5 토크리플 억제를 위한 스위칭 토폴로지 및 수치해석

그림 11에 토크리플 억제를 위한 PFC회로의 스위칭 토폴로지를 보여주고 있다. SRM의 토크발생구간에서 피크 토크리플이 적은 토크를 출력하려면 SRM의 상전류가 그림 11의 i_m 과 같이 일정해야 하며, 고역률의 구동을 위해서는 전원전류가 그림 11의 i_s 와 같이 전원전압 v_s 와 동위상이 되어야 한다.

위의 두 조건을 만족시키기 위해서는 커패시터에 저장된 전기에너지로 그 차이를 보상해주면 된다. 따라서, 토크리플의 억제와 역률개선을 위하여 방전전류 여자모드와 입력전류 여자모드의 작동주기의 적절한 조절이 필요하다.

입력전류 여자모드로 작동하는 구간을 θ_x 라 하고, 도통구간을 θ_{dw} 라고 하면, 위의 논리에 근거하여 다음의 식 (9)가 성립되며, 식 (9)에 의해 θ_x 를 얻을 수 있다.

$$i_m \cdot \theta_x = i_s \cdot \theta_{dw} \tag{9}$$

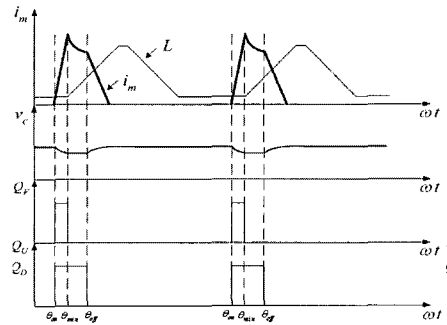


그림 8 역률개선을 위한 게이트 신호의 타이밍 차트와 전압, 전류
Fig. 8 Timing chart of gate signal, voltage and current for PFC

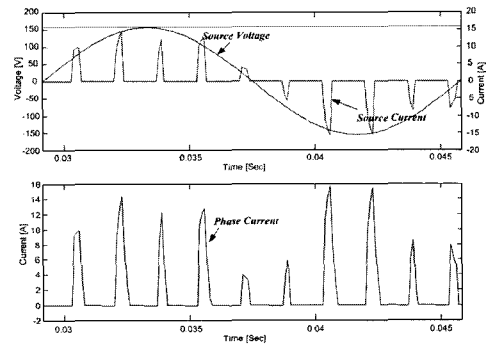


그림 9 역률개선을 위한 단상 SRM 구동시스템의 시뮬레이션결과
Fig. 9 Simulation result of single-phase SRM drive system with PFC

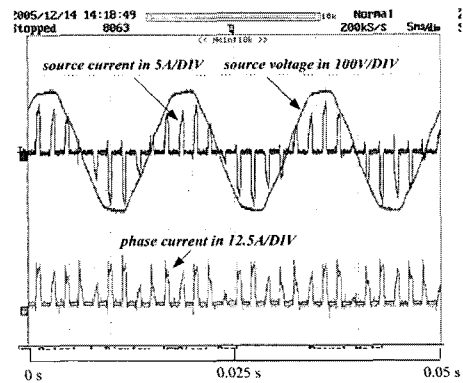


그림 10 역률개선을 위한 단상 SRM 구동시스템의 실험결과
Fig. 10 Experimental result of single-phase SRM drive system with PFC

$$\theta_x = \theta_{dw} \sin \theta \tag{10}$$

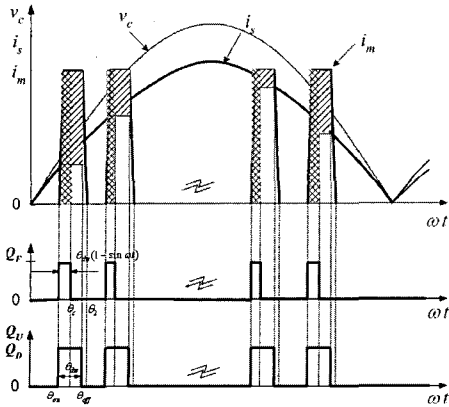


그림 11 토크리플 억제와 역률개선을 위한 스위칭 토폴로지
 Fig. 11 Switching topology for torque ripple reduction and power factor correction

여기서, θ 는 전원전압의 위상을 나타낸다.

따라서, 방전전류 여자모드로 동작하는 구간은 θ_{dw} ($1 - \sin \theta$)가 될 것이며, 이 구간에 커패시터로부터 SRM에 입력되는 전기에너지는 공급적으로 전원에서 공급되므로, 실제 전원측의 전류는 앞서 기술한 i_s 보다 크다.

한편, 그림 12에 토크리플 억제를 위한 스위치 게이트 신호의 타이밍 차트 및 커패시터 전압과 SRM 상 전류 파형을 보인다.

그림 13은 주어진 토폴로지에 따라 2.3절의 수학적 모델을 사용하여 그림 6과 같은 역률개선을 위한 단상 SRM의 구동시스템을 시뮬레이션한 결과를 나타내고 있고, 그림 14는 역률개선을 위한 단상 SRM 구동시스

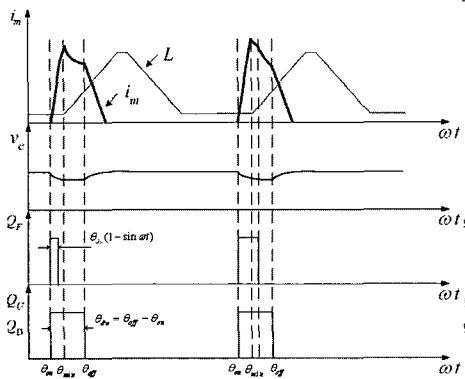


그림 12 토크리플 억제를 위한 게이트 신호의 타이밍 차트와 전압, 전류
 Fig. 12 Timing chart of gate signal, voltage and current for torque ripple reduction

템의 실험결과를 나타내고 있다. 시뮬레이션 및 실험 결과로부터 전원 입력측의 전압과 전류는 동위상이 되어 역률이 개선됨과 동시에, 출력토크의 피크값의 리플도 현저히 억제되었음을 알 수 있다.

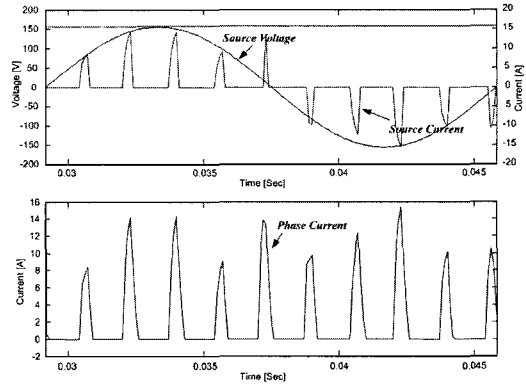


그림 13 토크리플 억제를 위한 단상 SRM 구동시스템의 시뮬레이션결과
 Fig. 13 Simulation result of single-phase SRM drive system for torque ripple reduction

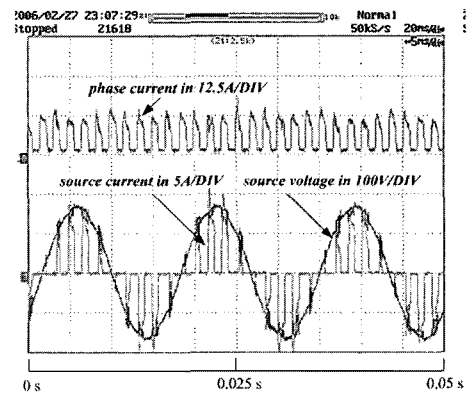


그림 14 토크리플 억제를 위한 단상 SRM 구동시스템의 실험결과 (6000[rpm])
 Fig. 14 Experimental result of single-phase SRM drive system for torque ripple reduction (6000[rpm])

3. PFC회로를 가진 단상 SRM 구동 시스템의 운전특성

3.1 토크리플 억제 효과

그림 15에 제안한 토크리플 억제를 고려한 스위칭 토폴로지를 적용한 PFC드라이브의 전원전압 v_s , 커패시터 전압 v_c , SRM의 전압 v_m 및 전류 i_m 파형

을 보인다. 여기서, 전원전압 v_s 는 다음과 같이 주어 진다고 가정한다.

$$v_s = v_{sm} \sin \omega t \quad (\omega t \in [0, \pi]) \quad (11)$$

스위칭 토폴로지에 따르면, 전원전압이 높은 구간에서는 전원측이 주로 SRM에 에너지를 공급해주며 이 때, 커패시터의 충전에너지가 방전에너지보다 더 높게 되어 커패시터의 전압이 커진다. 반면, 전원전압이 낮은 구간에서는 커패시터의 방전에너지가 충전에너지보다 더 높게 되면서 커패시터의 전압이 작아진다. 그 전압파형을 도시화하면 그림 15의 굵은 곡선모양과 같다. 곡선의 DE구간은 전원전압이 커패시터 전압보다 클 경우로서, 전원측에서 직접 SRM과 커패시터에 에너지를 공급해주는 구간이다. 분석의 편의를 위하여, 커패시터 전압파형을 그림에서 보여주는 바와 같이 약간의 수정을 하여, 다음의 식 (12)를 만족하는 정현파라고 가정한다. 이는 우리가 얻으려고 하는 최대 피크 토크리플을 연산하는데 있어서의 동작점이 이 구간에 존재하지 않으면 가능하다.

$$v_c = v_{c-av} - v_{cm} \sin 2\omega t \quad (12)$$

식에서, v_{c-av} 과 v_{cm} 는 정현적으로 가정된 커패시터 전압의 평균값과 변동폭을 나타낸다.

또한, 현재 SRM은 θ_{dw} 의 도통각, θ_{ad} 의 선행각으로 ω_{rm} 의 속도로 회전하고 있다고 가정한다.

이때, 그림 15의 A점에서의 전원전압이 0이므로, 스위칭 토폴로지에 근거하여 도통각의 전 구간, 충전된 커패시터의 전압에 의해 SRM이 작동됨을 알 수 있다. A점의 여자구간과 토크발생구간에서의 커패시터 방전 에너지 및 전류소호구간에서의 커패시터 충전에너지는 각각 다음의 식 (13), (14) 및 (15)와 같다.

$$W_{1A} = \frac{1}{2} \cdot \frac{v_{c-av}^2}{\omega_{rm}^2} \cdot \frac{\theta_{ad}^2}{L_{min}} \quad (13)$$

$$W_{2A} = \frac{v_{c-av}^2}{k\omega_{rm}^2} \cdot \left\{ (\theta_{dw} - \theta_{ad}) + \frac{K\theta_{ad} - L_{min}}{K} \ln \left(\frac{L_{off}}{L_{min}} \right) \right\} \quad (14)$$

$$W_{3A} = \frac{v_{c-av}^2}{K\omega_{rm}^2} \cdot \left\{ -\theta_{dw} + \frac{K\theta_{dw} + L_{off}}{K} \ln \left(\frac{K\theta_{dw} + L_{off}}{L_{off}} \right) \right\} \quad (15)$$

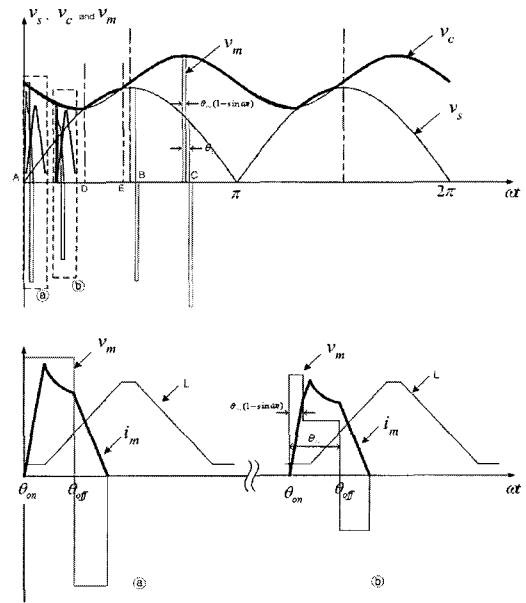


그림 15 제안한 PFC드라이브의 각 전압, 전류 파형
Fig. 15 Voltage and current waves of proposed PFC drive

여기서, L_{min} , L_{off} 는 각각 SRM의 최소인덕턴스 값, 상 스위치 오프시 인덕턴스 값을 나타내며, $K(\theta)$ 는 인덕턴스 상승구간에서 인덕턴스가 회전자 위치에 대한 증가율을 나타낸다.

한편, 위 3구간을 거친 후, 커패시터에 새로 축적된 전기에너지는 다음의 식 (16)과 같다.

$$\Delta W_A = -2C \omega \frac{2\pi}{P \omega_{rm}} v_{cm} v_{c-av} \quad (16)$$

여기서, C 는 커패시터의 용량, ω 는 전원주파수, P 는 회전자 극수를 각각 나타낸다.

또한, 그림 15의 B점에서는 스위칭 토폴로지에 근거하여 도통각의 전 구간, 전원전압에 의해 SRM이 작동됨으로 여자구간과 토크발생구간에서의 커패시터 충전, 방전에너지는 0이고, 전류소호구간에서의 커패시터 충전에너지는 다음의 식 (17)과 같다.

$$W_{3B} = \frac{v_{c-av}}{K \omega_{rm}} \cdot \left\{ -\theta_{dw} v_{sm} + \frac{K\theta_{dw} v_{sm} + L_{off} v_{c-av}}{K} \ln \left(\frac{K\theta_{dw} v_{sm} + L_{off} v_{c-av}}{L_{off} v_{c-av}} \right) \right\} \quad (17)$$

한편, B점에서 3구간을 거친 후, 커패시터에 새로 축적된 전기에너지는 다음의 식 (18)과 같다.

$$\Delta W_B = -2C \omega \frac{2\pi}{P \omega_{rm}} v_{cm} v_{c-av} \quad (18)$$

에너지보존의 법칙에 의하여 A, B점에서의 SRM과 커패시터 간의 에너지교환 관계는 다음의 연립방정식 (19)를 만족한다.

$$\begin{cases} -W_{1A} - W_{2A} + W_{3A} = \Delta W_A \\ W_{3B} = \Delta W_B \end{cases} \quad (19)$$

위의 연립방정식 (19)를 풀면, 커패시터의 전압방정식 (12)의 평균전압 v_{cm} 과 변동폭 v_{c-av} 를 얻을 수 있다.

따라서, 전원전압의 1주기동안, 최대 및 최소 피크 상전류 i_{max} , i_{min} 는 다음의 식(20)의 최대 및 최소값이다.

$$i_{lim} = \frac{1}{L_{min}} (v_c T_c + v_s T_s) \quad (20)$$

여기서, $T_c = \frac{\theta_{aw}(1 - \sin \omega t)}{\omega_{rm}}$, $T_s = \frac{\theta_{ad}}{\omega_{rm}} - T_c$

그러므로, 토크리플 억제를 고려한 스위칭 토폴로지를 적용한 PFC드라이브의 최대피크토크와 최소피크토크는 다음의 식 (21)과 (22)로부터 얻어진다.

$$T_{max} = \frac{1}{2} K i_{max}^2 \quad (21)$$

$$T_{min} = \frac{1}{2} K i_{min}^2 \quad (22)$$

따라서, 최대 피크 토크리플은 다음의 식 (23)으로 구할 수 있다.

$$\Delta T_{max} = \frac{T_{max} - T_{min}}{T_{max} + T_{min}} \quad (23)$$

그림 16은 SRM의 운전속도, 선행각, 커패시턴스 값의 변화에 따른 PFC드라이브의 최대 피크 토크리플의 연산결과를 보인다. 그중, 그림 16의 (a)는 운전속도가 일정할 경우, (b)는 선행각이 일정할 경우, (c)는 커패시턴스 값이 일정할 경우, 최대피크토크리플의 변화를 보인다. 그림 16으로부터 제안된 PFC드라이브의 최대

피크 토크리플은 운전속도가 작을수록, 선행각이 클수록, 커패시턴스의 값이 작을수록 커짐을 알 수 있다. 또한, 커패시턴스의 값이 작은 영역에서 그 값이 최대 피크토크리플에 매우 민감하게 작용함을 알 수 있다.

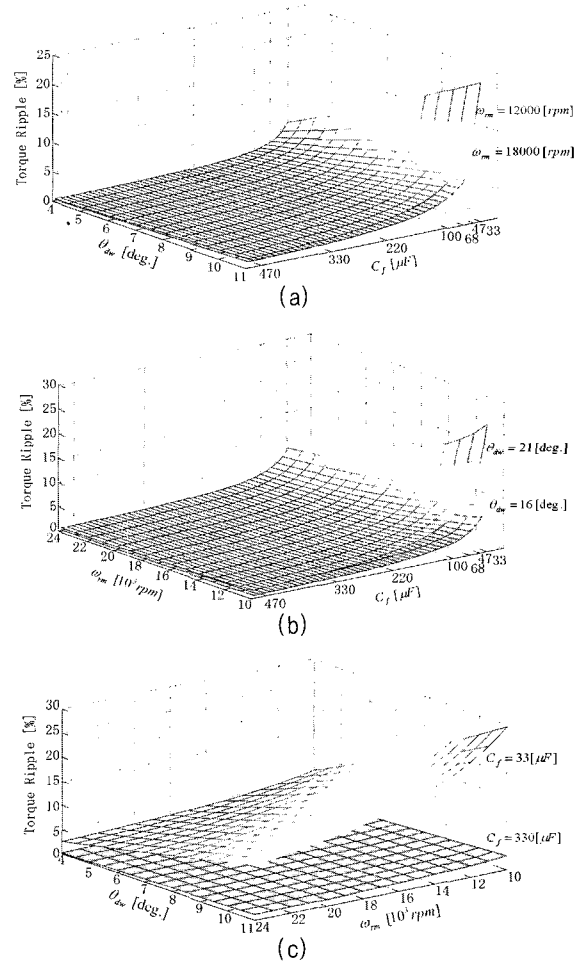


그림 16 운전속도, 선행각, 커패시턴스 값의 변화에 따른 PFC드라이브의 최대피크토크리플 연산결과 (a) 속도 일정 (b) 선행각 일정 (c) 커패시터 용량 일정

Fig. 16 The maximum peak torque ripple of PFC drive with speed, advance angle and the size of capacitor (a) constant speed (b) constant advance angle (c) constant size of capacitor

3.2 역률개선 효과

그림 17에 앞절에서 작성한 PFC회로와 SRM의 수학적 모델을 이용하여, 온각 및 운전속도의 변화에 따른 시뮬레이션을 진행하였을 때, 토크리플 억제를 고려한 스위칭 토폴로지를 적용한 1단구조방식의 PFC회

로의 단상 SRM 운전시스템과 일반적인 단상 SRM 구동시스템의 역률을 나타내고 있다. 시뮬레이션 결과로부터 운전속도 및 온 각 즉, 부하크기와 상관없이 이론적으로 일반적인 단상 SRM 구동시스템의 역률보다 최대 0.05정도 높게 나타나고 있다. 또한, 속도 및 부하의 증가에 따라, 역률이 커지며, 속도 및 부하가 낮은 경우에는 기존의 단상 SRM 구동시스템에 대한 역률개선효과가 뚜렷함을 알 수 있다.

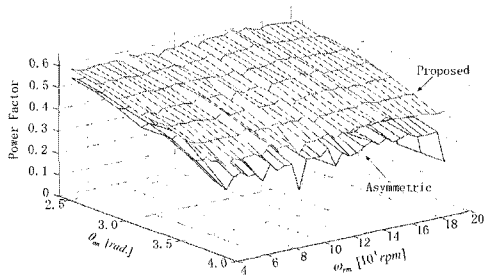


그림 17 시뮬레이션을 통한 PFC회로의 역률개선 효과
Fig. 17 Power factor correction effect of PFC drive by simulation

그림 18에 제안한 스위칭 토폴로지를 적용한 PFC드라이브의 특성해석을 위한 단상 SRM의 구동시스템을 보여주고 있다. 실험시스템에서 DSP는 TI사의 TMS 320F2812-150[MHz]를 사용하였으며, 제어 샘플링주기는 100[μs]로 설정하였다. 그리고, 부하장치는 부하토크의 크기가 조절 가능한 다이내모미터를 사용하였고, 역률은 전력분석기를 사용하여 측정하였다.

그림 19는 토크리플 억제를 고려한 스위칭 토폴로지를 적용하였을 경우, 9000[rpm]에서의 실험결과를 보인다. 그 중, 그림 19(a)는 정격부하상태에서의 실험결과로서 역률값은 0.68이다. 이는 6000[rpm]에서의 실험결과인 그림 14의 역률값 0.63보다 높다. 그림 19(b)는 무부하상태에서의 실험결과이며 역률값은 0.57로서, 정격부하상태보다 역률이 낮다.

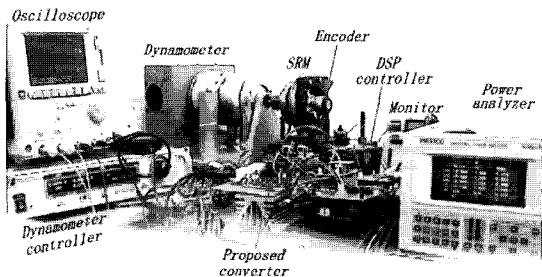


그림 18 단상 SRM 구동시스템
Fig. 18 Single-phase SRM drive system

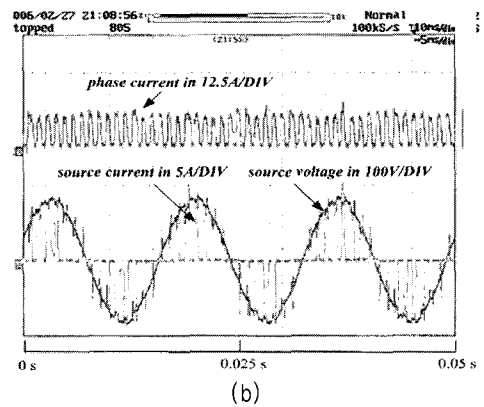
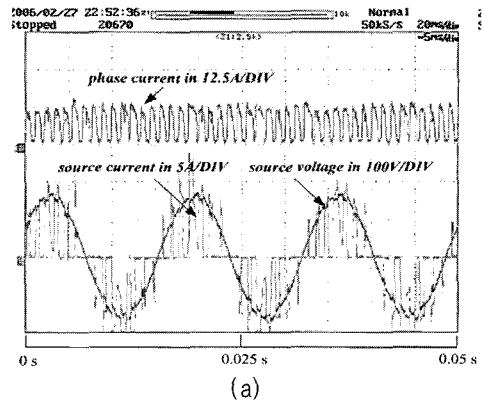


그림 19 9000[rpm]의 운전속도에서의 실험결과
(a) 0.21[N.m] (b) 무부하
Fig. 19 Experimental waveform with 9000[rpm]
(a) 0.21[N.m] (b) no load

그림 20은 위와 같은 실제실험을 통하여 측정된 운전속도별 역률을 기존의 일반적인 단상 SRM 구동시스템의 역률과의 비교값을 보이고 있다. 그 중, 그림 20(a)는 정격부하상태에서, 그림 20(b)는 무부하 상태에서의 역률값을 나타내고 있다. 이 실험결과로부터 운전속도의 증가에 따라 역률이 향상되지만, 기존의 일반적인 단상 SRM 구동시스템에 비해 역률개선효과가 뚜렷하지 않다. 또한, 부하가 작을수록 기존 시스템에 비해 역률개선효과가 뚜렷함을 그림에서 보인다.

3.3 시스템 효율

그림 20은 토크리플 억제를 고려한 스위칭 토폴로지를 적용한 PFC드라이브의 실제실험을 통하여 측정된 정격부하에서의 운전속도별 효율을 기존의 일반적인 단상 SRM 구동시스템의 효율과의 비교값을 보이고 있다. 실험결과로부터 비교적 높은 속도 영역에서 PFC 드라이브 시스템이 기존의 SRM 구동시스템보다 효율이 우수함을 알 수 있다.

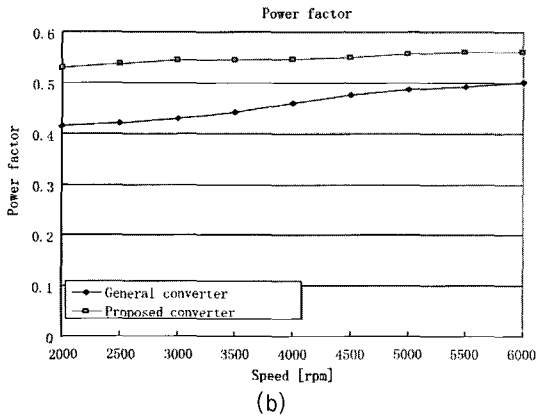
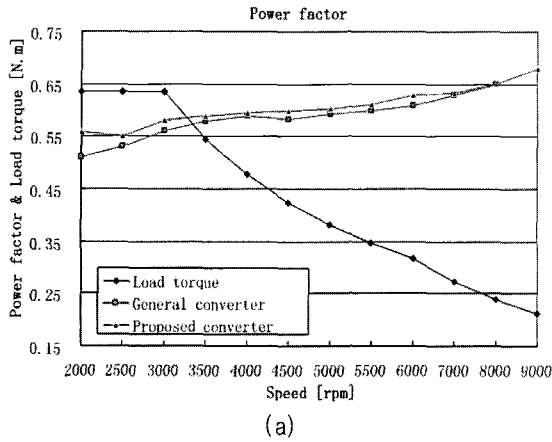


그림 20 실험을 통한 PFC회로의 역률개선 효과
(a) 정격부하 (b) 무부하
Fig. 20 Power factor correction effect of PFC drive by experiment
(a) rating load (b) no load

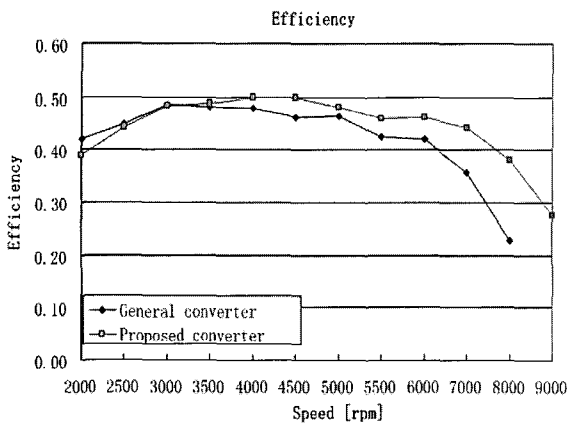


그림 21 실험을 통한 PFC 단상 SRM 구동시스템의 효율
Fig. 21 Efficiency of PFC single-phase SRM drive by experiment

4. 결 론

본 논문에서는 부가적인 능동회로가 없는 1단구조방식의 PFC회로에 대한 분석을 통하여 역률개선과 토크리플의 억제를 위한 스위칭 토폴로지를 새로 제안하였다. 또한, 제안한 스위칭 토폴로지로 작동하는 PFC회로를 갖는 단상 SRM의 구동시스템을 구축하고, 이 시스템에 대한 수치해석을 통해 운전속도, 부하토크 및 커패시터 용량에 따른 토크리플 억제 효과, 역률과 효율 개선 등 시스템의 특성을 얻었다. 한편, 이와 같이 얻어진 시스템의 특성을 마이크로 콘트롤러기반의 단상 SRM의 구동실험을 통해 그 타당성을 입증하였다.

본 연구는 산업자원부 지원에 의하여 기초전력연구원 (과제번호: R-2005-B-109) 주관으로 수행된 과제임.

참 고 문 헌

- [1] 안진우, 김봉철, "송풍기용 단상 SRM의 구동특성." 전력전자학회지, Vol. 8, No. 5, pp. 450-454, Oct. 2003.
- [2] L. Caruso, A. Consoli, G. Scarcella and A. Testa, "A Switched Reluctance Motor Drive Operating at Unity Power Factor," Industry Applications Conference, 1996. Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS '96., Conference Record of the 1996 IEEE, Vol. 1, pp. 410-417, Oct. 1996.
- [3] T. Gopalarathnam, H. A. Toliyat, "A High Power Factor Converter Topology for Switched Reluctance Motor Drives," Conf. Rec. of 31st IAS Annual Meeting, Vol.3, pp. 1647-1652, Oct. 2002.
- [4] 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," Conf. Rec. of 25th PESC, IEEE, pp. 500-507, June 1994.
- [5] Y. A. Kwon, K. J. Shin and G. H. Rim, "SRM Drive system with Improved Power Factor," Conf. Rec. of 23rd IECON, IEEE Vol.2, pp. 541-545, Nov. 1997.
- [6] A. Consoli, M. Cacciato and F. Gennaro, "Single Chip Integration for Motor Drive Converters with Power Factor Capability," IEEE Tr. on P.E, Vol.19, Issue 6, pp. 1372-1379, Nov. 2004.
- [7] F. S. Kang, J. H. Lee and S. J. Park, "Single-Stage Power Factor Corrected SRM Driver," IECON 02

[Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the], Vol.2, pp. 1055-1059, Nov. 2002.

- [8] J. Reinert, S. Schroder, "Power-Factor Correction for Switched Reluctance Drives," Industrial Electronics, IEEE Transactions on, Vol.49, Issue 1, pp. 54-57, Feb. 2002.
- [9] 안진우, 이진국, "마이크로 콘트롤러기반의 고역률형 단상 SRM 구동," 전력전자학회지, Vol.11, No.1, pp.90-96, Feb. 2006.

저 자 소 개



이동희(李東熙)

1970년 11월 11일생. 1996년 부산대 전기공학과 졸업. 1998년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 2002년~2005년 8월 OTIS LG 서보 R&D팀 선임 연구원. 2005년 9월~현재 경성대 전기·전자 메카트로닉스 공학부 전임강사.



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.



안영주(安永株)

1957년 1월 22일생. 1986년 부산공업대학 전기공학과 졸업. 1995년 부산대 전기공학과(공학박). 1998년~현재 부경대 공대 전기·제어계측공학부 부교수.



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 위스콘신대 방문교수. 1992년~현재 경성대 전기전자메카트로닉스공학부 교수.