

2상 풀브릿지 인버터의 동적 과변조 기법

조영훈*, 정유석**, 목형수***, 김상훈****, 장도현*****

현대모비스 기술연구소*, 명지대학교 전기공학과**, 건국대학교 전기공학과***, 강원대학교 전기공학과****, 호서대학교 전기공학과*****

Dynamic Overmodulation Strategies of Two Phase Full Bridge Inverter

Younghoon Cho*, Yuseok Jeong**, Hyungsoo Mok***, Sanghoon Kim****, Dohyun Jang*****

Hyundai MOBIS*, Myongji Univ.** , Konkuk Univ.*** , Kangwon National Univ.**** , Hoseo Univ.*****

ABSTRACT

In this paper, dynamic overmodulation strategies are proposed for two phase full bridge inverter. The four step operation to use maximum voltage in limited DC link is described and minimum distance, same angle and minimum switching state overmodulation techniques are presented. The simple scalar arithmetic based algorithms are proposed to implement the overmodulation techniques. Simulation results demonstrate the effectiveness of the proposed algorithms.

1. 서 론

2상 전동기 구동 시스템은 최소 4개의 스위치만으로 교류 전동기를 구동할 수 있다는 장점으로 인하여 저가 응용 분야 적용에 관한 연구가 많이 이루어져 왔다^[1-2]. 그러나 2상 전동기 구동 시스템에 2상 풀브릿지 인버터를 적용할 경우, 기존의 산업계 표준인 3상 하프브릿지 인버터에 비하여 DC링크 전압 이용률을 더 높일 수 있어 자동차용 전자 사시 시스템과 같이 입력 전압이 낮지만 대전력 구동이 필요한 분야에서는 3상 전동기 구동 시스템을 대체할 새로운 구조로 떠오르고 있다. 2상 인버터에 관한 기존의 연구는 주로 2상 하프브릿지 및 3레그 인버터를 전동기 구동에 응용하는 것이 대부분이며 기초적인 PWM구현 방법이나 전류 측정 방법에 관한 연구가 일부 이루어지고 있는 추세이다^[3-5].

본 논문에서는 2상 풀브릿지 인버터를 대상으로 선형 변조 영역 및 과변조 영역을 정의하고 최소 거리, 동일 위상, 스위칭 상태 유지의 세 가지 기본적인 동적 과변조의 구현 방법을 제안한다. 제안한 방법은 삼각파 PWM(Sinusoidal PWM)을 기본으로 하고 있으며 2상 정지 좌표계 상에서의 전압 변조 방법에 대한 분석 및 간단한 연산을 통하여 선형 및 과변조 영역 구분 없이 3가지 방법을 구현한다. 모의 실험을 통하여 제안한 방법의 유용성을 확인하였다.

2. 본 론

2.1 2상 풀브릿지 인버터

그림 1은 2상 풀브릿지 인버터의 회로 구조를 나타낸다.

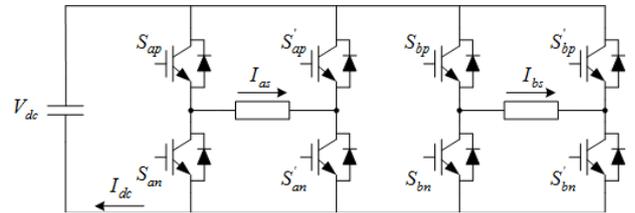


그림 1 2상 풀브릿지 인버터의 회로 구조
Fig. 1 Topology of two phase full bridge inverter

2상 풀브릿지 인버터는 a,b 두 개의 단상 풀브릿지 인버터가 병렬로 연결된 구조를 가지고 있으며 각 상의 독립적인 제어 가능하다. 그림 2는 2상 풀브릿지 인버터의 정지좌표계 상의 전압 벡터 구성을 나타낸다^[6]. 인가 가능한 전압 벡터중 $V_1, V_2, V_4, V_5, V_7, V_8, V_{10}, V_{11}$ 는 독립적으로 인가가 가능하며, 대각선 방향 벡터인 V_3, V_6, V_9, V_{12} 는 두 상 전압 벡터의 조합으로 구성된다. $V_0, V_{13}, V_{14}, V_{15}$ 는 영벡터이다. DC링크 전압을 V_{dc} 라고 하면, 2상 풀브릿지 인버터에서 선형적인 전압 인가가 가능한 영역은 한 변의 길이가 $2V_{dc}$ 인 정사각형으로 제한되며 선형적으로 합성이 가능한 회전 전압 벡터의 크기는 반지름의 길이가 V_{dc} 인 원의 안쪽으로 제한된다. 본 논문에서는 선형적으로 전압 합성이 가능한 정사각형의 안쪽 영역을 선형 변조 영역, 그 바깥쪽을 과변조 영역으로 정의한다. 2상 풀브릿지 인버터의 최대 전압 운전은 3상의 6-step 과 마찬가지로 4-step 모드로 동작할 때이며, 이 때의 전압 변조 지수는 다음과 같다.

$$MI = \frac{4V_{dc}}{\pi} \approx 1.2732 V_{dc}$$

2.2 제안한 2상 풀브릿지 인버터의 동적 과변조 기법

그림 3은 전압 지령 벡터 V^* 에 대하여 본 논문에서 다루는 3가지 동적 과변조 기법의 수정 전압 지령 벡터를 나타낸다. $V_{ovm_min}^*, V_{ovm_ang}^*, V_{ovm_sw}^*$ 는 각각 최소 거리 과변조, 동일 위상 과변조, 스위칭 상태 유지 과변조를 구현하기 위한 수정 전압 지령 벡터를 나타낸다.

2.2.1 최소 거리 과변조 기법

최소 거리 과변조는 지령 전압 벡터와 과변조 후의 출력 전

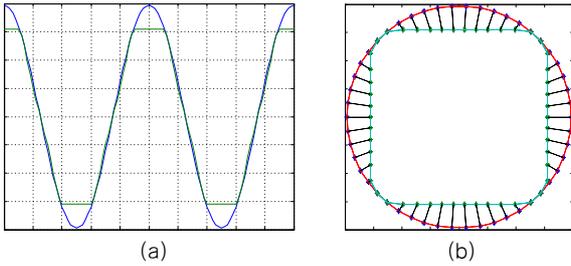


그림 5 동일 위상 과변조의 모의 실험 결과
Fig. 5 Simulation result of same angle OVM

별도의 영역 구분 없이 선형 변조 영역부터 과변조 영역까지 동일 위상 과변조 기법을 구현할 수 있다. 그림 5는 전압 변조 지수 1.27에 관하여 제안한 동일 위상 과변조 기법을 모의 실험한 결과이다. 모의 실험 조건 및 좌표축 정보는 2.2.1 절의 최소 거리 과변조의 경우와 같다. 그림 5.(b)로부터 지령 전압 벡터와 동일한 위상을 유지하면서 변조 가능한 최대의 값으로 전압 벡터가 수정됨을 알 수 있다.

2.2.3 스위칭 상태 유지 과변조

2상 폴브릿지 인버터의 대각선 방향 벡터는 수평 벡터와 수직 방향 벡터의 합으로써 구현이 가능하므로, 스위칭 한 주기 내에서 독립적인 전압 인가가 불가능하다. 그러나 2상 폴브릿지 인버터에서 선형 변조 영역의 최대 전압은 대각선 방향 벡터를 인가할 때이며, 이 때의 크기는 $\sqrt{2} V_{dc}$ 이다. 따라서 최대 전압 운전 모드인 4-step 운전을 고려할 때 스위칭 상태 유지 과변조에서는 대각선 방향 벡터를 선택하여 지령 대각선 전압의 차이 중 큰 쪽을 최대한 유지시켜주도록 구현한다.

그림 3에서 스위칭 상태 유지 과변조를 구현하기 위하여 지령 전압 벡터로부터 대각선 방향 벡터로 수선을 내리면, 정사각형의 외곽선과 한 점에서 만나게 된다. 이 점을 스위칭 상태 유지 과변조를 통한 수정 전압 벡터로 선정할 수 있고 이를 구현하기 위한 전압 벡터를 $V_{ovm_sw}^*$ 이라 하자. 그림 3에서 $V_{ovm_sw}^*$ 을 a,b상으로 각각 분해하면 a상 전압 지령은 $V_{an} = V_{dc}$ 이고, b상 전압 지령은 $V_{bn} = V_{bn3}$ 가 된다. a상 전압 지령은 알고 있으므로 b상 전압 지령 V_{bn3} 을 알면 수정 전압 벡터 $V_{ovm_sw}^*$ 을 인가할 수 있다. 이 때 지령 전압 벡터와 수정 전압 벡터의 양 끝점 및 정사각형 외곽선과 수선이 만나는 교점을 꼭지점으로 가지는 삼각형을 고려하면, 한 각이 45도인 직각 이등변 삼각형임을 알 수 있다. 따라서 아래와 같은 식이 성립한다.

$$|V_{an}^*| - |V_{an}| = |V_{bn3}| - |V_{bn}^*|$$

이 때 $|V_{an}| = |V_{dc}|$ 이고, $|V_{an}^*|$ 과 $|V_{bn}^*|$ 은 알고 있는 값이므로, V_{bn3} 의 크기를 구할 수 있다. 이를 그림 2의 8개 영역에 대하여 일반화하여 식 (3)과 같이 극전압 지령을 선정하면,

$$V_{an} = \text{bound}(-V_{dc}, V_{dc}, V_{an}^*) + \text{sign}(V_{an}^*) \times \text{bound}(0, V_{dc} - \min(V_{dc}, |V_{an}^*|), |V_{bn}^*| - V_{dc})$$

$$V_{bn} = \text{bound}(-V_{dc}, V_{dc}, V_{bn}^*) + \text{sign}(V_{bn}^*) \times \text{bound}(0, V_{dc} - \min(V_{dc}, |V_{bn}^*|), |V_{an}^*| - V_{dc})$$

단, $\min(x, y)$ 는 x, y 중 작은 값

$$\text{sign}(x) = \begin{cases} 1 & x \geq 0 \\ -1 & x < 0 \end{cases} \quad (3)$$

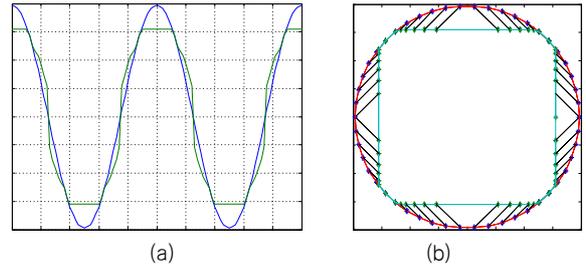


그림 6 스위칭 상태 유지 과변조 모의 실험 결과
Fig. 6 Simulation result of switching state OVM

별도의 영역 구분 없이 선형 변조 영역부터 과변조 영역까지 스위칭 상태 유지 과변조 기법을 구현할 수 있다. 그림 6은 스위칭 상태 유지 과변조의 모의 실험 결과이다. 실험 조건 및 좌표축 정보는 2.2.1의 최소 거리 과변조의 경우와 같다. 그림 6.(a)와 6.(b)로부터 스위칭 상태 유지 과변조는 다른 과변조 기법들 보다 4-step 운전에 근사한 과형으로 전압 벡터가 수정됨을 알 수 있다.

3. 결 론

본 논문은 2상 폴브릿지 인버터에서 세 가지 동적 과변조 기법을 구현하는 방법을 제안하였다. 제안한 방법은 간단한 연산에 의하여 손쉽게 구현할 수 있으며 모의 실험을 통하여 그 유용성을 확인하였다. 추후 2상 폴브릿지 인버터의 동적 과변조에 대하여 과도 상태 및 정상 상태에서의 성능 해석, 특성 비교에 관한 연구 및 실험적인 확인이 진행될 예정이다. 또한 동적 과변조와 연계하여 정적 과변조를 구현하는 방법에 관한 연구도 진행될 것이다.

참 고 문 헌

- [1] F. Blaabjerg and et al, "Two-phase induction motor drives," *IEEE Industry Applications Magazine*, July/Aug 2004.
- [2] D.G. Holmes and A.Kotsopoulos, "Variable speed control of single and two phase induction motors using a three phase voltage source inverter," in *Conf. Rec. IEEE/IAS Annual Meeting*, 1993, vol. 1, pp.613-620.
- [3] M.A.Jabbr, Ashwin M.K., Z. Yangfeng, "Space-vector modulation in a two-phase induction motor drive for constant-power operation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 51, No. 5, October 2004.
- [4] D.H.Jang and D.Y. Yoon, "Space-vector PWM technique for two-phase inverter-fed two-phase induction motors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 39, 2003.
- [5] 조영훈 외, "단일 전류 센서를 이용한 2상 하프브릿지 인버터의 상전류 측정 방법," 전력전자학회 하계 학술대회 2007.
- [6] 장도현, "2상 유도전동기 구동 2상 인버터를 위한 새로운 PWM 제어방식 I," 전력전자학회 논문지, Vol. 10, No. 4, 2005.
- [7] 정대용, "음펄스 전압에 의한 3상 전압형 인버터 PWM 방법의 일반적 해석," 서울대학교 대학원 전기공학부 박사학위 논문.