

고성능 공통암 IHCML 인버터를 위한 새로운 벡터 제어 방식

論 文

56-6-12

A New Simplified Vector Control For A High Performance Common-Arm IHCML Inverter

宋成根* · 朴晟濬[†] · 南海鯤** · 金堯憲**

(Sung-Geun Song · Sung-Jun Park · Hae-Kon Nam · Kwang-Heon Kim)

Abstract - In this paper, a novel space vector control method for isolated multi-level inverter using 3-phase low frequency transformers is proposed. This method is based on the simplification of the space-vector diagram of a five-level inverter using calculated table into fully programming method. The execution time of the proposed method is about same as that of the method using calculated table. Also, the proposed method is easily applied to other case level inverter. We applied this method into the 3-phase IHCML inverter using common arm. It makes possible to use a single DC power source due to employing low frequency transformers. In this inverter, the number of transformers could be reduced compare with an exiting 3-phase multi-level inverter using single phase transformer. In addition, this method generates very low harmonic distortion operation with nearly fundamental switching frequency. Finally, We tested multi-level inverter to clarify electric circuit and reasonableness through Matlab simulation and experiment by using prototype inverter.

Key Words : H-Bridge, Multi-level inverter, 3-Phase transformer, CHML, Space Vector.

1. 서 론

최근 저 비용, 고용량의 인버터에 대한 요구가 증대 되고 있으며 고용량을 위해서는 특히 고압의 출력 전압이 요구한다. 이와 같은 산업체의 요구를 만족하기 위해 여러 개의 낮은 직류 전압과 H-Bridge를 이용하여 출력을 직렬 연결한 방식인 Cascade Multi Level(CML) 회로가 많이 개발되고 있다^{[1]-[6]}. CML 인버터의 경우 한 개 H-Bridge를 이용한 기존의 PWM인버터 보다 저압 스위칭이 가능하므로 고압 스위칭(dV/dt)에 의한 기기의 오작동이나 손상이 많이 개선되며, 스위칭 주파수가 낮아도 원하는 전압의 품질을 얻을 수 있으므로 스위칭 손실을 저감 할 수 있어 효율적이다. 또한 스위치의 정격 전압이 낮아지므로 저가의 구현이 가능하다^[4]. CML 인버터는 구조면에서 크게 여러 개의 독립된 직류 전원과 같은 수의 H-Bridge를 사용하여 전압을 적층하는 비절연 방식^{[2],[3]}과 단일 직류 전원과 출력단에 절연 변압기를 사용하여 전압을 적층 하는 절연형^[9]으로 나눌 수 있다. 절연변압기 방식의 경우 출력단에 저주파 절연 변압기를 사용하여야 한다는 단점이 있으나 단일 직류 전원 사용이 가능하며 삼상 인버터의 경우 삼상 변압기를 이용하여 변압기 이용률 및 변압기 부피를 줄일 수 있어 경제적이다. 뿐만 아니라 절연변압기의 사용으로 H-Bridge에서 극성

을 결정하는 암을 공통으로 사용할 수 있어 스위치 수를 절감 할 수 있으며, 이로 인해 스위치 도통손이 저감 되므로 효율적인 인버터 구현이 가능하다. 이와 같은 CML방식의 인버터의 스위칭 방식은 초기 SPWM(Sub Harmonic Pulse Width Modulation)^[4], SVPWM(Space Vector Pulse Width Modulation)방식과 같은 PWM 방식과 유사한 스위칭 기법이 사용되었으나, 이후 스위칭수를 기본 주파수와 같게 하고 THD 개선을 위해 각 레벨의 스위치 스위칭 각을 저차 고주파 성분을 제거하는 방식^[2] 및 Space Vector를 이용하여 스위칭수를 거의 기본 주파수와 같게 하면서도 고속 연산이 가능한 방식 등이 연구 되었다^{[3],[8]}. 이와 같은 스위칭 방식을 이용하면 낮은 스위칭 주파수로 높은 전력 품질을 얻을 수 있다.

본 논문에서는 완전한 프로그래밍 방식의 벡터제어를 통한 IHCML(Isolated H-Bridge Cascade Multi Level) 인버터의 스위칭 방식을 제안한다. 기존의 벡터 제어 방식의 경우 미리 계산된 스위칭 각 표를 이용하므로 정밀한 변조비 제어를 위해서는 많은 양의 데이터가 필요하다는 단점이 있으나 제안된 방식의 경우 변조비에 따른 간단한 수학적 계산에 의해 스위치가 제어 되므로 별도의 메모리가 필요치 않으며, 계산 시간 또한 기존의 방식과 큰 차이가 없다. 제안된 방식을 공통암을 이용한 3상 IHCML 인버터에 적용하여 절연방식의 인버터에도 적용 가능함을 확인하였으며 Matlab을 이용한 시뮬레이션과 실험실 차원의 실물 제작을 통하여 그 타당성을 검증 하였다.

* 正 會 員 : 全南大 工大 電氣工學科 博士課程

** 正 會 員 : 全南大 工大 電氣工學科 교수

[†] 교신저자, 正會員 : 全南大 工大 電氣工學科 조교수

E-mail : sjpark1@chonnam.ac.kr

接受日字 : 2007年 3月 2日

最終完了 : 2007年 5月 2日

2. 3상 IHCML 인버터

2.1 3상 공통암을 이용한 IHCML 인버터 구조

CML인버터에서 출력의 THD를 저감시키기 위해서는 레벨수를 증가시켜야 하나, 비절연 방식의 H-Bridge CML 인버터의 경우 그만큼 많은 수의 독립된 직류 전원과 스위치 수의 증가를 의미한다. 반면 그림 1과 같은 3상 저주파 변압기를 이용하여 출력단을 절연 시키고 출력단 전압을 적층하는 IHCML 인버터의 경우 변압기를 이용해 출력단을 적층하므로 단일 직류 전원을 사용할 수 있으며, 각 H-Bridge의 극성이 같게 스위칭을 하면 극성을 결정하는 한 암을 공통으로 사용하여 인버터의 소자수를 감소시킨다.

그림에서 볼 수 있듯 각 상의 극성을 결정하는 암을 공통으로 사용하여 그렇지 않은 경우에 비해 24개의 스위치 소자를 줄였으며, 만일 k 개의 변압기를 이용하는 경우 줄일 수 있는 소자 수(p)는 다음 식과 같다.

$$p = 6(k - 1) \tag{1}$$

이 경우 공통암으로 사용하는 스위치 소자의 전류 용량은 다른 암의 전류 용량의 합보다 큰 것을 사용하여야 하는 단점이 있으나 전체적이 소자수 감소와 그에 따른 스위치 손실 저감 면에서 매우 우수한 인버터의 구현이 가능 하다.

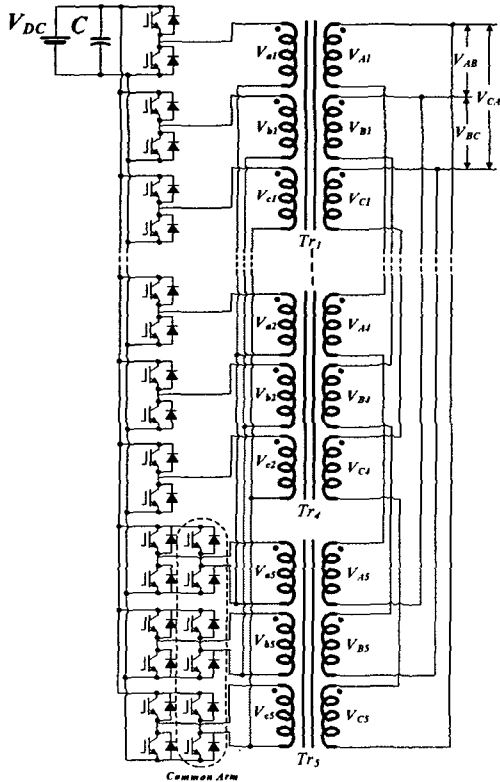


그림 1 공통암을 이용한 삼상 IHCML 인버터 구조
Fig. 1 Structure of 3-Phase IHCML inverter using common-arm

그림 1과 같은 구조에서 전압 V_{ak}, V_{bk}, V_{ck} 는 k 번째 변압기의 H-Bridge 출력 전압을 V_{Ak}, V_{Bk}, V_{Ck} 는 상별 변압기 출력 전압을 나타내며 3상 변압기의 입력과 출력 전압은 다음 식을 만족한다.

$$\begin{bmatrix} V_{Ak} \\ V_{Bk} \\ V_{Ck} \end{bmatrix} = \frac{T}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ak} \\ V_{bk} \\ V_{ck} \end{bmatrix} \tag{2}$$

단, T 는 변압기 1, 2차 측의 변압비(n_2/n_1)

IHCML 인버터의 출력전압은 각 변압기의 출력 전압을 직렬로 연결한 것이므로 다음 식에 의해 선간 전압 V_{AB}, V_{BC}, V_{CA} 으로 표현이 가능하다.

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{AS} \\ V_{BS} \\ V_{CS} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{A1} + V_{A2} + \dots + V_{Ak} \\ V_{B1} + V_{B2} + \dots + V_{Bk} \\ V_{C1} + V_{C2} + \dots + V_{Ck} \end{bmatrix} \tag{3}$$

식 (1)과 (2)를 이용하여 인버터 출력 전압을 H-Bridge의 출력 전압으로 표현 하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = \frac{T}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{aS} \\ V_{bS} \\ V_{cS} \end{bmatrix} \tag{4}$$

위 식에서

$$\begin{aligned} V_{aS} &= \sum_{i=1}^k V_{ai} \\ V_{bS} &= \sum_{i=1}^k V_{bi} \\ V_{cS} &= \sum_{i=1}^k V_{ci} \end{aligned} \tag{5}$$

위의 식 (5)는 H-Bridge의 출력을 직렬로 연결한 것을 의미하나 실제 H-Bridge의 출력은 동일 직류전원을 사용하므로 직렬연결 할 수 없으므로 위 식에서는 가상의 합을 의미 한다. 식 (5)에서 알 수 있듯 3상 IHCML 인버터의 선간 전압은 각 H-Bridge 출력 전압의 합으로 표현 가능하며, 이는 입력전압의 합 V_{aS}, V_{bS}, V_{cS} 를 제어하여 출력전압을 제어 할 수 있음을 의미한다. 식 (4)의 역행렬은 존재 하지 않으므로 전압 V_{AB}, V_{BC}, V_{CA} 을 출력하기 위한 입력전압의 합 V_{aS}, V_{bS}, V_{cS} 는 무한한 해가 존재한다. 또한 변압기 입력 전압의 영상분과 3배수 고조파 성분은 출력전압에 영향을 주지 못하므로 입력전압의 합 V_{aS}, V_{bS}, V_{cS} 는 아래 식과 같이 3고조파 성분을 추가한 함수를 이용해 인버터를 구동하면 15.5% 정도의 전압 Peak를 향상 시킬 수 있다^[7].

$$\begin{aligned} V_{as}(t) &= m \cdot k' \cdot V_{DC} \left(\sin(\omega t) + \frac{\sin(3\omega t)}{6} \right) \\ V_{bs}(t) &= m \cdot k' \cdot V_{DC} \left(\sin(\omega t - 120^\circ) + \frac{\sin(3\omega t)}{6} \right) \\ V_{cs}(t) &= m \cdot k' \cdot V_{DC} \left(\sin(\omega t + 120^\circ) + \frac{\sin(3\omega t)}{6} \right) \end{aligned} \quad (6)$$

위 식에서 m 은 변조비로 $0 < m < 1.0$ 의 범위를 가지며, k' 는 H-Bridge 개수와 고조파 성분 추가에 의한 Peak 전압 증가분을 곱한 $1.155 \cdot k$ 은 나타낸다.

2.2 공간 벡터 변조

공간 벡터 변조(Space Vector Modulation, SVM)는 식(7)의 변환식을 이용하여 3상을 2차원의 공간벡터로 표현 하는 방식이며 변화식은 다음과 같다.

$$v(t) = \frac{2}{3} (v_{as}(t) + a \cdot v_{bs}(t) + a^2 \cdot v_{cs}(t)) \quad (7)$$

위식에서

$$\begin{aligned} v_{as}(t) &= \frac{V_{as}(t)}{V_{DC}} \\ a &= e^{j(2/3)\pi} = -\frac{1}{2} + j \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \end{aligned} \quad (8)$$

식 (8)에서 $v_{as}(t)$ 는 IHCML 인버터 A 상 변압기 입력 전압의 합 $V_{as}(t)$ 에 대한 기준 신호이며, 위의 식(7), (8)을 이용해 삼상전압을 복소평면으로 표현하면 다음과 같다.

$$v(t) = v_\alpha + j \cdot v_\beta \quad (9)$$

위 식에서 v_α, v_β 는 복소평면 α, β 축의 $v(t)$ 에 대한 요소로 다음과 같이 정의된다.

$$v_\alpha = \frac{1}{3} (2 \cdot v_{as}(t) - v_{bs}(t) - v_{cs}(t)) \quad (10)$$

$$v_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}} (v_{bs}(t) + v_{cs}(t)) \quad (11)$$

식 (10), (11)의 $v_{as}(t), v_{bs}(t), v_{cs}(t)$ 은 H-Bridge의 출력 전압의 합이므로 각각 $2k + 1$ 개의 레벨 형성이 가능하다. 그러므로 α, β 축 상에 모두 $(2k + 1)^3$ 개의 공간 벡터가 존재하지만 중첩되는 벡터를 제외한 실제 사용가능한 공간 벡터의 계수는 다음 식에 의해 계산된다.

$$N_k = 12k^2 + 6k + 1 \quad (12)$$

예를 들어 인버터 전압이 (5, -2, -4)와 (4, -3, -5)인 경우 출력 벡터는 같게 된다. 그러나 아래 식에 의해 정의되는 중성점 전압은 각각 $-1/3$ 과 $-4/3$ 으로 다른 값을 가지게 된다.

$$v_{CM} = \frac{(v_{as} + v_{bs} + v_{cs})}{3} \quad (13)$$

이와 같은 중성점 전압이 클수록 각 변압기의 전압 불평형은 커지게 되므로 가능한 인버터에서 이 값이 작은 벡터를 출력 하여야 한다.

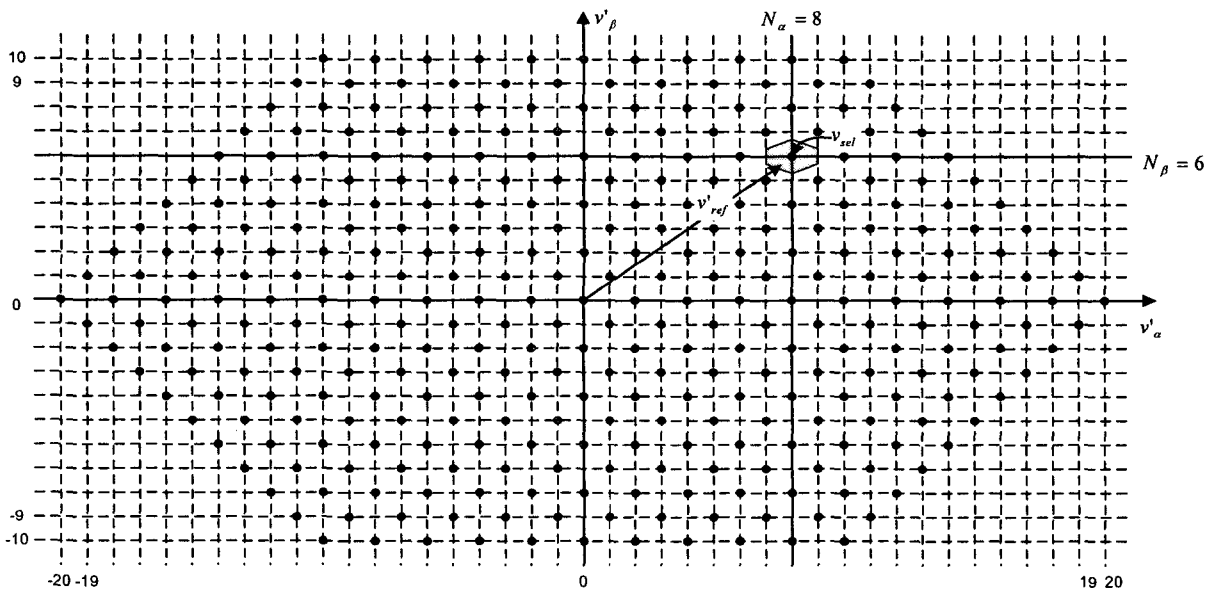


그림 2 공통암 IHCML 인버터의 정규화된 벡터도
Fig. 2 Normalized vectors generated by the common-arm IHCML inverter

3. 제안된 벡터 제어방식

3.1 벡터 정규화

인버터에서 H-Bridge의 출력인 $v_{aS}(t)$, $v_{bS}(t)$, $v_{cS}(t)$ 는 모두 정수이나 계산된 v_α , v_β 는 정수가 되지 않는다. 그러나 위의 식 (10), (11)에 각각 3과 $\sqrt{3}$ 을 곱하여 다음과 같이 정규화하면 정규화된 v'_α , v'_β 는 항상 정수 값을 가지게 된다.

$$v'(t) = v'_\alpha + j \cdot v'_\beta \quad (14)$$

위 식에서 정규화된 v'_α , v'_β 는 다음과 같다.

$$v'_\alpha = 3v_\alpha, v'_\beta = \sqrt{3}v_\beta \quad (15)$$

5개의 H-Bridge를 이용하여 인버터를 구현한 경우 식 (12)에 의해 모두 331개의 정규화된 벡터가 있으며 이는 그림 2에 점들로 나타내었다.

3.2 최근접 벡터

인버터 출력을 위한 기준 신호는 H-Bridge의 출력과는 달리 연속적인 Sine 함수 이므로 식(14)에 의해 계산된 기준 신호 벡터 v'_{ref} 는 항상 정수 값을 가지지 않으므로 IHCML 인버터에서는 기준 벡터에 대해 오차가 가장 적은 벡터를 출력하여야 한다. 그림 2에서 표현한 바와 같이 임

의 기준벡터 v'_{ref} 에 대해 오차가 가장 적은 최근접 IHCML인버터의 벡터는 v_{sel} 이 되며 v'_{ref} 가 그림의 육각형 내부에 있을 때는 모두 IHCML 인버터에서는 v_{sel} 벡터를 출력하게 된다. 그림 3에서는 IHCML 인버터에서 출력한 최근접 벡터를 선택하기 위한 경계조건에 대해 도식하고 있다. 그림에서 보는 바와 같이 육각형의 한 변은 다음과 같은 1차 함수로 표현 된다.

$$y = ax + b \quad (16)$$

기준 벡터 v'_{ref} 가 육각형의 경계보다 위에 있으면 IHCML 인버터의 출력 벡터 v_{sel} 는 v_h 가 되고 그렇지 않으면 출력 벡터는 v_l 이 된다^[3].

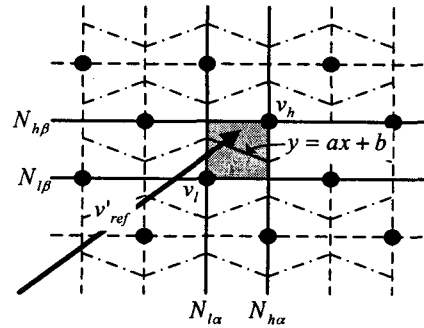


그림 3 근접 벡터 선택 방법

Fig. 3 Representation of the locus with highest proximity vector

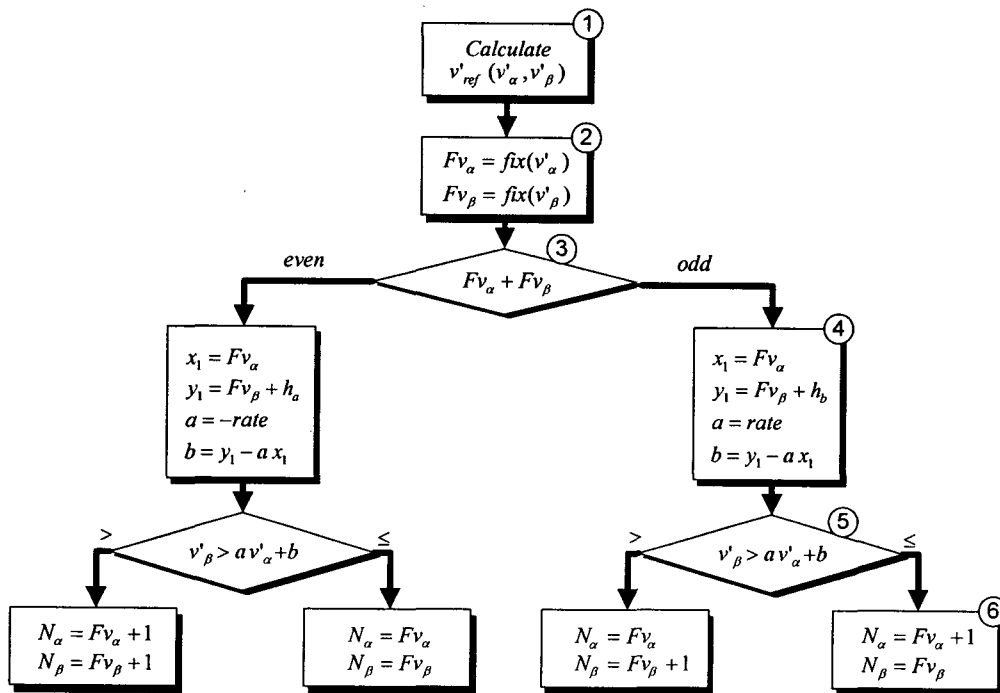


그림 4 근접 벡터 선택을 위한 순서도

Fig. 4 Flowchart to calculate the highest proximity vector

3.3 최근접 벡터 계산

본 논문에서는 최근접 벡터를 선택하기 위해 그림 4의 순서도를 이용하며, 제안된 방식은 기존의 테이블을 이용한 선택 방식의 단점을 보완 할 수 있다. 또한 연산이 매우 간단하므로 기존 방식에 비해 계산 시간의 증가가 거의 없다. 제안된 방식의 계산과정을 상세히 설명하면 다음과 같다.

1) 식 (10), (11)을 이용 지령치 기준 벡터(v_{ref})를 정규화(v'_{ref})

이 과정은 앞의 2.2절의 축 변환 과정에서 α, β 축에 대한 계산식에서 각각 3, $\sqrt{3}$ 을 곱해 최근접 벡터가 정수로 표현 되게하기 위한 과정.

2) 정규화된 벡터의 정수화

정규화된 기준 벡터 v'_{ref} 는 앞에서 언급한 바와 같이 정수가 아니므로 이를 다음 식(12)를 이용하여 α, β 축의 원점에 가까운 정수 벡터인 Fv'_{ref} 로 정수화 한다.

$$\begin{aligned} Fv_\alpha &= \text{fix}(v'_\alpha) \\ Fv_\beta &= \text{fix}(v'_\beta) \end{aligned} \quad (17)$$

3) 벡터 영역 결정

그림 3에서 나타낸 바와 같이 최근접 벡터를 선택하기 위해 벡터 외부의 육각형에 대한 1차 함수를 결정하여야 한다. 본 논문에서는 그림 5에서와 같이 h_a, h_b 는 정의함으로써 외각 1차 함수를 그림과 같이 두 가지 경우로 정의한다. 즉 (x_1, y_1) 을 지나면서 기울기가 양인 함수와 기울기 음인 함수로 정의되며, 이때 기울기는 다음 식과 같다.

$$\text{rate} = (h_a - h_b) \quad (18)$$

두 경우의 선택은 정수화된 벡터 Fv'_{ref} 의 요소 합에 의해 선택이 가능하다. 선택하는 방식은 식 (17)에서 계산된 Fv_α, Fv_β 의 합이 짝수이면 그림 5(a)와 같이 기울기가 음인 함수를 홀수이면 그림 5(b)와 같이 기울기가 양인 함수를 선택한다.

외각 1차 함수를 결정하는 h_a, h_b 는 다음 식을 만족하는 임의의 값으로 선정 가능하며 이 값의 설정에 따라 출력 파형의 THD는 영향을 받는다. 본 논문에서는 기존의 벡터 테이블을 이용한 방식과 동일한 결과를 얻기 위해 h_a 를 2/3으로 하였다.

$$h_a + h_b = 1 \quad (19)$$

4) 영역별 경계함수 계산

앞 단계에서 선택된 영역별로 교점(x_1, y_1)과 1차 함수의 a, b 값을 계산 한다.

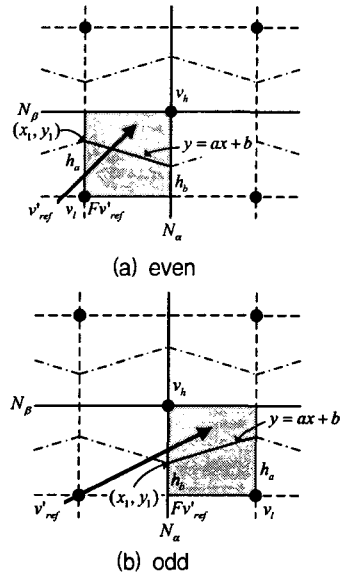


그림 5 최근접 벡터의 외각 함수 결정

Fig. 5 Calculate the outer covering function of the highest proximity vector

$$\begin{aligned} & \text{if } Fv_\alpha + Fv_\beta \\ & \quad \text{even} \quad x_1 = Fv_\alpha, y_1 = Fv_\beta + h_a \\ & \quad \quad \quad a = -\text{rate}, b = y_1 - ax_1 \\ & \quad \text{odd} \quad x_1 = Fv_\alpha, y_1 = Fv_\beta + h_b \\ & \quad \quad \quad a = \text{rate}, b = y_1 - ax_1 \end{aligned} \quad (20)$$

5) 경계 조건 적용

최근접 벡터 v_{sel} 은 다음 식 (21)과 같이 식 (20)에 의해 계산된 외각 1차 함수와 v'_{ref} 은 비교하여 그림 5의 v_i, v_h 중 한 벡터로 결정한다.

$$\begin{aligned} & \text{if } v'_\beta > av'_\alpha + b \\ & \quad \text{then } v_{sel} = v_h \\ & \quad \text{else } v_{sel} = v_i \end{aligned} \quad (21)$$

6) 출력벡터 결정

앞의 과정에서 선택된 최근접 벡터 v_{sel} 의 α, β 축 요소를 각각 N_α, N_β 라 하고, 과정 3), 5)의 조건에 따라 다음과 같이 결정된 v_h, v_i 에 의해 결정된다.

$$\begin{aligned} & \text{if } Fv_\alpha + Fv_\beta \\ & \quad \text{even} \quad v_i = (Fv_\alpha, Fv_\beta), v_h = (Fv_\alpha + 1, Fv_\beta + 1) \\ & \quad \text{odd} \quad v_i = (Fv_\alpha + 1, Fv_\beta), v_h = (Fv_\alpha, Fv_\beta + 1) \end{aligned} \quad (22)$$

위의 과정은 기준 벡터가 1사 분면에 있는 경우에 대해 설명한 것이며 IHCML 인버터의 각 사분면의 조건에 따라 N_α, N_β 는 다음과 같이 계산된다.

$$\begin{aligned} \text{if } v'_\alpha < 0 \text{ then } N_\alpha &= -1 \times N_\alpha \\ \text{if } v'_\beta < 0 \text{ then } N_\beta &= -1 \times N_\beta \end{aligned} \quad (23)$$

이상의 과정을 이용한 최근접 벡터 결정 방법은 레벨 수에 무관하게 적용이 가능하며 계산 시간 면에서도 매우 우수하다.

3.4 스위칭 신호 결정

IHCML 인버터의 각 상에 대한 기준신호 v_{aS} , v_{bS} , v_{cS} 는 앞 절에서 v_{sel} 벡터를 다음 식에 의해 α' , β' 축을 a , b , c 축으로 변환하여 계산한다.

$$\begin{aligned} v_{aS} &= \text{round}\left(\frac{N_\alpha}{3}\right) \\ v_{bS} &= -\frac{1}{2}(N_\alpha - N_\beta) + v_{aS} \\ v_{cS} &= -\frac{1}{2}(N_\alpha + N_\beta) + v_{aS} \end{aligned} \quad (24)$$

위 식 (20)을 이용하여 상 신호를 발생하는 경우 레벨 범위를 초과하는 경우가 발생한다. 예를 들어 v_{sel} 이 (18, 2)인 경우 $v_{aS} = 6$, $v_{bS} = -2$, $v_{cS} = -4$ 가 되므로 v_{aS} 이 레벨 수 5를 넘으므로 이런 경우 다음 식과 같이 초과되는 상의 신호에서 레벨 초과분을 모든 상에 대해 빼줌으로 해결한다. 다음 식은 A 상에 대해서만 정의 한 것이다.

$$\begin{aligned} \text{if } v_{aS} > \text{level} \text{ then} \\ n_{ov} &= v_{aS} - \text{level} \\ v_{aS} &= v_{aS} - n_{ov} \\ v_{bS} &= v_{bS} - n_{ov} \\ v_{cS} &= v_{cS} - n_{ov} \end{aligned} \quad (25)$$

즉, v_{aS} 가 5에 대해 1을 초과 하므로 위 식에서 n_{ov} 는 1이 되며 각 상 신호는 $v_{aS} = 5$, $v_{bS} = -3$, $v_{cS} = -5$ 가 된다. IHCML 인버터의 각 H-Bridge 출력 신호는 식 (24)에서 계산된 신호 벡터로부터 다음 식을 이용하여 계산한다.

$$\begin{aligned} \text{for } (i = 0; i < \text{level}; i++) \\ \text{if } |v_{aS}| > i \text{ then } v_{h(i+1)} &= 1 \\ &\text{else } v_{h(i+1)} = 0 \\ \text{if } v_{aS} < 0 \text{ then } v_{h(i+1)} &= -1 \times v_{h(i+1)} \end{aligned} \quad (26)$$

이상의 과정을 이용하여 최종적으로 계산된 H-Bridge의 스위칭 주파수는 거의 기본 주파수 성분과 같게 된다.

4. 시뮬레이션 및 실험 결과

공통암을 이용한 3상 변압기 IHCML 인버터에 제안된 스위칭 방식의 타당성을 검증하기 위해 Matlab을 이용하여 시뮬레이션 하였으며, 실험실 차원의 프로토타입을 제작하여 실험 하였다. 그림 6은 변조비(m)을 0.99로 한 경우의 A상 기준 신호와 IHCML 인버터의 출력 및 각 H-Bridge의 출력을 나타내고 있다. 기준 식 (6)에 나타난 바와 같이 공간 벡터 변조기법을 사용하므로 정현파 변조 방식에 비해 약 15.5%의 첨두치가 상승함을 확인 할 수 있다. 또한 각 H-Bridge의 스위칭 주파수는 기본 주파수 성분과 같으며, 극성이 모두 같은 것을 확인할 수 있으며 이는 H-Bridge의 암중 극성을 결정하는 함 암을 공통으로 사용할 수 있음을 의미한다.

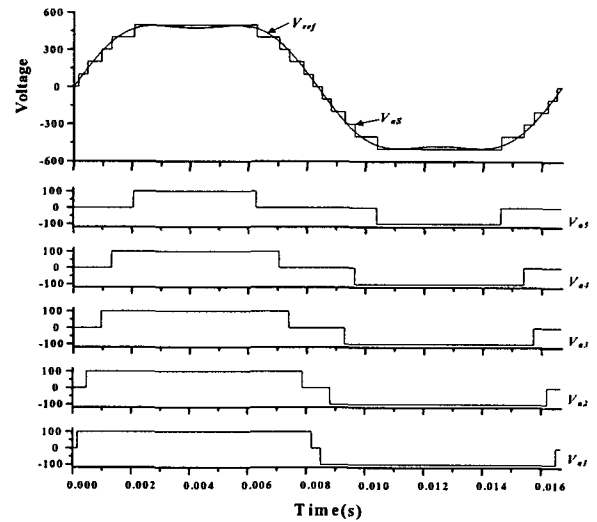


그림 6 변조비 0.99인 경우 지령 전압 및 각 H-Bridge 출력
Fig. 6 Reference voltage and H-Bridge output at modulation 0.99

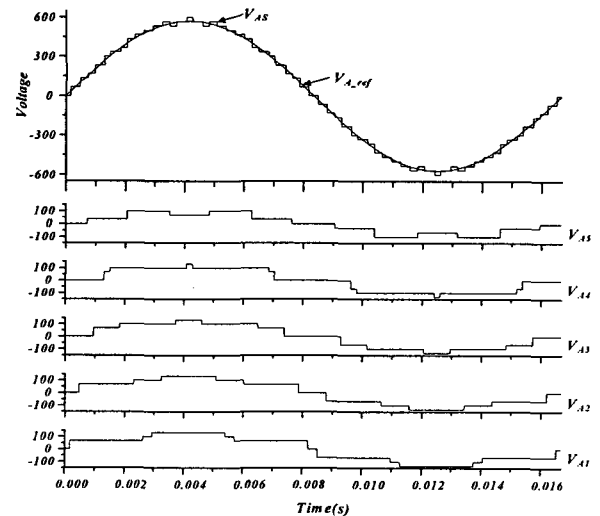


그림 7 변조비 0.99인 경우 변압기 및 인버터 출력 전압
Fig. 7 Transformer and inverter output voltage at modulation 0.99

그림 7은 변조비를 0.99로 한 경우 3상 IHCML 인버터의 출력 파형으로 그림에서 $V_{A1} \sim V_{A5}$ 는 각 3상 변압기의 출력 전압을 나타내고 있다. 그림에서 볼 수 있듯 각 변압기의 출력의 극성이 모두 같기 때문에 변압기를 직렬연결하여도 무관함을 확인할 수 있다. 또한 그림에서 V_{A-ref} 는 A 상의 기준 신호로 3상 변압기는 출력에 3의 배수 고조파 성분은 나타나지 않기 때문에 기본파만을 나타낸 것이고 V_{AS} 는 3상 변압기의 출력을 직렬 연결한 공통암을 이용한 3상 IHCML 인버터의 출력 전압과 지령 전압을 나타내고 있으며 이 경우 출력 전압의 THD는 4.21%로 매우 우수하며, 이는 기존의 벡터 테이블을 이용한 방식^[3]의 결과와 동일함을 확인하였다.

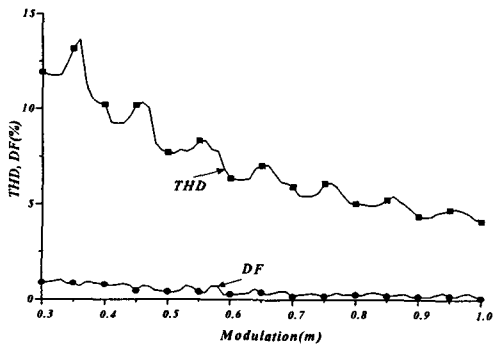


그림 8 변조비별 인버터 출력 THD, DF
Fig. 8 Output voltage THD and DF at different modulation

그림 8은 변조비를 0.3에서 1.0까지 변화 시킨 경우의 THD와 DF의 결과로 전류의 왜곡률을 나타내는 DF는 전 영역에서 1% 이하로 나타났으며, THD는 14%로 출력파형의 품질이 매우 우수함을 확인할 수 있다.

제안된 3상 IHCML 인버터의 타당성을 검증하기 위해 그림 9과 같은 3상 변압기 5개와 IPM 6개를 이용하여 실험실 차원의 실제 IHCML 인버터를 제작하여 실험을 수행 하였다. 제어는 DSP 2812를 이용하여 수행하였으며 TI사의 IQ-math를 이용하여 측 변환을 수행하였다.

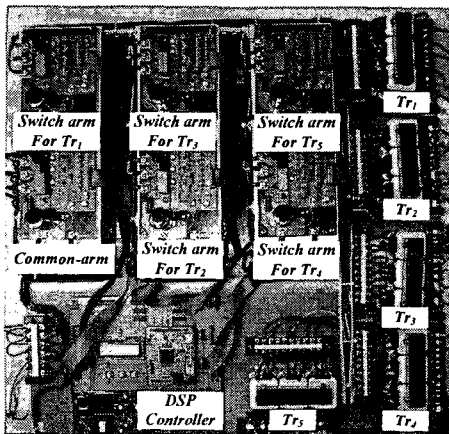


그림 9 3상 IHCML 인버터 프로토타입
Fig. 9 Prototype 3-Phase IHCML inverter

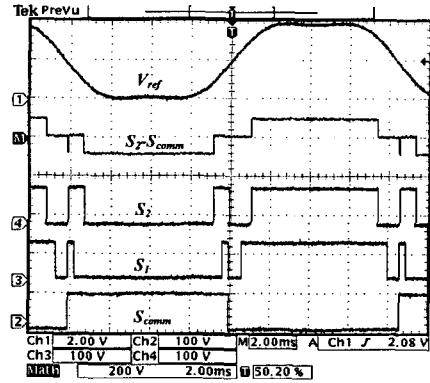
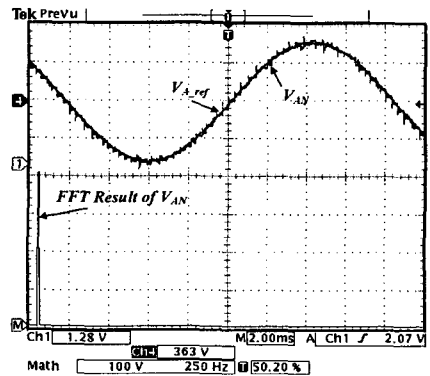
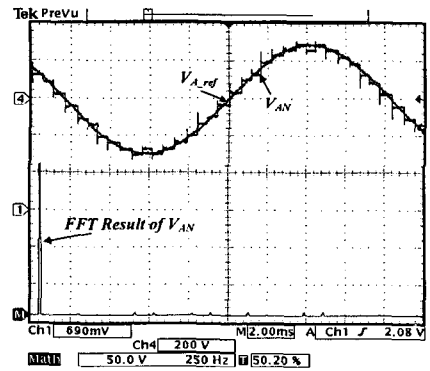


그림 10 변조비 0.99의 스위치 및 지령 전압
Fig. 10 Switch and reference voltage at modulation 0.99



(a) 변조비 0.99



(b) 변조비 0.5

그림 11 인버터 지령전압, 출력 전압 및 FFT 결과
Fig. 11 Waveform of inverter reference voltage, output voltage and FFT

그림 10은 변조비가 0.99인 경우 지령 전압, 공통암 스위칭 파형(S_{com}), 변압기 1(S_1), 2번(S_2) 스위치 암의 스위칭 파형 및 2번 변압기의 입력 파형을 보기 위해 공통암 스위치와 2번 암의 스위치 차를 계산한 파형을 나타 내며 그림에서 지령 파형은 3고조파 성분을 포함하고 있음을 확인할 수 있다. 또한 그림에서 볼 수 있듯 각 H-Bridge의 극성을 좌우하는 암을 공통으로 사용하고 있으며, 각 H-Bridge의 스위칭 주파수는 지령 전압의 기본파 주파수와 같다.

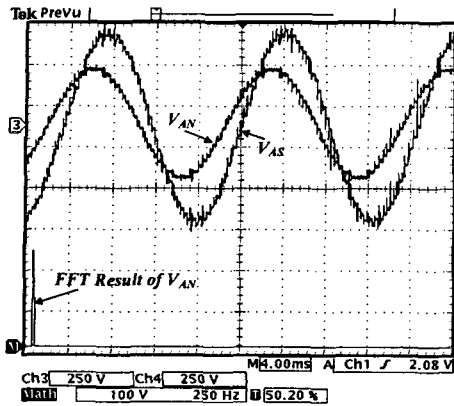


그림 12 인버터 출력 전압, Y-결선한 부하 상전압
 Fig. 12 Output voltage of inverter and phase-to-neutral voltage of load

그림 11(a)는 변조비 0.99인 경우의 기본파 성분의 지령 전압과 3상 출력 변압기를 직렬 연결한 IHCML 인버터의 출력 전압으로 전압의 THD는 3.16%, DF는 0.22% 이며, 그림 11(b)는 변조비 0.5인 경우로 THD는 6.35%, DF는 0.4%로 전원의 품질이 매우 우수함을 확인 하였다.

그림 12는 인버터의 출력 전압 즉 선간전압과 삼상 Y부하를 연결한 경우의 부하측의 상전압을 나타내고 있으며, 상전압에 대해 FFT한 결과를 같이 나타내고 있다.

5. 결 론

본 논문에서는 3상 저주파 변압기를 이용한 절연형 멀티레벨 인버터를 위한 새로운 공간 벡터 제어 방식을 제안하였으며, 시뮬레이션 및 프로토타입을 제작하여 제안한 방식의 타당성을 검토하였다. 제안된 제어 방식은 프로그래밍에 의한 방식으로 기존의 계산된 표를 이용하는 방식에 비해 사용되는 메모리는 없고, 계산량은 기본 방식과 거의 같아 매우 효율 적이며, 확장성이 용의하다는 장점이 있다. 제안된 제어 방식을 공통암을 이용한 3상 IHCML 인버터에 적용하였으며, 이와 같은 인버터는 3상 절연형 변압기를 이용함으로 비절연형 멀티레벨 인버터와 달리 단일 직류 전원을 사용할 수 있는 장점이 있으며, 기존의 단상 변압기를 이용한 3상 멀티레벨 인버터에 비하여 변압기의 수를 줄일 수 있어 경제적이다. 또한 각 H-Bridge의 스위칭 주파수는 출력 기본주파수와 거의 동일하므로 스위치 손실이 작아 효율 적이며, 저전압 스위칭 및 스위칭수가 작으므로 고주파 노이즈가 작아 안정적이므로, 대용량의 인버터 구현에 적합하다. 실제 제작을 통해 인버터를 구현해 본 결과 변조비 0.99에서 출력전압의 THD는 3.16%, DF는 0.22%였으며, 변조비 0.5에서는 THD는 6.35%, DF는 0.4%로 전압의 품질이 매우 우수함을 확인하였다.

감사의 글

본 연구는 산업자원부와 한국산업기술재단의 지역 혁신 인력양성사업으로 수행된 연구 결과임.
 이 연구의 참여한 연구자는 「2단계 BK21 사업」의 지원비를 받았다.

참 고 문 헌

- [1] D. Rendusara, E. Cengelci, P. Enjeti, V. R. Stefanovic, and W. Gray, "Analysis of common mode voltage-Neutral shift in medium voltage PWM adjustable speed drive (MV-ASD) systems" IEEE PESC 99, Vol. 2, 1999, pp. 935-940.
- [2] L. M. Tolbert, F. Z. Peng, and T. G. Habetler, "Multilevel converters for large electric drives," IEEE Trans. Ind. Applicat., Vol. 35, 1999, pp. 36-44
- [3] José Rodríguez, Luis Morán, Jorge Pontt Pablo Correa, Cesar Silva, "A High-Performance Vector Control of an 11-Level Inverter" IEEE Trans On Industrial Electronics, Vol 50, 2003, pp. 80 - -85.
- [4] P. Hammond, "A new approach to enhance power quality for medium voltage AC drives" IEEE Trans. Ind. Applicat., Vol. 33, 1997, pp. 202-208
- [5] Fu-San Shyu and Yen-Shin Lai, "Virtual Stage Pulse-Width Modulation Technique for Multilevel Inverter/Converter", IEEE Trans. Power Elect., Vol. 17, 2002, pp 332-341
- [6] Timothy L. S "THE POWER ELECTRONICS HANDBOOK Industrial Electronics Series", Chap 6
- [7] 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, 1984, pp 1224-1228
- [8] Bong-Hwan Kwon and Byung-duk Min, "A Fully Software-Controlled PWM Rectifier with Current Link", IEEE Trans On Industrial Electronics, Vol. 40, 1993, pp. 355-363
- [9] 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, 2005, pp. 727 - 738

저 자 소 개



송성근 (宋成根)

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



박성준 (朴晟濬)

1965년 3월 20일생. 1991년 부산대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 2002년 동 대학원 지능기계공학과 졸업(공박). 1996년 3월~2000년 2월 거제대 전기과 조교수. 2000년 3월~2003년 8월까지 동명대 전기과 조교수. 2003년 8월~현재 전남대 전기공학과 조교수.



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(공박). 1975년~1978년 한국전력 원자력건설부 근무. 1986년~1988년 한국전기연구소 근무. 1988년~현재 전남대 전기공학과 교수



김광헌 (金堯憲)

1960년 12월 27일생. 1983년 전남대 제어계측공학과 졸업. 1986년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1992년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 전남대 전기공학과 교수.