

해외기사 소개

매트릭스 컨버터로 구동되는 가변속 속도 제어기

- 매트릭스 컨버터를 위한 순간정전 보상장치(ride-through module) -

김 일 송

(충주대 전기공학과 전임강사)

1. 서론

산업부문에서의 가변속 속도제어기의 급속한 증가와 함께 sag, swells, transients나 순간정전과 같은 전원 외란에 대한 민감함은 중요한 이슈가 되어 왔다. 최근 조사 결과에 따르면 0.5~5초 간의 정전이나 정류값의 10~40%의 순간전압강하(sag)가 생산장비에 손실을 일으키는 전원외란의 주된 요인이다. 기존에 전원 외란이나 정전에서의 순간정전 보상능력에 대한 연구가 행해졌지만, 대부분이 3상 PWM 정류기나 인버터에 초점을 맞추고 있다. 최근에 매트릭스 컨버터가 기존 시스템(정류기-dc link-인버터)의 대안으로서 많은 관심을 모으고 있다. 매트릭스 컨버터로 구동되는 가변속 속도제어기의 장점은

- 1) 4-상한 동작이 가능
- 2) 큰 부피의 dc-link 전해커패시터가 필요 없음
- 3) 고역률의 clean한 입력 파워 특성
- 4) 증가된 파워 밀도

하지만 이와 같은 장점에도 불구하고 매트릭스 컨버터는 dc link의 부재로 입력 전원외란에 민감하게 된다. 본 기사에서는 단기간의 전원 외란상황에 대처할 수 있는 매트릭스 컨버터로 구동되는 가변속 속도제어기를 위한 새로운 순간정전 보상장치(ride-through module)에 대해서 소개한다. 제어기법과 함께 제안된 시스템은 전원 외란기간 동안에도 회전자 자속을 유지하고 모터와 동기화시킬 수 있다. 제시된 제어 기법

은 정상전원으로 복귀할 때 전류의 과도현상 없이 모터의 속도를 조절할 수 있다.

2. 동작 원리

9개의 양방향 스위치로 구동되는 3상 매트릭스 컨버터의 구조를 그림 1(a)에 보여주고 있다. 이 구조는 입력 a,b,c 상을 스위칭 하여 출력 A, B, C 상을 직접 만들어 낼 수 있고, 이 방식은 9개의 스위치를 구동하기 위한 진보된 PWM 스위칭 방법을 필요로 한다. 몇 가지 PWM 방법들이 제시되었지만, Venturini가 1980년대 초에 수학적인 해법을 제시한 이후로 간접 공간 벡터 변조방식(Indirect space vector modulation)이 표준 방식으로 자리 잡았다.

간접 SVM 방식은 1989년 Borjovic에 의해 처음 제시되었는데, 매트릭스 컨버터는 전류형 정류기($S_1 \sim S_6$)와 전압형 인버터($S_7 \sim S_{12}$)가 가상 dc link를 통해 결합된 것으로 표시되었다(그림 1(b)). 간접 SVM의 기본 원리는 입력전류제어와 출력전압제어를 분리시키는 것이다. 이렇게 모델링된 매트릭스 컨버터는 공간 벡터 PWM 방법을 정류기 단과 인버터 단에 독립적으로 적용하는 것을 가능하게 한다. 정류기단의 전류 hexagon이 그림 2(a)에 나타나 있고, 입력 기준 전류 벡터 I_{ref}^* 가 두 인접 벡터 $I_7 (= I_1[ab])$, $I_8 (= I_2[ac])$ 와 영 벡터($I_0[aa, bb, cc]$)로 합성됨을 보여주고 있다. 전류영역 S_1 에서의 각 벡터의 시비율은 d_v , d_8 그리고 d_{oc} 로 주어진다. 정류기 단은 가상 dc link 전압 V_{dc} 를 입력 전압에서 발생시키고 $I_1[ab]$ 는 입력 a 상이 가상 dc link의 (+)측에 연

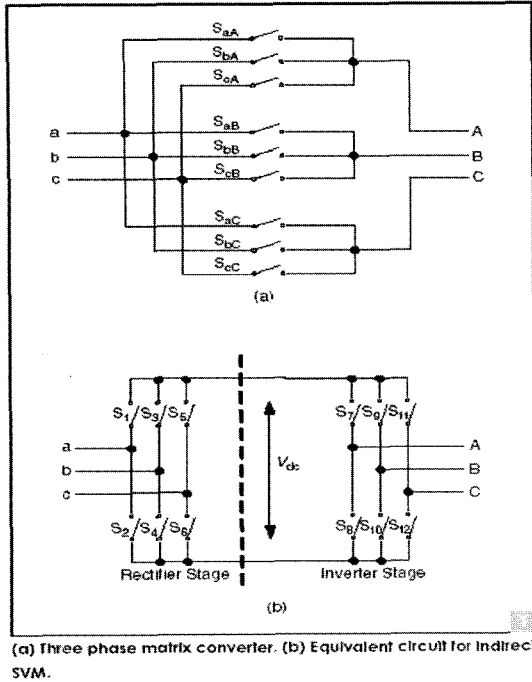


그림 1 3 상 매트릭스 컨버터의 구조

결하고 b상이 (-)극에 연결됨을 의미한다. 비슷하게 출력 기준 전압 벡터 V_{ref}^* 가 두개의 인접 스위칭 벡터 $V_\alpha (= V_6 [101])$, $V_\beta (= V_1 [100])$ 그리고 영벡터 $V_0 [111 \text{ or } 000]$ 으로 합성됨을 보여주고 있다(그림 2(b)). 전압영역 S_1 에서의 각 벡터의 시비율은 d_α , d_β , d_{0V} 로 주어지고, $V_1 [100]$ 은 출력 V_A 가 (+)에 연결되고 V_β 와 V_c 가 (-)에 연결됨을 의미한다.

9개 스위치의 스위칭 패턴을 발생시키기 위해 두개의 SVPWM이 정류단과 인버터단의 인접벡터와 시비율을 각각 곱함으로써 결합될 수 있다. 이 결합은 $V_\alpha - I_V$ 쌍, $V_\alpha - I_\delta$ 쌍, $V_\beta - I_V$ 쌍, $V_\beta - I_\delta$ 쌍에 해당하는 4개의 벡터를 만들어 내고, 각 벡터들의 시비율은 $d_{\alpha V}$, $d_{\alpha\delta}$, $d_{\beta V}$, $d_{\beta\delta}$ 로 주어지고 이들은 다음의 식으로 주어진다.

$$d_{\alpha V} = d_\alpha \cdot d_V, d_{\alpha\delta} = d_\alpha \cdot d_\delta, d_{\beta V} = d_\beta \cdot d_V, d_{\beta\delta} = d_\beta \cdot d_\delta \quad (1)$$

스위칭 주기 T_s 내의 나머지 시간은 영 벡터 $V_0 - I_0$ 쌍으로 주어지고 시비율 d_0 는 다음의 식으로 표시된다.

$$d_0 = 1 - (d_{\alpha V} + d_{\alpha\delta} + d_{\beta V} + d_{\beta\delta}) \quad (2)$$

V_{ref}^* 가 인버터 hexagon 전압벡터 S_1 에 위치하고 I_{ref}^* 가 정류기 hexagon S_1 에 위치할 때, 매트릭스 컨버터 등가회로 스위치 상태에서부터 $V_\beta - I_V$ 쌍의 변환을 그림 3(a)에 보여주고

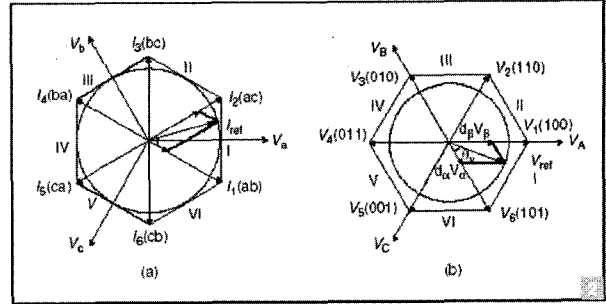


그림 2 공간 벡터 다이어그램

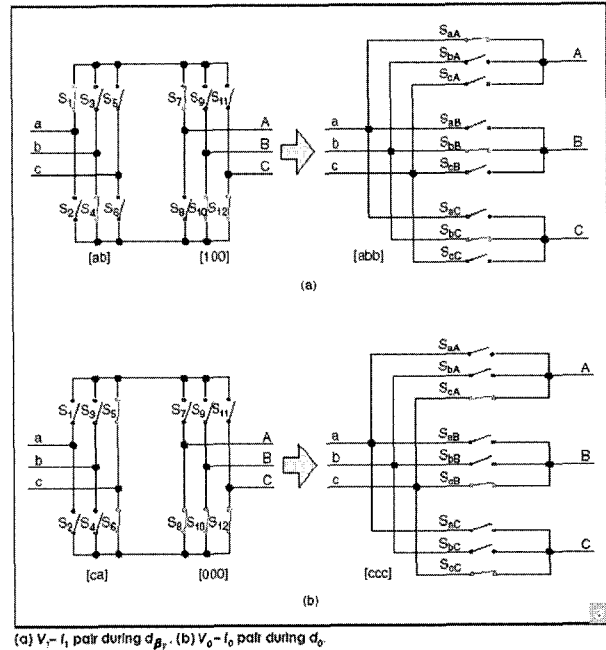


그림 3 매트릭스 컨버터의 등가변환 회로

있다. 여기서 V_α , V_β 는 $V_6 [101]$, $V_1 [100]$ 로 변환되고 I_V, I_δ 는 $I_1 [ab]$, $I_2 [ac]$ 로 된다. 시비율 $d_{\beta V}$ 동안, 전류벡터 $I_1 [ab]$ 가 정류기 단에 인가되어 (+)측 전압 $V_{dc} (+) = V_\alpha$, (-)측 전압 $V_{dc} (-) = V_\beta$ 가 된다. 다음 스텝에서 $V_1 [100]$ 을 인가하면 출력전압은 $V_A = V_{dc} (+)$, $V_B = V_{dc} (-)$, $V_C = V_{dc} (-)$ 가 된다. 따라서 전압/전류 벡터 쌍 $V_\beta - I_1$ 은 스위치 조합 $V_A = V_a$, $V_B = V_b$, $V_C = V_b$ 로 구현된다(abb로 표시). 비슷하게 $V_\alpha - I_V$ 쌍, $V_\alpha - I_\delta$ 쌍, $V_\beta - I_\delta$ 쌍은 [aba], [aca], [acc]로 표시된다. 마지막으로 $V_0 - I_0$ 쌍에 해당하는 영 벡터(ccc)가 전체 스위칭 변환 횟수를 줄이기 위해 인가된다(그림 3(b)).

4개 벡터와 1개 영 벡터의 스위칭 순서가 스위칭 손실을 최소화 하도록 하기 위해, 각 벡터가 변화하는 시점에서 한번만

표 1 스위칭 시퀀스

TABLE 1 SWITCHING SEQUENCE AT CURRENT SECTOR - S, VOLTAGE SECTOR - S _v				
$V_{\beta} - I_{\gamma}$	$V_{\alpha} - I_{\gamma}$	$V_{\alpha} - I_{\delta}$	$V_{\beta} - I_{\delta}$	$V_0 - I_0$
$d_{\beta\gamma}$	$d_{\alpha\gamma}$	$d_{\alpha\delta}$	$d_{\beta\delta}$	d_0
abb	aba	aca	acc	ccc
$V_1 - I_1$	$V_{\delta} - I_1$	$V_{\delta} - I_2$	$V_1 - I_2$	$V_0 - I_0$

스위칭 전환이 일어나도록 설정한 것이 표 1에 나타나 있다.

3. 매트릭스 컨버터의 ride-through 시스템

그림 4에 매트릭스 컨버터의 ride-through 시스템을 보여 주고 있다. 이 시스템은 두 개의 쌍으로 구성되어, 첫 번째 쌍은 일반적인 매트릭스 컨버터 모듈로 정상전원 상태에서 동작한다. 두 번째는 ride-through 모듈로 전원에 외란이 가해질 때 동작한다. 3 개의 추가적인 IGBT 스위치(SiA, SiB, SiC)와 6개의 IGBT 스위치(SaA+, SaA-, SaB+, SaB-, SaC+, SaC-), 그리고 dc-link 커패시터 C_{dc} 는 일반적인 전압 인버터를 구성하여 공간벡터 변조방식으로 사용될 수 있다(그림 2b). 3개의 IGBT 스위치(SaA-, SaB-, SaC-)가 모두 ON된 상태에서, 각 IGBT쌍(SaA+와 SiA, SaB+와 SiB, SaC+와 SiC)은 각각 A, B, C상의 브리지 암을 구성하게 된다. 다시 말하면 9개의 IGBT 스위치와 dc-link 커패시터 C_{dc} 의 조합은 다이오드 브리지 없는 PWM VSI를 구성하게 된다. Ride-through 모듈은 매우 짧은 회생동작 구간 동안 자화전류만 흐르기 때문에, 추가된 3개의 스위치와 C_{dc} 는 정극값보다 훨씬 작은 값으로 설계될 수 있다. 커패시터 C_{dc} 는 정극 dc link 전압 V_{dc}^* 까지 충전되는데, 이는 정상동작 상태나 ride-through 모드에서 정상동작 상태로 복귀할 때 입력 전압 선간의 최대값에 해당한다. 커패시터는 3개 IGBT(SiA, SiB, SiC)의 역방향 다이오드와 입력 선간전압 $V_{ab}, V_{ac}(V_{ab} > 0$ 이거나 $V_{ac} > 0)$ 에 의해 충전된다.

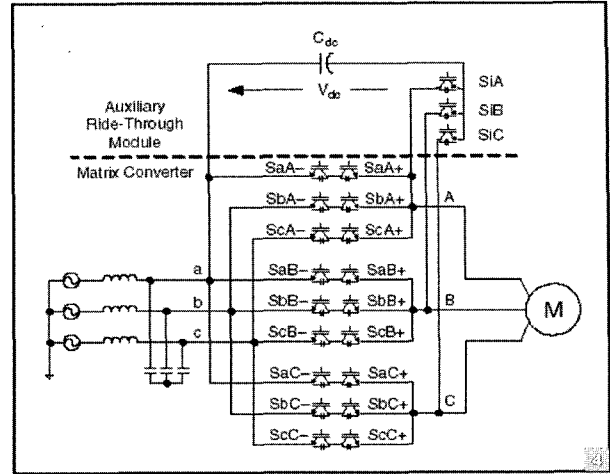
4. Ride-through 동작

4.1 정상동작 모드

그림 5(a)에 정상동작 상태에서 모터 구동을 위한 매트릭스 컨버터 구조를 나타내었다. 9개의 스위치를 구동하기 위해 간접 SVM이 사용되었다. 전원이상을 감지하면 제어는 ride-through모드로 옮겨진다.

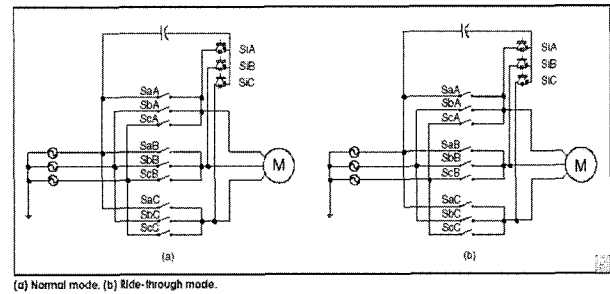
4.2 Ride-through 모드

그림 5.(b)에 입력 전원 외란기간 동안에 동작하는 회로의 일부를 나타내었다. 6개의 양방향 스위치(SbA, ScA, SbB,



Matrix converter with ride-through module (SiA, SiB, SiC are add-on IGBTs).

그림 4 Ride-through 모듈을 가진 매트릭스 컨버터



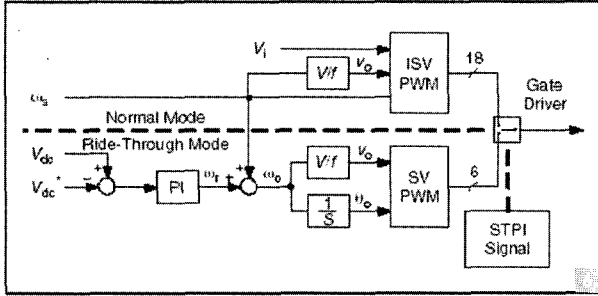
(a) Normal mode, (b) Ride-through mode.

그림 5 각 모드에 대한 스위칭 동작

ScB, SbC, ScC)를 선택적으로 OFF 시킴으로서 입력 전원에서 모터를 분리시킬 수 있다. 남아있는 3개의 양방향 스위치(SaA, SaB, SaC)는 다른 IGBT(SiA, SiB, SiC)와 dc-link 커패시터로 PWM VSI를 형성하게 된다. 이 구조는 작은 dc link 가진 VSI로 동작하며, 회전자 관성에서 dc-link 커패시터로 기계적인 에너지의 전송을 가능하게 하여 전원 외란시 회전자 자속의 동기화를 가능하게 한다. Ride-through모드 동안 dc link 전압은 정격 dc link 전압 V_{dc}^* 보다 10% 높게 설정된 값으로 유지되게 된다. 정상 전원 상태로 복귀시, ride-through모듈의 IGBT(SiA~SiC)는 OFF 되고 매트릭스 컨버터가 모터에 전원을 공급하기 시작한다. Ride-through모듈과 매트릭스 컨버터 사이의 재어기 전환은 전원 외란기간 동안에도 모터에 안정된 전원 공급을 가능하게 한다.

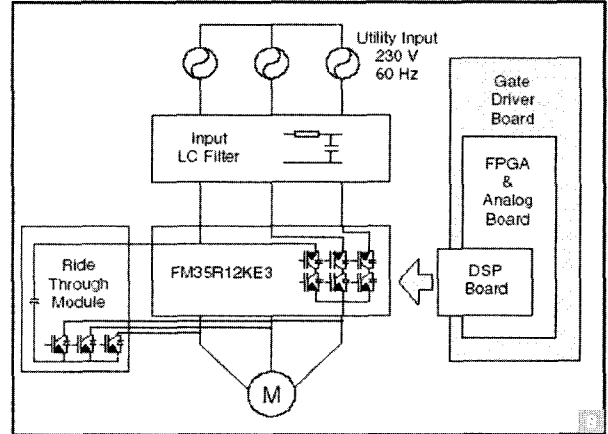
4.3 두 모드에 대한 제어 방식

제한된 제어기 블럭도가 그림 6에 나타나 있다. 모터 부하 관성을 회생시켜 정정보상을 하기 위해 PI 제어가 사용되었다. PI 제어기는 전원 외란 기간동안 고정자 기준 주파수를



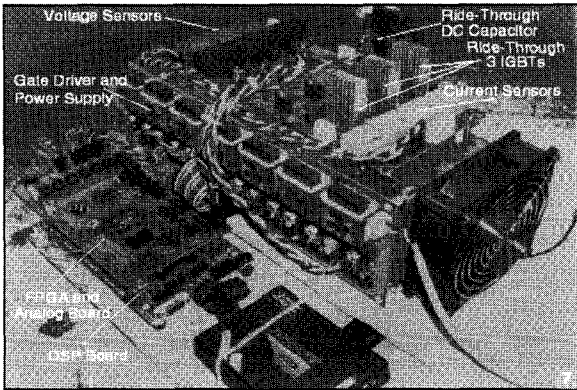
Control block diagram for the ride-through strategy.

그림 6 제어기 블록도



Block diagram of 230 V-, 3-kVA matrix converter with ride-through module.

그림 8 제안된 시스템의 블록도



230 V-, 3-kVA matrix converter.

그림 7 매트릭스 컨버터의 시제품

변화시킴으로서 dc link 전압을 조정한다. 정전기간 동안, 제어기는 ride-through모드로 전환되어 모터 설정속도 ω_s 와 PI 제어기 출력 ω_r 이 결합되어 ω_o 의 감소로 이끌고, 모터속도가 감소하기 시작하면 모터의 관성에너지가 dc link 커패시터로 옮겨진다. 이것은 회전자 자속의 동기화를 유지하게 만든다. 고정자 기준 전압 V_o 와 위상 θ_o 가 V/f비에 의해 계산되고 SVPWM 블록으로 전달되어 6개의 IGBT PWM 신호를 계산하는 데 사용된다. Ride-through 기간 동안 컨버터는 전기기적인 토크를 모터에 공급하지 못하며, 컨버터의 손실에 해당하는 작은 전기적 에너지만 회생시킨다. 정상 전원 복귀시, 제어기는 간접 SVM으로 옮겨진다. 모터의 자속이나 전류에 어떤 불연속성이 없이 ride-through 주파수 ω_o 로부터 고정자 기준 주파수 ω_s 로 모터의 속도를 재 가속시키게 된다. 따라서 두 모드 사이의 전환은 전류의 과도현상 없이 모터의 운전능을 가능하게 한다.

5. 하드웨어 구현

제안된 방법을 검증하기 위해 230V/3KVA급 매트릭스 컨

버터의 시제품이 제작되었다(그림 7). 컨버터는 common mode 전압을 줄이기 위해 간접 SVM으로 구동되고 있다. 그림 8에 ride-through모듈을 가진 매트릭스 컨버터의 블록 다이어그램을 나타내었다. 제어시스템은 TMS320LF2407 DSP 보드로 제작되었다. 4-단계 전류전환을 위해서 EPM 7128S Altera FPGA로 구성된 아날로그 보드는 신호처리 회로와 보호회로를 포함하고 있다. PWM VSI를 위한 3개의 이산 IGBT스위치(IRG4PH50KD), 매트릭스 컨버터용 스위치(FM35R12KE3), 전압, 전류 센서, 스너버 회로등이 전력 단 회로에 포함되어 있다.

6. Ride-through 모듈 동작 결과

Ride-through 모듈을 가진 매트릭스 컨버터가 출력 40 Hz, 스위칭 주파수 5KHz로 208V/2마력 유도전동기를 구동 하는데 사용되었고, 3상 전원 외란을 모사하기 위해 프로그래머블 AC 전원이 사용되었다. 그림 9 (a),(b),(c)는 출력 선간 전압 V_{AB} (Ch 2), 입력 선간 전압 V_{ab} (Ch 3), 출력 전류 I_A (Ch 4), 전원 외란 감지 신호(STPI) (Ch 1, 0:normal mode, 1:ride-through mode). 그림 9(a)에 정상 상태에서 40 Hz의 고정 주파수로 동작하는 매트릭스 컨버터의 동작파형을 보여주고 있다. 매트릭스 컨버터는 부하토크에 해당하는 소량의 하모닉 성분을 포함하는 정현파형을 공급하고 있고, V_{AB} 의 PWM pulse열은 입력전원의 360Hz 피크 envelope 파형을 따라가고 있다. 입력전원이 단절되었을 때의 파형이 그림 9(b)에 나타나 있다. 제안된 시스템이 모터의 속도를 감소시킴으로서 기계적인 에너지를 회생하고 있는 것을 그림에서 볼 수 있다. 따라서 모터 전류 I_A 는 입력전원 단절에도 불구하고 과도현상 없이 연속적으로 흐르고 있다. 평

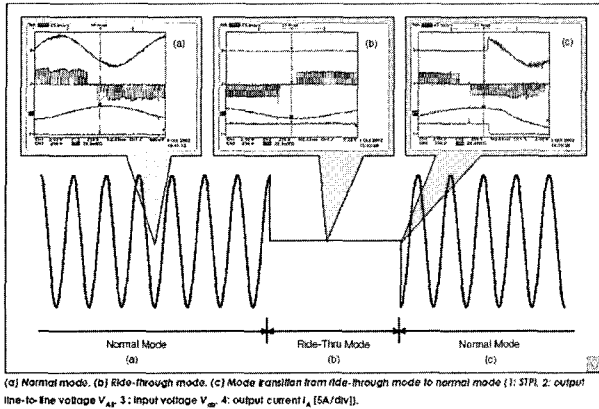


그림 9 모드간 전환 실험 결과

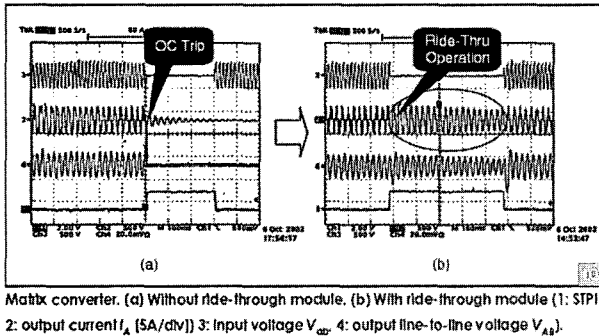


그림 10 기존 시스템과 비교실험 파형

탄한 V_{AB} 의 PWM pulse 열은 PI-제어기에 의해 제어되는 dc-link 전압을 의미한다. 그림 9(c)에 짧은 정전 이후 정상 모드로 복귀시, 전환 기간 동안 파형을 보여주고 있다. 출력

전압 V_{AB} 는 일반적인 PWM VSI 전압에서 입력 전압 파형으로 펄스 단절없이 전환되고 있음을 알 수 있다.

그림 10에 전원 단절과 복귀시 ride-through 모듈이 없는 매트릭스 컨버터와 출력 파형을 비교분석 하였다. 기존의 매트릭스 컨버터는 입력 전원 변동에 민감하여 정전시에 과전류로 트랩됨을 알 수 있다. (그림 10(a) 반면에 ride-through 모듈을 가진 시스템은 정전시나 복귀시에 전류 과도현상이 잘 동작함을 알 수 있다. (그림 10(b))

7. 결론

Ride-through모듈을 가진 매트릭스 컨버터 시스템이 제안되었다. 제안된 시스템은 입력 전원 단절 구간에도 로터의 자속을 유지하고 동기화 시켜 전류의 과도현상 없이 동작할 수 있다.

〈 저 자 소 개 〉



김일송 (金一松)

1968년 7월 3일생. 1991년 연세대 전자공학과 졸업. 1994년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 2005년 동 대학원 졸업(공학). 1994년~1999년 현대전자 위성사업단 위성연구소. 1995년~1997년 Space Systems/Loral (USA). 1997년~1998년 Alenia Aerospazio(ITALY). 1999년~2003년 인공위성 연구센터. 2005년~2007년 LG화학 기술연구원 배터리 연구소. 2007년 현재 충주대 전기공학과 전임강사.