

위상 변위제어기법을 이용한 저주파 다중레벨 스위칭 방식

宋成根[†], 李相勳^{*}, 南海鯤^{**}, 朴晟濬^{***}, 李萬炯^{****}

Low frequency Multi-level Switching Strategy based on Phase-Shift Control

Sung-Geun Song, Sang-Hun Lee, Hae-Kon Nam, Sung-Jun Park, and Man-Hyung Lee

요 약

동일한 변압기를 사용하는 공통암 타입의 절연형 다중레벨 인버터에서 스위칭 주파수를 저감하기 위해 새로운 위상변위제어기법을 제안 하였다. 제안된 스위칭 방식은 인버터의 각 암이 기본주파수당 한번만을 스위칭을 하는 스텝 펄스파 방식을 사용하여 동일한 스위칭 주파수를 유지할 수 있다. 제안된 스위칭 방식의 타당성을 검증하기 위해 기존의 동일변압기를 이용한 멀티레벨 인버터의 스위칭 패턴과 제안된 위상변위 제어방식을 이용한 멀티레벨 인버터의 스위칭 패턴을 시뮬레이션하고 실험을 통해 비교 하였다.

ABSTRACT

In this paper, we proposed the electric circuit using one common arm of H-Bridge Inverters to reduce the number of switching component in multi-level inverter combined with H-Bridge Inverters and Transformers. and furthermore we suggested the new multi-level PWM inverter using PWM level to reduce THD(Total Harmonic Distortion). and we used the phase-shift switching method that can be same rate of usage at each transformer. Also, we tested the proposed prototype 9-level inverter to clarify the proposed electric circuit and reasonableness of control signal for the proposed multi-level PWM inverter.

Key Words : H-Bridge Inverter, THD(Total Harmonic Distortion), phase-shift switching method

1. 서 론

최근 인버터 기술은 다중레벨 인버터를 적용하여 인버터 자체에서 발생하는 고조파 성분을 억제하려는 시도가 이루어지고 있다^[1-5].

다중레벨 인버터는 인버터의 출력 전압 레벨 수가

증가함에 따라 스위칭 소자 수가 증가하는 단점이 있으나 적은 고조파성분과 낮은 dv/dt를 갖는 장점으로 인하여 기존의 PWM(pulse width modulation) 인버터의 단점을 극복할 수 있는 대안으로 산업체의 적용이 활발해지고 있다. 다수의 전력용 독립전원 및 스위칭 소자 수가 필요한 비절연형 HBML 인버터의 단점을 극복할 대안으로 공통암을 이용한 절연형 다중레벨 인버터가 제안되었다^[6]. 그러나 H-Bridge 인버터와 변압기의 조합으로 구성된 절연형 다중레벨 인버터는 비절연형 HBML(H-Bridge multi level) 인버터에 비하여 스위칭 소자수를 줄일 수 있으나 동일한 변압기를 사용하기 위해서는 스위칭 주파수가 증가하는 단점을 갖고 있다^[7,8].

†교신저자 : 정회원, 전남대 전기공학과 박사과정

E-mail : fid_111@naver.com

*정회원, 전남대 공학기술연구소

**정회원, 전남대 전기공학과 교수

***정회원, 전남대 전기공학과 조교수

****정회원, 부산대 기계공학부 교수

접수일자 : 2006. 7. 11 1차 심사 : 2006. 7. 24

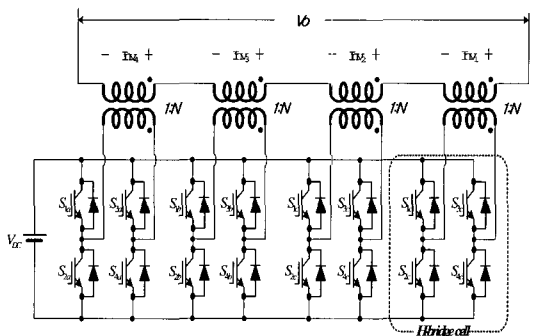
2차 심사 : 2006. 9. 4 심사완료 : 2006. 9. 27

본 논문에서는 동일한 변압기를 사용하는 공통암 타입의 절연형 다중레벨 인버터에서 스위칭 주파수를 저감하기 위해 새로운 위상변위제어기법을 제안하였다. 제안된 스위칭 방식은 인버터의 각 암이 기본주파수당 한번만을 스위칭을 하는 스텝 펄스파 방식을 사용하여 동일한 스위칭 주파수를 유지할 수 있다. 제안된 스위칭 방식의 타당성을 검증하기 위해 기존의 동일변압기를 이용한 멀티레벨 인버터의 스위칭 패턴과 제안된 위상변위 제어방식을 이용한 멀티레벨 인버터의 스위칭 패턴을 시뮬레이션 하였다. 또한 공통암을 이용한 3kV급 프로토타입 절연형 다중레벨 인버터를 제작하여 실험 하였다.

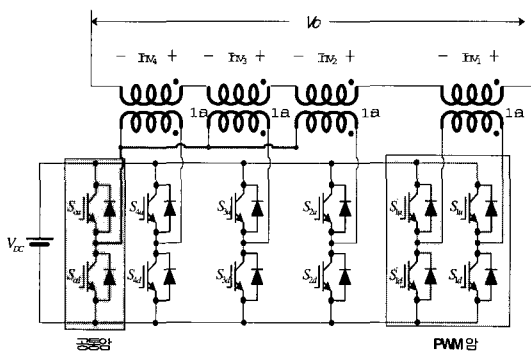
2. 변압기를 사용한 다중레벨 인버터

2.1 기존의 공통암을 이용한 절연형 다중레벨 인버터

그림 1(a)는 4개의 H-bridge 회로와 변압기의 조합에 의한 절연형 다중레벨 인버터를 나타낸다.



(a) 변압기형 HBML 인버터



(b) 공통암을 이용한 개선된 HBML 인버터

그림 1 변압기를 이용한 9레벨 HBML 인버터의 구성

Fig. 1 Configuration of 9-level HBML inverter using transformers

그림 1(a)에서 변압기 1차 측은 전원전압에 대하여 병렬로 구성되며, 2차 측은 직렬로 구성되어있다^[5].

각 H-bridge 인버터는 스위칭함수에 따라 영 전압 및 정, 부의 dc-link 전압을 발생할 수 있으며, 최종 출력전압 V_o 는 직렬로 연결된 각 H-bridge 인버터의 출력전압의 합이 된다. 그림 1(b)의 변압기를 이용한 절연형 HBML 인버터는 각 H-bridge 인버터의 출력이 지령전압 극성에 따라 결정되며, 전압 레벨을 담당하는 H-bridge의 경우 동일한 지령전압 극성영역에서 H-bridge 인버터 극성이 반대극성이 나타나지 않는다. 이러한 조건을 갖는 인버터에서는 극성을 결정하는 암의 신호는 동일한 형태로 묶을 수 있다. 극성 결정 신호가 동일하고, 동일한 DC-Link전원을 사용한다며, 각 H-bridge 인버터의 극성결정 암은 서로 공유할 조건이 된다. 따라서 그림 1(b)는 그림 1(a)에서 각 H-bridge 인버터의 극성을 결정하는 암을 공유하는 형태가 된다. 따라서 전압의 극성을 담당하는 H-bridge의 한쪽 암의 소자 수를 줄일 수 있다^[7,8].

2.2 기존의 동일 변압기 이용율을 위한 다중레벨 스위칭 신호

그림 2(a)는 정의 지령전압에 대한 각 변압기에 인가되는 전압 및 전압레벨 구간에 대한 스위칭 주기를 나타내고 있다. 동일변압기 이용시 스위칭 패턴은 스텝 펄스파 방식을 사용한 스위칭 함수를 기본으로 하여 각 레벨단위에서 각 변압기에 인가되는 전압적분이 같도록 세분화하여 스위칭함수를 발생하는 것이다. 위와 같이 변압기 이용율을 동일하게 스위칭 하는 방법은 다양하게 존재할 수 있으나, 그 기본법칙은 동일하게 된다. 그림 2(b)는 각 레벨 단위에 대한 스위칭 주기를 나타낸다. 우선 각 레벨이 인가되는 주기 T_m 를 다시 인버터의 개수 N 으로 나누어 세분화 된 주기를 가지게 된다.

$$T_{nm} = \frac{T_m}{N} \tag{1}$$

각 레벨 n 이 인가되는 주기 T_{nm} 에서 인가되는 전압의 폭이 같기 위해서는 n 개의 정의 전압이 나타나도록 각 레벨에서의 스위칭 구간을 변압기의 수와 같이 나누어 교번적으로 스위칭 하게 하였다. 제안된 방식의 스위칭 방식을 사용할 경우 각 변압기의 최대 자속은 동일하다. 그림 2와 같은 스위칭 방식은 각 변압기의 용량을 동일하게하기 위해 스위칭 주파수를 증가시킨 결과를 초래하는 단점을 가지게 된다.

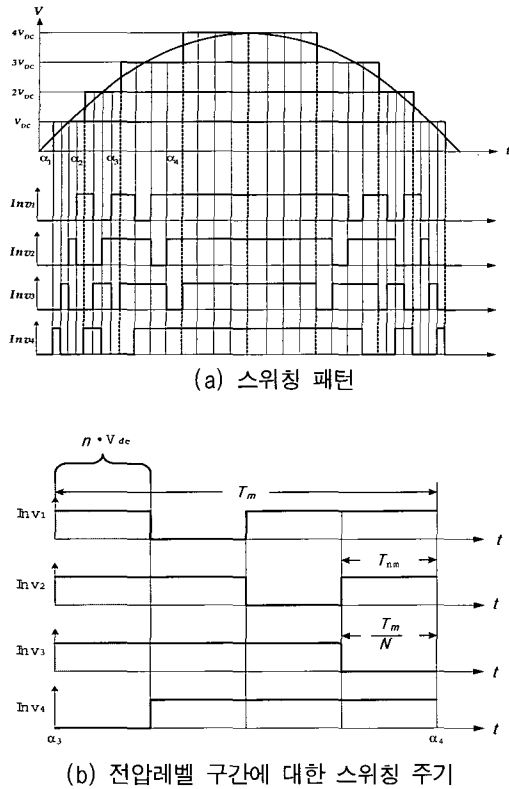


그림 2 동일한 변압기 정격을 사용한 HBML 인버터의 스위칭
 Fig. 2 The switching function of HBML inverter using the same rating transformers

2.3 위상변위 제어기법을 이용한 새로운 제안된 스위칭 신호

그림 3은 4개의 변압기를 사용한 경우의 위상변위 제어기법을 이용한 HBML 인버터의 스위칭 신호를 나타내고 있다.

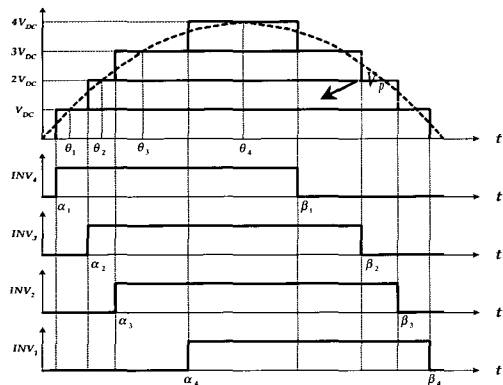


그림 3 위상변위 제어기법을 이용한 HBML 인버터의 스위칭
 Fig. 3 Multi-level switching strategy based on phase-shift control

각 인버터의 스위칭 신호는 각 레벨을 형성하기 위해 턴-온 되었던 인버터의 순서와 동일하게 턴-오프 되는 인버터의 순서를 정하게 된다. 제안된 스위칭 방식은 동일한 변압기를 사용하는 공통압 타입의 절연형 다중레벨 인버터에서 스위칭 주파수를 저감하기 위해 위상변위제어기법을 적용하여 기본 주파수당 한번만을 스위칭을 하는 스텝 펄스와 방식을 사용함으로써 동일한 스위칭 주파수를 유지할 수 있다.

그림 3은 멀티레벨 인버터에서 위상변위 제어기법을 이용해 각 인버터의 도통각을 결정하는 스위칭 함수의 발생을 위한 기본 개념도이다. 각 레벨의 전압과 정현적인 지령전압과의 교점은 기존의 멀티레벨 인버터와 같으며 다음과 같다.

$$\theta_n = \sin^{-1}\left(\frac{n V_{DC}}{V_p}\right) \quad (2)$$

만일 식 (2)를 만족하는 n 번째의 교점이 존재하면 인버터의 도통각은 아래 수식으로 결정된다.

$$\alpha_n = \theta_n - \frac{1}{V_{DC}} \int_{\theta_{n-1}}^{\theta_n} (V_p \sin(\theta) - nV_{dc})d\theta \quad (3)$$

단, $\theta_0 = 0$

만일 식 (2)가 만족되지 않는다면 n 번째 인버터의 도통각은 아래 수식으로 결정된다.

$$\alpha_n = \frac{\pi}{2} - \frac{1}{2V_{DC}} \int_{\theta_{n-1}}^{\pi - \theta_{n-1}} (V_p \sin(\theta) - nV_{dc})d\theta \quad (4)$$

소호각 결정은 기존의 동일 변압기 이용을 위한 스위칭 패턴과 달리 아래의 식에 의해 결정된다.

$$\beta_n = 180 - \alpha_{N-n} \quad (5)$$

단, N=전체 레벨전압 수

3. 시뮬레이션 및 실험 결과

제안된 다중레벨 인버터의 스위칭 패턴에 대한 타당성을 검증하기 위해 아래의 표 1에서 제시한 조건과 방법으로 시뮬레이션을 실시하여 제시된 변압기 조합 및 각 변압기 모듈에 전압인가를 위한 스위칭 함수에 대한 타당성을 확인하였다. 시뮬레이션 분석은 우선 동일 변압기 사용을 위해 1:1:1:1 4대의 변압기를 기본

으로 동일 변압기 이용률은 위한 스위칭 함수를 시뮬레이션 하였으며, 1대의 변압기를 PWM 전용 모듈로 한 1:1:1 멀티레벨에 PWM을 결합한 PWM 9-Level 인버터를 모의 하였다.

표 1 모의 사양.

Table 1 Test Specification.

Specification	Condition
Output voltage	220 [V]
Input voltage	55 [V]
Power	3 [kW]
Load capability	3 [kVA]
Load efficiency	80 [%]

그림 4는 지령전압 310[V]에서 전원분리형 공통암을 사용한 9레벨 인버터를 나타낸다. 그림 4에서 알 수 있듯이 각 변압기의 인가전압은 처음 변압기의 On 시점과 두번째 변압기의 On 시점 사이를 변압기 개수만큼 세분화 영역으로 구분하여 인버터의 각 변압기 모듈에 순차적으로 인가함으로 기존의 9레벨 변압기에서 상이한 변압기 이용으로 인한 용량의 상이성 문제를 극복함을 알 수 있다. 그림 5는 PWM 전용 모듈을 가진 PWM 혼용 9레벨 인버터의 출력전압, 지령전압, 및 각 변압기 단의 출력파형을 나타내고 있다. 그림 4와 동일한 스위칭 함수에서 1대의 변압기를 PWM 전용 모듈을 사용함으로써 전압 레벨 수가 낮은 9레벨 인버터의 전압 레벨을 최대 15레벨로 까지 높일 수 있음을 알 수 있다. 각 변압기 모듈의 스위칭 주파수는 9레벨 인버터의 경우 그림 4에서 알 수 있듯이 모든 변압기가 일정하게 된다. 그러나 그림 5의 PWM 전용 모듈을 이용한 PWM 혼용형 9레벨 인버터의 경우 INV2 변압기 모듈의 스위칭 주파수가 INV3, INV4 모듈의 스위칭 주파수에 비해 높게 나타난다. 이를 해결하기 위해서는 높은 스위칭 주파수 갖는 모듈을 매 주기당 바꿈으로써 해결할 수 있다. 그림 6과 그림 7은 기존의 동일한 변압기 이용률을 스위칭 방식에서 스위칭 주파수를 저감하기 위해 위상변위 제어기법을 이용한 9레벨 멀티레벨 인버터와 PWM 혼용 9레벨 인버터를 나타낸다. 그림 6과 그림 7에서 알 수 있듯이 새로운 위상변위제어기법으로 기본주파수당 한번만을 스위칭을 하는 스텝 펄스와 방식과 동일한 스위칭 주파수를 유지함을 알 수 있다.

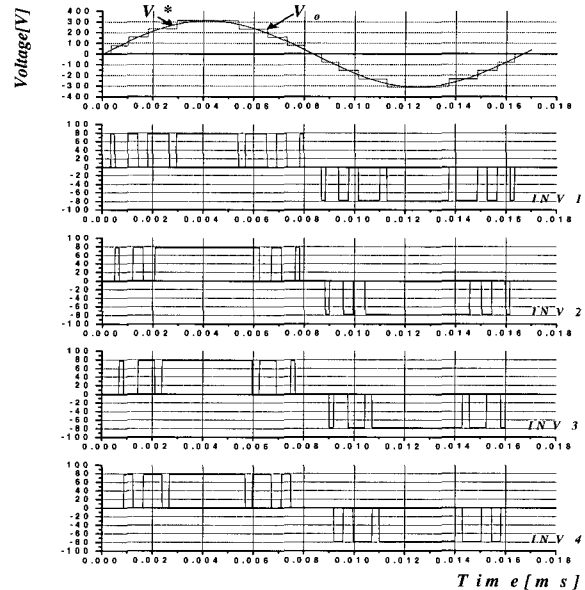


그림 4 9레벨 인버터의 시뮬레이션 출력전압 및 각 변압기의 출력파형(동일 변압기 이용률)
Fig. 4 The simulation output voltage & wave form of each transformer of 9-Level Inverter (The same using ratio of transformer)

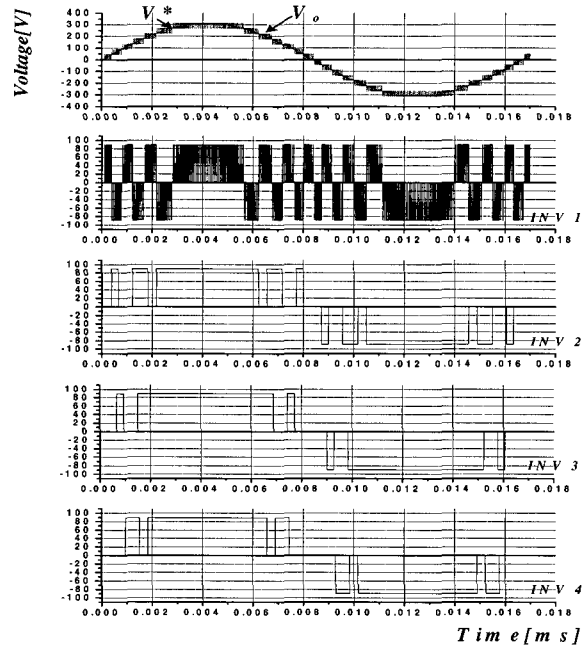


그림 5 9레벨 PWM 인버터의 시뮬레이션 출력전압 및 각 변압기의 출력파형(동일 변압기 이용률)
Fig. 5 The simulation output voltage & wave form of each transformer of 9-Level PWM Inverter (The same using ratio of transformer)

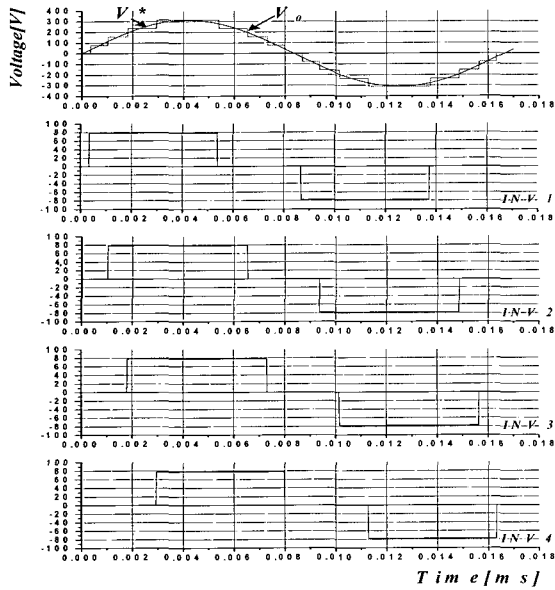


그림 6 9레벨 인버터의 시뮬레이션 출력전압 및 각 변압기의 출력파형(위상변위 제어 기법)
 Fig. 6 The simulation output voltage & wave form of each transformer of 9-Level Inverter (Phase shift control method)

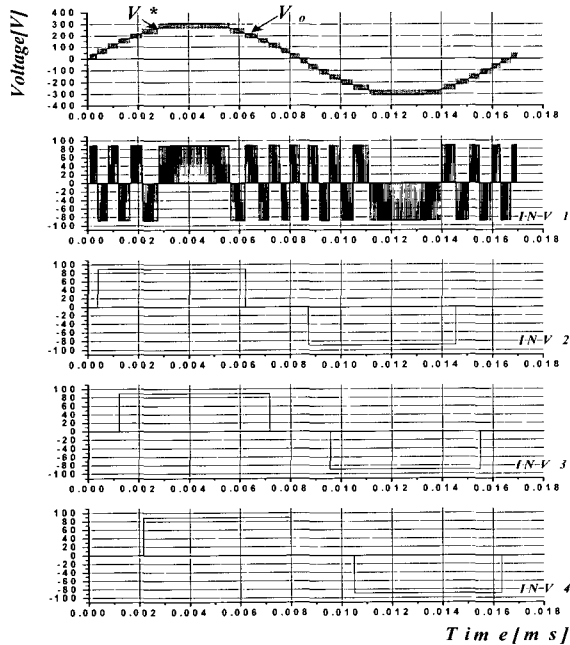


그림 7 9레벨 PWM 인버터의 시뮬레이션 출력전압 및 각 변압기의 출력파형(위상변위 제어 기법)
 Fig. 7 The simulation output voltage & wave form of each transformer of 9-Level PWM Inverter (Phase shift control method)

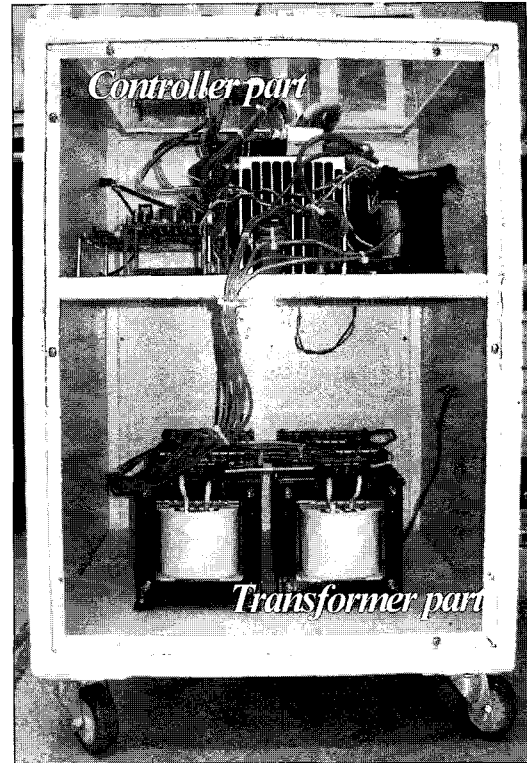
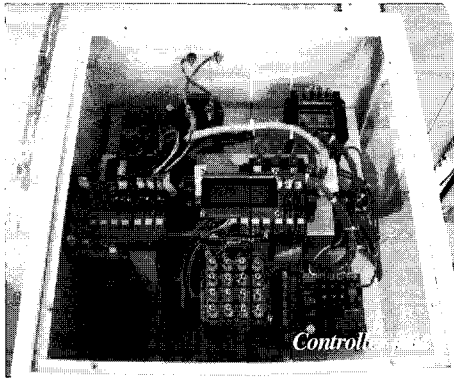


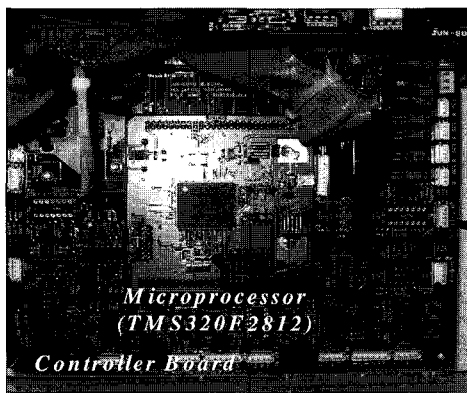
그림 8 멀티레벨 인버터 시작품
 Fig. 8 The prototype of multi-level inverter

그림 8은 제안된 멀티레벨 인버터의 시작품을 나타낸다. 제작된 시작품 인버터의 구성은 4개의 H-Bridge 인버터 부, 4개의 직·병렬 변압기 부, 게이트 앰프 부 및 프로세서로 구성된 제어 부로 나눌 수 있다.

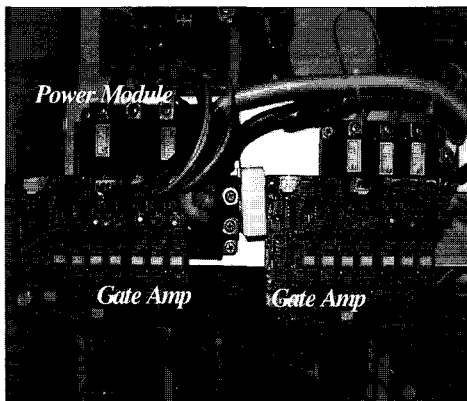
그림 9(a)는 멀티레벨 인버터의 출력을 제어하기 위한 제어부와 실제 변압기에 전원을 공급하는 Power stack 부분을 나타낸다. 실제 멀티레벨 인버터 제어를 위해 사용된 프로세서는 그림 9(b)와 같이 DSP(TMS320F2812)를 사용하였으며, 타이머 1 오버플로우 방식의 A/D 인터럽터를 사용하여 샘플링 주파수를 15[kHz]로 동작하였다. 멀티레벨 인버터의 입·출력 전압·전류 검출을 위해 연산 증폭기 TL084를 이용하여 아날로그 회로를 구성하고, 마이크로프로세서인 DSP의 A/D 변환기를 통해 실제 전압 및 전류를 검출하도록 하였다. 또한 스위칭 소자의 온 오프 신호는 DSP에 내장된 12개 PWM 단자 중 10개의 PWM을 사용하여 각 각의 스위칭 소자를 제어하도록 하였다. 이때 각 암의 압단락 현상을 방지하기 위해 데드타임은 5[uS]로 설정 하였다. 그림 9(c)는 멀티레벨 인버터의 Power stack 부와 제어된 신호를 Power stack에 공급하는 Gate Amp 부를 나타낸다.



(a) 제어부.



(b) Control part.



(c) Power stack.

그림 9 제어부 구성
Fig. 9 The control part composition

그림 10은 PWM 혼용 9레벨 인버터에서 지령전압 및 각 암의 상 스위치 신호를 나타내고 있다. 공통암 스위칭 신호는 지령전압의 극성에 따라 상 스위칭 신호를 발생시키고 있으며, INV₄ INV₃용 암은 각 레벨을 형성함과 동시에 변압기의 정격을 동일하게 하기

위한 스위칭 신호를 발생하며, PWM 혼용 인버터에서 INV₁은 PWM신호를 발생하여 기존의 4개를 사용한 9레벨 인버터에 비해 레벨 수 증가의 효과를 낼 수 있다. 그림 11은 공통암의 특성을 분석하기 위하여 PWM 혼용 9레벨 인버터에서 DC-Link 전압의 절반을 기준으로 한 각 암의 출력파형 및 공통암 출력파형과 다른 한 암의 출력파형의 차를 나타내고 있다. 그림 12는 PWM 혼용 9레벨 인버터에서 각 변압기 출력단 전압파형을 측정하여 출력 전압의 형성 과정을 나타내고 있다. 그림 13는 PWM 혼용 9레벨 인버터에서 출력전압과 출력전압 고조파분석을 나타낸 파형이다.

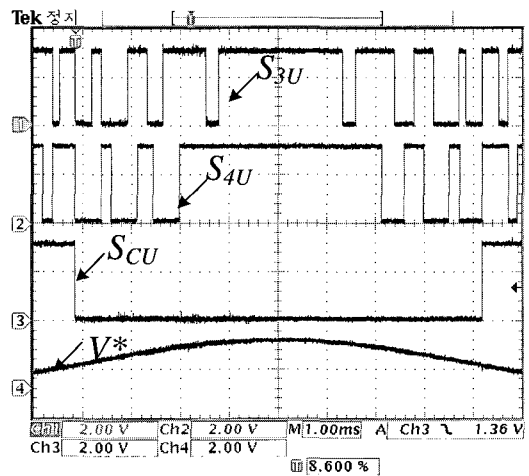


그림 10 지령전압 및 각 스위칭 신호
Fig. 10 Reference voltage & each switching signal

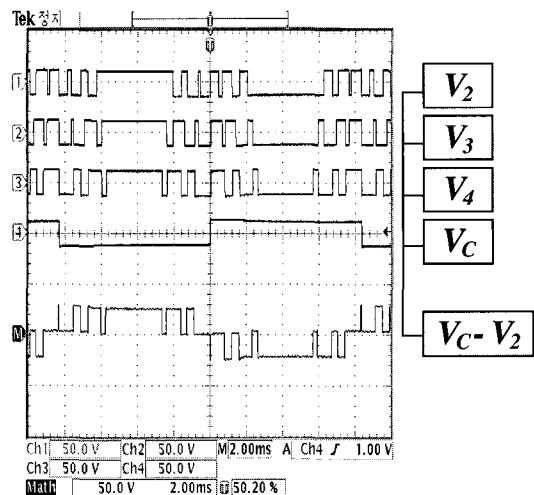


그림 11 각 암의 출력파형 및 인버터 출력파형
Fig. 11 Output voltages of Each Arm & Output of inverter

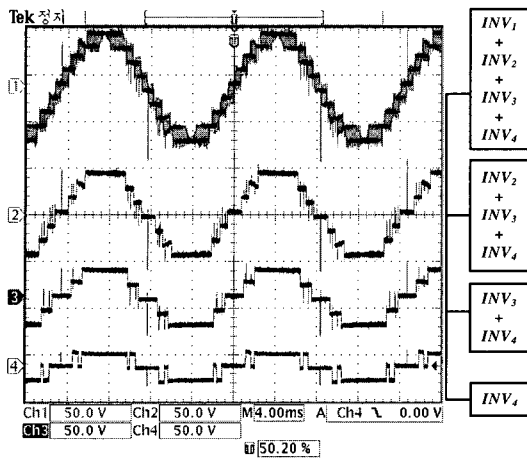


그림 12 제안된 9레벨 인버터의 출력전압 및 각 변압기 단의 출력파형

Fig. 12 Experimented output voltage & terminal output waveforms of each transformers in proposed 9-level inverter

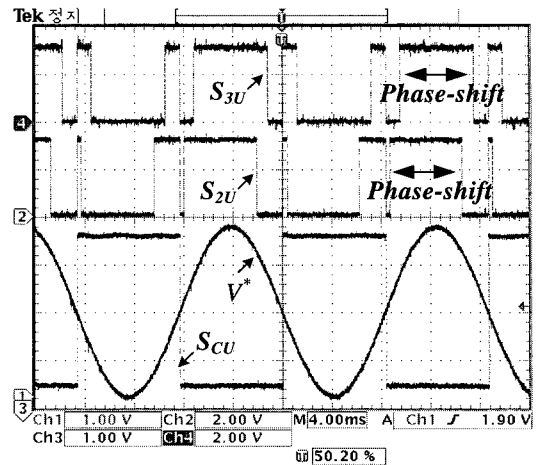


그림 14 공통암 및 각 스위칭 신호

Fig. 14 Common -Arm & each Switching signal

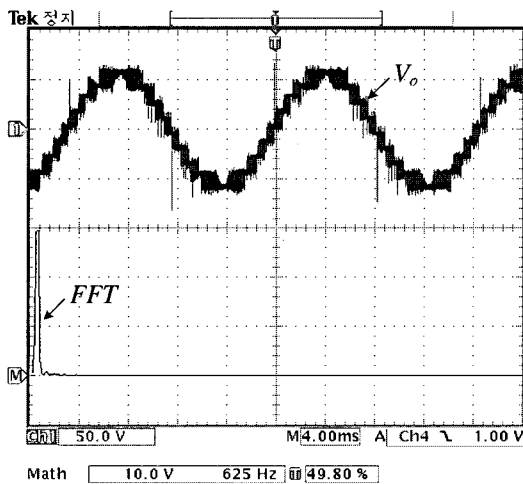


그림 13 출력전압 및 고조파 분석 파형

Fig. 13 Output voltage & FFT analysis

그림 14는 4개의 변압기를 사용한 9레벨인버터에서 위상변위 제어 방식을 이용하여 변조지수가 1일 때의 각 암의 상 스위칭 신호, 공통암의 스위칭 신호 및 출력전압 지령치를 나타내고 있다. 그림에서 알 수 있듯이 기본 주파수당 한번만을 스위칭을 하는 스텝 펄스 방식과 동일한 스위칭 주파수임을 알 수 있다. 또한 공통암 스위칭 신호는 기존의 스위칭 방식과 동일하게 지령전압의 극성에 따라 상 스위칭 신호를 발생시킨다. 따라서 그림 10과 비교하여 정의 반주기 동안 각 H-bridge 모듈의 스위칭 주파수는 제안된 위상변위 제어에 의한 스위칭 패턴의 경우 감소한다.

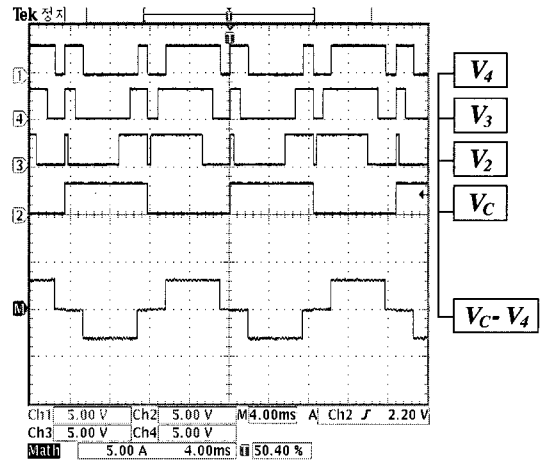


그림 15 각 암의 출력파형

Fig. 15 The Output of each Arm

그림 15는 공통암의 특성을 분석하기 위하여 각 암의 출력파형 및 공통암 출력파형과 다른 한 암의 출력파형의 차를 나타내고 있다. 그림에서 알 수 있듯이 기존의 멀티 레벨 형성을 위한 스위칭 패턴과 동일하게 위상변위 제어 방식에서도 출력전압 발생을 위한 멀티레벨 특성이 잘 나타나며, 또한 공통암의 극성에 따라 출력 전압의 극성이 동일하게 나타남을 알 수 있다. 그림 16는 각 인버터의 게이트신호를 인가하였을 때의 직렬로 연결된 다중레벨인버터의 각 부 파형을 나타내고 있다. 제일 밑 파형은 변압기 한 개의 출력 파형이며, 그 위는 2개, 3개 및 4개의 직렬변압기의 출력 파형이다. 파형에서 알 수 있듯이 출력전압레벨은 15레벨로 양호하게 나타남을 알 수 있었다. 그림 17은 출력전압과 출력전압 고조파분석을 나타낸 파형이다.

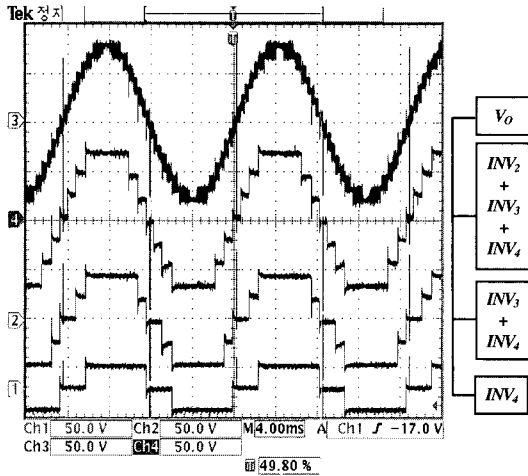


그림 16 멀티레벨용 인버터의 각부 파형
Fig. 16 The each wave form of Multi-Level Inverter

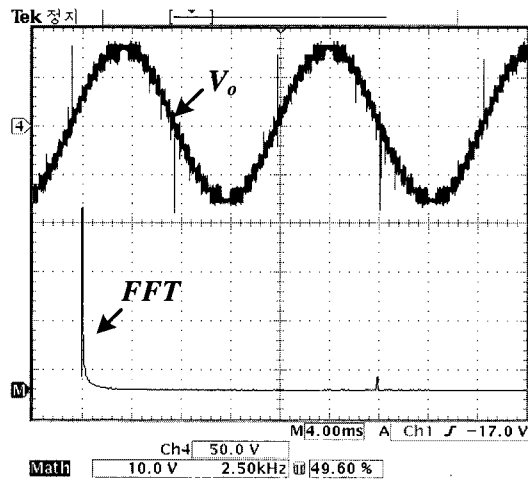


그림 17 출력전압 및 고조파 분석
Fig. 17 The Output voltage & FFT analysis

표 2는 그림 1 시스템의 여러 동작점에서의 전력조류 P_1 , Q_1 의 P.U. 값, 전압 E_1 의 위상을 기준으로 한 점호각 α , 도통각 σ 의 크기 및 출력전압 V_p 의 2차 고조파항 까지 고려한 THD를 보인다. 캐패시턴스 C_p 는 병렬보상기에 투입된 캐패시터 수량에 의해서 조절된다. 표 1의 시스템데이터를 이용하여 싸이리스터 제어 병렬보상기가 없는 경우에 전압 E_1 이 공급하는 피상전력 564.85[VA]를 기준용량으로 정하였다. 0% 보상은 Vernier 모드의 싸이리스터 제어 병렬보상기가 투입된 후의 유효 전력 P_1 이, 병렬보상기가 없는 경우의 유효 전력 P_1 과 같은 경우이다. Vernier 모드의 싸이리스터 제어 병렬 보상기를 투입하여 유효전력 P_1 을 제어하

면, 계통 내에 고조파의 유입을 발생시키고, 출력전압 V_p 의 고조파 크기는 싸이리스터의 도통각 σ 의 크기에 영향을 받는다. 도통각이 작아지면 출력전압 V_p 의 고조파는 증가함을 보인다. 보상비율 변화에 의한 무효전력 Q_1 의 변화량은 유효전력 P_1 의 변화량보다 크다. 이것은 병렬보상기가 무효전력을 더욱 효과적으로 조절할 수 있음을 의미한다.

4. 결 론

본 연구는 H-Bridge 인버터와 변압기 조합에 의한 다중레벨 인버터로 구성함에 있어 스위칭 소자 수 저감을 위해 각 인버터의 한 암을 공통으로 사용하였으며, 각 인버터에 연결된 변압기의 이용률을 동일하게 할 수 있는 스위칭 방식으로 레벨 발생용 변압기의 용량을 동일하게 하였다. 이렇게 동일한 변압기 이용을 위한 각 레벨에 대한 적분의 합이 동일하게 제어하는 스위칭 패턴의 경우 스위칭 주파수가 증가하는 단점에 대해 제안된 위상변위 제어에 의한 스위칭 방식을 사용하여, 기본주파수당 한번만을 스위칭을 하는 스텝 펄스파 방식과 동일한 스위칭 주파수를 유지할 수 있었다. 제안된 위상변위 제어방식에 의한 스위칭 패턴에 대한 타당성을 위해 시뮬레이션과 9레벨 인버터 제작기를 제작하여 검증하였다.

이 논문은 광주지역 첨단 부품 소재산업 육성사업 (부품 2004-105:(주)이안테크놀로지)의 연구지원을 받아 수행한 연구 결과입니다.

참 고 문 헌

- [1] Abraham I. Pressman, Switching Power Supply Design, McGraw-Hill, Inc., 1991.
- [2] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, Power Electronics: converters, applications, and design, John Wiley & Sons, Inc., 1995.
- [3] B. K. Bose, Power Electronics and Variable Frequency Drives: Technology and Applications, IEEE Press, 1997.
- [4] Fu-San Shyu, Yen-Shin Lai, Virtual Stage Pulse-Width Modulation Technique for Multilevel Inverter/Converter, IEEE Trans. Vol17, No3 May 2002
- [5] 박성준, 강필순, 박노식, 김철우, "변압기 직렬 결합을 이용한 새로운 멀티 레벨 인버터", 전력전자학회 논문지, 제 8권, 제 1호, PP. 9-16, 2003년 2월.
- [6] 김윤호, 문현욱, 김수홍, 광영찬, 원충연, "멀티레벨 컨버

터를 기반으로하는 고효율 연료 전지 시스템의 전압강하 대책”, 전력전자학회 학술대회 논문집, pp. 696-700, 2003년 7월.

- [7] 이회창, 이상훈, 송성근, 조수억, 박성준, 이만형, “변압기를 이용한 HBML 인버터의 스위칭소자 저감”, 대한전기학회 논문지: 전기기기 및 에너지 변환 시스템 부문 B, 229-2451, 제54권4호, pp.195-200, 2005.
- [8] 박성준, 송성근, 우토, 이상훈, 조수억, 문채주, 김철우, “공통암을 이용한 새로운 다중레벨 PWM 인버터”, 전력전자학회 논문지, 1229-2214, 제10권1호, pp.95-101.



이만형(李萬炯)

1946년 10월 18일 생., 1969년 부산대 공대 전기공학과 졸업, 1971년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사), 1983년 Oregon State University 졸업(공학), 육군사관학교 전자공학과 전임강사, 현 부산대학교 공대 기계공학부 교수, 주 연구분야 : 확률제어, 메카트로닉스.

저 자 소 개



송성근(宋成根)

1975년 9월 16일생. 1998년 전남대 공대 전기공학과 졸업. 2000년 동대학원 졸업(석사). 2001~2004년 (주)프로컴 시스템 연구원. 2004~2005년 (주)세오전자 연구원. 현재 동대학원 전기공학과 박사과정.



이상훈(李相勳)

1974년 8월 11일생. 2000년 경성대 전기공학과 졸업. 2002년 경성대학교 전기전자공학과 졸업(석사). 2002년~2004년 9월 KT 전기 기술연구소 주임연구원. 2006년 부산대학교 메카트로닉스협동과정 졸업(공학). 2006년 3월 ~현재 전남대학교 공학기술연구소 연구원.



남해곤(南海鯤)

1950년 10월 16일생. 1975년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1980년 Univ. of Houston 졸업(석사). 1986년 Univ. of Texas at Austin 졸업(공학). 1975년~1978년 한국전력 원자력건설부 근무. 1986년~1988년 한국전기연구소 근무. 1988년~현재 전남대 전기공학과 교수.



박성준(朴晟濬)

1965년 3월 20일생. 1991년 부산대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 2002년 동 대학원 지능기계공학과 졸업(공학) 1996년 3월부터 2000년 2월까지 거제대학 전기과 조교수. 2000년 3월부터 2003년 8월까지 동명대학 전기과 조교수. 2003년 8월부터 현재 전남대 전기공학과 조교수.