

# PWM 인버터와 PWM 정류기에서 공간벡터변조

## Space Vector Modulation in PWM Inverters and PWM Rectifiers

權 鳳 換\* · 金 韓 泰\*\*  
(Bong-Hwan Kwon · Han-Tae Kim)

**Abstract** - In this paper, a space vector concept is generalized for PWM(pulse-width modulated) inverters and PWM rectifiers with current link and voltage link respectively. Through representing three-phase variables as a space vector, we propose space vector modulations for PWM voltage and current source inverters, and PWM rectifiers with current link and voltage link. For these types, switching states of the switches are systematically analyzed from tables. It is shown in three-phase PWM rectifiers that power factor of the line current and output dc voltage can be controlled arbitrarily. The PWM rectifier with current link is also given as an example system.

**Key Words** : PWM Inverter(PWM인버터), PWM Rectifier(PWM정류기),  
Space Vector Modulation(공간벡터구조)

### 1. 서 론

인버터는 크게 입력전압이 일정한 전압원 인버터(VSI: voltage source inverter)와 입력 전류가 일정한 전류원 인버터(CSI: current source inverter)로 분류되며 변속교류전동기의 운전, 정격전압 및 정격주파수의 전원공급, 무정전 전원공급

\*正 會 員 : 浦項工大 電子·電氣工學科 助教授·工博

\*\*正 會 員 : 浦項工大 大學院 電子·電氣工學科  
碩士課程

接 受 日 字 : 1991年 11月 27日

1 次 修 正 : 1992年 5月 26日

(UPS: uninterruptured power supply), 유도 가열(induction heating), 무효전력 보상기, 고전압직류송전(HVDC transmission)등 산업분야에 널리 사용되고 있다[1]. 최근까지 산업계에서 넓은 범위에 걸쳐서 사용되고 있는 정류기들은 다이오드 정류기(diode rectifier) 및 위상제어정류기(PCR: phase-controlled rectifier)와 같은 방법들이 대부분이며 위상제어정류기에서 점화각이 증가하면 역률이 감소하게 되고 선전류의 고조파성분은 상대적으로 높아지게 된다[2]. 이러한 단점은 PWM 정류기를 사용함으로써 해결될 수 있다.

PWM 인버터와 PWM 정류기의 PWM 제어에 있어서 부고조파 변조방법(subharmonic modulation method)은 비교적 실현이 복잡하지 않으며 저차고조파가 잘 억제되고 스위치의 구동신호가 쉽게 얻어지며 임의의 전압파형을 발생시킬 수 있는 특징이 있다. 반면에 부고조파 변조방법에 대해서 상태공간벡터변조기법을 사용하여 PWM 파형을 발생시키면 단일 칩마이크로컴퓨터에서도 실시간 PWM 제어가 가능하게 되고 선형적 제어가 가능한 최대출력전압이 더 커지게 되고 스위칭의 수가 줄어들게 되며 정현파신호와 캐리어파와의 동기가 특별히 필요하지 않는 점등 여러가지 장점들을 가지고 있다[3].

본 논문에서는 3상변수의 공간벡터 표현기법을 통하여 PWM전압원 인버터부터 PWM 전류원 인버터와 전압링크나 전류링크를 갖는 PWM 정류기 각각에 대하여 공간벡터변조개념을 확장한다. PWM 인버터에 있어서 상태공간벡터(state space vector)의 개념은 7개의 가능한 출력 전압이나 출력전류의 상태공간벡터를 형성하고 요구되는 전압이나 전류의 d축성분과 q축성분 및 위상을 인접한 두개의 상태공간벡터와 그 유지하는 시간을 나타내는 가중치와의 곱으로 표현된다. 특히 PWM 정류기에 있어서 상태공간벡터를 이용한 PWM 패턴발생 제어방식을 사용하게 되면 변조지수를 조정함으로써 직류전압을 제어할 수 있으며 변위계수를 조정함으로써 전류를 진상, 지상 또는 단위 변위지수가 되도록 제어할 수 있음이 보여진다.

2. 3상변수의 공간벡터표현

다음을 만족하는 어떤 3개의 시간함수는

$$X_a(t) + X_b(t) + X_c(t) = 0 \tag{1}$$

d-q축의 2차원공간으로 표시될 수 있다. 즉 그림 1과 같이 벡터  $[X_a \ 0 \ 0]^T$ 는 수평축을 나타내고 벡터  $[0 \ X_b \ 0]^T$ 는 120도 만큼 벡터  $[0 \ 0 \ X_c]^T$ 는 240도 만큼 회전한 벡터로 선택된다.

복소수 개념의 벡터로 표시하면 다음과 같이 된다.

$$X(t) = \frac{2}{3} \cdot (X_a + X_b \cdot \gamma + X_c \cdot \gamma^2) \tag{2}$$

여기서

$$\gamma = \exp\left[j\frac{2\pi}{3}\right] \tag{3}$$

$$X(t) = Xd + jXq \tag{4}$$

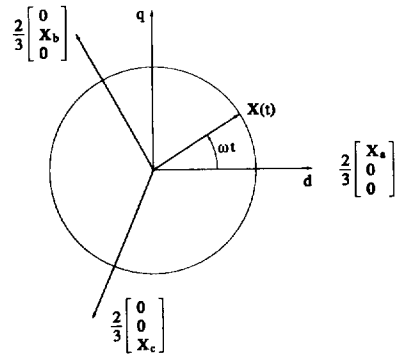


그림 1 3상 좌표벡터와 공간벡터 X(t)  
Fig. 1 Three-phase coordinate vectors and a space vector X(t).

이며 2/3는 d-q벡터와 3상변수 사이의 조정계수 (scaling factor)이다. 식 (1)과 식 (3)으로부터 역변환하면 다음과 같이 된다.

$$X_a = Re[X] \tag{5-a}$$

$$X_b = Re\left[X \cdot \exp\left(-j\frac{2\pi}{3}\right)\right] \tag{5-b}$$

$$X_c = Re\left[X \cdot \exp\left(j\frac{2\pi}{3}\right)\right] \tag{5-c}$$

로서  $X_a, X_b, X_c$ 가 평형 3상 상전압이라면 다음과 같이 표시된다.

$$X_a = V_m \cdot \cos(\omega t) \tag{6-a}$$

$$X_b = V_m \cdot \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \tag{6-b}$$

$$X_c = V_m \cdot \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \tag{6-c}$$

여기서  $V_m$ 은 최대 상전압을 나타낸다. 이 벡터들을 공간벡터(space vector)로 표시하면 다음과 같다.

$$X(t) = V_m \cdot \exp(j\omega t) \tag{7}$$

이것은 일정한 각속도  $\omega$ 로 회전하고 있는 길이  $V_m$ 인 벡터이다.

3. 공간벡터변조(space vector modulation)

3.1 PWM 전압원 인버터

PWM 전압원 인버터에 있어서 요구되는 출력전압을 나타내는 공간벡터  $u_0$ 는 다음과 같이 표시된다.

$$v_o(t) = \frac{2}{3} \cdot [v_{oa}(t) + v_{ob}(t) \cdot \gamma + v_{oc}(t) \cdot \gamma^2] \quad (8)$$

여기서  $v_{oa}$ ,  $v_{ob}$ ,  $v_{oc}$ 는 각각 a, b, c상의 상전압을 나타낸다. 전압원 인버터(VSI: voltage source inverter)의 전력회로는 그림 2와 같다.

스위치의 스위칭함수는 다음과 같이 정의되며

$$S_i : \text{on 일때 } s_i^* = 1, i=1, 2, \dots, 6$$

$$S_i : \text{off 일 때 } s_i^* = 0$$

이다. 스위치의 스위칭함수를 이용해서 상(phase)에 대한 스위칭함수를 정의하면 상 a에 대하여 브리지의 상단 스위치  $S_1$ 이 켜지고(on) 하단 스위치  $S_4$ 가 꺼질때(off) a상의 스위칭함수  $s_a$ 를 1로 표시하고  $s_1$ 이 켜지고  $s_4$ 가 꺼질때  $s_a$ 가 -1로 표시되도록 상의 스위칭함수를 다음과 같이 정의한다.

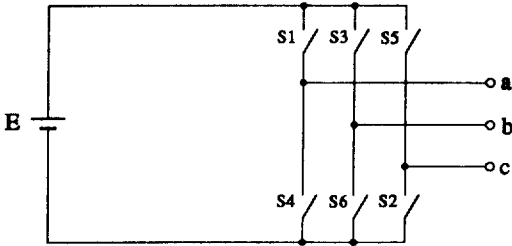


그림 2 PWM 전압원 인버터.  
Fig. 2 PWM voltage source inverter.

$$s_a = s_1^* - s_4^* \quad (9-a)$$

$$s_b = s_3^* - s_6^* \quad (9-b)$$

$$s_c = s_5^* - s_2^* \quad (9-c)$$

여기서  $s_a$ ,  $s_b$ ,  $s_c$ 는 각각 a, b, c상의 스위칭함수이다. 스위칭함수가 가질 수 있는 값에 따라 출력전압의 상전압을 구하여 식 (8)에 대입하면 표1과 같이 7개의 가능한 출력전압의 상태공간벡터가 형성되고 그림 3으로 표시된다.

따라서 7개의 가능한 출력전압의 공간벡터를 양자화하면 다음과 같이 표시된다.

$$V_n = \frac{2}{3} \cdot E \cdot \exp\left[j(n-1)\frac{\pi}{3}\right], n=1, 2, \dots, 6$$

$$V_0 = 0, n=7, 8 \quad (10)$$

크기가 영인 벡터  $V_0$ 는 모든 상이 같은 논리상태를 가질 때를 나타낸다. 즉 출력의 모든 단자가 단락회로 일때 나타난다. 각 공간벡터로부터 만들어질수 있는 출력상전압은 식 (10)을 사용한 공간벡터로서 표시될 수 있다. 가령 표1의 조합 1의  $v_a = (2/3)E$ ,  $v_b = -(1/3)E$ ,  $v_c = -(1/3)E$ 에 대하여 그림 3과 같이 공간벡터  $V_1$ 을 얻을 수 있다. 마찬가지로 조합 2에서 조합 6까지로 부터 다른 공간벡터  $V_2$ 에서  $V_6$ 를 얻을 수 있다. 이와같이 어떠한 순간에 있어서 전압원 인버터의 출력전압

표 1 전압원 인버터의 스위치 조합

Table 1 VSI switch combinations

	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_0(n=7)$	$V_0(n=8)$
$S_1$	1	1	0	0	0	1	1	0
$S_2$	1	1	1	0	0	0	0	1
$S_3$	0	1	1	1	0	0	1	0
$S_4$	0	0	1	1	1	0	0	1
$S_5$	0	0	0	1	1	1	1	0
$S_6$	1	0	0	0	1	1	0	1
$V_a$	$\frac{2}{3}E$	$\frac{1}{3}E$	$-\frac{1}{3}E$	$-\frac{2}{3}E$	$-\frac{1}{3}E$	$\frac{1}{3}E$	0	0
$V_b$	$-\frac{1}{3}E$	$\frac{1}{3}E$	$\frac{2}{3}E$	$\frac{1}{3}E$	$-\frac{1}{3}E$	$-\frac{2}{3}E$	0	0
$V_c$	$-\frac{1}{3}E$	$-\frac{2}{3}E$	$-\frac{1}{3}E$	$\frac{1}{3}E$	$\frac{2}{3}E$	$\frac{1}{3}E$	0	0

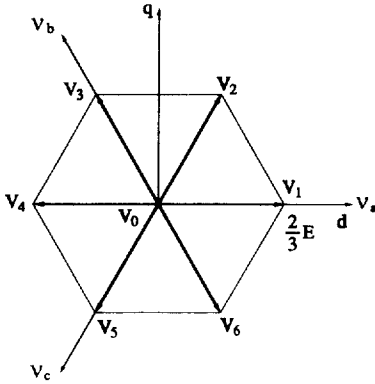


그림 3 전압원 인버터의 상태공간벡터  
Fig. 3 State space vectors of VSI.

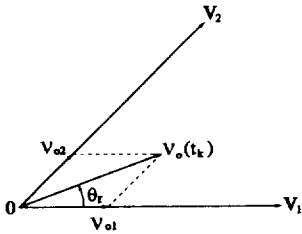


그림 4 상태공간벡터의 조합에 의한 공간벡터의 표현  
Fig. 4 Representation of a space vector from state vectors.

벡터는 상태공간벡터들 (\$V\_0 \sim V\_6\$) 중의 하나가 된다. 요구되는 출력전압벡터는 상태공간벡터들과 가중치들의 곱으로 표시될 수 있고 두 개의 인접한 벡터와 적절한 가중치의 선택으로 표시될 수 있다. 예로서 그림 4를 생각해 보자.

그림4의 \$v\_o\$와 \$v\_{o1}\$ 및 \$v\_{o2}\$의 관계를 정리하면 다음과 같이 표시되며

$$v_{o1} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot v_o(t_k) \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_r\right) \quad (11-a)$$

$$v_{o2} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot v_o(t_k) \cdot \sin(\theta_r) \quad (11-b)$$

상태공간벡터 (\$V\_1, V\_2\$)와 그 공간벡터의 지속시간 (\$T\_1, T\_2\$)과의 관계식을 쓰면 다음과 같이 된다.

$$v_o(t_k) = (T_1 \cdot V_1 + T_2 \cdot V_2) \cdot \frac{1}{T_s} \quad (12)$$

여기서 \$T\_1\$은 상태공간벡터 \$V\_1\$상태를 유지하는 시

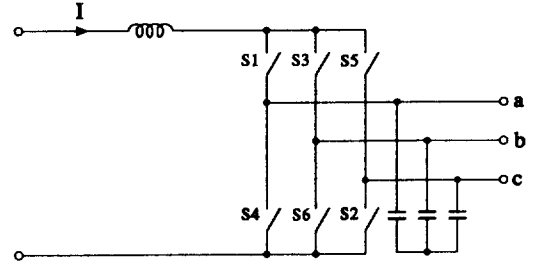


그림 5 PWM전류원 인버터  
Fig. 5 PWM current source inverter.

간을 나타내며 \$T\_2\$는 상태공간벡터 \$V\_2\$상태를 유지하는 시간을 나타내고 있다. 식 (12)에서 \$V\_1\$축을 \$d\$축에 일치시키고 \$d\$축 성분(실수부)과 \$q\$축 성분(허수부)으로 분리하면 다음과 같이 된다.

$$v_o(t_k) = \frac{2}{3} \cdot E \cdot \left[ \left( T_1 + \frac{T_2}{2} \right) + j \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot T_2 \right] \cdot \frac{1}{T_s} \quad (13)$$

또한 식 (11)에서 주어지는 \$v\_{o1}, v\_{o2}\$와 \$d\$축과 \$q\$축 성분과의 관계는 다음과 같이 된다.

$$v_o(t_k) = \left( v_{o1} + \frac{v_{o2}}{2} \right) + j \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot v_{o2} \quad (14)$$

여기서 \$T\_s\$는 스위칭주기를 표시한다. 식 (13)과 (14)의 각각의 \$d\$축 성분과 \$q\$축 성분의 대응 부분을 같게 놓고 정리하면 다음과 같이 된다.

$$T_1 = \frac{3}{2} \cdot \frac{v_{o1}}{E} \cdot T_s \quad (15-a)$$

$$T_2 = \frac{3}{2} \cdot \frac{v_{o2}}{E} \cdot T_s \quad (15-b)$$

영 출력전압의 공간벡터 \$V\_o\$를 유지하는 시간 \$T\_o\$는 다음과 같다.

$$T_o = T_s - T_1 - T_2 \quad (16)$$

마찬가지로 5개구간도 얻을 수 있다. \$T\_1\$과 \$T\_2\$는 인접한 상태공간벡터들이 유지하는 시간이며 그 시간만큼 스위치가 켜지거나 꺼지는 시간을 나타낸다.

### 3.2 PWM 전류원 인버터

PWM 전류원 인버터(CSI: current source inverter)의 전력회로는 아래 그림과 같다.

출력전류에 대한 공간벡터를 정의하고 스위칭함수의 상태들을 각각 대입하면 가능한 출력전류의

공간벡터는 표 2와 같이 형성되고 그림 6으로 표시된다.

따라서 가능한 7개의 출력전류의 공간벡터를 양자화하면 다음과 같다.

$$I_n = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot I \cdot \exp\left[j(2n-1)\frac{\pi}{6}\right] \quad n=1, 2, \dots, 6 \quad (17)$$

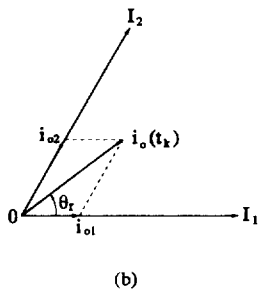
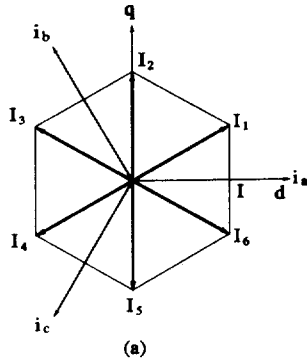


그림 6 전류원 인버터의 상태공간벡터  
Fig. 6 State space vectors of CSI.

$$I_0=0, \quad n=7, 8, 9$$

$n$ 이 7, 8, 9에서 크기가 영인 벡터  $I_0$ 는 두상이상이 같은 논리상태일 때를 나타낸다. 즉 같은 상의 상, 하위의 스위치가 동시에 켜져있는 상태를 표시한다. 출력선전류는 식 (17)을 사용한 공간벡터로 표시할 수 있다. 가령 표2의 조합 1의  $i_a = I, i_b = 0, i_c = -I$ 에 대하여 그림6의 (a)와 같이 공간벡터  $I_1$ 을 얻을 수 있다. 그림 6(b)에서 요구되는 출력전류의 공간벡터를  $i_o(t_k)$ 라 하면 다음과 같이 표시되며

$$i_o(t_k) = (T_1 \cdot I_1 + T_2 \cdot I_2) \cdot \frac{1}{T_s} \quad (18)$$

식(18)을  $d$ 축 성분과  $q$ 축 성분으로 분리하면 다음과 같이 된다.

$$i_o(t_k) = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot I \cdot \left[ \left( T_1 + \frac{T_2}{2} \right) + j \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot T_2 \right] \cdot \frac{1}{T_s} \quad (19)$$

또한 스위칭함수로 표시한  $i_o(t_k)$ 의  $d$ 축 성분과  $q$ 축 성분을 구하면 다음과 같다.

$$i_o(t_k) = \left( i_{o1} + \frac{i_{o2}}{2} \right) + j \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_{o2} \quad (20)$$

여기서

$$i_{o1} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot i_o(t_k) \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_r\right) \quad (21-a)$$

$$i_{o2} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot i_o(t_k) \cdot \sin(\theta_r) \quad (21-b)$$

이다. 따라서 식 (19)에서 식 (21)까지 이용하면

표 2 전류원 인버터의 스위치 조합

Table 2 CSI switch combinations

	$I_1$	$I_2$	$I_3$	$I_4$	$I_5$	$I_6$	$I_0(n=7)$	$I_0(n=8)$	$I_0(n=9)$
$S_1$	1	0	0	0	0	1	1	0	0
$S_2$	1	1	0	0	0	0	0	0	1
$S_3$	0	1	1	0	0	0	0	1	0
$S_4$	0	0	1	1	0	0	1	0	0
$S_5$	0	0	0	1	1	0	0	0	1
$S_6$	0	0	0	0	1	1	0	1	0
$i_a$	$I$	0	$-I$	$-I$	0	$I$	0	0	0
$i_b$	0	$I$	$I$	0	$-I$	$-I$	0	0	0
$i_c$	$-I$	$-I$	0	$I$	$I$	0	0	0	0

다음과 같이  $T_1, T_2$ 를 구할 수 있다.

$$T_1 = \frac{i_o(t_k)}{1} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_r\right) \cdot T_s \quad (22-a)$$

$$T_2 = \frac{i_o(t_k)}{1} \cdot \sin(\theta_r) \cdot T_s \quad (22-b)$$

여기서

$T_1$ : 상태공간벡터  $I_1$ 을 유지하는 시간

$T_2$ : 상태공간벡터  $I_2$ 를 유지하는 시간

$\theta_r$ :  $i_o(t_k)$ 가 위치하고 있는 각

이다.

### 3.3 전류링크를 가진 PWM 정류기

전류링크를 가진 PWM 정류기는 그림 7에서 보여진다. 이 그림에서 인덕터  $L$ 과 콘덴서  $C$ 는 고조파전류를 여파(filtering)하기 위한 것이며 링크 전류  $I$ 는 전류리플 성분을 무시한 직류 전류를 나타낸다. 전류링크를 가진 PWM 정류기의 가능한 스위칭조합은 표2와 그림 6에서와 같이 전류원 인버터와 동일하게 표시되며 각 선전류의 순시치는 다음과 같다.

$$i_a = (s_1^* - s_4^*) \cdot I \quad (23-a)$$

$$i_b = (s_3^* - s_6^*) \cdot I \quad (23-b)$$

$$i_c = (s_5^* - s_2^*) \cdot I \quad (23-c)$$

입력교류 상전압은 다음과 같은 평형 3상전원이다.

$$v_a = V_m \cdot \cos(\omega t) \quad (24-a)$$

$$v_b = V_m \cdot \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (24-b)$$

$$v_c = V_m \cdot \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (24-c)$$

이러한 입력교류 상전압을 공간벡터로 표시하면 다음과 같다.

$$v(t) = V_m \cdot \exp(j\omega t) \quad (25)$$

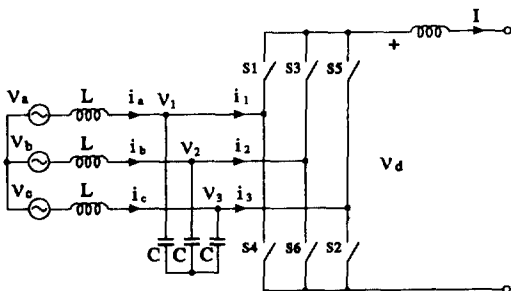


그림 7 전류링크를 가진 PWM정류기.  
Fig. 7 PWM rectifier with current link.

여기서  $V_m$ 은 최대 상전압이다. 스위칭함수보다 훨씬 낮은 주파수 영역에서는 스위칭함수  $s_k^*$ 는 그 스위칭주기에서 스위칭함수의 평균값  $d_k$ 로 대신할 수 있다. 실제로 스위칭함수는 시스템의 응답주파수보다는 훨씬 크게 설정하므로 이러한 영역에서 선전류는 다음과 같이 표현될 수 있으며

$$i_a = (d_1 - d_4) \cdot I \quad (26-a)$$

$$i_b = (d_3 - d_6) \cdot I \quad (26-b)$$

$$i_c = (d_5 - d_2) \cdot I \quad (26-c)$$

이때 출력직류전압은 다음과 같다.

$$V_d = (d_1 - d_4) \cdot V_a + (d_3 - d_6) \cdot V_b + (d_5 - d_2) \cdot V_c \quad (27)$$

그리고 다음과 같은 관계가 만족된다면 선전류는 정현파가 될 수 있다.

$$d_1 - d_4 = m \cdot \cos(\omega t - \theta_d) \quad (28-a)$$

$$d_3 - d_6 = m \cdot \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \theta_d\right) \quad (28-b)$$

$$d_5 - d_2 = m \cdot \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \theta_d\right) \quad (28-c)$$

여기서  $m$  ( $-1 \leq m \leq 1$ )은 변조지수 (modulation ratio)이며  $\theta_d$ 는 변위지수(displacement factor)이다. PWM의 직류전압은

$$V_d = \frac{3}{2} \cdot m \cdot V_m \cdot \cos \theta_d \quad (29)$$

가 되며 이와같이 출력직류전압의 저차고조파를 포함하지 않으면 선전류는 진상(leading), 지상(lagging) 혹은 단위 변위지수를 얻을 수 있다. 변조지수  $m=1, \theta_d=0$ 일때 정류기의 최대 출력전압이 얻어질 수 있다. 식 (28)을 만족하면 입력선전류는 정현파가 되며 그 전류공간벡터  $i(t)$ 는 식 (26)과 식(28)로 부터 다음과 같이 된다.

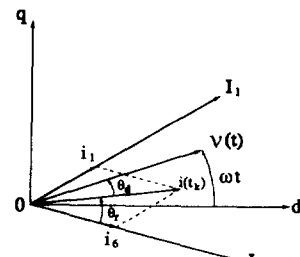


그림 8 전류링크를 가진 PWM정류기의 위상도.  
Fig. 8 Phasor diagram of PWM rectifier with current link.

$$i(t) = m \cdot I \cdot \exp[j(\omega t - \theta_a)] \quad (30)$$

선전류의 공간벡터는 일정한 주파수  $\omega$ 로 회전하며 입력상전압의 공간벡터와는  $\theta_a$ 만큼 지상(lagging)한다. 그림 8은 이러한 입력상전압의 공간벡터와 선전류의 공간벡터를 나타내며 전류링크를 가진 PWM정류기의 위상관계를 나타내고 있다. 이때  $\theta_r$ 는 다음과 같이 표시된다.

$$\theta_r = \omega t - \theta_a - \frac{(2\alpha - 1)\pi}{6} \quad \alpha = 1, 2, \dots, 6 \quad (31)$$

여기서  $\theta_r$ 은 상태공간벡터  $I_6$ 와 스위칭함수로 표시된 전류  $i(t_k)$ 사이의 각이며  $\theta_a$ 는 전압과 전류사이의 위상차이다.  $\alpha, \beta$ 는 인접하는 두개의 상태공간벡터의 지수(index)를 표시한다. 가령 그림 8에서  $\theta_r$ 이 기준이 되는 축을  $\alpha$ 로 나머지 다른 축을  $\beta$ 로 표시하며 따라서  $\alpha$ 는 6이되며  $\beta$ 는 1이 된다. 마찬가지로 다른 부분에서도 적용할 수 있다. 상태공간벡터  $I_6$ 을 유지하는 시간  $T_6$ 과 상태공간벡터  $I_1$ 을 유지하는 시간  $T_1$ 을 계산하면 다음과 같이 주어진다.

$$T_6 = \frac{i(t_k)}{I} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_r\right) \cdot T_s \quad (32-a)$$

$$T_1 = \frac{i(t_k)}{I} \cdot \sin(\theta_r) \cdot T_s \quad (32-b)$$

공간벡터로 표시된 전류  $i(t_k)$ 의 스위칭상태에 대하여  $I_6$ 의 상태는 스위치  $S_1$ 과  $S_6$ 가 켜져있는 상태와  $I_1$ 의 상태는 스위치  $S_1$ 과  $S_2$ 가 켜져있는 상태들의 조합으로 표시된다. 따라서  $I_6$ 와  $I_1$ 의 조합으로 표시된 공간벡터는 스위치  $S_1$ 이 스위칭주기( $T_s$ ) 동안 켜져있는 상태에 있게 되고 스위치  $S_6$ 는 공간벡터  $I_6$ 를 유지하는 시간  $T_6$ ( $\alpha=6$ ) 동안 켜

표 3 전류링크를 가진 PWM정류기의 스위치들의 스위칭시간

Table 3 Switching time of switches of PWM rectifier with current link

	$\alpha=6$ $\beta=1$	$\alpha=1$ $\beta=2$	$\alpha=2$ $\beta=3$	$\alpha=3$ $\beta=4$	$\alpha=4$ $\beta=5$	$\alpha=5$ $\beta=6$
$S_1$	$T_s$	$T_1$	0	$T_6$	0	$T_6$
$S_2$	$T_1$	$T_s$	$T_2$	0	$T_6$	0
$S_3$	$T_6$	$T_2$	$T_s$	$T_3$	0	$T_6$
$S_4$	$T_6$	0	$T_3$	$T_s$	$T_4$	0
$S_5$	0	$T_6$	0	$T_4$	$T_s$	$T_5$
$S_6$	$T_6$	0	$T_6$	0	$T_5$	$T_s$

진 상태로 있고 스위치  $S_2$ 는 공간벡터  $I_1$ 을 유지하는 시간  $T_1$ ( $\beta=1$ )동안 켜진 상태에 있게 된다. 또한 영 출력전류의 공간벡터를 유지하는 시간은 다음과 같으며 스위칭의 숫자를 줄이기 위하여 스위치  $S_4$ 가 켜지는 시간이다.

$$T_0 = T_s - T_1 - T_6 \quad (33)$$

마찬가지의 방법으로 5개구간에서도 구할 수 있으며 스위치의 스위칭시간은 표 3에 주어진다.

### 3.4 전압링크를 가진 PWM 정류기

전압링크를 가진 PWM정류기는 그림 9에서 보여진다. 가능한 스위칭조합은 표 1과 그림 3과 같이 전압원 인버터와 동일하게 표시되며 입력상전압은 식(24)와 같이 표현된다. 스위치의 스위칭함수를 사용해서 각상에 대한 전압방정식을 세우면 다음과 같이 된다.

$$L \frac{di_a}{dt} = v_a - R_L \cdot i_a - (v_a \cdot s_1^* + v_{hn}) \quad (34-a)$$

$$L \frac{di_b}{dt} = v_b - R_L \cdot i_b - (v_a \cdot s_3^* + v_{hn}) \quad (34-b)$$

$$L \frac{di_c}{dt} = v_c - R_L \cdot i_c - (v_a \cdot s_5^* + v_{hn}) \quad (34-c)$$

여기서  $v_{hn}$ 는 점  $h$ 와 중성점  $n$ 사이의 전위차이다. 요구되는 전류는 다음과 같이 표시된다.

$$i_a = I_m \cdot \cos(\omega t - \theta_a) \quad (35-a)$$

$$i_b = I_m \cdot \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \theta_a\right) \quad (35-b)$$

$$i_c = I_m \cdot \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \theta_a\right) \quad (35-c)$$

여기서  $I_m$ 은 상전류의 최대값이며 평형 3상전원을 사용하므로 다음의 관계가 성립한다.

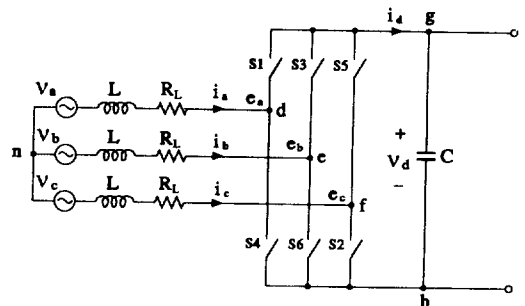


그림 9 전압링크를 가진 PWM정류기  
Fig. 9 PWM rectifier with voltage link.

$$v_a + v_b + v_c = 0 \quad (36-a)$$

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (36-b)$$

식(34)와 (36)으로부터  $v_{nn}$ 을 다음과 같이 구할 수 있다. 실제로 스위칭함수는 시스템의 응답 주파수보다 훨씬 크게 설정하므로 스위칭함수는 그 평균값  $d_k$ 로 표시할 수 있다. 이때  $s_1^* + s_3^* + s_5^*$ 의 평균값은  $3/2$ 이다.

$$\begin{aligned} v_{nn} &= -\frac{v_d}{3} \cdot (s_1^* + s_3^* + s_5^*) \\ &= -\frac{v_d}{2} \end{aligned} \quad (37)$$

식(37)을 식(34-a)에 대입하고  $d_1$ 에 관한 식으로 표시하면 다음과 같다.

$$d_1 = \frac{1}{v_d} \cdot \left( v_a - R_L \cdot i_a - L \frac{di_a}{dt} \right) + \frac{1}{2} \quad (38)$$

마찬가지로  $d_3, d_5$ 에 대해서도 구할 수 있다. 따라서 식(38)에 식(24)와 (35)를 대입하고 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} d_1 &= \frac{V_m}{v_d} \cdot \cos(\omega t) - \frac{|Z| \cdot I_m}{v_d} \\ &\quad \cdot \cos(\omega t - \theta_a + \varphi) + \frac{1}{2} \end{aligned} \quad (39-a)$$

$$\begin{aligned} d_3 &= \frac{V_m}{v_d} \cdot \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{|Z| \cdot I_m}{v_d} \\ &\quad \cdot \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \theta_a + \varphi\right) + \frac{1}{2} \end{aligned} \quad (39-b)$$

$$\begin{aligned} d_5 &= \frac{V_m}{v_d} \cdot \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{|Z| \cdot I_m}{v_d} \\ &\quad \cdot \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \theta_a + \varphi\right) + \frac{1}{2} \end{aligned} \quad (39-c)$$

여기서

$$\begin{aligned} |Z| &= \sqrt{R_L^2 + (\omega L)^2} \\ \varphi &= \tan^{-1}\left(\frac{\omega L}{R_L}\right) \end{aligned}$$

이다. 따라서 PWM정류기의 출력전류  $i_a$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} i_a &= i_a \cdot d_1 + i_b \cdot d_3 + i_c \cdot d_5 \\ &= \frac{3}{2} \cdot I_m \cdot \left[ \frac{V_m}{v_d} \cdot \cos(\theta_a) - \frac{|Z| \cdot I_m}{v_d} \cdot \cos(\varphi) \right] \end{aligned} \quad (40)$$

여기서  $\theta_a$ 는 평형 3상전압의 한 상과 같은 상의 전류와의 위상차에 해당하며  $\varphi$ 는 선로의 인덕턴스 성분과 저항성분에 의한 위상차를 나타내며 고정된 값이다. 그림9에서 점  $d, e, f$ 와 중심점  $n$  사이에 걸리는 전압을 각각  $e_a, e_b, e_c$ 라 하면 다음과 같이 표시된다.

$$e_a = d_1 \cdot v_d - \frac{1}{2} \cdot v_d \quad (41-a)$$

$$e_b = d_3 \cdot v_d - \frac{1}{2} \cdot v_d \quad (41-b)$$

$$e_c = d_5 \cdot v_d - \frac{1}{2} \cdot v_d \quad (41-c)$$

식(39)를 식(41)에 대입하면

$$e_a = V_m \cdot \cos(\omega t) - |Z| \cdot I_m \cdot \cos(\omega t - \theta_a + \varphi) \quad (42)$$

로 표시되며  $e_b, e_c$ 도 마찬가지로 구할 수 있으며 식(42)는 다음과 같이 표시된다.

$$e_a = A \cdot \cos(\omega t + \phi) \quad (43)$$

여기서

$$\begin{aligned} A &= \left\{ [V_m - |Z| \cdot I_m \cdot \cos(\theta_a - \varphi)]^2 \right. \\ &\quad \left. + [|Z| \cdot I_m \cdot \sin(\theta_a - \varphi)]^2 \right\}^{1/2} \\ \phi &= \tan^{-1} \frac{|Z| \cdot I_m \cdot \sin(\theta_a - \varphi)}{V_m - |Z| \cdot I_m \cdot \cos(\theta_a - \varphi)} \end{aligned}$$

가 되며  $e_b, e_c$ 도 마찬가지로 표시된다. 따라서 전압공간벡터  $e(t)$ 는 다음과 같이 표시된다.

$$e(t) = A \cdot \exp[j(\omega t + \phi)] \quad (44)$$

전압  $e(t)$ 의 공간벡터는 일정한 주파수  $\omega$ 는 회전하고 입력 상전압과는  $\phi$ 만큼 진상(leading)한다. 그림 10은 위상도를 나타내고 있으며  $\theta_r$ 는 다음과 같이 표시된다.

$$\theta_r = \omega t + \phi - \frac{(\alpha - 1)\pi}{3}, \quad \alpha = 1, 2, \dots, 6 \quad (45)$$

$\theta_r$ 는 공간벡터  $V_1$ 과 스위칭함수로 표시된  $e(t_k)$ 사이의 각이며  $\phi$ 는 상전압의 공간벡터  $v(t)$ 와 공간벡터로 표시된 전압  $e(t)$ 와의 위상차이다. 상태공간벡터  $V_1$ 을 유지하는 시간  $T_1$ 과 상태공간벡터  $V_2$ 를 유지하는 시간  $T_2$ 를 구하면 다음과 같이 주

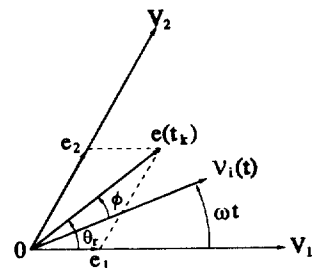


그림 10 전압링크를 가진 PWM정류기의 위상도.  
Fig. 10 Phasor diagram of PWM rectifier with voltage link.



어진다.

$$T_1 = \sqrt{3} \cdot \frac{e(t_k)}{E} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_r\right) \cdot T_s \quad (46-a)$$

$$T_2 = \sqrt{3} \cdot \frac{e(t_k)}{E} \cdot \sin(\theta_r) \cdot T_s \quad (46-b)$$

공간벡터로 표시된  $e(t_k)$ 는 공간벡터  $V_1$ 와  $V_2$ 의 조합으로 표시되며  $V_1$ 벡터는 시간  $T_1$  ( $\alpha=1$ )동안 켜진 상태가 되며  $V_2$ 벡터는 시간  $T_2$  ( $\beta=2$ )동안 켜진 상태로 있게 된다. 또한 영 출력전압의 공간벡터를 유지하는 시간은 식 (33)과 같다. 마찬가지로 나머지 5개 구간에서도 스위치의 스위칭시간을 구할 수 있다.

### 3.5 예제 시스템

그림7의 전류링크를 가진 PWM정류기에 대하여 예제 시스템으로서 PWM 정류기에 대한 변수는 다음과 같다.

$$L=0.12[\text{mH}]$$

$$C=150[\mu\text{F}]$$

$$\omega=377[\text{rad/sec}]$$

$$V_m=170[V]$$

부하는 직류전동기 부하로서 전동기 전기자저항 (armature resistor) 이  $0.6[\Omega]$ 이고 전기자 인덕턴스가  $12[\text{mH}]$ 로 부하의 출력변수는 다음과 같으며

$$I=50[A]$$

$$v_d=150[V]$$

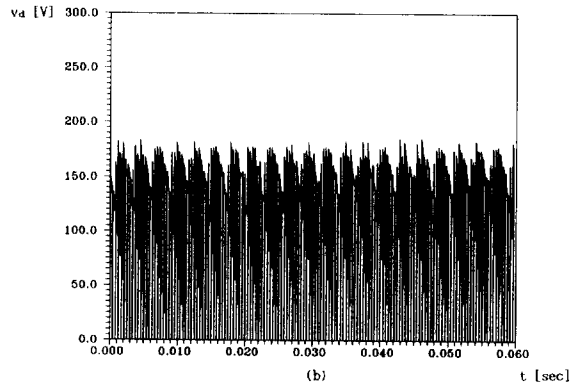
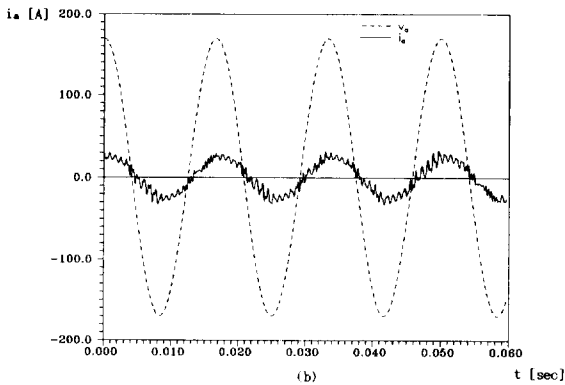
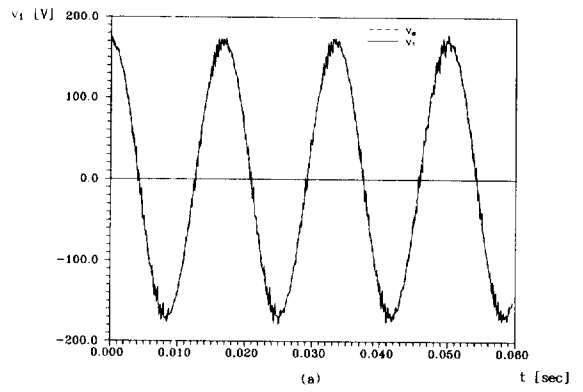
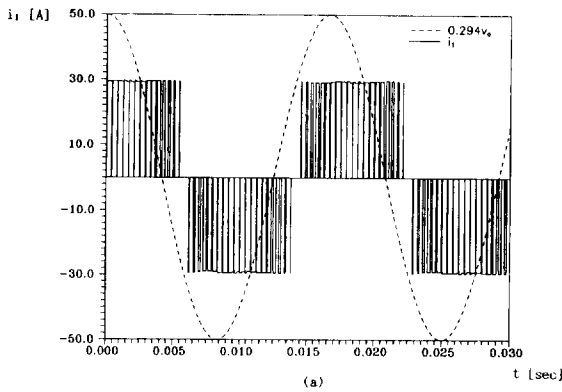


그림 11 선전류  $i_1$  과 입력선전류  $i_a(\theta_d = -\pi/6[\text{rad}])$ .

(a) 선전류  $i_1$

(b) 입력선전류  $i_a$ .

Fig. 11 Line current  $i_1$  and input line current  $i_a(\theta_d = -\pi/6[\text{rad}])$ .

(a) Line current  $i_1$

(b) Input line current  $i_a$

그림 12 콘덴서 전압  $v_1$  과 출력전압  $v_d$

(a) 콘덴서 전압  $v_1$

(b) 출력전압  $v_d$

Fig. 12 Capacitor voltage  $v_1$  and output voltage  $v_d$ .

(a) Capacitor voltage  $v_1$

(b) Output voltage  $v_d$

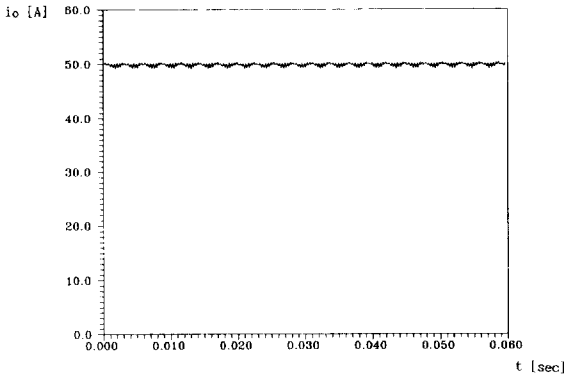


그림 13 PWM 정류기의 출력전류.  
Fig. 13 Output current of the PWM rectifier.

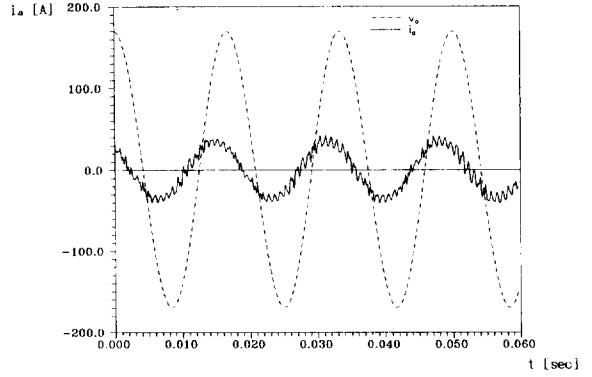


그림 15 입력선전류( $\theta_a = \pi/6[\text{rad}]$ ).  
Fig. 15 Input line current ( $\theta_a = \pi/6[\text{rad}]$ ).

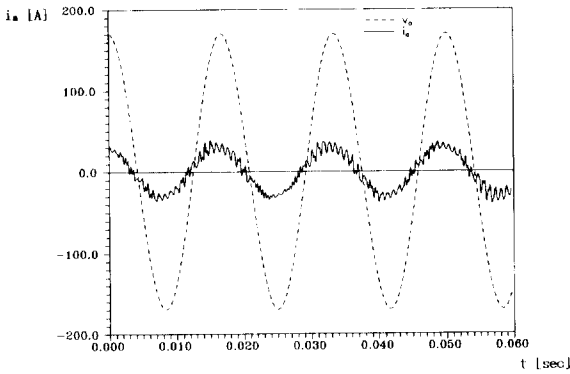


그림 14 입력선전류( $\theta_a = 0[\text{rad}]$ ).  
Fig. 14 Input line current( $\theta_a = 0[\text{rad}]$ ).

$$m = 0.59$$

이때 전 동기의 역기 전력(back electromotive force)은 95.5[V]이다. 그리고 샘플링주기  $T_s$ 는 417[ $\mu\text{s}$ ]이다. 그림 11은  $\theta_a$ 가  $-\pi/6[\text{rad}]$ 일때 PWM 파형으로 나타나는 정류기 앞단의 3상선전류  $i_i$ 와 입력상전류  $i_a$ 를 나타낸다. PWM파형을 발생시키기 위한 각각의 스위치들의 도통시간의 결정은 식(32)와 (33)으로 결정되며 스위치들의 도통상태들은 표3에 의해 결정된다.

그림 12는 입력필터의 콘덴서에 걸리는 전압  $v_c$  및 전류링크의 출력직류전압  $v_d$ 를 나타내고 있다.

그림 13은 전동기의 부하전류로서 PWM 정류기의 출력전류이다.

그림 14는  $\theta_a$ 가 0[rad]일때 그림  $\theta_a$ 가  $\pi/6[\text{rad}]$ 일때의 입력선전류를 나타낸다.

이와같이 PWM정류기에서  $\theta_a$ 를 조정함으로써

역률을 진상 혹은 지상으로 제어할 수 있음이 보여진다.

#### 4. 결 론

본 논문에서는 PWM 인버터와 PWM정류기 각각에 대하여 상태공간벡터개념을 체계화하였다. 기존의 PWM변조기법은 각상이 별개로 PWM펄스가 발생되나 상태공간변조기법을 사용하게 되면 3상의 PWM펄스가 공간벡터와 유기적인 결합으로 스위칭횟수를 줄일 수 있는 장점이 있다. PWM전압원 인버터와 PWM전류원 인버터의 상태공간변조개념을 기본으로해서 전압링크 및 전류링크를 가진 PWM 정류기에 대한 상태공간변조 방법들을 유도하였다. PWM 인버터의 상태공간벡터들은 스위치들의 스위칭상태에 의해 결정되나 PWM 정류기는 변조지수를 조정함으로써 출력직류전압의 크기를 제어할 수 있으며 변위계수를 조정함으로써 입력선전류의 역률을 지상, 진상 또는 단위가 되도록 제어할 수 있음을 보였다.

#### 참 고 문 헌

- [1] M.H. Rashid, Power Electronics, Prentice-Hall, 1988, pp. 226~295.
- [2] R. Wu, S.B. Dewan, and G.R. Slemon, "A PWM ac-to-dc converter with fixed switching frequency," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 26, No. 5, pp. 880~885, Sept./Oct. 1990.
- [3] S. Fukuda, Y. Iwaji, and H. Hasegawa, "PWM technique for inverter with sinusoidal output current," IEEE Trans. Power Elec-

tronics, Vol. 5, No. 1, pp. 54~61, Jan. 1990.  
 [4] T.G. Habetler, and D.M. Divan, "Rectifier/  
 inverter reactive component minimization,"  
 IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 25, No. 2,  
 pp. 307~315 Mar./Apr. 1989.

[5] L.T. Moran, P.D. Ziogas, and G. Joos,  
 "Analysis and design of a three-phase current  
 source solid-state var compensator," IEEE  
 Trans. on Ind. Appl., Vol. 25, no. 2, pp.  
 356~365, Mar./Apr. 1989.

---

## 저 자 소 개



**권봉환(權鳳煥)**

1958년 3월 15일생. 1982년 경북대 공  
 대 전기공학과 졸업. 1987년 한국 과  
 학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(공  
 박). 현재 포항공대 전자·전기공학과  
 조교수.



**김한태(金韓泰)**

1962년 11월 29일생. 1988년 영남대  
 공대 전기공학과 졸업. 현재 포항공대  
 대학원 전자전기공학과 석사 과정.