

다중 레벨 PWM 인버터의 특성 비교

김민태*, 박희성*, 이학주*, 황영성*, 성세진*
*충남대학교 전기공학과

A Comparison of Multilevel PWM Inverter Characteristics

M.T.Kim* H.S.Park* H.J.Lee* Y.S.Hwang* S.J.Seong*
*Chungnam National University. Dept of Electrical Engineering

Abstract

Multilevel Inverter for the application of IM system is modeled, analyzed the harmonics component of output current at SIMULINK environment.

In this paper Optimum of f_c , M in 5-Level PWM Inverter is proposed

1. 서 론

전동기 가변속제어에 적용되는 VSI(Voltage Source Inverter)의 전류 고조파성분은 전력손실, 전자파 장애, 출력 토오크의 진동등 많은 문제점을 내포하고 있어서 단일 DC전원을 사용하는 2레벨 PWM 인버터는 하드웨어의 구현은 용이하나 스위칭 주파수가 높고 전압이 비정현적이므로 대전력 고전압 응용분야에는 고조파 저감을 위한 다중레벨 인버터 방식을 주로 적용하고 있다.

다중 레벨 PWM 인버터는 하드웨어 구현이 복잡하지만, 고조파성분의 감소에 우수성을 보이고 있다.

본 논문은 유도 전동기 시스템에 적용하기 위한 다중 레벨 PWM 인버터를 모델링 하여 고조파성분을 분석하였으며, 5레벨 PWM 인버터와 7레벨 PWM 인버터의 특성을 비교 평가로 M 과 f_c 의 적정값을 선정하고자 한다.

2. 다중 레벨 PWM 인버터

N레벨 PWM 인버터는 N이 3이상 일 때를 다중 레벨 동작이라 하며, DC전원은 (N-1)개가 필요하게 된다. 또한, w_c 와 A_c 를 가진 (N-1)개의 캐리어와 w ,와 A ,를 가지는 하나의 변조 사인파의 비교에 의해 제어신호가 만들어진다.

3상 인버터의 경우 캐리어 사용의 방법에 따라 두 가지의 방법이 적용된다. 하나는, 캐리어 집단을 각 상에 따라 세 개의 변조파와 동시에 비교하는 것이며, 다른 하나는 캐리어 집단을 120° 씩 위상을 이동 시켜 비교하는 방법이다. 본 논문에서 전자의 경우를 사용하였다.

그림 1은 N레벨 PWM 인버터의 일반적인 구조를 표현한 그림으로 단일 DC전원만을 이용하고, 나머지 전원은 초퍼의 시비율을 조절하여 전원의 크기를 조절하는 회로이다.

$$(N' = \frac{(N-1)}{2})$$

표 1은 N레벨 PWM 인버터의 한상에 대한 스위칭 시간을 표현한 것이다. 각 전류의 상태에 따라 다음의 3단계로 분류가 가능하다.

- 모드 I: $\pm E$ 전압과 출력 전류가 같은 부호일 때
- 모드 II: $\pm E$ 전압과 출력 전류가 다른 부호일 때
- 모드 III: 중성점 전압에 대해 클램핑된 상태의 전류가 흐르고 있을 때

N레벨의 PWM 인버터 중에서 5레벨과 7레벨 전압형 인버터를 모델링 하였다.

그림 2는 5레벨 PWM 인버터의 출력 파형이며, 그림 3은 7레벨 PWM 인버터의 출력 파형이다.

M은 1로 하였으며 f_c 는 900[Hz]로 하였다.

그림 2, 3을 고조파 분석하여 보면 결과는 그림 4와 같다.

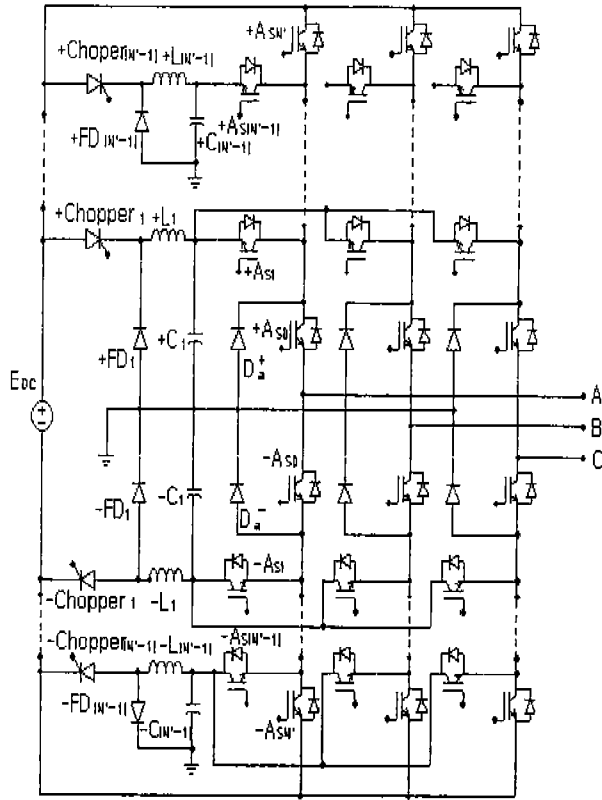


그림 1. N레벨 PWM 인버터

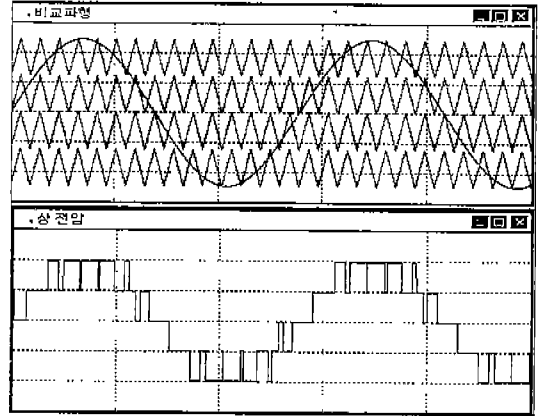


그림 2. 5레벨 PWM 인버터

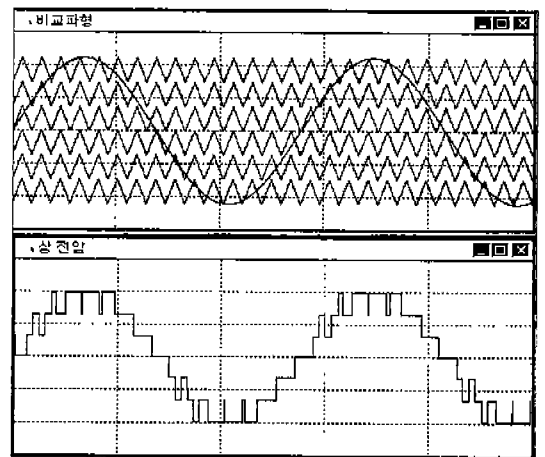


그림 3. 7레벨 PWM 인버터

전압 스위치	+N'E	...	+2E	+E	0	-E	-2E	...	-N'E
+xS _N	1	...	0	0	0	0	0	...	0
+xS _{N-1}	0	...	0	0	0	0	0	...	0
+xS _{...}
+xS ₃	0	...	0	0	0	0	0	...	0
+xS ₂	0	...	1	0	0	0	0	...	0
+xS ₁	0	...	0	1	0	0	0	...	0
+xS ₀	1	...	1	1	1	0	0	...	0
-xS ₀	0	...	0	0	1	1	1	...	1
-xS ₁	0	...	0	0	0	1	0	...	0
-xS ₂	0	...	0	0	0	0	1	...	0
-xS ₃	0	...	0	0	0	0	0	...	0
-xS _{...}	0
-xS _{N-1}	0	...	0	0	0	0	0	...	0
-xS _N	0	...	0	0	0	0	0	...	1

표 1. 스위칭 시간

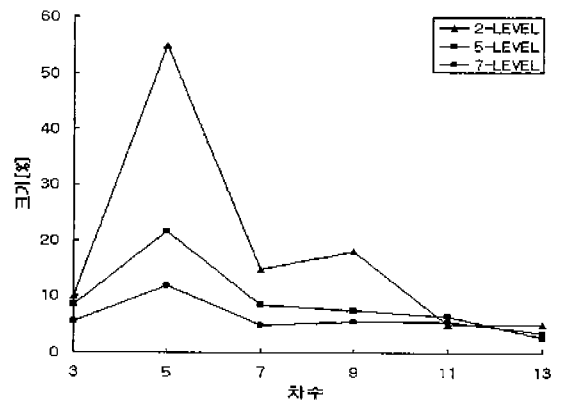


그림 4. 고조파 분석

3. 유도 전동기 모델링

3상 유도 전동기의 전압 방정식을 구하기 위해, 고정자 권선이 대칭이며 분포권이라고 가정한다.

정지 좌표계에서 유도 전동기의 방정식을 각상의 벡터식으로 표현할 수 있으며, 고정자 및 회전자 전압 방정식은 다음과 같다.

$$\overline{V_{abcs}} = r_s \overline{I_{abcs}} + p \overline{\lambda_{abcs}} \quad (1)$$

$$\overline{V_{abcr}} = r_s \overline{I_{abcr}} + p \overline{\lambda_{abcr}} \quad (2)$$

여기에서,

$$\overline{V_{abcs}} = [V_{as} \ V_{bs} \ V_{cs}]^T$$

$$\overline{i_{abcs}} = [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs}]^T$$

$$\overline{\lambda_{abcs}} = [\lambda_{as} \ \lambda_{bs} \ \lambda_{cs}]^T$$

$$\overline{V_{abcr}} = [V_{ar} \ V_{br} \ V_{cr}]^T$$

$$\overline{i_{abcr}} = [i_{ar} \ i_{br} \ i_{cr}]^T$$

$$\overline{\lambda_{abcr}} = [\lambda_{ar} \ \lambda_{br} \ \lambda_{cr}]^T$$

이다.

또한, 왜교자속은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} \overline{\lambda_{abcs}} \\ \overline{\lambda_{abcr}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \overline{L_s} & \overline{L_{sr}} \\ (\overline{L_{sr}})^T & \overline{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{I_{abcs}} \\ \overline{I_{abcr}} \end{bmatrix} \quad (3)$$

여기에서,

$$\overline{L_s} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} \\ -\frac{1}{2} L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} \\ -\frac{1}{2} L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix}$$

$$\overline{L_r} = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2} L_{mr} & -\frac{1}{2} L_{mr} \\ -\frac{1}{2} L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2} L_{mr} \\ -\frac{1}{2} L_{mr} & -\frac{1}{2} L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} \end{bmatrix}$$

$$\overline{L_{sr}} = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r \end{bmatrix}$$

이다.

유도 전동기의 동특성은 시변계수를 가지는 복잡한 미분방정식으로 표현된다. 빠른 과도 응답을 갖는 토오크 제어를 위하여 유도 전동기의 고정자 전류를 자속각을 기준으로 자속성분 전류와 토오크 성분 전류를 분리시켜 독립적으로 제어하는 자속 기준 제어가 필요하다. 식(4)와 같은 유도 전동

기의 d-q축 전압방정식을 구할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ v_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + pL_s & -w_e L - s & pM & 0 \\ -w_e M & w_e L - s & r_s + pL_s & pM \\ pM & -w_{sl} M & r_r + pL_r & -w_{sl} L_r \\ w_{sl} M & pM & w_{sl} L_r & r_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (4)$$

(단, p = 미분연산자, $M = \frac{3}{2} L_m$, $w_{sl} = w_e - w_r$)

$$\begin{bmatrix} \lambda_{ds} \\ \lambda_{qs} \\ \lambda_{dr} \\ \lambda_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (5)$$

출력 토오크는 식 (6)과 같이 표현할 수 있다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} (\lambda_{dr} i_{qs} - \lambda_{qr} i_{ds}) \quad (6)$$

여기에서 F 는 극수이다.

식(4)를 이용하여 유도 전동기를 모델링 하면 그림 5와 같다.

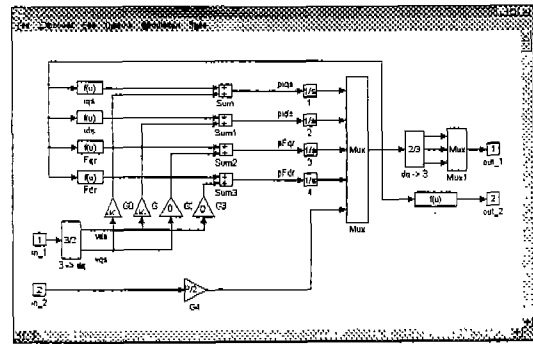


그림 5. 3상 유도 전동기

4. 시뮬레이션 결과 및 검토

4.1. 시스템 시뮬레이션

다중 PWM 인버터의 성능을 비교하기 위해 먼저 일반적인 2레벨 PWM 인버터를 유도 전동기에 적용하여 시뮬레이션 하였고, 각 요소들은 선형적이며, 이상적인 경우로 가정하였으며, 시뮬레이션에 사용한 유도 전동기의 파라미터는 표 2와 같다.

2레벨 PWM인버터는 M 이 1이고, f_c 는 900[Hz]로 시뮬레이션 하였다.

그림 6은 2레벨 PWM 인버터의 전체 구성도와 출력 파형이다.

그림 7은 5레벨 PWM 인버터 적용시 출력파형

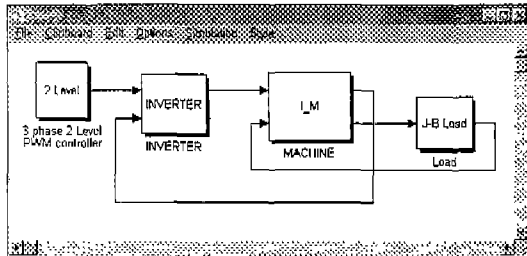
이며, 그림 8은 7레벨 PWM의 출력 파형이다.(
 $M=1, f_c = 900[Hz]$)

그림 9는 2레벨 PWM 인버터, 5레벨 PWM 인버터, 7레벨 PWM 인버터등을 유도 전동기 적용 시 출력 전류에 대한 고조파 분석을 한것이다.

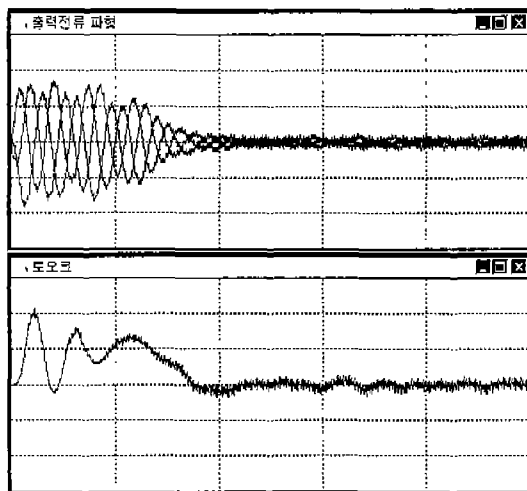
출력 전류의 고조파 분석 결과에서와 같이 고차 다중 레벨 PWM 인버터의 경우 고조파 성분이 감소함을 알 수 있으나, 레벨에 따른 DC전원 증가로 하드웨어 구현은 급격히 어렵게 된다.

변수명	값
r_s	0.2417 [Ω]
r_r	0.2849 [Ω]
L_s	0.0373 [H]
L_r	0.0373 [H]
L_m	0.036 [H]
J	0.063 [kgm^2]

표 2. 전동기 파라미터



a) 전체 구성도



b) 출력전류, 토크 파형
 그림 6. 2레벨 PWM 인버터

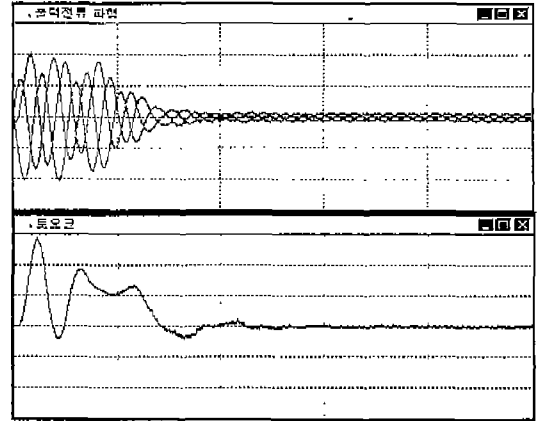


그림 7. 5레벨 PWM 인버터

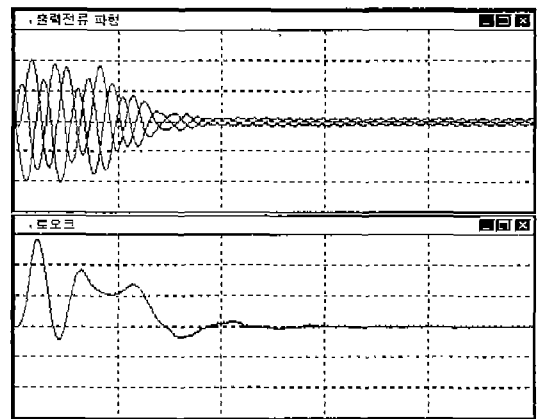


그림 8. 7레벨 PWM 인버터

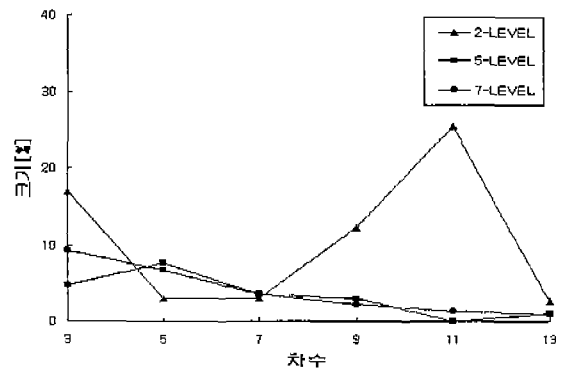


그림 9. 출력 전류 고조파 분석

4.2. 다중 레벨 PWM 인버터 선정

7레벨과 5레벨의 고조파 성분이 유사하므로 하드웨어 구현이 용이한 5레벨 PWM 인버터를 유도 전동기에 적용, M, f_c 값을 변화 시켰을때의 차수별 고조파 분석은 그림 10과 같다.

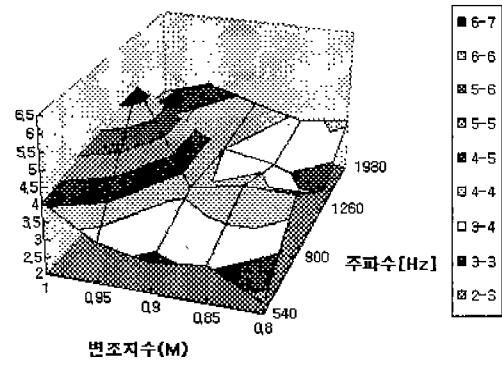
제 3차 고조파는 $M = 1, f_c = 540[Hz]$ 일 때,
 제 5차 고조파는 $M = 0.8, f_c = 540[Hz]$ 일 때,
 제 7차 고조파는 $M = 0.8, f_c = 540[Hz]$ 일 때,
 제 9차 고조파는 $M = 0.8, f_c = 540[Hz]$ 일 때
 가 각각의 경우 제일 적은 고조파 성분 함유를 보
 였다.

기본파 성분과 그 외 파형간의 근접도를 나타내
 는 전 고조파 왜곡율(Total Harmonic Distortion,

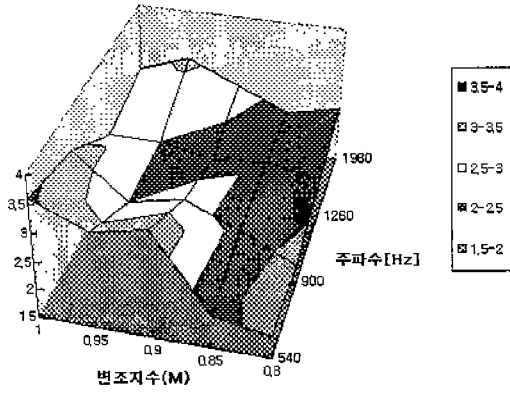
$$THD = \frac{1}{V_1} \sqrt{\left(\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2 \right)}$$

를 분석해보면 그
 림 11과 같으며, 고조파 왜곡율이 가장 적을 때는
 M 이 0.95, f_c 가 540[Hz]일때 이며, 이를 고조
 파 분석하면 그림 12와 같다.

시뮬레이션 결과 5레벨 PWM 인버터의 전 고조
 파 왜곡율은 10.93[%]로 2레벨에 비해서 32[%]로
 향상되었고, 이때의 고조파 성분 또한 2레벨에 비
 해 제 3차 고조파가 38.46[%]로 향상됨을 보였다.

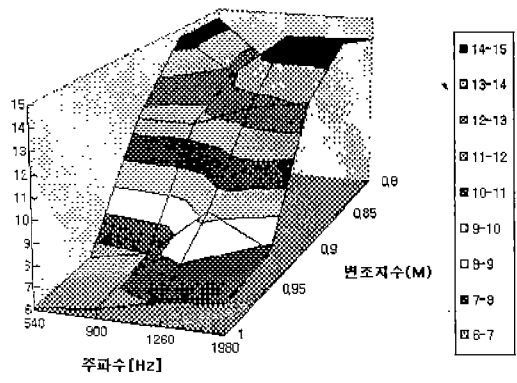


(c) 제 7차 고조파 분석

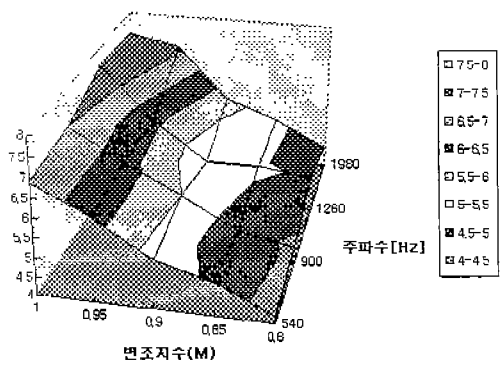


(d) 제 9차 고조파 분석

그림 10. 고조파 분석



(a) 제 3차 고조파 분석



(b) 제 5차 고조파 분석

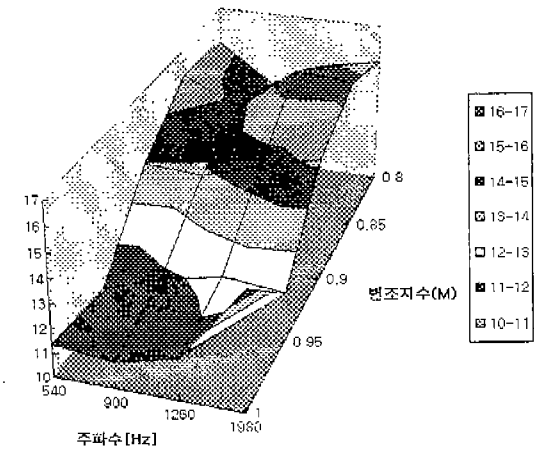


그림 11. 전 고조파 왜곡율

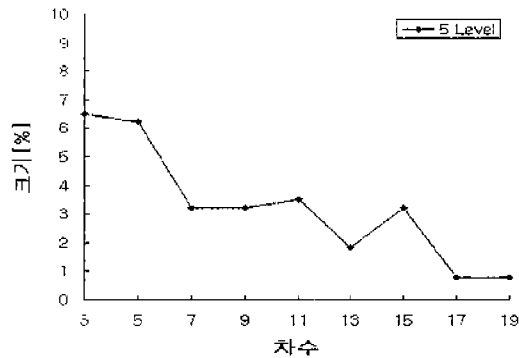


그림 12. $M = 0.95$, $f_c = 540 [Hz]$ 일때의
고조파 분석

5. 결 론

본 논문은 SIMULINK를 이용하여 다중 레벨 PWM 인버터를 모델링하고, 유도 전동기 시스템 적용시 적절한 조건들을 선정하였으며, 다중 레벨 PWM 인버터 중에서 5레벨 PWM 인버터가 고조파 성분 저감에 있어 우수성을 입증하였다.

그러나, 다중 레벨 PWM 인버터는 하드웨어 구현의 유연성을 도모할 때, 더욱 향상된 VSI PWM 시스템으로 구현 될 수 있을 것이다.

[참 고 문 헌]

- [1] P.M. Bhagwat and V.R.Stefanovic, "Generalized Structure of a Multilevel PWM Inverter", IEEE Trans. on Ind Appl, vol.19, No6 pp.1057-1069 Nov/Dec, 1983.
- [2] Giuseppe Carrara, "A New Multilevel PWM Method: A Theoretical Analysis", IEEE Tran on Power Electronics, vol.7, No3, pp.497-505, July, 1992.
- [3] A.Dell'Aquila, "DSP Based Multilevel PWM Method", PEMC, pp.1/218-1/222, 1996.
- [4] A.Campagna, "A New Generalized Multilevel Three-phase Structure Controlled by PWM",

EPE, pp.3/225-3/240, 1991.

[5] Kousuke YAMAMOTO, "Performance of Three-phase FIVE Level PWM Inverter", IPEC-YOKOHAMA, pp.1134-1139.1995

[6] The MATHWORKS Inc, "SIMULINK User's Guide", 1993.4