

최근접 벡터 제어기법을 이용한 cascade 3상 IHCML 인버터

(Cascade 3-Phase IHCML Inverter using Maximal Distension Vector Control)

박진현* · 박성준 · 송성근**

(Jin-Hyun Park · Sung-Jun Park · Sung-Geun Song)

요 약

본 논문에서는 변압비가 다른 2개의 삼상 변압기를 이용한 새로운 방식의 cascade 3상 IHCML(Isolated H-bridge Cascade Multi-Level) 인버터 및 제어 방식을 제안한다. 또한 cascade 3상 IHCML 인버터를 제어하기 위해 최근접 벡터를 이용한 벡터제어 기법을 사용하였다. 이로 인해 많은 전력을 담당하는 대용량 H-bridge의 스위칭 주파수는 출력 기본주파수와 거의 동일하여 제어 스위치 손실이 작으며, 작은 전력을 담당하는 저용량 H-bridge의 스위칭 주파수는 높게 제어 하므로 출력전압의 품질이 향상되었다.

Abstract

In this paper, a new method, cascade 3 phase IHCML(Isolated H-bridge Cascade Multi-Level) inverter and a control method is proposed by using two 3-phase transformers that have respectively different transformation rates. Vector control technique in which the highest proximity vector has been used is also put into use. With this process, the switching frequency is almost identical with the output fundamental frequency, which makes less switching loss, and the switching frequency of the small volume of the H-bridge that is in charge of small power is highly controlled, which improves the quality of the output voltage.

Key Words : H-bridge, Multi-level Inverter, 3-phase Transformer, CHML, Space Vector

1. 서 론

최근 연료전지나 태양광과 같은 신·재생에너지 발전을 계기로 다수의 낮은 전압을 발생하는 전원소스를 이용한 인버터의 요구의 증가로 높은 승압비를

가지는 인버터가 요구되고 있으나 기존의 2레벨 인버터의 경우 승압효과는 거의 없으므로 부가적인 요소 없이 직접 사용하기는 부적합하다. 이와 같은 2레벨 인버터의 단점을 극복하고 신·재생 에너지 발전의 요구 및 산업용 대용량 인버터에 적합한 구조가 다중레벨 인버터이다. 다중레벨 인버터는 여러 개의 스위치 소자를 이용하여 낮은 전압을 적층하여 출력 전압을 형성 하는 방식으로 낮은 전압을 스위칭 함으로 dv/dt 에 의한 영향이 작아지며 EMC의 발생 역시 줄어든다. 또한 고전압을 형성하기 위해 전압 정

* 주저자 : 전남대학교 전기공학과 석사과정
** 교신저자 : 전자부품연구원 선임연구원
Tel : 062-530-1741, Fax : 062-530-1749
E-mail : fid_111@naver.com
접수일자 : 2009년 3월 31일
1차심사 : 2009년 4월 6일, 2차심사 : 2009년 5월 5일
심사완료 : 2009년 5월 11일

격이 낮은 스위치를 사용할 수 있으므로 구현이 용이하며 적절한 스위칭 패턴을 이용하면 스위칭 주파수를 낮출 수 있으며 이로 인해 스위칭 손실이 감소하게 된다[1-4]. 다중레벨 인버터의 최대 단점은 많은 스위칭 소자가 필요하다는 점과 이로 인해 제어가 복잡하다는 점이다. 본 논문에서는 이러한 다중레벨 인버터의 단점을 보완하기 위해 새로운 방식의 cascade 3상 IHCML 인버터를 제안한다. 제안한 방식은 변압비가 상이한 2개의 3상 변압기를 사용하는 방식으로 기존의 다중레벨 인버터 방식에 비해 사용되는 스위칭 소자가 작다는 장점이 있다. 또한 제안된 인버터 구조를 제어하기 위한 스위칭 방식으로 프로그램 방식의 최근접 벡터제어 기법을 사용하였다. 이로 인해 많은 전력을 담당하는 대용량 H-bridge의 스위칭 주파수는 출력 기본주파수와 거의 동일 제어 스위치 손실이 작으며 작은 전력을 담당하는 저용량 H-bridge의 스위칭 주파수는 높게 제어하여 출력전압의 품질이 우수할 뿐만 아니라 낮은 전압을 스위칭 하는 구조이므로 고조파 노이즈가 매우 작다. 제안된 방식의 타당성 검증을 위해 Matlab을 이용하여 시뮬레이션을 수행하였으며 5[kW] 인버터를 제작하여 실제 실험을 하였다.

2. Cascade 3상 IHCML 인버터

제안된 cascade 3상 IHCML 인버터의 구조는 다음 그림 1에 나타난 바와 같이 2개의 3상 저주파 절연 변압기를 사용하며 두 변압기의 변압비는 다르게 구성되어 있다. 이와 같은 구조는 변압비가 다른 2개의 3상 IHCML 인버터를 직렬로 연결한 형태로 생각할 수 있으며, 각 3상 IHCML 인버터의 스위칭 주파수를 다르게 동작시켜 인버터의 효율 및 전력 품질을 향상시켰다. 즉, 많은 전력을 담당하는 고출력 IHCML 인버터의 경우 저속 스위칭을 통하여 스위치 과도손을 감소시킬 수 있으며 스위칭 주파수가 낮으므로 GTO와 같은 저속의 대용량 소자의 사용이 가능하다. 반면 작은 전력을 담당하는 저출력 IHCML 인버터의 경우 고속 스위칭을 통하여 출력 전력의 품질을 향상시킬 수 있으므로 제안한 cascade 3상 IHCML 인버터의 경우 효율 및 출력 전

원을 품질이 우수하다.

Cascade 3상 IHCML 인버터의 경우 2개의 변압기만을 사용하며, 두 변압기의 변압비가 상이하므로 두 변압기의 변압비에 따라 출력 가능한 레벨 및 벡터의 수가 다르게 된다. 그림 2는 변압비에 따른 출력 가능한 레벨 및 벡터를 나타내고 있으며 변압비를 T_{turn} 이라고 하는 경우 T_{turn} 이 1에서 4까지 증가한 경우 출력 가능한 레벨은 5에서 11-레벨 까지 변화한다. 변압비 T_{turn} 이 5이상이 되면 출력 벡터가 불연속적으로 분포 되므로 T_{turn} 의 최대값은 4가 된다.

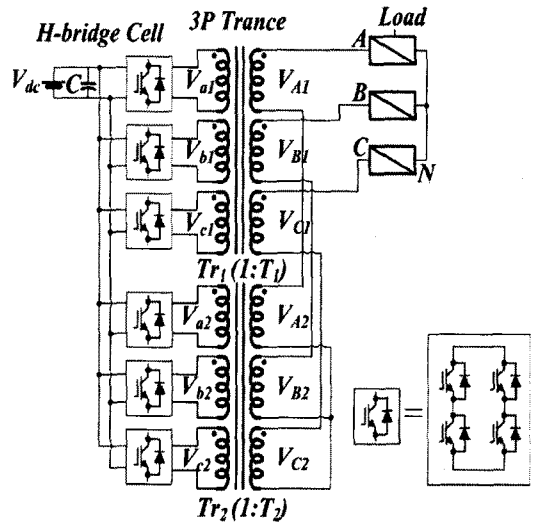


그림 1. Cascade 3상 IHCML 인버터 구조
Fig. 1. The structure of cascade 3-phase IHCML inverter

그림 3은 T_{turn} 가 4인 경우에 대해 각 IHCML 인버터별 출력 벡터를 보다 자세히 도식한 것으로 그림에서 큰 점은 변압비가 큰 IHCML 인버터의 출력 벡터를 작은 점은 변압비가 작은 IHCML 인버터의 출력 벡터를 나타내고 있다.

그림에서 볼 수 있듯 11-레벨에 해당하는 외각의 벡터들은 불연속적인 부분이 발생하게 되고 이로 인해 출력 전력의 품질이 나빠지게 되므로 실제 연속적으로 제어 가능한 레벨은 10-레벨이 된다. 이와 같은 cascade 3상 IHCML 인버터는 2개의 3상 IHCML

인버터를 직렬 연결한 구조로 각 3상 IHCML 인버터가 19개의 벡터를 출력 가능하다. 그러므로 cascade 3상 IHCML 인버터의 출력 가능 벡터는 모두 361개가 된다. 그러나 실제 제어에서는 불연속인 최외각의 11-레벨 벡터를 사용하지 않으며, 벡터 간 중첩이 있으므로 실제 출력 가능한 벡터의 개수는 모두 271개이다.

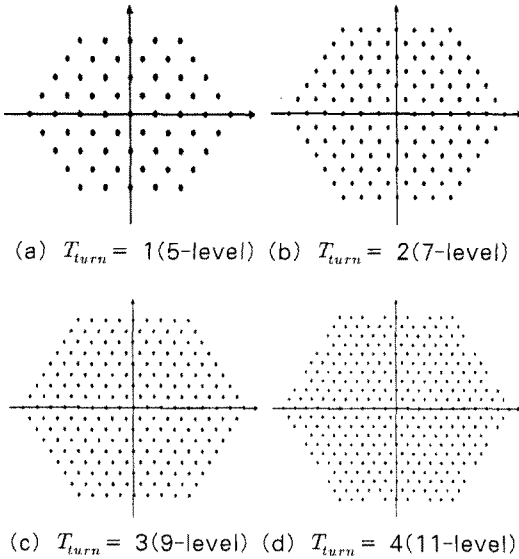


그림 2. Cascade 3상 IHCML의 정규화된 벡터도
Fig. 2. Normalized vector diagram of cascade 3-phase IHCML

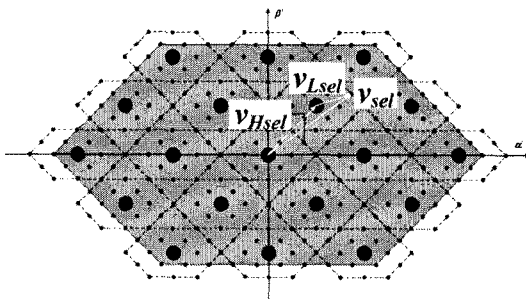


그림 3. Cascade 3상 IHCML 출력 가능 벡터 및 최근접 벡터 선택
Fig. 3. Output enable vectors of cascade 3-phase IHCML and process to select the highest proximity vector

3. Cascade 3상 IHCML 인버터 벡터제어

Cascade 3상 IHCML 인버터의 경우는 변압비가 다른 2개의 3상 IHCML 인버터의 직렬 연결된 구조로 각 인버터별 출력 벡터를 결정해 주어야 한다. 앞의 그림 3에 나타낸 바와 같이 최 근접 벡터 v_{sel} 을 출력하기 위해서는 우선 변압비가 큰(고출력) IHCML 인버터에서 v_{Hsel} 벡터를 출력하고 이를 기준으로 다시 변압비가 작은(저출력) IHCML 인버터에서 v_{Lsel} 을 출력하면 된다.

이와 같이 두 개의 IHCML 인버터의 출력 벡터를 결정하는 방법은 최 근접 벡터 제어법을 이용하여 최 근접 벡터 v_{sel} 을 계산하고 이와 같은 과정을 다시 한 번 반복하여 v_{Hsel} 벡터를 계산한다. 이렇게 계산된 v_{sel} , v_{Hsel} 를 이용하여 최종으로 v_{Lsel} 을 계산한다. 이를 보다 자세히 설명하면 다음과 같다.

1) v_{Hsel} 의 기준벡터 n'_{ref} 벡터 계산

v_{Hsel} 벡터를 계산하기 위해 계산된 최 근접 벡터 v_{sel} 의 α' , β' 축 요소를 각각 N_α , N_β 이용하여 식 (1)과 같이 v_{Hsel} 을 선택하기 위한 기준벡터(n'_{ref})를 계산하고 계산된 기준벡터를 이용하여 최 근접 벡터 선정 과정을 반복 수행하여 v_{Hsel} 에 해당하는 출력 벡터를 계산한다. 두 IHCML 인버터의 변압비는 T_{turn} 이므로 다음 식을 이용하여 v_{Hsel} 를 계산하기 위한 기준벡터를 계산한다.

$$\begin{aligned} n'_{\alpha} &= N_{\alpha} / T_{turn} \\ n'_{\beta} &= N_{\beta} / T_{turn} \end{aligned} \quad (1)$$

2) v_{Hsel} 벡터 계산

앞의 과정에서 계산된 n'_{ref} 를 이용하여 변압비가 큰 IHCML 인버터의 출력벡터 v_{Hsel} 를 계산하고 계산된 출력벡터의 α' , β' 축 요소를 각각 $N_{H\alpha}$, $N_{H\beta}$ 라 한다.

3) v_{Lsel} 벡터 계산

계산된 최 근접 벡터 (N_α , N_β)와 2)의 과정에서 계

최근접 벡터 제어기법을 이용한 cascade 3상 IHCML 인버터

산된 출력벡터 (N_{Ha} , N_{Hb})를 이용 다음 식에 의해 v_{Lsel} 벡터를 계산한다. v_{Lsel} 벡터의 α' , β' 축 요소를 각각 N_{La} , N_{Lb} 라 하면 계산되는 식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} N_{La} &= N_{\alpha} - T_{turn} N_{Ha} \\ N_{Lb} &= N_{\beta} - T_{turn} N_{Hb} \end{aligned} \quad (2)$$

4) 1사 분면을 4사 분면으로 확대

이상의 과정에서 계산된 (N_{α} , N_{β}), (N_{Ha} , N_{Hb}), (N_{La} , N_{Lb})는 각각 최근접 벡터(v_{Hsel}), 변압비가 큰 IHCML 인버터의 출력벡터(v_{Hsel}), 변압비가 작은 IHCML 인버터의 출력벡터(v_{Lsel})의 α' , β' 축 요소로 모두 1사 분면에 해당 하며 모든 사분면에 대해 적용하기 위해 기준벡터의 극성을 이용하여 다음과 같은 과정에 의해 각 사분면의 출력 벡터를 결정한다.

if $v'_{\alpha} < 0$

then $N_{\alpha} = -1 \times N_{\alpha}$, $N_{La} = -1 \times N_{La}$,

$$N_{Ha} = -1 \times N_{Ha} \quad (3)$$

if $v'_{\beta} < 0$

then $N_{\beta} = -1 \times N_{\beta}$, $N_{Lb} = -1 \times N_{Lb}$,

$$N_{Hb} = -1 \times N_{Hb} \quad (4)$$

5) 상별 출력

계산된 α' , β' 축의 벡터 (N_{α} , N_{β}), (N_{Ha} , N_{Hb}), (N_{La} , N_{Lb})는 다음 식에 의해 a , b , c 축으로 변환한다.

$$\begin{aligned} v_{aS} &= \text{round}\left(\frac{N_{\alpha}}{3}\right) \\ v_{bS} &= -\frac{1}{2}(N_{\alpha} - N_{\beta}) + v_{aS} \\ v_{cS} &= -\frac{1}{2}(N_{\alpha} + N_{\beta}) + v_{aS} \end{aligned} \quad (5)$$

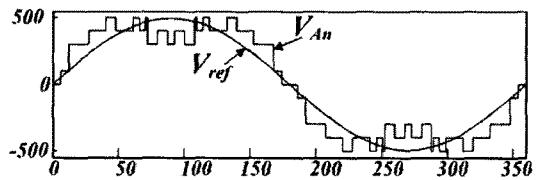
위 식에서 v_{aS} , v_{bS} , v_{cS} 는 N_{α} , N_{β} 의 a , b , c 상의 출력 값으로 cascade 3상 IHCML 인버터는 N_{Ha} , N_{Hb} 와 N_{La} , N_{Lb} 를 이용하여 계산한다. 또한 cascade

의 경우 계산된 v_{aS} , v_{bS} , v_{cS} 는 모두 0, 1, -1중의 한 값을 가지게 된다.

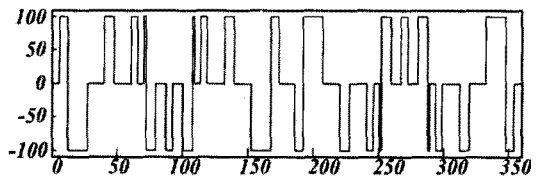
이상과 같이 제안된 최근접 벡터 스위칭 방식은 거의 대부분의 과정이 정수 연산에 의해 수행되므로 저가의 정수 연산 CPU를 사용할 수 있으며 고속의 연산이 가능하다. 또한 cascade의 경우 프로그램을 반복 사용하므로 최소의 메모리로 구현할 수 있다는 장점이 있다.

4. 시뮬레이션 및 실험 결과

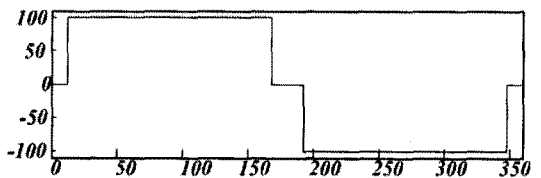
제안된 cascade 3상 IHCML 인버터에 제안된 벡터 변조기법을 사용하였으며, 제안된 방식의 타당성 검증에 위해 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하였다. 그림 4 (a)는 변조비를 0.99로 한 경우 A 상의 전압 지령치 및 부하의 상전압을 타나내고 있으며, (b)는 저출력 IHCML 인버터의 Tr_1 에 입력되는 A 상 전압, (c)는 고출력 IHCML 인버터의 Tr_2 에 입력되는 A 상 전압



(a) 전압 지령치 및 인버터 상전압



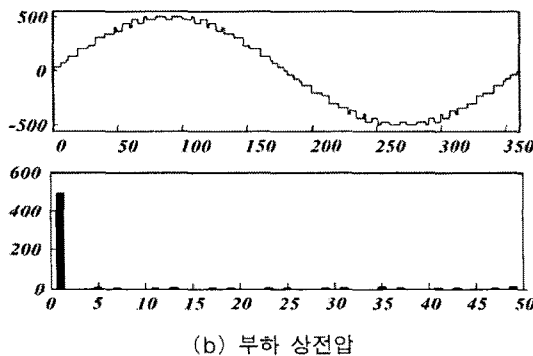
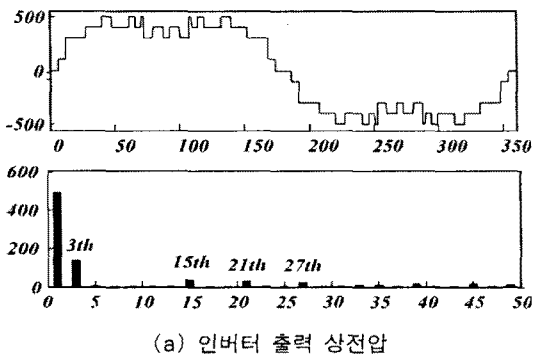
(b) 저출력 IHCML H-bridge의 출력파형



(c) 고출력 IHCML 인버터의 입력파형

그림 4. 변조비 0.99인 경우의 시뮬레이션 결과
Fig. 4. Simulation result at modulation index 0.99

을 각각 나타내고 있다. 그림에서 확인할 수 있듯 고출력 IHCML 인버터의 스위칭 주파수는 지령치의 기본과 주파수와 같으며, 저출력 IHCML 인버터의 스위칭 주파수는 그렇지 않다. 이는 많은 부하를 담당하는 고출력 IHCML 인버터의 스위칭 주파수가 낮으므로 전체적인 인버터의 스위칭에 의한 과도손은 낮고, 작은 부하를 담당하는 저출력 IHCML 인버터의 경우 스위칭 주파수가 높으므로 전체 인버터의 출력전압 품질은 좋아짐을 반증한다.



이는 그림 5의 주파수 분석을 통해 그 원인을 확인할 수 있다. 그림 5 (a)는 인버터 출력 상전압 V_{An} 의 주파수 분석 결과로 THD를 계산하면 32.17[%]로 매우 높게 나타난다. 이는 주파수 분석 결과에서 확인할 수 있듯 3의 배수 고조파 성분이 많이 포함되어 있기 때문이며, 3상 시스템에서는 3의 배수 고조파 성분은 출력 측에 영향을 주지 않으므로 인버터 출력 전압의 THD가 나쁘더라도 부하 측에는 영향을 주지 않는다.

그러므로 그림 (b)의 부하측 상전압의 주파수 분석 결과에서는 3의 배수 고조파 성분이 나타나지 않으며, THD를 계산하면 4.0[%]로 전력 품질이 매우 우수함을 확인할 수 있다.

그림 6은 변조비를 0.3에서 1.0까지 변화한 경우 부하 상전압의 THD 및 DF를 나타내고 있으며 모든 영역에서 THD가 15[%] 이하로 매우 우수함을 확인할 수 있다. 특히 전류의 왜곡률을 나타내는 DF는 전 영역에서 1[%] 이내로 매우 우수한 품질을 가지고 있다.

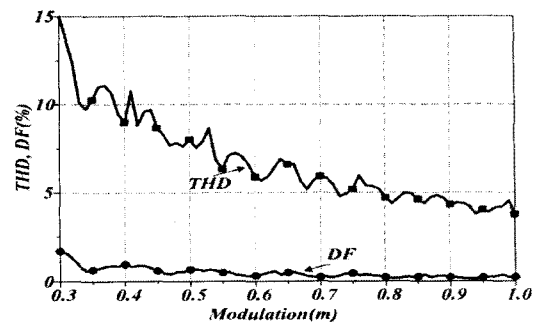


그림 6. 변조비별 인버터 출력 전압의 THD, DF
Fig. 6. Output voltage THD and DF for different modulation index

그림 5. 변조비 0.99인 경우 출력 상전압 및 부하 상전압 결과

Fig. 5. Results of inverter phase voltage and load phase voltage at modulation index 0.99

그림 5 (a)는 cascade 3상 IHCML 인버터에 대한 변조비 0.99의 인버터 출력측 상전압 V_{An} 을 나타내고 있으며, 그림 (b)는 Y-결선된 평형 3상 부하의 상전압 V_{AN} 을 나타내고 있다. 그림에서 부하 상전압은 우수한 전력 품질을 나타내고 있는 반면 인버터의 출력 상전압은 그렇지 못한 것을 확인할 수 있으며

그림 7은 제안된 인버터의 스텝 지령치 변화에 따른 과도 응답특성을 보기 위한 것으로 임의의 시점에 변조비를 0.7에서 0.99로 변경시킨 경우의 시뮬레이션 결과 파형으로 각 상별 전압 지령치와 부하 상전압을 나타낸 것으로 과도상태에서도 모든 상이 대칭을 이루고 있다.

최근접 벡터 제어기법을 이용한 cascade 3상 IHCML 인버터

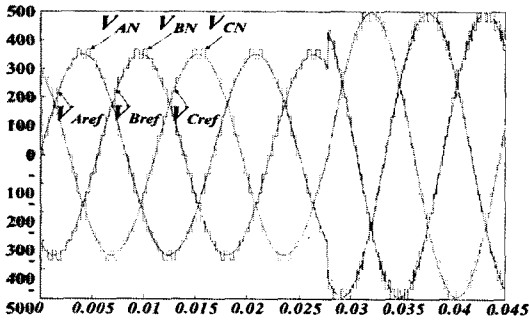


그림 7. 변조비를 0.7에서 0.99로 변경 시 부하의 상별 전압 파형
 Fig. 7. 3-phase load voltage waveforms for a change in the modulation index from 0.7 to 0.99

그림 8은 5[kW] 시제품 cascade 3상 IHCML 인버터의 사진으로, 크게 제어를 위한 제어 보드, IPM 구동을 위한 게이트 보드, 전력 소자인 IPM, 저주파 3상 변압기, 출력 리액터 및 각종 제어를 위한 센서들로 구성되어 있다. 제어기 보드는 다시 DSP보드와 시스템 전원을 담당하는 SMPS, 사용자 입출력을 위한 Key와 LCD, 입·출력 전류 및 전압을 위한 아날로그 필터 및 스위칭 신호를 동기 시키기 위한 래치 회로 등으로 구성되어 있으며, 게이트 보드는 스위치와 제어보드 사이에 절연을 하기 위해 포토커플러를 사용하였다.

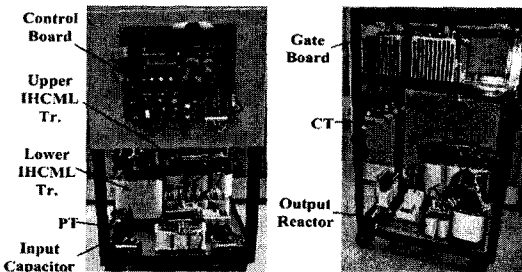


그림 8. Cascade 3상 IHCML 인버터 사진
 Fig. 8. Pictures of cascade 3-phase IHCML inverter

모든 제어는 TI사의 고속 DSP인 TMS320F2812를 이용하여 구현하였으며, 제작된 인버터의 사양은 표 1과 같다.

표 1. Cascade 3상 IHCML 인버터 사양
 Table 1. Specification of cascade 3-phase IHCML inverter

항 목	사 양
입력 전압	450[V]
출력 전압	380[V _{rms}], L-L
출력 전류	8[Arms]
용 량	5[kVA]
출력 절연 변압기	3 ϕ 220[V] : 220[V], 5[kVA] 1대 3 ϕ 220[V] : 55[V], 2[kVA] 1대
출력 리액터	2[mH]

그림 9는 변조비를 0.99로 한 경우의 기준전압과 인버터의 A상 출력 전압 및 각 IHCML 인버터의 스위칭 파형을 나타내고 있다. 그림에서 고출력 IHCML 인버터의 스위칭 주파수는 기본과 성분과 같고 저출력 IHCML 인버터의 경우 그렇지 않다는 것이 확인된다. 이는 앞에서 설명한 바와 같이 전류 용량이 큰 스위치의 스위칭 과도손을 줄여 전체 시스템의 효율을 증가 시키기며, 전류 용량이 작은 스위치의 스위칭 주파수를 높여 전체 시스템의 출력 특성을 향상 시킬 수 있음을 뜻한다. 또한 인버터 출력 상전압의 왜곡율이 크다는 것을 확인할 수 있으며 실제 주파수 분석 결과 인버터 출력 상전압의 THD가 32.7[%]로 매우 나쁘게 나왔으며 이는 그림 10 (a)에서 확인할 수 있듯 3의 배수 고조파 성분이 많이 포함되어 있기 때문이다.

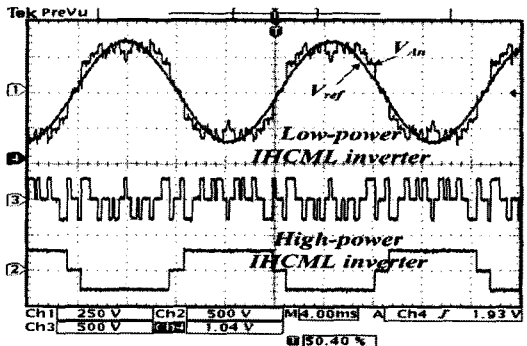
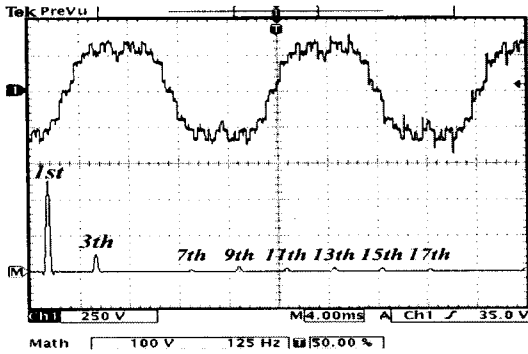
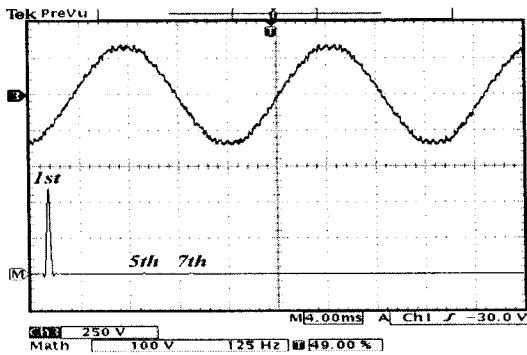


그림 9. 변조비 0.99인 경우 각 인버터의 출력전압파형
 Fig. 9. Output voltage waveforms at modulation index 0.99

그림 10 (a)는 인버터 출력 상전압의 전압 파형 및 주파수 분석 결과로 그림에서 확인할 수 있듯이 3고조파 성분이 기본파를 제외 하고는 가장 크고 3의 배수 고조파 성분인 9, 15차 고조파 성분이 나타난다.



(a) 인버터 출력 상전압



(b) 부하 상전압

그림 10. 변조비 0.99인 경우 출력파형 및 주파수 분석
Fig. 10. Output waveforms and frequency results at modulation index 0.99

그림 10 (b)는 3상 평형 부하를 Y-결선한 경우의 부하 상전압 및 주파수 분석 결과로 선간 전압의 경우와 같이 인버터 출력 상전압에 포함되어 있는 3의 배수 고조파 성분은 나타나지 않으며 THD 분석 결과 2.7[%]로 전력 품질이 매우 우수함을 확인할 수 있다.

그림 11은 변조비를 0.99로 한 경우 각 상별 부하 출력 전압 파형으로 각 상의 전압이 120° 위상각을 가지며 정확히 대칭을 이루고 있음을 확인할 수 있다.

그림 12는 변조비를 0.99로 하고 입력 직류 전압을 300[V]로 한 경우의 선간 전압 및 부하 상전압 그리고 45[Ω]의 저항 부하를 연결한 경우의 상전류 파형을 나타내고 있다. 상전류 파형을 주파수 분석한 결과 고조파 성분이 거의 없음을 확인할 수 있다.

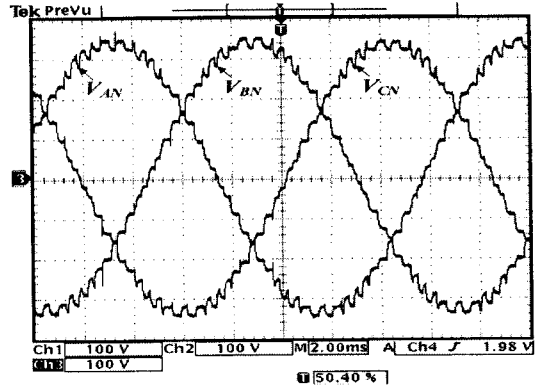


그림 11. 변조비 0.99인 경우 3상 부하 상전압
Fig. 11. 3-phase load phase voltages at modulation index 0.99

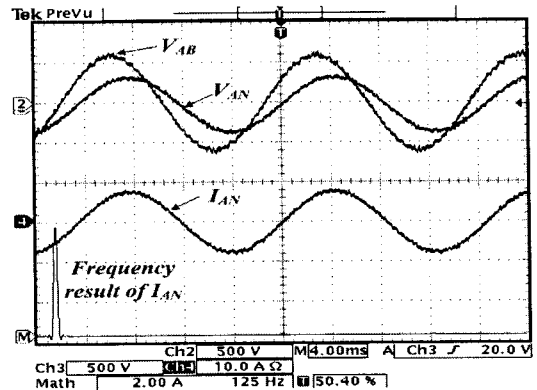
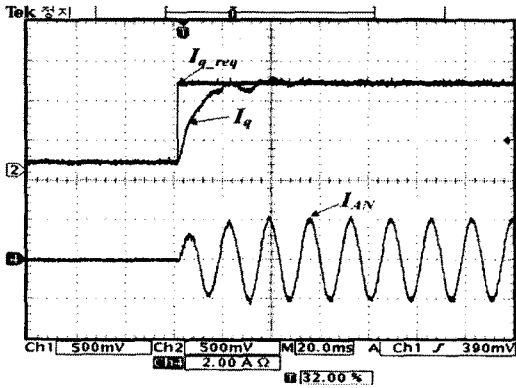


그림 12. 변조비 0.99인 경우 출력 전압, 상전류 및 주파수 분석 결과
Fig. 12. Output voltages, phase current and frequency result of current at modulation index 0.99

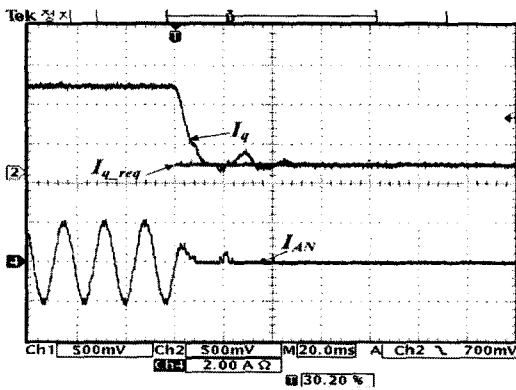
그림 13은 인버터 출력 제어에 사용된 Anti-windup PI 제어기의 제어특성을 보기 위해 전류 지령치를 스텝 방식으로 변화 시킨 경우의 전류 지령치, 실제 q축 전류 및 A상의 출력 상전류를 나타내고 있으며 그림 13 (a)는 전류 지령치를 0.0[A]에서

최근접 벡터 제어기법을 이용한 cascade 3상 IHCML 인버터

2.0[A]로 변경한 경우의 결과 파형이며 그림 13 (b)는 전류 지령치를 2.0[A]에서 0.0[A]로 변경한 경우의 결과 파형이다. 그림에서 확인할 수 있듯 제안한 인버터의 전류 제어기가 오버슈트 및 진동 없이 매우 안정적으로 동작하고 있음을 확인할 수 있다.



(a) 전류지령치 0.0(A)에서 2.0(A)로 변경



(b) 전류지령치 2.0(A)에서 0.0(A)로 변경

그림 13. 전류제어기 계단과 응답 특성
Fig. 13. Current controller step responses

그림 14는 변조비를 0.5에서 1.0까지 변화한 경우 부하 상전압의 THD를 나타내고 있으며 결과에서 변조비 0.6 이상에서는 출력 전압의 THD가 5%이하로 상용 인버터에서 요구하는 5%이하의 왜형율을 만족하고 있으며, 변조비 0.9에서 왜형율이 2.41[%]로 가장 작게 나타났다.

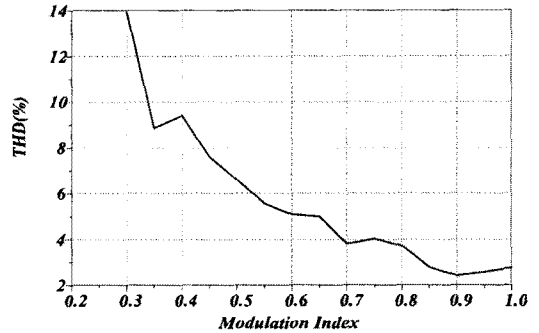


그림 14. 변조비의 변화에 따른 상전압의 THD 결과
Fig. 14. THD result of phase voltage in the changing modulation index

5. 결 론

본 논문에서는 대용량 태양광 발전 설비에 적합한 cascade 3상 IHCML 인버터를 제안하였다. 제안한 구조는 2개의 IHCML 인버터를 직렬 연결한 구조로 사용되는 스위칭 소자가 작다는 장점을 가지고 있으며, 완전한 프로그램 방식의 최근접 벡터제어 기법을 사용하여 간단한 수학적 계산에 의해 스위치가 제어 되므로 연산 속도가 빠르며, 프로그램을 모듈화 하여 반복 사용할 수 있어 프로그램 메모리의 증가가 거의 없다는 장점이 있다. 또한 제안된 스위칭 방식에 의해 고효율 IHCML 인버터의 스위칭 주파수는 지령치의 기본과 주파수와 같으며, 저출력 IHCML 인버터의 스위칭 주파수는 고속으로 된다. 이는 많은 부하를 담당하는 고효율 IHCML 인버터의 스위칭 주파수가 낮으므로 전체적인 인버터의 스위칭에 의한 과도손은 낮고 대용량 저속 스위칭 소자인 GTO를 사용할 수 있다. 또한 작은 부하를 담당하는 저출력 IHCML 인버터의 경우 스위칭 주파수가 높으므로 전체 인버터의 출력전압 품질은 좋아지게 된다. 제안된 인버터를 실험실 차원의 5[kW] 시제품을 제작하여 실험해본 결과 변조비 0.99에서 상전압의 THD가 2.7[%]로 매우 전력 품질이 우수함을 확인할 수 있으며 변조 0.7 이상에서 4[%] 이하로 상용 인버터에 적용이 가능함을 확인 하였다.

제안된 cascade 3상 IHCML 인버터는 저속 대용량 소자를 사용할 수 있어 제작단가를 낮출 수 있으며 저속 스위칭으로 고효율이므로 대전력 변환기의

사용에 적합하며, 고속 소용량 소자를 고속 스위칭하여 출력 전압의 품질을 개선시키므로 고품질의 전력변환기를 구현할 수 있다. 그러므로 제안된 cascade 3상 IHCML 인버터는 대용량 태양광 발전에 적합할 것으로 사료 된다.

감사의 글

본 연구는 교육과학기술부와 한국산업기술재단의 지역 혁신인력양성사업과 지식경제부의 지원으로 수행한 에너지인력양성사업의 연구 결과임.

References

- [1] Hohn A. Houldsworth and Duncan A. Grant, "The Use of the harmonic distortion to increase the output voltage of a Three phase PWM inverter", IEEE Trans. Ind. Applicat. Vol. 20, pp. 1224-1228, 1984.
- [2] Bong-Hwan Kwon and Byung-duk Min, "A Fully Software-Controlled PWM Rectifier with Current Link", IEEE Trans On Industrial Electronics, Vol. 40, pp. 355-363, 1993.
- [3] Feel-soon Kang, Su Eog Cho, Sung-Jun Park, Cheul-U Kim, Toshifumi Ise, "A new control scheme of a cascaded transformer type multilevel PWM inverter for a residential photovoltaic power conditioning system", Solar Energy 78, pp. 727 - 738, 2005.
- [4] KA. Corzine, S.D. Sudhoff, and C.A. Whitcomb. "Performance Characteristics of a cascaded Two-Level Converter", IEEE Transactions on Energy Conversion. Vol. 14, No. 3, pp. 433-439, Sep. 1999.

◆ **저자소개** ◆

박진현 (林眞賢)

1980년 3월 10일생. 2007년 조선대 전자정보 공과대 정보제어계측공학과 졸업. 현재 전남대학교 전기공학과 석사과정.

박성준 (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 3월~2000년 2월 거제대 전기과 조교수. 2000년 3월~2003년 8월 동명대 전기과 조교수. 2003년 8월~현재 전남대 전기공학과 부교수.

송성근 (宋成根)

1975년 9월 16일생. 1998년 전남대 공과대학 전기공학과 졸업. 2000년 동 대학원 전기동학과 졸업(석사). 2007년 8월 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 2001~2004년 (주)프로컴 시스템 연구원. 2004~2005년 (주)세오전자 연구원. 현재 전자부품연구원 광주디지털 컨버전스센터 선임연구원.