

매트릭스 컨버터의 입력 역률 향상을 위한 공간벡터변조기법에 관한 연구

Hoang M. Nguyen*, 李弘熙[†], 全泰園**

A Study on Space Vector Modulation Method to Improve Input Power Factor of Matrix Converter

Hoang M. Nguyen, Hong-Hee Lee and Tae-Won Chun

요 약

매트릭스 컨버터에서 입력필터의 최적설계는 대단히 중요하다. 그러나 입력필터에 포함된 인덕턴스와 커패시턴스 성분으로 인해 입력 역률이 저하되고 최적 필터 설계에도 불구하고 출력 주파수와 부하에 따라 역률이 바뀌게 되므로 운전조건이 변하면 매트릭스 컨버터의 장점 가운데 하나인 높은 역률을 유지하는 것이 힘들게 된다. 본 논문에서는 매트릭스 컨버터에서 입력필터를 사용할 경우 부하나 출력 주파수가 변동하더라도 입력 역률을 거의 1로 유지할 수 있는 새로운 형태의 공간벡터변조기법을 제안하고 이를 구현할 수 있는 방법을 제시했다.

ABSTRACT

It is very important to design the input filter optimally in matrix converters. But, the input power factor is deteriorated in spite of the optimal filter design due to the existence of inductor and capacitor included in the filter, and it is hard to keep high power factor in the whole operating range which is one of the major advantages of the matrix converters because the power factor is changed according to the output frequency and the load current. In this paper, we introduce the new space vector modulation method which can preserve the input power factor almost unity even though the output load or the output frequency is varied. It is also presented how to implement the proposed method effectively.

Key Words : Matrix converter, Space vector modulation, Input filter, Power factor, Displacement angle

1. 서 론

전력용 소자의 발달과 함께 전력변환기의 효율과 성능 향상을 위한 노력은 꾸준히 계속되어 왔다. 전력변환기 가운데 매트릭스 컨버터는 일정 교류전원을 사용

해 가변 주파수와 전압을 공급함에 있어 기존의 인버터와는 달리 상용 교류전원을 직류로 변환하는 과정이 없기 때문에 제어기술과 전력용 반도체소자의 발달과 함께 인버터를 대체할 수 있는 차세대 전력변환기로 주목받고 있다. 매트릭스 컨버터는 상용 교류전원으로 부터 직접 가변 교류로 변환하기 때문에 정류기와 평활용 콘덴서가 필요하지 않아 시스템의 부피와 무게를 현저히 줄일 수 있을 뿐만 아니라 고온에서의 동작도 용이하고 변환 효율 향상과 함께 수명도 연장시킬 수 있다는 장점이 있다. 이외에도 매트릭스 컨버터는 별도의 부가장치 없이 입출력 전류를 정현파로 유지할 수

[†]교신저자 : 정회원, 울산대 전기전자정보시스템공학부 교수
E-mail : hhlee@mail.ulsan.ac.kr

*정회원, 울산대 대학원 박사과정 수료

**정회원, 울산대 전기전자정보시스템공학부 교수

접수일자 : 2008. 5. 19 1차 심사 : 2008. 6. 17
2차 심사 : 2008. 8. 20 심사완료 : 2008. 10. 28.

있고 양방향 전력제어가 가능하며, 입력 역률을 1로 만드는 것이 가능하다. 또한, 전동기를 제어할 경우 특정 전력소자에 전류가 집중되지 않아 저속상태로 오랫동안 운전해도 소자에 무리를 주지 않는다는 등의 장점이 있다.^[1,2,3]

매트릭스 컨버터는 그림 1에서 알 수 있는 바와 같이 자기소호 기능을 가진 9개의 양방향성 전력용 반도체로 구성되어 있으며 전력용 반도체의 고속 스위칭으로 발생하는 고조파 성분의 잡음이 주전원단에 미치는 영향을 제거하려면 입력필터를 설치해야 한다. 이러한 목적으로 주로 LC 필터가 사용되며 입력전류에서 원하는 고조파 성분을 제거하고 입력전압과형의 왜곡을 가능한 억제할 수 있도록 하려면 필터를 효과적으로 설계하는 것이 대단히 중요하다.^[4,5,6] 그러나 입력필터의 최적 설계에도 불구하고 필터에 포함된 인덕턴스나 커패시턴스 성분 때문에 매트릭스 컨버터에 입력되는 전압과 전류의 위상을 같게 제어하는 기존의 공간벡터 변조기법으로는 전원에서의 역률을 1로 유지하는 것이 어렵다. 또한, 출력 주파수나 부하가 바뀌게 되면 입력 역률도 동시에 바뀌게 되어 매트릭스 컨버터의 동작 범위가 넓어질 경우 모든 운전 구간에서 높은 역률을 유지하기가 어렵다.

본 연구는 매트릭스 컨버터에서 입력필터를 설치할 경우 출력 주파수나 부하가 바뀌더라도 높은 입력 역률을 유지할 수 있는 새로운 방법의 직접 공간벡터 변조기법을 제안한다. 먼저 필터에 대한 이론적인 분석과 기존의 직접공간벡터기법을 이용하여 새로운 직접공간 벡터 변조기법을 제안하고 이를 구현할 수 있는 방법을 제시한다. 또한, 제안된 알고리즘은 시뮬레이션과 실험을 통해 그 타당성을 입증해 보였다.

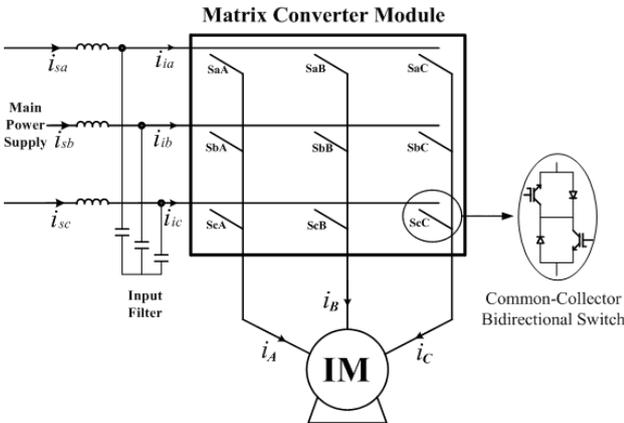


그림 1 매트릭스 컨버터(MC) 블록도
Fig. 1 Matrix converter block diagram

2. 입력필터

그림 1과 같은 입력단 3상 LC필터의 상당 등가회로는 그림 2와 같다.

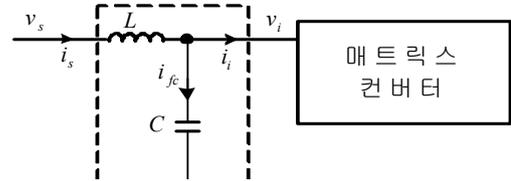


그림 2 입력필터 상당등가회로
Fig. 2 Equivalent filter circuit per phase

그림 2에서 필터 입력과 출력 사이의 전압 및 전류 관계식들은 다음과 같다.

$$v_i = v_s - L(di_s / dt) \tag{1}$$

$$i_{fc} = C(dv_i / dt) \tag{2}$$

$$i_i = i_s - i_{fc} \tag{3}$$

전원전압 및 전류의 정상상태 값을 식 (4)와 같이 위상각이 같은 정현파로 가정하면 식 (1)-(3)에서 매트릭스 컨버터에 인가되는 정상상태 기본파 전압 및 전류 값은 식 (5), (6)과 같다.

$$\mathbf{V}_s = V_s e^{j0}, \quad \mathbf{I}_s = I_s e^{j0} \tag{4}$$

$$\mathbf{V}_i = V_s - j\omega LI_s = \sqrt{V_s^2 + (\omega LI_s)^2} e^{-j \tan^{-1} \frac{\omega LI_s}{V_s}} \tag{5}$$

$$\begin{aligned} \mathbf{I}_i &= \mathbf{I}_s - \mathbf{I}_{fc} = (1 - \omega^2 LC) I_s - j\omega CV_s \\ &= \sqrt{[(1 - \omega^2 LC) I_s]^2 + (\omega CV_s)^2} e^{-j \tan^{-1} \frac{\omega CV_s}{(1 - \omega^2 LC) I_s}} \end{aligned} \tag{6}$$

단, \$\omega\$는 입력전원 주파수이다. 또한, 식 (5)에서 필터 인덕터 \$L\$에 의한 전압강하는 일반적으로 무시할 수 있을 정도로 작으므로 다음 식이 성립한다.

$$\mathbf{V}_i \approx \mathbf{V}_s \tag{7}$$

따라서 식 (6)에서 매트릭스 컨버터의 입력전압 \$v_i\$와 전류 \$i_i\$의 위상차 \$\phi\$는 식 (8)과 같이 된다.

$$\phi = \tan^{-1} \left[\frac{\omega CV_s}{(1 - \omega^2 LC) I_s} \right] = \tan^{-1} \left[\frac{\omega V_s}{\left(\frac{1}{C} - \omega^2 L \right) I_s} \right] \tag{8}$$

결국 입력필터가 있을 때는 매트릭스 컨버터의 입력 단 역률이 1이 되도록 제어한다면 식 (8)의 관계로부터 입력전원역률을 더 이상 1로 유지할 수 없음을 알 수 있다. 식 (8)에서 알 수 있는 바와 같이 전원전류와 매트릭스 컨버터 입력전류의 위상차는 필터의 L, C 값과 매트릭스 컨버터의 출력부하에 따른 입력전류의 크기 I_s 에 의해 결정된다. 식 (8)에서 위상차를 작게 하려면 L 및 C 값을 줄여야 하지만 이 경우 차단주파수가 크게 되어 원하는 고조파 성분을 제거하기가 어렵고 운전조건에 따른 역률변동은 여전히 피할 수 없다.

본 연구에서는 입력필터가 있을 경우 이와 같은 원인으로 인한 역률 저하를 개선할 수 있는 새로운 방법의 공간벡터변조기법을 제안한다.

표 1 매트릭스 컨버터(MC)의 스위칭 형태
Table 1 Switching configurations of Matrix Converter

Group	Vector	A B C	v_o α_o	i_i β_i
I	+1	a b b	$2/3v_{ab}$ 0	$2/3i_{sa}$ $-\pi/6$
	-1	b a a	$-2/3v_{ab}$ 0	$-2/3i_{sa}$ $-\pi/6$
	+2	b c c	$2/3v_{bc}$ 0	$2/3i_{sa}$ $\pi/2$
	-2	c b b	$-2/3v_{bc}$ 0	$-2/3i_{sa}$ $\pi/2$
	+3	c a a	$2/3v_{ca}$ 0	$2/3i_{sa}$ $7\pi/6$
	-3	a c c	$-2/3v_{ca}$ 0	$-2/3i_{sa}$ $7\pi/6$
	+4	b a b	$2/3v_{ab}$ $2\pi/3$	$2/3i_{sb}$ $-\pi/6$
	-4	a b a	$-2/3v_{ab}$ $2\pi/3$	$-2/3i_{sb}$ $-\pi/6$
	+5	c b c	$2/3v_{bc}$ $\pi/3$	$2/3i_{sb}$ $\pi/2$
-5	b c b	$-2/3v_{bc}$ $2\pi/3$	$-2/3i_{sb}$ $\pi/2$	
+6	a c a	$2/3v_{ca}$ $2\pi/3$	$2/3i_{sb}$ $7\pi/6$	
-6	c a c	$-2/3v_{ca}$ $2\pi/3$	$-2/3i_{sb}$ $7\pi/6$	
+7	b b a	$2/3v_{ab}$ $4\pi/3$	$2/3i_{sc}$ $-\pi/6$	
-7	a a b	$-2/3v_{ab}$ $4\pi/3$	$-2/3i_{sc}$ $-\pi/6$	
+8	c c b	$2/3v_{bc}$ $4\pi/3$	$2/3i_{sc}$ $\pi/2$	
-8	b b c	$-2/3v_{bc}$ $4\pi/3$	$-2/3i_{sc}$ $\pi/2$	
+9	a a c	$2/3v_{ca}$ $4\pi/3$	$2/3i_{sc}$ $7\pi/6$	
-9	c c a	$-2/3v_{ca}$ $4\pi/3$	$-2/3i_{sc}$ $7\pi/6$	
II	0_a	a a a	0 -	0 -
	0_b	b b b	0 -	0 -
	0_c	c c c	0 -	0 -
III	x	a b c	x x	x x
	x	a c b	x x	x x
	x	b c a	x x	x x
	x	b a c	x x	x x
	x	c a b	x x	x x
	x	c b a	x x	x x

3. 공간벡터변조 알고리즘의 유도

3.1 매트릭스 컨버터에서의 공간벡터

그림 1에서 알 수 있는 바와 같이 매트릭스 컨버터에는 9개의 양방향성 스위치가 있으며 이들의 스위칭 형태는 전부 27가지 경우가 있고 각각의 경우에 대한 출력전압벡터와 입력전류벡터는 표 1과 같다. 표 1에서 매트릭스 컨버터의 스위칭 형태는 3 그룹으로 나눌 수 있는데 그룹 I은 2개의 출력단자가 한 개의 입력단자에 연결된 경우이고 그룹 II는 모든 출력단자가 한 개의 입력단자에 연결된 경우, 그룹 III은 모든 출력단자가 서로 다른 입력단자에 연결된 경우를 나타내고 있다. 여기서 그룹 III은 사용되지 않고 그룹 I, II만 사용된다.^[7]

그림 3은 매트릭스 컨버터의 입력전압이 식 (9)와 같은 경우 스위칭 형태에 따른 출력 상전압벡터와 입력 전류벡터의 관계를 보여주고 있으며, 상태공간을 6개의 구간으로 나눌 경우 각각의 구간에서 존재하는 전압, 전류벡터는 인접한 공간벡터를 사용해 표현할 수 있게 된다.^[8,9]

$$\begin{aligned}
 v_a &= V_m \cos(\omega_i t) \\
 v_b &= V_m \cos(\omega_i t - 2\pi/3) \\
 v_c &= V_m \cos(\omega_i t - 4\pi/3)
 \end{aligned} \tag{9}$$

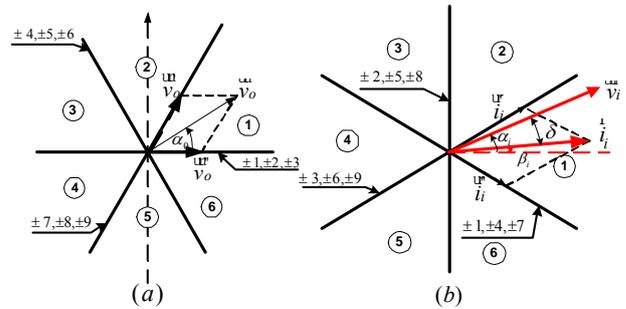


그림 3 (a) 출력 전압벡터 (b) 같은 구간에 존재하는 입력 전류벡터와 입력 전압벡터

Fig. 3 (a) Output voltage vectors (b) Input current vector in the same sector with input voltage vector

3.2 역률 개선을 위한 공간벡터변조기법

본 논문에서 제안하는 매트릭스 컨버터 역률 개선을 위한 새로운 형태의 공간벡터변조기법은 매트릭스 컨버터에 입력되는 전압벡터와 전류벡터의 상호관계에 따라 차이가 있으며 이들의 관계에 따른 공간벡터변조기법을 설명하면 다음과 같다.

3.2.1 입력 전압, 전류벡터가 같은 구간에 있을 경우

그림 3과 같이 정의된 상태공간상에서 매트릭스 컨버터에 입력되는 전압벡터와 전류벡터가 같은 구간에 있을 경우 적합한 스위칭 패턴을 구하고자 한다. 해석의 편의를 위해 입력전압벡터와 출력전압벡터가 구간 ①에 있다고 가정하면 기준 출력전압 v_o' 을 생성할 수 있는 스위칭 형태는 표 1로부터 각각 -7과 +9를 얻을 수 있다. 표 1의 스위칭 형태 j ($-9 \leq j \leq +9$)에 대응하는 출력전압벡터를 V_j 라 두면 전압벡터 V_{-7} 과 V_{+9} 에 대한 각각의 스위칭 싸이클 d_1, d_2 는 다음 조건을 만족한다.

$$v_o' = \frac{2}{\sqrt{3}}V_o \sin(\alpha_o) = d_1V_{-7} + d_2V_{+9} \quad (10)$$

$$\frac{d_1}{\sin(\pi/6 - \beta_i)} = \frac{d_2}{\sin(\pi/6 + \beta_i)} \quad (11)$$

이 식들로부터 원하는 입력전압과 전류의 위상차를 그림 3에서와 같이 δ 로 두고 출력전압벡터와 입력전압벡터가 임의의 구간에 존재할 경우로 일반화하면 d_1, d_2 는 다음식과 같이 표현된다.

$$d_1 = \frac{2q \sin\left[\alpha_o - (k_v - 1)\frac{\pi}{3}\right] \sin\left[\frac{\pi}{6} - \left(\alpha_i - \delta - (k_i - 1)\frac{\pi}{3}\right)\right]}{\sqrt{3} \cos(\delta)} \quad (12)$$

$$d_2 = \frac{2q \sin\left[\alpha_o - (k_v - 1)\frac{\pi}{3}\right] \sin\left[\frac{\pi}{6} + \left(\alpha_i - \delta - (k_i - 1)\frac{\pi}{3}\right)\right]}{\sqrt{3} \cos(\delta)} \quad (13)$$

단, k_v, k_i 는 그림 3에서 각각 출력전압 및 입력전류(전압) 벡터가 존재하는 구간을 나타내고 q 는 전압변환률(V_o/V_m)로 그 크기는 식 (14)와 같다.

$$q \leq \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{\cos(\delta)}{\cos\left[\alpha_o - (2k_v - 1)\frac{\pi}{6}\right] \cos\left[\alpha_i - \delta - (k_i - 1)\frac{\pi}{3}\right]} \quad (14)$$

마찬가지 방법으로 기준 출력전압 v_o'' 을 생성하기에 적합한 스위칭 형태는 +1 과 -3이 되고 각각의 전압벡터 V_{+1} 과 V_{-3} 이 인가되는 시간을 구할 수 있으며, 이들 전압벡터 및 전류벡터가 k_v, k_i 구간에 존재할 경우로 일반화하여 스위칭 싸이클 d_3, d_4 를 구하면 다음과 같다.

$$d_3 = \frac{2q \sin\left[k_v \frac{\pi}{3} - \alpha_o\right] \sin\left[\frac{\pi}{6} - \left(\alpha_i - \delta - (k_i - 1)\frac{\pi}{3}\right)\right]}{\sqrt{3} \cos(\delta)} \quad (15)$$

$$d_4 = \frac{2q \sin\left[k_v \frac{\pi}{3} - \alpha_o\right] \sin\left[\frac{\pi}{6} + \left(\alpha_i - \delta - (k_i - 1)\frac{\pi}{3}\right)\right]}{\sqrt{3} \cos(\delta)} \quad (16)$$

또한, 영전압벡터가 인가되는 스위칭 싸이클 d_5 는 식 (17)을 만족해야 하고 d_5 는 식 (18)과 같다.

$$d_5 = 1 - (d_1 + d_2 + d_3 + d_4) \quad (17)$$

$$d_5 = 1 - \frac{2q \cos\left[\alpha_o - (2k_v - 1)\frac{\pi}{6}\right] \cos\left[\alpha_i - \delta - (k_i - 1)\frac{\pi}{3}\right]}{\sqrt{3} \cos(\delta)} \quad (18)$$

표 2는 입력전압벡터와 전류벡터가 같은 구간에 있을 경우 입력전압과 출력전압벡터에 따른 가능한 스위칭 상태를 나타낸 것이다.

표 2 전압, 전류벡터가 같은 구간에 있을 경우 스위칭 패턴
Table 2 Switching patterns for input voltage vector and input current vector in the same sector

입력전압벡터 출력전압벡터	Sector 1 or Sector 4				Sector 2 or Sector 5				Sector 3 or Sector 6			
	t ₁	t ₂	t ₃	t ₄	t ₁	t ₂	t ₃	t ₄	t ₁	t ₂	t ₃	t ₄
Sector 1 or Sector 4	-7	+9	+1	-3	+9	-8	-3	+2	-8	+7	+2	-1
Sector 2 or Sector 5	+4	-6	-7	+9	-6	+5	+9	-8	+5	-4	-8	+7
Sector 3 or Sector 6	-1	+3	+4	-6	+3	-2	-6	+5	-2	+1	+5	-4
Sector 4 or Sector 1	+7	-9	-1	+3	-9	+8	+3	-2	+8	-7	-2	+1
Sector 5 or Sector 2	-4	+6	+7	-9	+6	-5	-9	+8	-5	+4	+8	-7
Sector 6 or Sector 3	+1	-3	-4	+6	-3	+2	+6	-5	+2	-1	-5	+4

3.2.2 입력 전압, 전류벡터가 다른 구간에 있을 경우

그림 4와 같이 매트릭스 컨버터에 입력되는 전압벡터와 전류벡터가 상태공간상에서 서로 다른 구간에 있을 때, 즉, 입력전압벡터와 출력전압벡터가 모두 구간 ①에 있고 입력전류벡터는 구간 ⑥에 위치한다고 가정한다. 이 경우 출력전압 v_o' 을 생성하기 위해 필요한 스위칭 형태는 표 1에서 -7과 +8이 되고 이에 대응하는 각각의 전압벡터 V_{-7} 과 V_{+8} 이 인가되는 각각의 스위칭 싸이클 d_1, d_2 는 다음 조건을 만족해야 한다.

$$v_o' = \frac{2}{\sqrt{3}}V_o \sin(\alpha_o) = d_1V_{-7} + d_2V_{+8} \quad (19)$$

$$\frac{d_1}{\sin(\pi/6 + \beta_i)} = \frac{d_2}{\sin(\pi/6 - \beta_i)} \quad (20)$$

식 (19), (20)을 이용하여 원하는 입력전압과 전류의 위상차를 그림 4에서와 같이 δ 로 두고, 출력전압벡터가 k_v 구간, 입력전류벡터가 k_i 구간에 있을 때 각각의 스위칭 싸이클 d_1, d_2 는 다음식과 같이 표현된다.

$$d_1 = \frac{2q \sin \left[\alpha_o - (k_v - 1) \frac{\pi}{3} \right] \sin \left[\frac{\pi}{6} + \left(\alpha_i - \delta - (k_i - 2) \frac{\pi}{3} \right) \right]}{\sqrt{3} \cos(\delta)} \quad (21)$$

$$d_2 = \frac{2q \sin \left[\alpha_o - (k_v - 1) \frac{\pi}{3} \right] \sin \left[\frac{\pi}{6} - \left(\alpha_i - \delta - (k_i - 2) \frac{\pi}{3} \right) \right]}{\sqrt{3} \cos(\delta)} \quad (22)$$

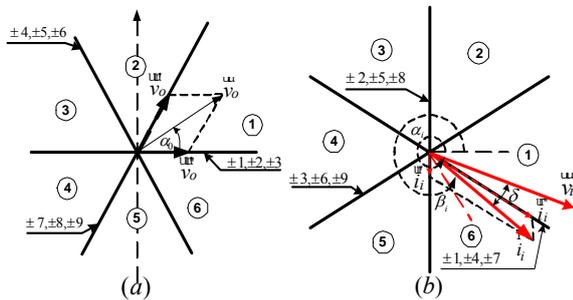


그림 4 (a)출력 전압벡터 (b)서로 다른 구간에 존재하는 입력전류벡터와 입력전압벡터
Fig. 4 (a) Output voltage vectors (b) Input current vector in the different sector with input voltage vector

마찬가지 방법으로 기준 출력전압 v_o^* 을 생성하기에 적합한 스위칭 형태는 +1과 -2가 되고 이에 대응하는 전압벡터 V_{+1} 과 V_{-2} 에 대한 스위칭 싸이클 d_3, d_4 를 구하면 다음과 같다.

$$d_3 = \frac{2q \sin \left[k_v \frac{\pi}{3} - \alpha_o \right] \sin \left[\frac{\pi}{6} + \left(\alpha_i - \delta - (k_i - 2) \frac{\pi}{3} \right) \right]}{\sqrt{3} \cos(\delta)} \quad (23)$$

$$d_4 = \frac{2q \sin \left[k_v \frac{\pi}{3} - \alpha_o \right] \sin \left[\frac{\pi}{6} - \left(\alpha_i - \delta - (k_i - 2) \frac{\pi}{3} \right) \right]}{\sqrt{3} \cos(\delta)} \quad (24)$$

또한, 식(17)을 만족하는 영전압벡터에 대한 스위칭 싸이클 d_5 는 다음식과 같다.

$$d_5 = 1 - \frac{2q \cos \left[\alpha_o - (2k_v - 1) \frac{\pi}{6} \right] \cos \left[\alpha_i - \delta - (k_i - 2) \frac{\pi}{3} \right]}{\sqrt{3} \cos(\delta)} \quad (25)$$

표 3은 원하는 입력 전압벡터와 전류벡터가 서로 다

른 구간에 있을 경우 입력전압과 출력전압벡터에 따른 가능한 모든 스위칭 상태를 나타낸 것이다.

표 3 전압, 전류벡터가 다른 구간에 있을 경우 스위칭 패턴
Table 3 Switching patterns for input voltage vector and input current vector in the different sector

입력전압벡터	Sector 1 or Sector 4				Sector 2 or Sector 5				Sector 3 or Sector 6			
	t ₁	t ₂	t ₃	t ₄	t ₁	t ₂	t ₃	t ₄	t ₁	t ₂	t ₃	t ₄
Sector 1 or Sector 4	-7	+8	+1	-2	+9	-7	-3	+1	-8	+9	+2	-3
Sector 2 or Sector 5	+4	-5	-7	+8	-6	+4	+9	-7	+5	-6	-8	+9
Sector 3 or Sector 6	-1	+2	+4	-5	+3	-1	-6	+4	-2	+3	+5	-6
Sector 4 or Sector 1	+7	-8	-1	+2	-9	+7	+3	-1	+8	-9	-2	+3
Sector 5 or Sector 2	-4	+5	+7	-8	+6	-4	-9	+7	-5	+6	+8	-9
Sector 6 or Sector 3	+1	-2	-4	+5	-3	+1	+6	-4	+2	-3	-5	+6

스위칭 싸이클을 나타내는 식에서 알 수 있는 바와 같이 전압변환률(V_o/V_m) q 의 최대값은 $\sqrt{3}/2 \cos \delta$ 가 되고 역률이 1인 경우에서 $\sqrt{3}/2$ 가 된다. 제한한 공간벡터변조기법에서 매트릭스 컨버터의 입력전압과 전류의 위상차를 보상할 수 있는 최대값 δ_{max} 는 출력전압에 따라 틀리며 그 크기는 다음과 같다.

$$q > \sqrt{3}/4 \text{ 이면 } \delta_{max} = \cos^{-1} \left(\frac{2}{\sqrt{3}} q \right) \quad (26)$$

$$q \leq \sqrt{3}/4 \text{ 이면 } \delta_{max} = \pi/3$$

4. 새로운 공간벡터변조기법을 이용한 역률개선

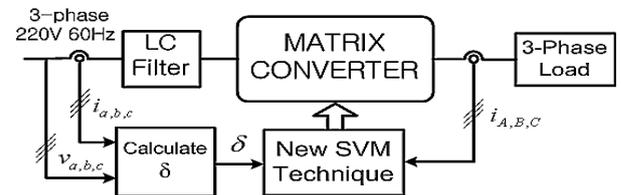


그림 5 입력역률 개선을 위한 매트릭스 컨버터(MC) 시스템
Fig. 5 Matrix converter system to compensate input power factor

그림 5는 본 논문에서 제안한 입력역률 개선을 위한 매트릭스 컨버터 제어 시스템의 블록도를 보여주고 있

으며 그림 6은 측정된 전원 입력전압과 전류로부터 위상각을 보상하는 과정을 설명하고 있다.

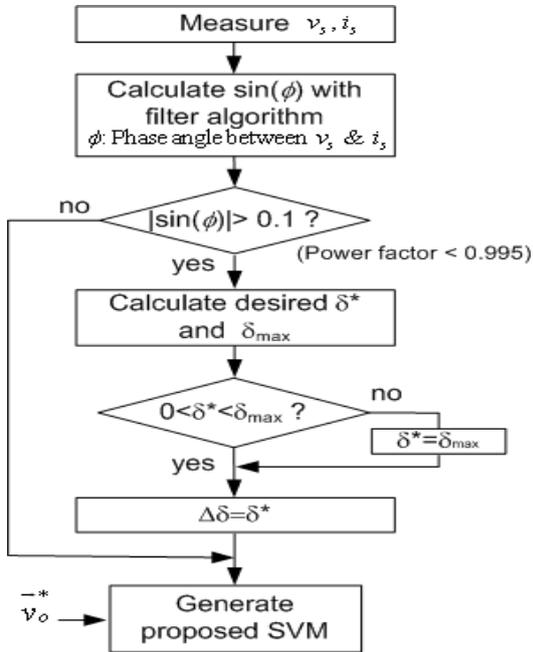


그림 6 입력역률 개선 알고리즘 흐름도
Fig. 6 Flow chart of input power factor compensation algorithm

그림 2에서 인덕터에 의한 전압강하는 입력전압에 비해 대단히 작으므로 매트릭스 컨버터에 인가되는 전압의 크기는 입력전원전압과 같다고 볼 수 있다. 따라서 입력전원전류를 측정하면 매트릭스 컨버터의 인가되는 전압과 전류의 위상차를 알 수 있다. 한편, 입력역률을 1로 만들기 위한 매트릭스 컨버터 입력전압과 전류의 위상차 δ 는 식 (8)을 이용해 구할 수 있고 이 값은 식 (26)에서 정의된 경계치를 만족해야 한다. 참고로 본 논문에서는 입력전원의 역률이 99.5% 보다 작을 경우 역률 보상 알고리즘이 동작하도록 했다.

그림 6과 같은 역률 보상 알고리즘은 개로(open loop) 또는 폐로(closed loop) 방식으로 구현될 수 있다. 개로방식은 역률이 일정값 이하이면 원하는 입력역률을 얻기 위한 위상각 δ 를 구해 그림 6의 역률 보상 알고리즘을 한번만 수행하는데 반해 폐로방식은 원하는 입력역률을 얻을 수 있도록 피드백 제어를 수행한다. 즉, 일정 주기마다 전원역률을 측정하여 일정 범위를 벗어나게 되면 그림 6의 보상 알고리즘을 자동으로 수행하게 된다. 일반적으로 입력 역률을 1로 만들기 위

한 매트릭스 컨버터 입력전압과 전류의 위상차 δ 는 식 (8)을 이용해 구할 수 있지만 이 값을 보상 할 경우 역률의 변화로 인해 입력전류의 크기가 바뀌게 되고, 이로 인해 또 다시 역률이 바뀌게 되어 원하는 역률값을 얻기가 어렵다. 또한, 본 시스템은 부하 변동에 따라 역률값도 바뀌게 된다. 따라서 개로 방식의 보상기법은 시스템 특성을 잘 알 경우에만 사용이 가능하고 일반적으로 폐로 방식 보상기법을 적용한다.

5. 시뮬레이션 결과 및 검토

Matlab/Simulink를 이용해 제안된 공간벡터변조기법의 타당성을 검증했다. 시뮬레이션에서 사용된 부하 및 제정수는 다음과 같다.

입력전압	3상 220V/60Hz
3상 RL부하	R=10Ω, 5mH
입력필터	L= 2mH, C=50μF
제어주기	10kHz

그림 7과 8은 매트릭스 컨버터에서 입력필터가 있을 경우 주어진 조건에서 제안한 공간벡터변조기법과 기존의 공간벡터변조기법에 대해 입력역률을 살펴본 것이다. 그림 7은 부하전류 변동에 따른 입력역률의 변화를 나타낸 것으로 이 경우 출력전압은 60V, 40Hz로 일정히 유지했다. 그림에서 알 수 있는 바와 같이 기존의 스위칭 방식과는 달리 제안된 방식을 사용하면 부하가 아주 작은 경우를 제외하고 거의 전역역에서 역률을 1로 유지할 수 있음을 알 수 있다.

그림 8은 주어진 3상 RL부하에서 출력주파수의 변화에 따른 역률 변화를 보인 것인데 이 경우 출력전압과 출력주파수의 비를 일정히 유지했다.

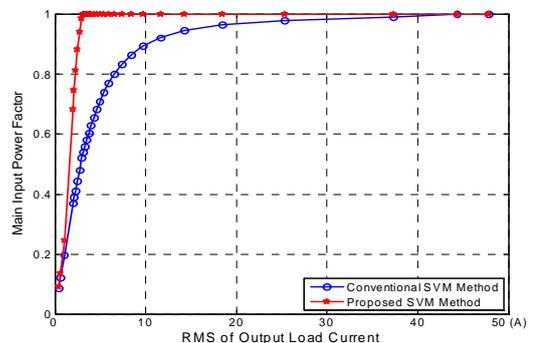


그림 7 부하전류 변화에 따른 입력역률
Fig. 7 Input power factor according to load current

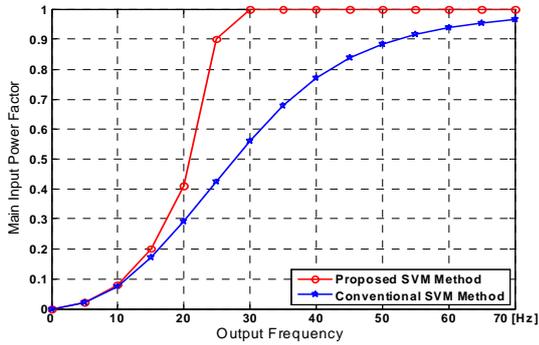


그림 8 출력주파수 변화에 대한 입력역률
Fig. 8 Input power factor according to output frequencies

그림 9, 10, 11은 출력주파수가 각각 30Hz, 40Hz, 60Hz인 경우에 대해 기존의 공간벡터변조기법으로 제어할 때의 입력역률과 함께 제안된 공간벡터변조기법의 개로방식과 폐로방식으로 역률을 보상할 경우 입력역률의 변화를 보여주고 있다. 그림에서 알 수 있는바와 같이 개로방식으로는 입력역률을 1로 만들기가 어렵다. 이는 개로방식에서 입력역률을 1로 만들기 위해 계산된 위상각 δ 값이 최적값이 아니기 때문인데, 그 이유는 역률보상을 통해 입력전류가 바뀌게 되고 이 전류에 적합한 위상각은 이전의 그것과 달라지기 때문이다. 특히, 30Hz와 40Hz와 같이 낮은 주파수에서는 역률보상으로 인한 전류변화가 커기 때문에 개로방식으로는 역률을 1로 만들기가 어렵다는 것을 의미한다.

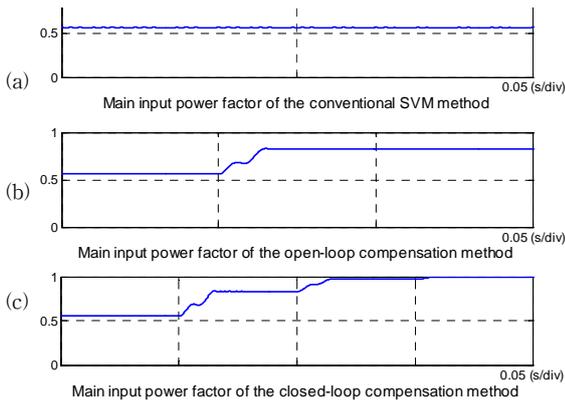


그림 9 $V_0 = 45[V]$, $f_o = 30[Hz]$ 인 경우 입력역률 보상
(a)기존방식 (b)개로방식 (c)폐로방식
Fig. 9 Input power factor compensation at $V_0 = 45[V]$, $f_o = 30[Hz]$ under (a) Conventional SVM method (b) Open loop compensation method (c) Closed loop compensation method

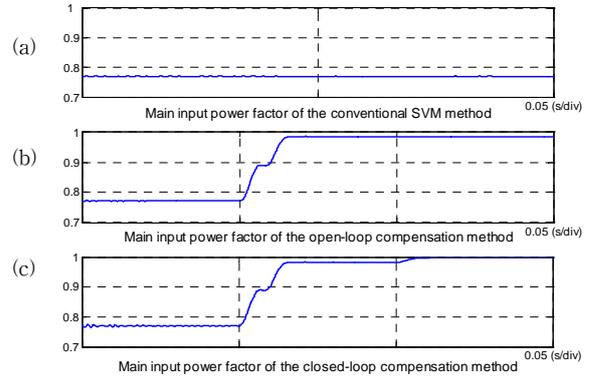


그림 10 $V_0 = 60[V]$, $f_o = 40[Hz]$ 인 경우 입력역률 보상
(a)기존방식 (b)개로방식 (c)폐로방식
Fig. 10 Input power factor compensation at $V_0 = 45[V]$, $f_o = 30[Hz]$ under (a) Conventional SVM method (b) Open loop compensation method (c) Closed loop compensation method

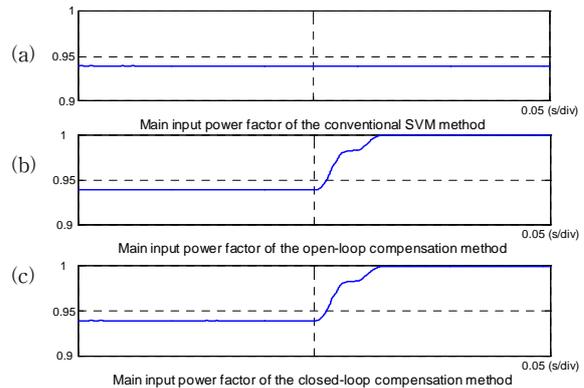


그림 11 $V_0 = 90[V]$, $f_o = 60[Hz]$ 인 경우 입력역률 보상
(a)기존방식 (b)개로방식 (c)폐로방식
Fig. 11 Input power factor compensation at $V_0 = 90[V]$, $f_o = 60[Hz]$ under (a) Conventional SVM method (b) Open loop compensation method (c) Closed loop compensation method

그림 12는 출력전압이 60V, 출력주파수가 40Hz일 때 기존의 공간벡터변조기법에 따른 매트릭스 컨버터의 입출력 전압 및 전류파형을 나타내고 있다. 입력필터로 인해 매트릭스 컨버터의 입력전압과 전류가 동상이 되도록 제어할 경우 전원전류 위상은 전원전압 위상을 앞서고 있음을 알 수 있다. 그림 13은 그림 12와 같은 조건에서 입력역률을 1로 만들기 위해 제안된 공간벡터변조기법을 사용해 폐로방식으로 제어할 경우 매트릭스 컨버터의 입출력 전압 및 전류파형을 나타내고 있다. 그림13에서 알 수 있는 바와 같이 전원전압 및 전류는 동상이 되고, 역률개선을 위해 기존의 공간벡

터변조기법에 비해 입력전류의 크기가 현저하게 감소됨을 알 수 있다.

그림 14, 15는 출력전압이 75V, 출력주파수가 60Hz 일 때인데 그 내용은 그림 12, 13과 각각 대응된다.

그림 16은 제안한 폐로 보상방식의 과도특성을 알아보기 위해 출력전압을 90V, 60Hz에서 60V, 40Hz로 계단상으로 변화시켜 매트릭스 컨버터의 출력전압과 전류, 역률보상 특성, 주전원전압 및 전류, 그리고 필터를 거쳐 매트릭스 컨버터에 입력되는 전압, 전류의 관계를 동시에 나타내 보였다. 그림에서 알 수 있는 바와 같이 제안된 알고리즘에 의해 역률보상이 잘 이뤄질 뿐 아니라 각종 전압, 전류에 대한 전기적 특성도 우수함을 알 수 있다.

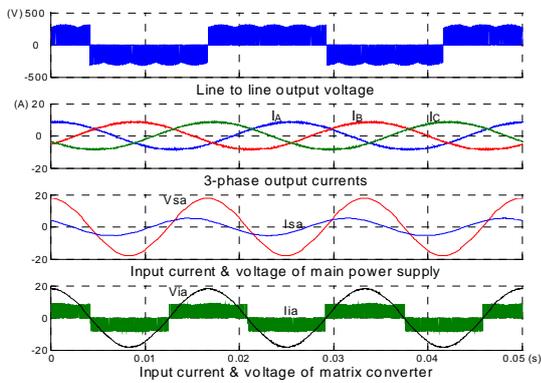


그림 12 $V_0=60[V]$, $f_0=40[Hz]$ 인 경우 전압 및 전류파형(기존방식)
Fig. 12 Voltage & current waveforms at $V_0=60[V]$, $f_0=40[Hz]$ (Traditional method)

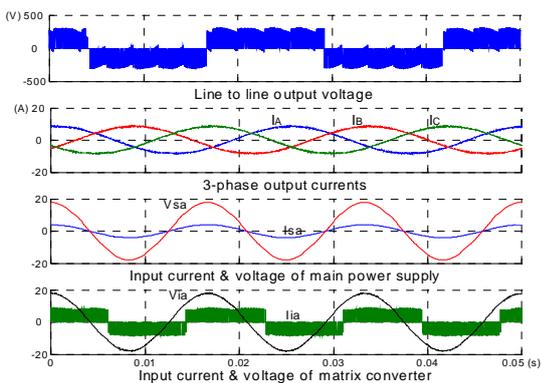


그림 13 $V_0=60[V]$, $f_0=40[Hz]$ 인 경우 전압 및 전류파형(제안된 방식)
Fig. 13 Voltage & current waveforms at $V_0=60[V]$, $f_0=40[Hz]$ (Proposed method)

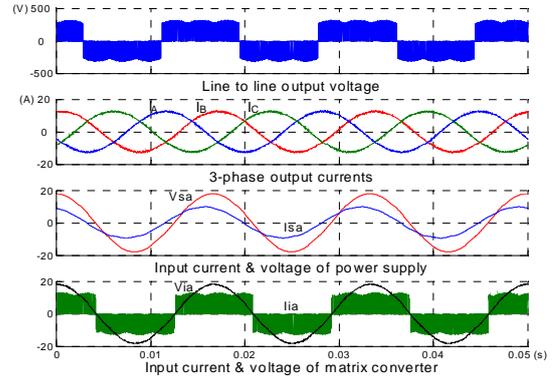


그림 14 $V_0=90[V]$, $f_0=60[Hz]$ 인 경우 전압 및 전류파형(기존방식)
Fig. 14 Voltage & current waveforms at $V_0=90[V]$, $f_0=60[Hz]$ (Traditional method)

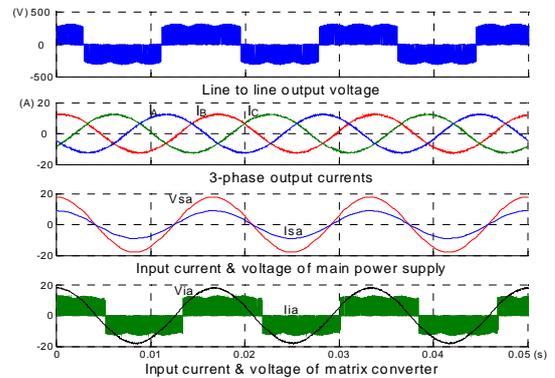


그림 15 $V_0=90[V]$, $f_0=60[Hz]$ 인 경우 전압 및 전류파형(제안된 방식)
Fig. 15 Voltage & current waveforms at $V_0=90[V]$, $f_0=60[Hz]$ (Proposed method)

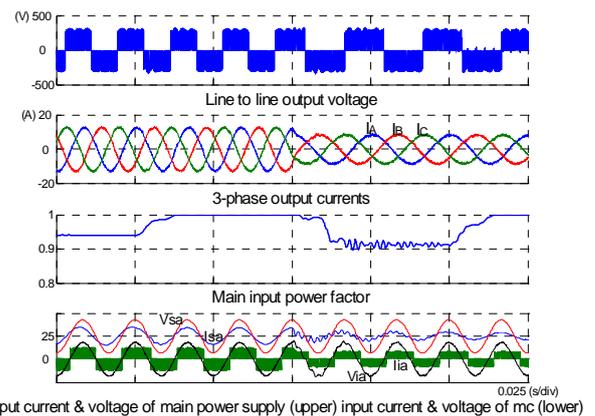


그림 16 폐로 보상방식에 대한 과도특성
Fig. 16 Transient response of the proposed closed loop compensation method

6. 실험 결과

그림 17은 본 실험에서 사용된 매트릭스 컨버터의 실험장치도인데 알고리즘 구현을 위한 DSP TI 320F2812와 매트릭스 컨버터 스위칭 소자의 구동을 위해 ALTERA EPM7128 FPGA가 사용되었다.

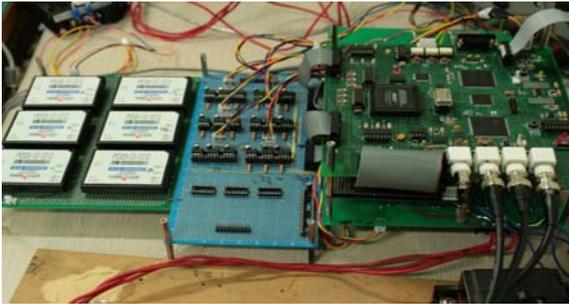
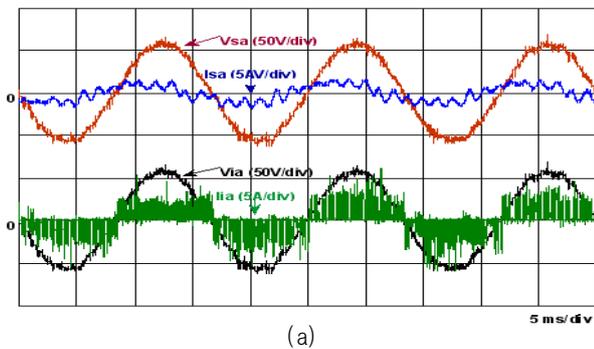
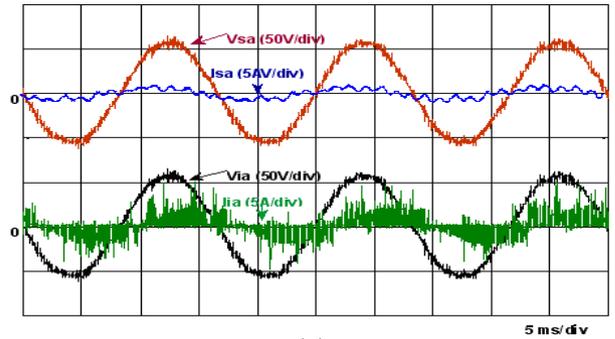


그림 17 실험에 사용된 매트릭스 컨버터
Fig. 17 Experimentally used Matrix Converter

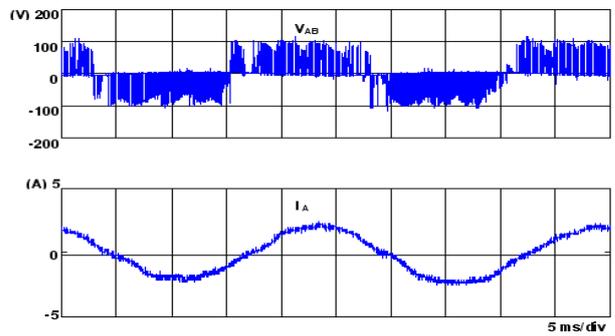
본 논문에서 제작된 매트릭스 컨버터는 시작품으로, 안정성을 고려해 선간전압이 70V인 저전압 입력을 사용했으나 매트릭스 컨버터의 전압변환율 q 를 0.47, 0.71로 하여 시뮬레이션에서의 출력전압 60V와 90V와 같은 전압변환율과 출력주파수를 갖게 하여 제안된 알고리즘의 구현 가능성을 알아보았다. 그림 18(a)와 그림 19(a)는 출력주파수가 40Hz, 60Hz인 경우 기존의 공간벡터제어기법으로 제어할 경우 전원의 입력전압과 전류 및 매트릭스 컨버터에 인가되는 전압과 전류를 나타내고 있다. 또한 그림 18(b)와 그림 19(b)는 출력주파수가 각각 40Hz, 60Hz인 경우 제안된 공간벡터제어기법을 사용한 경우이다. 그림 18(c)과 그림 19(c)는 출력주파수가 각각 40Hz, 60Hz인 경우 같은 실험조건에서 부하에 인가되는 매트릭스 컨버터의 출력전압과 전류를 나타내고 있다.



(a)



(b)

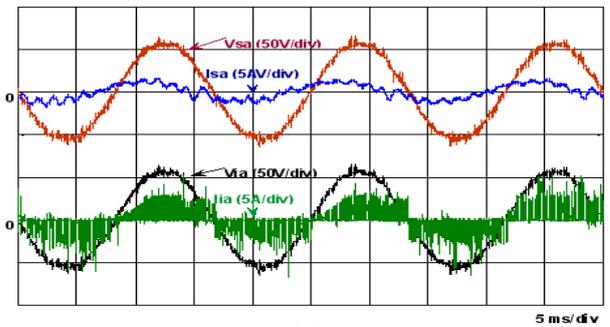


(c)

그림 18 $q=0.47, f_o=40[\text{Hz}]$ 인 경우의 전압 및 전류파형
(a)전원 및 MC 입력단 (기존방식) (b)전원 및 MC 입력단 (제안된 방식) (c)MC 출력단

Fig. 18 Voltage & current waveforms at $q=0.47, f_o=40[\text{Hz}]$
(a)source & MC input(Traditional method) (b)source & MC input(Proposed method) (c) MC output side

실험결과에서 알 수 있는 바와 같이 기존의 방식에서 매트릭스 컨버터의 전압전류위상은 일치하지만 전원의 전압과 전류는 입력필터로 인해 위상차가 있음을 알 수 있다. 그러나 제안된 공간벡터제어 기법을 사용할 경우 전원전압과 전류의 위상을 같게 하여 입력 역율을 1로 유지할 수 있을 뿐만 아니라 같은 출력전압과 부하조건에서 전원전류의 크기가 작아짐을 알 수 있다.



(a)

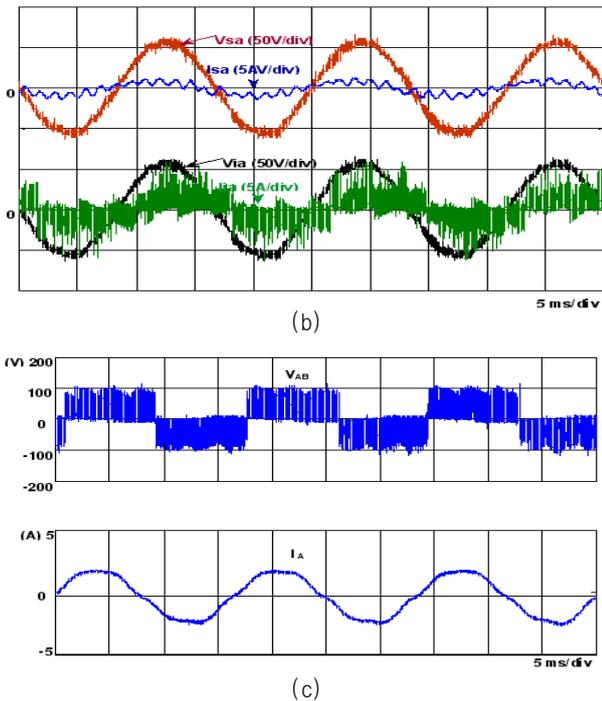


그림 19 $q_f = 0.71$, $f_o = 60[\text{Hz}]$ 인 경우의 전압 및 전류파형
 (a)전원 및 MC 입력단 (기존 방식) (b)전원 및 MC
 입력단 (제안된 방식) (c)MC 출력단
 Fig. 19 Voltage & current waveforms at $q_f = 0.71$, $f_o = 60[\text{Hz}]$
 (a)source & MC input(Traditional method) (b)source
 & MC input(Proposed method) (c) MC output side

7. 결 론

매트릭스 컨버터에 입력필터가 있을 경우 기존의 공간벡터변조기법으로는 역률을 1로 유지하는 것이 어렵고 특히 경부하에서 역률 저하가 심각하다.

본 논문에서는 매트릭스 컨버터에서 입력필터를 사용할 경우 부하나 출력 주파수가 변동하더라도 입력 역률을 거의 1로 유지할 수 있는 새로운 개념의 공간벡터변조기법을 제안하고 이를 구현할 수 있는 방법을 제시하였다. 제안된 공간벡터변조기법은 기존의 스위칭 기법을 변형해 소프트웨어적으로 간단히 구현할 수 있을 뿐만 아니라 거의 모든 부하 영역에서 역률을 1로 유지할 수 있으며 이로 인해 입력전류의 크기도 줄일 수 있음을 확인했다.

본 연구는 울산대학교와 지식경제부·울산광역시 지원 네트워크 기반 자동화연구센터의 지원에 의한 것입니다.

참 고 문 헌

- [1] P. W. Wheeler, J. C. Clare, et al., "Matrix converters", *IEEE Industry Applications Magazine*, Vol. 10, No. 1, pp. 59-65, 2004, Jan./Feb.
- [2] E. Watanabe, S. Ishii, et al., "High performance motor drive using matrix converter", *Advances in Induction Motor Control*, IEE Seminar, 2000, May.
- [3] A. Zuckerberger, D. Weinstock, A. Alexandrovitz, "Simulation of three-phase loaded matrix converter", *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, Vol. 143, No. 4, pp. 294-300, 1996, July.
- [4] P. Wheeler, D. Grant, "Optimized input filter design and low-loss switching techniques for a practical matrix converter", *IEE Proceedings- Electric Power Applications*, Vol. 144, No. 1, pp. 53-60, 1997, Jan.
- [5] D. Casadei, G. Serra, A. Tani, L. Zari, "Stability analysis of electrical drives fed by matrix converters", *Proceedings of the 2002 International Symposium on Industrial Electronics*, Vol. 2, pp. 1108 - 1113, 2002, July.
- [6] S. F. Pinto, J. F. Silva, "Input filter design for sliding mode controlled matrix converters", *Proc. of Power Electronics Specialists Conference*, Vol. 2, pp. 648-653, 2001, June.
- [7] D. Casadei, G. Serra, A. Tani, and L. Zari, "Matrix Converter Modulation Strategies: A New General Approach Based on Space-Vector Representation of the Switch State", *IEEE Trans. on Ind. Electro*, Vol. 49, No. 2, pp. 370-381, 2002, April.
- [8] D. Casadei, G. Serra, and A. Tani, "Reduction of Input Current Harmonic Content in Matrix Converters Under Input/Output Unbalance", *IEEE Trans. on Ind. Electro*, Vol. 45, No. 3, pp. 401-411, 1998, June.
- [9] D. Casadei, G. Grandi, G. Serra, A. Tani, "Space Vector Control of Matrix Converters with unity input power factor and sinusoidal input/output waveforms", *Proceedings of the 1993 European Power Electronics Conference*, pp. 170-174, 1993, Sept.

저 자 소 개



Hoang M. Nguyen

1979년 6월 28일생. 2002년 호치민 공대 전기공학과 졸업. 2005 울산대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 졸업(공박).



이홍희(李弘熙)

1957년 10월 15일생. 1980년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1982년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1990년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1994년~1995년 Texas A&M 방문교수. 현재 울산대 전기전자정보시스템공학부 교수. 울산대 RIC 네트워크 기반 자동화연구센터(NARC) 센터장. 현재 당 학회 협력이사.



전태원(全泰園)

1959년 1월 30일생. 1981년 부산대 전기공학과 졸업. 1983년 서울대 대학원 전기공학과 졸업. 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1997~1997년 Tennessee 대학 방문교수. 현재 울산대 전기전자정보시스템공학부 교수. 현재 당 학회 편집이사.