

Design and Development of Low-Cost Switched Reluctance Motor Drive System

하 근 수*
(Keunsoo Ha)

Abstract - A Low cost and variable speed brushless motor drive system with single switch per phase is presented. The motor drive is realized with a novel two-phase flux-reversal-free switched reluctance motor and a split AC two switch converter. The strategy of the controller and the converter for its realization are described. Comparisons between a split AC converter, asymmetric converter, split DC converter, single controllable switch converter, and N+1 converter are performed for its device rating, cost, switching losses and conduction losses, and converter efficiency. The split AC converter is analyzed and simulated to verify the characteristics of the converter circuitry and control feasibility and the simulation results are presented. The efficiency with various loads is numerically estimated and experimentally compared from viewpoint of subsystem and system in details. The focus of this paper is to compare the presented motor drive system to the asymmetric converter system throughout experiments and demonstrate single switch per phase converter having comparable efficiency as the asymmetric converter system.

Key Words : Switched Reluctance Motor, Low-cost, High efficiency, Split AC converter

1. 서 론

가정용 기기 및 전동 기기 등에서의 가변속 속도 제어기 개발은 저가 및 고효율 브러시리스 모터의 연구를 토대로 더욱 확장되고 있다. 또한, 신뢰성, 안정성, 동작 수명 및 소음 등의 이유로 브러시 및 정류자가 없는 모터 개발이 산업체에서 활발히 이루어지고 있는 실정이다[1]. 그리하여 저가 및 고효율의 브러시리스 모터 드라이브의 개발은 가변속 속도 제어 응용 기기와 더불어 증대되고 있다. 스위치드 릴럭턴스 모터(SRM) 드라이브 시스템은 간단한 모터 구조, 브러시리스 동작, 회전자에 자석이 없고 권선만 있는 구조 등의 이유로 이러한 저가 및 가변속 속도 제어 시스템의 강력한 후보로 떠오르고 있다. 그러므로, SRM은 여러 분야에 적용할 수 있는 가격 경쟁력과 고 성능을 가진다. 저가의 드라이브 시스템의 구현은 스위칭 소자의 개수를 줄임으로써 가능하며, 한 상당 한 개의 스위치를 가지는 컨버터 구조(single-switch-per-phase converter)가 가장 큰 가격 경쟁력을 가진다. 다수의 논문들이 이에 관련된 방법을 제안하였고, 대부분의 논문들이 스위칭 소자의 수를 줄이는 방법에 몰두하였다. Single-switch-per-phase converter는 상대적으로 적은 스위칭 소자 및 간단한 드라이버 구조 때문에 저가 드라이브 시스템에 가장 적합한 컨버터이다[2].

비대칭 컨버터(asymmetric converter)[3]는 그림 1(a)에서 보여지듯이, 한 상당 두 개의 스위칭 소자 및 두 개의 다이

오드를 가지는 가장 일반적인 구조의 컨버터이다. 일반적인 AC모터 드라이버와 비슷한 구조이며, 각 스위칭 소자의 최소 정격 전압은 DC 링크 전압이 된다. 모터의 각 상은 독립적으로 제어가 된다. 단점은 상당 스위칭 소자가 두 개라는 점과 그에 따른 제어 및 드라이버 회로의 증가 및 가격의 상승이다. 따라서, 고 성능의 드라이브 시스템에 유효하다.

반면에, single-switch-per-phase converter[5]는 가격적인 면에서 상당한 장점을 가지고 있다. 이중 권선(Bifilar-winding), R-dump, C-dump, DC 전원 분리(Split-DC) 컨버터가 이 범주에 속한다. 이중 권선 방식과 R-dump 방식은 고 전압에서 낮은 시스템 효율을 가진다.[3] 그림 1(b)에서 보여지는 DC 전원 분리 컨버터[4]는 두 개의 분리된 캐패시터와 한 상당 한 개의 스위칭 소자를 가지며, 공급되는 직류 전압의 절반만 이용하며, 두 개의 DC 링크 콘덴서의 전압 불평형이 발생하는 단점이 있다.

그림 1(c)에서, 한 개의 스위칭 소자만을 가지며 4상한 운전이 가능한 컨버터 구조[1]가 소개되었다. 이 구조는 게이트 소자, 로직 구동 전원, 방열판 등의 삭제로 가격적인 면에서 가장 유리한 장점을 가지고 있으나, 스위칭 소자는 메인 권선만 제어하고, 보조 권선은 제어하지 않는 단점을 가지고 있다. 다만, 보조 권선은 자가 기동(Self start), 메인 권선에서 보내지는 에너지 보존, 역회전용으로만 이용되고 있다.

그림 1(d)의 N+1 컨버터[6]는, 여기서 N은 모터 상수, 스위칭 소자가 모터 상수보다 한 개 많은 구조로, 모든 상권선의 한 쪽이 공통 스위치와 다이오드 중간점에 연결되어 있다. 이는 비교적 넓은 영역의 운전, 즉 정상 통전(normal conduction) 모드, free wheeling 모드, 전류(commutation)

* 정 회 원 : LG전자 선임연구원

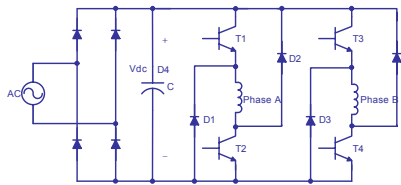
E-mail : hipass@dreamwiz.com

접수일자 : 2009년 8월 20일

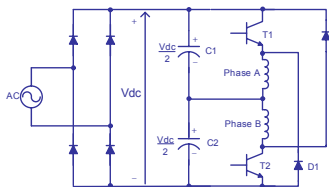
최종완료 : 2009년 9월 29일

모드 운전을 가능하게 위한 최소의 스위칭 소자를 사용하고 있다. 비대칭 컨버터보다는 적은 스위칭 소자를 가진다. 그러나, N+1 컨버터는 각 상이 독립적으로 제어가 되지 않는 단점이 있으며, 이로 인하여 전류(commutation) 시간이 지연이 되게 된다.

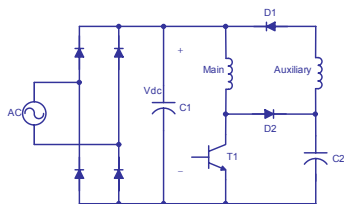
이러한 컨버터 구조의 비교를 통하여 저가의 고효율 드라이브를 구현하기 위하여, 본 논문에서는 그림 1(e)와 같이 AC 전원 분리(Split-AC) 컨버터를 제안하고자 한다. AC 전원을 분리하는 반파 정류기는 매 AC 반주기마다 하나의 콘덴서를 충전하며, 그 콘덴서는 또한 토크를 발생하는 상의 free wheeling, 회생(regeneration) 시간 동안 방출되는 에너지를 저장하여 충전한다. 또한, 빠른 전류(commutation) 시간을 가지게 한다.



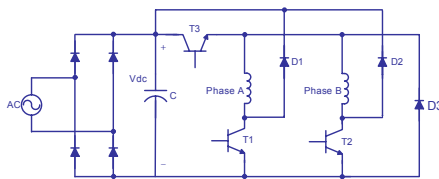
(a) 비대칭 컨버터(asymmetric converter)



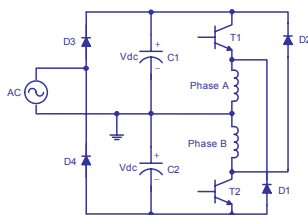
(b) Split DC 컨버터



(c) Single controllable switch converter



(d) N+1 컨버터



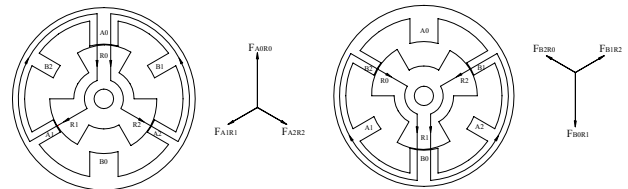
(e) Split AC 컨버터

그림 1 2상 SRM 구동용 컨버터 토폴로지
Fig. 1 Converter topologies feasible for two-phase SRM

제안된 컨버터의 성능은 효율 측정을 통하여 검증되며, 이를 위하여 자가 기동이 가능한 2상 SRM[7]이 이용된다. 본 논문의 구성은 2장에서 2상 SRM에 대한 간략한 소개가 이루어지며, 제안된 컨버터의 특성 비교가 3장에서 이루어진다. 또한, 제안된 컨버터의 구조 및 동작 소개, 구현된 제어기의 소개가 4장에서 이루어진다. 제안된 시스템의 모델링, 해석, 시뮬레이션은 5장에서 이루어지며, 시스템 검증을 위하여 이루어지는 효율 측정 실험 결과는 6장에서 소개된다. 마지막으로 7장에서 결론을 다루게 된다.

2. 2상 SRM

그림 2는 FEA해석을 통한 상에 흐르는 flux 및 normal forces를 보여주고 있다. 본 논문에서 사용되는 2상 SRM의 한 상은 하나의 메인 고정자와 두 개의 보조 고정자로 구성된다. 회전자는 고정 공극(uniform airgap)과 부동 공극(nonuniform airgap) 구조로 나뉘어진다. 고정 공극은 릴럭턴스를 최소화, 즉 인덕턴스를 최대로 가지게 구성되며, 부동 공극은 고정 공극이 최대 인덕턴스를 가지도록 인덕턴스를 증가시킨다. 이러한 두 개의 다른 공극 구조는 모든 위치에서 토크를 발생하도록 하며, normal forces가 세 개의 방향으로 나뉘어 고정자의 일그러짐(ovalization)을 방지한다. 이는 소음을 줄이는 방안이기도 하다. 고정자에는 역방향의 flux가 존재하지 않으며, 고정자의 back-iron중 2/3만 사용한다. 이는 코어손실(core losses)을 줄인다.



(a) PhaseA winding excitation (b) PhaseB winding excitation

그림 2 Flux 및 normal forces[7]

Fig. 2 Flux path and normal force diagram when poles are aligned[7]

3. 컨버터 구조

컨버터 설계는 SRM 드라이브의 연구 분야 중의 하나로, 드라이버의 성능 및 가격은 컨버터 구조에 많은 영향을 받는다. 컨버터 구조에 대한 분류법은 여러 가지가 있지만, 가장 일반적인 방법은 스위칭 소자의 수로 나누어질 수 있다. 스위칭 소자의 가격 상승과 이로 인한 주변 회로의 복잡성으로 스위칭 소자를 줄이고자 하는 연구가 활발히 이루어지고 있다. 이 중 다섯 개의 컨버터 토폴로지가 본 논문에서 적용하고자 하는 2상 SRM으로 적용 가능한 구동 컨버터로 그림 1에서 표현되고 있다. 본 장에서는 컨버터의 효율, 가격, 성능 등의 정성적, 정량적인 비교 평가를 통하여 2상 SRM에 가장 적합한 컨버터 구조를 선정하고자 한다.

우선, 각 컨버터의 정격 VA(volt-ampere) 능력과 이를 통한 전력 손실 비교를 통하여, 컨버터의 상대적 효율 비교

가 이루어진다. 컨버터의 전력 손실은 스위칭 손실과 통전 손실분으로 나누어지며, 이 중 스위칭 손실은 최대 허용 전압 및 전류로 계산되며, 통전 손실은 동일한 제어 형태, 스위칭 변수, 토폴로지-속도 특성의 조건에서 스위칭 소자에 흐르는 평균 전류와 전압 강하분으로 계산되어진다.

각기 다른 컨버터의 비교를 위하여 IGBT의 표준화된 전력 손실을 사용하며, 이는 1 p.u(per-unit)로 표현된다. 하드 초핑을 하는 비대칭 컨버터의 경우, 2상 SRM의 경우, 4 개의 IGBT를 가지므로, 전체 IGBT 스위칭 손실은 4 p.u 이다. 이러한 논리는 다른 컨버터에도 동일하게 적용된다. 그림 (d)의 N+1컨버터의 경우, 스위치 T3가 매 상운전시, 반복적으로 스위칭을 하므로, 두 배의 스위칭 손실을 가지게 된다. DC 전원 분리 및 AC 전원 분리 컨버터의 경우, 비대칭 컨버터에 비하여 절반의 스위칭 소자를 가진다. 그러므로, 스위칭에 인가되는 전압 및 전류치는 $[V_{dc}, 2I]$, $[2V_{dc}, I]$ 가 된다. 따라서, 비대칭 컨버터와 같은 정격 VA 능력(4 p.u)을 가진다. 그림 1(c)의 single controllable converter는 두 배의 인가 전류를 필요로 하므로, 2 p.u의 정격 VA 능력을 가진다.

표준화된 IGBT 및 다이오드의 통전 손실은 측정된 평균 전류 및 스위칭 ON 동작시 걸리는 전압 강하를 통하여 구할 수 있으며, 이는 IGBT 스위칭 손실 (1p.u)과 비교하였을 경우, 각각 1.33 p.u와 0.99 p.u으로 나타낼 수 있다. 따라서, 하드 초핑 방식의 비대칭 컨버터의 경우, 전체 IGBT 및 다이오드의 통전 손실은 각각 5.3 p.u와 3.96 p.u이다. 소프트 초핑 방식의 경우, IGBT 스위칭 손실은 줄어들고, IGBT 통전 손실은 7.95 p.u로 증가된다.

표 1은 이러한 방식으로 구한 각각의 컨버터들의 손실 비교를 나타내고 있다. 표 1을 통하여, AC 전원 분리 컨버터는 다른 컨버터보다 작은 스위칭 소자 및 정격 VA능력을 가져 가장 적은 전력 손실을 가진다는 것을 알 수 있다. 이는 AC 전원 분리 컨버터는 고 효율 특성을 지닌다고 언급할 수 있다.

표 1 컨버터 손실 비교

Table 1 Comparison of converter losses

손실	비대칭		N+1	Split DC	Split AC	Single controllable switch
	Hard	Soft				
정격VA	4VI	4VI	3VI	4VI	4VI	2VI
IGBT 스위칭	4	2	4	4	4	2
IGBT 통전	5.3	7.95	5.3	5.3	2.65	2.65
Diode 통전	3.96	1.65	3.96	3.96	1.98	3.96
Total	13.26	11.60	13.26	13.26	8.63	8.61

컨버터 토폴로지를 선정하는 또 다른 선정 요소는 스위칭 소자수, 절연된 게이트 회로, 수동 소자, 센서 및 제어 회로 등으로 구성되는 전체 드라이버의 가격이다. 표 2는 이러한 관점에서 각각의 컨버터들을 비교하였다.

표 2 컨버터 전체 특성 비교

Table 2 Overall comparison of converter topologies

특성	비대칭	N+1	Split DC	Split AC	Single controllable switch
상제어 독립성	O	X	△	△	X
전류시간	빠름	느림	느림	빠름	느림
프리휠링	O	O	X	X	O
성능	매우 좋음	보통	보통	좋음	낮음
정류 다이오드수	4	4	4	2	4
스위치수	4	3	2	2	1
다이오드수	4	3	2	2	2
DC Cap.수	1	1	2	2	2
가격	상	중	하	하	최하
효율	상	중	중	상	중

스위칭 소자이외에 전체 드라이버의 가격을 결정하는 중요 요소는 DC 콘덴서이다. 표 2와 그림 1에서 보여지듯이, 전원 분리형 컨버터들은 두 개의 콘덴서를 필요로 하고, single controllable converter도 마찬가지로 두 개의 콘덴서를 필요로 한다. 그 중 하나는 DC 콘덴서용이고, 나머지 하나는 에너비 복원용이다. 그러므로, 전원 분리형 컨버터는 추가적으로 DC 콘덴서로 인한 드라이버 가격이 상승하며, 증가된 전류 리플은 콘덴서의 용량을 증가시켜 전체 드라이버의 가격을 상승시킨다.

그러나, 스위칭 소자의 숫적인 감소와 그로 인한 게이트 회로 소자의 감소는 전원 분리형 컨버터의 전체 드라이버 가격을 비대칭 컨버터에 비하여 상대적으로 감소시킨다. 전류 리플을 줄이는 적절한 알고리즘을 사용할 경우, 콘덴서 용량은 줄어들 수 있다[8]. 한편 AC 전원 분리형 컨버터는 상대적으로 정류 다이오드의 수가 적어 DC 전원 분리형 컨버터보다 가격이 저감된다.

single controllable converter가 스위칭 소자의 수적인 면에서는 가장 저렴한 컨버터이지만, 상대적으로 낮은 효율과 성능으로 본 연구에서는 제외된다. AC 전원 분리형 컨버터의 경우, 비대칭 컨버터와 같은 정격 전력 용량을 보여주지만, 적은 수의 스위칭 소자를 사용하며, 전체 컨버터 손실은 가장 작은 편이다. 이는 AC 전원 분리형 컨버터가 가장 저렴하고 높은 효율을 가지도록 한다. 비대칭 컨버터의 경우, 상대적으로 높은 드라이버 가격으로 경쟁력이 떨어지지만, 높은 성능과 신뢰성으로 본 논문에서 제안하고자 하는 AC 전원 분리형 컨버터와 비교되어진다.

4. 컨버터 및 제어기 구조

AC 전원 분리형 컨버터는 single-switch-per-phase converter의 형태를 지닌다. 그림 1(e)에서 보듯이, A상은

T1 스위치를 턴 온할 경우 여자된다. 전류는 T1, A상, C1을 통해 순환된다. T1이 턴 오프하면, 전류는 A상, C2, D1을 통하여 흐르게 된다. 이 모드에서 C2는 충전되며, A상에 저장된 에너지는 빠르게 방출된다. C2의 경우, AC 전원이 D4를 통하여 흐르는 순간 AC 전원에 의하여 재충전 된다. 유사한 전류의 흐름이 B상에서도 일어나게 된다. 상전압은 T1인 턴 온되었을 때 Vdc이며, 턴 오프되었을때, -Vdc의 전압을 가진다. 따라서, 모터의 상권선을 여자 및 전류(commutation)시킬 수 있는 전압은 DC 전원 분리형 컨버터보다 두 배가 된다. 턴 오프시 한 상에서 내보내지는 에너지는 다음 상 권선을 여자시키는 에너지원으로 이용된다. 두 개의 작은 필름 콘덴서를 사용[8]하는 대신, 본 논문에서는 안정된 DC 전원 공급과 저속 및 전부하(full-load) 운전에서 충분한 양의 토오크를 공급하고자 두 개의 전해 콘덴서를 사용하였다.

본 논문에서 사용된 제어기 구조는 그림 3으로 나타낼 수 있다. 위치 제환은 양의 정토크를 발생하기 위하여 이용되며, 전류 제어는 제환된 위치 정보를 토대로 이루어진다. 또한 제환된 위치 정보는 속도 정보를 제공하며, 이는 목표 속도와 비교된다. 소프트 스타트 블록은 매 1ms마다 1 r/min씩 증가 또는 감속된다. 전류(commutation) 제어는 현재 속도에 따른 여자 및 전류(commutation) 로직을 결정한다. 전류(commutation)제어, 전류 명령 발생기, 전류 제어 루프는 그림 4에서 보여지듯이 10kHz마다 실행되며, 상대적으로 낮은 응답 특성으로 속도 제어기는 1kHz마다 실행된다.

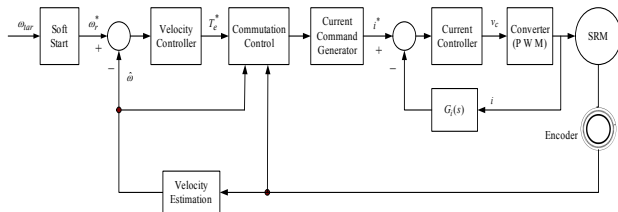


그림 3 제어기 구조
Fig. 3 Block diagram of the controller

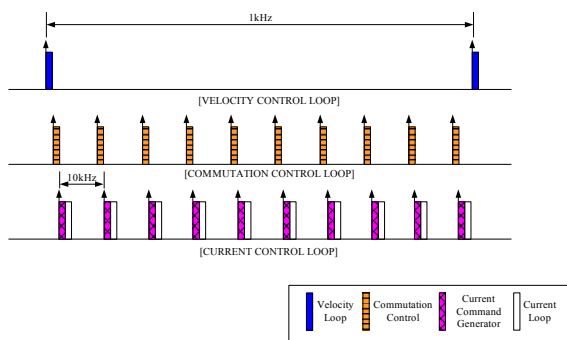


그림 4 제어 타이밍도
Fig. 4 Timing diagram of the controller

5. 시뮬레이션

본 논문에서 제안하는 드라이브 시스템의 성능을 모델링, 시뮬레이션 및 해석을 통하여 검증하고자 한다. 모델링에

사용된 기법은 [4]을 토대로 진행된다. FEA 해석을 통하여 인덕턴스, 전류, 위치에 관한 3차원 정보 및 토오크, 전류, 위치에 관한 3차원 정보를 얻는다. 스위칭 소자의 턴 온 및 턴 오프시 발생하는 전압 강하 및 스위칭 시간은 DC 전원 전압 및 기계적인 시정수에 상대적으로 작아 무시한다. 즉, 스위칭 소자는 이상적이라고 가정한다. IGBT 스위칭 모드에 상응하는 컨버터 및 모터에 대한 시스템 방정식은 다음과 같다.

T1:ON (A상 권선 여자)

$$v_a = v_{c1} = R_a i_a + d\lambda_a/dt = R_a i_a + L_a(\theta, i_a) \frac{di_a}{dt} + i_a \frac{dL_a(\theta, i_a)}{d\theta} \omega \tag{1}$$

$$v_{c1} = \frac{1}{C_1} \int i_{c1} dt + v_{c1}(t_{OFF}), i_{c1} = -i_a \tag{2}$$

$$\lambda_a = L_a(\theta, i_a) \tag{3}$$

T1:OFF(A상 권선 소자)

$$v_a = -v_{c2} = R_a i_a + d\lambda_a/dt = R_a i_a + L_a(\theta, i_a) \frac{di_a}{dt} + i_a \frac{dL_a(\theta, i_a)}{d\theta} \omega \tag{4}$$

$$v_{c2} = \frac{1}{C_2} \int i_{c2} dt + v_{c2}(t_{ON}), i_{c1} = i_a \tag{5}$$

여기서, i_a, i_{c1}, i_{c2} 는 A상, C₁, C₂에 흐르는 전류이며, v_a, v_{c1}, v_{c2} 는 A상, C₁, C₂에 걸리는 전압이다. $v_{c1}(t_{OFF})$ 는 T1이 턴오프되는 마지막 순간의 C₁ 전압이며, $v_{c2}(t_{ON})$ 는 T1이 턴 온되는 마지막 순간의 C₂전압이다. R_a, L_a, λ_a 는 A상의 저항, 인덕턴스, flux-linkage이다. B상에 해당하는 시스템 방정식은 A상과 유사하게 유도되어진다. 모터의 동적 방정식은 다음과 같다.

$$J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m = T_e - T_l \tag{6}$$

여기서, ω_m, J, B 는 회전자 속도, 관성계수, 마찰계수이다. T_e 는 전류 및 위치에 따라 변하는 전기적 토오크이다. T_l 은 부하 토오크이다. 그림 5는 전부하(4.5Nm) 조건하에서, 3000 r/min으로 운전하는 시스템의 시뮬레이션 결과이다. 상 권선 전압은 인덕턴스의 상승시점보다 6° 먼저 인가되며, 또한 턴오프는 최대 인덕턴스 시점보다 30° 먼저 시작된다.[7]

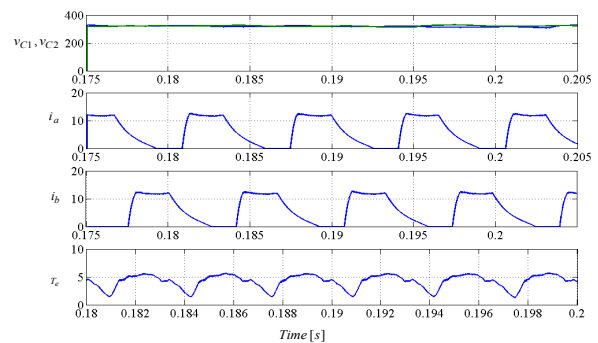


그림 5 시뮬레이션 결과
Fig. 5 Simulation result (Voltage=200v/div, Current=10A/div, Torque=5Nm/div)

6. 실험 결과

6.1 AC 전원 분리형 컨버터 운전

전부하 및 정격 전류에서 운전하는 제안된 AC 전원 분리형 드라이버 시스템의 실험 파형은 그림 6에 표시된다. 도통 구간에서의 평균 전류는 12A이고, 한 상에서의 초핑으로 다른 한 상은 연속적으로 충전이 되며, 이 때 콘덴서의 리플 전압은 약 28V이다. 즉, 도통되는 상의 에너지는 턴 오프시 다른 상에 부착되어 있는 콘덴서를 충전시키게 되어 전류 리플이 작아지게 된다.

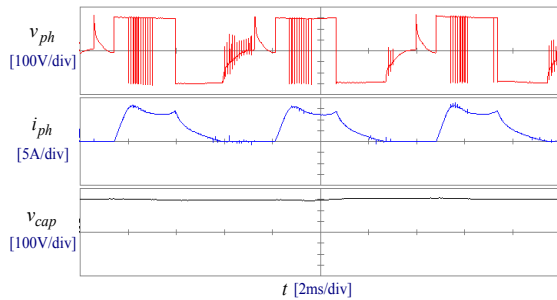


그림 6 Split-AC 드라이브 시스템의 운전 파형

Fig. 6 Operation of the split ac drive system

6.2 효율

6.2.1 실험 셋업 및 측정

제안된 AC 전원 분리형 드라이버 시스템은 16비트 DSP 제어기(TMS320LF2808)를 통하여 구현된다. 전류 센싱과 제환은 전류 트랜스듀서(LA25-NP)를 통하여 이루어진다. 제어기 보호를 위하여 모든 스위치는 절연된 게이트 드라이버를 통하여 동작된다. 제안된 AC 전원 분리형 컨버터와 비대칭 컨버터와의 공정한 비교를 위하여 동일한 advanced 및 conduction 각을 가진다. 그림 7에서 보여지듯이 두 컨버터는 DC 제너레이터를 부하로 가지는 2상 SRM(2.2hp, 3000 r/min)을 통하여 성능을 비교한다. 오실로스코프를 이용하여 전압 및 전류의 순시치의 곱을 통하여 순시 전력값을 구할 수 있으며, 이를 통하여 평균 전력값을 구할 수 있다.

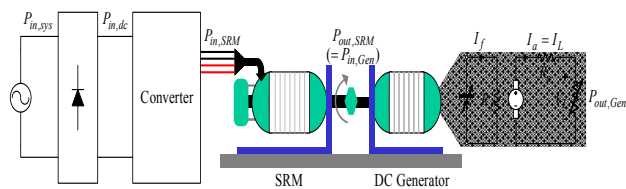


그림 7 실험 측정 장치

Fig. 7 Experimental setup for measuring efficiency

6.2.2 예측값과 측정값과의 비교

다양한 부하에서 실험을 통해 측정된 값들은 각각의 운전 모드에서 계산되어지는 예측값과 비교된다.

6.2.2.1 정류기 효율

정류 다이오드의 정방향 전압 강하는 데이터 시트에 의하여 1V로 가정하며, DC 링크의 평균 전류는 전력 손실을 예상하는데 이용된다. 일반적으로, 비대칭 컨버터는 전파 정류기를 사용하지만, 제안된 AC 전원 분리형 컨버터는 반파 정류기를 통하여 모터의 상에 전원을 공급한다. 제안된 AC 전원 분리형 컨버터의 전압을 정류하기 위하여 사용되는 다이오드의 수는 비대칭 컨버터의 절반이지만, 비대칭 컨버터의 전압 정류시 각 다이오드에 흐르는 전류는 DC 링크 전류의 절반이기 때문에, 표 3에서 보듯이 비대칭 컨버터의 정류기 손실은 AC 전원 분리형 컨버터와 거의 동일한 수준이다.

표 3 정류기 효율 비교 (3000r/min)

Table 3 Rectifier efficiency at various loads (3000r/min)

토크 [Nm]	예측치[%]			실측치[%]		
	Split AC	비대칭	오차	Split AC	비대칭	오차
1	99.69	99.70	-0.01	98.43	99.30	-0.87
2	99.70	99.68	0.02	99.18	99.49	-0.31
3	99.68	99.67	0.01	98.03	99.50	-1.47
4.5	99.64	99.65	-0.01	98.63	98.39	0.24

6.2.2.2 컨버터 효율

스위칭 과도 영역과 도통 영역에서의 전력 손실은 다이오드 및 턴 온시 스위치의 전압 강하가 부하의 변동에 관계없이 동일하다는 가정하에, 데이터 시트에서 제공되는 스위칭 관련 변수, 측정되어지는 peak 전류, 평균 전류를 토대로 예상할 수 있다. 전체 스위칭 소자의 개수는 다르지만, AC 전원 분리형 컨버터에서의 스위칭 소자에 걸리는 전압이 두 배이므로, 두 컨버터의 스위칭 손실은 거의 같다. 그러나, 표 4에서 보듯이 AC 전원 분리형 컨버터의 스위칭 소자의 도통 손실 및 다이오드 손실은 비대칭 컨버터의 절반이 되므로, 전체 컨버터 손실은 전부하 영역에서 비대칭 컨버터에 비하여 감소하게 된다.

표 4 컨버터 효율 비교 (3000r/min)

Table 4 Drive efficiency at various loads (3000r/min)

토크 [Nm]	예측치[%]			실측치[%]		
	Split AC	비대칭	오차	Split AC	비대칭	오차
1	96.66	95.30	1.30	98.01	95.46	2.55
2	97.59	96.43	1.16	96.54	98.75	-2.21
3	97.90	97.01	0.89	96.23	97.20	-0.97
4.5	97.92	97.22	0.70	97.19	96.86	0.33

6.2.2.3 모터 효율

SRM의 에어 갭에 걸리는 전력은 전기적으로 발생하는 토크와 회전자의 속도의 곱으로 예측할 수 있다. 표 5에서 나타나듯이, AC 전원 분리형 컨버터를 기반으로 동작되는 모터의 효율이 저부하에서는 2.46%, 전부하에서는 1.34% 낮게 나타나며, 특히 전부하에서 상대적인 차이가 작게 나타난다. 그 이유는 비대칭 컨버터의 소프트 초핑 운전 시 free wheeling 모드에서의 영 전위 발생, 결과적으로 적은 리플 전류, 적은 코어 손실을 가져오기 때문이다.

표 5 모터 효율 비교 (3000r/min)

Table 5 Motor efficiency at various loads (3000r/min)

토크 [Nm]	예측치[%]			실측치[%]		
	Split AC	비대칭	오차	Split AC	비대칭	오차
1	63.99	66.09	-2.10	64.55	67.01	-2.46
2	66.10	73.70	-7.60	69.14	71.65	-2.51
3	70.63	75.32	-4.69	74.76	76.18	-1.42
4.5	79.57	79.64	-0.07	81.11	82.45	-1.34

6.2.2.4 전체 시스템 효율

전체 시스템 효율은 지금까지 구한 정류기, 컨버터, 모터의 효율은 포함하여 평가되며 이는 표 6에 나타난다. 두 시스템간의 편차는 저부하 영역에서는 1.3%, 중간 부하영역에서는 약3-4%, 전부하 영역에서는 편차가 많이 감소되어 약 0.8%의 차이를 가진다. 즉, AC 전원 분리형 컨버터는 비록 모터의 효율은 비대칭 컨버터 시스템보다 작지만 전체적인 시스템 측면에서는 거의 동일한 시스템 효율을 가진다는 것을 알 수 있다. 이는 상대적으로 적은 스위칭 및 다이오드 손실로 정류기 및 컨버터의 효율 향상으로 설명될 수 있다.

표 6 전체 시스템 효율 비교 (3000r/min)

Table 6 System efficiency at various loads (3000r/min)

토크 [Nm]	예측치[%]			실측치[%]		
	Split AC	비대칭	오차	Split AC	비대칭	오차
1	61.66	62.89	-1.23	62.27	63.52	-1.25
2	64.31	70.96	-6.65	66.21	70.39	-4.18
3	68.92	72.95	-4.06	70.52	73.67	-3.15
4.5	77.63	77.29	0.34	77.75	78.58	-0.83

7. 결 론

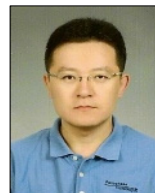
본 논문은 2상의 flux-reversal-free-stator 구조의 SRM 을 이용한 single-switch-per-phase converter 형태의 AC 전원 분리형 컨버터 시스템을 소개하였다. 제안된 시스템은 일반적인 컨버터 구조들과의 이론적 검증이 이루어졌으며, 특히, 비대칭 컨버터와 실험적 검증을 하였다. 또한 시스템의 동적 방정식을 이용한 해석 및 시뮬레이션을 통하여 제안된 시스템의 성능을 파악하였다. AC 전원 분리형 컨버터 시스템에서 모터 효율은 비대칭 컨버터 시스템보다 상대적으로 작지만, 전체 시스템 효율은 보다 높은 정류기 및 컨버터 효율로 대등하다는 것을 확인할 수 있었다. 전체 및 부분 시스템의 효율이 예측 및 측정되어 비교 평가가 이루어졌으며, 이로 인하여 예측 값에 대한 신뢰성을 확보할 수 있었다.

이를 통하여 제안된 AC 전원 분리형 컨버터 시스템은 전부하 영역에서 비대칭 컨버터 시스템에 상응한 효율과 드라이브 성능을 지닌 single-switch-per-phase converter 구조임을 확인할 수 있었으며, 동시에 low-cost 모터 드라이브 시스템에 적용할 만한 강력한 드라이브 시스템을 확인할 수 있었다.

참 고 문 헌

- [1] R. Krishnan, Sung-Yeul Park, and Keunsoo Ha, "Theory and Operation of a Four-Quadrant Switched Reluctance Motor Drive with a Single Controllable Switch-The Lowest Cost Four-Quadrant Brushless Motor Drive", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 41, No. 4, July/August 2005, pp. 1047-1055
- [2] Slobodan Vukosavic, Victor R. Stefanovic, "SRM Inverter Topologies: A Comparative Evaluation", IEEE Trans. on IA, Vol.27.,No.6, pp. 1034-1047,1991
- [3] 안진우, "스위치드 릴럭턴스 전동기", 오성미디어, 2001
- [4] R. Krishnan, "Switched Reluctance Motor Drives", CRC, 2001.
- [5] R. Krishnan and P. N. Materu, "Design of a Single-Switch-per-Phase Converter for Switched Reluctance Motor Drives", IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 37, No. 6, December 1990, pp. 469-476
- [6] Justin C. Morse, "Design and implementation of a Novel Control System for Four Quadrant Operation of a Two-phase Switched Reluctance Motor", MS thesis, ECE Dept., Virginia Tech, 2003
- [7] Seok-Gyu Oh and R. Krishnan, "Two Phase Flux Reversal Free Stator: Concept, Analysis, Design, and Experimental Verification", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 43, No. 5, Sep/Oct 2007, pp. 1247-1257
- [8] Weng Thong and Charles Pollock, "Two phase switched reluctance drive with voltage doubler and low dc link capacitance", IEEE IAS conference 2005, pp. 2155-2159

저 자 소 개



하 근 수 (河 根 秀)

1970년 2월 20일생. 1993년 홍익대 전기 제어공학과 졸업(학사), 1995년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사), 2008년 미국 버지니아텍 졸업(박사), 1995년~2001년 KETI 선임연구원, 2008년~현재 LG전자 CTO HAC 연구소 선임연구원, 2004년 3등 논문상 수상(Industrial Drives Committee of IEEE Industry Applications Society), 2006년 1등 논문상 수상(Industrial Drives Committee of IEEE Industry Applications Society), 2010 Who's who in the world 등록 예정.