

새로운 변조방식을 사용한 단상 인버터 시스템

(Single-Phase Inverter System Using New Modulation Method)

이형주* · 원화영 · 임승범 · 홍순찬**

(Hyoung-Ju Lee · Hwa-Young Won · Seung-Beom Lim · Soon-Chan Hong)

요 약

본 논문에서는 새로운 변조방식을 사용한 단상 인버터 시스템을 제안한다. 제안한 시스템은 buck-boost 변환기와 인버터로 구성되며 새로운 변조방식인 PWAM(Pulse Width/Amplitude Modulation)방식을 사용하여 제어한다. PWAM방식은 PWM(Pulse Width Modulation)방식과 PAM(Pulse Amplitude Modulation)방식이 혼합된 새로운 변조방식이며 인버터의 입력단에 위치한 buck-boost 변환기는 일정한 직류전압을 입력으로 받아 가변 직류전압으로 변환한다. 인버터는 buck-boost 변환기에서 출력된 가변 직류전압을 입력으로 하며, PWM 구간에서는 PWM 스위칭을 하고 PAM 구간에서는 인버터가 스위칭을 하지 않으므로 정현 교류전압으로 변환한다. 제안한 PWAM방식을 사용한 단상 인버터 시스템은 PAM 구간에서 스위칭 동작을 하지 않으므로 기존의 방식에 비해 스위칭 횟수가 감소하여 스위칭 손실을 줄일 수 있다.

Abstract

In this paper, we propose a single-phase inverter system using new modulation method. The proposed system is composed of a buck-boost converter and an inverter and controlled by PWAM scheme. PWAM method is a new modulation method which is the incorporation of PWM(Pulse Width Modulation) and PAM(Pulse Amplitude Modulation) methods. The DC voltage which is the input voltage of buck-boost converter is converted into a variable DC voltage by buck-boost converter. Also, the variable DC voltage which is the output voltage of buck-boost converter is converted into a sinusoidal AC voltage by inverter. The input voltage of inverter is processed by PWM switching in PWM section and bypassed in PAM section. By using PWAM method, switching action is not existed in PAM section and thus the times of switching is reduced. As a result, the switching loss can be reduced.

Key Words : Single-Phase Inverter, PWM, PAM, PWAM, Variable DC voltage

* 주저자 : 단국대 대학원 전자전기공학과 석사과정

** 교신저자 : 단국대 전자전기공학부 교수

Tel : 031-8005-3609, Fax : 031-897-3610, E-mail : schong@dku.edu

접수일자 : 2010년 12월 30일, 1차심사 : 2010년 1월 7일, 심사완료 : 2010년 3월 22일

1. 서 론

최근 기후변화에 대처하기 위한 저탄소 녹색성장의 정책에 따라 화석연료를 대체할 수 있는 신재생 에너지를 활용한 기술의 중요성이 점차 증대되고 있다. 이러한 신재생 에너지원은 분산전원의 형태로 계통에 연계된다. 이에 따라 향상된 전력변환기술과 신재생 에너지원을 이용한 계통연계형 시스템에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다[1-2]. 전력변환 시스템의 효율은 전체 시스템의 효율에 영향을 미치므로 매우 중요하며 효율을 향상시키기 위한 여러 가지 방법들이 제안되고 있다[3-4].

그림 1은 대표적인 신재생 에너지인 연료전지, 태양광, 풍력 등을 이용한 계통연계형 시스템으로서 신재생 에너지를 직류전압으로 변환한 후 인버터를 이용하여 교류전력으로 공급하고 있다. 이와 같은 신재생 에너지를 이용하는 전력변환 시스템의 효율을 향상시키기 위해 본 논문에서는 새로운 변조방식인 PWAM 기법을 사용한 단상 인버터 시스템을 제안한다. 제안한 시스템은 그림 1의 DC-AC 변환기로 사용할 수 있으며, 기존의 방식에 비해 스위칭 횟수를 줄여 스위칭 손실을 줄이고 출력전압의 THD를 제한할 수 있다. 끝으로 시뮬레이션을 통하여 제안한 변조방식의 유용성을 입증한다.

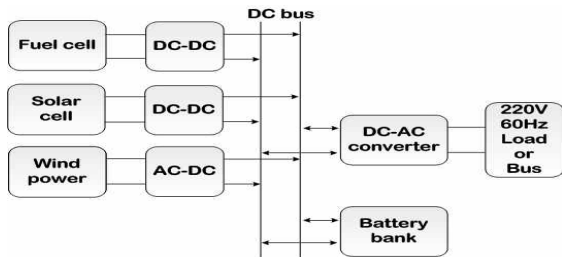


그림 1. 계통연계형 시스템
Fig. 1. Grid connected system

2. 제안한 변조방식

2.1 새로운 PWAM방식

직류전압을 입력으로 받아 정현 교류전압으로 변환

하는 시스템은 신재생 에너지를 이용하는 전력변환 시스템 외에도 무정전 전원장치(Uninterruptible Power Supply) 등에 사용된다[5]. 제안한 PWAM방식은 이러한 시스템에 사용할 수 있는 변조방식으로 PWM방식과 PAM방식이 혼합된 새로운 변조방식이다. 기존의 PWM방식은 일정한 직류전압을 입력으로 받아 정현 교류전압으로 변환하는 방식으로서 한 주기의 전 구간에서 PWM 스위칭을 한다. 이에 비해 제안한 PWAM방식은 일정한 직류전압을 입력으로 받아 가변 직류전압으로 변환한 후 PWM 구간에서는 기존의 방식과 같은 방식으로 PWM 스위칭을 하고 PAM 구간에서는 PWM 스위칭을 하지 않고 스위칭 소자가 단락이나 개방상태를 유지함으로써 정현 교류전압으로 변환한다.

그림 2는 가변 직류전압 발생기로서 전과 정류된 정현파와 기준 직류전압 V_d 를 비교하여 가변 직류전압을 발생시킨다. V_d 가 전과 정류된 정현파보다 큰 구간에서는 미리 정해진 기준 직류전압 V_d 로 변환하고 V_d 가 전과 정류된 정현파보다 작은 경우에는 정현 직류전압을 그대로 출력한다.

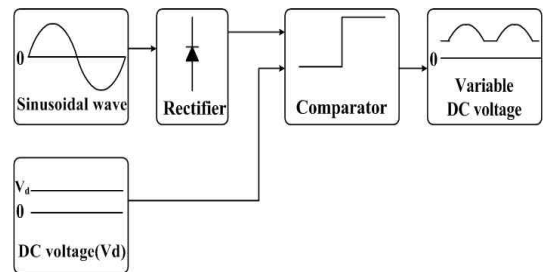


그림 2. 가변 직류전압 발생기
Fig. 2. Variable DC voltage generator

2.2 PWM 구간과 PAM 구간의 설정

그림 3은 PWM 구간과 PAM 구간을 설정하는 방법을 나타낸 그림으로서 V_m 은 원하는 부하전압 v_L 의 peak값이다. 그리고 v_r 은 v_L 을 전과 정류한 파형이며 V_d 는 기준 직류전압이다. $V_d > v_r$ 인 구간에서는 PWM 방식을 적용하고 $V_d < v_r$ 인 구간에서는 PAM방식을 적용한다. 이때 V_d 값의 크기에 따라 PWM 구간과 PAM

구간이 결정되는데 V_d 값이 커지면 PWM 구간이 길어지고 V_d 값이 작아지면 PWM 구간이 짧아진다. PWM 구간이 길어지면 스위칭 횟수가 증가하여 스위칭 손실이 증가하므로 V_d 값의 설정이 중요하다. V_d 값은 V_m 값보다 작아야 하므로 V_d 값의 범위는 $0 < V_d < V_m$ 이다.

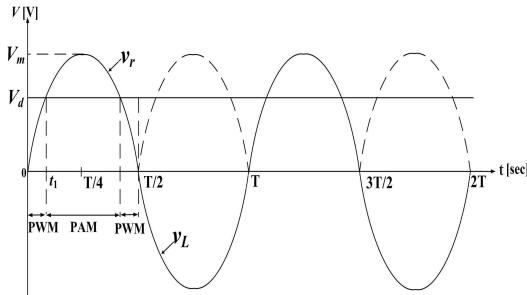


그림 3. PWM 구간과 PAM 구간의 설정
Fig. 3. Setting up of PWM and PAM sections

그림 3의 첫 1/4주기에서 부하전압 v_L 이 $V_m \sin \omega t$ 일 때 PWM 구간은 0부터 V_d 값이 v_L 과 같은 값일 때까지이다. $V_d = V_m \sin \omega t$ 일 때의 시간 t_1 은 식 (1)과 같다.

$$t_1 = \frac{1}{\omega} \sin^{-1} \left(\frac{V_d}{V_m} \right) \quad (1)$$

첫 1/4주기에서 $0 \sim t_1$ 구간은 PWM 스위칭을 하고 $t_1 \sim T/4$ 는 PAM 스위칭을 하는 구간이다. 1/4주기에서 PWM 스위칭을 하는 구간의 시간 비율 D_{PWM} 은 식 (2)와 같다.

$$D_{PWM} = \frac{\frac{1}{\omega} \sin^{-1} \left(\frac{V_d}{V_m} \right)}{\frac{T}{4}} = \frac{2}{\pi} \sin^{-1} \left(\frac{V_d}{V_m} \right) \quad (2)$$

PWM 구간과 PAM 구간의 합이 한 주기이므로 스위칭을 하지 않는 PAM 구간의 시간 비율 D_{PAM} 은 식 (3)과 같다.

$$D_{PAM} = 1 - D_{PWM} \quad (3)$$

V_d/V_m 에 따른 D_{PWM} 과 D_{PAM} 은 그림 4와 같다.

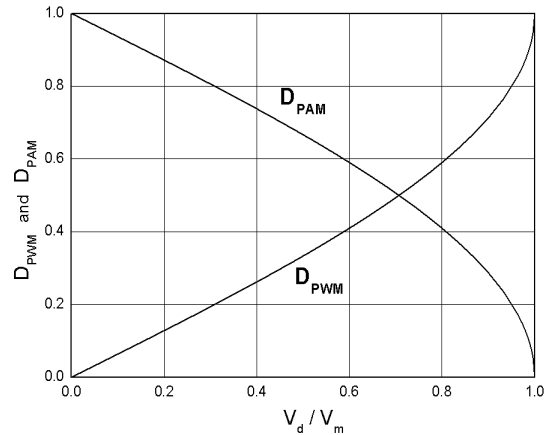


그림 4. V_d/V_m 에 따른 D_{PWM} 과 D_{PAM}
Fig. 4. D_{PWM} and D_{PAM} as a function of V_d/V_m

3. 단상 인버터 시스템

3.1 기존의 방식을 사용한 단상 인버터 시스템

기존의 단상 인버터 시스템은 그림 5와 같으며 그림 6은 양방향 SPWM(Sinusoidal Pulse Width Modulation) 방식을 사용한 경우의 파형이다.

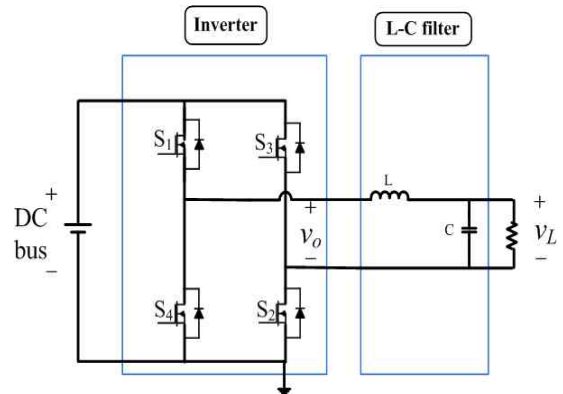


그림 5. 기존의 단상 인버터 시스템
Fig. 5. Prior single-phase inverter system

기존의 SPWM방식은 출력전압의 크기를 제어할 수 있으며 고조파를 저감시킬 수 있다. 그러나 한 주기의 전 구간에서 스위칭 동작을 하므로 스위칭 손실이 큰 문제점이 있다[6-7].

새로운 변조방식을 사용한 단상 인버터 시스템

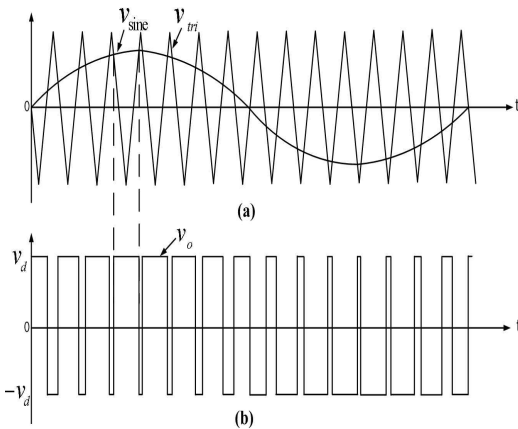


그림 6. SPWM방식
 (a) 운송신호와 기준신호 (b) 인버터의 출력전압
 Fig. 6. SPWM scheme
 (a) Carrier and reference signals
 (b) Output voltage of inverter, v_o

3.2 제안한 방식을 사용한 단상 인버터 시스템

제안한 PWAM방식을 사용한 단상 인버터 시스템은 그림 7과 같다. 제안한 단상 인버터 시스템과 기존 시스템의 구조적인 차이점은 buck-boost 변환기를 추가한 것이다.

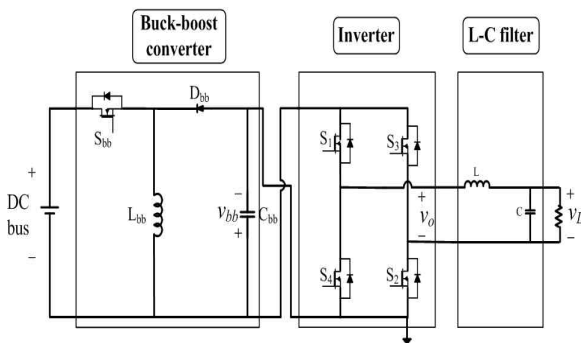


그림 7. PWAM방식을 사용한 단상 인버터 시스템
 Fig. 7. Single-phase inverter system using PWAM method

그림 8은 본 논문에서 제안한 PWAM방식을 사용한 단상 인버터의 스위칭 방식을 설명한 그림이다. 그림 8 (a)는 v_r 과 기준 직류전압 V_d 과형이다. 제안한 스위

칭 방식은 첫 반주기에서 $0 \sim t_1$ 과 $t_2 \sim T/2$ 구간에서는 PWM 동작을 하고 $t_1 \sim t_2$ 구간에서는 PAM 동작을 한다. 그림 8 (b)는 buck-boost 변환기의 출력전압 v_{bb} 과형으로서 이상적인 경우이다. 그림 8 (c)는 정현파 기준신호인 v_{sine} 과 삼각파 운송신호인 v_{tri} 의 과형이며, 그림 8 (d)와 그림 8 (e)는 인버터 스위치 $s_1 \sim s_4$ 의 게이트 신호 $v_{gate1,2}$ 와 $v_{gate3,4}$ 의 과형이다. PWM 구간에서는 그림 8 (c)의 정현파 기준신호인 v_{sine} 과 삼각파 운송신호인 v_{tri} 를 비교하여 PWM 스위칭을 하고 PAM 구간에서는 스위칭 소자가 단락이나 개방상태를 유지한다. 그림 8 (f)는 인버터의 출력단 전압 v_o 의 과형이다. PWM 구간에서는 양방향 SPWM 동작을 하고 PAM 구간에서는 buck-boost 변환기의 출력전압 v_{bb} 가 그대로 출력된다. 그림 8 (g)는 v_o 가 L-C필터를 통해 필터링된 부하전압 v_L 의 과형이다.

PWM방식에 대한 PWAM방식의 스위칭 횟수의 비율 S_N 은 식 (4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$S_N[\%] = \frac{D_{PWM} \times N \times f_{PWM} + 1 \times f_{bb}}{N \times f_{PWM}} \times 100[\%] \quad (4)$$

식 (4)에서 N은 인버터 스위칭 소자의 개수이고, f_{PWM} 은 PWAM방식을 사용한 단상 인버터의 PWM 구간에서의 스위칭 주파수이며 한 주기에서 $D_{PWM}T$ 동안 스위칭 동작을 한다. Buck-boost 변환기의 스위칭 소자는 1개이고 f_{bb} 는 buck-boost 변환기의 스위칭 주파수이며 한 주기 내내 스위칭 동작을 한다. f_{PWM} 은 기존의 방식을 사용한 단상 인버터의 스위칭 주파수이며 한 주기 내내 PWM 스위칭을 한다.

기존의 PWM방식 단상 인버터 시스템과 본 논문에서 제안한 PWAM방식 단상 인버터 시스템에서 스위칭 횟수를 비교하기 위하여 $N=4$ 일 때를 고려한다. 또한 가급적 동일한 조건에서 두 경우를 비교하기 위해 $f_{PWM} = f_{WAM}$ 으로 한다. 식 (4)에서 $N=4$ 이고 $f_{PWM} = f_{WAM}$ 인 경우에 V_d/V_m 의 크기에 따른 스위칭 횟수의 비율 $S_N[\%]$ 를 나타내면 그림 9와 같다. 그림 9에서 A~D는 f_{bb}/f_{PWM} 의 값이 각각 2.0, 1.5, 1.0, 0.5인 경우이다.

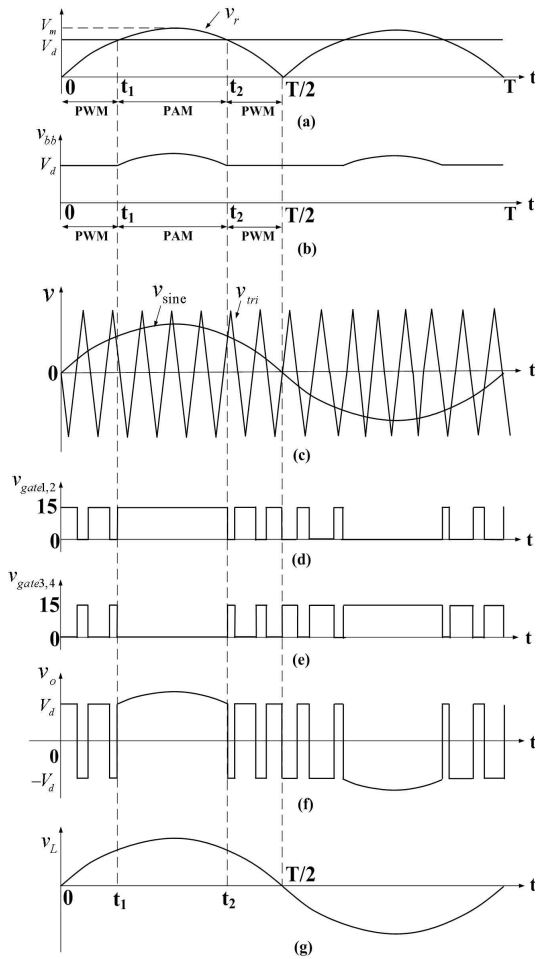


그림 8. 제안한 PWAM방식
 (a) v_r 과 V_d (b) Buck-boost 변환기의 출력전압 v_{bb}
 (c) 기준신호 v_{sin} 과 운송신호 v_{tri} (d) 인버터의 게이트 신호 $v_{\text{gate}1,2}$ (e) 인버터의 게이트 신호 $v_{\text{gate}3,4}$ (f) 인버터의 출력전압 v_o
 (g) 인버터의 부하전압 v_L

Fig. 8. Proposed PWAM method
 (a) v_r and V_d (b) Output voltage of buck-boost converter, v_{bb} (c) Reference signals, v_{sin} and carrier signals, v_{tri}
 (d) Gate signal of inverter, $v_{\text{gate}1,2}$ (e) Gate signal of inverter, $v_{\text{gate}3,4}$ (f) Output voltage of inverter, v_o (g) Load voltage of inverter, v_L

그림 9에서 제안한 PWAM방식 단상 인버터 시스템의 스위칭 횟수가 기존의 PWM방식에서의 스위칭 횟수보다 적은 구간은 S_N 이 100[%] 미만인 구간이다. 그림 9에서 f_{bb}/f_{PWM} 의 값이 2.0, 1.5, 1.0, 0.5인 경우에 S_N

=100이 되는 V_d/V_m 값을 구하면 각각 0.707, 0.831, 0.924, 0.981이다. 따라서 제안한 PWAM방식 단상 인버터 시스템이 기존의 PWM방식 시스템에 buck-boost 변환기를 추가하였음에도 불구하고 대부분의 V_d/V_m 값 범위에서 스위칭 횟수가 저감됨을 알 수 있다.

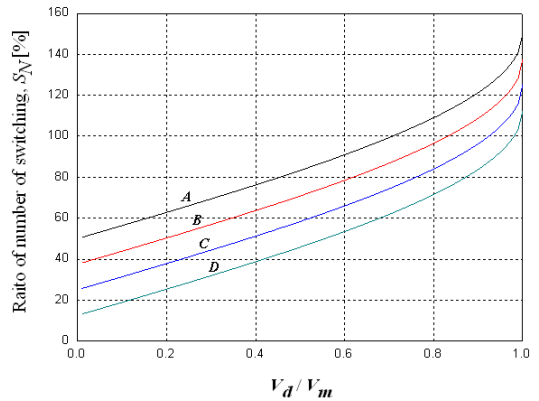


그림 9. V_d/V_m 의 크기에 따른 S_N [%]
 Fig. 9. S_N [%] as a function of V_d/V_m

4. 시뮬레이션

제안한 PWAM방식을 사용한 단상 인버터 시스템의 유용성을 확인하기 위해 Simplerer를 사용하여 시뮬레이션하였다. 시뮬레이션은 buck-boost 변환기의 출력전압 v_{bb} 가 이상적인 가변 직류전압일 경우와 실제 가변 직류전압일 경우로 나누어 시뮬레이션하였다.

표 1은 시뮬레이션 파라미터이다. 입력전압을 출력전압의 peak값인 311[V]보다 높은 400[V]로 하였으며 buck-boost 변환기의 스위칭 주파수 및 인버터의 스위칭 주파수가 모두 40[kHz]인 경우를 시뮬레이션하였다.

표 1. 시뮬레이션 파라미터
 Table 1. Simulation parameters

L_{bb}	200[μ H]	입력전압	DC 400[V]
V_d	200[V]	출력전압	AC 220[Vrms]
L	2[mH]	스위칭 주파수	40[kHz]
C	100[μ F]	출력 주파수	60[Hz]

4.1 이상적인 가변 직류전압일 경우

이상적인 경우에는 buck-boost 변환기의 출력전압인 v_{bb} 가 그림 8 (b)와 같이 전 구간에서 왜곡이나 변형 없이 인버터의 입력전압으로 전달된다고 가정한다. 시뮬레이션 파라미터는 표 1과 같으며 buck-boost 변환기의 커패시터 C_{bb} 의 값은 100[μ F]이다.

그림 10은 인버터의 출력전압 v_o 와 인버터 스위칭 소자의 게이트 전압 $v_{gate1,2}$ 의 파형이다. $v_{gate1,2}$ 파형에서 PWM 구간에서는 PWM 스위칭을 하고 PAM 구간에서는 스위칭 소자가 단락이나 개방상태를 유지하여 스위칭을 하지 않음을 알 수 있다. 기존의 PWM방식을 사용한 단상 인버터 시스템에 비해 제안한 PWAM방식을 사용한 단상 인버터 시스템은 PAM 구간에서 스위칭 동작을 하지 않으므로 스위칭 횟수가 감소한다.

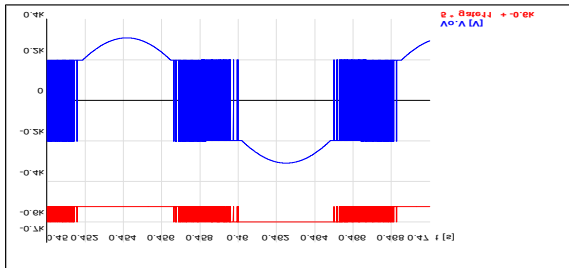


그림 10. 이상적인 경우의 v_o 와 $v_{gate1,2}$ 파형
Fig. 10. Waveforms of v_o and $v_{gate1,2}$ in ideal case

그림 11은 buck-boost 변환기의 출력전압 v_{bb} 와 부하전압 v_L 의 파형이다. v_L 의 파형을 살펴보면 전반적으로 깔끔한 정현파임을 알 수 있다.

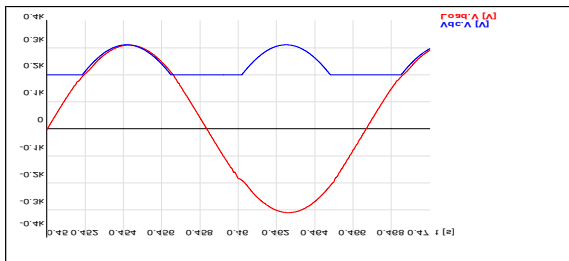


그림 11. 이상적인 경우의 v_{bb} 와 v_L 파형
Fig. 11. Waveforms of v_{bb} and v_L in ideal case

4.2 실제 가변 직류전압일 경우

실제의 경우에는 buck-boost 변환기단에서 실제로 만들어진 가변 직류전압을 인버터의 입력전압으로 전달한다. Buck-boost 변환기에서 실제 가변 직류전압을 만들기 위해서 일정한 직류전압을 입력으로 받아 PWM 구간에서는 기준 직류전압 V_d 로 변환하고 PAM 구간에서는 정현적인 직류전압으로 변환한다. 시뮬레이션 파라미터는 표 1과 같으며 buck-boost 변환기의 커패시터 C_{bb} 의 값은 100[μ F]이다.

그림 12는 인버터의 출력전압 v_o 와 소자의 게이트 전압 $v_{gate1,2}$ 의 파형이며, 그림 13은 buck-boost 변환기의 출력전압 v_{bb} 와 부하전압 v_L 의 파형이다. 그림 12와 그림 13을 살펴보면 PWM 구간에서 v_{bb} 가 일정한 직류전압이 되지 못하고 PAM 구간 후반부에서는 v_{bb} 가 그림 8 (b)와 같은 출력전압의 지령값을 따라가지 못함을 알 수 있다. 이에 따라 v_o 및 v_L 의 파형도 왜곡된다.

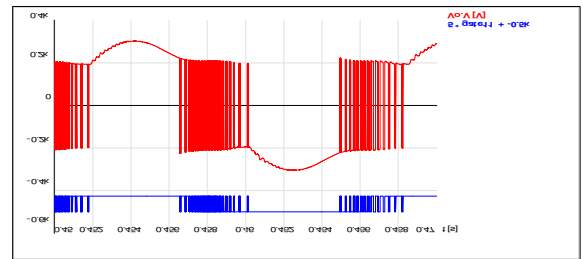


그림 12. 실제적인 경우의 v_o 와 $v_{gate1,2}$ 파형
($C_{bb}=100[\mu F]$)
Fig. 12. Waveforms of v_o and $v_{gate1,2}$ in practical case
($C_{bb}=100[\mu F]$)

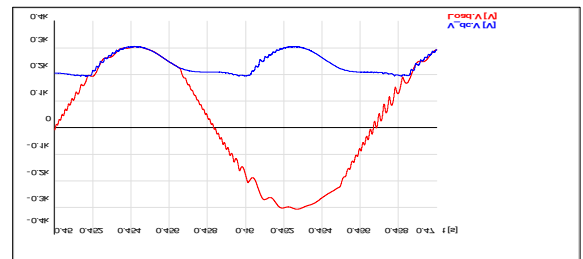


그림 13. 실제적인 경우의 v_{bb} 와 v_L 파형($C_{bb}=100[\mu F]$)
Fig. 13. Waveforms of v_{bb} and v_L in practical case
($C_{bb}=100[\mu F]$)

Buck-boost 변환기의 출력전압 v_{bb} 가 왜곡되는 원인은 buck-boost 변환기 출력단의 커패시터 C_{bb} 로 인해 v_{bb} 가 출력전압의 지령값을 따라가지 못하고 지연되기 때문이다. 이를 해결하는 방법으로 시간 지연이 발생하는 PAM 구간 후반부를 추가로 PWM 스위칭하는 방법과 C_{bb} 의 값을 줄이는 방법을 생각할 수 있다. PAM 구간 후반부를 PWM 스위칭하면 PWM 구간의 증가로 인해 스위칭 횟수가 증가되므로 제안한 PWAM방식의 장점이 감소되면서도 여전히 v_{bb} , v_o , v_L 의 파형이 왜곡된다는 단점이 있다. 따라서 스위칭 횟수를 증가시키지 않고 v_{bb} , v_o , v_L 파형의 왜곡을 보완하기 위해 C_{bb} 의 값을 100[μ F]에서 10[μ F]로 줄여 시뮬레이션하였다. 시뮬레이션 파라미터는 표 1과 같으며 buck-boost 변환기의 커패시터 C_{bb} 의 값은 100[μ F]에서 10[μ F]으로 줄였다.

그림 14는 $C_{bb}=10[\mu\text{F}]$ 일 때 인버터의 출력전압 v_o 와 인버터 스위칭 소자의 게이트 전압 $v_{gate1,2}$ 의 파형이며, 그림 15는 buck-boost 변환기의 출력전압 v_{bb} 와 부하전압 v_L 의 파형이다. 그림 15의 v_{bb} 파형에서 PWM 구간에서는 일정한 직류전압 파형이 출력되고 PAM 구간 후반부에서도 파형이 거의 지연되지 않고 지령값을 따라가고 있음을 알 수 있다. v_{bb} 의 파형에 약간의 맥동이 존재하지만 L-C필터를 거친 부하전압 v_L 은 거의 정현적임을 알 수 있다. 이와 같이 C_{bb} 의 값을 줄이면 시간지연으로 인한 v_{bb} , v_o , v_L 파형의 왜곡을 보완할 수 있다.

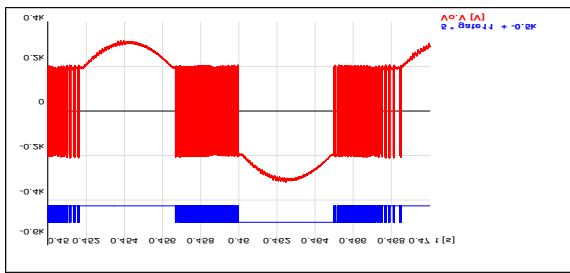


그림 14. 실제적인 경우의 v_o 와 $v_{gate1,2}$ 파형 ($C_{bb}=10[\mu\text{F}]$)
 Fig. 14. Waveforms of v_o and $v_{gate1,2}$ in practical case ($C_{bb}=10[\mu\text{F}]$)

그림 16은 제안한 PWAM방식의 부하전압 THD를 V_d 의 크기에 따라 나타낸 그래프이다. 이때의 시뮬레이션 파라미터는 표 1과 같고 $C_{bb}=10[\mu\text{F}]$ 이다. 그림 16에서 알 수 있듯이 V_d 의 크기가 61[V] 이상이면 부하전압의 THD가 2[%] 미만인 된다. V_d 의 크기가 61[V] 미만일 경우 THD가 높아지는데 이는 buck-boost 변환기의 커패시터 C_{bb} 로 인한 전압지연이 v_{bb} , v_o , v_L 을 왜곡시키기 때문인 것으로 판단된다.

그림 9에서 주파수비가 $f_{bb}/f_{PWM}=1$ 일 때 제안한 PWAM방식을 사용한 단상 인버터 시스템의 스위칭 횟수가 기존의 PWM방식을 사용한 단상 인버터 시스템보다 적기위한 V_d/V_m 은 0.924 미만이어야 한다. 따라서 출력전압이 220[Vrms], 60[Hz]일 경우 $V_m=311[\text{V}]$ 이므로 V_d 의 크기를 287[V] 이하로 설정하여야 한다.

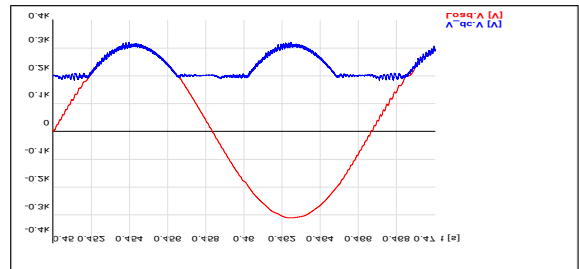


그림 15. 실제적인 경우의 v_{bb} 와 v_L 파형($C_{bb}=10[\mu\text{F}]$)
 Fig. 15. Waveforms of v_{bb} and v_L in practical case ($C_{bb}=10[\mu\text{F}]$)

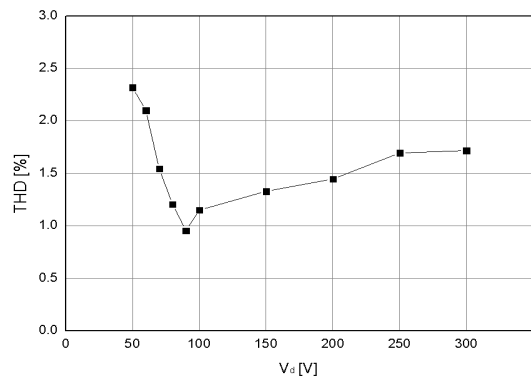


그림 16. V_d 의 크기에 따른 THD
 Fig. 16. THD as a function of V_d

따라서 부하전압의 THD가 2[%] 미만이고 제안한 PWAM방식을 사용한 단상 인버터 시스템의 스위칭 횟수가 기존의 PWM방식을 사용한 단상 인버터 시스템보다 적으려면 V_d 의 범위는 식 (5)와 같아야 한다.

$$61[V] \leq V_d \leq 287[V] \quad (5)$$

5. 결 론

본 논문에서는 새로운 변조방식인 PWAM방식을 사용한 단상 인버터 시스템을 제안하고 제안한 시스템의 유용성을 확인하기 위하여 시뮬레이션하였다.

제안한 PWAM 변조방식은 PWM 방식과 PAM 방식을 혼용하여 사용하는 방식으로서 PAM 구간에서는 스위칭 동작을 하지 않으므로 스위칭 횟수가 저감되어 전체적인 스위칭 손실을 줄일 수 있다. 이로 인하여 효율 향상과 스위칭 소자의 방열판 크기를 줄일 수 있는 효과를 기대할 수 있다.

실제 가변 직류전압에서의 시뮬레이션에서는 buck-boost 변환기의 커패시터 C_b 의 영향으로 시간간연이 발생하였으며, 이에 따라 v_b , v_o , v_L 의 파형이 이상적인 파형이 되지 않았다. 본 논문에서는 이러한 문제를 해결하기 위해 C_b 의 값을 줄이는 방법을 사용하였다. 시뮬레이션 결과 v_b 와 v_o 의 파형에서 약간의 과도현상이 발생하지만 L-C필터를 거친 부하전압 v_L 은 거의 정현적인 것을 확인하였다.

앞으로 이 방식을 실용화하려면 C_b 의 값과 스위칭 주파수의 값을 얼마로 하여야 최적의 결과를 얻을 수 있을지에 대한 연구가 추가로 필요할 것으로 판단된다.

이 연구는 단국대학교 대학원 연구보조장학금의 지원으로 이루어진 것임.

References

[1] 유태식, 배영상, 최세완, 김효성, “연속적인 운전모드의 전환을 위한 계통연계형 인버터의 간접전류 제어기법”, 전력전자학회 논문지, 제11권, 제1호, pp.72~78, 2006. 2.
 [2] 유태빈, 성낙규, 강승욱, 이승환, 이훈구, 한경희, “태양광 발전시스템을 위한 단상 PWM 전압형 인버터”, 대한전기학회 하계학술대회 논문집 A, pp. 443~445, 1995. 7.

[3] 박정욱, 이수원, 이성룡, “계통연계 분산전원시스템”, 전력전자학회 학회지, 제11권, 제5호, pp.46~50, 2006. 10.
 [4] 정상민, 배영상, 유태식, 최세완, 김효성, “가정용 연료전지 발전 시스템을 위한 단상 계통연계형 인버터”, 전력전자학회 논문지, 제12권, 제1호, pp. 81~88, 2007. 2.
 [5] 이성룡, 이수원, 고성훈, 강대업, “UPS를 고려한 계통연계 전류제어형 인버터 시스템”, 대한전기학회 하계학술대회 논문집 B, pp. 992~993, 2006. 7.
 [6] 홍순찬, 전희중, 백형래, 원충연, 전력전자공학, 도서출판 인터비전, 2005.
 [7] 백수현, 김영석, 김희준, 전력전자공학, 교보문고, 2005.

◇ 저자소개 ◇



이형주(李炯宙)

1983년 1월 26일생. 2008년 단국대 전기전자컴퓨터공학부 졸업. 현재 동 대학원 전자전기공학과 석사과정.



원화영(元化映)

1985년 6월 23일생. 2008년 단국대 전기전자컴퓨터공학부 졸업. 현재 동 대학원 전자전기공학과 석사과정.



임승범(林承範)

1979년 2월 11일생. 2004년 단국대 공대 전기공학과 졸업. 2006년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.



홍순찬(洪淳瓚)

1950년 2월 24일생. 1973년 서울대 전기공학과 졸업. 1975년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1975~1978년 해군사관학교 교수부 전기공학실 전임강사. 1978년~현재 단국대 전자전기공학부 교수. 1986~1987년 미국 텍사스 A&M 대학교 방문교수. 1997~2000년 대한전기학회 이사. 2002년 전력전자학회 회장. 2002~2005년 단국대 공과대학 학장.