

# 특정 고조파 제거를 위한 Cascaded H-bridge 7레벨 인버터의 특성해석 및 시뮬레이션

진선호<sup>+</sup> · 오진석 · 조관준<sup>++</sup> · 곽준호 · 임명규 · 김장목<sup>+++</sup>

## Analysis and simulation of Cascaded H-bridge 7 level inverter for eliminating typical harmonic waveforms

Sun-Ho Jin<sup>+</sup>, Jin-Suk Oh, Kwan-Jun Jo<sup>++</sup>, Jun-Ho Kwak<sup>++</sup>, Myoung-Kyu Lim<sup>++</sup>, Jang-Mok Kim<sup>+++</sup>

**Abstract** : This paper is presented the analysis results and simulation results of cascaded H-bridge 7 level inverter with various modulation index. Stepped waveform having  $N$  number of switching was used to eliminate  $N-1$  harmonic components. Switching angles according to modulation index are calculated numerically. Therefore, 3 times of switching with 7 level topology and QWS(Quarter Wave Symmetry) could eliminate 5th and 7th harmonics. The harmonic characteristics are compared to those of space vector modulation method which known as common modulation method in industrial field. Stepped waveform method showed higher ability to reduce, especially lower order of harmonics.

**Key words** : MLI(Multi-Level Inverter), **Cascaded H-bridge**(중첩형 H브리지), **Stepped waveform**(계단식 파형), **Space-vector**(공간벡터), **Modulation**(변조)

### 기호설명

- $E$  : DC link voltage
- $N$  : Number of switching
- $p$  : Number of separate DC sources
- $\alpha_k$  : Switching angle
- $m$  : Modulation index
- $n$  : order of harmonic component
- QWS, HWS : Quarter(Half) Wave symmetry

## 1. 서론

### 1.1 멀티레벨 인버터

대용량의 전력변환 분야에서 멀티레벨 인버터는 최근 들어 많은 주목을 받고 있는 분야이다. 멀티레벨 인버터는 각각의 전력소자가 부담하는 전압 및 전류

량이 작고, 스위칭으로 인해 발생하는 AC측의 전압 변동 폭이 낮다.

멀티레벨 인버터는 일반적으로 다이오드 클램프형, 플라잉 커패시터형, 캐스케이드 H브리지형의 세 가지 형태로 구분된다<sup>[1]</sup>.

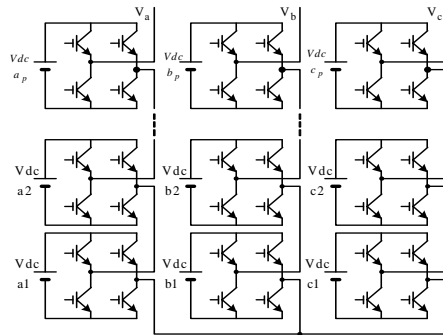


Fig. 1 Three phase cascaded H bridge  
 $2p+1$  level inverter

<sup>+</sup> 진선호(한국해양대학교 대학원 기관시스템공학과), E-mail: mylhit@naver.com, Tel: 051)410-4866  
<sup>++</sup> 한국해양대학교 대학원 메카트로닉스공학과  
<sup>+++</sup> 부산대학교 전자전기정보컴퓨터공학부

그 중 Fig. 1에서와 같이 단상의 H브리지 모듈로 구성되는 캐스캐이드 H브리지형은 개념적으로 이해하기가 쉽고, 소요되는 전력 소자의 수가 다른 두 가지 형태에 비해 작으며 각각의 모듈들로서 탈착이 가능하여 유지보수가 용이한 등의 많은 장점들을 가지고 있다. 또한 전기적으로 분리된 작은 DC 전원을 중첩하여 큰 전압을 생성할 수 있으므로 대전력 응용분야 뿐만 아니라 배터리나 연료전지 등을 사용하는 다양한 에너지 응용분야에서도 성공적으로 적용될 수 있다.

## 1.2 Modulation method

기존의 인버터에서의 PWM 변조방법은 삼각파 변조법과 함께, RSPWM 및 Space Vector 변조법 등을 대표적인 변조방법이라고 할 수 있다<sup>[6]</sup>. Multi-level inverter에서도 전통적인 인버터 스위칭 기법과 유사한 방법을 적용한다. 다중의 삼각 변조파를 이용하는 멀티캐리어 기법<sup>[2]</sup>, RSPWM의 방법에 기반하여 특정 고조파를 제거하도록 스위칭 각도를 설계하는 stepped waveform 기법<sup>[3]</sup>, 그리고 공간벡터 변조법<sup>[4]</sup> 등을 대표적인 멀티레벨 인버터의 대표적인 변조기법이라고 할 수 있다.

## 2. 스위칭 알고리즘

### 2.1 Stepped waveform

#### 2.1.1 waveform and switching angle

기존의 3레벨 인버터에서 주로 연구되어온 4분대칭 기법을 이용한 RSPWM 방법은 HE 알고리즘과 결합하여 특정고조파를 성공적으로 제거할 수 있음을 보였다<sup>[5]</sup>. 멀티레벨 인버터에서는 Stepped waveform을 적용함으로써 스위칭 횟수를 최소화하여 손실을 저감하고, 특정의 고조파를 제거할 수 있도록 스위칭 각을 계산하고 Look-up 테이블의 형태로 저장하여 순서대로 출력한다.

인버터의 PWM 변조주파수가 높아지면 스위칭 손실은 증가하지만 기본파 성분에 함유되는 고조파의 차수가 높아진다. 이러한 고차의 고조파는 에너지 준위가 낮

으며 필터링하기가 쉽다. 또한 실제시스템의 주파수 대역을 벗어나는 경우가 많기 때문에 고조파로 인한 전력의 손실이 미미하다<sup>[7]</sup>. 한편 변조주파수가 낮아지면 스위칭 손실은 감소하지만 함유되는 고조파의 차수가 낮아지게 되어 전체적인 THD는 증가하게 된다.

본 논문에 기본적으로 적용된 Stepped waveform 방법은 주파수 변조비가 1인 fundamental switching 방식으로서 스위칭 손실을 저감함과 동시에  $\pi/2$  동안에 적용되는 스위칭 각을 계산하고 QWS 및 HWS를 적용함으로써 저차의 고조파를 동시에 감소한다<sup>[3][7]</sup>.

Fig. 2은 7레벨 인버터의 Stepped waveform 알고리즘을 위한 기본 파형을 나타낸다.

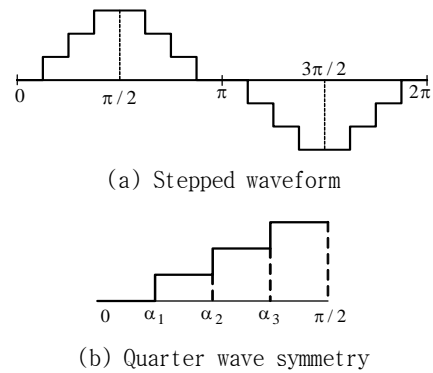


Fig. 2 Stepped waveform for harmonic elimination

인버터에서 생성되는 기본파와 고조파를 포함하는 출력파형의 Fourier 식과 계수는 QWS와 HWS를 적용하게 되면 (1), (2)와 같다<sup>[3][5]</sup>.

$$V(t) = \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \sin(n\omega t) + b_n \cos(n\omega t)] \quad (1)$$

$$a_n = \begin{cases} \frac{4E}{n\pi} \sum_{k=1}^p \cos(n\alpha_k) & \text{odd } n \\ 0 & \text{even } n \end{cases} \quad (2)$$

$$b_n = 0$$

여기서,  $E$ 는 DC 소스의 전체 전압,  $p$ 는 독립된 DC 전원의 수이며,  $\alpha_k$ 는 스위칭 각도,  $n$ 은 고조파의 차수이다.  $n = 1$ 일 때 기본파를 나타낸다.

식(2)을 이용하면 고조파의 차수  $n$ 에 따라서 진폭이 0이 되도록 하는 식(3)을 만들 수 있으며 수치해석을 통해 변조비  $m$ 과 주파수에 따른 세 개의 스위칭 각  $\alpha_1 \sim \alpha_3$ 를 계산할 수 있다. 따라서  $N$ 개의 스위칭 각도로  $N-1$ 개의 고조파를 제거할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) - \cos(\alpha_3) \\ \cos(5\alpha_1) + \cos(5\alpha_2) - \cos(5\alpha_3) \\ \cos(7\alpha_1) + \cos(7\alpha_2) - \cos(7\alpha_3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{mp\pi}{4} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

### 2.1.2 Newton Raphson method

식(3)의 비선형식은 Fig. 3와 같은 Newton-Raphson method를 이용한 반복계산을 통해서 근사적인 해를 구할 수 있다.

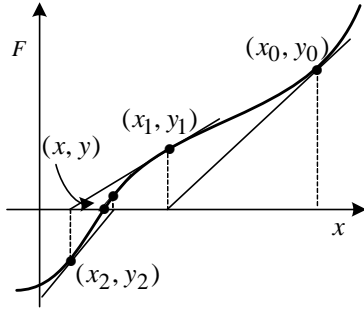


Fig. 3 Newton-Raphson method

식(2)를 다시 정리하면 식(3)과 같다.

$$F(\alpha) = 0 \quad (3)$$

여기서,

$$F(\alpha) = \begin{bmatrix} F_1(\alpha) \\ F_2(\alpha) \\ F_3(\alpha) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \alpha_1 + \cos \alpha_2 + \cos \alpha_3 \\ \cos 5\alpha_1 + \cos 5\alpha_2 + \cos 5\alpha_3 \\ \cos 7\alpha_1 + \cos 7\alpha_2 + \cos 7\alpha_3 \end{bmatrix} - C$$

및  $C = [mp\pi/4, 0, 0]'$ 이다.

적절한 초기값  $[\alpha_1(0), \alpha_2(0), \alpha_3(0)]$ 를 선정하고 Taylor 방법을 통해 선형화 하면,

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial F_1(\alpha)}{\partial \alpha_1} & \frac{\partial F_1(\alpha)}{\partial \alpha_2} & \frac{\partial F_1(\alpha)}{\partial \alpha_3} \\ \frac{\partial F_2(\alpha)}{\partial \alpha_1} & \frac{\partial F_2(\alpha)}{\partial \alpha_2} & \frac{\partial F_2(\alpha)}{\partial \alpha_3} \\ \frac{\partial F_3(\alpha)}{\partial \alpha_1} & \frac{\partial F_3(\alpha)}{\partial \alpha_2} & \frac{\partial F_3(\alpha)}{\partial \alpha_3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_1 - \alpha_1(0) \\ \alpha_2 - \alpha_2(0) \\ \alpha_3 - \alpha_3(0) \end{bmatrix} + F(\alpha(0)) = 0 \quad (4)$$

적절한 스위칭 각을 계산하기 위해 식(4)의 좌변항의 증분 벡터의 절대값이 지정된 오차한계에 들 때까지 반복 계산한다. 그러나 식(2)는 완전한 해의 결정보다는 적절한 고조파 제거가 목표이므로 해가 수렴하는 범위에서 반복계산의 횟수를 적절히 제한할 수 있다.

위의 방법으로 구한 7레벨 인버터의 전체 변조비에 대한 스위칭 각 및 고조파 특성은 Fig. 4과 같다.

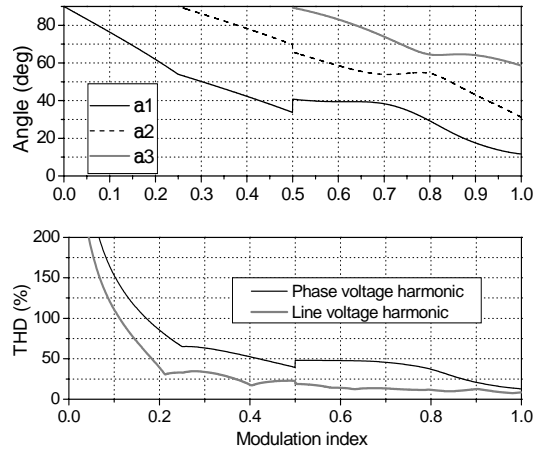


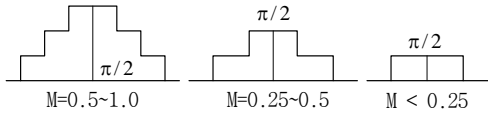
Fig. 4 Calculated angles and THD(%)

### 2.1.3 New stepped waveform

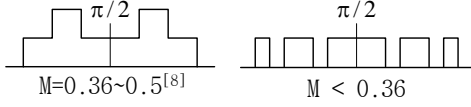
Fig. 4에서 변조비가 낮아질수록 스위칭 각은  $\pi/2$  쪽에 접근하고 변조비 0.5 및 0.25 이하에서는 스위칭 각이 하나씩 사라지게 되어 Fig. 5(a)의 형태로 된다. 따라서 Table 1과 같이 QWS 동안의 스위칭 횟수 및 제거 가능한 고조파의 개수 또한 감소하게 된다.

Table 1 switching angle properties

$m$ range	$N$ in QWS	harmonic Elim.
0.5~1.0	3	2
0.25~0.5	2	1
0~0.25	1	-



(a) Waveforms from Fig.3



(b) modified waveforms

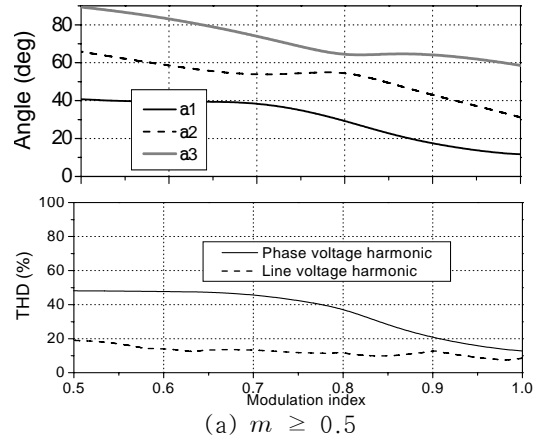
Fig. 5 Waveforms of HWS vs. various  $m$

Fig. 5(a)와 같이 1 레벨의 DC 전원을 진폭으로 갖는  $m < 0.25$ 에서는 멀티레벨 인버터가 아닌 기존 인버터의 구형과 스위칭과 같다. 따라서 이 경우에는 기존의 Selective Harmonic Elimination(SHE) 알고리즘을 이용하여 저차의 고조파를 최대한 억제할 수 있다. 결국 변조비 0.5이하의 영역에서는 적절한 변조비 영역을 구분하여 Fig. 5(b)와 같은 개선된 파형을 적용함으로써 특정 고조파 제거를 위한 스위칭 횟수를 확보할 수 있다. 본 논문에서는  $m < 0.36$  이하에서는 (b)의 우측 형태와 같이 5개의 스위칭 각을 이용하는 SHE 알고리즘을 적용하여 5th, 7th, 11th, 13th의 4개 고조파를 제거하도록 한다. 식(5), 식(6)은 각각  $0.36 \leq m \leq 0.5$ 와  $m < 0.36$ 에서의 계산식을 나타낸다.

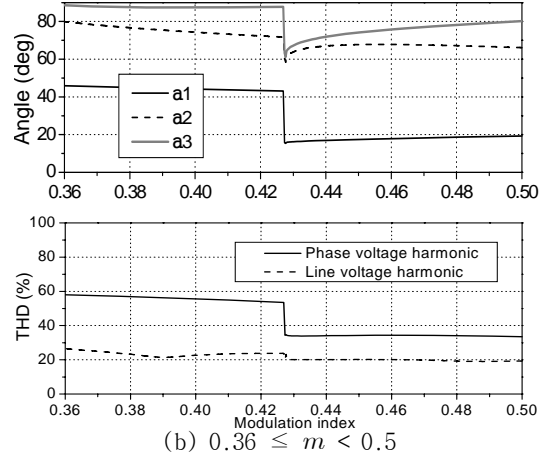
$$\begin{bmatrix} \cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) - \cos(\alpha_3) \\ \cos(5\alpha_1) + \cos(5\alpha_2) - \cos(5\alpha_3) \\ \cos(7\alpha_1) + \cos(7\alpha_2) - \cos(7\alpha_3) \end{bmatrix} = \left[ \frac{mp\pi}{4} \ 0 \ 0 \right]' \quad (5)$$

$$\begin{bmatrix} \cos(\alpha_1) - \cos(\alpha_2) + \dots - \dots + \cos(\alpha_5) \\ \cos(5\alpha_1) - \cos(5\alpha_2) + \dots - \dots + \cos(5\alpha_5) \\ \cos(7\alpha_1) - \cos(7\alpha_2) + \dots - \dots + \cos(7\alpha_5) \\ \cos(11\alpha_1) - \cos(11\alpha_2) + \dots - \dots + \cos(11\alpha_5) \\ \cos(13\alpha_1) - \cos(13\alpha_2) + \dots - \dots + \cos(13\alpha_5) \end{bmatrix} = \left[ \frac{mp\pi}{4} \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \right]' \quad (6)$$

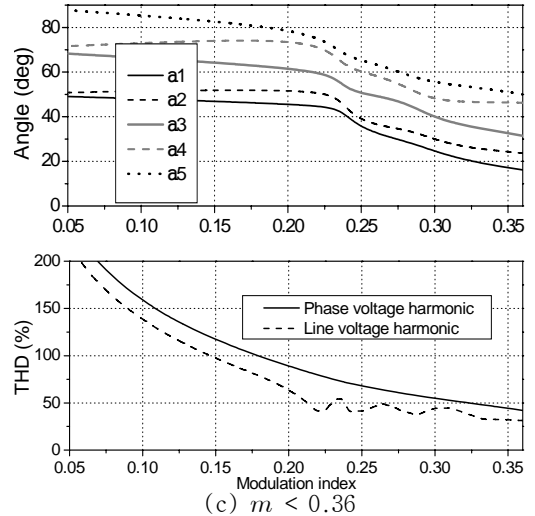
변조비의 범위에 따라 계산한 스위칭 각 및 그에 따른 THD의 계산값은 Fig. 6와 같다.



(a)  $m \geq 0.5$



(b)  $0.36 \leq m < 0.5$



(c)  $m < 0.36$

Fig. 6 Switching angles and THD(%) vs. modulation index from waveforms of Fig. 5(b)

## 2.2 Space Vector Modulation

멀티레벨 인버터에서 공간벡터 변조방법을 적용하면 레벨이 증가함에 따라 기존의 공간벡터 육각형의 외부에 육각형의 층이 하나씩 확장되는 형태를 갖는다. Nikola는 Fig. 7과 같이 3차원의 기준전압벡터  $\vec{V}_{REF}(V_{ab}, V_{bc}, V_{ca})$ 를 1사분면의 작은 삼각형 벡터를 거쳐 갖는 2차원의  $\vec{V}_{REF}(g, h)$ 로 변환하는 (6)의 행렬  $T$ 를 이용하는 간편한 멀티레벨 인버터의 공간벡터 변조방법을 제안하였다<sup>[4]</sup>.

$$\vec{V}_{REF}(g, h) = T \cdot \vec{V}_{REF}(V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}) \quad (6)$$

2차원의  $\vec{V}_{REF}(g, h)$  좌표계를 이용하면 기준전압벡터  $\vec{V}_{REF}$ 가 위치하는 삼각형의 세 꼭지점의 식별이 용이해지고 계산이 단순해지므로 프로세서에서의 실시간 구현에 용이하다.

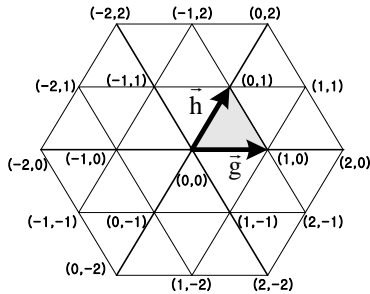


Fig. 7 Switching state vector of 5-level hexagonal coordinate system[4].

본 논문에서는 Nikola가 제안한 방법에 따라 공간벡터 변조법을 시뮬레이션하고 고조파 특성을 Stepped waveform의 결과와 비교하였다.

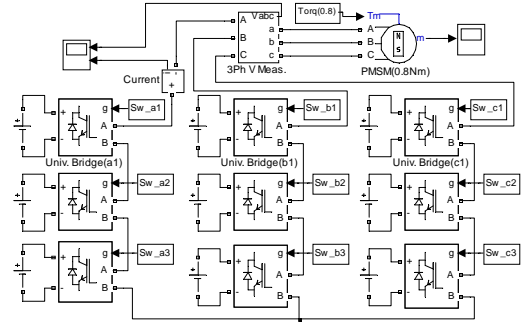
## 3. 시뮬레이션

### 3.1 시뮬링크 모델

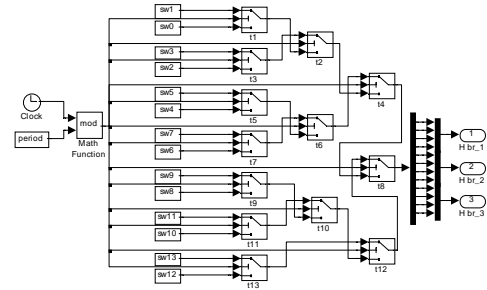
Table 2의 변조비 및 스위칭 각에 대하여 7레벨 Cascaded 인버터를 IGBT 브리지를 이용한 Fig. 8의 시뮬링크 모델로써 시뮬레이션 하였다.

Table 2 Modulation index and switching angles

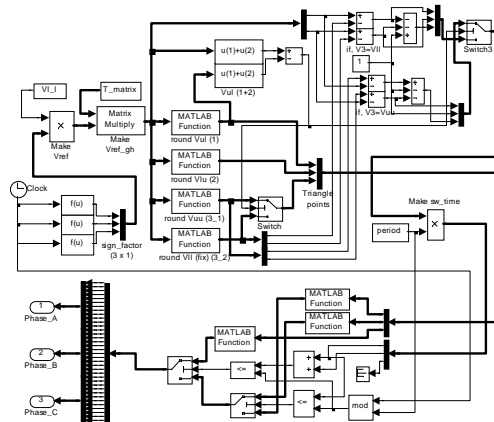
$m$	$\alpha_1$ (deg)	$\alpha_2$ (deg)	$\alpha_3$ (deg)	
0.9	17.51	43.05	64.14	
0.4	44.17	74.33	87.42	
0.3(SHE)	24.66	29.98	40.05	
			48.27	55.64



(a) Cascaded H-bridge 7-level inverter



(b) Switching model of stepped waveform



(c) Switching model of space vector

Fig. 8 SIMULINK models of 7-level inverter

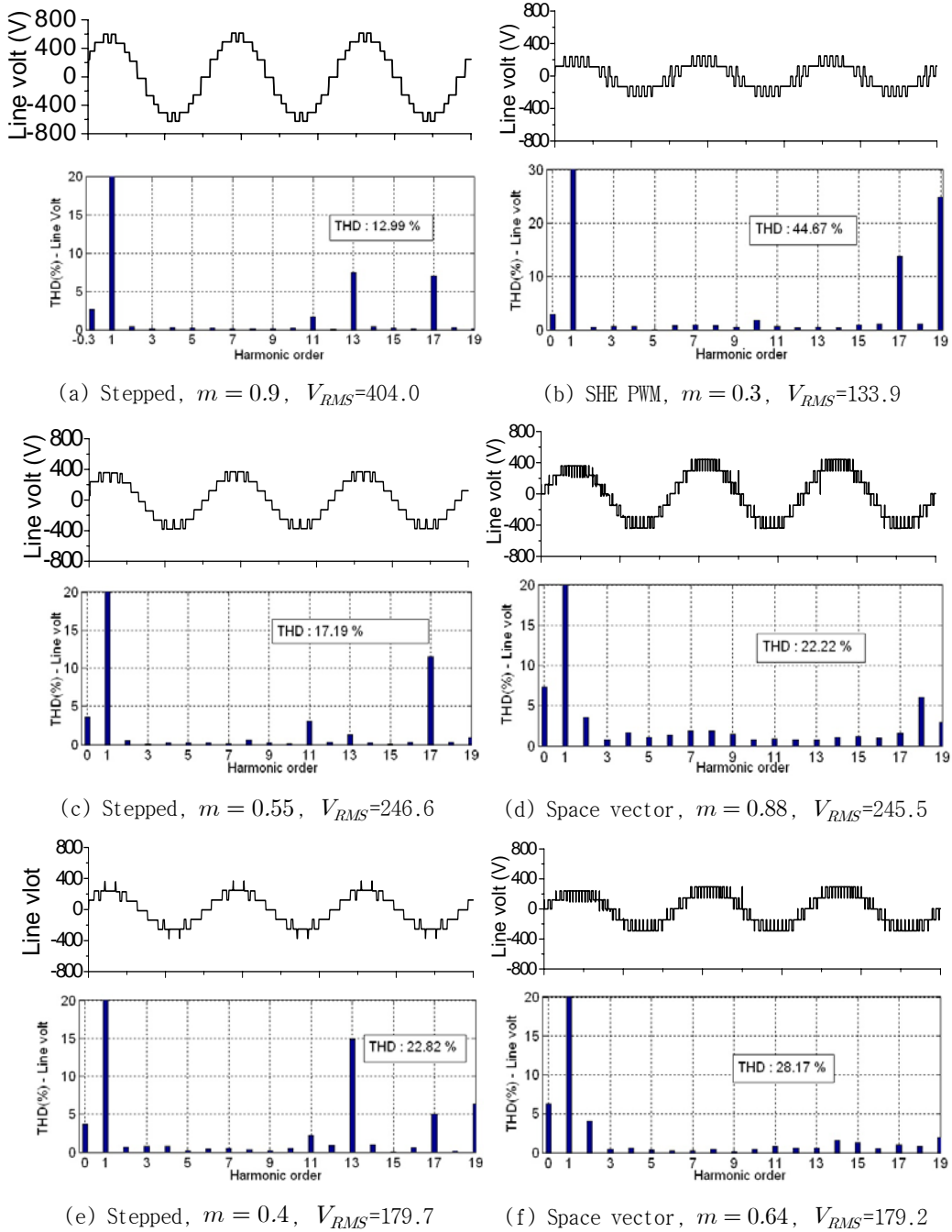


Fig. 9 Simulation results of 7-level inverter using stepped waveform, SHE PWM, and Space vector modulation

### 3.2 시뮬레이션 결과

Fig. 9는 cascaded 7-level 인버터에서 Stepped waveform과 공간벡터를 이용하여 시뮬레이션 했을 때의 선간전압 파형 및 THD 분석결과를 나타낸다. 이 때 Stepped waveform의 낮은 0.5이하의 변조비 영역에서는 Fig.4(b)의 변경된 두가지 파형을 적용하였다.

공간벡터 변조의 경우 선형적으로 출력 가능한 최대 선간전압은 DC 링크 전압의 크기와 일치하므로 상 전압을 독립적으로 제어하는 Stepped waveform의 경우와는 선간전압의 크기에 차이가 있다. 따라서 두 가지 방법에서 선간전압이 동일할 때의 THD를 비교 대상으로 하였다.

Table 3은 Fig. 9에서의 THD결과를 요약하여 나타낸다. 유사한 선간전압일 때 Stepped waveform에서는 공간벡터 변조법보다 THD가 매우 낮게 나타났으며, 또한 Fig. 9의 (c)와 (d)에서 보는 바와 같이 2th 고조파를 포함한 낮은 고조파 영역에서 Stepped waveform 방법은 우수한 것으로 나타났다. (e)와 (f)에서 Stepped waveform 방법은 13th 이상의 고차 고조파가 다소 높게 나타나지만 그다지 중요하지 않다고 할 수 있다.

Table 3 THD from two modulation methods

$V_{RMS}$	Stepped	Space vector	-
~ 245	17.19	22.22	(c), (d)
~ 179	22.82	28.17	(e), (f)

그리고 낮은 변조비  $m = 0.3$ 에서 기존 인버터의 SHE 알고리즘을 사용했을 경우 Fig. 9의 (b)에서와 같이 5th, 7th, 11th, 13th 고조파를 효과적으로 제거하고 있음을 알 수 있다.

### 4. 결 론

특정 고조파를 제거하도록 하는 Stepped waveform을 적용한 cascaded H-bridge 7레벨 인버터의 고조파 특성을 공간벡터 변조법에서의 결과와 시뮬레이션을 통하여 분석하였다. 5차와 7차 고조파를 제거하기 위한 알고리즘과 QWS, HWS으로 인해 짝수 고조파와 5, 7차 고조파는 대부분 제거되었으며, 전체적인

THD 또한 Stepped waveform의 경우가 공간벡터법에서보다 현저히 낮게 나타남을 확인하였다.

또한, 단일 DC전원을 사용하는 낮은 변조비 영역에서는 기존의 SHE 알고리즘을 사용하여 저차의 고조파를 대부분 제거할 수 있음을 확인하였다.

### 참고문헌

- [1] Jose Rodriguez and Jih-Sheng Lai and Fang Zheng Peng, "Multilevel Inverters: A Survey of Topology, Controls, and Applications", IEEE Transactions on Industrial electronics, Vol. 49, No.4, pp.724-738, 2002.
- [2] Brendan Peter McGrath, "Multicarrier PWM Strategies for Multi-level Inverters", IEEE Transactions on Industrial electronics, Vol. 49, No.4, pp.858-867, 2002.
- [3] Siroj Sirisukprasert, "Optimized Harmonic Stepped-Waveform for Multilevel Inverter", doctoral thesis, Virginia Polytechnic Institute, 1999.
- [4] Nikola Celanovic, "Space Vector Modulation and Control of Multilevel Converters", doctoral thesis, Virginia Polytechnic Institute, 2000.
- [5] Jin-Suk Oh, "A Study on the Design of Hybrid Inverter", Journal of Electrical Engineering and Information Science, Vol. 2, No.1, pp.85-90, 1997.
- [6] Sidney R. Bows, "The Relationship Between Space Vector Modulation and Regular Sampled PWM", IEEE Transactions on Industrial electronics, Vol. 44, No.5, pp.670-679, 1997.
- [7] Keith Jeremy McKenzie, "Eliminating Harmonics in a cascaded H bridges multilevel inverter Using resultant theory", master's thesis, University of Tennessee, 2004.
- [8] Siroj Sirisukprasert, "Optimum Harmonic Reduction With a Wide Range of Modulation Indexes for Multilevel Inverters", IEEE Transactions on Industrial electronics, Vol. 49, No.4, pp.875-881, 2002.