

### NPC형 3레벨 인버터 과변조영역운전

이재문, 최재호, \*이은규 \*염상구  
 충북대학교 전기전자컴퓨터공학부, \*(주)우진산업

### NPC Type 3 Level Inverter Operation in Overmodulation Region

Jaemoon Lee, Jaeho Choi, \*Eunkyu Lee, \*Sanggu Yeom  
 School of Electrical and Computer Engineering Chungbuk National University, \*Woojin Industrial System

**Abstract** - This paper proposes a linearization technique for the 3 level NPC type inverter, which increases the linear control range of inverter up to the 6-step inverter. The overmodulation range is divided into two modes depending on the modulation index(MI). In mode I, the reference angles are derived from the Fourier series expansion of the reference voltage corresponds to the MI. In mode II, the holding angles are also derived in the same way. Therefore, it is possible to obtain the linear control and the maximized utilization of PWM inverter output voltage.

#### 1. 서 론

일반적으로 3-레벨 인버터는 상 전압 출력이  $-V_{dc}/2$ , 0,  $+V_{dc}/2$ 인 3가지인 인버터 구조를 말한다. 이러한 3-레벨 인버터는 DC-링크 전압을 3단계로 나누어 출력하므로 같은 스위칭 주파수에서 2-레벨 인버터와 비교할 때 출력전압, 전류의 고조파 성분을 반 이상 줄일 수 있고 스위칭이 전동기 권선에 인가되는 전압 스트레스를 줄일 수 있다. 또한 소자의 직렬연결 구조와 달리 턴-오프 시 균등한 전압분배를 이룰 수 있으므로 턴-오프 동작의 동기화에 대한 고려를 할 필요가 없어 하드웨어 구성이 간단하고 각 스위칭소자의 차단전압이 DC-링크 전압의 반이므로 스위칭시의 급격한 전압변동으로 인하여 발생하는 EMI 노이즈를 줄일 수 있다. NPC형 인버터는 독립된 DC 전원 없이 클램핑 다이오드를 이용하여 3-레벨의 출력전압을 생성할 수 있으므로 캐스캐이드형 인버터 구조에 비하여 경제적인 측면에서 유리하다. 또한 NPC형 인버터의 DC전압 불균형 문제는 PWM 패턴의 재구성으로 해결할 수 있다. 이러한 장점으로 인하여 현재 고압 인버터 구현시 NPC형 인버터 구조가 가장 널리 채택되고 있다.

SVPWM방식은 인버터의 스위칭 상태를 미리 계산된 순서와 지속시간에 따라 전환해주는 방식으로 가장 진보된 PWM방식 중 하나이다. 선형영역에서 SPWM과 비교하였을 때 SVPWM은 출력전압의 이용률을  $2/\sqrt{3}$  배 증대시킬 수 있다.

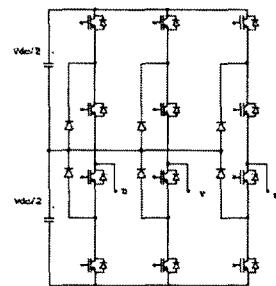
PWM인버터에서 전압이용률을 증가시키기 위하여 과변조 기법이 사용된다. SPWM의 경우에 기준전압에 제 3고조파를 첨가하여 선형제어영역을 15.5% 증가시킬 수 있다[1].

본 논문에서는 SVPWM의 과변조 영역에서 출력전압을 선형화시키기 위하여 각 구간별 함수를 유도하고 수치적분으로 푸리에 급수 전개를 수행하여 정확한 기준각과 정류각을 유도하였다. 또한 유도된 기준각과 정류각을 변조지수에 대하여 영역을 나누어 선형 근사화하여 고조파 및 외형률을 저감하였다[2].

#### 2. 본 론

##### 2.1 NPC형 인버터

##### 2.1.1 NPC형 인버터 구성

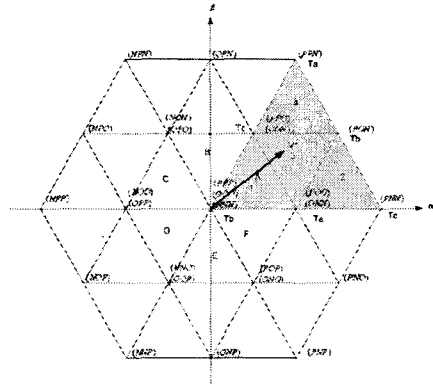


<그림 1. 3상 3-레벨 NPC형 인버터 구성도>

	Qu1	Qu2	Qu3	Qu4	Vu
S/W	On	On	Off	Off	$+V_{dc}/2$
	Off	Off	On	On	$-V_{dc}/2$
	Off	On	On	Off	0

<표 1. 스위칭 상태에 따른 출력전압>

그림 1 에서와 같이 NPC방식의 3-레벨 인버터는 각 상에 4개의 스위칭 소자와 4개의 역병렬 다이오드, 그리고 브랜치 다이오드 2개로 구성되며, 각 상당 3가지의 스위칭 상태가 존재하므로 그림 2와 같이 3상 3-레벨 인버터에는 총 27가지의 스위칭 조합이 가능하다.



<그림2. 3-레벨 인버터 공간 전압 벡터도>

3-레벨 인버터의 27가지 스위칭 상태는 전압 벡터의 크기에 따라 표 2 와같이 Zero Vector : ZV, Small Vector : SV, Middle Vector : MV, Large Vector :LV 의 4가지로 구분될 수 있으며, ZV는 0, SV는  $V_{dc}/3$ , MV는  $V_{dc}/\sqrt{3}$ , LV는  $2V_{dc}/3$ 의 전압크기를 가진다.

구분	Switching Vector			CP	CN	크기	
ZV	(PPP)	(OOO)	(NNN)	0	0	0	
SV	USV	(POO)	(PPO)	(OPO)	-	+	$V_{dc}$ 3
		(OPP)	(OOP)	(POP)			
	LSV	(ONN)	(OON)	(NON)	+	-	
		(NOO)	(NNO)	(ONO)			
MV	(PON)	(OPN)	(NPO)	+/-	+/-	$V_{dc}$ $\sqrt{3}$	
	(NOP)	(ONP)	(PNO)			$\frac{2V_{dc}}{3}$	
LV	(PNN)	(PPN)	(NPN)	-	-	$2V_{dc}$ 3	
	(NPP)	(NNP)	(PNP)				

<표 2. 스위칭상태에 따른 벡터구분, 크기 및 커패시터 전압 변동>

위에서 설명한 전압 벡터 중 어떠한 전압 벡터가 선택되고 인버터가 어떤 동작 모드에 있는냐에 따라 DC-링크 중성점 전압이 변동하게 된다. LV의 경우 인버터의 동작 모드와 무관하게 두 커패시터의 충전과 방전이 동시에 이루어지므로 DC-링크 전압 불균형에 영향을 주지 못하며 MV의 경우는 인버터의 동작 상태에 따라 전압 불균형의 문제가 발생하는 양상이 달라진다. 그러나 SV의 경우 같은 선간 전압을 출력하는 벡터가 LSV와 USV 2가지씩 존재하게 되며, 이 두 가지 벡터 중 어떠한 벡터를 선택하느냐에 따라 윗단 혹은 아랫단 커패시터가 집중적으로 충전과 방전이 이루어지므로 DC-링크의 중성점 전압 변동에 많은 영향을 주게 된다. 이러한 중성점 전압이 과도하게 변하게 되면 NPC형 인버터구조의 장점을 살리지 못하게 되므로 PWM 적용 시 중성점 전위가 과도하게 변동하지 않도록 LSV와 USV를 이용하여 3-레벨 인버터의 중성점 전압을 효과적으로 제어한다.

### 2.1.2 3-레벨 공간 전압 벡터 변조법

3-레벨 공간전압 벡터도를 그림 2와 같이 6개의 Section으로 분류하고 각 Section을 다시 A, B, C, D 4

Sector		Region-1	Region-2	Region-3	Region-4
A	Ta	$nT_s \sin(\theta_c/3 - \theta_e)$	$T_s[1 - n \sin(\theta_c + \theta_e/3)]$	$T_s/2[1 - 2n \sin \theta_e]$	$T_s/2[2n \sin \theta_e - 1]$
	Tb	$T_s/2[1 - 2n \sin(\theta_c + \theta_e/3)]$	$nT_s \sin \theta_e$	$T_s/2[2n \sin(\theta_c + \theta_e/3) - 1]$	$nT_s \sin(\theta_c/3 - \theta_e)$
	Tc	$nT_s \sin \theta_e$	$T_s/2[2n \sin(\theta_c/3 - \theta_e) - 1]$	$T_s/2[1 + 2n \sin(\theta_c - \theta_e/3)]$	$T_s[1 - n \sin(\theta_c + \theta_e/3)]$
B	Ta	$nT_s \sin(\theta_c - \theta_e/3)$	$T_s/2[2n \sin(\theta_c + \theta_e/3) - 1]$	$T_s/2[1 - 2n \sin(\theta_c + \theta_e/3)]$	$T_s[1 - n \sin \theta_e]$
	Tb	$T_s/2[1 - 2n \sin \theta_e]$	$nT_s \sin(\theta_c - \theta_e/3)$	$T_s/2[2n \sin \theta_e - 1]$	$nT_s \sin(\theta_c + \theta_e/3)$
	Tc	$nT_s \sin(\theta_c + \theta_e/3)$	$T_s[1 - n \sin \theta_e]$	$T_s/2[1 - 2n \sin(\theta_c - \theta_e/3)]$	$T_s/2[2n \sin(\theta_c - \theta_e/3) - 1]$
C	Ta	$nT_s \sin \theta_e$	$T_s[1 - n \sin(\theta_c - \theta_e/3)]$	$T_s/2[1 + 2n \sin(\theta_c + \theta_e/3)]$	$-T_s/2[1 + 2n \sin(\theta_c + \theta_e/3)]$
	Tb	$T_s/2[1 - 2n \sin(\theta_c - \theta_e/3)]$	$-nT_s \sin(\theta_c + \theta_e/3)$	$T_s/2[2n \sin(\theta_c - \theta_e/3) - 1]$	$nT_s \sin \theta_e$
	Tc	$-nT_s \sin(\theta_c + \theta_e/3)$	$T_s/2[2n \sin \theta_e - 1]$	$T_s/2[1 - 2n \sin \theta_e]$	$T_s[1 - n \sin(\theta_c - \theta_e/3)]$
D	Ta	$-nT_s \sin \theta_e$	$T_s/2[2n \sin(\theta_c - \theta_e/3) - 1]$	$T_s/2[1 - 2n \sin(\theta_c - \theta_e/3)]$	$T_s[1 + n \sin(\theta_c + \theta_e/3)]$
	Tb	$T_s/2[1 + 2n \sin(\theta_c + \theta_e/3)]$	$-nT_s \sin \theta_e$	$-T_s/2[1 + 2n \sin(\theta_c + \theta_e/3)]$	$nT_s \sin(\theta_c - \theta_e/3)$
	Tc	$nT_s \sin(\theta_c - \theta_e/3)$	$T_s[1 + n \sin(\theta_c + \theta_e/3)]$	$T_s/2[1 + 2n \sin \theta_e]$	$-T_s/2[1 - 2n \sin \theta_e]$
E	Ta	$-nT_s \sin(\theta_c + \theta_e/3)$	$T_s[1 + n \sin \theta_e]$	$T_s/2[1 + 2n \sin(\theta_c - \theta_e/3)]$	$T_s/2[2n \sin(\theta_c/3 - \theta_e) - 1]$
	Tb	$T_s/2[1 + 2n \sin \theta_e]$	$nT_s \sin(\theta_c - \theta_e/3)$	$-T_s/2[1 + 2n \sin \theta_e]$	$-nT_s \sin(\theta_c + \theta_e/3)$
	Tc	$nT_s \sin(\theta_c/3 - \theta_e)$	$-T_s/2[1 + 2n \sin(\theta_c + \theta_e/3)]$	$T_s/2[1 + 2n \sin(\theta_c + \theta_e/3)]$	$T_s[1 + n \sin \theta_e]$
F	Ta	$nT_s \sin(\theta_c + \theta_e/3)$	$-T_s/2[1 + 2n \sin \theta_e]$	$T_s/2[1 + 2n \sin \theta_e]$	$T_s/2[1 + n \sin(\theta_c - \theta_e/3)]$
	Tb	$T_s/2[1 + 2n \sin(\theta_c + \theta_e/3)]$	$nT_s \sin(\theta_c + \theta_e/3)$	$T_s/2[2n \sin(\theta_c/3 - \theta_e) - 1]$	$-nT_s \sin \theta_e$
	Tc	$-nT_s \sin \theta_e$	$T_s[1 + n \sin(\theta_c - \theta_e/3)]$	$T_s/2[1 - 2n \sin(\theta_c + \theta_e/3)]$	$-T_s/2[2n \sin(\theta_c + \theta_e/3)]$

<표 3. 기준벡터 위치에 따른 벡터 인가시간>

개영역으로 구분하여 24개의 영역으로 구분할 수 있다. 각 영역에 따라 벡터 인가시간이 달라지며 영역구분과 벡터 인가 시간 계산이 복잡하고 수행시간이 길다. DC-링크 전압 불균형 문제를 해결하기 위하여 스위칭 순서를 여러 가지 조건에 따라 분류하여 롬에 저장해 두어야 하므로 부가적인 메모리가 필요하다. 아래 테이블은 기준벡터의 위치에 따른 벡터인가시간 계산식이다.

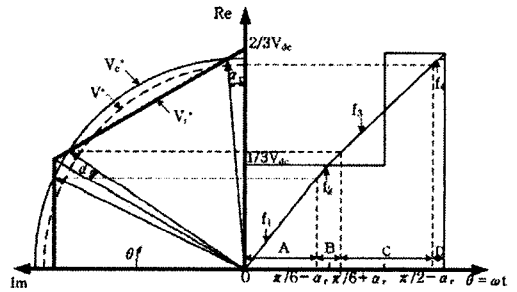
## 2.2 과변조기법

스페이스 벡터의 전압이용율을 개선하기 위하여 과변조기법을 사용하여 새로운 전압기준벡터를 생성한다. MI(Modulation Index)에 따라 선형영역 ( $0 \leq MI \leq 0.096$ ), 과변조영역  $1(0.906 < MI \leq 0.952)$ , 과변조영역  $2(0.952 < MI \leq 1.0)$  으로 나눌 수 있다.

### 2.2.1 선형영역 ( $0 \leq MI \leq 0.096$ )

선형영역에서는 기준벡터를 변형하지 않고 사용하며 SVPWM 변조는 사인파의 출력전압을 발생한다.  $MI=0.906$ 에서 출력 전압 경로는 육각형의 내접원을 그린다. 이 내접원 이상에서, 인버터의 전압파형은 왜곡된다. 크기는 기준전압보다 더 작게 된다.

### 2.2.1 과변조영역 $1(0.906 < MI \leq 0.952)$



<그림 3. 과변조영역 1에서 기준전압벡터의 궤적과 상전압 파형>

MI가 0.952이상이 되면 과변조영역 1에서 동작하게 된다. 과변조영역 1에서는 육각형 외부로 벗어나는 전압기준벡터  $V^*$ 를 보상하기 위하여  $V^*$ 보다 승압된  $V_c^*$ 를 생성하며  $V_c^*$ 가 벡터도의 내접원일 때부터 육각형의 외접원 사이에 위치할 때까지 동작한다. 그림 3은 세 개의 전압

벡터의 궤도가 복소평면에서 회전하는 것과 실제 전압 기준벡터  $V_r^*$ 을 시변영역에서 표현하였다. 여기서  $\alpha_h$ 은 정점에서 보상된 전압벡터 궤도의 교점까지 측정된 기준각을 의미한다. 승압된 전압기준벡터를 만들기 위하여 전압기준벡터를  $\frac{\pi}{2}$  마다 선형화된 4가지 영역의 식으로 표현하였다. 각 구간에 대한 전압방정식은 다음과 같다.

$$f_1 = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} \tan \theta, \quad \text{for } 0 \leq \theta < (\frac{\pi}{6} - \alpha_h) \quad (1)$$

$$f_2 = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3} \cos(\frac{\pi}{6} - \alpha_h)} \sin \theta, \quad \text{for } (\frac{\pi}{6} - \alpha_h) \leq \theta < (\frac{\pi}{6} + \alpha_h) \quad (2)$$

$$f_3 = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3} \cos(\frac{\pi}{3} - \theta)} \sin \theta, \quad \text{for } (\frac{\pi}{6} + \alpha_h) \leq \theta < (\frac{\pi}{2} - \alpha_h) \quad (3)$$

$$f_4 = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3} \cos(\frac{\pi}{6} - \alpha_h)} \sin \theta, \quad \text{for } (\frac{\pi}{2} - \alpha_h) \leq \theta < \frac{\pi}{2} \quad (4)$$

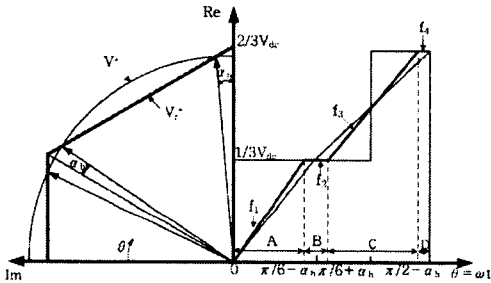
$$\alpha_h = -30.23 \times MI + 27.04 \quad (0.9068 \leq MI < 0.9095) \quad (5)$$

$$\alpha_h = -8.58 \times MI + 8.23 \quad (0.9095 \leq MI < 0.9485) \quad (6)$$

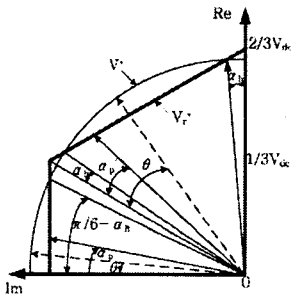
$$\alpha_h = -26.43 \times MI + 25.15 \quad (0.9485 \leq MI < 0.9517) \quad (7)$$

( $\theta = \omega t$   $\omega$ : 전압 기준 벡터의 각속도)

### 2.2.2 과변조영역 2(0.952 < MI ≤ 1.0)



<그림 4. 과변조영역 2에서 기준전압벡터의 궤적과 상전압파형>



<그림 5. 실제전압벡터와 기준전압벡터의 각변위>

MI가 0.952가 되면 승압된 전압기준벡터가 벡터도 육각형에 외접하게 되어 전압손실분을 더 이상 보상해 주지 못하기 때문에 MI>0.952가 되면 과변조영역 1에서 사용한 방식을 사용하지 못한다.

과변조영역 2에서는 전압기준벡터  $V^*$ 가 시간에 따라 가변할 때  $\alpha_h$  구간동안 실제전압기준벡터  $V_r^*$ 가 각 구간 최고의 전압 값을 낼 수 있는 정점에 있게 되고 나머지 시간을 육각형 면을 따라서 움직인다.

과변조영역 2에서 각 구간별 함수는 그림 4로부터 다음과 같이 주어진다.

$$f_1 = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} \tan \alpha_p, \quad \text{for } 0 \leq \theta < (\frac{\pi}{6} - \alpha_h) \quad (8)$$

$$f_2 = \frac{V_{dc}}{3}, \quad \text{for } (\frac{\pi}{6} - \alpha_h) \leq \theta < (\frac{\pi}{6} + \alpha_h) \quad (9)$$

$$f_3 = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3} \cos(\frac{\pi}{3} - \alpha_p)} \sin \alpha_p, \quad \text{for } (\frac{\pi}{6} + \alpha_h) \leq \theta < (\frac{\pi}{2} - \alpha_h) \quad (10)$$

$$f_4 = \frac{2}{3} V_{dc}, \quad \text{for } (\frac{\pi}{2} - \alpha_h) \leq \theta < \frac{\pi}{2} \quad (11)$$

$$\alpha_h = 6.40 \times MI - 6.09 \quad (0.9517 \leq MI < 0.9800) \quad (12)$$

$$\alpha_h = 11.75 \times MI - 11.34 \quad (0.9800 \leq MI < 0.9975) \quad (13)$$

$$\alpha_h = 48.96 \times MI - 48.43 \quad (0.9975 \leq MI < 1.0000) \quad (14)$$

$$\alpha_p = \frac{\pi}{\pi - 6\alpha_h} \theta \quad (15)$$

$$\alpha_p = (1 - \frac{6}{\pi} \alpha_h) \theta \quad (16)$$

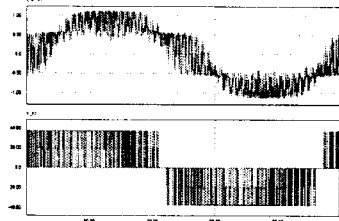
( $\alpha_p, \alpha_h$ : 실제 기준전압 벡터  $V_r^*$ 의 위상각)

### 2.3 시뮬레이션 및 실험파형

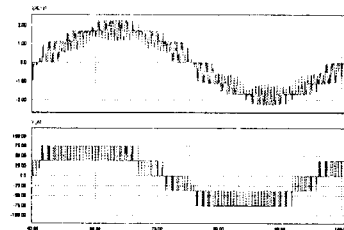
제안된 NPC형 인버터를 실험하기 위하여 NPC형 인버터를 구성하였다. 입력전압은 75[V]이고 평활용 커패시터는 6400[uF]을 2개를 사용하였다. 부하는 1[mH], 22[Ω] 3상부하로 구성하여 DSP320C33보드를 이용하여 샘플링 주파수 4[kHz]에서 제어하였다.

그림 6과 7은 선형영역에서의 상전류 및 선간전압 시뮬레이션 파형이다. MI=0.4는 기준전압이 내부 육각형에서만 동작하고 있으며 MI=0.8은 기준전압이 외부 육각형에서 동작을 한다. 그림 10과 11는 선형영역에서의 상전류 및 선간전압 실험파형이다.

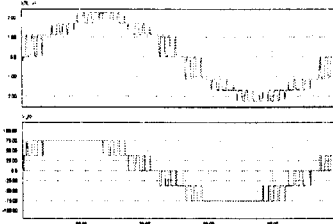
그림 8과 9는 과변조영역 1, 2에서의 상전류 및 선간전압 시뮬레이션 파형이다. 그림 13과 14는 과변조영역 1, 2에서의 상전류 및 선간전압 실험파형이다. 시뮬레이션파형과 실험파형이 동일하게 나오는 것을 확인할 수 있다. 그림 14은 MI에 따른 출력전압을 고조파 스펙트럼 분석을 한 것이다.



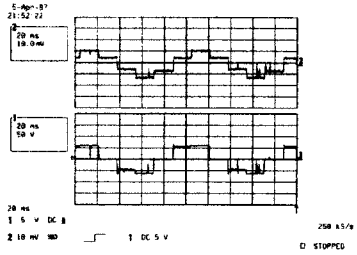
<그림 6. 상전류(위) 및 선간전압(아래) 시뮬레이션파형 MI=0.4, 선형영역>



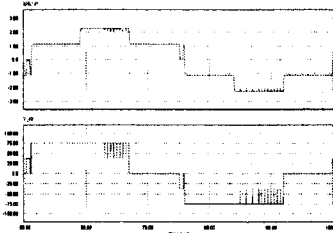
<그림 7. 상전류(위) 및 선간전압(아래) 시뮬레이션파형 MI=0.8, 선형영역>



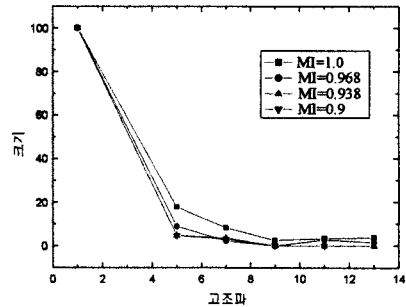
<그림 8. 상전류(위) 및 선간전압(아래) 시뮬레이션파형 MI=0.95, 과변조영역 1>



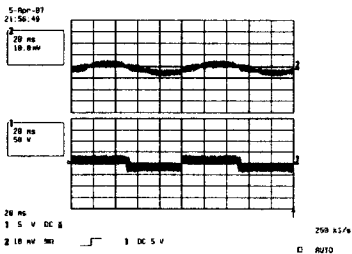
<그림 13. 상전류(위) 및 선간전압(아래) 실험파형 MI=0.99, 과변조영역 2>



<그림 9. 상전류(위) 및 선간전압(아래) 시뮬레이션파형 MI=0.99, 과변조영역 2I>



<그림 14. 고조파 스펙트럼(기본파를 100으로 정규화.)>

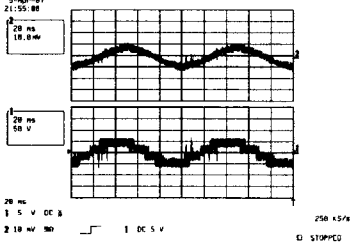


<그림 10. 상전류(위) 및 선간전압(아래) 실험파형 MI=0.4, 선형영역>

### 3. 결 론

본 논문의 과변조 방법으로 SVMW의 출력전압을 MI=1까지 선형적으로 얻을 수 있다.  $\alpha$  과  $\alpha_s$  을 선형근사화하여 온라인제어가 가능하다.

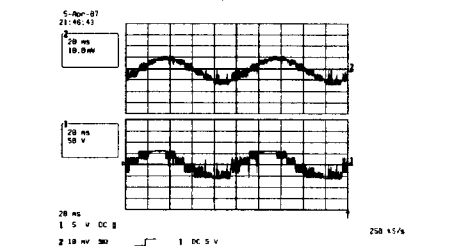
과변조 알고리즘은 기준전압 변화에 대하여 출력전압의 기본파가 선형적으로 제어되는 것을 시뮬레이션과 실험을 통하여 확인하였다.



<그림 11. 상전류(위) 및 선간전압(아래) 실험파형 MI=0.8, 선형영역>

본 연구는 산업자원부와 한국산업기술재단의 지역혁신 인력양성사업으로 수행된 연구결과임

### [참 고 문 헌]



<그림 12. 상전류(위) 및 선간전압(아래) 실험파형 MI=0.95, 과변조영역 1>

- [1] G. Buja and G. Indri, "Improvement of pulse width modulation techniques," *Arch. fr. Elektrotech.*, vol. 57, pp. 281-289, 1975
- [2] Dong-Choon Lee, "A Novel Overmodulation Technique for Space-Vector PWM Inverters," *IEEE Trans. Power Electron.* vol. 13, no. 6, pp.1144-1151 November 1998
- [3] Bimal K. Bose, *Modern Power Electronics And AC Drivers*, pp. 56-62, Prentice-Hall, Inc., 2002
- [4] Yo-Han Lee, Bum-Seok Suh and Dong-Seok Hyun, "A novel PWM scheme for a three-level voltage source inverter with GTO thyristors", *IEEE Trans. Industry Application*, vol 2, pp.1151-1157 October 1994
- [5] Subrata K. Mondal, João O. P. Pinto and Bimal, K. Bose, "A Neural-Network-Based Space-Vector PWM Controller for a Three-Level Voltage-Fed Inverter Induction Motor Drive", *IEEE Trans. Industry Application*, vol 38, no. 3, pp. 660-669 June 2002