

NPC형 3레벨 인버터의 공간벡터 과변조운전

李在紋*, 崔載昊†

Overmodulation Operation of SVM for NPC Type 3-Level Inverter

Jaemoon Lee and Jaeho Choi

요 약

본 논문에서는 전철 구동용 견인 전동기의 구동을 위한 과변조 영역에서의 NPC형 3-레벨 인버터의 출력전압 선형화 기법을 제안한다. 과변조 영역은 Modulation Index: MI 에 따라서 2가지 모드로 나누었으며 과변조영역 I에서는 푸리에 시리즈를 통한 기본파성분의 크기로 유도된 reference angle을 사용하였다. 과변조영역 II에서는 과변조영역 I과 같은방법으로 holding angle을 구하여 사용하였다. 이 두 가지 과변조기법을 통하여 PWM 인버터 출력전압을 1펄스 모드까지 선형적으로 획득할 수 있다.

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 one-pulse inverter. The overmodulation range is divided into two modes depending on the Modulation Index, MI . In overmodulation region I, the reference angles are derived from the fourier series expansion of the reference voltage corresponding to the MI . In overmodulation region 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.

Key Words : NPC, Inverter, Three-Level, Overmodulation, Space-Vector

1. 서 론

3-레벨 인버터는 상 전압 출력이 3가지인 인버터 구조를 말한다. 3-레벨 인버터는 DC-링크 전압을 3단계로 나누어 출력하므로 같은 스위칭 주파수에서 2-레벨 인버터와 비교할 때 출력 전압과 전류의 고조파 성분을

을 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^[1]. 3-레벨 인버터의 구조가운데 NPC형 인버터는 독립된 DC 전원 없이 클램핑 다이오드를 이용하여 3-레벨의 출력전압을 생성할 수 있으므로 캐스캐이드형 인버터 구조에 비하여 경제적인 측면

†교신저자 : 정회원, 충북대 전자전기컴퓨터공학부 교수
E-mail : choi@chungbuk.ac.kr

*학생회원, 충북대 대학원 전기공학과 석사과정
접수일자 : 2007. 8. 22 1차 심사 : 2007. 11. 9
심사완료 : 2007. 11. 28

에서 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.

도시바, 히다찌, 미쓰비시 등과같이 일본의 대표적인 철도차량제조회사들은 3-레벨 인버터를 적용한 철도차량을 개발하여 표준모델로 사용하고 있다. IGBT 소자를 이용한 3-레벨 인버터를 사용함으로써 주변압기와 견인모터의 전기적, 청각적 노이즈를 크게 감소시키고 GTO 타입과 비교하였을 때 추진 장치의 크기를 감소시켰다^[2]. 또한 링크전압을 상승시키고 부스바 동판의 크기를 줄여서 장비의 크기를 감소시켰다^[3].

철도차량 구동시스템에서는 견인전동기 구동용 인버터시스템의 직류링크전압을 최대한 이용하기위하여 정격속도 이상에서는 PWM 동작을 중지하고 1펄스 모드에서 운전한다. 따라서 견인전동기로 사용되는 유도전동기를 전 속도영역에서 V/F 운전을 하기위해서는 PWM 선형운전 영역과 1펄스 모드운전 영역 사이에서 연속적 동작이 가능하도록 과변조기법을 사용하여야 한다.

과거 철도차량의 PWM 기법은 정현파PWM(SPWM) 방식이 대부분이었다. SPWM은 선형적으로 출력할 수 있는 변조지수의 한계가 구형파 인버터의 78.5% 정도이기 때문에 비선형적인 과변조영역이 넓다. 또한 인버터의 주파수가 증가함에 따라서 펄스수를 미리 정해놓기 때문에 펄스수의 변동에 따른 비선형적인 출력 때문에 토크의 맥동이 존재하여 승차감의 좋지 않은 단점이 있었다^[4]. 반면에 공간벡터변조(SVM) 방식은 선형영역에서 SPWM과 비교하였을 때 출력전압 이용률을 구형파인버터의 90.6%까지 증대시킬 수 있다. 따라서 과변조영역이 SPWM보다 작다. SVM 방식에서 1펄스 모드로 자연스럽게 진입하기 위해 Holtz는 과변조영역을 I과 II로 나누어 1펄스로 진입하는 기법을 제안하였다^[5]. 그러나 Holtz의 기법들은 출력특성이 선형적이지 않고 출력전압의 고조파 함유율이 큰 단점을 가지고 있다. 이를 개선하기 위하여 Lee 등은 과변조영역에서 출력전압을 선형적으로 제어하기위해 출력상 전압을 푸리에 급수로 전개하여 그 기본파를 보상하는 기법을 제안하였다^[6].

본 논문에서는 NPC형 3-레벨 인버터의 과변조운전을 위해서 Lee 등이 제안한 2-레벨 인버터의 과변조기법을 3-레벨 인버터에 적용하여 과변조영역에서 출력전압을 선형적으로 제어하도록 하였고 이를 시뮬레이션과 실험을 통해서 검증하였다.

2. NPC형 3-레벨 인버터의 구조 및 동작

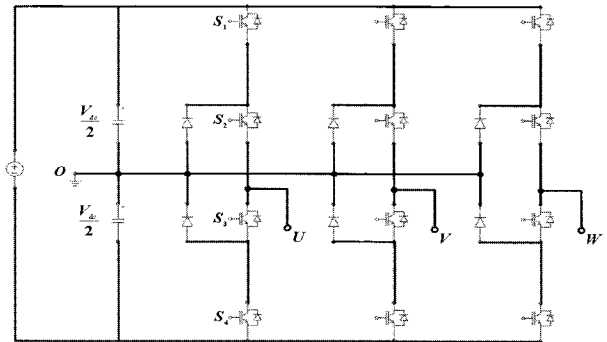


그림 1 3상 NPC형 3-레벨 인버터
Fig. 1 3Phase NPC type 3-level inverter

표 1 스위칭 상태에 따른 출력전압
Table 1 Output voltage according to switching state

SW	S ₁	S ₂	S ₃	S ₄	V _U
State	On	On	Off	Off	+V _{dc} /2
	Off	Off	On	On	-V _{dc} /2
	Off	On	On	Off	0

그림 1에서와 같이 NPC형 3-레벨 인버터는 각 상에 4개의 스위치 소자와 4개의 역병렬 다이오드, 그리고 브랜치 다이오드 2개로 구성된다. 각 상당 스위칭 상태는 스위칭 소자의 도통 상태에 따라서 +V_{dc}/2, 0, -V_{dc}/2의 3가지 상태가 존재하므로 그림 2와 같이 3상 NPC형 3-레벨 인버터에는 총 27가지의 스위칭 조합이 가능하다^[1].

NPC형 3-레벨 인버터의 27가지 스위칭 상태는 전압 벡터의 크기에 따라서 표 2와같이 Zero Vector: **ZV**, Small Vector: **SV**, Middle Vector: **MV**, Large Vector: **LV**의 4가지로 구분될 수 있으며, **ZV**는 0, **SV**는 V_{dc}/3, **MV**는 V_{dc}/√3, **LV**는 2V_{dc}/3의 전압 크기를 가진다.

위에서 설명한 전압벡터 중에서 어떤 전압벡터가 선택되고, 인버터가 어떤 동작모드에 있는냐에 따라 DC-링크 중성점 전압이 변동하게 된다. **LV**의 경우 인버터의 동작 모드와 무관하게 두 커패시터의 충전과 방전이 동시에 이루어지므로 DC-링크 전압 불균형에 영향을 주지 못하며 **MV**의 경우는 인버터의 동작 상태에 따라 전압 불균형의 문제가 발생하는 양상이 달라진다. 그러나 **SV**의 경우 같은 선간 전압을 출력하는 벡터가 DC-링크 아래쪽 커패시터를 방전하고 위쪽

커패시터를 충전하는 Lower Small Vector: **LSV**와 DC-링크 위쪽 커패시터를 방전하고 아래쪽 커패시터를 충전하는 Upper Small Vector: **USV** 2가지씩 존재하며, 이 두 가지 벡터 중 어떠한 벡터를 선택하느냐에 따라 상단 혹은 하단 커패시터가 집중적으로 충전과 방전이 이루어지므로 DC-링크의 중성점 전위 변동에 많은 영향을 주게 된다. 이러한 중성점 전압이 과도하게 변하게 되면 NPC형 인버터구조의 장점을 살리지 못하게 되므로 PWM 적용 시 중성점 전압이 과도하게 변동하지 않도록 **LSV**와 **USV**를 이용하여 NPC형 3-레벨 인버터의 중성점 전압을 효과적으로 제어하여야 한다.

표 2 스위칭상태에 따른 벡터구분과 커패시터 전압 변동
Table 2 Vector classification, capacitor voltage variation, and magnitude according to switching state

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

a, b, c상 삼상은 d-q변환을 통하여 2차원 평면상의 전압기준벡터 V^* 로 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} V_q \\ V_d \\ V_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ \sin\theta & \sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) & \sin(\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ 0.5 & 0.5 & 0.5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$V^* = V_d + V_q \quad (2)$$

$$MI = |V^*| / (\frac{2}{\pi} V_{dc}) \quad (3)$$

V^* : 전압기준벡터 V_{dc} : 인버터 입력전압

NPC형 3-레벨 공간전압 벡터도를 그림 2와 같이 A, B, C, D, E, F 6개의 섹터로 분류하고 각 섹터를

다시 1, 2, 3, 4로 표시한 4개영역으로 구분하여 24개의 영역으로 구분할 수 있다. 각 영역에 따라 벡터 인가시간이 달라지며 영역구분과 벡터 인가시간 계산이 복잡하고 수행시간이 길다. DC-링크 전압 불균형 문제를 해결하기 위하여 스위칭 순서를 여러 가지 조건에 따라 분류하여 룬에 저장해 두어야하므로 부가적인 메모리가 필요하다.

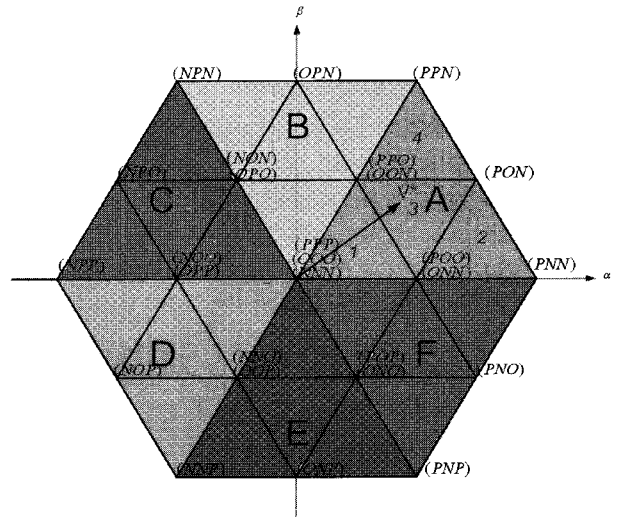


그림 2 NPC형 3-레벨 인버터 공간 전압 벡터도
Fig. 2 Space voltage vector diagram of NPC type 3-level inverter

3. NPC형 3-레벨 인버터의 과변조기법

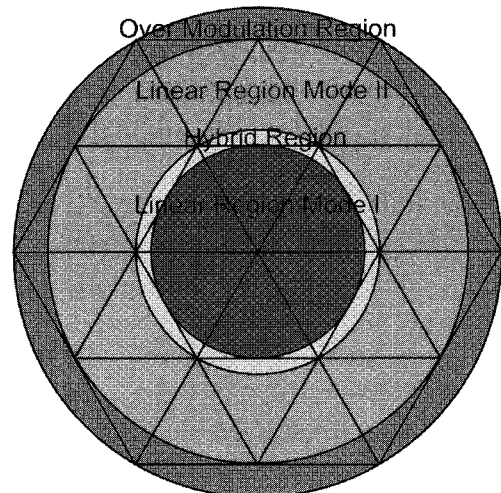


그림 3 NPC형 3-레벨 인버터 동작영역도
Fig. 3 NPC type 3-level inverter operation diagram

전인전동기가 정격속도에 다다르면 인버터는 최대전압을 출력하기 위하여 1펄스 모드로 운전한다. 따라서 선형영역에서 1펄스 모드까지 출력전압의 기본파를 선형적으로 제어하기 위해서는 중간영역에 대한 과변조제어 기법이 요구된다.

따라서 공간벡터의 전압이용율을 개선하기 위하여 과변조기법을 사용하여 새로운 전압기준벡터를 생성하여야 한다. PWM 운전영역은 전압기준벡터의 동작영역에 따라서 그림 3에 나타난 바와 같이 공간벡터영역을 선형영역과 과변조영역으로 나눌 수 있다.

선형영역은 전압기준벡터가 벡터도의 외부육각형의 내접원 안에 존재하는 영역을 말하는데, 이는 다시 내부 육각형의 내접원과 내부육각형의 외접원 사이의 영역(하이브리드영역)과 내부 육각형의 외접원부터 외부 육각형의 내접원 사이에서 동작하는 영역(선형영역 II)으로 구분할 수 있다.

한편, 전압기준벡터가 외부 육각형의 내접원을 벗어나는 부분부터 외부 육각형의 외접원까지를 과변조영역이라 부른다. 과변조영역에서는 전압기준벡터가 외부 육각형의 외곽선을 따라 돌며 이때는 MV와 LV만으로 전압기준벡터를 생성한다. 과변조영역에서는 외부 육각형을 벗어나는 전압기준벡터를 보상해주기 위하여 새로운 전압기준벡터를 생성하는데 이 새로운 전압기준벡터를 생성하는 방식에 따라 과변조영역 I과 과변조영역 II로 나눈다. 과변조영역 I은 전압기준벡터의 플리에 시리즈를 통한 기본파성분의 크기로 유도된 reference angle(α_r)을 사용하였고 과변조영역 II에서도 과변조영역 I과 같은방법으로 holding angle(α_h)를 사용하여 새로운 전압기준벡터를 생성하였다.

3.1 선형영역 ($0 \leq MI \leq 0.906$)

선형영역에서는 전압기준벡터를 변형하지 않고 사용하는데 SVM 방식에 의해 정현파의 출력전압을 발생한다. 앞에서 언급한 바와 같이 기준벡터의 크기에 따라서 선형영역은 선형영역 I($0 \leq MI \leq 0.433$)과 하이브리드영역($0.433 \leq MI \leq 0.5$)과 선형영역 II($0.5 \leq MI \leq 0.906$)로 구분 된다.

선형영역 I은 내부 육각형 사이에서만 동작하며 기존 2-레벨 인버터와 동일하게 선간전압이 3단계로 출력되는 영역이다. Hybrid 영역은 내부 육각형 또는 외부 육각형에서 동작하며 내부 육각형에서 동작할 때에는 2-레벨 인버터와 동일하게 선간전압이 3단계로 출력되며 외부 육각형에서 동작할 경우에는 선간전압

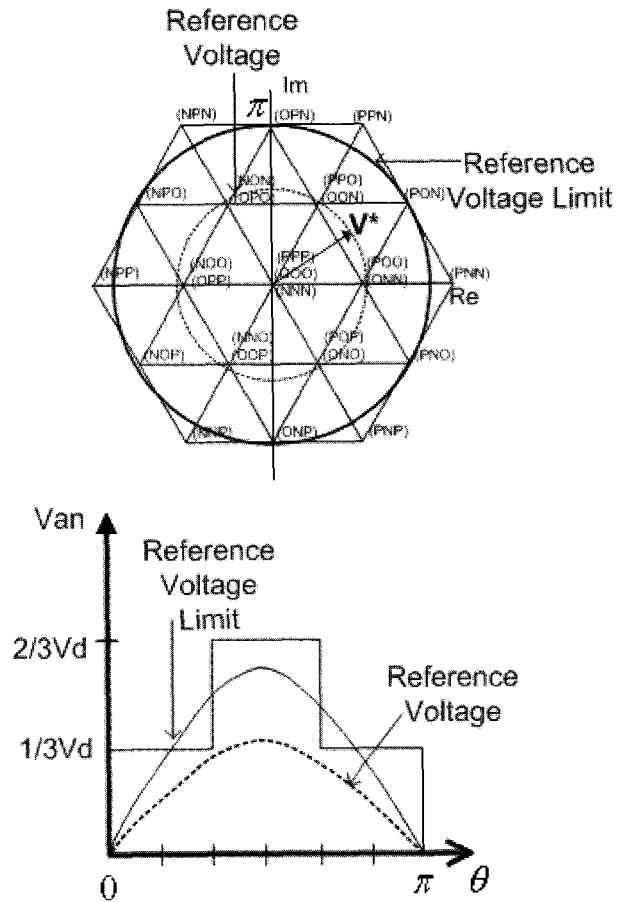


그림 4 선형영역에서 전압기준벡터의 궤적과 상전압 파형
Fig. 4 Trajectory of voltage reference vector and phase voltage waveform in linear region

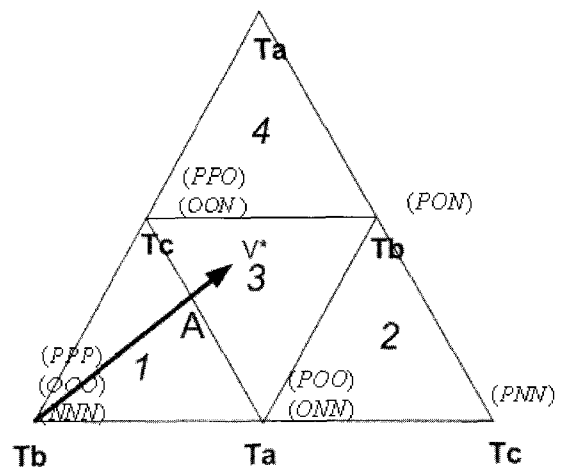


그림 5 A영역에서의 전압벡터도
Fig. 5 Voltage vectors diagram in section A

이 5단계로 출력된다. 한편 선형영역 II에서는 외부 육각형에서만 동작하며 선간전압이 5단계로 나타난다.

선형영역에서 전압기준벡터를 추종하는 출력전압벡터를 한 샘플링마다 현재 전압기준벡터가 존재하는 영역에 인접한 3개의 전압벡터들 각각에 대하여 T_a , T_b , T_c 의 평균인가시간을 적용하여 생성한다. 그림 5는 전압기준벡터가 A 섹터에 위치하였을 때의 벡터도이다. 전압벡터 생성의 한 예로서 그림과 같이 전압기준벡터

가 3영역에 위치하였을 때 전압기준벡터가 위치한 3영역의 꼭지점 전압벡터들에 대하여 T_a (POO / ONN), T_b (PON), T_c (PPO / OON)의 평균인가시간을 적용하여 전압기준벡터를 생성한다. 나머지 5개 섹터들에 대하여도 동일한 방법이 적용되며 기준벡터의 위치에 따른 벡터인가시간을 각 섹터 및 각 영역에 대하여 정리하면 표 3과 같다^[7].

표 3 전압기준벡터 위치에 따른 벡터 인가시간
Table 3 Vector duration time according to voltage reference vector location

Sector	Time	Region-1	Region-2	Region-3	Region-4
A	T_a	$nT_s \sin(\pi/3 - \theta_e)$	$T_s [1 - n \sin(\theta_e + \pi/3)]$	$T_s/2 [1 - 2n \sin \theta_e]$	$T_s/2 [2n \sin \theta_e - 1]$
	T_b	$T_s/2 [1 - 2n \sin(\theta_e + \pi/3)]$	$nT_s \sin \theta_e$	$T_s/2 [2n \sin(\theta_e + \pi/3) - 1]$	$nT_s \sin(\pi/3 - \theta_e)$
	T_c	$nT_s \sin \theta_e$	$T_s/2 [2n \sin(\pi/3 - \theta_e) - 1]$	$T_s/2 [1 + 2n \sin(\theta_e - \pi/3)]$	$T_s [1 - n \sin(\theta_e + \pi/3)]$
B	T_a	$nT_s \sin(\theta_e - \pi/3)$	$T_s/2 [2n \sin(\theta_e + \pi/3) - 1]$	$T_s/2 [1 - 2n \sin(\theta_e + \pi/3)]$	$T_s [1 - n \sin \theta_e]$
	T_b	$T_s/2 [1 - 2n \sin \theta_e]$	$nT_s \sin(\theta_e - \pi/3)$	$T_s/2 [2n \sin \theta_e - 1]$	$nT_s \sin(\theta_e + \pi/3)$
	T_c	$nT_s \sin(\theta_e + \pi/3)$	$T_s [1 - n \sin \theta_e]$	$T_s/2 [1 - 2n \sin(\theta_e - \pi/3)]$	$T_s/2 [2n \sin(\theta_e - \pi/3) - 1]$
C	T_a	$nT_s \sin \theta_e$	$T_s [1 - n \sin(\theta_e - \pi/3)]$	$T_s/2 [1 + 2n \sin(\theta_e + \pi/3)]$	$-T_s/2 [1 + 2n \sin(\theta_e + \pi/3)]$
	T_b	$T_s/2 [1 - 2n \sin(\theta_e - \pi/3)]$	$-nT_s \sin(\theta_e + \pi/3)$	$T_s/2 [2n \sin(\theta_e - \pi/3) - 1]$	$nT_s \sin \theta_e$
	T_c	$-nT_s \sin(\theta_e + \pi/3)$	$T_s/2 [2n \sin \theta_e - 1]$	$T_s/2 [1 - 2n \sin \theta_e]$	$T_s [1 - n \sin(\theta_e - \pi/3)]$
D	T_a	$-nT_s \sin \theta_e$	$T_s/2 [2n \sin(\theta_e - \pi/3) - 1]$	$T_s/2 [1 - 2n \sin(\theta_e - \pi/3)]$	$T_s [1 + n \sin(\theta_e + \pi/3)]$
	T_b	$T_s/2 [1 + 2n \sin(\theta_e + \pi/3)]$	$-nT_s \sin \theta_e$	$-T_s/2 [2n \sin(\theta_e + \pi/3) + 1]$	$nT_s \sin(\theta_e - \pi/3)$
	T_c	$nT_s \sin(\theta_e - \pi/3)$	$T_s [1 + n \sin(\theta_e + \pi/3)]$	$T_s/2 [1 + 2n \sin \theta_e]$	$-T_s/2 [1 - 2n \sin \theta_e]$
E	T_a	$-nT_s \sin(\theta_e + \pi/3)$	$T_s [1 + n \sin \theta_e]$	$T_s/2 [1 + 2n \sin(\theta_e - \pi/3)]$	$T_s/2 [2n \sin(\pi/3 - \theta_e) - 1]$
	T_b	$T_s/2 [1 + 2n \sin \theta_e]$	$nT_s \sin(\pi/3 - \theta_e)$	$-T_s/2 [1 + 2n \sin \theta_e]$	$-nT_s \sin(\theta_e + \pi/3)$
	T_c	$nT_s \sin(\pi/3 - \theta_e)$	$-T_s/2 [2n \sin(\theta_e + \pi/3) + 1]$	$T_s/2 [2n \sin(\theta_e + \pi/3) + 1]$	$T_s [1 + n \sin \theta_e]$
F	T_a	$nT_s \sin(\theta_e + \pi/3)$	$-T_s/2 [1 + 2n \sin \theta_e]$	$T_s/2 [1 + 2n \sin \theta_e]$	$T_s/2 [1 + n \sin(\theta_e - \pi/3)]$
	T_b	$T_s/2 [1 + 2n \sin(\theta_e + \pi/3)]$	$nT_s \sin(\theta_e + \pi/3)$	$T_s/2 [2n \sin(\pi/3 - \theta_e) - 1]$	$-nT_s \sin \theta_e$
	T_c	$-nT_s \sin \theta_e$	$T_s [1 + n \sin(\theta_e - \pi/3)]$	$T_s/2 [1 - 2n \sin(\theta_e + \pi/3)]$	$-T_s/2 [n \sin(\theta_e + \pi/3)]$

* T_s : Sampling time for reference vector * $n = 2MI/\sqrt{3}$: Modulation Amplitude

3.2 과변조영역 I ($0.906 \leq MI \leq 0.952$)

전압기준벡터를 $\pi/2$ 마다 선형화된 4가지 영역으로 표현하였다.

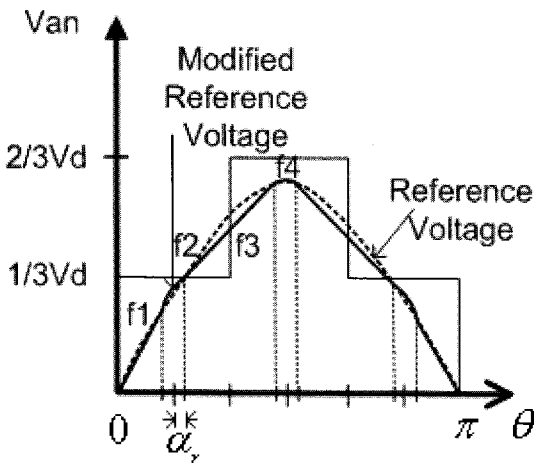
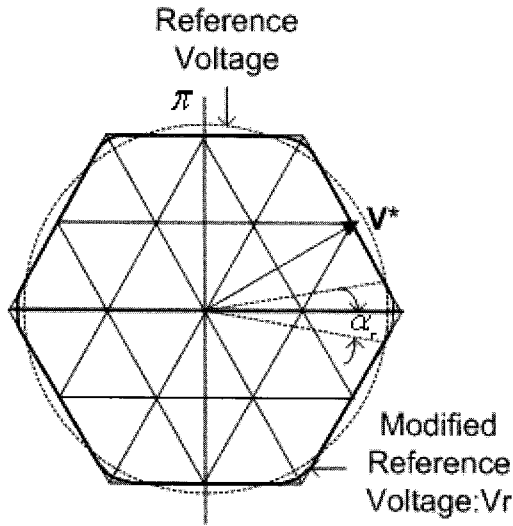


그림 6 과변조영역 I에서 전압기준벡터의 궤적과 상전압 파형

Fig. 6 Trajectory of voltage reference vector and phase voltage waveform in overmodulation region I

$MI \geq 0.906$ 이 되면 과변조영역 I에서 동작하게 된다. 과변조영역 I에서는 육각형 외부로 벗어나는 전압 기준벡터 V^* 를 보상하기 위하여 V^* 보다 승압된 V_r 을 생성하며 V_r 의 궤적이 벡터도의 내접원일 때부터 육각형의 외접원 사이에 위치할 때까지 동작한다. 그림 6은 전압벡터의 궤도가 복소평면에서 회전하는 것과 실제 전압기준벡터를 표현하였다. 여기서 α_r 은 정점에서 보상된 전압벡터 궤도의 교점까지 측정된 기준각을 의미한다. 승압된 전압기준벡터를 만들기 위하여

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

$$f_2 = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3} \cos\left(\frac{\pi}{6} - \alpha_r\right)} \sin \theta, \quad \text{for } \left(\frac{\pi}{6} - \alpha_r\right) \leq \theta < \left(\frac{\pi}{6} + \alpha_r\right) \quad (4)$$

$$f_3 = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3} \cos\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)} \sin \theta, \quad \text{for } \left(\frac{\pi}{6} + \alpha_r\right) \leq \theta < \left(\frac{\pi}{2} - \alpha_r\right) \quad (5)$$

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

$$\alpha_r = -30.23 \times MI + 27.04 \quad (0.9068 \leq MI < 0.9095) \quad (7)$$

$$\alpha_r = -8.58 \times MI + 8.23 \quad (0.9095 \leq MI < 0.9485) \quad (8)$$

$$\alpha_r = -26.43 \times MI + 25.15 \quad (0.9485 \leq MI < 0.9517) \quad (9)$$

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

3.3 과변조영역 II ($0.952 \leq MI \leq 1.0$)

$MI \geq 0.952$ 가 되면 승압된 전압기준벡터가 벡터도 육각형에 외접하게 되어 전압손실분을 더 이상 보상해 주지 못하기 때문에 이 영역에서는 과변조영역 I에서 사용한 방식을 사용하지 못한다. 이 영역을 과변조영역 II라 칭한다.

과변조영역 II에서는 전압기준벡터 V^* 가 시간에 따라 가변할 때 α_h 구간동안 실제전압기준벡터 V_h 가 각 구간 최고의 전압 값을 낼 수 있는 정점에 있게 되고 나머지 시간을 육각형 면을 따라서 움직인다. 과변조영역 II에서 각 구간별 함수는 그림 7로부터 다음과 같이 주어진다.

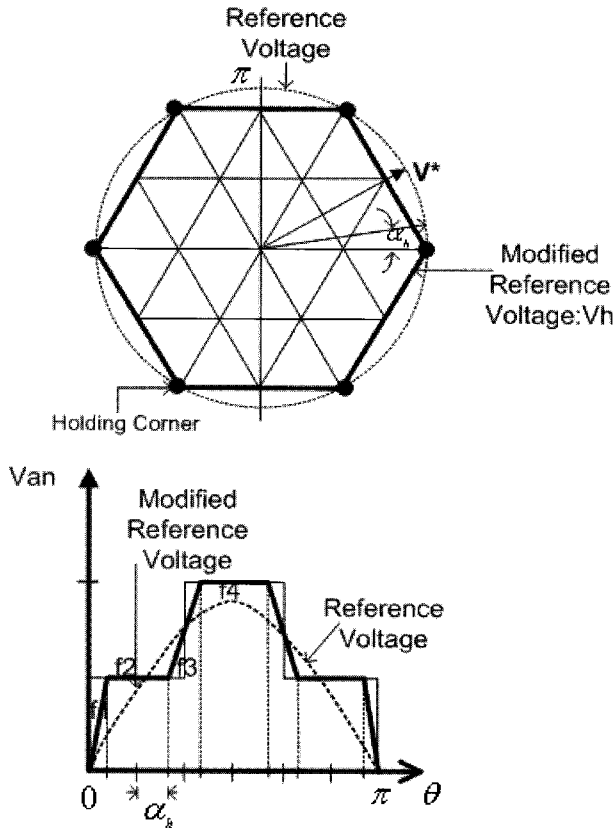


그림 7 과변조영역 II에서 전압기준벡터의 궤적과 상전압 파형
 Fig. 7 Trajectory of voltage reference vector and phase voltage waveform in overmodulation region II

$$f_1 = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} \tan \alpha_p, \quad \text{for } 0 \leq \theta < \left(\frac{\pi}{6} - \alpha_h\right) \quad (10)$$

$$f_2 = \frac{V_{dc}}{3}, \quad \text{for } \left(\frac{\pi}{6} - \alpha_h\right) \leq \theta < \left(\frac{\pi}{6} + \alpha_h\right) \quad (11)$$

$$f_3 = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3} \cos\left(\frac{\pi}{3} - \alpha'_p\right)} \sin \alpha'_p, \quad \text{for } \left(\frac{\pi}{6} + \alpha_h\right) \leq \theta < \left(\frac{\pi}{2} - \alpha_h\right) \quad (12)$$

$$f_4 = \frac{2}{3} V_{dc}$$

$$\text{for } \left(\frac{\pi}{2} - \alpha_h\right) \leq \theta < \frac{\pi}{2} \quad (13)$$

$$\alpha_h = 6.40 \times MI - 6.09 \quad (0.9517 \leq MI < 0.9800) \quad (14)$$

$$\alpha_h = 11.75 \times MI - 11.34 \quad (0.9800 \leq MI < 0.9975) \quad (15)$$

$$\alpha_h = 48.96 \times MI - 48.43 \quad (0.9975 \leq MI < 1.0000) \quad (16)$$

$$\alpha_p = \frac{\pi}{\pi - 6\alpha_h} \theta \quad (17)$$

$$\alpha'_p = \left(1 - \frac{6}{\pi} \alpha_h\right) \theta \quad (18)$$

(α_p, α'_p : 실제 기준전압 벡터 V_h 의 위상각)

4. 시뮬레이션 및 실험

제안된 NPC형 3-레벨 인버터의 과변조제어기법을 시뮬레이션 및 실험을 통하여 검증하기 위하여 NPC형 인버터를 다음과 같이 구성하였다. 입력전압은 311[V] 이고 직류 평활용 커패시터는 상하 각각 6400[uF]를 사용하였다. 부하는 20[mH]과 33[Ω]의 3상 R-L부하로 구성하였다. 인버터제어를 위해서 TMS320C33 DSP 보드를 이용하여 샘플링 주파수 4[kHz]에서 제어하였다. 그림 8와 9에서 PSiM 시뮬레이션 회로 구성도와 NPC형 3-레벨 인버터 시스템을 보이며, 그림 10부터 그림 14까지 시뮬레이션 결과를 나타내었다.

그림 10과 그림 11은 선형영역 I, II에서의 상전류 및 선간전압 파형을 각각 보인다. 그림 10은 선형영역 I인 $MI=0.4$ 인 조건에서의 동작을 보이며, 전압벡터의 발생을 내부 육각형 벡터들만으로 구성하고 있어서 선간전압파형이 2-레벨 인버터와 동일한 형태의 파형을 나타낸다. 그림 11은 선형영역 II인 $MI=0.8$ 인 조건에서의 동작을 보인다. 기준전압이 내부육각형 내접 원과 외부 육각형 내접원 사이에서 존재하므로 3-레벨로 동작하여 선간전압파형이 5단계로 출력되는 특징을 보인다.

그림 12와 13은 과변조영역 I, II에서의 상전류 및 선간전압 파형을 각각 보인다. 그림 12는 과변조영역 I인 $MI=0.94$ 인 조건에서의 동작을 보이며 전압기준 벡터가 외부 육각형의 외곽선을 따라서 도는 구간에서는 선간전압의 스위칭이 발생하지 않는 것을 확인할 수 있다. 그림 13은 과변조영역 II인 $MI=0.97$ 인 조건에서의 동작을 보이는데 α_h 가 확장함에 따라 스위칭이 발생하지 않는 구간이 늘어나다가 $MI=1$ 인 1펄스

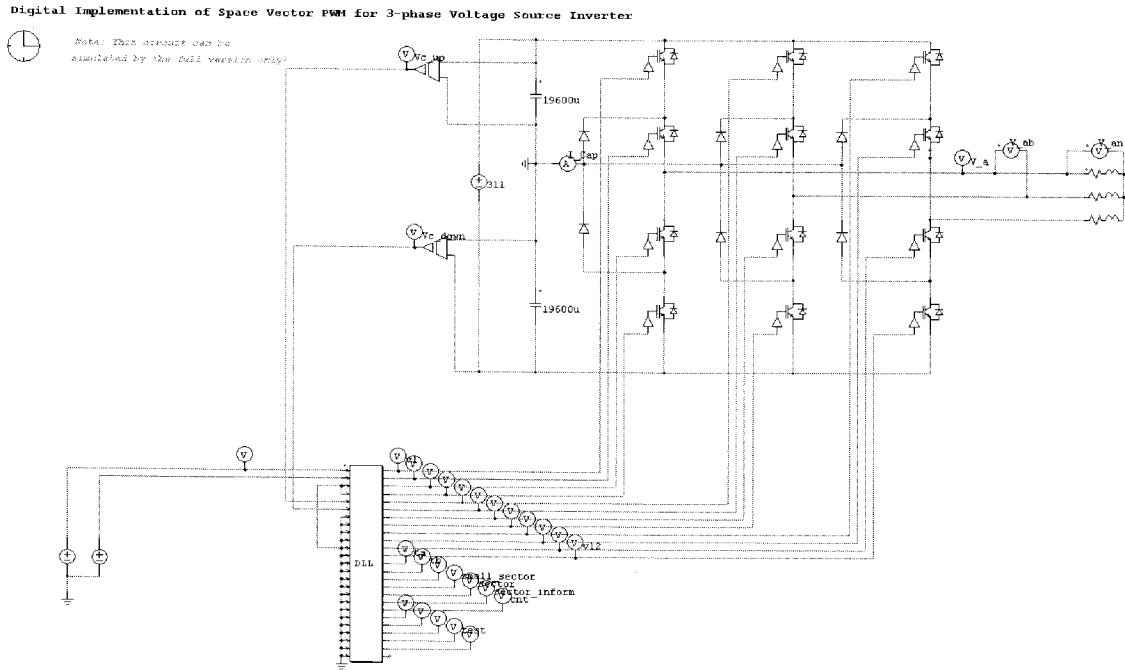


그림 8 PSiM 시뮬레이션 회로도
Fig. 8 PSiM simulation circuit

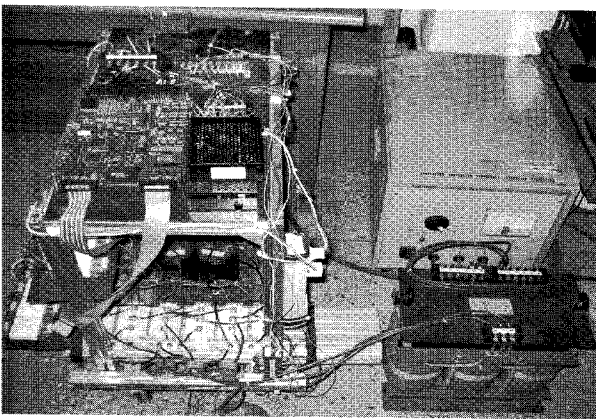


그림 9 NPC형 3-레벨 인버터 시스템
Fig. 9 NPC type 3-level inverter system

모드에서 기준벡터가 외부 육각형 꼭지점만 따라 돌기 때문에 그림 14와같이 선간전압파형이 1펄스 모드인 구형파인버터의 경우와 같이 나타난다.

그림 15부터 그림 19까지는 실험파형을 보인다. 시뮬레이션 결과와 마찬가지로 선형영역 I과 II, 과변조영역 I과 II에서의 선간전압과 상전류파형이 시뮬레이션 파형들에 대응하여 유사한 결과를 보임을 확인할 수 있다.

그림 20은 선형영역과 과변조영역으로 동작하기 위하여 MI 를 변동함에 따라서 출력전압의 고조파성분에 미치는 영향을 분석한 결과를 보인다. 변조지수를 증가시켜서 선형영역($MI=0.9$), 과변조영역 I($MI=0.94$), 과변조영역 II($MI=0.97$), 1펄스모드($MI=1.0$)에서 동작할 때 각 차수의 고조파가 점점 증가함을 확인할 수 있다.

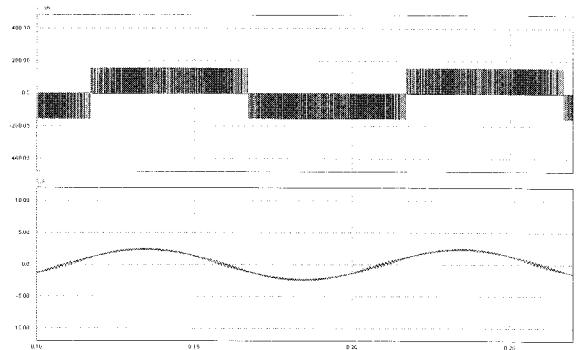


그림 10 선형영역 I($MI=0.4$)에서의 선간전압(위) 및 상전류(아래) 시뮬레이션파형
Fig. 10 Simulation results of line voltage and phase current waveforms at $MI=0.4$, linear region I

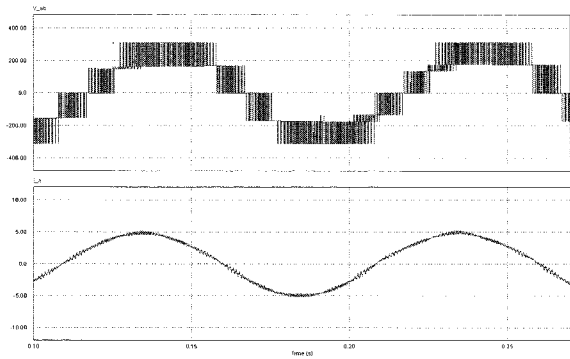


그림 11 선형영역 II(MI=0.8)에서의 선간전압(위) 및 상전류(아래) 시뮬레이션파형
 Fig. 11 Simulation results of line voltage and phase current waveforms at MI=0.8, linear region II

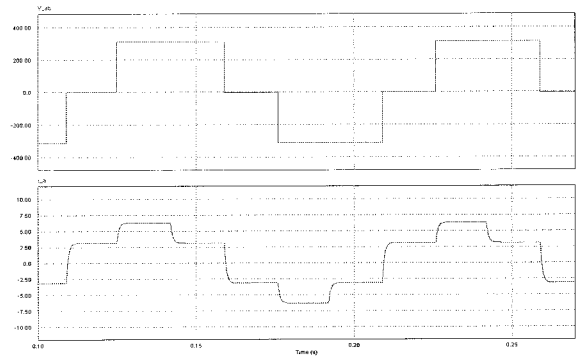


그림 14 One-pulse 영역(MI=1.00)에서의 선간전압(위) 및 상전류(아래) 시뮬레이션파형
 Fig. 14 Simulation results of line voltage and phase current waveforms at MI=1.00, One-pulse region

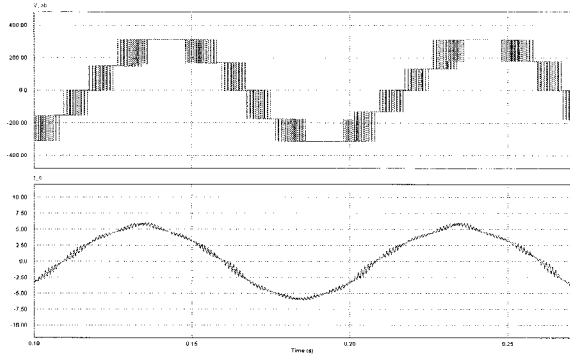


그림 12 과변조영역 I(MI=0.94)에서의 선간전압(위) 및 상전류(아래) 시뮬레이션파형
 Fig. 12 Simulation results of line voltage and phase current waveforms at MI=0.94, overmodulation region I

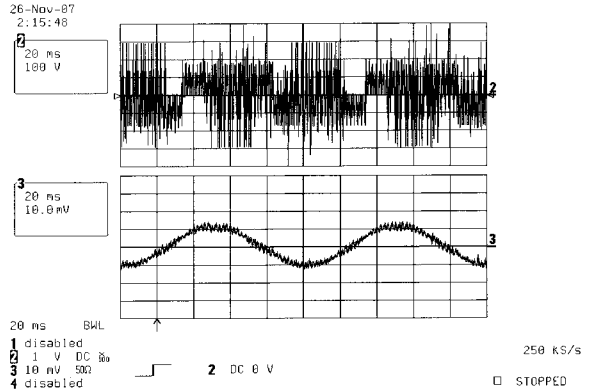


그림 15 선형영역 I(MI=0.4)에서의 선간전압(위) 및 상전류(아래) 실험파형
 Fig. 15 Experimental results of line voltage and phase current waveforms at MI=0.4, linear region I

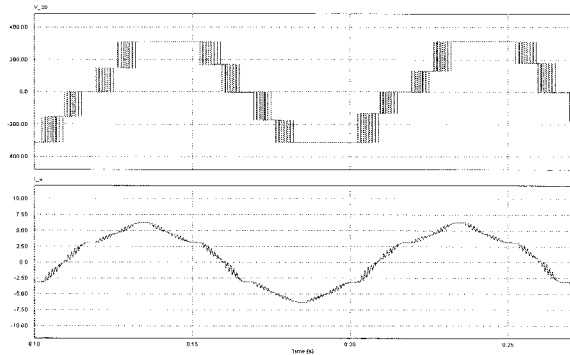


그림 13 과변조영역 II(MI=0.97)에서의 선간전압(위) 및 상전류(아래) 시뮬레이션파형
 Fig. 13 Simulation results of line voltage and phase current waveforms at MI=0.97, overmodulation region II

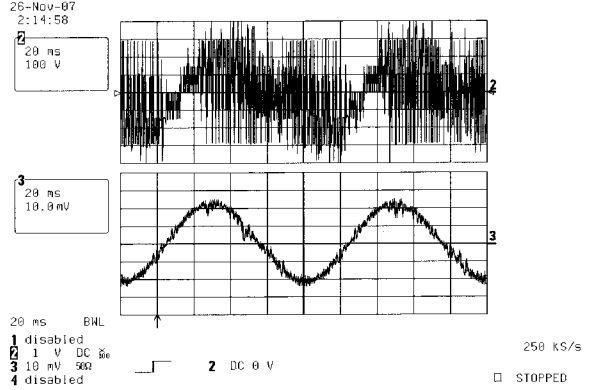


그림 16 선형영역 II(MI=0.8)에서의 선간전압(위) 및 상전류(아래) 실험파형
 Fig. 16 Experimental results of line voltage and phase current waveforms at MI=0.8, linear region II

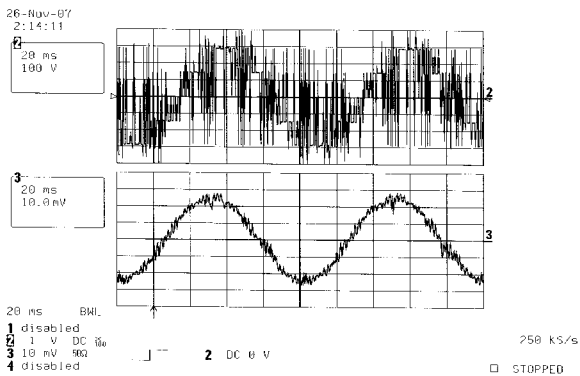


그림 17 과변조영역 I(MI=0.94)에서의 선간전압(위) 및 상전류(아래) 실험파형
 Fig. 17 Experimental results of line voltage and phase current waveforms at MI=0.94, overmodulation region I

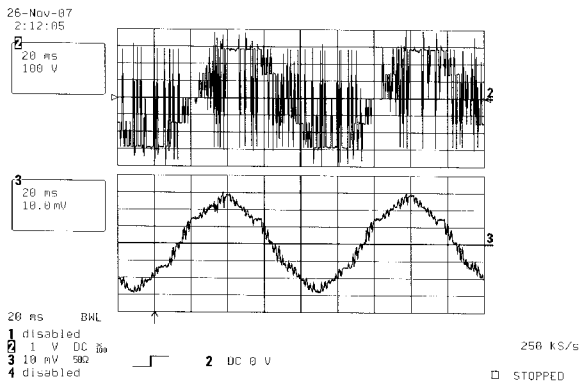


그림 18 과변조영역 II(MI=0.97)에서의 선간전압(위) 및 상전류(아래) 실험파형
 Fig. 18 Experimental results of line voltage and phase current waveforms at MI=0.97, overmodulation region II

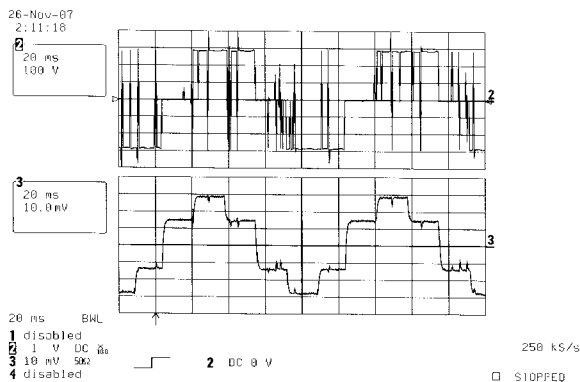


그림 19 One-pulse영역(MI=1.00)에서의 선간전압(위) 및 상전류(아래) 실험파형
 Fig. 19 Experimental results of line voltage and phase current waveforms at MI=1.00, One-pulse region

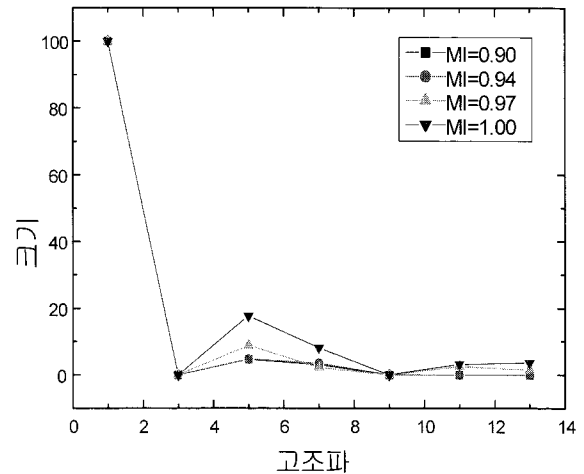


그림 20 고조파 스펙트럼 (기본파를 100으로 정규화)
 Fig. 20 Harmonic spectra by FFT, normalized to fundamental component at MI = 100

5. 결 론

본 논문에서는 전철구동용 견인전동기의 구동을 위한 NPC형 3-레벨 인버터의 과변조영역에서의 제어 동작을 제안하였다. 기존의 2-레벨 인버터에 적용하였던 과변조제어기법을 3-레벨 인버터에 적용하여 출력전압을 $MI=1.0$ 까지 선형적으로 제어할 수 있음을 시뮬레이션과 실험을 통하여 확인하였다. 본 과변조제어기법을 구현하는 과정에서 α_r 과 α_h 를 선형 근사화하면 온라인 제어가 가능하다. 향후 유도전동기 부하를 사용하여 속도제어를 실행하는 후속적인 연구를 통하여 제안된 방식의 활용도 개선이 요구된다.

본 연구는 산업자원부의 지역혁신 인력양성사업의 연구결과로 수행되었음

참 고 문 헌

[1] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi, "A new neutral point clamped PWM inverter," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, IA-17, (5), pp. 518-523, 1981.
 [2] A. Horie, S. Saito, S. Ito, T. Takasaki, and H. Ozawa "Development of a three-level converter-inverter system with IGBT's for AC electric cars," *IEE Japan IAS Annu Meet. Rec.*, pp. 75-78, 1995.
 [3] E. Akagawa, S. Kawamoto, S. Tamai, H. Okayama, and T. Uemura, "Three-level PWM converter-inverter

- system for next-generation Shinkansen," *IEE Japan IAS Annu. Meet. Rec.*, pp. 81-82, 1995.
- [4] T. Kanzaki, I. yasuoka, and G. Yamamoto, "Direct Digital Controlled PWM GTO Inverter for 1500V Electric Cars," *Proc. IPEC-Tokyo'83*, pp. 1587-1598, 1983.
- [5] J.Holtz, W.Lotzkat, and A. M. Khambadkone, "On continuous control of PWM inverters in the overmodulation range including the six-step mode," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 8, no. 4, pp. 546-553, 1993.
- [6] Dong-Choon Lee and G-Myoung Lee, "A Novel Overmodulation Technique for Space-Vector PWM Inverters," *IEEE Trans. Power Electron.* vol. 13, no. 6, pp. 1144-1151, 1998.
- [7] 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. Ind. Appl.*, vol 38, no. 3, pp. 660-669, 2002.
- [8] 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. Ind. Appl.*, vol. 2, pp. 1151-1157, 1994.
- [10] 이지명, 이동춘, "공간벡터 PWM에서 과변조시 출력전압의 선형화 및 고조파 분석", *전력전자학회 논문지* 제3권 제2호, pp. 118-124, 1998. 6.
- [11] 김상훈, "PWM 인버터의 출력전압 향상을 위한 과변조 기법", *전력전자학회 논문지* 제4권 제1호, pp. 13-18, 1999. 2.

저 자 소 개



이재문(李在紋)

1980년 10월 1일생. 2006년 충북대 전기전자컴퓨터공학부 전기공학과 졸업. 2007년 현재 동 대학원 전기공학과 석사과정.



최재호(崔載昊)

1979년 서울대 전기공학과 졸업. 1981년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1989년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1981년~1983년 중경공업전문대 전자과 전임강사. 1993년~1994년 1997년~1998년 토론토대학 방문교수. 1983년~현재 충북대 전기전자컴퓨터공학부 교수. 현재 당 학회 부회장.