

# 독립형 태양광 발전 시스템을 위한 새로운 19레벨 PWM 인버터

論 文

53B-7-7

## A New 19-level PWM Inverter for the Use of Stand-alone Photovoltaic Power Generation Systems

姜 弼 淳\* · 吳 錫 奎\*\* · 朴 晟 濬\*\*\*

(Feel-soon Kang · Seok-Gyu Oh · Sung-Jun Park)

**Abstract** - A novel multilevel PWM inverter is presented for the use of stand-alone photovoltaic power generation system. In appearance, it consists of three full-bridge modules and three cascaded transformers; therefore, the configuration of the proposed multilevel PWM inverter is equal to that of a prior 11-level PWM inverter. Only the turn-ratio of a transformer and its corresponding switching function are different from each other. Owing to these differences, the proposed 19-level PWM inverter has two promising advantages. First, output voltage levels increase almost twofold. Consequently, it can generate more sinusoidal output voltage waveform. Second, due to a revised switching pattern, it lightens power imposed on the transformer, which is used for compensating output voltages with chopped pulses between steps. The validity of the proposed inverter system is verified by computer-aided simulations and experimental results based on a 1 [kW] prototype. The performance of the proposed 19-level PWM inverter is compared with the prior 11-level PWM inverter and other counterparts.

**Key Words** : cascaded transformers, multilevel PWM inverter, photovoltaic power generation system

### 1. 서 론

최근 태양광발전 분야에서 많은 연구가 진행되고 있는 태양광 발전용 인버터는 계통과의 연계 유무에 따라 독립형, 계통 연계형으로 구분되며, 1) 정현적인 출력전압, 2) 허용치 내의 전압, 주파수 변동, 3) 인버터 자체의 고조파 발생의 최소화, 4) 과전압, 과전류 등에 대한 보호 기능, 5) 낮은 RF, audio 노이즈 등의 기준을 만족 시켜야 한다[1-3]. 또한 태양광 발전용 인버터는 태양전지부분과 계통 또는 부하간의 전기적 절연 유무에 따라서 저주파(50~60 Hz) 절연변압기를 채용하는 방식과 비절연 방식으로 구분할 수 있다. 비절연 방식의 인버터는 경량, 저가화 구성이 가능한 장점을 가지지만, 계통 또는 부하와 전기적으로 절연이 용이하지 않으므로 안정성 확보를 위한 다소 복잡한 제어기법이 요구되며, 부가적인 보호회로를 요구하는 단점을 가진다. 반면 절연방식에서는 계통 주파수로 동작하는 변압기의 크기로 인하여 소형, 경량화에 어려움이 있으나 저주파 변압기는 인버터 출력전압을 계통전압의 크기로 승압시키는 역할과 변압기를 통해 전기적 절연을 이룰 수 있는 장점을 가진다[4]. 현재 태양광 발전에서 태양전지의 dc 출력을 ac 전력으로 변환하기 위하여 일반적으로 PWM 인버터가 이용되고 있다. 출력 전압과 주

파수를 동시에 제어할 수 있으며 고조파 영향을 저감시킬 수 있는 장점이 있는 PWM 인버터는 산업전반에 걸쳐 각광받고 있으나, 인버터의 출력 파형에는 기본파 성분 외에 고조파 성분이 함유되어 있어 근접한 통신 계통, 제어 계통 등 약전류 신호선에 전자 유도 장애를 일으키거나 각종 계전기들의 오동작, 전동기 소음 및 토크 맥동 등의 원인이 되기도 한다. 동일한 PWM 제어방식에서 인버터의 스위칭 주파수를 높이면 저차 고조파 성분이 감소되고, 가청소음이 해소되는 등의 여러 가지 이점이 있다. 그러나 스위칭 주파수가 높아지면 스위칭 손실이 증가하여 전력 변환 효율이 저하되는 단점을 가진다. 이러한 PWM 인버터의 문제점을 보완하기 위한 한 방법으로 본 논문에서는 멀티레벨 인버터를 태양광 발전용 인버터로 이용하고자 한다.

출력전압에 다중의 레벨을 형성시켜 근사 정현 전압을 발생시키는 멀티레벨 인버터로 기존의 PWM 인버터를 대신하여 태양광 발전 시스템을 구성할 경우 양질의 출력전압 형성과  $dv/dt$  노이즈의 저감이라는 관점에서 그 우수성을 찾을 수 있다[5-7]. 그러나 기존의 대표적인 멀티레벨 인버터인 다이오드 클램프, 플라잉 커패시터, 캐스케이드 방식은 이용되는 소자수와 출력전압 레벨수와의관계가 비경제적이다[8]-[12]. 최근 최소의 스위칭 소자를 이용하여 출력단에 다수의 레벨을 효과적으로 형성시킬 수 있는 3<sup>n</sup>-level형 멀티레벨 인버터가 연구되었다 [13]. 풀-브리지 셀과 이차측이 직렬 결합된 변압기를 이용하는 기존의 3<sup>n</sup>-level형 인버터는 양호한 출력전압을 얻을 수 있고 변압기를 통해 부하측과 전기적 절연이 용이하다는 점에서 태양광 발전 시스템용 인버터로서 사용되기에 충분한 가능성을 가지고 있다. 그러나 저주파 변압기의 사용으로 인한 전체 시스템의 부피와 무게가

\* 正 會 員 : 大阪大學校 電氣工學科 客員研究員

\*\* 正 會 員 : 晋州産業大學校 메카트로닉스工學科 助教授

\*\*\* 正 會 員 : 全南大學 電氣工學科 助教授

接受日字 : 2004年 1月 29日

最終完了 : 2004年 4月 17日

증가한다는 단점을 가진다. 이후 PWM 인버터와 LEVEL 인버터로 구성된 11레벨형 PWM 인버터가 연구되었다 [14]. 이 방식은 LEVEL 인버터를 이용하여 기본 출력 레벨을 형성하고, 각 레벨 유지구간 사이의 전압차에 의해 발생하는 저차 고조파 성분을 제거하기 위해서 PWM 기법을 이용하여 출력 파형을 개선시킨다. 그러나 무부하와 경부하 조건에서는 직렬 변압기에 의한 자체적 필터링 효과가 떨어지기 때문에 THD를 저하시키는 문제점을 가진다. 따라서 THD 개선을 위해서는 부가적인 출력필터가 요구되는 단점을 가진다. 또한 변압기 전력전달의 관점에서 LEVEL 인버터가 대부분의 전력전달을 담당하고, PWM 인버터부는 PWM 파형을 이용한 출력파형의 개선에 목적하므로, PWM 인버터와 결합되는 변압기를 통한 전달전력은 최소화되도록 설계하는 것이 시스템 효율 측면에서 유리하다.

따라서 본 논문에서는 기존의 11레벨 PWM 인버터의 문제점인 무부하, 경부하 조건에서의 THD를 개선시키기 위해 변압기 턴수비와 변형된 스위칭 함수를 이용하는 19 레벨 PWM 인버터를 제안하고, 이를 독립형 태양광 발전 시스템에 적용하여 타당성을 검증하고자 한다. 제안된 멀티레벨 인버터는 외관상으로 기존의 11레벨형 PWM 인버터와 동일한 구조인 세 개의 풀-브리지 모듈과 3 대의 변압기를 가진다. PWM 목적으로 이용되는 첫 번째 변압기(Tr.1)의 턴수비를 1:a에서 절반인 1:0.5a로 선택하고, 적절한 스위칭 패턴을 이용하여 전체 시스템 특성을 향상시킬 수 있다. 기존의 11레벨형 PWM 인버터와 비교하여 볼 때 스위치 소자수의 증가 없이 출력전압 레벨을 8레벨까지 증가시켜 보다 양질의 출력전압파형을 얻을 수 있다. 무부하, 경부하 영역에서도 별도의 출력필터의 추가 없이 양호한 THD 특성을 얻을 수 있으며, 파형 개선 목적으로 이용되는 PWM용 변압기를 통해 부하로 전달되는 전력량을 줄일 수 있어 보다 효과적인 시스템 설계가 가능하다. 기존의 11레벨 PWM 인버터와의 비교를 통해 제안된 방식의 타당성을 검증하고, 시뮬레이션과 실험적 검증을 통해 태양광 발전 시스템용 인버터로서의 가능성을 확인하고자 한다.

## 2. 기존의 11레벨형과 제안하는 19레벨형 PWM 인버터

그림 1은 기존의 11레벨형 인버터와 제안하는 19레벨형 인버터의 회로 구성을 보여준다. 그림에서 알 수 있듯이 기존 멀티레벨 인버터와의 회로 구성상의 차이는 왼쪽 첫 번째 풀-브리지 모듈의 변압기 턴수비가 1:a와 1:0.5a인 차이다. 기존의 1:a인 턴수비를 절반인 1:0.5a로 변경시킴으로써 제안하는 19레벨형 PWM 인버터는 두 가지의 장점을 가지게 된다. 첫째 스위치 소자수의 증가 없이 기존 11레벨형 PWM 인버터의 출력레벨 수를 두 배 정도로 증가시킨다. 이는 출력단에 더 많은 레벨을 형성시킴으로써 무부하 또는 경부하 조건에서도 정현파에 근접하는 양질의 출력전압을 얻을 수 있어 THD를 개선시킬 수 있음을 의미한다. 둘째 출력전압 파형 개선에 목적을 두는 Tr.1 변압기를 통하여 부하측으로 전달되는 전력량을 저감시킬 수 있다. 대부분의 전력은 기본 레벨을 형성시키는 Tr.2와 Tr.3에 의해 부하로 전달되고, Tr.1은 전력전달의 목적 보다는 출력파형 개선을 위하여 이용함으로써 전체 시스템 특성을 개선시킬 수 있다.

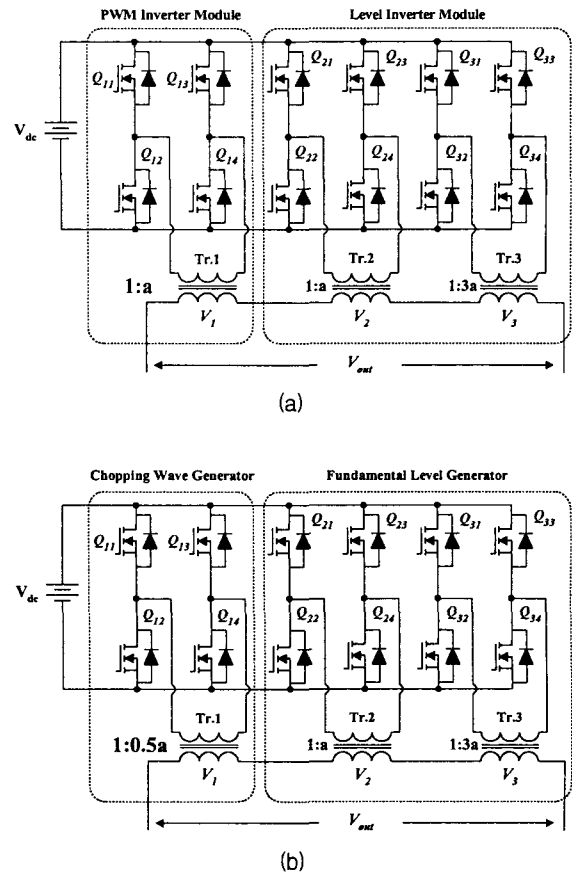


그림 1. 기존의 11레벨형 PWM 인버터와 제안하는 19레벨형 PWM 인버터, (a) 11레벨형, (b) 19레벨형.  
 Fig. 1. Configuration of prior 11-level and proposed 19-level inverter, (a) 11-level shaped, (b) 19-level shaped.

그림 2는 기존의 11레벨형 PWM 인버터와 제안하는 19레벨형 PWM 인버터에서의 출력전압 레벨형성 방식을 나타낸다. 기본 출력레벨을 형성하는  $V_2$ 와  $V_3$ 의 출력은 두 경우 모두 동일한 형태를 취하며, 각 레벨 유지구간 사이에서 발생하는 전압차를 PWM 파형을 통해 보상하기 위해 인가되는  $V_1$  출력은 두 경우 서로 다른 출력을 보이게 된다. 기존 11레벨형에서는 기본 출력레벨 위에 초핑된 파형 ( $V_1$  출력)을 더하여 전체 출력전압을 형성하는 방식이 채택되었고, 제안된 방식에서는 각 기본 레벨을 두 구간으로 나누어 초핑된 파형 ( $V_1$  출력)을 위, 아래로 더하고 빼는 방식을 채택하여 전체 출력전압을 형성하게 된다. 예를 들어 제안하는 인버터의 기본 레벨 출력이  $V_2$ 에 의해서  $aV_{dc}$ 를 형성하면  $V_1$ 의 출력을 결정하는 스위칭 함수(SF1)를 0/1 또는 0/-1로 선택하여,  $0.5aV_{dc}$ 만큼 더하고 빼기를 통하여  $aV_{dc}$ 를 기준으로 아래위 두 레벨을 형성시키게 된다.

그림 2(a)의 기존 11레벨형 인버터에서는 출력전압( $V_{out}$ )의 극성에 따라 PWM 인버터의 스위칭 함수(SF1)가 결정된다.  $V_{out}$ 이 양의 출력을 나타내는 경우에는 SF1이 1과 0을 반복 출력하게 되므로,  $V_1$ 의 출력은  $aV_{dc}$ 와 0을 반복적으로 나타내게 된다. 반대로  $V_{out}$ 이 음의 출력을 나타내는 경우에는

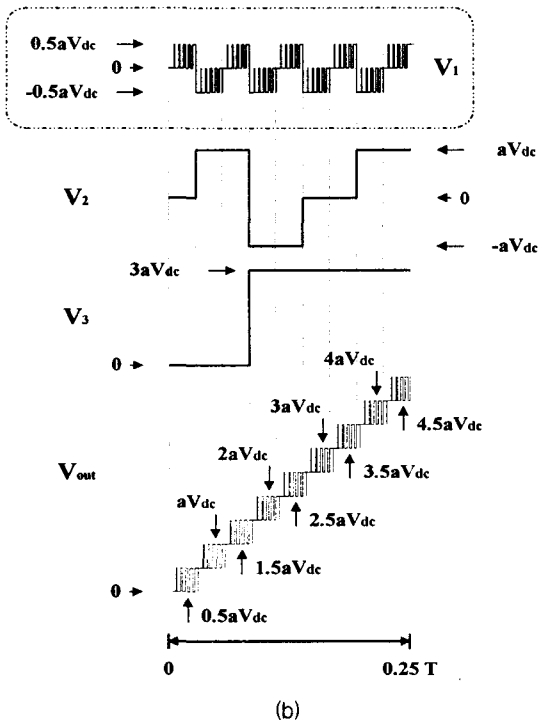
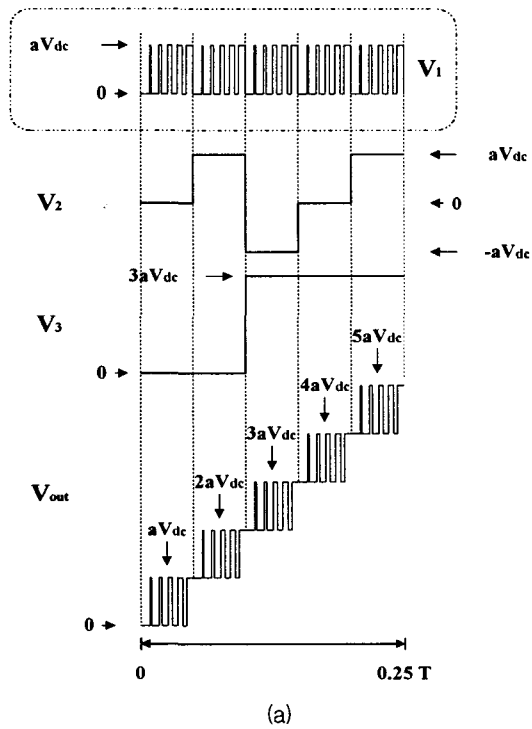


그림 2. 기존의 11레벨형 인버터와 제안하는 19레벨형 인버터의 출력전압레벨 형성, (a) 11 레벨형, (b) 19 레벨형.

Fig. 2. Synthesis of output voltage levels, (a) 11-level type, (b) 19-level type.

SF1이 -1과 0을 반복 출력하게 되므로,  $V_1$ 의 출력은  $-aV_{dc}$ 와 0을 반복적으로 나타내게 된다.  $V_1$ 의 기본 출력주파수는  $V_{out}$

표 1 변압기 조합에 따른 출력 레벨 수

Table 1 Output levels by combination of transformer

직렬결합 변압기	Tr. 1	Tr. 2	Tr. 3	Tr. 4	... Tr. n
턴수비	1:a / 1:0.5a	1:a	1:3a	1:9a	... 1:3 <sup>n-1</sup> a
변압기 조합에 따른 출력 레벨 수	3 레벨		5 레벨		11 레벨
	3 레벨		7 레벨		19 레벨
11 레벨형			29 레벨		55 레벨
19 레벨형					(3 <sup>n-1</sup> + 2) 레벨
					(2 · 3 <sup>n-1</sup> + 1) 레벨

표 2 기존 11레벨형 인버터의 스위칭 함수에 따른 각 변압기 단자출력, 출력전압 및 레벨

Table 2 Terminal voltage of each transformer, output voltage and levels according to switching function in the prior 11-level shaped inverter

출력레벨 (n)	스위칭 함수			변압기 단자전압			출력전압
	SF1	SF2	SF3	V1	V2	V3	
0	0	0	0	0	0	0	0
1	0 ↔ 1	0	0	0 ↔ aVdc	0	0	aVdc
2	0 ↔ 1	1	0	0 ↔ aVdc	aVdc	0	2aVdc
3	0 ↔ 1	-1	1	0 ↔ aVdc	-aVdc	3aVdc	3aVdc
4	0 ↔ 1	0	1	0 ↔ aVdc	0	3aVdc	4aVdc
5	0 ↔ 1	1	1	0 ↔ aVdc	aVdc	3aVdc	5aVdc

표 3 제안된 19레벨형 인버터의 스위칭 함수에 따른 각 변압기 단자출력, 출력전압 및 레벨

Table 3 Terminal voltage of each transformer, output voltage and levels according to switching function in the proposed 19-level shaped inverter

출력레벨 (n)	스위칭 함수			변압기 단자전압			출력전압
	SF1	SF2	SF3	V1	V2	V3	
0	0	0	0	0	0	0	0
1	0 ↔ -1	0	0	0 ↔ 0.5aVdc	0	0	0.5aVdc
2	0 ↔ -1	1	0	0 ↔ 0.5aVdc	aVdc	0	1.0aVdc
3	0 ↔ -1	1	0	0 ↔ 0.5aVdc	aVdc	0	1.5aVdc
4	0 ↔ -1	-1	1	0 ↔ 0.5aVdc	-aVdc	3aVdc	2.0aVdc
5	0 ↔ -1	-1	1	0 ↔ 0.5aVdc	-aVdc	3aVdc	2.5aVdc
6	0 ↔ -1	0	1	0 ↔ 0.5aVdc	0	3aVdc	3.0aVdc
7	0 ↔ -1	0	1	0 ↔ 0.5aVdc	0	3aVdc	3.5aVdc
8	0 ↔ -1	1	1	0 ↔ 0.5aVdc	aVdc	3aVdc	4.0aVdc
9	0 ↔ -1	1	1	0 ↔ 0.5aVdc	aVdc	3aVdc	4.5aVdc

의 주파수와 동일한 저주파 성분을 포함하게 되므로, 저주파 변압기가 요구되어 진다. 그림 2(b)의 제안하는 방식에서  $V_1$  출력은 각 레벨 형성시 정부의 교번적인 동작을 반복하게 된

표 4 기존 11레벨형 인버터와 제안하는 19레벨형 인버터의 스위칭 함수 표현식

Table 4 Switching function expression of the prior 11-level and the proposed 19-level inverter

양의 출력형성을 위한 스위칭 함수			
	기존 11레벨형 PWM 인버터		제안한 19레벨형 PWM 인버터
SF1	$if(n > 0) \text{ then } SF_1 = \{0 \leftrightarrow 1\} \text{ PWM}$ (3)		$if(n \% 2 = 1) \text{ then } SF_1 = 1$ (4)
			$if(n \% 2 = 0) \text{ then } SF_1 = -1$ (5)
SF2	$if(n \% 3 = 0) \text{ then } SF_2 = -1$ (6)		$if[\{(n+2)/2\} \% 3 = 0] \text{ then } SF_2 = -1$ (9)
	$if(n \% 3 = 1    n = 0) \text{ then } SF_2 = 0$ (7)		$if[\{(n+2)/2\} \% 3 = 1] \text{ then } SF_2 = 0$ (10)
	$if(n \% 3 = 2) \text{ then } SF_2 = 1$ (8)		$if[\{(n+2)/2\} \% 3 = 2] \text{ then } SF_2 = 1$ (11)
SF3	$if(n < 3) \text{ then } SF_3 = 0$ (12)		$if(n < 4) \text{ then } SF_3 = 0$ (14)
	$if(n \geq 3) \text{ then } SF_3 = 1$ (13)		$if(n \geq 4) \text{ then } SF_3 = 1$ (15)

표 5 각 변압기당 전력 분담률 비교

Table 5 Comparison of power allotment to each transformer

각 변압기별 분담전력			
	11레벨형 PWM 인버터		19레벨형 PWM 인버터
Tr <sub>k</sub>	$Tr.1_{11} \Rightarrow \frac{1}{a} = \frac{V_{dc}}{V_1} = \frac{I_{out}}{I_1}$ (18)		$Tr.1_{19} \Rightarrow \frac{1}{0.5a} = \frac{V_{dc}}{V_1} = \frac{I_{out}}{I_1}$ (21)
	$Tr.2_{11} \Rightarrow \frac{1}{a} = \frac{V_{dc}}{V_2} = \frac{I_{out}}{I_2}$ (19)		$Tr.2_{19} \Rightarrow \frac{1}{a} = \frac{V_{dc}}{V_2} = \frac{I_{out}}{I_2}$ (22)
	$Tr.3_{11} \Rightarrow \frac{1}{3a} = \frac{V_{dc}}{V_3} = \frac{I_{out}}{I_3}$ (20)		$Tr.3_{19} \Rightarrow \frac{1}{3a} = \frac{V_{dc}}{V_3} = \frac{I_{out}}{I_3}$ (23)
I <sub>k</sub>	$I_{1,11} = a \cdot I_{out}$ (24)		$I_{1,19} = 0.5a \cdot I_{out}$ (27)
	$I_{2,11} = a \cdot I_{out}$ (25)		$I_{2,19} = a \cdot I_{out}$ (28)
	$I_{3,11} = 3a \cdot I_{out}$ (26)		$I_{3,19} = 3a \cdot I_{out}$ (29)
P <sub>outk</sub>	$P_{out1,11} = P_{in1,11}(a \cdot I_{out}) \cdot V_{dc}$ (30)		$P_{out1,19} = P_{in1,19} = (0.5a \cdot I_{out}) \cdot V_{dc}$ (33)
	$P_{out2,11} = P_{in2,11} = (a \cdot I_{out}) \cdot V_{dc}$ (31)		$P_{out2,19} = P_{in2,19} = (a \cdot I_{out}) \cdot V_{dc}$ (34)
	$P_{out3,11} = P_{in3,11}(3a \cdot I_{out}) \cdot V_{dc}$ (32)		$P_{out3,19} = P_{in3,19} = (3a \cdot I_{out}) \cdot V_{dc}$ (35)
P <sub>TRk</sub>	$P_{TR1,11} = \frac{1}{(1+1+3)} \times 100 = 20\%$ (36)		$P_{TR1,19} = \frac{0.5}{(0.5+1+3)} \times 100 = 11.11\%$ (39)
	$P_{TR2,11} = \frac{1}{(1+1+3)} \times 100 = 20\%$ (37)		$P_{TR2,19} = \frac{1}{(0.5+1+3)} \times 100 = 22.22\%$ (40)
	$P_{TR3,11} = \frac{3}{(1+1+3)} \times 100 = 60\%$ (38)		$P_{TR3,19} = \frac{3}{(0.5+1+3)} \times 100 = 66.67\%$ (41)

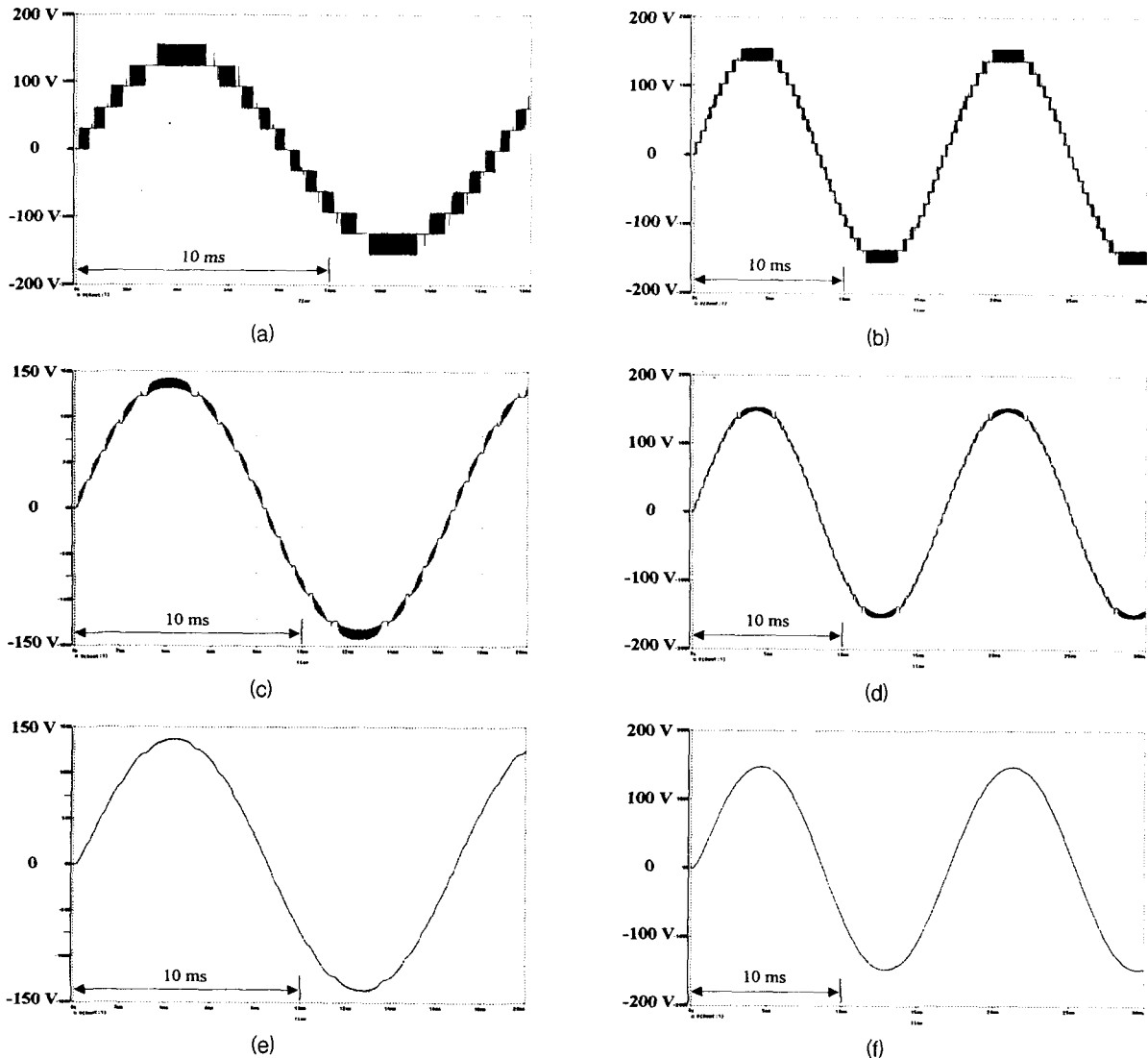


그림 3. 기존의 11레벨형 인버터와 제안된 19레벨형 인버터의 출력전압에 대한 시뮬레이션 결과, 11레벨형[(a) 무부하, (c) 500 W, (e) 1 kW], 19레벨형[(b) 무부하, (d) 500 W, (f) 1 kW]

Fig. 3. Simulation results of output voltage to prior 11-level shaped and proposed 19-level shaped inverter, 11-level shaped PWM inverter [(a) no-load, (c) 500 W, (e) 1 kW], 19-level shaped PWM inverter [(b) no-load, (d) 500 W, (f) 1 kW].

다. 그림 2(a)의  $V_i$  출력파형을 기준으로 볼 때, 0.25T의 시간동안  $V_i$ 의 출력전압 파형은 네 번의 정부 반복파형을 나타내므로, 한 주기를 고려한다면 그림 2(a)의  $V_i$  파형과 비교하여 약 16배의 증가된 동작 주파수를 가지게 된다. 실제 사인파를 고려한다면  $V_i$ 의 출력전압에 나타나는 반복적인 정부 펄스는 오른쪽으로 이동할수록 주기가 길어진다. 그러나 19레벨의 경우 각 주기별 시간이 크게 차이가 없고, PWM 동작에 의해 형성되는 영전압 부분을 고려한다면, Tr.1 변압기의 기본 동작 주파수를 기존 60 Hz로부터 16배 증가된 960 Hz 동작 변압기로 설계할 수 있다.

표 1은 기존 11레벨형 PWM 인버터와 제안된 19레벨형 PWM 인버터가 변압기 조합에 의해 형성할 수 있는 출력 전압 레벨을 나타내고, 각 인버터의 출력전압 레벨 수는 식 (1), (2)에 의해 정의 된다.

$$N_{11} = 3^{n-1} + 2, \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (1)$$

$$N_{19} = 2(3^{n-1}) + 1, \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (2)$$

여기서  $n$ 은 표 1에서 선택 가능한 순차적인 변압기의 개수이며 PWM용 변압기를 제외한 나머지 변압기들은 기존의 3<sup>n</sup>-level형 인버터와 동일한 이차측 턴수비를 가진다. 식 (1), (2)에서 볼 때 제안 하는 방식이 출력 전압 레벨 형성에 있어 11레벨형 PWM 인버터 보다 약 2배 정도 레벨 형성에 효과적이다. 표 2와 표 3은 기존 11레벨형 PWM 인버터와 제안된 19레벨형 PWM 인버터의 스위칭 함수에 따른 각 변압기 단자출력, 출력전압 및 레벨을 보여준다. 정(positive)의 출력인 경우를 나타내며 부(negative)의 출력을 형성하는 경우에는 주어진 표에 -1을 곱하여 쉽게 얻을 수 있다. 표 4는 기존 11레벨형 PWM 인버터와 제안하는 19레벨형 PWM 인버터의 스위칭 함수의 표현식을 나타낸다. 각 스위칭 함수는 C 언어를 이용하여 표현할 수 있으며 int형 변수인 경우를 가정한다. 표 2에서 %는 나머지 연산자(modulus operator),

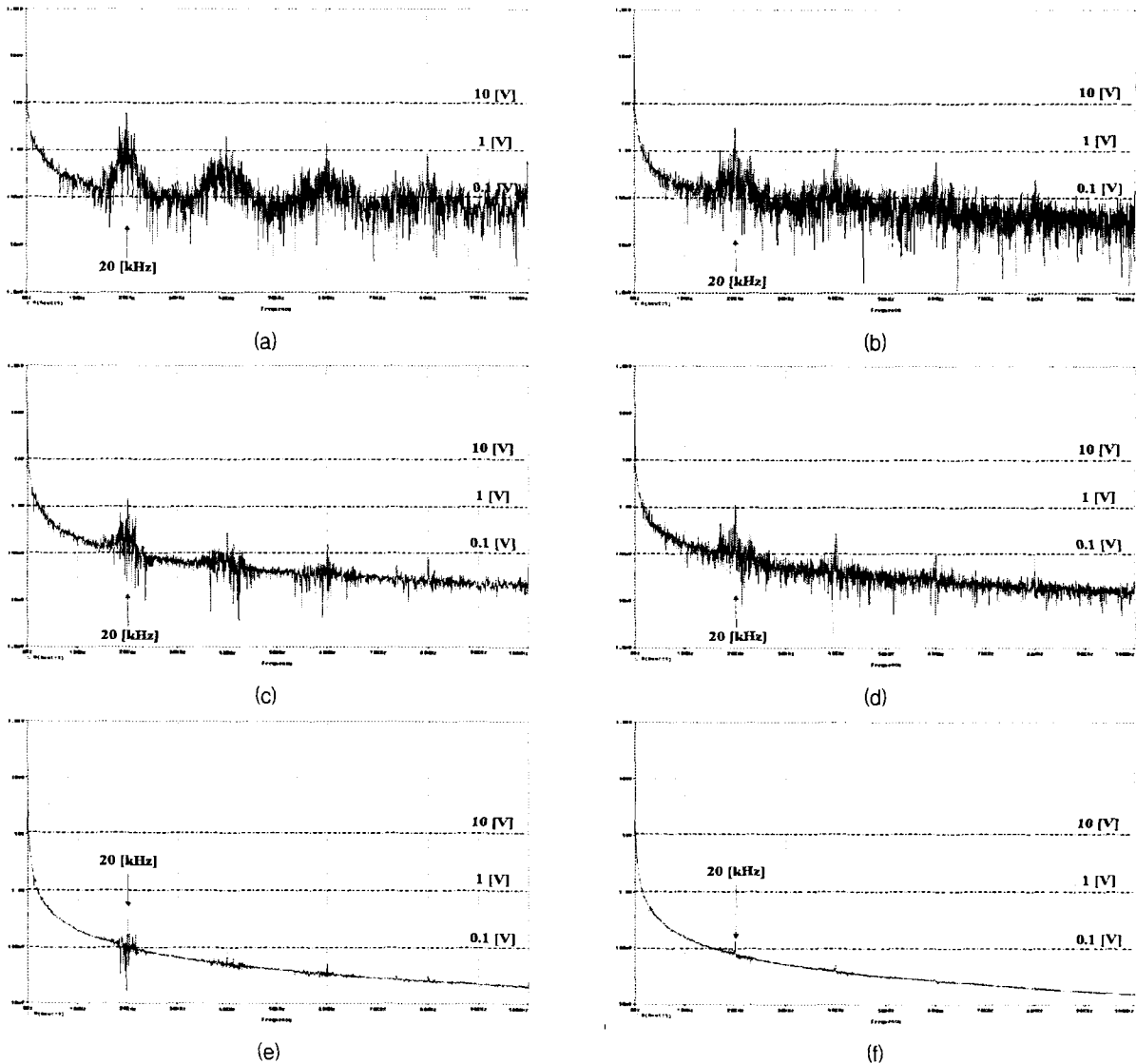


그림 4. 출력전압의 주파수 분석, 11레벨형 [(a) 무부하, (c) 500 W, (e) 1 kW], 19레벨형 [(b) 무부하, (d) 500 W, (f) 1 kW]

Fig. 4. Spectrum analysis of output voltage, 11-level shaped PWM inverter [(a) no-load, (c) 500 W, (e) 1 kW], 19-level shaped PWM inverter [(b) no-load, (d) 500 W, (f) 1 kW]

그리고  $\parallel$ 은 논리합(logical operator OR)을 의미한다.  $SF_n$ 은 풀-브리지 인버터의 스위칭 함수이며 세 가지 상태값 (1, 0, -1)을 가질 수 있다. 따라서 표 4에 의해 각 멀티레벨 인버터의 출력 전압은 다음의 식 (16), (17)에 의해 표현된다.

$$V_{out-11} = a[SF_1 + SF_2 + 3SF_3]V_{dc} \quad (16)$$

$$V_{out-19} = \frac{1}{2}a[SF_1 + 2SF_2 + 6SF_3]V_{dc} \quad (17)$$

여기서 풀-브리지 인버터의 스위칭 함수는  $SF_n = \{1, 0, -1\}$ 로 정의되며, 식(16)은 기존의 11레벨형 인버터, 식(17)은 제안된 19레벨형 인버터의 출력전압의 정의식이 된다.

### 2.1 직렬 결합된 변압기의 전력 분담률 비교

제한하는 형태의 멀티레벨 인버터는 이차측 턴수비가 각각 다른 직렬 결합된 변압기의 사용에 의해 분담되는 전력이 각

각 다르게 된다. 본 논문에서는 최대전력이 부하로 전달되는 경우를 고려하여 각 변압기의 용량을 선정하였다. 효율이 100 [%]인 이상적인 변압기를 가정하고 턴수비에 따른 각 변압기의 일·이차측의 전압, 전류 관계식을 유도하여 정리하면 표 5와 같다. 여기서  $I_k$ 는 각 변압기의 일차측 전류를 이차측 전류로 환산하여 나타낸 값이며,  $P_{outk}$ 는 각 변압기의 출력전력을 나타낸다. 효율이 100 [%]라고 가정했으므로 결국 출력 전력은 입력전력( $P_{in,k}$ )과 같다. 따라서 기존 11레벨형과 제안된 19레벨형의 부하 분담률 ( $P_{TRk}$ )은 식(36)-(38), 식(39)-(41)에 의해 각각 정의된다. 결과적으로 볼 때, 각 변압기가 부담하는 전력은 변압기의 이차측 턴수비에 의해 결정됨을 알 수 있다. 식(36)과 식(39)의 전력 분담률을 비교해보면 PWM용 변압기의 경우 19레벨형이 약 절반 정도로 떨어짐을 알 수 있다. 비교적 높은 스위칭 주파수로 초핑 동작을

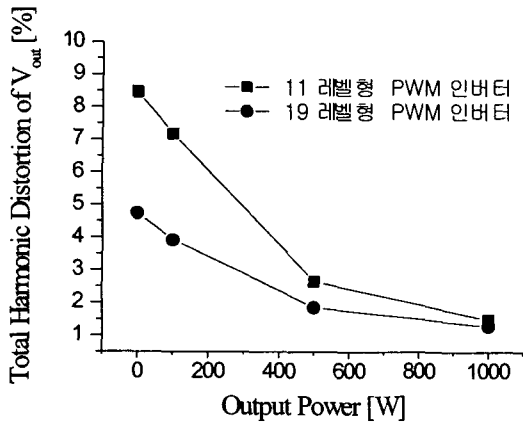


그림 5. 부하 증가에 따른 출력전압의 총 고조파 왜곡률 비교.

Fig. 5. Comparison of total harmonic distortion according to load power increase.

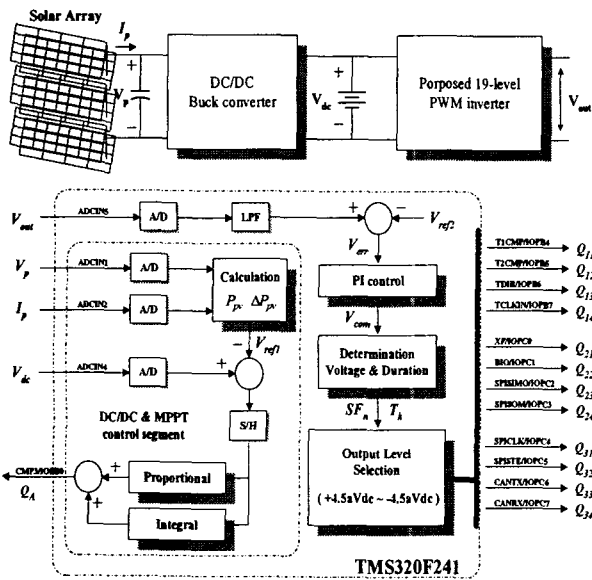


그림 6. 제안된 19레벨형 PWM 인버터가 응용된 독립형 태양광 발전 시스템

Fig. 6. Stand-alone photovoltaic system employing the proposed 19-level shaped PWM inverter

수행하는 인버터와 결합된 변압기의 전달전력이 작다는 점은 이 PWM 풀-브리지 모듈이 전력전달보다는 출력전압의 파형 개선에 궁극적인 목적을 둔다는 점에서 기존의 11레벨형 PWM 인버터와 비교하여 보다 효율면에서 유리함을 알 수 있다.

### 3. 시뮬레이션 및 실험결과

기존의 11레벨형 인버터와 제안된 19레벨형 인버터의 출력 파형 비교를 위해서 먼저 PSpice를 이용한 시뮬레이션을 수행하였다. 입력 12 [V<sub>dc</sub>], 출력 110 [V<sub>ac</sub>], 60 [Hz]의 조건으로

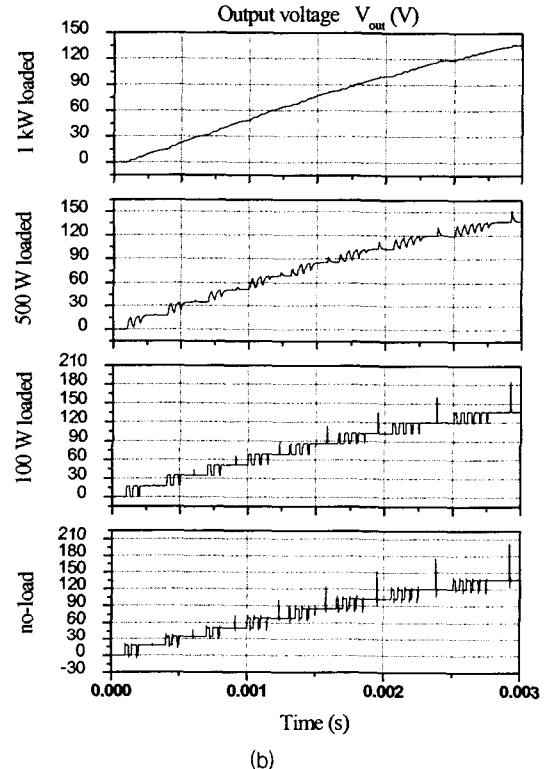
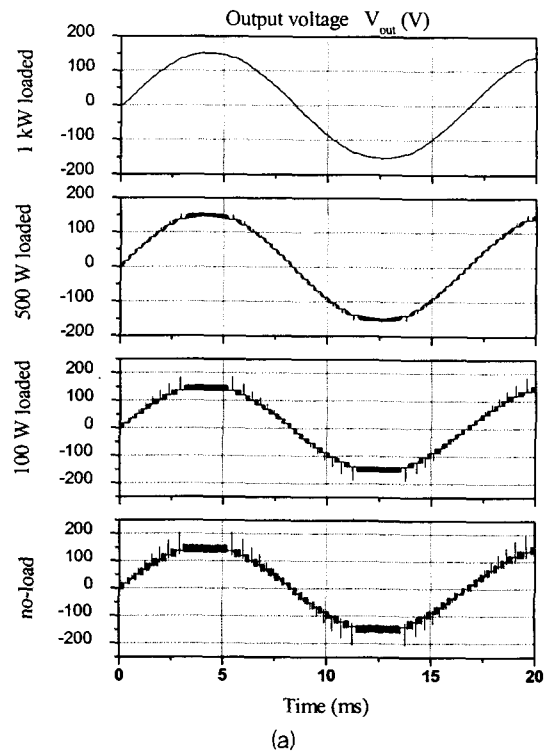


그림 7. 제안된 19레벨형 인버터의 부하변화에 따른 출력 전압, (a) 출력전압 한 주기, (b) 전압파형 (a)의 부분 확대.

Fig. 7. Experimental waveform of output voltage of the proposed 19-level shaped inverter at different load conditions, (a) one cycle of the output voltage, (b) magnified waveform of (a).

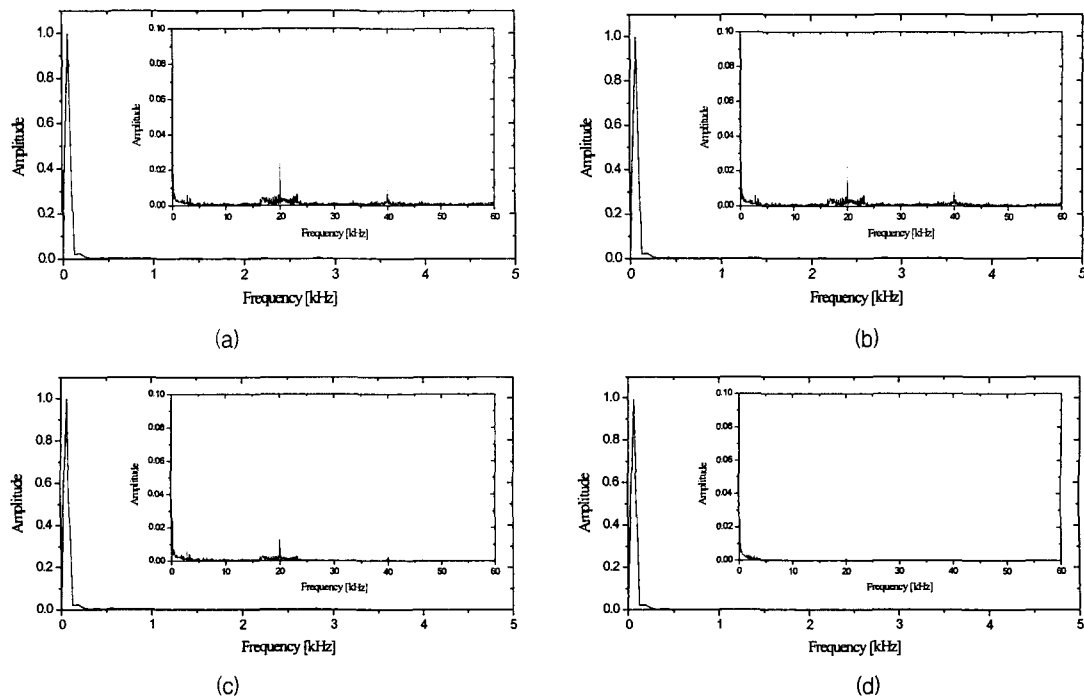


그림 8. 부하량에 따른 출력전압의 FFT 결과, (a) 무부하, (b) 100 W, (c) 500 W, (d) 1 kW.

Fig. 8. FFT result of output voltage according to load conditions, (a) no-load, (b) 100 W, (c) 500 W, (d) 1 kW.

무부하에서 1 [kW]급까지 시뮬레이션 하였다. 각 변압기의 결합계수(coupling coefficient)는 0.99로 하였으며, PWM 인버터의 초핑 주파수는 20 [kHz]로 동일하게 설정하였다. 그림 3은 기존의 11레벨형 인버터와 제안된 19레벨형 인버터의 출력전압에 대한 시뮬레이션 결과를 나타낸다. 11레벨형과 19레벨형은 동일 극성, 동일 방향의 레벨 형성시 4 개의 레벨 차이가 있기 때문에 19레벨형이 좀 더 정현파에 가까워짐을 확인할 수 있다. 무부하 또는 경부하시에는 초핑 형태의 파형이 출력전압으로 나타나지만, 부하의 증가에 따라 출력전압 파형은 점점 정현파에 가까워지고 있음을 확인할 수 있다. 이는 기존의 11레벨형 인버터와 제안된 19레벨형 인버터는 모두 변압기 2차측이 직렬로 결합되기 때문에 이들 각 변압기의 인덕턴스 성분 및 누설 인덕턴스 성분은 고주파에 대한 우수한 필터 기능을 수행하게 된다. 따라서 태양광 발전 시스템에 가장 보편적으로 이용되는 PWM 인버터와 비교하여 부가적인 출력필터를 요구하지 않는다는 장점을 가지게 된다.

그림 4는 기존의 11레벨형 인버터와 제안된 19레벨형 인버터의 출력전압에 대한 주파수 분석에 대한 결과 파형을 나타낸다. 부하 증가와 비례하여 출력단에 고차 고조파 성분이 줄어든다는 사실과 11레벨형보다 19레벨형의 스위칭 주파수에 의한 노이즈 발생이 줄어든다는 점, 그리고  $dv/dt$  스트레스가 레벨수 증가와 비례적으로 감소하므로 EMI, EMC 저감 측면에서도 유리한 장점을 가지게 됨을 확인할 수 있다.

그림 5는 기존의 11레벨형 인버터와 제안된 19레벨형 인버터 출력전압의 부하 증가에 따른 총 고조파 왜곡률(THD)을 비교하였다. PSpice 시뮬레이션 자체의 FFT 분석 기능을 이용하였으며, 50차수까지의 고조파를 비교하였다. 제안된 19레

벨형은 출력단의 필터를 부가하지 않고도 전부하 영역에 있어 5 [%] 미만의 우수한 THD 특성을 보인다. 그러나 기존 11레벨형 인버터는 무부하 또는 경부하 영역에 있어 다소 높은 THD 특성을 보이게 된다. 따라서 무부하와 경부하 구간의 THD를 개선시키기 위해서는 추가적인 필터를 삽입하거나 출력단의 레벨수를 증가시켜 보상할 필요가 있다.

그림 6은 제안된 19 레벨형 PWM 인버터가 적용된 1 [kW]급 독립형 태양광 발전 시스템을 보여준다. 전체 태양광 발전 시스템은 크게 태양 전지부, DC/DC buck 컨버터부, 축전지부, DC/AC 멀티레벨 인버터부로 구분되며, 전체 시스템은 DSP TMS320F241에 의해 제어하였다. DC/DC 컨버터에 의해 최대전력점 추종(MPPT: maximum power point tracking) 제어 및 축전지의 양단 전압을 제어하였다[15],[16]. 그리고 제안된 19레벨형 PWM 인버터부는 출력전압 피드백 신호와 기준전압과의 비교를 통해 에러 신호를 발생시키고 PI 제어를 통해 제어전압( $V_{com}$ )을 형성 시키게 된다. 제어전압을 이용하여 출력전압의 기본레벨과 각 유지시간을 계산하게 하여 해당되는 스위칭 함수를 게이트 신호로 출력하게 된다[14]. 그림 7은 제안된 19레벨형 PWM 인버터의 부하변화에 따른 출력전압 파형과 이의 부분 확대 파형을 보여준다. 그림 7(b)로부터 직렬 결합된 변압기의 우수한 필터링 효과를 확인할 수 있으며, 출력전압이 부하의 증가에 따라 어떻게 변하는지 보다 명확히 확인할 수 있다. 그림 8은 그림 7의 부하상태에 따른 출력전압의 FFT 결과를 나타낸다. 저차 고조파 성분은 거의 존재하지 않고 스위칭 주파수에 의해 발생하는 고차 고조파 성분은 부하 증가에 따라 제안된 인버터 변압기 자체의 우수한 필터링 효과로 거의 완벽히 제거됨을 확인할 수 있다.



표 6 기존의 멀티 레벨 방식과 제안하는 인버터의 구성 비교

Table 6 Component comparison between conventional multilevel schemes and proposed inverter

회로방식	클램핑 다이오드	플라잉 커패시터	캐스케이드	제안된 방식
주스위치	$(m-1) \times 2$	$(m-1) \times 2$	$(m-1) \times 2$ 풀브리지모듈=9	풀브리지모듈=3
단순비교시	36	36	36	12
전류정격고려시	324 각 9개씩 병렬	324 각 9개씩 병렬	36 각 풀브리지모듈=4	36 Tr.1 모듈=4 Tr.2 모듈=8 (2개 병렬) Tr.3 모듈=24 (6개 병렬)
클램핑 다이오드	$(m-1) \times (m-2) = 306$	0	0	0
플라잉 커패시터	0	$(m-1) \times (m-2) / 2 = 153$	0	0
DC bus	$(m-1) = 18$	$(m-1) = 18$	$(m-1) / 2 = 9$	1
변압기	0	0	절연된 입력전원확보를 위한 다권선 변압기	3 (1:0.5a, 1:a, 1:3a)
비고	1) 출력전압에 19레벨을 형성 시킬 경우: $m=19$ 2) 스위치 비교 a. 단순비교: 전류정격을 고려하지 않고 스위치 개수만을 비교할 경우 b. 전류정격 고려: 출력 4.5 A를 가정하고 0.5A의 전류정격 스위치 사용시			

표 6은 기존의 대표적인 멀티레벨 인버터 방식과 제안하는 방식에 있어 19레벨의 출력 레벨을 형성하기 위해 요구되는 주요 소자수를 비교하였다. 먼저 요구되는 주스위치의 개수만을 단순 비교하면 제안하는 방식이 3배만큼의 스위치소자 절감효과가 있음을 알 수 있다. 그러나 각 회로방식에 따라 이용되는 스위치의 전류정격에 차이가 있으므로 동일한 비교를 위해 출력전류 조건이 4.5 [A]일 경우, 전류정격이 0.5[A]인 스위치를 사용한다고 가정하고 스위치 수를 비교한다. 클램핑 다이오드 방식과 플라잉 커패시터 방식은 회로 구성상 모든 스위치의 전류정격이 동일하다. 따라서 각 스위치는 4.5 [A]의 전류정격을 만족시키기 위해 0.5 [A] 전류정격 스위치가 9개씩 병렬 결합되어 사용되어야 한다. 이들 두 방식은 스위치 개수뿐만 아니라 출력전압 레벨수 증가에 따라 요구되는 클램핑 다이오드, 플라잉 커패시터의 개수로 인하여 다단의 레벨을 형성하기 위한 방식으로는 부적합하다. 캐스케이드 방식의 경우, 9개의 풀-브리지 모듈에 전류가 균등히 분배되므로 스위치의 전류정격을 고려하더라도 스위치 수에는 변화가 없다. 제안하는 방식의 경우 Tr.1 모듈은 0.5 [A] 스위치가 4개, Tr.2 모듈은 두개씩 병렬, Tr.3 모듈은 여섯개씩의 병렬 결합이 요구되므로 전체 스위치 개수는 36개가 되어 캐스케이드 방식과 스위치수가 동일해 짐을 알 수 있다. 그러나 각 모듈별로 요구되는 전류정격을 가지는 스위치를 사용할 경우, 캐스케이드 방식과 비교하여 회로 구성을 간단히 할 수 있는 장점을 가지게 된다. 또한 DC bus 커패시터의 개수 면에서도 제안하는 방식은 하나의 전압원을 요구하므로 캐스케이드 방식과 비교하여 회로 구성상 유리함을 알 수 있다. 변압기의 경우, 캐스케이드 방식은 절연된 입력전원 확보를 위한 다권선 변압기가 요구되지만, 태양광 발

전용에 적용할 경우, 태양전지의 적절한 조합을 통해 다수의 절연 전압원 확보가 가능하다. 이런 관점에서 제안하는 방식은 3대의 변압기를 필요로 하기 때문에 시스템의 부피가 증가하고, 각 변압기의 전력 분담율에 따른 포화정도를 고려한 변압기 설계가 요구되는 단점을 가지지만, 변압기 이차측의 직렬 결합을 통한 우수한 필터링 효과와 전기적 절연 문제의 해결은 제안된 시스템의 장점이라 할 수 있다.

#### 4. 결 론

본 논문에서는 새로운 19레벨형 PWM 인버터를 제안하고 이를 독립형 태양광 발전용 인버터로 이용함에 있어 그 가능성을 확인하였다. 제안된 인버터는 기존의 11레벨형 PWM 인버터와 비교하여 소자수의 증가 없이 출력전압 레벨수를 약 2배정도 증가시켜 보다 정현적인 양호한 출력전압을 얻을 수 있으며, 무부하, 경부하 부하조건에서도 부가적인 필터의 삽입 없이 5 [%] 미만의 우수한 THD 특성을 가진다. 출력전압 파형 개선을 위해 이용되는 PWM인버터에 결합되는 변압기를 통해 부하단으로 전달되는 전력부담률을 약 10 [%] 저감시켜 전체 시스템 특성을 향상시킬 수 있다. 독립형 태양광 인버터로서 요구되는 양호한 출력전압의 형성, 인버터 자체발생 노이즈의 최소화, 낮은  $dv/dt$  스트레스 등의 관점에서 보편적으로 이용되는 기존 PWM 인버터를 대체 할 수 있는 충분한 가능성을 가짐을 확인할 수 있었다. 또한 제안된 멀티레벨 인버터 방식은 축전지와 같은 저전압을 상용전압의 크기로 승압이 가능하므로, 차량용 축전지를 이용한 이동식 전원공급장치용 인버터, 연료전지용 인버터, 무정전전원장치 등에 보다 효과적으로 응용될 수 있다.

참 고 문 헌

[1] M. H. Rashid, Power Electronics Handbook, Academic Press, 2001, pp. 539-562.

[2] J. M. A. Myrzlk, "Novel Inverter Topologies for Single-Phase Stand-Alone or Grid Connected Photovoltaic Systems," In Proceedings of IEEE Power Electronics and Drive Systems Conference, pp. 103-108, 2001.

[3] 유권중, 최주엽, "태양광발전시스템에서의 전력전자기술", 전력전자학회지, 제 8권, 제 4호, 2003년 8월.

[4] 유권중, 정영석, 최주엽, "60Hz 절연변압기가 없는 고주파링크방식 계통연계형 태양광발전시스템 고찰", 전력전자학회 논문지, 제 7권, 제 6호, 2002년 12월.

[5] H. Ertl, J. W. Kolar, and F. C. Zach, "A novel multilevel DC-AC converter for applications in renewable energy systems," IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 49, no. 5, pp. 1048-1057, Oct. 2002.

[6] M. Calais, V. G. Agelidis, and M. Meinhardt, "Multilevel converters for single-phase grid connected photovoltaic systems: an overview," International Journal of Solar Energy, vol. 66, no. 5, pp. 325-335, 1999.

[7] O. Alonso et al., "Cascaded H-bridge multilevel converter for grid connected photovoltaic generators with independent maximum power point tracking of each solar array," In Proceedings of IEEE Power Electronics Specialist Conference, pp. 731-735, 2003.

[8] J. Rodriguez, J. S. Lai, and F. Z. Peng, "Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 49, no. 4, pp. 724-738, 2002.

[9] J. S. Lai, and F. Z. Peng, "Multilevel Converters-A New Breed of Power Converters," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 32, no. 3, pp. 509-517, 2002.

[10] M. Manjreker and G. Venkataramanan, "Advanced Topologies and Modulation Strategies for Multilevel Inverters," In Proceedings of IEEE Power Electronics Society Conference, pp. 1013-1018, 1996.

[11] C. Newton and M. Sumner, "Multi-level converters a real solution to medium/high-voltage drives?," Power Engineering Journal, pp. 21-26, 1998.

[12] B. S. Shu et al., "Multilevel power conversion-an overview of topologies and modulation strategies," In Proceedings of Optimization of Electrical and Electronic Equipments-Brasov, pp. 1-14, 1998.

[13] 박성준, 강필순, 박노식, 김철우, "변압기 직렬 결합을 이용한 새로운 멀티레벨 인버터", 전력전자학회 논문지, 제 8권, 제 1호, pp. 9-16, 2003년 2월.

[14] 강필순, 박성준, 김철우, "출력 전압 파형 개선을 위한 새로운 11 레벨 PWM 인버터", 전력전자학회 논문지, 제 8권, 제 2호, pp. 99-106, 2003년 4월.

[15] C. Hua, J. Lin, and C. Shen, "Implementation of a DSP-controlled photovoltaic system with peak power tracking," IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 45, no. 1, pp. 99-107, Feb. 1998.

[16] S. J. Chiang, K. T. Chang, and C. Y. Ten, "Residential photovoltaic energy storage system," IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 45, no. 3, pp. 385-394, June 1998.

저 자 소 개



강 필 순 (姜 弼 淳)

1973년 9월 5일생. 1998년 경상대 전기공학과 졸업. 2000년 부산대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2003년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 2003년 4월~현재 (주)오토파워 책임연구원. 2003년 10월~현재 일본 오사카대학 전기공학과 객원연구원.

Tel : +81-6-6879-7730,  
E-mail : feelsoon@ieee.org



오 석 규 (吳 錫 奎)

1991년 부산대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 졸업(석사). 1997년 8월 동 대학원 졸업(박사). 1993~1994년 (주)현대중공업 근무. 1998년~현재 진주산업대 메카트로닉스공학과 부교수.

Tel : 055-751-3385,  
E-mail: sgoh@jinju.ac.kr



박 성 준 (朴 晟 濬)

1965년 3월 20일생. 1991년 부산대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 2002년 동 대학원 지능기계공학과 졸업(박사). 1996년~2000년 거제대학 전기과 조교수. 2000년~2003년 동명대학 전기과 조교수. 2003년 8월~현재 전남대 전기공학과 조교수.

Tel : 062-530-1741,  
E-mail : sjpark1@chonnam.ac.kr