

단상 풀 브리지 인버터를 이용한 SRM 컨버터 토폴로지

論 文

51B-8-8

The Converter Topology with Full Bridge Inverter for the Switched Reluctance Motor Drives

張 都 鉉*

(Do-Hyun Jang)

Abstract - In this paper the new converter topology using single-phase full bridge inverter for the switched reluctance motor drives is proposed. The proposed SRM drives are supplied by the AC pulse voltage source, while the conventional drives are supplied by the DC voltage source. Speed of the SRM is controlled by adjusting the frequency and the multitude of output current of inverter. The SRM using the proposed converter reduces the switching loss and the machine core loss, and has ability to pre-regulate the input voltage. The total number of power switches become fewer than another topology as a number of stator poles becomes more. Power circuit of an inverter is simpler and its volume is smaller because the module device involving several switches is used as an inverter.

Key Words :switched reluctance motor drive, single-phase full bridge inverter

1. 서 론

최근 전력 반도체 소자의 발전에 따라 스위치드 리럭턴스 전동기(switched reluctance motor 이하, SRM)와 구동장치는 교류 전동기 혹은 직류 전동기의 가변속 구동장치를 대체할만한 후보 전동기로 등장하였다. SRM은 비교적 간단한 제어장치에 의해 직권형 직류전동기와 비슷한 속도-토크 특성을 얻을 수 있다. 또한 유도전동기에 비해 기계적으로 견고하고 자기적으로 간단하며 기동 토크가 큰 장점이 있다. 효율 면에서 표준전동기에 비해 7~8% 정도 높고, 제조비가 상대적으로 낮아 경제적인 측면에서 유리하다. SRM을 가변속 전동기로 사용할 경우 여러 가지 장점을 가진다. 즉, 회전자에 권선이나 영구자석이 없으므로 제작 비용이 저렴하고 회전자 관성(inertia)이 작을 뿐 아니라, 고속운전이 가능하다. 더구나 한 상에 한 전력 스위치로서 구동이 가능하므로 간단한 컨버터를 설계할 수 있다. 또한 4상한 운전이 가능하므로 기동 및 제어를 쉽게 할 수 있고 회전자의 위치 각에 따라 턴 온 또는 턴 오프의 시기를 적당히 조정함에 따라 우수한 속도-토크 특성을 얻을 수 있다[1,2].

일반적으로 SRM의 속도를 제어하는 방식으로는 저속 운전시에 입력전압을 초핑(chopping)하여 전류 또는 전압의 크기를 조정하여 속도 제어하는 초핑 제어 방식과 고속 운전시 턴 온 각 또는 턴 오프 각을 조정하여 속도 제어하는 위상제어방식으로 나누어진다. 고정 직류전원이 연결된 기존의 컨버터 토폴로지(이하, 직류전원형 컨버터로 칭함)와 같이 저속 운전시 전류제한을 위해 각 상 스위치에서 초핑제어할 경우 스위칭 손실이 크다. 이를 저감하는 방식으로 고정 직류 전원과 컨버터 사이에서 직류초퍼를 삽입하여 입력 전류

또는 입력 전압을 일정하게 제어하는 SRM 컨버터 토폴로지(이하, 직류초퍼형 SRM 컨버터로 칭함)가 제안되었다[3,4]. 이러한 직류초퍼형 컨버터는 직류초퍼의 정확한 전류 또는 전압 제어가 요구되며, 직류초퍼 부분에서 이상이 발생할 경우 전체 시스템은 에너지 전달이 중단된다.

본 논문은 SRM의 구동을 위해 새로운 형태의 SRM 컨버터(이하, 'n 스위치 컨버터'라고 칭함)와 전압형 인버터를 결합한 토폴로지(이하, 인버터형 컨버터로 칭함)를 제안하였다. 여기서, n 스위치 컨버터 토폴로지는 한 상당 한 스위치 및 다이오드로 구성되어 있다. 이 컨버터의 특이한 특성은 직류전원이 인가되는 종래의 SRM 토폴로지와는 달리, 교류 펄스 전원이 컨버터에 인가된다는 점이다. 제안한 인버터형 컨버터에서 인버터 부분은 전반적인 전류 제한을 하며 n 스위치 컨버터는 속도 제어의 역할을 한다. 이러한 제안 컨버터는 직류초퍼형 컨버터의 장점뿐 아니라, 그 외 여러 가지 장점을 가진다. 즉 모듈형 전력 디바이스를 인버터로 사용할 수 있으며, 고정자의 상수가 많은 SRM일 수록 총 스위치의 수가 다른 토폴로지에 비해 상대적으로 줄어드는 장점이 있다.

교류 펄스 전원을 n 스위치 컨버터에 공급하기 위해서는 전압형 단상 전압형 인버터가 필요하다. n 스위치 컨버터에서 사용되는 인버터는 범용 인버터가 요구하는 정현파형 전원은 아니며 펄스형 전원이므로 고조파 분을 제거하기 위한 PWM 기술은 큰 의미가 없으며, 주파수 조정에 의해 SRM의 속도를 제어하게 된다. 따라서, 인버터형 컨버터내의 인버터는 단지 저속 제어시 일정 전류를 유지하기 위한 초핑 제어 또는 고속 제어시 위치 제어를 수행할 뿐이므로 범용 인버터의 제어 기술보다는 간단하게 구동회로를 구성할 수 있다. 단상 인버터는 단상 하프 브리지(half bridge)형 또는 단상 풀 브리지(full bridge)형 인버터로 나눌 수 있으며, 본 논문에서는 3-레벨 전압 펄스를 발생하는 단상 풀 브리지 인버터형 컨버터를 대상으로 연구하였다.

* 正 會 員 : 湖西大學校 電氣情報工學部 教授 · 工博
接受日字 : 2002年 2月 26日
最終完了 : 2002年 5月 31日

2. SRM의 토크-속도 특성 및 속도제어방식[5]

SRM의 토크-속도 특성은 그림 1과 같이 세 영역으로 나눌 수 있다. 영역 I의 기저 속도(base speed) ω_b 이하의 저속 제어 영역에서는 그림 2(a)와 같이 초핑 제어방식 또는 전압제어방식에 의해 전류를 조절하여 토크 또는 속도를 제어한다. 저속 시에 실행하는 초핑 제어방식은 상 스위치의 턴 온 각 및 듀얼 각을 고정된 상태에서 인가 전압의 통류율(duty ratio)을 일정하게 유지하거나 히스테리시스 방식에 의해 전류를 일정하게 제어하게 되며, 이 때 각 상에서 나타나는 출력 전압은 PWM 파형이 된다. 그러나 이 방식은 상 스위치 내에서 큰 스위칭 손실을 유발하여 전동기 효율을 저하시키며 상 스위치의 수명을 단축시키는 문제점을 가지고 있다.

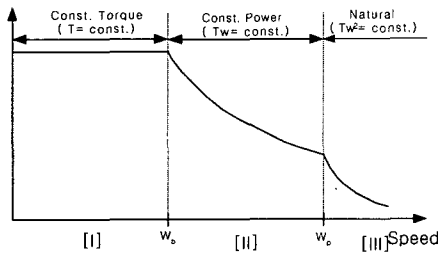


그림 1 SRM의 토크-속도 특성
Fig. 1 Torque-speed plane of the SRM.

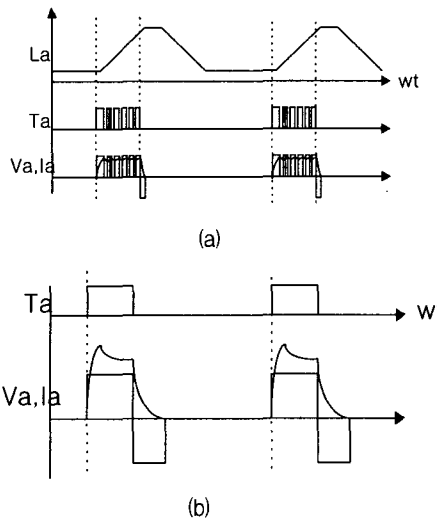


그림 2 SRM 컨버터의 속도 제어 방식 (a) 초핑 제어 (b) 위상 제어
Fig. 2 Speed control method of SRM converter. (a) Chopping control. (b) Angle Control.

영역 II의 기저 속도 ω_b 이상의 고속 제어 영역에서는 그림 2(b)와 같이 턴 온 각을 앞으로 이전하고 듀얼 각을 조정하는 위상 제어 방식(angle control method)으로써 속도를 제어한다. 위상 제어 방식으로서 회전자를 고속 운전시키기 위해서는 턴 온 시점을 더욱 앞으로 이동시키거나 듀얼 각을 넓힌다. 그러나 듀얼 각의 확장으로 역토크가 발생될 가능성이 있으므로 속도에 따라 듀얼 각의 폭은 한계가 있다. 영역 II에서 토크는 속도에 반비례하고 ω_b 이하의 한계 속도를 가지며, 듀얼 각은 극 피치 각의 1/2 이하에서 형성된다.

영역 III은 ω_p 이상의 고속 제어 영역으로서 그림 2(b)와 같이 위상 제어 방식으로서 속도를 제어한다. 턴 온 각을 앞으로 이전하거나 듀얼 각을 넓힐 경우 속도는 증가하나 턴 온 시의 전류피리에 의해 역토크가 발생하여 총 토크는 더욱 감소한다. 영역 III에서는 토크는 속도 2승에 반비례한다.

3. 직류초퍼형 컨버터 토폴로지

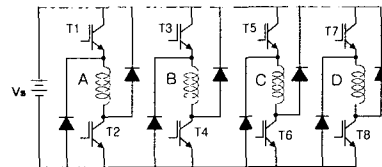


그림 3 기존의 비대칭 브리지 SRM 컨버터
Fig. 3 Conventional asymmetrical bridge converter topology.

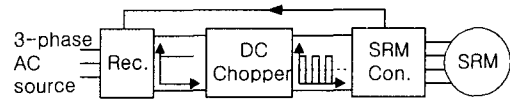


그림 4 직류 초퍼가 삽입된 SRM 구동 시스템
Fig. 4 SRM driving system with DC chopper.

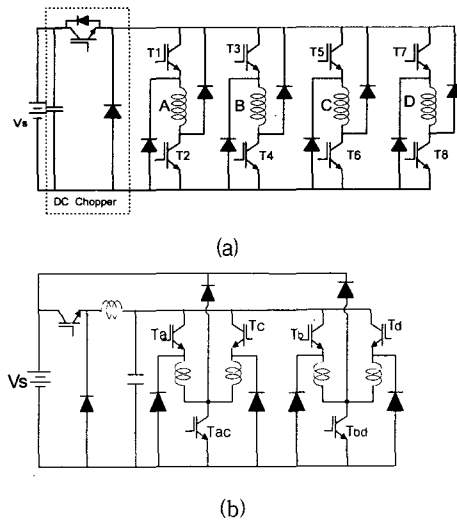


그림 5 직류 초퍼형 SRM 컨버터 토폴로지(n=4) (a) 비대칭 브리지 SRM 컨버터의 경우 (b) 1.5n 스위치 컨버터의 경우
Fig. 5 SRM converter topology with dc chopper. (a) Asymmetrical bridge converter with dc chopper. (b) 1.5n switch converter with dc chopper.

그림 3은 대표적으로 많이 사용되는 기존 방식의 비대칭 브리지 컨버터 토폴로지(asymmetric bridge converter topology)로서 각 상에 대해 두 개의 스위치와 다이오드로서 구성된다. 이 컨버터는 상 전류가 빨리 감쇠되며, 고효율을 유지할 수 있으며, 독립적으로 각 상을 전류 제어할 수 있는 장점이 있다. 그러나 기저 속도 ω_b 이하에서 초핑 제어가 수행될 경우 상 스위치의 스위칭 손실이 크며, 상 스위치가 많아 제작비가 높은 단점이 있다[1,2].

영역 I에서 수행되는 기존의 초핑 제어방식의 단점을 제거하기 위한 대책으로서 직류 전원과 컨버터 사이에 직류 초퍼를 삽입한 SRM 구동 시스템을 그림 4에서 제시하였다. 여기서 직류 초퍼는 고정 직류전원을 가변직류전류 또는 가변직류전압으로 제어하는 역할을 한다. 이는 기존의 초핑 제어 방식이 상 스위치에 초핑 전압을 인가함으로써 스위칭 손실이 크게 발생하지만, 직류 초퍼를 삽입할 경우 상 스위치에서 직류전압을 초핑하지 않고 한 개의 펄스 전압을 상 권선에 인가하므로 상 스위치의 스위칭이 감소하고 이에 따라 스위칭 손실과 철손이 감소한다[3,4]. 또한 직류 초퍼는 기존의 모든 컨버터 토폴로지에 적용하여 고정 입력전압을 사전 조정(pre-regulation)하는 기능을 갖게 된다. 그러나 직류 초퍼를 설치함에 따라 총 스위치의 개수가 증가하고 제어회로는 복잡해지며 이에 따라 제작비는 더욱 증가된다.

예로서 제시된 그림 5(a)는 직류 초퍼형 비대칭 브리지 SRM 컨버터로서, $(2n+1)$ 개의 스위치가 필요하다. 이와 같이 직류 초퍼를 설치함에 따라 총 스위치의 개수가 증가하고 제어회로가 복잡해지며 이에 따라 제작비는 더욱 증가된다. 그림 5(b)는 Rim이 제안한 직류 초퍼형 토폴로지로서 $(1.5n+1)$ 개의 스위치가 필요하다[3,4]. 이 토폴로지는 비대칭 브리지 SRM 컨버터를 특성을 유지하면서 감소하기 위해 제시된 고정자가 4상인 SRM인 경우 7개의 전력 스위치가 필요하므로 8개의 전력 스위치가 필요한 인버터형 컨버터 보다 오히려 스위치의 개수는 작다. 그러나 인버터형 컨버터 또는 직류 초퍼형 컨버터가 거의 비슷한 용량의 인버터 또는 직류초퍼를 필요로 하므로 한 개의 전력 스위치가 포함된 직류 초퍼와 4개의 스위치가 포함된 모듈형 디바이스로 제작하는 풀 브리지 인버터를 비교할 때 인버터의 제작비가 직류 초퍼보다 4배의 제작비가 요구되는 것은 아니다. 따라서, 인버터형 컨버터 토폴로지의 제작비와 직류초퍼형 토폴로지의 제작비를 전체 스위치 개수에 의해 단순 비교할 수는 없다. 그 외 인버터형 컨버터의 장점은 모듈형 디바이스로 제작하므로 공간을 축소시킬 수 있으며 전체 스위치 개수는 $(n+4)$ 가 되므로 고정자 상이 증가할수록 총 사용 스위치 개수의 측면에서 유리해진다. 또한, 인버터를 지능형 전력 모듈(Intelligent Power Module : IPM)로 제작할 경우 제어회로가 생략되는 장점이 있다.

결과적으로 풀 브리지 인버터형 SRM 컨버터는 고정자의 상수가 많을수록 유리하며 인버터 측의 경우 모듈 디바이스를 적절히 설계하여 제작비를 줄일 수 있을 뿐 아니라 기존의 인버터 제어 기술을 이용하여 더욱 우수한 인버터형 SRM컨버터를 개발할 수 있을 것으로 사료된다.

4. 수정형 비대칭 브리지 컨버터 토폴로지

본 논문에서 제안하는 수정형 비대칭 브리지 컨버터(이후, 'n 스위치 컨버터'로 칭함)는 기존의 비대칭 브리지 컨버터의 우수한 특성을 유지하면서 최소 스위치 조건을 만족한다. 그림 6의 n 스위치 컨버터 토폴로지는 한 상당 스위치가 한 개가 필요하며, IGBT 등과 같이 양방향 전압 저지 특성을 가진 전력 스위치가 설치되었을 경우 다이오드는 그림 6과 같이 한 개가 필요하나 전력 MOSFET과 같이 단방향 전압 저지 특성을 가진 전력 스위치가 설치되었을 경우 전력 스위치에 다이오드가 직렬로 추가하여 투입하여야 하므로 두 개가 필요하다. 그러나 고정자의 극수가 짝수일 경우일 때만 회로가 구성되는 단점이 있다.

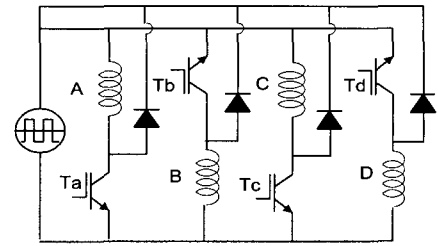


그림 6 제안한 n 스위치 SRM 컨버터 토폴로지
Fig. 6 Proposed n switch converter topology.

기존의 SRM 컨버터에서는 직류 전원이 사용되지만, 제안 컨버터에서는 교류 전원이 필요하다. 즉 기저 속도 이하에서는 교류 펄스형 전류원이 공급되고, 기저 속도 이상에서는 교류 펄스형 전압원이 n 스위치 컨버터에 공급된다. 또한 각 상에 인가되는 전압은 서로 반대 방향을 이루므로 각 상 스위치의 극성은 서로 반대 방향을 이루게 된다. n 스위치 컨버터는 비대칭 브리지 컨버터와 같이 턴 오프 후 전류 꼬리가 빨리 감소되며, 에너지가 귀환되어 고효율을 유지한다. 여기서, n 스위치 컨버터에 전력을 공급하기 위한 교류 펄스 전원은 단상 전압형 인버터에 의해 만들어진다.

5. 단상 풀 브리지 인버터형 컨버터 토폴로지의 제안

그림 7은 본 논문에서 제안한 n 스위치 컨버터 토폴로지를 수행하기 위해 교류 전원과 컨버터 사이에 전압형 인버터가 삽입된 SRM 구동 시스템을 블록 다이어그램을 보여준 것이다. 여기서 전압형 인버터는 고정 직류 전원을 가변 교류 전류 또는 가변 교류 전압으로 변환하는 역할을 한다. 전압형 인버터로는 단상 풀 브리지형과 단상 하프 브리지형이 제안 시스템에서 적용이 가능하나, 본

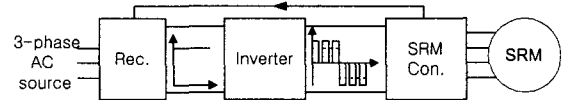


그림 7 전압원 인버터가 삽입된 SRM 구동 시스템
Fig. 7 SRM driving system with voltage source inverter.

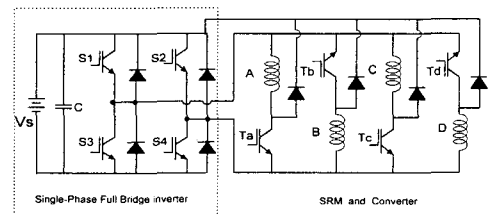


그림 8 단상 풀 브리지 인버터형 SRM 컨버터 (n=4)
Fig. 8 SRM converter connected to the single-phase full bridge inverter(n=4).

논문에서는 단상 풀 브리지형에 관하여 연구하였다.

그림 8은 본 논문에서 제안하는 단상 풀 브리지형 인버터와 n 스위치 컨버터가 연결된 토폴로지(이하, 단상 풀 브리지 인버터형 SRM 컨버터)이다. 본 토폴로지는 기존의 비대칭 브리지 컨버터와

같이 에너지 회생 특성을 유지할 뿐 아니라, 기존의 직류 초퍼형 컨버터와 같이 단상 인버터에 의해 스위칭 손실과 철손을 감소시키며 고정입력전압을 사전 조정하는 기능을 가진다. 특히, 기존의 모든 토폴로지와 다른 특징적인 사실은 직류 전압이 전원으로 사용되지만 제안 토폴로지의 전원으로는 교류 펄스형 전압이 사용된다는 점이다. n 스위치 컨버터의 구조는 각 상 스위치의 구성이 서로 반대이고 각 상에 인가되는 전압이 교류 펄스 전압이 인가되므로 구동이 가능해진다.

인버터 부분은 모듈형 전력 소자에 의해 단순화시킬 수 있고 n 스위치 컨버터는 한 상당 한 개의 스위치가 요구되므로 고정자의 상수가 작은 SRM은 다른 토폴로지에 비해 스위치 수가 불리하나 상수가 많은 SRM에는 상대적으로 스위치 수가 작으므로 적용하기가 유리하다. 기저속도 ω_p 이하에서 실행되는 초핑 제어는 인버터가 담당하므로 상 스위치의 스위칭 손실은 줄어든다. ω_p 이상에서 실행되는 위상 제어는 n 스위치 컨버터의 상 스위치와 인버터의 상 스위치의 턴 온 각 또는 턴 오프각은 서로 동기화시켜 구동시켜야 한다.

6. 단상 풀 브리지 인버터형 SRM 컨버터의 기본 동작

단상 풀 브리지 인버터형 SRM 컨버터의 고속 운전시 위상 제어 방식 또는 저속 운전시 초핑 제어 방식을 수행하기 위한 동작 모드는 n 스위치 컨버터의 상 스위치 및 인버터의 스위치의 온(ON) 또는 오프(OFF)에 따라 그림 9와 같이 네 가지 모드와 한 가지의 과도 모드로 분류된다.

SRM의 고정자 권선에 전압을 인가할 경우 상당 전압방정식은 다음 식과 같이 표현할 수 있다.

$$v(\theta) = i_a R_a + \omega_m L_a(\theta) \frac{di_a}{d\theta} + e_m \tag{1}$$

$$e_m = \omega_m i_a \frac{L_a(\theta)}{d\theta} + e_m \tag{2}$$

여기서 e_m 는 전동기의 역기전력이며, ω_m 은 전동기 각속도이며, R_a 와 L_a 는 각각 권선 저항 및 인덕턴스이다.

Mode [I] : (자화 구간) 상 A(또는 상 C, 상 E ...등)에 전압을 인가하는 구간. 컨버터의 상 스위치 Ta(또는 Tc, Te...)가 온 되고, 인버터의 스위치 S1, S4가 온되고 S2, S3가 오프 될 때 그림 9(a)와 같이 직류 전원 $v(\theta)=V_{dc}$ 가 상 권선 A에 인가된다. 식(1)의 전압방정식을 풀면 자화 구간 동안의 상 전류 i_a 를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$i_a(\theta) = I_1 + \frac{V_{dc}-e_m}{R_a} \left[1 - \exp\left(-\frac{\theta}{\omega_m \tau_1}\right) \right] \tag{3}$$

여기서, $\tau_1 = \frac{L_a(\theta)}{R_a}$

$$I_1 = i_a(\theta) |_{\theta=ONk}, \quad k=1,2,3,\dots,$$

Mode [II] : (회생 구간 I). 상 스위치 Ta(또는 Tc, Te...)가 턴 온되고, 인버터의 모든 스위치 S1, S2, S3, 및 S4가 오프될 때 그림 9(b)와 같이 상 A에 저장된 자기에너지가 인버터를 통해 전원으로 회생된다. 이때 $-V_{dc}$ 의 전압원이 상권선 A에 인가되어 자기에너지

가 전압원에 회생된다. 식(1)을 풀면 제 I 회생 구간 동안의 상 전류는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$i_a(\theta) = I_2 - \frac{V_{dc}-e_m}{R_a} \left[1 - \exp\left(-\frac{\theta}{\omega_m \tau_1}\right) \right] \tag{4}$$

여기서, $I_2 = i_a(\theta) |_{\theta=OFFk}, \quad k=1,2,3,\dots,$

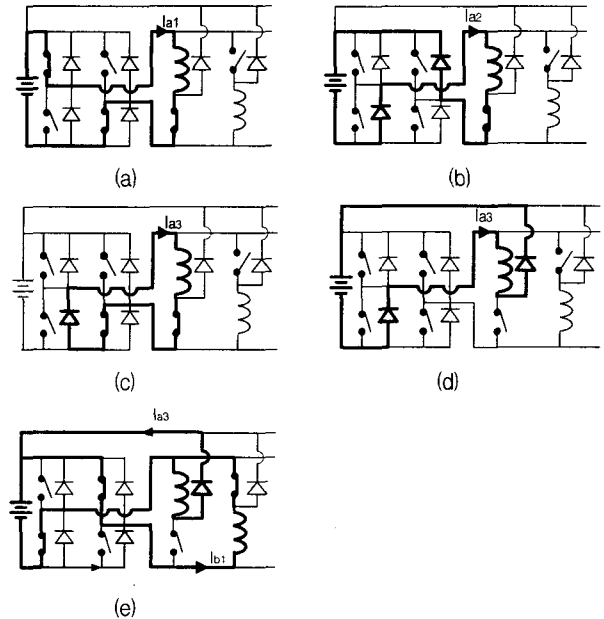


그림 9 풀 브리지 인버터형 SRM 컨버터의 동작 모드 (a) 모드 I (b) 모드 II (c) 모드 III (d) 모드 IV (e) 모드 V

Fig. 9 Operating modes of SRM converter with full bridge inverter. (a) Mode I. (b) Mode II. (c) Mode III. (d) Mode IV. (e) Mode V.

Mode [III] : (환류 구간) : 상 스위치 Ta(또는 Tc, Te...)가 온 되고, 인버터의 스위치 S1, S2, 및 S3가 오프될 때 그림 9(c)와 같이 상 A(또는 상 C, 상 E ...등)에 저장된 자기에너지가 인버터내의 다이오드로 환류된다. 식(1)을 풀면 환류 기간 동안의 상 전류를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$i_a(\theta) = I_3 \exp\left(-\frac{\theta}{\omega_m \tau_1}\right) \tag{5}$$

여기서, $I_3 = i_a(\theta) |_{\theta=OFFk}, \quad k=1,2,3,\dots$

Mode [IV] : (회생 구간 II) 상 스위치 Ta(또는 Tc, Te...)가 오프되고, 인버터의 모든 스위치 S1, S2, S3, 및 S4가 오프될 때 그림 9(d)와 같이 상 A에 저장된 자기 에너지가 회생 회로를 통해 전원으로 회생되며, 이때 형성되는 회로는 Mode [III]와 같으며 회생 기간 II 동안의 상 전류는 식(4)과 같이 표현할 수 있다.

Mode [V] : (과도구간) 상 A에서 상 B로 전이 될 때 과도 구간이 형성된다. 그림 9(e)와 같이 컨버터의 상 스위치 Tb(또는 Td, Tf...)를 온하고, 인버터의 스위치 S2, S3을 온, S1, S4를 오프할 때 상 A 권선에 저장된 자기에너지는 계속 회생되어 상 전류는 계속 식(4)와 같이 표시할 수 있으며, 상 B 권선에는 직류전원 $v(\theta)=V_{dc}$ 의

전압이 인가되므로 상 B 권선에 흐르는 상 전류는 식(3)과 같이 표현할 수 있다.

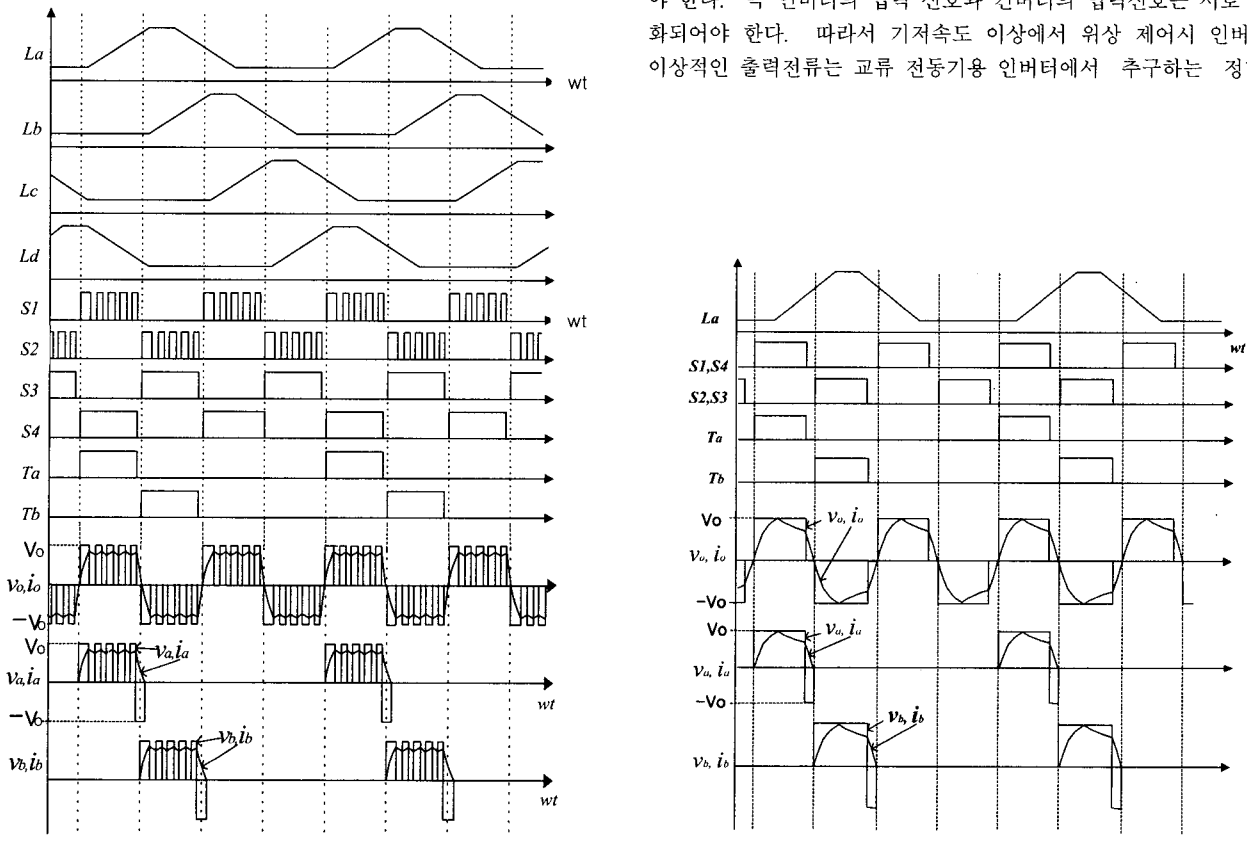
Mode [III] 또는 Mode [III]은 초핑 제어시 한 상 스위치가 온된 상태의 듀웰 구간에서 전류가 회생되거나 환류되는 회로를 형성하며, Mode [IV]는 상 스위치가 오프되어 모든 상 스위치가 오프된 상태에서 이루어진 회로로서 상 전류는 급격히 하강하여 전류꼬리를 이루며 곧 영 전류가 된다. 이 구간에서 상 전류가 남아 있을 경우 Mode [V]의 과도 구간의 회로가 형성되어 결국 상 전류는 영이 된다.

7. 풀 브리지 인버터형 SRM 컨버터의 구동방식

그림 10은 8/6 SRM 모델 전동기를 풀 브리지 인버터형 SRM 컨버터로 속도 제어할 때 나타나는 각 상의 인덕턴스 프로파일(profile), 인버터 스위치, 상 스위치에 입력되는 신호, 인버터의 출력 전압 및 전류, 각 상의 출력 전압 및 전류를 나타내고 있다. 그림 10(a)는 저속 운전시 초핑 제어할 때 나타나는 신호, 전압 및 전류 파형이다. 홀수 번째의 상(상 A, 상 C...)에서 전류를 CT로 측정하여 상 스위치에 입력되는 신호 S1, S4를 결정하며, 짝수 번째

의 상(상 B, 상 D...)에서 전류를 CT로 측정하여 신호 S2, S3를 결정한다. 여기서 신호 S1과 S2는 히스테리시스 제어기에 의해 일정 전류를 유지하게 하는 신호이며 신호 S3과 S4는 현재 구동되고 있는 상 스위치의 입력 신호와 동기화된다. 인버터 측의 출력전압은 3-레벨 PWM 파형으로서 출력 전류를 히스테리시스 제어기에 의해 일정한 크기를 유지한다. 따라서 기저속도 이하에서 초핑 제어시 인버터형 컨버터에서 사용되는 인버터의 이상적인 출력전류는 교류 전동기용 인버터에서 추구하는 정현파 출력 전류가 아니라 교류 펄스 전류이다.

그림 10(b)는 고속 운전시 위상 제어할 때 나타나는 신호, 전압 및 전류 파형으로서 제안 컨버터의 입력 전압은 교류 펄스 전압 파형이며, 그 크기는 직류 전원의 크기와 같다. 풀 브리지 인버터형 컨버터에 의해 SRM을 위상 제어방식에 의해 속도 제어하기 위해서는 기존의 컨버터 토폴로지와 같이 스위치의 턴 온 각 또는 턴 오프 각을 조정하여 제어한다. 홀수 번째의 상(상 A, 상 C...)의 스위치가 턴 온 또는 턴 오프될 때 이에 따라 인버터 내의 상 스위치에 입력되는 신호 S1, S4에 입력되는 신호도 턴 온 또는 턴 오프하며, 짝수 번째의 상(상 B, 상 D...)의 스위치가 턴 온 또는 턴 오프될 경우 이에 따라 신호 S2, S3도 역시 턴 온 또는 턴 오프되어야 한다. 즉 인버터의 입력 신호와 컨버터의 입력신호는 서로 동기화되어야 한다. 따라서 기저속도 이상에서 위상 제어시 인버터의 이상적인 출력전류는 교류 전동기용 인버터에서 추구하는 정현파



(a) 초핑 제어 방식

(b) 위상 제어 방식

그림 10. 각 상의 인덕턴스 프로파일($L_a \sim L_d$), 인버터 스위치 신호($S_1 \sim S_4$), 상 스위치 입력 신호($T_a \sim T_d$), 인버터의 출력 전압(V_o) 및 출력 전류(i_o), A, B 상의 출력 전압($v_a \sim v_b$) 및 전류($i_a \sim i_b$) (a) 초핑 제어 방식 (b) 위상 제어 방식

Fig.10 Waveforms for the inductance profile, the signals to inverter switches, the signals to converter switches, the output voltage and current of inverter, the output voltage and current of each phase in the converter. (a) Chopping control method. (b) Angle control method.

출력 전류가 아니라 교류 펄스 전류이다.

그림 10에서 나타난 SRM의 고정자의 각 상 전류 i_a, i_b 는 인버터 전류와 동기화된다. 그러나, 그림10에서 나타난 인버터의 출력전류는 회생전류의 영향을 고려하지 않았으나, 만약 회생전류를 고려할 경우 출력 전류는 회생전류에 의해 더해지거나 감소될 수 있다.

8. 실험 결과

제안 SRM 컨버터를 제작하여 1.2hp, 8/6인 모델 전동기(제작자: Magma Physics)와 직류 발전기로 구성된 M-G Set를 구동하였다. 인버터 부분은 IGBT 모듈을 사용하였으며, n 스위치 컨버터는 3-leg의 IGBT를 스위치로 사용하였다. 또한 컨버터의 전원은 40[V]으로 고정하였으며, 인버터 스위치와 컨버터 스위치의 입력 신호는 원칩 마이크로프로세서 80196에 의해 제어하였다.

그림 11은 제안 SRM 컨버터를 초핑 제어방식으로 운전할 때 인버터 스위치 S1에서 S4까지의 입력신호 파형을 오실로스코프에 의해 실측한 것이다. 여기서 상 스위치의 턴 온 각은 -1° 로, 턴 오프 각은 12° 로 고정하였다. S1과 S2는 컨버터의 전류 센서에 의해 전류의 크기를 센싱한 후 초핑 제어에 의해 형성되는 스위칭 신호로서 인버터의 출력 전류의 크기를 조정하는 역할을 한다. S3와 S4는 상 스위치의 턴 온각 또는 턴 오프각과 동기화되어 인버터의 하위 스위치에 입력된다.

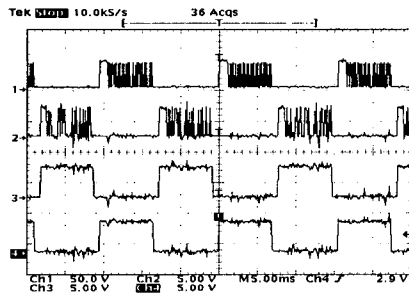


그림 11 초핑제어시 인버터측 스위치의 스위칭 신호
Fig. 11 Switching Signal to switches in inverter at chopping control.

그림 12은 초핑 제어방식으로 그림10(a)의 스위칭 신호를 스위치에 입력시켜 전류 제어할 때 인버터에서 나타나는 출력 전류와 컨버터의 상 전류를 보여주고 있다. 인버터의 출력 전류는 상 전류는 동기화를 이루고 있으며, 출력 전류 또는 상 전류는 교류 펄스형에 근사함을 알 수 있다. 이를 더욱 자세히 살펴볼 경우 인버터의 출력 전류는 사다리꼴 모양에 근사한 교류 펄스 전류원이며, 다음 상으로 이전될 때 2 [deg.]의 영 전류 영역이 형성됨을 알 수 있다. 또한 히스테리시스 제어기에 의해 0.8[A]로 그 크기를 고정하였으며 이때 SRM의 속도는 393[rpm]의 저속으로 측정되었다.

그림 13은 위상제어방식으로 속도 제어할 때 인버터에서 나타나는 출력전압과 출력전류를 보여주고 있다. 여기서 상 스위치의 턴 온 각은 -3° 로, 턴 오프 각은 9° 로 고정하였으며, 이때 SRM의 속도는 1390 [rpm]으로 측정되었다. 인버터 출력 전압은 교류 3-레벨 펄스 파형에 근접하며, 인버터의 출력전류는 스위치가 턴 오프된 후 발생하는 인버터의 출력 전류 부분 중에서 정방향 전류의 모양과 역방향 전류의 모양은 회생전류에 의해 영향을 받아서 서로 달

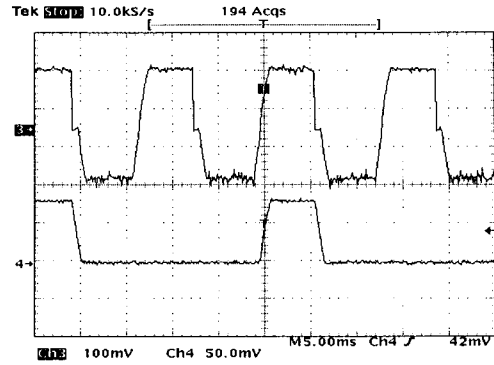


그림 12 초핑제어시 인버터측의 출력 전류와 컨버터측의 상전류
Fig. 12 Output current of inverter and phase current of converter at chopping control.

라진다. 그림 14는 회생 전류와 회생 전류에 의해 영향을 받는 인버터의 출력전류를 보여주고 있다. 여기서 회생 전류는 상 스위치의 턴 오프시 최대 값을 가지며 시간이 지날수록 지수적으로 급격히 하강함을 보여주고 있다. 또한, 회생 전류는 홀수의 고정자 상(A, C) 또는 짝수의 고정자 상(B, C)에 관계없이 일정한 모양임을 알 수 있다.

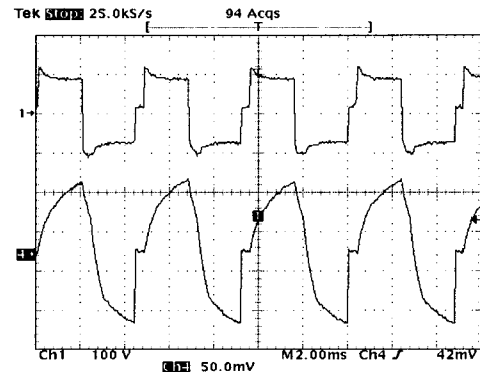


그림 13 위상 제어시 인버터측의 출력전압과 출력전류
Fig. 13 Output voltage and output current of inverter at angle control.

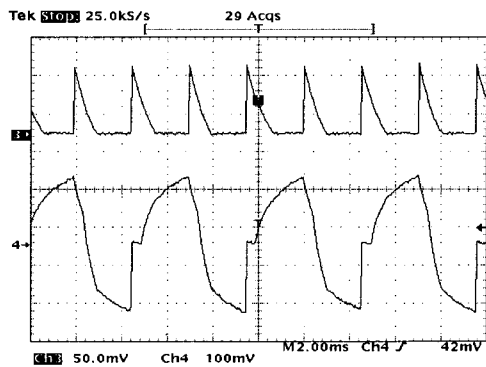


그림 14 위상 제어시 회생 전류와 인버터 측의 출력전류
Fig. 14 Regenerating current and output current of inverter at angle control.

9. 결 론

본 논문에서는 기존의 비대칭 브리지 컨버터의 우수한 특성을 유지하면서 최소 스위치 조건을 만족하는 n 스위치 컨버터를 제안하였다. n 스위치 컨버터는 한 상당 한 스위치 및 다이오드로 구성되어 있으며, 직류전원을 사용하여 속도를 제어하였던 종래의 토폴로지와는 달리, 입력 측에서 교류 펄스 전원으로 속도제어를 구현한다. 이를 위해 단상 전압형 인버터를 연결하여 교류펄스 전원을 발생시키며, 교류펄스 전원의 주파수와 입력전압 또는 입력전류에 크기를 조정하여 SRM의 속도를 제어한다. 본 논문에서는 단상 전압형 인버터형 중에서 3-레벨 전압 펄스를 발생하는 풀 브리지형을 선택하여 토폴로지를 구성하여 동작 특성을 해석하였다.

제안 토폴로지에서는 인버터가 설치됨에 따라 상 스위치의 스위칭이 감소하고 이에 따라 스위칭 손실과 철손이 감소하며, 고정 입력전압을 사전 조정하는 기능을 갖게 된다. 또한 인버터는 모듈형 전력 디바이스 또는 IPM으로 제작할 수 있으므로 공간을 축소시키고 인버터 전력 회로를 간단하게 할 수 있는 장점이 있다. 뿐만 아니라, 상당 한 개의 스위치만 필요한 토폴로지이므로 기존의 토폴로지에 비해 고정자의 상수가 많아질 수록 총 스위치의 수가 상대적으로 유리해지는 장점이 있다.

그러나, 고정자의 극수가 짝수일 경우에만 적용되는 단점이 있으며, n 스위치 컨버터의 최소 스위치 조건에도 불구하고 상수가 작은 SRM의 토폴로지로 적용할 경우 풀브릿지형 인버터는 스위치의 개수가 4개로 구성되므로 제안 토폴로지의 여러 가지 장점들이 저감된다. 따라서, 풀 브리지형 인버터가 연결된 n 스위치 컨버터는 고정자 상수가 많은 저속도용 SRM의 토폴로지로서 적당하리라고 예상된다.

단상 하프 브리지형을 연결한 n 스위치 컨버터는 추후 연구가 계속 진행되고 있으며, 더불어 제안 인버터형 SRM 컨버터에 대한 특성 해석 및 속도 제어에 관한 연구도 앞으로 진행될 예정이다.

감사의 글

이 논문은 2000년도 학술진흥재단(E00161)의 연구비 지원에 의하여 연구되었음

참 고 문 헌

[1] T.J.E. Miller, *Switched Reluctance Motors and Their Control*. Oxford, England: Oxford Press 1993

[2] 안진우, *스위치드 리럭턴스 전동기*, 오성미디어, 2001

[3] 이기철, 박종근, 임근희, "가변속 스위치드 리럭턴스 모터의 새로운 콘버터 토폴로지," *대한전기학회* 43권 9호, pp.1463~1471, 1994년 9월

[4] G.-H. Rim, and et al, "A choppingless converter for switched reluctance motor with unity power factor and sinusoidal input current," *IEEE-ESC Conf. Rec.*, 1994, pp.500-507.

[5] Iqbal Husain, *Sensor elimination and converter topology simplification in switched reluctance motor drives for commercial applications*: Ph.D. Dissertation, Dept. of Electrical Eng., Texas A&M University, May, 1993

저 자 소 개



장도현 (張都鉉)

1956년 8월 24일생. 1980년 한양대 전기공학과 졸업. 1982년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1989년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1993년~1994년 미국 Tesax A&M Univ. 객원교수. 현재 호서대 전기정보공학부 교수. 당 학회 B부문 편집위원.

Tel : (041) 540-5654

E-mail: jangdh@office.hoseo.ac.kr