

단상 SRM 구동을 위한 1단 방식 역률보상형 컨버터 개발

賁在久^{*}, 李正漢^{**}, 曹承鉉^{***}, 朴晟濬^{****}, 金喆禹[§]

Development of Single-stage Power Factor Corrected Converter for Single-Phase SRM Drive

J.G. Bin, J.H. Lee, S.H. Cho, S.J. Park, and C.U Kim

요 약

본 논문은 단상 SRM 구동을 위한 1단 방식의 역률 보상형 컨버터에 관한 연구이다. 기존의 SRM 구동에서의 역률 보상회로는 2단 방식의 구조로 구성이 복잡하고 소자의 수가 증가하여 경제적으로 불리한 단점을 가진다. 따라서, 부가적인 회로의 추가 없이 1단 방식의 단위 역률이 가능한 단상 SRM 구동회로를 제안한다. 제안된 회로에 대한 타당성을 시뮬레이션과 실험으로 검증한다.

ABSTRACT

A single-phase power factor corrected converter for switched reluctance motor drive is presented to achieve a sinusoidal and near unity power factor input currents. Because it combines a power factor corrected converter and a conventional asymmetric SRM driver into one power stage, the configuration has a simple structure resulted in low cost. A prototype to drive 6/6 poles SRM employing a parking magnet is designed to evaluate the proposed topology. The characteristics and operational mode will be discussed in depth, and the validity of proposed driver will be verified through the experimental results.

Key Words : Switched-reluctance motor, single-stage approach, power factor correction

1. 서 론

SRM 컨버터 토폴로지에 관한 연구는 단방향 전류에 의하여 구동되는 SRM의 특성을 이용하여 스위칭 소자 수를 최소화할 수 있는 회로구성을 위주로 진행되었다. 일반적인 상용 AC전원이 사용 될 경우 SRM 구동에 필요한 DC전원을 만들기 위해 브릿지정류 다이오드와 대용량의 필터용 커패시터가 입력측에 포함되어야 한다. 그러나, 이와 같은 형태는 입력 인덕터와 커패시터의 값에 따라 짧은 도통각으로 인한 피크성 전류가 발

생하여 입력 전압과 전류의 동위상이 이루어지지 않고 역률이 낮으며, 불필요한 무효전력의 발생으로 에너지 효율이 감소된다. 최근 이러한 낮은 역률에 대한 문제점을 해결하기 위해서 SRM 구동회로에 역률 보상회로를 적용하기 위한 연구가 진행되고 있다^{[1],[2]}. 그러나, 이러한 방식은 부가적인 역률 보상회로가 커패시터 앞단에 추가되는 2단 방식의 구조로 구성이 복잡하고, 소자의 수가 증가하여 경제적으로 불리하다.

본 연구에서는 역률보상을 위한 부가적인 회로의 추가 없이 단상 SRM 구동회로를 1단 방식으로 구성하여 2단 방식의 역률 보상회로에 비하여 간단하면서도 단위 역률이 가능한 단상 SRM 구동회로를 제안한다. 이 회로는 입력 역률 개선을 위한 전력소자의 추가가 없으며, 비대칭 SRM 컨버터(asymmetric bridge SRM driving converter)에서 상전류 초핑 기법을 응용하여 SRM 구동전원 전압을 확보함과 동시에 입력 전압과 전류를 동위상으로 만들어줌으로써 역률 개선을 하고,

*정회원, 부산대 전기공학과 박사과정

E-mail : igbin@hanmail.net

**정회원, 삼성전자 프린팅사업부 연구원

***정회원, 부산대 전기공학과 석사과정

****정회원, 전남대 전기공학과 조교수

§정회원, 부산대 전자전기통신공학부 교수

접수일자 : 2003. 6.24

1차심사 : 2003. 8. 1

2차심사 : 2003. 9.17

심사완료일 : 2003.10. 1

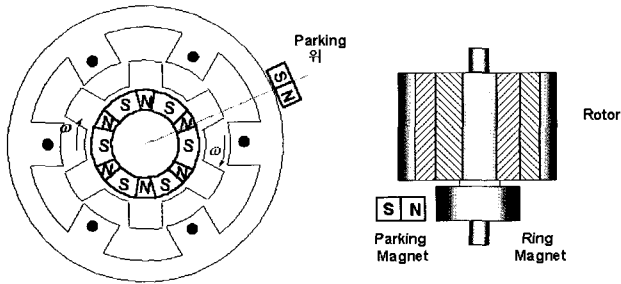


그림 1 Parking magnet의 위치
Fig. 1 Position of parking magnet

일반적인 2단 방식에서 입력측의 AC/DC 부스트 컨버터의 스위치 기능과 비대칭 SRM 구동 컨버터에서의 스위치 기능을 통합하여 스위칭 소자의 개수를 저감한다. 이로 인하여, 전류의 흐름상에 존재하는 스위칭 소자의 개수를 줄여 도통 손실을 저감할 수 있다.

본 논문에서 제안하는 회로의 구현을 위해서 교류 입력 100[V], 초핑 스위칭 주파수 10[kHz], 300[W]급의 단상 SRM 구동용 1단 방식의 역률 보상형 컨버터를 설계하고, 제안하는 토폴로지의 타당성을 시뮬레이션과 실험을 통하여 검증하였다.

2. 본론

2.1 단상 SRM의 기동

단상 SRM은 특정위치에서 기동토크가 발생되지 않는 영역이 존재하며 또한 기동시 Rotor의 위치에 따라 정/역 방향이 결정된다. 따라서 항상 일정한 회전방향을 가지기 위해 초기 기동시 Rotor의 위치를 인위적으로 일정하게 만들 필요가 있는데 그런 문제점을 해결하기 위해 정지용 자석(parking magnet)이 필요하다.

본 논문에서는 사용되는 피 시험 모터의 특성은 그림 1에서 보는바와 같이 N-S극을 가지고 있는 ring magnet을 Rotor측에 장착하고 외부에 parking magnet을 기동시 정토크가 발생할 수 있는 위치에 장착을 하게 되면 정지시 항상 일정한 위치에 Rotor는 정지하게 되며 기동시 정토크가 발생하므로 항상 정방향으로 회전하게 된다^[3]. 그림 2의 (e) 같이 인덕턴스가 증가하기 시작한 점으로부터 10°변위에 파킹 마그네트가 부착되어있고 그림 2의 (d)와 같이 상여자 구간에 기동 펄스, 운전 펄스 두 개의 펄스가 출력되는 저가형 증분식 엔코드가 포함되어 있는 형태이다.

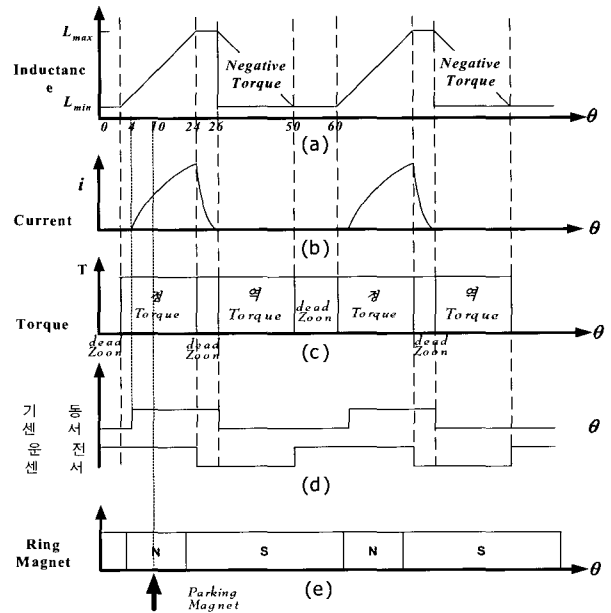


그림 2 피 시험 모터의 특성
Fig. 2 Operational characteristics of the experimental SRM

2.2 제안하는 PFC 단상 비대칭 SRM 컨버터

기존의 브릿지 정류형 비대칭 SRM 구동 컨버터 방식은 다이오드 정류기 출력단에 벌크성 콘덴서를 내장하고 있으며 이는 전압의 리플을 방지하고 회수 에너지를 저장하는 역할을 한다. 그러나 입력 전원측에는 짧은 도통각으로 펄스성의 전류가 흐르게 되어 낮은 역률과 무효전력의 발생으로 에너지 효율이 감소하는 문제점을 가지게 된다. 따라서 역률 개선을 위한 2단 방식의 비대칭 SRM 구동 컨버터가 제안되었다. 이 방식은 벌크성 콘덴서 앞단에 부스팅 인덕턴스와 부스팅 스위치로 구성된 역률 보상회로가 추가된 것이며 입력 전류와 입력전압을 동위상을 만들어줌으로서 역률을 개선할 수는 있으나 스위치와 인덕턴스가 추가됨으로서 단가 상승이 요인이 된다. 또한 2단 방식에 의해 회로가 복잡해지고 두번의 에너지변환에 의한 에너지 효율 저감이 문제시된다^{[4]-[6]}. 브릿지 정류방식의 문제점인 역률 개선과 2단방식의 문제점인 효율저감의 문제점을 해결하기 위해 최근 부가적인 능동회로 없이 PFC 기능이 첨가된 1단방식의 SRM 드라이브가 연구되어지고 있다^[7]. 그림 3은 본 논문에서 제안하는 1단 방식 PFC 단상 SRM 구동 컨버터이다. 단상 SRM의 속도-토크 특성은 직류 직권전동기와 동일한 특성을 갖고 있으며 일반적인 직류 전동기의 속도 제어법 중

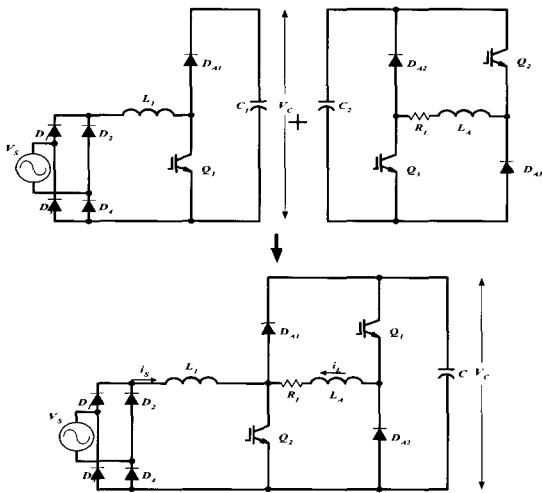


그림 3 제안하는 1단방식 PFC 단상 SRM 구동 컨버터
Fig. 3 Proposed single-stage PFC single phase SRM converter

의 하나인 입력 전압 속도 제어법과 같은 원리를 따른다. 제안하는 드라이브는 입력측에 일반적인 Boost Converter 형태와 출력측에 비대칭 SRM 드라이브를 조합한 형태이며 쇼핑스위치 Q_2 에 의해 DC Link단 전압 V_c 를 가변하여 원하는 속도를 제어하는 방식이다. 기존의 2단 방식에 비해 전력소자의 추가 없이 회로를 간략화 시켰다는 장점을 가지고 있으며 토크 리플이 크게 문제되지 않는 송풍기용 또는 중소형 진공 청소기용으로 적용 가능할 것으로 전망된다.

2.3 동작원리

제안된 회로의 동작을 설명하기 위해서 스위치 Q_1 의 상태별로 크게 상 여자 영역과 전압 부스팅 영역으로 나누었으며 두 영역을 8개의 세부 모드로 나누었다. 상 여자 영역은 Q_1 의 턴-온 구간동안 Q_2 의 온-오프에 따라 모드 1, 모드 2, 모드 3으로 구분된다. 그리고 부스팅 영역은 Q_1 의 턴-오프 구간동안 Q_2 의 온-오프에 따라 모드 4, 모드 5, 모드 6, 모드 7, 모드 8로 구분된다. 그림 4는 제안하는 회로에서 Q_1 과 Q_2 의 스위치 신호에 따른 입력 인덕터 전류(i_s), 모터 상전류(i_L) 그리고 인덕턴스 값(L)의 변화를 나타낸다. 상 여자 영역의 초기조건은 모터 상전류(i_L) 및 입력전류(i_s)를 0으로 두고, DC 링크단 전압이 V_c 로 일정하고, 상스위치 Q_1 과 쇼핑스위치 Q_2 가 턴-온 상태가 되면서 모터 상전류(i_L)는 제로에서 증가하기 시작하며 Q_1 이 턴-오프 상태가 되는 시점까지의 모드이다. Q_1 은 계속

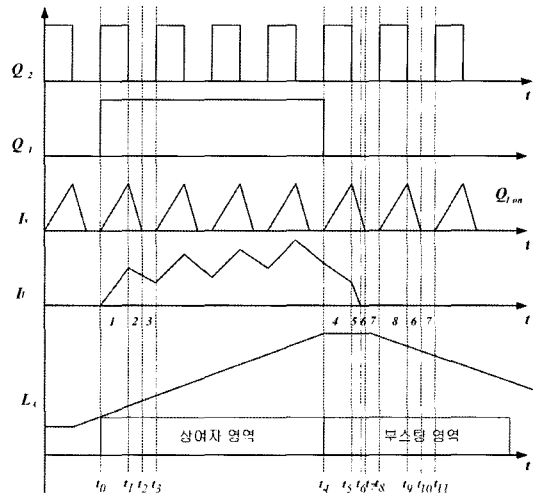


그림 4 각 부의 주요 파형
Fig. 4 The key waveforms

턴-온 상태가 유지되는 상태에서 쇼핑스위치 Q_2 는 쇼핑을 하게 된다. Q_2 의 쇼핑에 의해 부스팅 된 전압이 콘덴서에 충전되어 V_c 를 유지하며 동시에 콘덴서에 축적된 에너지를 소스로 상여자를 시킴으로서 모터는 회전하게 된다. Q_1 이 턴-오프 상태가 될 때까지 모드 1, 모드 2, 모드 3 순으로 계속 반복된다.

Mode 1(t_0 - t_1): 쇼핑 스위치 Q_2 와 모터의 상스위치 Q_1 를 턴-온 시키는 모드이다. Q_1 , Q_2 가 턴-온 상태가 되면 입력 측의 전류 i_s 모터의 상전류 i_L 증가하기 시작하며 L_1 에 축적된 에너지는 다음 Mode 때 V_c 전압 유지를 위한 소스가 된다. V_c 는 상여자를 위한 소스로서 동작한다.

Mode 2(t_1 - t_2): 모터의 상스위치 Q_1 은 턴-온 상태를 계속 유지하고 쇼핑 스위치 Q_2 은 턴-오프 상태가 되면 입력측의 전류 i_s 가 감소하게 되어 제로가 될 때까지의 모드이다. 입력측의 전류 i_s 는 감소하게 되고, 모터의 상전류 i_L 은 상스위치 Q_1 과 다이오드 D_{A1} 을 통해 환류하게 된다. 상의 저항성분에 의해 환류전류는 서서히 감소하게 된다. 그리고 L_1 에 축적된 에너지는 C 로 충전된다.

Mode 3(t_2 - t_3): 모드 2에서 스위치의 변화는 없이 쇼핑 스위치 Q_2 가 턴-온 되기 전까지의 모드이다. 이때 i_s 는 제로가 되며, 모터의 상전류 i_L 은 상스위치 Q_1 와 다이오드 D_{A1} 을 통해 환류하게 된다. 상의 저항성분에 의해 환류전류는 서서히 감소하게 된다. V_c 전압은 충·방전 없이 유지된다. 부스팅 영역은 상스위치 Q_1 이 턴-오프 상태가 되면서 상전류 i_L 이 제로가 되며

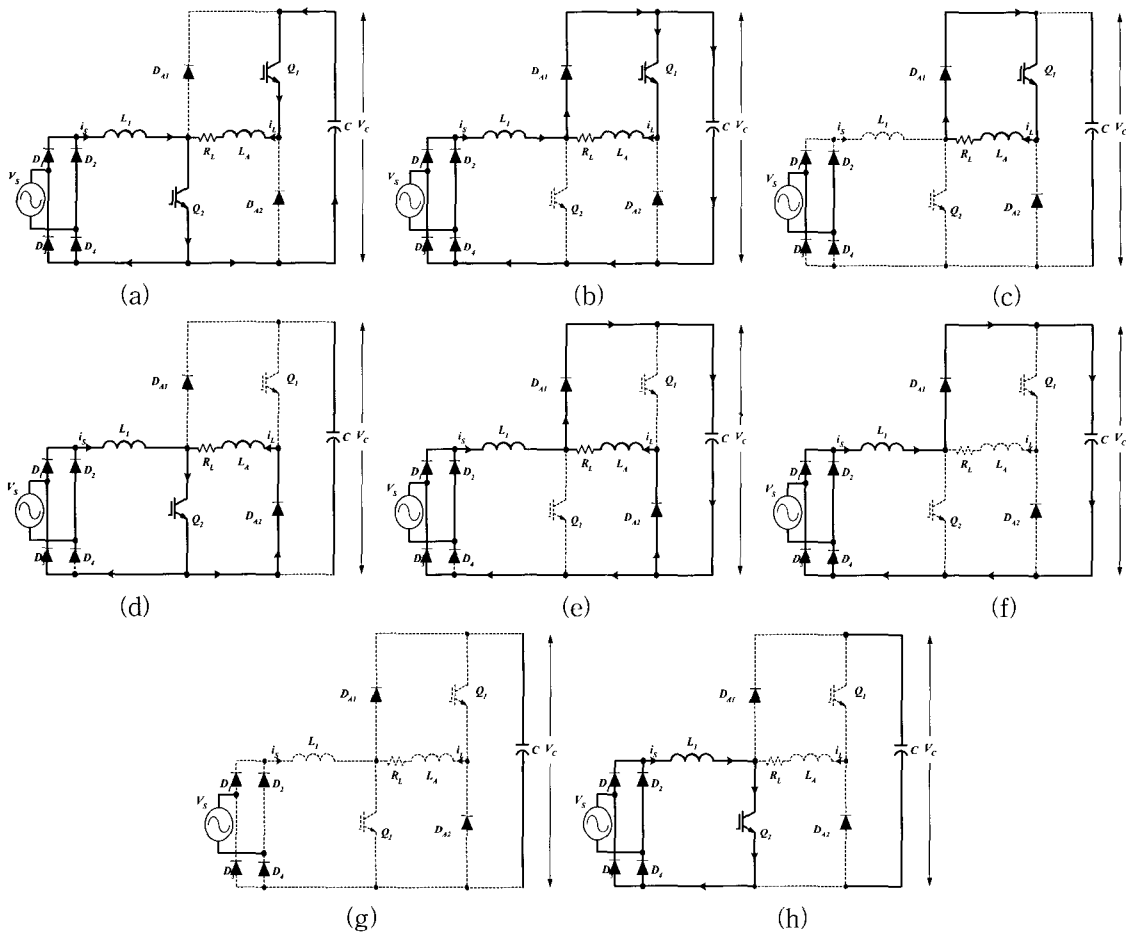


그림 5 동작모드

Fig. 5 Operating modes

(a) Mode 1, (b) Mode 2, (c) Mode 3, (d) Mode 4,

(e) Mode 5, (f) Mode 6, (g) Mode 7, (h) Mode 8

다시 Q_1 이 턴-온 상태가 될 때까지의 모드이다. 상스위치 Q_1 이 계속 턴-오프가 유지되면서 Q_2 는 쇼핑 동작을 수행하게 된다. Q_2 의 쇼핑에 의해 부스팅된 전압이 콘덴서에 충전되어 V_C 를 유지하며 Q_1 은 턴-오프 상태이기 때문에 상여자에 의한 방전은 일어나지 않는다.

Mode 4 (t_4-t_5): 쇼핑 스위치 Q_2 는 턴-온 되면서 모터의 상스위치 Q_1 는 턴-오프 되는 모드이다. Q_2 가 턴-온 되면 입력측의 전류 i_s 는 증가하기 시작하며, 모터의 상전류 i_L 은 쇼핑스위치 Q_2 와 다이오드 D_{A2} 를 통해 환류하게 된다. 상저항성분 R_L 에 의해 환류전류는 서서히 감소하게 된다. Q_1 이 턴-오프 상태이기 때문에 C 는 방전이 일어나지 않고 V_C 전압은 계속 유지하게 된다.

Mode 5 (t_5-t_6): 쇼핑 스위치 Q_2 와 모터의 상스위치

Q_1 이 턴-오프 상태가 되며 상전류 i_L 이 제로가 될 때까지의 모드이다. Q_1, Q_2 가 턴-오프 상태가 되면 입력측의 전류 i_s 는 감소하게 되고 L_1 에 축적된 에너지는 다이오드 D_{A1} 을 통해 C 에 충전된다. 반면 모터의 상전류 i_L 은 감소하여 제로까지 떨어지며 L_A 에 축적된 에너지는 D_{A1}, D_{A2} 를 통해 C 에 충전된다.

Mode 6 (t_6-t_7): 쇼핑 스위치 Q_2 와 모터의 상스위치 Q_1 이 계속 턴-오프 상태가 유지되며 아직 제로까지 떨어지지 못한 입력전류 i_s 가 제로가 될 때까지의 모드이다.

Mode 7 (t_7-t_8): 쇼핑 스위치 Q_2 와 모터의 상스위치 Q_1 가 계속 턴-오프 상태가 유지되며 Q_2 가 턴-온 될 때까지의 모드이다. 이때 입력전류 i_s , 상전류 i_L 은 제로가 계속 유지되며 C 에 충전된 에너지 또한 충·방전이 일어나지 않는다.

Mode 8(t_8-t_9): 쇼핑 스위치 Q_2 는 턴-온 되면서 모터의 상스위치 Q_1 이 턴-오프 상태를 계속 유지되면서 Q_2 가 턴-오프 상태가 될 때까지의 모드이다. Q_1 이 턴-오프 상태이기 때문에 C 는 충·방전이 일어나지 않고 V_C 전압은 계속 유지하게 된다.

3. 실험결과

표 1 시스템의 파라미터
Table. 1 Design parameters of system

Parameter	Value	Unit
Input Voltage	100	[V]
Switching Frequency of Q_2	10	[kHz]
Filter Inductance of Input	1.6	[mH]
Filter Capacitance of Input	3.6	[μ F]
L1 Inductance	1.2	[mH]
DC Link Capacitance	250	[μ F]

표 1은 제안된 시스템의 파라미터이다. 그림 6은 제어기의 구성을 나타내고 있다. 제어기에 사용된 프로세서는 A/D 컨버터가 내장되어 있으며, 입출력 포트의 전류 구동 능력이 큰 장점을 가지는 PIC16F877이다. 그림 7(a)는 SRM 구동시 주 프로그램의 흐름도를 나타낸다. 주 프로그램은 각종 변수의 초기화 및 과전압, 과전류 등을 검사하여 폴트(fault) 신호를 발생하는 부분이다. 그림 7(b)는 제어루틴의 흐름도를 나타낸다. 제어 루틴에서는 피 시험 모터가 기동 펄스, 운전 펄스 두 개의 펄스를 출력하게 되면 이 신호를 엔코더 펄스 디텍터(encoder pulse detector)가 검출하여 상여자 스위칭을 하게 되고, 타이머 인터럽트를 사용하여 12[ms] 동안 한번씩 모터의 속도를 검출해서 쇼핑 스위치의 듀티비를 결정하여 모터의 속도를 제어하게 된다. 제안하는 시스템에 대한 구동 원리와 이론적 해석을 증명하기 위하여, 1kW급 단상 6/6 pole SRM을 이용하여 단상 SRM용 PFC 컨버터를 제작하고 실험하였다.

그림 8은 일반적인 브릿지 정류 회로의 입력전압 입력전류를 보여주고 있다. 입력 인덕터와 커패시터의 값에 따라 짧은 도통각으로 인한 피크성의 전류가 흐르게 되고 입력 전압과 전류가 동위상이 안됨으로 역률이 0.6정도로 낮고 무효전력 발생으로 에너지 효율을 감소시키게 되고 전체 시스템에 역률 저하와 THD 극상승시키는 요인이 된다.

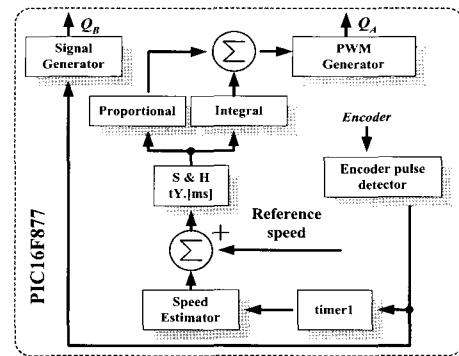


그림 6 제어기 구성도
Fig. 6 Configuration of the controller

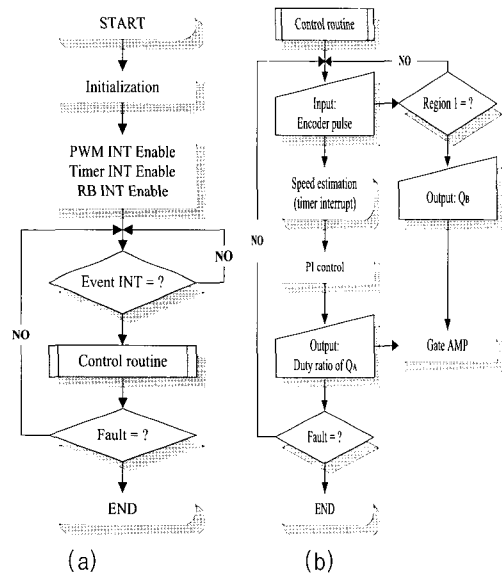


그림 7 주프로그램 및 제어루틴 흐름도
Fig. 7 Flowchart of main program and control routine

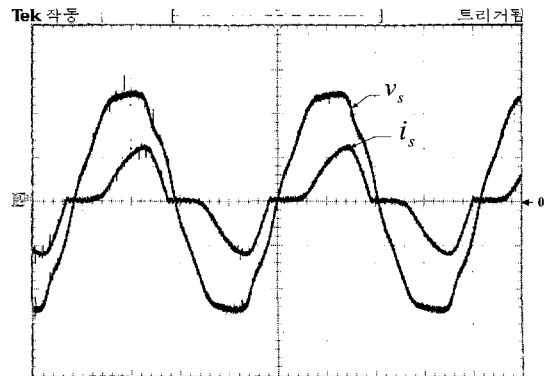
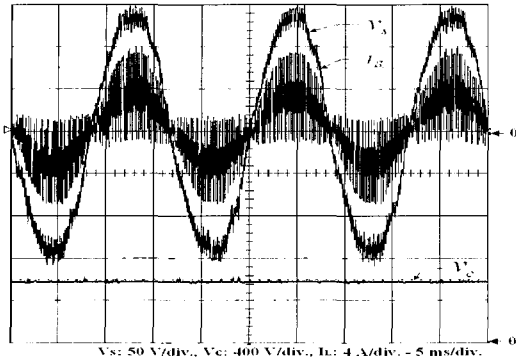
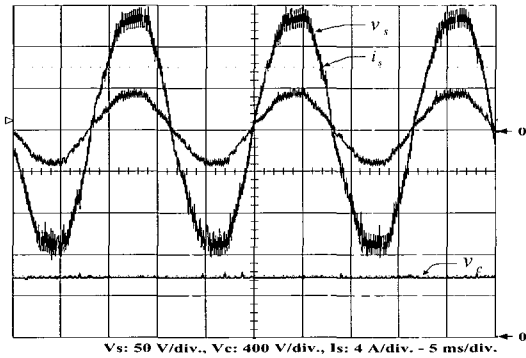


그림 8 브릿지 정류시 입력전압, 전류
Fig. 8 Input voltage-current of bridge diode type



(a)



(b)

그림 9 입력전압, 전류 및 인덕터 전류 - 16500[rpm]

(a) 입력 전압과 인덕터 전류, Vc 전압

(b) 필터 후 입력 전압-전류, Vc 전압

Fig. 9 Line voltage, inductor current, and voltage across the capacitor - 16500[rpm]

(a) Input voltage, inductor current, and Vc voltage before filtering

(b) Input voltage, inductor current and Vc voltage after filtering

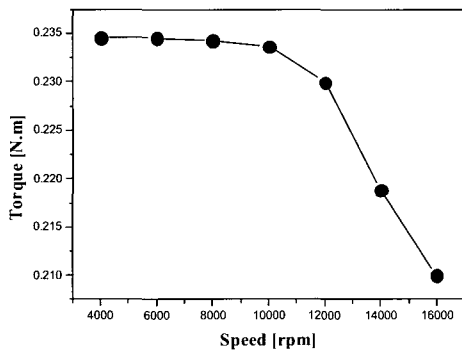


그림 10 운전구간에서의 토크-속도

Fig. 10 Torque-speed in operation region

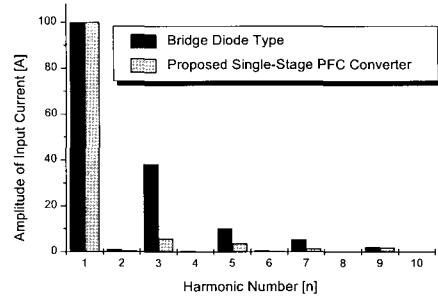
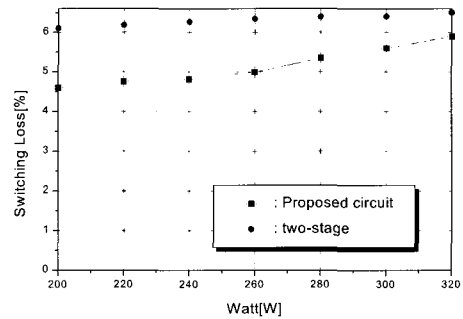
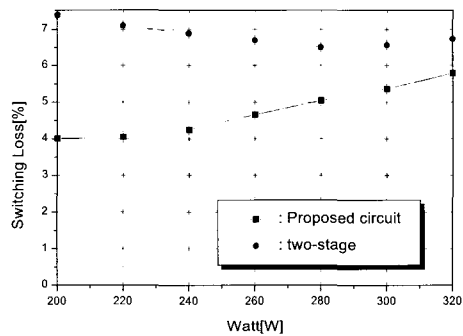


그림 11 입력전류 FFT 분석

Fig. 11 FFT Analysis of input current



(a)



(b)

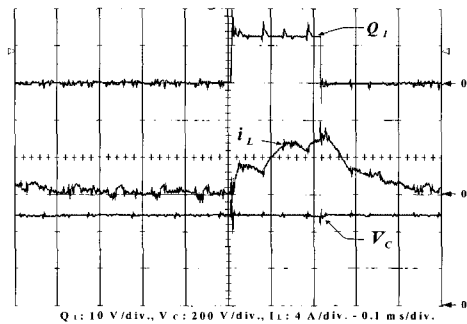
그림 12 시뮬레이션에 의한 switching loss 분석

(a) 12500 [rpm] (b) 16500 [rpm]

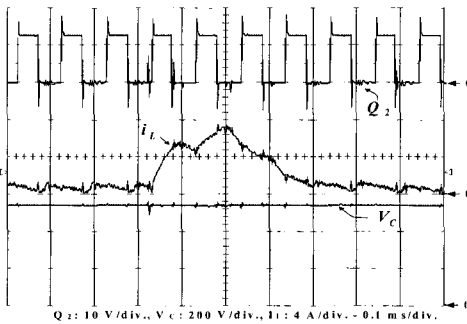
Fig. 12 Switching loss analysis by simulation

(a) 12500 [rpm] (b) 16500 [rpm]

그림 9는 제안하는SRM 구동 컨버터가 지령 속도 16500 [rpm]으로 동작할 경우의 입력전압, 인덕터 전류, 필터링 후의 입력 전류를 보여준다. 제안하는 컨버터는 전류 불연속 모드에서 동작하기 때문에 별도의 입력 전류제어기 없이도 전류의 피크치가 입력전압을 추종하여 동위상을 이루게 된다. 또한 입력단에 LC필



(a)



(b)

그림 13 12500[rpm]시 스위치파형

(a) Q1 신호, 상전류파형, Vc 전압

(b) Q2 신호, 상전류파형, Vc 전압

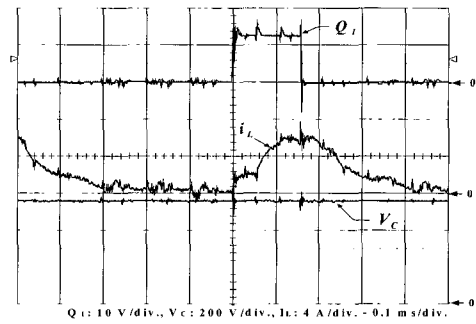
Fig. 13 Waveforms in command speed 12500[rpm]

(a) Q1 Signal, Phase-current and Vc Voltage

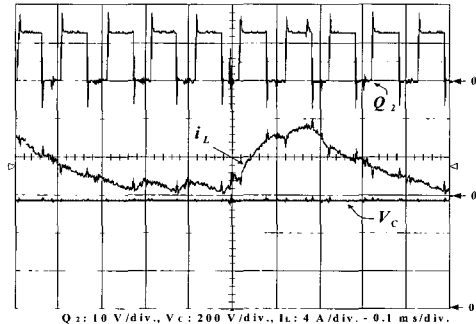
(b) Q2 Signal, Phase-current and Vc Voltage

터를 삽입하게 되면 입력전류가 연속적으로 변하며 전류의 피크치가 거의 1/4로 감소함을 알 수 있다. 그림 10은 운전구간에서의 토크-속도 특성을 나타낸 그래프이다. 그림 11은 입력전류 FFT 분석한 그래프이다. 그림에서 보는 바와 같이 브릿지 정류 방식에 비해 제안된 회로의 3, 5, 7 고조파 성분이 현저하게 저감되었음을 알 수 있다.

그림 12는 제안된 회로와 2단 방식의 시뮬레이션 결과, 스위칭 손실을 비교한 그래프로 제안한 회로가 2단 방식에 비해 스위칭 손실이 적음을 보여주고 있다. 그림 13와 그림 14는 단상 6/6 SRM에 부하실험에서 각 속도별로 각단의 실험 파형이다. 입력전압을 일정하게 하고 속도 지령치를 증가시킬 경우 V_c 전압을 상승시켜주기 위해 Q_i 스위치의 듀티비가 증가하고, 듀티비가 증가함에 따라 턴-오프시 환류 시간이 길어짐을 확인할 수 있다. 이는 역토크 영역에서 상전류의 빠른 소호가 불가능하여 소음이 증가하는 문제를 발생시킬 수 있다. 또한 속도가 16500 [rpm]시 V_c 전압



(a)



(b)

그림 14 16500[rpm]시 스위치파형

(a) Q1 신호, 상전류, Vc 전압

(b) Q2 신호, 상전류파형, Vc 전압

Fig. 14 Waveforms in command speed 16500[rpm]

(a) Q1 Signal, Phase-current and Vc voltage

(b) Q2 Signal, Phase-current and Vc voltage

이 560[V]까지 상승하기 때문에 Q_i 턴-오프시 스위칭 양단의 전압 스트레스를 받게 되므로 스위칭 소자 선택시 주의가 요구된다.

이상의 실험 결과를 통하여 제안하는 시스템이 이론적으로 해석한 바와 같이 추가적인 전력소자 없이 입력 역률을 개선하였으며 시뮬레이션 결과 2단 방식 보다 스위칭 손실이 저감됨을 확인하였다.

4. 결 론

본 논문에서는 2단 방식의 역률 보상회로에 비하여 간단하며 단위 역률이 가능한 1단 방식의 역률 보상형 단상 SRM 구동 회로를 제안하였다. 제안하는 1단 방식의 역률 보상형 SRM 구동회로는 입력 역률을 개선하기 위한 부가적인 스위칭 소자의 추가가 없으며, 비대칭 SRM 컨버터(asymmetric bridge SRM driving converter)에서 상전류 초핑 기법을 응용하여 SRM 구동 DC 전원 V_c 전압을 확보함과 동시에 입력 전압과

전류를 동위상으로 만들어줌으로써 역률을 개선하였다. 따라서 일반적인 2단 방식의 역률 보상을 위해서 추가되는 부스트형 컨버터의 스위치 기능과 비대칭 SRM 구동 컨버터에서의 스위치 기능을 병행하게 되므로 사용되는 스위치의 개수를 저감시킬 수 있는 장점을 가진다.

본 논문에서 제안하는 회로의 구현을 위해서 교류 입력 100 [V], 초핑 스위칭 주파수 10 [kHz], 300 [W] 급의 단상 SRM 1단 방식 역률 보상형 컨버터를 설계하고, 실험한 결과 제안된 회로는 고역률의 저가화 구조가 가능하며, 토크 리플이 크게 문제되지 않는 송풍기용 또는 중소형 진공 청소기용으로 적용 가능할 것으로 전망된다.

본 연구는 산업자원부의 지원에 의하여 기초 전력공학공동연구소 주관으로 수행된 과제(00-역-01)임

참 고 문 헌

- [1] R. Krishnam and S. Lee, "Effect of Power Factor Circuit on Switched Reluctance Motor Drives for Appliances", IEEE/APEC. pp. 83-89, 1994.
- [2] G. H. Rim et al., "A Chopping Converter for Switched Reluctance Motor with Unity Power Factor and Sinusoidal Input Current". IEEE/PESC, pp. 500-507, 1994.
- [3] D. W. J. Puller " New data base for Switched Reluctance Drive Simulation." Proc. IEE, Vol. 138, Pt-B, No. 6, pp. 331-336, 1991
- [4] L. Huber, and M. Jovanovic, "Single-stage, Single-switch, Isolated Power Supply Technique with Input-current Shaping and fast Output-voltage Regulation for universal Input-voltage-range Applications," in Conf. Rec. IEEE APEC'97, pp. 272-280, 1997.
- [5] M. H. Kheruluwala, R. L. Steingerwald, and R. Gurumoorthy, "Fast Response High Power Factor Converter with a Single Power Stage," in Conf. Re. IEEE PESC'91, pp.769-779, 1991
- [6] G. Hua, E.X. Yang, Y. Jiang, and F. C. Lee, "Novel Zero-current Transition PWM Converters," in Conf. Rec, IEEE PESC'93, pp. 538-544, 1993.
- [7] F. S. Kang et al, "Unity Power Factor Drive of SRM with Single-Stack," IEEE/ISIE, pp. 1786-1791, 2001.

저 자 소 개



빈재구(賁在久)

1973년 3월 2일 생. 1996년 부산대 공대 전기공학과 졸업. 1998년 동대학원 전기공학과 졸업(석사). 1998년~현재 동대학원 전기공학과 박사과정. 현재 국방과학연구소 근무.



이정한(李正漢)

1974년 9월 1일생. 2000년 부경대 공대 전기공학과 졸업(학사). 2002년 부산대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2002년~ 현재 삼성전자 근무



조승현(曹承鉉)

1975년 12월 2일생. 2002년 부경대 공대 전기공학과 졸업(학사). 2002년~현재 부산대 대학원 전기공학과 석사과정.



박성준(朴晟濬)

1965년 3월 20일 생. 1991년 부산대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 2002년 동 대학원 지능기계공학과 졸업(박사). 1996~2000 거제대학 전기과 조교수. 2000~2003 동명대학 전기과 조교수 2003~ 현재 전남대 전기과 조교수.



김철우(金喆禹)

1942년 12월 5일 생. 1969년 부산대 공대 전기공학과 졸업. 1974년 일본 전기통신대 전자공학과 졸업(석사). 1982년 일본 동경공업대 전기전자공학과 객원 교수. 1986 중앙대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 부산대 공대 전자전기통신공학 부교수.