

2상 풀브릿지 인버터의 정적 과변조 기법

Static Overmodulation Strategies of Two Phase Full Bridge Inverter

최승철† 이병송* 박찬배* 목형수** 김상훈*** 김영기**
Seung-Cheol Choi Byung-Song Lee Chan-Bae Park Hyung-Soo Mok Sang-Hoon Kim Young-Ki Kim

ABSTRACT

In this paper, the static overmodulation is proposed for the 2-phase full bridge inverter. The overmodulation strategy increases a fundamental output voltage and improves a voltage utilization up to the maximum in the overmodulation range. The linear modulation range and static overmodulation range are defined in the 2-phase full bridge inverter. The overmodulation strategies which increase a voltage utilization until the 4-step mode by linearization of the output voltage in overmodulation range are proposed. To maintain a linearity of the relation between a reference voltage and a fundamental output voltage, this paper suggests a compensation voltage, whose magnitude or phase is modified to the proposed control scheme. Simulation and experimentation results demonstrate the effectiveness of the proposed algorithms.

1. 서론

본 논문에서는 2상 풀브릿지 인버터의 정적 과변조 기법을 제안한다. 과변조는 출력 전압의 기본파를 높이고 과변조 영역까지 전압 이용률을 향상시킨다. 2상 풀브릿지 인버터를 대상으로 선형 변조 영역 및 과변조 영역을 정의하고, PWM의 과변조 영역에서 출력 전압을 선형화하여 4-스텝 모드까지 전압 이용률을 높일 수 있는 과변조 기법을 제안한다. 과변조 영역에서 기준전압에 대한 출력전압의 기본파가 선형을 유지하도록 보상전압을 사용한다. 제안한 방법은 SPWM(Sinusoidal PWM)을 기본으로 하고 있으며 2상 정지 좌표계 상에서의 전압 변조 방법에 대한 분석 및 간단한 연산을 통하여 선형 및 과변조 영역 구분없이 과변조 기법을 구현한다. 시뮬레이션 및 실험을 통하여 제안한 방법의 유용성을 확인하였다.[1]

2. 본론

2.1 2상 풀브릿지 인버터

그림 1은 2상 풀브릿지 인버터의 회로 구조를 나타낸다. 2상 풀브릿지 인버터는 4개의 스위칭 소자를 가진 단상 풀브릿지 인버터가 병렬로 연결된 구조로 이루어져 있다. 따라서 2상 풀브릿지의 특징은 단상 풀브릿지와 동일하며 독립적인 제어가 가능하다. 2상 전동기 시스템에 2상 풀브릿지 인버터를 적용할 경우, 기존의 3상에 비하여 DC 링크 전압 이용률을 더 높일 수 있다. 그림 2는 2상 풀브릿지 인버터와 기존 산업계의 3상 하프브릿지 인버터의 전압 벡터 영역을 비교한 것이다. 3상 하프브릿지 인버터는 PWM 기법마다 다르지만, 3상 인버터를 통해 최대 상전압을 얻을 수 있는 6-스텝 모드의 출력 상전압

† 책임저자 : 비회원, 건국대학교, 전기공학과
E-mail : scchoi@krri.re.kr
TEL : (031)460-5863 FAX : (031)460-5299
* 정회원, 철도기술연구원, 주행추진연구실
** 비회원, 건국대학교, 전기공학과
*** 비회원, 강원대학교, 전기전자공학과

의 기본파 크기는 $\frac{2}{\pi} V_{dc}$ 이다. 이에 반해 2상 풀브릿지 인버터의 경우에는 최대 상전압의 기본파 크기가 $\frac{4}{\pi} V_{dc}$ 로 3상 인버터 상전압의 2배까지 전압을 인가할 수 있다. 따라서 전압 이용률이 3상 하프 브릿지 인버터보다 높기 때문에 고속운전 시스템이나 전압이 낮은 분야에서 경쟁력을 높일 수 있다.[2]

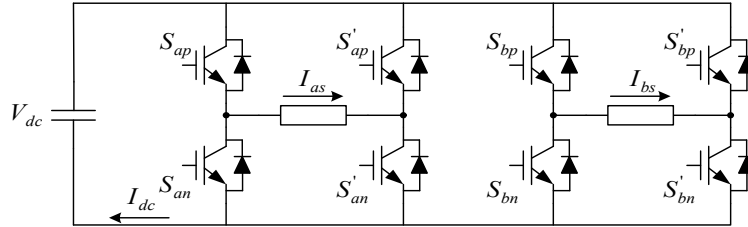


그림 1. 2상 풀브릿지 인버터 구조

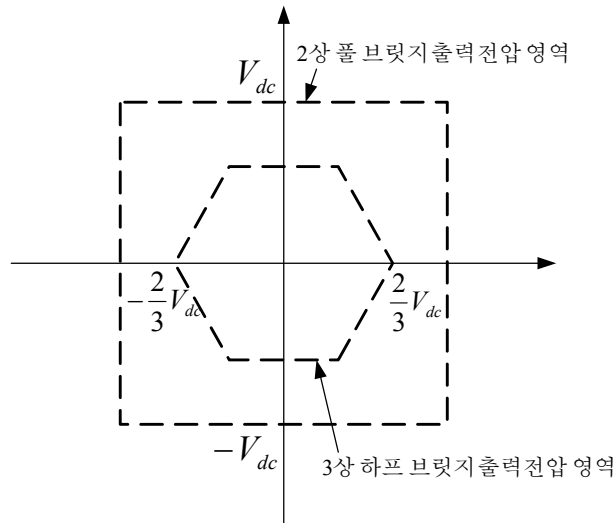


그림 2. 2상 풀브릿지 인버터와 3상 하프브릿지 인버터의 출력 전압 영역 비교

그림 3은 2상 풀브릿지 인버터의 정지좌표계상의 전압 벡터를 나타낸다. 그림 1의 2상 전압형 인버터는 8개의 스위칭 소자로 구성되며 V_{dc} 입력 전압으로부터 2상 교류 출력 전압을 발생하여 2상 부하에 공급하는 기능을 한다. S_{ap} , S_{an} , S_{bp} , S_{bn} , S'_{ap} , S'_{an} , S'_{bp} , S'_{bn} 는 각각 2상의 양방향 전력 스위치의 스위칭 함수로서, $S_{ap}=1$ 은 a상 왼쪽 스위치가 도통함을 의미하고, 나머지 스위치 경우도 마찬가지로 정의된다. 각 스위칭 상태에 따라 독립적으로 부하에 전압을 인가할 수 있는 전압 벡터는 $V_1, V_2, V_4, V_5, V_7, V_8, V_{10}, V_{11}$ 이며, 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 영전압 벡터이다. 영전압이란 인버터의 스위칭 소자 중에서 위쪽 혹은 아래쪽 소자들이 모두 On 또는 Off되는 상황으로 어느 경우에서든 전동기의 단자가 모두 한 포인트에서 열리거나 단락되는 효과를 나타낸다. 이러한 전압벡터를 영전압 벡터라 한다.[4] 영전압 벡터를 제외한 12개의 벡터는 서로 각기 다른 유효전압을 전동기에 공급할 수 있는 전압 벡터로써 유효전압 벡터라 불린다. DC 링크 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.[1]

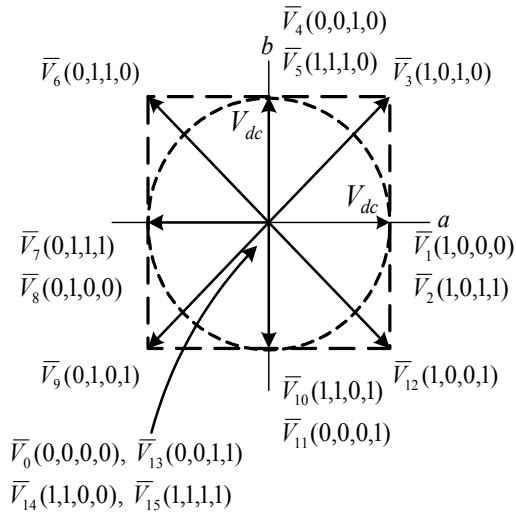


그림 3. 2상 풀브릿지 인버터의 전압 벡터

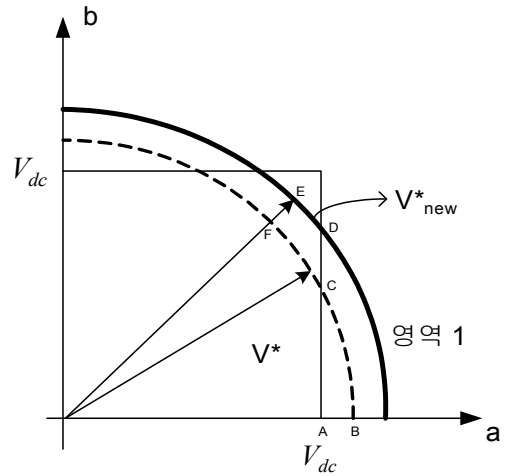


그림 4. 과변조 영역 1에서의 과변조 기법

2상 풀브릿지 인버터의 최대 전압 운전은 3상의 6-step과 마찬가지로 4-step 모드로 동작할 때이며, 이 때 전압 변조 지수(MI)는 다음과 같다.[3]

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

2.2 제안한 2상 풀브릿지 인버터의 정적 과변조 기법

제안한 과변조 기법은 기존의 방법과 같이 2영역으로 나누어 설명하기로 한다.

2.2.1 과변조 모드 1 ($0.785 \leq MI \leq 0.886$)

그림 4는 과변조 영역 1에서의 제안된 기법을 나타낸다.

그림 4에서와 같이 지령전압벡터(V^*)가 주어진 경우, 출력 전압 제한 때문에 지령전압에 대한 출력전압의 기본파가 비선형이 되는 문제점이 있다. 이를 보완하도록 그림 5와 같이 보상전압을 구하여, 지령전압벡터에 더하여 새로운 지령전압벡터를 인가한다.[5]



그림 5. 새로운 지령전압벡터 연산

이 영역에서의 과변조 기법은 지령 전압 벡터의 순시 위상은 유지시키며, 벡터 크기는 출력전압의 기본파 한주기 평균값이 지령 전압의 크기와 동일하게 되도록 제어한다. 따라서 순시 전압의 크기는 지령 전압의 크기와 다를 수 있다.

그림 4와 같이 정사각형의 변의 중심에서는 V_{dc} 까지 변조할 수 있지만, 꼭지점으로 갈수록 더 큰 전압의 변조가 가능하다. 꼭지점에서 최대 $\sqrt{2} V_{dc}$ 까지 전압을 변조할 수 있다. 이를 이용하여 사각형 밖의 ABC 영역에서 줄어든 전압을 사각형 안의 CDEF 영역에서 보충하여, 출력 전압의 기본파 한주기 평균값이 지령 전압의 크기와 동일하게 되도록 제어를 한다.

보상전압은 각 지령전압벡터에 대한 출력 파형을 FFT 분석하여 기본파의 크기를 구하면, 원하는 기본파 전압에 해당하는 보상전압을 알 수 있다.[2]

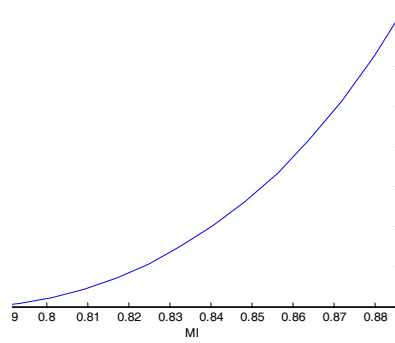


그림 6. 과변조 영역 1에서 MI와 보상전압 관계

그림 6은 인버터 입력전압 48[V]일 때, 과변조 영역 1의 범위($0.785 \leq MI \leq 0.886$)의 보상전압을 나타낸다.

2.2.2 과변조 모드 2 ($0.886 \leq MI \leq 1$)

그림 7은 제안된 영역 2에서의 과변조 기법을 나타낸다.

이 모드는 과변조 모드 1 이상의 영역에서 4스텝 운전까지의 영역이다. 지령 전압 벡터의 크기와 위상을 유지할 수 없고 벡터의 크기와 위상을 모두 조절해야 한다. 지령 전압 벡터가 주어진 경우, 지령 전압에 대한 출력 전압의 기본파가 선형을 유지할 수 있도록 연산을 수행하여 보상전압을 인가한다. 보상 전압을 구하는 방법은 영역 1과 같이 각 지령전압벡터에 대한 출력 파형을 FFT 분석하여 기본파의 크기를 구하면, 기본파 전압에 해당하는 보상전압을 알 수 있다.

전압 벡터의 크기와 위상을 조절하는 방법은 극전압의 크기에 좌우대칭으로 직접 $\pm V_{dc}$ 를 인가하는 것이다. 즉, 그림 8와 같이 지령 극전압의 크기가 $+V_p$ 보다 큰 구간에서는 $+V_{dc}$ 를 인가하고 $-V_p$ 보다 작은 구간에서는 $-V_{dc}$ 를 인가하여 지령 극전압을 보상한다.[4]

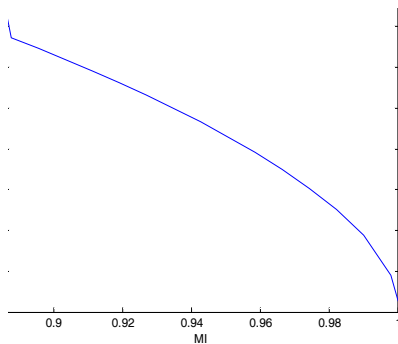


그림 7. 과변조 영역 2에서의 MI와 보상전압의 관계

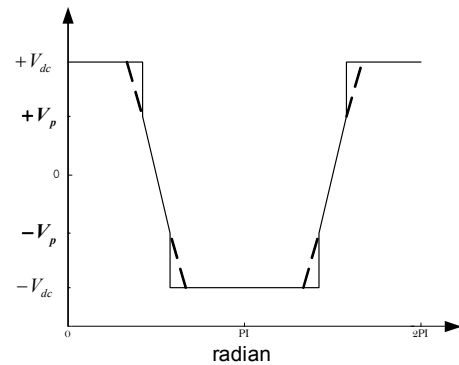


그림 8. 과변조 영역 2에서 과변조 기법

2.3. 시뮬레이션 및 실험 결과

2.3.1 시뮬레이션 결과

본 논문에서 제안한 정적 과변조 기법의 알고리즘을 구현하고 성능을 검증하기 위하여 시뮬레이션 및 실험을 하였다. 시뮬레이션은 MATLAB을 이용하였다. 지령 전압 벡터 주파수는 10Hz로 설정하였고, 인버터 직류단 전압은 48[V]이다.

그림 9와 10은 각 영역에서 MI에 따른 출력 상전압을 보여준다. 그림 9는 과변조 1영역에서 MI가 0.86이고, 보상전압이 4V인 경우, 그림 10은 과변조 2영역에서 MI가 0.95이고, 보상전압이 21.5V인 경우의 출력 상전압을 보인다.

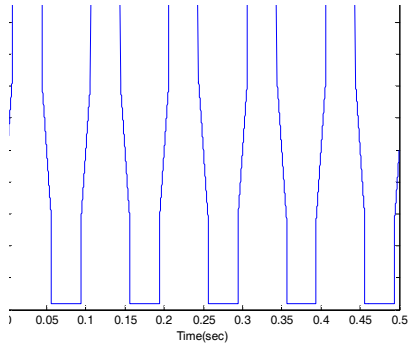


그림 9. MI=0.86일때 변조된 상전압 파형

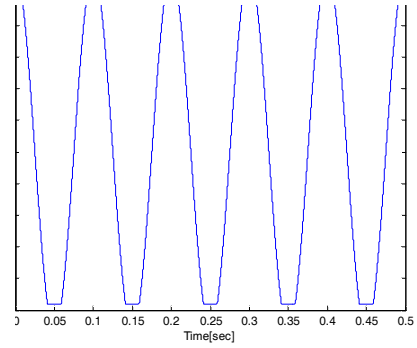


그림10. MI=0.95일때 변조된 상전압 파형

그림 11은 변조지수(MI)에 따른 출력파형의 기본파를 나타내었다. 출력파형의 기본파는 4-스텝 모드 경우의 기본파크기($\frac{4}{\pi} V_{dc}$)를 1로 환산하였다. 그림에 보이듯이 지령 전압과 출력파형의 기본파가 선형을 유지함을 알 수 있다.

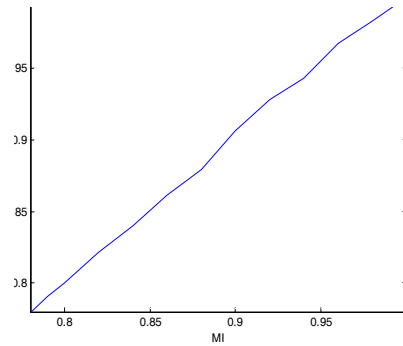


그림 11. 변조지수와 기본파 관계

2.3.2 실험 결과

제안된 기법의 타당성을 검증하기 위해 PWM 인버터와 DSP 컨트롤러로 이루어진 실험 장치를 사용하여 실험을 하였다. 지령 전압 벡터 주파수는 10Hz이고 직류단 전압은 48[V]이다. 제어기의 주 처리기는 TI사의 TMS320VC33 DSP를 사용하였다. 실험 장치는 그림 12와 같이 구성하였다. 실험 조건은 시뮬레이션과 마찬가지로 DC link 전압은 48V, 지령 주파수는 10Hz로 설정하였다.

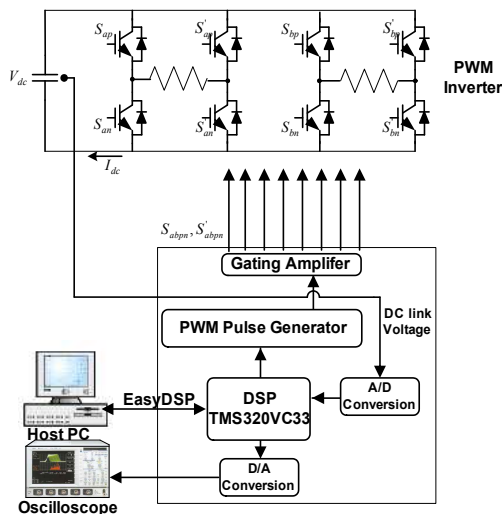


그림 12. 실험 장치 구성

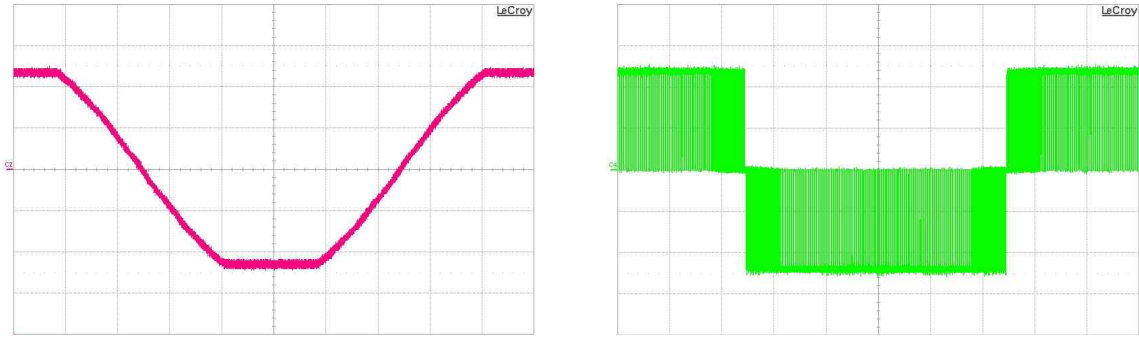


그림 13. MI=0.86일때 변조된 상전압 파형과 인버터 출력 파형

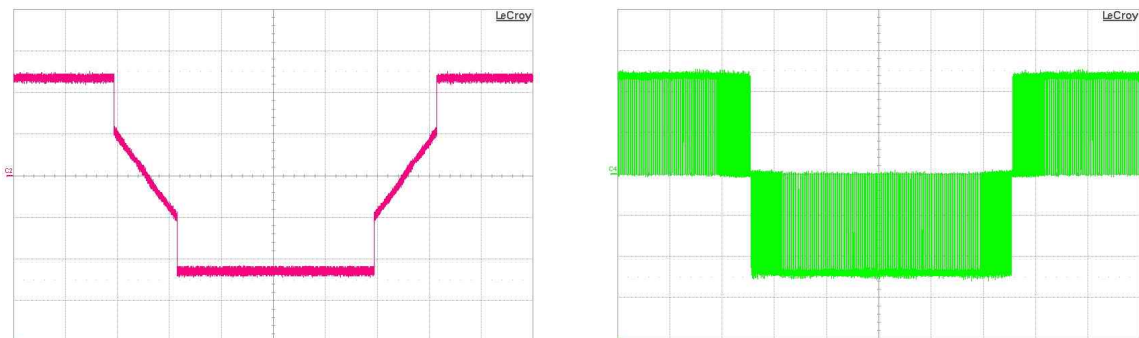


그림 14. MI=0.95일때 변조된 상전압 파형과 인버터 출력 파형

위와 같은 실험 장치를 통해서 시뮬레이션과 같은 지령 전압 벡터를 입력하여 실험을 하였다. 그림 13과 14를 통해서 시뮬레이션 결과 파형과 일치함을 알 수 있다. 또한 그림 15에서 보이듯이, 지령 전압 벡터의 기본파 크기와 크기(MI가 0.95일때, 58V)와 출력 전압의 기본파 크기가 같다. 출력 그림 13, 14에서 x축은 10[msec/div], y축은 20[V/div]이다.

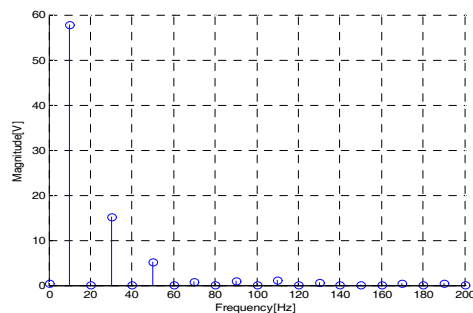


그림 15. MI=0.95일때 인버터 출력 FFT 분석

3. 결론

본 논문은 정상상태에서 선형 제어가 불가능한 영역으로부터 4-스텝 모드 사이의 과변조 영역에서 지령 전압과 출력 전압의 기본파가 선형을 유지하도록 보상 전압을 이용하였다. 즉, 과변조 1영역에서는 지령 벡터와 같은 주파수를 갖는 보상 전압을 인가하여 상전압을 보상하였고, 과변조 2영역에서는 지령 전압과 보상전압을 비교하여 좌우대칭으로 V_{dc} 를 인가하여 상전압을 보상하였다. 제시한 기법은 시뮬레

이선과 실험을 통하여 과변조 영역에서도 지령 전압과 출력 전압의 기본파가 선형 관계를 갖는 것을 확인하였다. 추후 제안된 기법에 대하여 Voltage Drop 및 Dead Time 보상에 관한 실험이 진행될 예정이다.

참고문헌

1. 김영기, “육상 전압을 이용한 2상 풀브릿지 인버터의 과변조 기법” 석사학위논문, 2009. 2.
2. 김상훈, “DC 및 AC 모터 제어” 북두출판사
3. 조영훈 외, “2상 풀브릿지 인버터의 동적 과변조 기법” 전력전자학회 하계 학술대회 2008
4. 한대응 외, “풀전압을 이용한 SVPWM 인버터의 과변조 기법” 전력전자학회 2001년 추계 학술대회논문집, pp. 181~184 2001. 12.
5. 최운영 외, “SVPWM 인버터의 과변조 기법” 전력전자학회 2000년 추계 학술대회 논문집 pp. 135~138 2000.11.