

SVM를 적용한 매트릭스 컨버터의 설계 및 구현

梁千錫[†], 尹仁植^{*}, 金庚緒^{**}Design and Implementation of Matrix Converter
Based on Space Vector Modulation

Chun-Suk Yang, In-Sik Yoon, and Kyung-Seo Kim

요 약

매트릭스 컨버터는 VSI에 비하여 장수명, 입력역률 직접제어 및 에너지 회생 등의 장점을 갖고 있으나, 제어의 복잡성, ride-through 대책 및 낮은 전압이용률 등은 상용화를 위해 해결해야 할 난제이다. 본 논문에서는 SVM를 적용한 매트릭스 컨버터의 설계 및 구현방법을 제안한다. 입력 고조파를 저감시키기 위한 입력필터와 입출력의 과전압 방지와 free-wheeling을 위한 클램프 회로의 설계기법을 제시하고, 고속 DSP와 CPLD를 사용하여 공간벡터 제어 및 4 단계 전류(commutation) 제어를 구현하며, 매트릭스 컨버터의 양방향 스위치 구동을 위한 전용의 전원회로를 설계하여, 최적 구조의 전력회로를 제안한다. 그리고 구현된 매트릭스 컨버터를 유도전동기에 적용하여 성공적인 운전 결과를 얻을 수 있었다.

ABSTRACT

The matrix converter provides sinusoidal input and output wave forms, bidirectional power flow, controllable input power factor and a long life, compared to the VSI(Voltage Source Inverter) with diode rectification stage at the input. However it has tasks, such as complexity of the control method, ride-through problem and low voltage-ratio limitation, to overcome for commercializing, This paper describes the design, construction and implementation of matrix converter based on space vector modulation technique. The implemented prototype of matrix converter is built using the exclusive IGBT module and control circuit constituted with DSP and CPLD and it has an input filter, overvoltage protection circuit and commutation means for overcoming practical issues. The good results tested using an induction motor are also presented.

Key Words : Matrix Converter, Voltage Source Inverter, Space Vector Modulation

1. 서 론

상용전원을 받아 가변 교류출력을 내는 전력변환장치에 대한 응용분야와 수요가 꾸준히 증가하고 있다.

이러한 전력변환장치로서 입력부에 다이오드 정류회로를 갖는 VSI(Voltage Source Inverter)가 가장 널리 사용되고 있으나 입력전류에 많은 고조파가 포함되어 있고 효율이 나쁘며 에너지가 회생되지 않는 단점이 있다. 한편 입력 측에 다이오드 정류회로 대신 PWM 컨버터를 사용한 VSI는 에너지 회생 및 역률제어가 가능하고, 리액터 삽입으로 입력 측 고조파를 저감시킬 수 있으나, 다이오드 정류 방식 VSI에 비해 스위칭 손실이 증가하고 시스템 체적이 증가한다. 또한 두 가지 방식의 VSI는 모두 중간 에너지 저장장치로 커패

[†]교신저자 : 정희원, LS산전(주) 중앙연구소 책임보안연구원
E-mail : chunsuky@lss.biz

^{*}정희원, LS산전(주) 중앙연구소 주임연구원

^{**}정희원, LS산전(주) 중앙연구소 연구위원

접수일자 : 2005. 8. 19 1차 심사 : 2005. 9. 8

심사완료 : 2005. 9. 13

시터를 사용함으로써 전체 시스템의 수명이 제한된다^[1,6]. 이에 반해 매트릭스 컨버터는 입력 역률의 직접 제어와 에너지 회생이 가능할 뿐만 아니라 중간에 직류링크 회로를 가지고 있지 않으므로 수명이 길고 PWM 방식의 VSI보다 크기가 작은 장점을 갖는다^[1,3,5]. 또한 매트릭스 컨버터는 성능 측면에서 유사한 PWM 컨버터 방식의 VSI보다 동작 원리상 스위칭 손실이 적기 때문에^[6] 에너지 절감 측면에서 유리하다. 이러한 매트릭스 컨버터를 상용화하기 위한 이슈로써 최적 입력필터 설계, 입출력 단의 과전압 보호 방법, 양방향 스위치의 전류(commutation) 제어 등이 있으며, ride-through 대책과 낮은 전압이용률 등은 극복해야 할 난제이다^[2-4]. 따라서 이러한 기술적 난제들이 극복되고 본격적으로 매트릭스 컨버터 전용소자가 공급되면 특히 가감속이 빈번한 응용분야에서 VSI 대비 경쟁력을 가질 수 있을 것으로 예상된다.

본 논문에서는 매트릭스 컨버터를 유도전동기 구동 시스템에 적용하기 위하여 입력전류의 고조파를 저감하기 위한 입력필터와 과전압 보호 및 free-wheeling을 위한 클램프 회로의 설계기법을 제시한다. 또한 고속 DSP를 사용하여 공간벡터변조기법을 구현한 제어기와 4단계 전류(commutation)를 위한 전용로직회로(CPLD, Complex Programmable Logic Device) 및 컬렉터 공통(CC, common-collector)방식의 18개의 양방향 스위치 구동회로를 설계하고, 입력필터와 클램프 회로를 갖는 최적 구조의 전력회로를 제안한다.

2. 전력회로 설계

매트릭스 컨버터의 블록도는 그림 1과 같다. 매트릭스 컨버터부는 9개의 양방향 스위치로 구성되며 각각의 양방향 스위치는 입력과 출력을 연결하고 있다. 입력전류의 고조파를 저감시키기 위해 입력 측에 LC 저역통과필터가 설치되며 입출력에서의 과전압을 보호하기 위해 클램프 회로를 입출력에 연결된다. 클램프 회로는 12개의 다이오드와 클램프 커패시터로 구성된다.

2.1 입력필터

입력필터는 필터에서 발생하는 무효전력을 최소화하면서 입력전류의 리플을 줄이도록 설계해야 한다. 대부분 LC회로를 사용하며 더 높은 감쇄율이 필요할 경우에는 다단 필터를 사용하기도 한다. 그러나 이는 부피가 커지고 비용이 많이 드는 단점이 있다.

입력필터의 차단주파수 w_o 는 스위칭 주파수보다 낮아야 하며, 컨버터의 출력이 작을 때라도 입력역률을

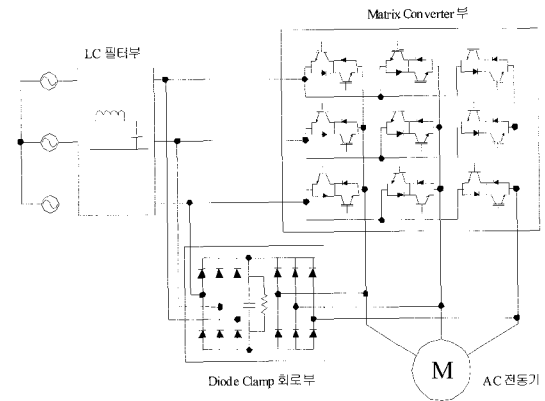


그림 1 매트릭스 컨버터의 블록도

Fig. 1 The block scheme of a matrix converter

최대로 유지해야 하고 정격전류가 흐를 때 인덕터에서 전압강하가 작도록 입력필터를 설계해야 한다. 입력필터의 차단주파수는 스위칭 주파수에서 정해진 감쇄율을 갖도록 설계하며 입력필터의 인덕턴스는 정격전류에서의 전압강하에 의해 결정된다. 입력필터의 차단주파수는 식 (1)에서 얻을 수 있으며, 입력필터의 인덕턴스는 정격전류에서 식 (2)의 관계를 만족하는 값으로 선정되어야 한다.

$$L_m \cdot C_m = \frac{1}{w_o^2} \quad (1)$$

$$\frac{\Delta U}{U_n} = 1 - \sqrt{1 - (w \cdot L_m)^2 \cdot \left(\frac{I_n}{U_n}\right)^2} \quad (2)$$

여기서 w 는 전원주파수며, L_m , C_m 은 입력필터의 커패시턴스와 인덕턴스이다. 또한 U_n , I_n 는 입력 정격전압과 정격전류이고, ΔU 는 인덕턴스에서의 최대 전압강하이다.

2.2 클램프 회로

클램프 회로는 매트릭스 컨버터의 입력 및 출력측에서 발생하는 과전압을 제한함으로써 매트릭스 컨버터를 안전하게 동작하도록 한다. 클램프 회로의 커패시터 용량은 다음과 같이 선정한다.

$$C_{clamp} = \frac{3i_{max}^2(L_{os} + L_{or})}{2[U_{max}^2 - (\sqrt{2}U_{line})^2]} \quad (3)$$

여기서 i_{max} 는 실효치로 나타난 과전류 보호레벨 전류이며 $L_{os} + L_{or}$ 은 전동기의 총 누설인덕턴스이다. 또

표 1 매트릭스 컨버터의 스위칭 조합
Table 1 Matrix converter switching combination

Group	No.	name	A	B	C	v_{AB}	v_{BC}	v_{CA}	i_a	i_b	i_c	$ V_g $	θ_r	$ I_g $	θ_i
I	1	-	a	b	c	v_{ab}	v_{bc}	v_{ca}	i_A	i_B	i_C	$ V_g $	θ_g	$ I_g $	θ_o
	2	-	a	c	b	$-v_{ca}$	$-v_{bc}$	$-v_{ab}$	i_A	i_C	i_B	$- V_g $	$-\theta_g + 4\pi/3$	$ I_g $	$-\theta_o$
	3	-	b	a	c	$-v_{ab}$	$-v_{ca}$	$-v_{bc}$	i_B	i_A	i_C	$ V_g $	$-\theta_g$	$ I_g $	$-\theta_o + 2\pi/3$
	4	-	b	c	a	v_{bc}	v_{ca}	v_{ab}	i_C	i_A	i_B	$ V_g $	$\theta_g + 4\pi/3$	$ I_g $	$\theta_o + 2\pi/3$
	5	-	c	a	b	v_{ca}	v_{ab}	v_{bc}	i_B	i_C	i_A	$- V_g $	$\theta_g + 2\pi/3$	$ I_g $	$\theta_o + 4\pi/3$
	6	-	c	b	a	$-v_{bc}$	$-v_{ab}$	$-v_{ca}$	i_C	i_B	i_A	$- V_g $	$-\theta_g + 2\pi/3$	$ I_g $	$-\theta_o + 4\pi/3$
II	7	+1	a	b	b	v_{ab}	0	$-v_{ab}$	i_A	$-i_A$	0	$2/3 v_{ab}$	0	$2/\sqrt{3} i_A$	$-\pi/6$
	8	-1	b	a	a	$-v_{ab}$	0	v_{ab}	$-i_A$	i_A	0	$-2/3 v_{ab}$	0	$-2/\sqrt{3} i_A$	$-\pi/6$
	9	+2	b	c	c	v_{bc}	0	$-v_{bc}$	0	i_A	$-i_A$	$2/3 v_{bc}$	0	$2/\sqrt{3} i_A$	$\pi/2$
	10	-2	c	b	b	$-v_{bc}$	0	v_{bc}	0	$-i_A$	i_A	$-2/3 v_{bc}$	0	$-2/\sqrt{3} i_A$	$\pi/2$
	11	+3	c	a	a	v_{ca}	0	$-v_{ca}$	$-i_A$	0	i_A	$2/3 v_{ca}$	0	$2/\sqrt{3} i_A$	$7\pi/6$
	12	-3	a	c	c	$-v_{ca}$	0	v_{ca}	i_A	0	$-i_A$	$-2/3 v_{ca}$	0	$-2/\sqrt{3} i_A$	$7\pi/6$
II	13	+4	b	a	b	$-v_{ab}$	v_{ab}	0	i_B	$-i_B$	0	$2/3 v_{ab}$	$2\pi/3$	$2/\sqrt{3} i_B$	$-\pi/6$
	14	-4	a	b	a	v_{ab}	$-v_{ab}$	0	$-i_B$	i_B	0	$-2/3 v_{ab}$	$2\pi/3$	$-2/\sqrt{3} i_B$	$-\pi/6$
	15	+5	c	b	c	$-v_{bc}$	v_{bc}	0	0	i_B	$-i_B$	$2/3 v_{bc}$	$2\pi/3$	$2/\sqrt{3} i_B$	$\pi/2$
	16	-5	b	c	b	v_{bc}	$-v_{bc}$	0	0	$-i_B$	i_B	$-2/3 v_{bc}$	$2\pi/3$	$-2/\sqrt{3} i_B$	$\pi/2$
	17	+6	a	c	a	$-v_{ca}$	v_{ca}	0	$-i_B$	0	i_B	$2/3 v_{ca}$	$2\pi/3$	$2/\sqrt{3} i_B$	$7\pi/6$
	18	-6	c	a	c	v_{ca}	$-v_{ca}$	0	i_B	0	$-i_B$	$-2/3 v_{ca}$	$2\pi/3$	$-2/\sqrt{3} i_B$	$7\pi/6$
II	19	+7	b	b	a	0	$-v_{ab}$	v_{ab}	i_C	$-i_C$	0	$2/3 v_{ab}$	$4\pi/3$	$2/\sqrt{3} i_C$	$-\pi/6$
	20	-7	a	a	b	0	v_{ab}	$-v_{ab}$	$-i_C$	i_C	0	$-2/3 v_{ab}$	$4\pi/3$	$-2/\sqrt{3} i_C$	$-\pi/6$
	21	+8	c	c	b	0	$-v_{bc}$	v_{bc}	0	i_C	$-i_C$	$2/3 v_{bc}$	$4\pi/3$	$2/\sqrt{3} i_C$	$\pi/2$
	22	-8	b	b	c	0	v_{bc}	$-v_{bc}$	0	$-i_C$	i_C	$-2/3 v_{bc}$	$4\pi/3$	$-2/\sqrt{3} i_C$	$\pi/2$
	23	+9	a	a	c	0	$-v_{ca}$	v_{ca}	$-i_C$	0	i_C	$2/3 v_{ca}$	$4\pi/3$	$2/\sqrt{3} i_C$	$7\pi/6$
	24	-9	c	c	a	0	v_{ca}	$-v_{ca}$	i_C	0	$-i_C$	$-2/3 v_{ca}$	$4\pi/3$	$-2/\sqrt{3} i_C$	$7\pi/6$
III	25	0	a	a	a	0	0	0	0	0	0	0	-	0	-
	26	0	b	b	b	0	0	0	0	0	0	0	-	0	-
	27	0	c	c	c	0	0	0	0	0	0	0	-	0	-

한 C_{clamp} 은 클램프 회로의 커패시터의 용량이며 U_{max} 와 U_{lim} 은 과전압 보호레벨 전압 및 선간전압이다. ride-through를 동작을 위해 클램프 회로의 커패시터에 저장된 에너지를 제어전원으로 사용하는 경우에 클램프 회로 커패시터 용량은 ride-through 동작특성을 좌우한다.

2.3 양방향 스위치

매트릭스 컨버터에 사용되는 양방향 반도체 스위치는 양방향으로 전압을 차단하며 동시에 전류를 흘려줄 수 있어야 한다. 현재 주로 사용되는 양방향 반도체 스위치는 IGBT-다이오드로 구성된 스위치를 역방향으로 병렬 연결한 구조를 갖는다. IGBT-다이오드를 이용한 구조는 컬렉터 공통(CC, Common Collector)구조와 에미터 공통(CE, Common Emitter)구조로 나누

어진다. CC구조와 CE구조는 도통 손실은 같지만, 구동회로 구현에 있어 차이가 있다. 즉, CC구조는 게이트 드라이브의 절연전원의 수가 6개로써 가능하나, CE구조는 9개가 필요하다. 따라서 구동회로 구현의 측면에서는 CC 구조가 장점을 갖는다.

3. 공간벡터 제어

3.1 스위칭 조합의 벡터해석

매트릭스 컨버터가 입력의 단락 및 출력의 개방을 하지 않으면서 매트릭스 컨버터가 나타낼 수 있는 스위칭 조합은 표 1과 같이 27개이다. 27개의 스위칭 조합은 세 그룹으로 나눌 수 있으며, 이들 중에서 공간벡터변조에 사용되는 그룹은 두 번째와 세 번째가 사용된다. 각각의 스위치 조합에 대해서 매트릭스 컨버

터의 입출력 전압 및 전류의 공간벡터 표현은 다음과 같이 정의한다.

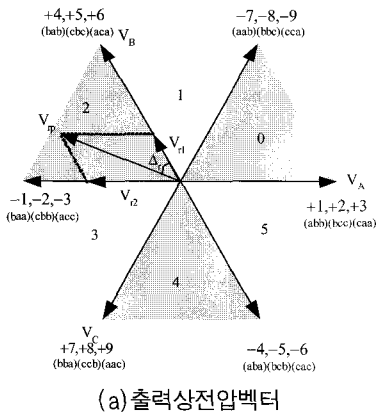
$$\mathbf{V}_{gp} = \frac{2}{3} (v_a + v_b e^{j2\pi/3} + v_c e^{j4\pi/3}) = |V_{gp}| e^{j\theta_g} \quad (4)$$

$$\mathbf{V}_{rp} = \frac{2}{3} (v_A + v_B e^{j2\pi/3} + v_C e^{j4\pi/3}) = |V_{rp}| e^{j\theta_r} \quad (5)$$

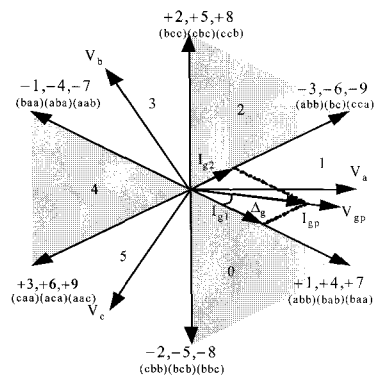
$$\mathbf{I}_{gp} = \frac{2}{3} (i_a + i_b e^{j2\pi/3} + i_c e^{j4\pi/3}) = |I_{gp}| e^{j\theta_g} \quad (6)$$

$$\mathbf{I}_{rp} = \frac{2}{3} (i_A + i_B e^{j2\pi/3} + i_C e^{j4\pi/3}) = |I_{rp}| e^{j\theta_r} \quad (7)$$

여기서 \mathbf{V}_{gp} 는 입력상전압의 공간벡터 표현이며, \mathbf{V}_{rp} 는 출력상전압의 공간벡터 표현이다. 또한 \mathbf{I}_{gp} , \mathbf{I}_{rp} 는 각각 입력상전류와 출력상전류의 공간벡터 표현이다. 표 1에서 보듯이 각각의 스위칭 조합에 대해 출력상전압은 입력상전압의 함수로 표현되며, 출력상전류는 입력상전류의 함수로 표현된다. 표 1에서의 스위칭 조합을 식 (5)와 식 (6)에 적용하여 출력상전압과 입력상전류를 복소수 공간벡터평면에 도시하면 그림 2와 같이 표시된다.



(a) 출력상전압벡터



(b) 입력상전류벡터

그림 2 공간벡터변조를 위한 전압 및 전류벡터와 섹터
Fig. 2 The Sectors and vectors of voltage and current for space vector modulation

3.2 스위칭 조합 선택

그림 2와 같이 입력상전압 벡터가 섹터 1에 위치하고 출력상전압 벡터는 섹터 2에 있다고 가정하여 출력상전압 벡터와 입력상전류 벡터를 인접한 두 개의 전압벡터 및 전류벡터로 나타내면 다음과 같다.

$$\mathbf{V}_{rp} = \mathbf{V}_{r1} + \mathbf{V}_{r2} \quad (8)$$

$$\mathbf{I}_{gp} = \mathbf{I}_{g1} + \mathbf{I}_{g2} \quad (9)$$

매트릭스 컨버터는 통상적으로 입력전압을 최대로 이용하기 위해 가장 큰 선간전압을 선택하여 공간벡터 변조에 사용한다. 그러므로 입력상전압 벡터가 섹터 1에 있을 때 가장 큰 입력선간전압은 양의 값에서는 v_{ab} 이고 음의 값에서는 v_{ca} 이 된다. 출력상전압 벡터가 섹터 2에 있을 때 출력상전압 벡터 \mathbf{V}_{rp} 의 인접한 전압벡터 \mathbf{V}_{r1} 의 크기는 V_{r1} 이며 위상은 $2\pi/3$ 이고, 전압벡터 \mathbf{V}_{r2} 의 크기는 V_{r2} 이며 위상은 π 이다. 그림 2(a)에서 보듯이 \mathbf{V}_{r1} 을 만들 수 있는 스위칭 조합은 $\pm 4, \pm 5, \pm 6$ 으로 6개이다. 표 1을 참조하면, 6개의 스위칭 조합 중에서 입력선간전압 v_{ab}, v_{ca} 을 이용하는 스위칭 조합은 $\pm 4, \pm 6$ 이다. 이때 4개의 스위칭 조합을 사용하는 입력선간전압 v_{ab}, v_{ca} 의 극성에 따라 출력상전압벡터의 위상을 고려하면 스위칭 조합 +4와 스위칭 조합 -6을 이용할 수 있다. 이와 유사하게 \mathbf{V}_{r2} 을 만들 수 있는 스위칭 조합은 -1과 +3으로 선정할 수 있다.

선정된 스위칭 조합들을 입력상전류 측면에서 고려해 보면 스위칭 조합 +4와 스위칭 조합 -1은 출력전류 i_A, i_B 의 극성에 따라 \mathbf{I}_{g1} 의 위상과 같거나 반대방향의 전류를 생성시키며, 스위칭 조합 -6과 스위칭 조합 +3은 출력전류 i_A, i_B 의 극성에 따라 \mathbf{I}_{g2} 의 위상과 같거나 반대방향의 전류를 발생시킨다. 이는 출력상전압 벡터를 생성시키기 위해 선정된 스위칭 조합들을 적절하게 이용하면 입력상전류 벡터의 위상을 제어할 수 있음을 알 수 있다.

3.3 스위칭 인가시간 계산

공간벡터 변조기법에서 사용되는 입력상전압의 위상각 Δ_g 는 다음과 같이 정의한다.

$$\Delta_g = \text{mod}\left(\theta_g, \frac{\pi}{3}\right) = \theta_g - \frac{\pi}{3}k \quad k=0, \dots, 5 \quad (10)$$

여기서 k 는 그림 2(b)에서 정의된 입력상전압 벡터의 섹터를 나타내며, 입력 a상 전압은 $v_a = |V_{gp}| \sin(\theta_g)$ 으로 정의된다. 이와 유사하게 공간벡터변조기법에서

표 2 매트릭스 컨버터의 스위칭 테이블
Table 2 Switching table of matrix converter

출력섹터 \ 입력섹터	0				1				2				3				4				5			
	δ_1	δ_2	δ_3	δ_4	δ_1	δ_2	δ_3	δ_4	δ_1	δ_2	δ_3	δ_4	δ_1	δ_2	δ_3	δ_4	δ_1	δ_2	δ_3	δ_4	δ_1	δ_2	δ_3	δ_4
0	abb	ccb	aab	ccb	acc	abb	aac	aab	bcc	acc	bbc	aac	baa	bcc	bba	bbc	caa	baa	cca	bba	cbb	caa	ccb	cca
1	aab	ccb	bab	ccb	aac	aab	cac	bab	bbc	aac	cbc	cac	bba	bbc	aba	cbc	cca	bba	aca	aba	ccb	cca	bcb	aca
2	bab	ccb	baa	bcc	cac	bab	caa	baa	cbc	cac	cbb	caa	aba	cbc	abb	cbb	aca	aba	acc	abb	bcb	aca	bcc	acc
3	baa	bcc	bba	bbc	caa	baa	cca	bba	cbb	caa	ccb	cca	abb	cbb	aab	ccb	acc	abb	aac	aab	bcc	acc	bbc	aac
4	bba	bbc	aba	cbc	cca	bba	aca	aba	ccb	cca	bcb	aca	aab	ccb	bab	bcb	aac	aab	cac	bab	bcb	aac	cbc	cac
5	aba	cbc	abb	cbb	aca	aba	acc	abb	bcb	aca	bcc	acc	bab	bcb	baa	bcc	cac	bab	caa	baa	cbc	cac	cbb	caa

사용되는 출력상전압 벡터의 위상각 Δ_r 은 다음과 같이 정의한다.

$$\Delta_r = \text{mod}\left(\theta_r, \frac{\pi}{3}\right) = \theta_r - \frac{\pi}{3}m \quad m=0, \dots, 5 \quad (11)$$

여기서 m 는 그림 2(a)에서 정의된 출력상전압 벡터의 섹터를 나타내며, 출력 A상 전압은 $v_A = |V_p| \cos(\theta_r)$ 으로 정의한다.

그림 2와 같이 출력상전압 벡터가 위상각이 Δ_r 일 때 출력상전압 벡터는 식 (8)과 같이 표현된다. 출력상전압 벡터가 섹터 2에 위치하고 입력상전압 벡터가 섹터 1에 존재할 때 출력상전압 벡터의 성분인 V_{r1} 은 스위칭 조합 +4와 스위칭 조합 -6을 이용하여 식 (12)와 같이 표현되며, V_{r2} 도 역시 스위칭 조합 -1과 스위칭 조합 +3을 이용하여 식 (13)과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} V_{r1} &= \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot |V_p| \cdot s\left(\frac{\pi}{3} - \Delta_r\right) \\ &= \delta_1 \cdot V^{-6} + \delta_2 \cdot V^{+4} \\ &= \delta_1 \cdot \left(-\frac{2}{3} \cdot v_{ca}\right) + \delta_2 \cdot \left(\frac{2}{3} \cdot v_{ab}\right) \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} V_{r2} &= \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot |V_p| \cdot s(\Delta_r) \\ &= \delta_3 \cdot V^{+3} + \delta_4 \cdot V^{-1} \\ &= \delta_3 \cdot \left(-\frac{2}{3} \cdot v_{ca}\right) + \delta_4 \cdot \left(\frac{2}{3} \cdot v_{ab}\right) \end{aligned} \quad (13)$$

여기서 V^n 은 스위칭 조합 n 이 생성하는 출력전압 벡터의 크기이고, $\delta_1 \dots \delta_4$ 는 출력상전압 벡터를 발생시키기 위해 선택된 스위칭 조합에 대한 출력전압 벡터들의 온-시간을 나타낸 것이다.

매트릭스 컨버터가 입력 측에서 단위역률운전을 하기 위해서는 입력상전압 벡터의 위상과 입력상전류 벡터의 위상이 같아야 한다. 그러므로 그림 2(b)와 같이 입력상전압 벡터의 위상각이 Δ_g 일 때 입력상전류 벡

터의 위상각은 Δ_g 이어야 한다. 입력상전류 벡터는 식 (9)와 같이 표현되며 선정된 스위칭 조합에 의해 발생하는 입력상전류 벡터 I_{gp} 는 인접한 전류벡터 I_{g1} 와 I_{g2} 과 스위칭 조합들의 온-시간 $\delta_1 \dots \delta_4$ 으로 재구성하면 다음과 같은 관계를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} I_{g1} &= \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot |I_{gp}| \sin\left(\frac{\pi}{3} - \Delta_g\right) \\ &= \delta_2 \cdot I^{+4} + \delta_4 \cdot I^{-1} \\ &= \delta_2 \cdot \left(\frac{2}{\sqrt{3}} \cdot i_B\right) + \delta_4 \cdot \left(-\frac{2}{\sqrt{3}} \cdot i_A\right) \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} I_{g2} &= \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot |I_{gp}| \sin(\Delta_g) \\ &= \delta_1 \cdot I^{-6} + \delta_3 \cdot I^{+3} \\ &= \delta_1 \cdot \left(\frac{2}{\sqrt{3}} \cdot i_B\right) + \delta_3 \cdot \left(-\frac{2}{\sqrt{3}} \cdot i_A\right) \end{aligned} \quad (15)$$

여기서 I^n 은 스위칭 조합 n 이 생성하는 입력전류 벡터의 크기이다.

식 (14)과 식 (15)을 조합하면 다음과 같은 관계를 얻을 수 있다.

$$0 = \frac{\delta_1 \cdot i_B - \delta_3 \cdot i_A}{\sin \Delta_g} - \frac{\delta_2 \cdot i_B - \delta_4 \cdot i_A}{\sin\left(\frac{\pi}{3} - \Delta_g\right)} \quad (16)$$

식 (16)은 출력상전류 i_A , i_B 와 무관하게 성립해야 하므로 다음의 두 개의 관계식을 구할 수 있다.

$$0 = \delta_2 \cdot \sin \Delta_g - \delta_1 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \Delta_g\right) \quad (17)$$

$$0 = \delta_3 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \Delta_g\right) - \delta_4 \cdot \sin(\Delta_g) \quad (18)$$

식 (17)과 식 (18)의 관계를 이용하여 식 (14)와 식 (15)에 대입하면 출력전압 벡터들의 온-시간을 $\delta_1 \dots \delta_4$ 로 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\delta_1 = \frac{2 \cdot |V_{rp}|}{\sqrt{3} \cdot |V_{gp}|} \cdot \sin(\Delta_g) \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \Delta_r\right) \quad (19)$$

$$\delta_2 = \frac{2 \cdot |V_{rp}|}{\sqrt{3} \cdot |V_{gp}|} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \Delta_g\right) \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \Delta_r\right) \quad (20)$$

$$\delta_3 = \frac{2 \cdot |V_{rp}|}{\sqrt{3} \cdot |V_{gp}|} \cdot \sin(\Delta_g) \cdot \sin(\Delta_r) \quad (21)$$

$$\delta_4 = \frac{2 \cdot |V_{rp}|}{\sqrt{3} \cdot |V_{gp}|} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \Delta_g\right) \cdot \sin(\Delta_r) \quad (22)$$

$$\delta_0 = 1 - \delta_1 - \delta_2 - \delta_3 - \delta_4 \quad (23)$$

그림 2에 정의된 섹터에 대해서 $\delta_{1...4}$ 의 함수에 대응하는 스위칭 조합은 표 2에 정리되어 있다

4. 매트릭스 컨버터 구현

4.1 전체 회로 설계

그림 3은 본 논문에서 구현한 매트릭스 컨버터의 블록도이며, 스위칭 모듈, 파워보드, 제어보드, SMPS 및 드라이브 보드 그리고 입력필터용 리액터 등 5개의 블록으로 이루어져 있다. 여기서 18개 스위칭 소자 구동을 위한 드라이브 보드와 공간벡터제어를 위한 제어보드의 구현이 핵심 관건이 된다.

매트릭스 컨버터를 구현하기 위해서는 18개의 IGBT에 대한 PWM 동시 제어가 요구된다. 그러나 현재 이러한 기능을 내장한 마이크로프로세서가 없기 때문에 Motorola사의 DSP56F807 DSP와 Xinlix사의 XCR3128 CPLD를 사용하여 매트릭스 컨버터에 대한 공간벡터제어를 구현하였다. 즉, DSP에서는 파워보드에서 검출한 입력전압과 출력전류를 이용하여 입출력 섹터정보와 유효벡터 및 영전압 벡터 인가시간정보를 외부 데이터 버스 상에 발생시키며, 이 신호들은 표 2와 같이 외부 메모리에 갈아 놓은 공간벡터 구현을 위한 스위칭 테이블의 인덱스 정보가 되어 9개의 양방향 스위치에 대한 PWM 신호를 발생하도록 한다. 그리고 이 9개 신호들은 CPLD에 입력되어, 출력전류의 극성 정보와 함께 4단계 전류(commutation) 제어를 거쳐 실제 매트릭스 컨버터를 구동시키기 위한 18개 IGBT의 게이팅 신호를 발생시킨다.

4.2 공간벡터변조 구현

식 (19)~(22)에서 보듯이 유효 전압의 인가 시간을 구하기 위해서는 입력전압과 출력지령전압의 구역 판별 및 삼각 함수의 계산이 요구된다. 이는 마이크로프로

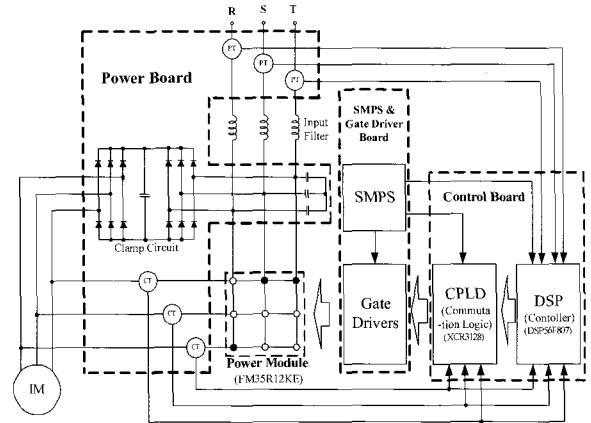


그림 3 구현된 매트릭스 컨버터의 블록도
Fig. 3 The block diagram of matrix converter implemented

로세서를 이용하여 구현할 경우 많은 연산시간을 요구하며 삼각 함수 계산을 신속히 처리하기 위해 메모리 내에 테이블을 사용할 경우 많은 메모리가 필요하다. 또한 테이블로 구현된 삼각 함수의 정밀도가 낮을 경우 출력전압에 고조파 리플이 포함되어 전체 시스템의 성능을 감퇴시킨다.

이러한 삼각함수로 인한 문제점은 정지좌표계상의 전압을 사용하여 해결할 수 있다. 그리고 일반적으로 매트릭스 컨버터를 구현할 때 입력전압을 선간전압으로 검출하기 때문에 선간전압 기준으로 수식을 바꾸어 사용해야한다. 입출력전압을 정지좌표계상 d-q축 전압으로 다음과 같이 변환한다.

$$\begin{bmatrix} V_{dssin} \\ V_{qssin} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} \quad (24)$$

$$\begin{bmatrix} V_{dssout} \\ V_{qssout} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} \quad (25)$$

식 (24)과 식 (25)을 사용하여 식 (19)~(22)를 일반화 하면 다음과 같다.

$$\delta_1 = 2 \frac{|V_{rp}|}{|V_{gl}|} \left\{ K_3 \frac{V_{gsn}}{|V_{gl}|} - K_1 \frac{V_{dssin}}{|V_{gl}|} \right\} \left\{ M_2 \frac{V_{dssout}}{|V_{rp}|} - M_4 \frac{V_{qssout}}{|V_{rp}|} \right\} \quad (26)$$

$$\delta_2 = 2 \frac{|V_{rp}|}{|V_{gl}|} \left\{ K_2 \frac{V_{dssin}}{|V_{gl}|} - K_4 \frac{V_{qssin}}{|V_{gl}|} \right\} \left\{ M_3 \frac{V_{dssout}}{|V_{rp}|} - M_4 \frac{V_{qssout}}{|V_{rp}|} \right\} \quad (27)$$

$$\delta_3 = 2 \frac{|V_{rp}|}{|V_{gl}|} \left\{ K_3 \frac{V_{gsn}}{|V_{gl}|} - K_1 \frac{V_{dssin}}{|V_{gl}|} \right\} \left\{ M_3 \frac{V_{dssout}}{|V_{rp}|} - M_1 \frac{V_{dssout}}{|V_{rp}|} \right\} \quad (28)$$

$$\delta_4 = 2 \frac{|V_{rp}|}{|V_{gl}|} \left\{ K_2 \frac{V_{dssin}}{|V_{gl}|} - K_4 \frac{V_{qssin}}{|V_{gl}|} \right\} \left\{ M_3 \frac{V_{qssout}}{|V_{rp}|} - M_1 \frac{V_{dssout}}{|V_{rp}|} \right\} \quad (29)$$

여기서,

$$K_1 = \sin \frac{\pi}{3} (k-1), \quad K_2 = \sin \frac{\pi}{3} k$$

$$K_3 = \cos \frac{\pi}{3} (k-1), \quad K_4 = \cos \frac{\pi}{3} k$$

$$M_1 = \sin \frac{\pi}{3} m, \quad M_2 = \sin \frac{\pi}{3} (m+1)$$

$$M_3 = \cos \frac{\pi}{3} m, \quad M_4 = \cos \frac{\pi}{3} (m+1)$$

이며, k 와 m 은 그림 2에서 정의된 입출력전압 벡터의 섹터이다.

섹터를 판별할 때 고전적인 방법인 공간벡터의 각 위치를 구해서 섹터를 판별하는 방법보다는 정지 좌표계의 d-q값을 적절하게 이용하여 인덱스를 만들어서 섹터를 판별하는 방법을 사용하였다. 6개의 섹터와 정지 좌표계 d-q값이 그림 3과 같이 정의되어 있다고 가정하자. 우선 V_{qss} 를 보면 $V_{qss} \geq 0$ 일 때 섹터 0, 섹터 1, 섹터 2가 선택되고 $V_{qss} < 0$ 일 때 섹터 3, 섹터 4, 섹터 5가 선택된다. 그러나 V_{dss} 는 V_{qss} 와 달리 섹터 1, 섹터 4에서 부호로 섹터가 판별이 되지 않는다. 그러므로 다른 인덱스를 만들어 섹터를 판별해야 한다. 섹터를 판별하기 위해 식 (30)과 식 (31)에서와 같이 두 개의 인덱스를 정의하였다.

$$\text{Index1} = \frac{\sqrt{3}}{2} V_{dss} + \frac{1}{2} V_{qss} \quad (30)$$

$$\text{Index2} = \frac{\sqrt{3}}{2} V_{dss} - \frac{1}{2} V_{qss} \quad (31)$$

Index1이 양이면 섹터 0, 섹터 1, 섹터 5가 선택되고 음이면 섹터 2, 섹터 3, 섹터 4가 선택된다. 이와 동일하게 Index2가 양이면 섹터 0, 섹터 4, 섹터 5가 선택되고 음이면 섹터 1, 섹터 2, 섹터 3이 선택된다.

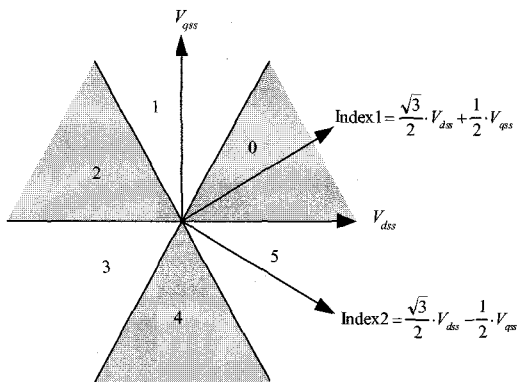


그림 4 섹터판별 인덱스
Fig. 4 The indexes for sector distinction

4.3 양방향 스위치의 전류(commutation) 제어

매트릭스 컨버터는 파손을 막기 위하여 항상 운전 중에 입력 상간의 단락을 방지해야하고, 동시에 출력 상의 개방을 금지하도록 제어되어야 한다. 또한 실제 스위칭 소자는 스위칭 지연시간을 갖기 때문에 이상적으로 스위칭을 할 수 없으므로 두 개의 스위치가 서로 교번할 때 상간 단락의 위험이 발생하게 된다. 이러한 문제를 해결하고 매트릭스 컨버터를 안전하게 구현하기 위한 방법으로는 여러 가지 방법이 있으나 가장 많이 사용하는 방법은 2단계 전류(commutation) 및 4단계 전류(commutation) 제어 방법이다. 이 두 가지 방법은 모두 부하전류의 방향에 따라 스위칭 시퀀스가 결정되며 semi-soft 스위칭 동작을 한다.

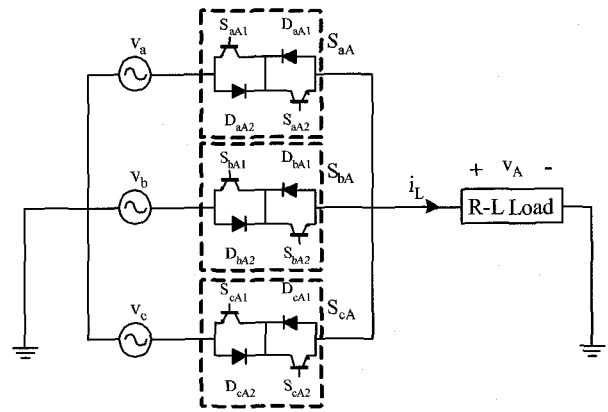


그림 5 3상-단상 매트릭스 컨버터
Fig. 5 The three-to-single matrix converter

그림 5는 본 논문에서 구현된 매트릭스 컨버터의 4단계 전류(commutation)를 설명하기 위하여 3상-3상 매트릭스 컨버터를 3상-단상 매트릭스 컨버터로 나누어 나타낸 것이다. 스위치 상태 (S_{aA}, S_{bA}, S_{cA})가 (100)에서 (010)로 변할 때 4단계 전류(commutation) 과정을 나타내면 그림 6과 같다. 이때 부하전류 i_L 은 부하 쪽으로 흐르는 것으로 가정한다. 그림 6의 시점 ①에서 4단계 전류(commutation)가 시작된다. S_{aA1} 는 스위치의 역 도통을 방지하기 위해 즉시 꺼지게 되며, 지연시간 t_d 가 지난 시점 ②에서 스위치 S_{aA2} 로부터 부하전류가 옮겨갈 스위치 S_{bA2} 가 켜지게 된다. 따라서 양방향 스위치 S_{aA}, S_{bA} 는 부하 쪽으로 전류가 흐르도록 도통이 된다. 꺼지는 양방향 스위치 S_{aA} 는 선간전압 v_{ab} 에 극성에 따라 다이오드 D_{aA2} 에 역 바이어스 조건이 되면 자연스럽게 전류가 흐르지 않게 된다. 이러한 조건이 발생하지 않으면 꺼지는 스위치 S_{aA} 에서 도통 중인 스위

치 S_{aA2} 는 시점 ③에서 강제로 꺼지게 된다. 도통되지 않은 스위치 S_{bA1} 은 시점 ④에서 켜지게 된다. 지연시간 t_d 는 스위치의 특성에 따라 결정된다. 또한 이러한 전류(commutation)의 시퀀스는 부하전류의 방향에 따라 달라져야한다. 그림 7은 매트릭스 컨버터 한 개의 출력상에 대해서 부하전류의 방향에 따른 4단계 전류(commutation)의 로직상태를 도시한 것이다.

그림 6에서 보듯이 실제로 매트릭스 컨버터의 4단계 전류(commutation) 기법은 PWM 펄스 폭 때문에 3가지 경우를 모두 고려하여 구현되어야 한다. 모드 1은 양방향 스위치의 펄스폭이 전체 전류(commutation) 시간보다 큰 경우이다. 이 모드에서는 스위치간의 최초의 전류(commutation) 시퀀스가 다음 상태의 전류(commutation) 시퀀스에 영향을 미치지 않는다. 그러나 모드 2와 모드 3은 양방향 스위치의 펄스폭이 총 전류(commutation) 시간보다 작아 처음 단계의 전

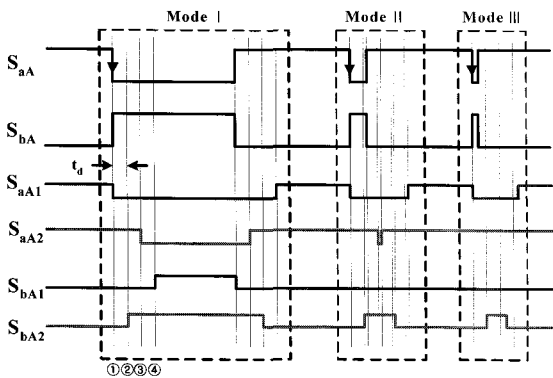


그림 6 매트릭스 컨버터의 4 단계 전류(commutation)기법 ($i_L \geq 0$)

Fig. 6 4-step commutation of matrix converter

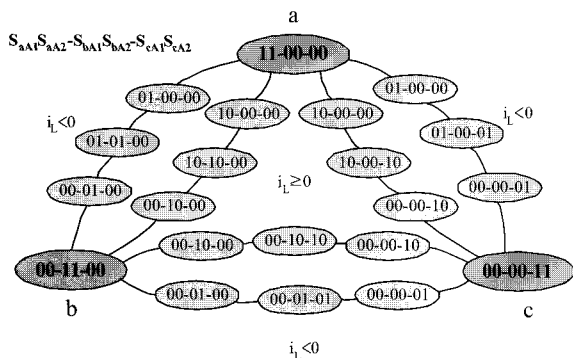


그림 7 출력 한상에 대한 4 단계 전류(commutation)의 로직 상태도

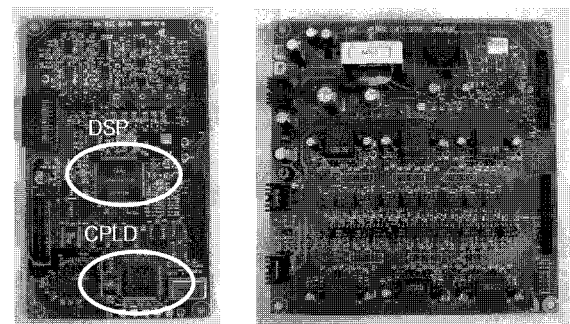
Fig. 7 Logic state diagram for one output phase, 4-step commutation strategy

류(commutation) 시퀀스가 다음 시퀀스에 영향을 주게 된다. 그러므로 전류(commutation)시퀀스를 구현할 때 모드 2와 모드 3에 해당하는 PWM 펄스 폭 조건에서는 이러한 상호영향을 고려하여 CPLD 로직을 구성하였다.

4단계 전류(commutation) 방법은 입력 상간의 단락 방지 및 출력단의 개방을 방지하면서 스위치간의 전류(commutation)를 안전하게 달성하나 이러한 과정에서 VSI 방식의 데드 타임과 유사하게 최초 연산된 PWM 펄스폭에 왜곡을 발생시켜 출력전압의 왜곡을 가져오게 한다. 이런 현상을 저감하기 위해서는 스위칭 소자가 허용하는 범위에서 지연시간 t_d 을 최대한 짧게 해야 하며, 본 논문에서는 $3[\mu s]$ 으로 설계하였다.

4.4 매트릭스 컨버터 회로 구현

공간벡터제어 및 전류(commutation) 제어를 위한 제어보드와 IGBT 모듈을 구동하기 위한 전용 드라이브 회로를 그림 8과 같이 구현하였다. 구현된 매트릭스 컨버터에서 사용된 IGBT 모듈의 구조가 CC이므로 전용 드라이브 회로는 각기 절연된 6개의 전원과 18개의 스위치 구동회로로 구성된다. 또한 SMPS 제어전원을 드라이브 보드에 장착하여 회로배선을 최대한 간단하게 하였다. 그림 9와 같이 구현된 파워 보드에는 별도의 전력 케이블 또는 부스 바를 없애기 위해 직접 보드 상에 전력회로를 구현하였으며 입력전압과 출력전류를 검출하기 위한 PT와 Hall CT가 설치되었으며 매트릭스 컨버터의 입력전류 고조파를 저감하기 위한 LC필터의 커패시터와 입력 및 출력에서 발생하는 과전압으로부터 매트릭스 컨버터를 보호하기 위한 클램프 회로를 구성하였다.



(a)제어보드

(b)SMPS 및 드라이브 보드

그림 8 구현된 매트릭스 컨버터의 제어보드와 SMPS 및 드라이브 보드

Fig. 8 The control board and SMPS-drive board of matrix converter implemented

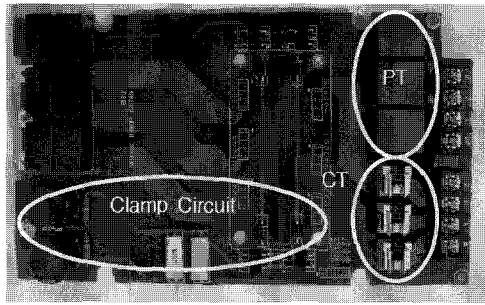


그림 9 구현된 매트릭스 컨버터의 파워 보드
Fig. 9 The power board of matrix converter implemented

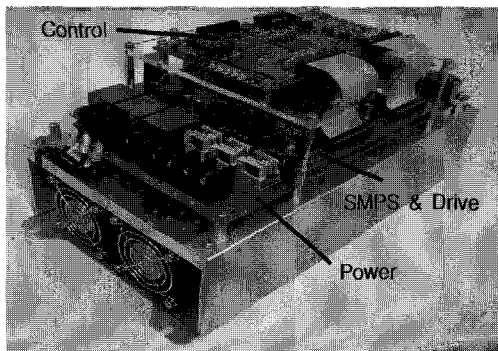


그림 10 구현된 매트릭스 컨버터
Fig. 10 The matrix converter implemented

한편 매트릭스 컨버터의 스위칭 소자는 시스템의 크기와 스위치간의 내부 인덕턴스를 줄이기 위해 전용의 파워 모듈을 사용하였다.(EUPEC FM35R12KE, 1,200V 35A) 또한 입력전류의 고조파를 저감시키기 위한 LC 필터를 내부에 장착하였다. 이상의 회로보드 및 부품들로부터 최종 구현된 매트릭스 컨버터는 그림 10과 같이 매우 콤팩트한 구조를 갖는다.

5. 실험 결과

구현된 매트릭스 컨버터의 스위칭 주파수를 5[kHz]로 설정하여 유도전동기를 구동하였다. 그림 11은 매트릭스 컨버터를 60[Hz]로 운전시킬 때 출력전압의 섹터정보와 출력선간전압을 측정된 결과이다. 출력선간전압을 대략적으로 살펴보면 일반적인 VSI와 비슷한 형태를 보여준다. 그러나 VSI가 DC 링크 전압을 초평한 것과 달리 입력선간전압을 직접 이용하여 초평한 것을 알 수 있다. 그림 12는 매트릭스 컨버터를 30Hz로 운전시킬 때 입력상전압과 입력상전류 및 출력전류를 측정된 것이다. 그림에서 보듯이 입력상전압과 입력상전류가 거의 동상이 되어 단위입력역률제어가 성

공적으로 되고 있음을 알 수 있다. 그림 13은 매트릭스 컨버터의 출력주파수를 30[Hz]로 설정하고 2.2[kW]급 유도전동기를 V/F운전했을 때 매트릭스 컨버터의 속도 지령치와 출력전류를 측정된 결과이다. 그림 13에서 보듯이 매트릭스 컨버터는 일반 VSI와 대등한 특성을 가지고 있음을 알 수 있다.

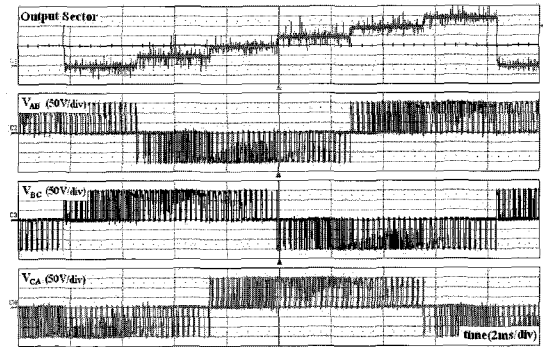


그림 11 매트릭스 컨버터의 출력선간전압
Fig. 11 The output line-to-line voltages of The matrix converter

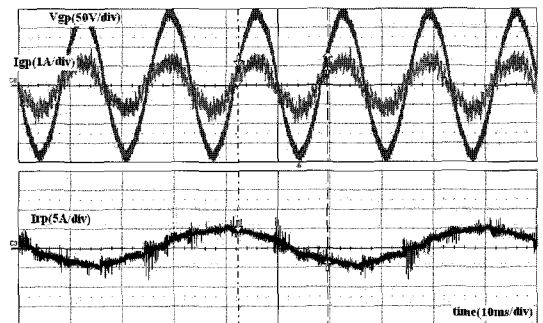


그림 12 매트릭스 컨버터의 입력상전압, 입력상전류, 출력전류
Fig. 12 The input phase voltage, input phase current, and output current of the matrix converter

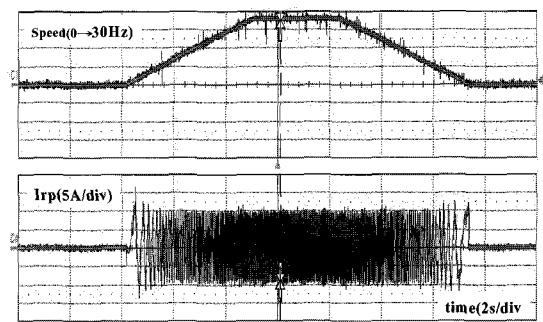


그림 13 매트릭스 컨버터의 V/F제어(30Hz)
Fig. 13 The V/F control of the matrix converter (30Hz)

6. 결 론

본 논문에서는 입력전류의 고조파와 출력력 과전압 문제를 해결하기 위해 입력필터와 클램프 회로를 설계하고 양방향 스위치들의 전류(commutation)를 원활하게 동작시키기 위한 CPLD 로직회로를 설계하여 매트릭스 컨버터를 구현하였다. 또한 전체 시스템의 크기를 줄이기 위해 매트릭스 컨버터용 전용 IGBT 모듈을 사용하였으며 매트릭스 컨버터의 시스템을 파워보드와 SMPS 및 구동회로 보드와 제어보드 그리고 입력필터의 초크로 나누어 구성하고 전력선 배선을 파워 PCB 상에 하고, 여기에 전압 및 전류 센서와 클램프 회로를 설계하는 최적의 전력구조를 제안하였다. 입력전류와 출력전압을 동시에 제어하는 SVM 제어를 고속 DSP를 사용하여 구현함으로써 매트릭스 컨버터 구현의 난제 중 하나인 제어의 복잡성을 해결하였다. 또한 구현된 매트릭스 컨버터를 유도전동기에 적용하여 유용성을 확인하였다. 그러나 매트릭스 컨버터의 낮은 전압이용률 극복 및 입력전원 왜란에 대한 대책 등은 향후 본격 상용화를 위해 집중 연구해야 할 과제이다.

참 고 문 헌

- [1] L. Huber and D. Borojevic, "Space Vector Modulated Three-Phase to Three-Phase Matrix Converter with Input Power Factor Correction," IEEE Trans. Ind. Application, Vol. 31, pp. 1234-1246, 1995, Nov./Dec..
- [2] P. Nielsen, F. Blaabjerg, J.K. Pedersen, "Novel Solution for Protection of Matrix Converter to Three Phase Induction Machine", IEEE IAS Annual Meeting, Vol. 2, pp. 1447-1454, 1997.
- [3] P.W. Wheeler, J. Rodriguez, J.C. Clare, and L. Empringham, "Matrix Converter, A Technology Review," IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 49, No. 2, pp. 276-289, 2002, Apr..
- [4] Lars Helle, Kim B. Larsen, Allan Holm Jorgensen, Stig Munk-Nielsen, and Frede Blaabjerg, "Evaluation of Modulation Schemes for Three-Phase to Three-Phase Matrix Converters", IEEE Trans., Ind. Electronics, Vol. 51, No. 1, pp.157-171, 2004, Feb..
- [5] Klumpner, C.; Nielsen, P.; Boldea, I.; Blaabjerg, F, "A New Matrix Converter-Motor (MCM) for Industry Applications", Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE, Vol. 3, 8-12, pp. 1394-1402. 2000. Oct..
- [6] Bernet, S.; Ponnaluri, S.; Teichmann, R., "Design and Loss Comparison of Matrix Converters, and Voltage-Source Converters for Modern AC Drives", Industrial Electronics, IEEE Trans. on Vol. 49, Issue 2, pp. 304-314, 2002 April.

저 자 소 개



양천석(梁千錫)

1964년 12월 11일생. 1986년 중앙대 전기공학과 졸업. 1992년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1992년~현재 LS산전(주) Power & Control 연구단 책임연구원보.



윤인식(尹仁植)

1974년 11월 2일생. 1999년 단국대 전기공학과 졸업. 2001년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001년~현재 LS산전(주) Power & Control 연구단 주임연구원.



김경서(金庚緒)

1957년 12월 5일생. 1982년 서울대 전기공학과 졸업. 1984년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1990년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1991년~1992년 미국 Univ. of Tennessee (Post-Doc.). 1984년~현재 LS산전(주) Power & Control 연구단장, 연구위원.