# 양전원 듀얼 인버터의 동적 과변조 기법

김예진*, 김태형*, 최동호*, 이준희**, 이준석*
단국대학교*, 한국철도기술연구원**

# Dynamic Overmodulation Scheme of Dual Inverter with Isolated DC bus

Ye-Jin Kim*, Tae-Hyeong Kim*, DongHo Choi*, June-Hee Lee**, June-Seok Lee*
Dankook University*, Korea Railroad Research Institute**

ABSTRACT

본 논문은 양전원 듀얼 인버터에서의 동적 과변조 기법을 제안한다. 양전원 듀얼 인버터의 과변조 영역에서는 지령 전압만큼의 전압이 출력되지 않아 동특성이 떨어진다. 따라서, 본 논문에서는 듀얼 인버터에 최소거리 과변조 기법을 적용하여 과변조 영역에서의 동특성을 향상시키며, 듀얼 인버터의 최대 전압까지 출력함으로써 전압 이용률을 최대화한다. 또한 제안하는 동적 과변조 기법에서는 양전원 듀얼 인버터를 구성하는 한 쪽 인버터를 6-step 제어함으로써 스위칭 손실을 저감한다. 본 논문의 타당성은 시뮬레이션을 통해 검증한다.

## 1. 서 론

개방 권선형 영구자석 전동기(Open Ended Winding PMSM, OEW-PMSM) 구동을 위한 양전원 듀얼 인버터는 그림 1과 같은 회로로 구성된다. 해당 토폴로지는 2개의 인버터가 결합되어 싱글 인버터보다 높은 전압을 출력할 수 있지만, 스위칭 손실 및 부피가 증가한다.

듀얼 인버터의 동특성을 향상시키며 최대 전압을 출력하기 위해서는 과변조 기법이 적용되어야 한다. 이를 적용하면 전압 합성 범위를 벗어난 기존 지령 전압 벡터를 새로운 지령 전압 벡터로 재정의해야 하며 각 인버터 출력 전압 벡터는 지령 전압 벡터에 따라 유연하게 결정할 수 있다.

본 논문에서는 과변조 영역에서 최소거리 과변조 기법을 이용하여 듀얼 인버터의 재정의된 지령 전압 벡터를 출력하고, 6-step 제어를 위한 1차측 인버터의 전압 벡터와 보상을 위한 2차측 인버터의 전압 벡터를 결정한다. 이를 통해 과변조 영역에서 듀얼 인버터 제어의 동특성을 확보하고 스위칭 손실을 저감한다.

## 2. 본 론

### 2.1 양전원 듀얼 인버터의 최소거리 과변조 기법

양전원 듀얼 인버터의 전압 벡터도는 그림 2와 같이 나타낼 수 있다. 듀얼 인버터의 지령 전압 벡터 $V^*$가 선형변조 영역을 벗어나는 경우 과변조 기법이 적용되어야

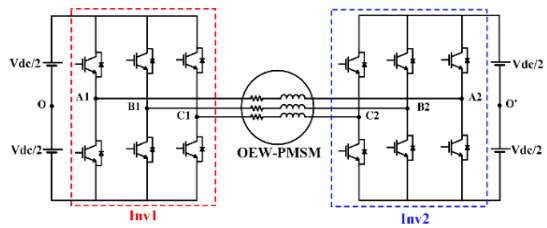


그림1 양전원 듀얼 인버터 토폴로지
Fig.1 Topology of dual inverter with isolated DC-bus

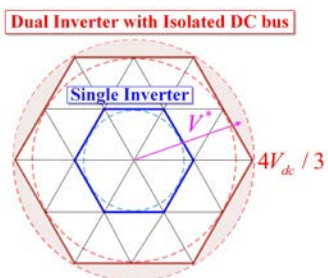


그림2 양전원 듀얼 인버터의 전압 벡터도
Fig.2 Voltage vector diagram of dual inverter with isolated DC-bus

하며 본 논문에서는 최소거리 과변조 기법을 이용한다.

그림 3은 그림 2를 12개의 섹터로 구분할 때, 섹터 1의 수정 전, 후 지령 전압 벡터를 나타낸다. 모든 섹터에 대해 수정된 지령 전압 벡터 $V_{mag,OM}$의 크기 $|V_{mag,OM}|$과 위상 $\theta_{OM,New}$를 일반화하면 식 (1), (2)와 같다.

$$\theta_{OM,New} = \begin{cases} \theta_{OM,2N-1} = \theta_{OM} - \frac{\pi}{3}\cdot\left(\frac{2N-1}{2} - 0.5\right) \\ \theta_{OM,2N} = \theta_{OM} - \frac{\pi}{3}\cdot\left(\frac{2N}{2} - 1\right) \end{cases} \quad (N = 1,\ 2,\ 3,\ 4,\ 5,\ 6) \tag{1}$$

$$\left|V_{mag,OM}\right| = \frac{2V_{dc}/\sqrt{3}}{\cos\left(\frac{\pi}{6} - \theta_{OM,New}\right)} \tag{2}$$

여기서 $N$은 섹터, $V_{dc}$는 직류단 전압을 의미한다. 또한 $\theta_{OM}$은 [1]과 동일한 방식으로 각 섹터에서 도출된다. 과변조 기법 적용 구간은 전압 합성 범위를 벗어난 구간으로 $V^*$의 위상각 $\theta_v$로 판단할 수 있다. $V^*$와 전압 벡터도의 육각형 빗변이 만날 때 이루는 각은 식 (3)과 같으며 섹터 1, 2에서의 과변조 적용 구간은 식 (4)와 같다.

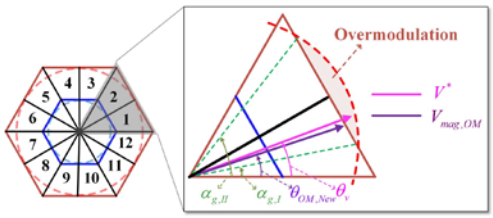


그림3 과변조 기법의 구현

Fig.3 Implementation of overmodulation scheme

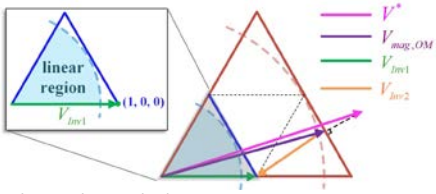


그림4 제안하는 방법의 지령 전압 벡터도

Fig.4 Reference voltage vector diagram of proposed method

$$\alpha_{g,I} = \frac{\pi}{6} - \cos^{-1}\left(\frac{2V_{dc}}{\sqrt{3}} \times \frac{1}{|V^*|}\right),\ \alpha_{g,II} = \frac{\pi}{6} + \cos^{-1}\left(\frac{2V_{dc}}{\sqrt{3}} \times \frac{1}{|V^*|}\right) \quad (3)$$

$$\alpha_{g,I} \le \theta_v < \alpha_{g,II} \quad (4)$$

여기서 $\alpha_{g,I}$은 섹터 1에서의 기준각, $\alpha_{g,II}$는 섹터 2에서의 기준각을 의미한다.

### 2.2 스위칭 손실 저감을 위한 전압 벡터 결정

최소거리 과변조 기법이 적용됨에 따라 변경된 $V_{mag,OM}$을 생성하기 위해서는 1차측과 2차측 인버터의 전압 벡터를 결정해야 하며 식 (5)와 같다[2].

$$V_{mag,OM} = V_{Inv1} - V_{Inv2} \quad (5)$$

여기서 $V_{Inv1}$은 1차측 인버터의 지령 전압 벡터, $V_{Inv2}$는 2차측 인버터의 지령 전압 벡터를 의미한다.

이 때 1차측 인버터는 6-step 제어를 위한 $V_{Inv1}$을 생성하고 2차측 인버터는 식 (5)를 만족하는 조건 내에서 $V_{mag,OM}$를 출력하기 위한 보상 성분의 $V_{Inv2}$를 생성함으로써 스위칭 손실을 저감할 수 있다.

그림 4는 제안하는 방법이 적용된 각 인버터의 전압 벡터를 나타낸다. $V^*$가 벡터도의 육각형 외부 영역에 위치하게 되면 최소거리 과변조 기법에 의해 $V_{mag,OM}$으로 변경된다. 또한 $V_{Inv1}$은 6-step 제어를 위해 1개의 유효 전압 벡터로 구성되며 $V_{Inv2}$는 $V_{mag,OM}$과 $V_{Inv1}$의 차이를 보상하기 위한 벡터로 구성된다.

## 3. 시뮬레이션 결과

제안하는 양전원 듀얼 인버터의 과변조 기법 구현은 PSIM 프로그램을 통해 검증하였으며 시뮬레이션에 사용되는 OEW-PMSM의 파라미터와 조건은 표 1과 같다. 그림 5(a)는 최소거리 과변조 기법을 적용했을 때의 $V_{mag,OM}$ 전압 벡터도를 나타내며 과변조 기법 적용 시 전압 벡터가 육각형 내부로 제한되는 것을 알 수 있다. 또한 그림 5(b)를 통해 $V_{Inv1}$이 클램핑 될 때 과변조 영역에서 $V_{Inv2}$는 $V_{mag,OM}$과 $V_{Inv1}$의 전압 벡터의 차이만큼 출력됨을 확인할 수 있다.

표1 시뮬레이션에 사용되는 OEW-PMSM 파라미터 및 조건

Table1 Parameters and conditions of OEW-PMSM for simulation

| | | | |
|---|---|---|---|
| Stator Resistance (Rs) | 0.152[Ω] | Switching Frequency ($f_{sw}$) | 10[kHz] |
| D-axis Inductance ($L_d$) | 3.871[mH] | Control Frequency ($f_{con}$) | 10[kHz] |
| Q-axis Inductance ($L_q$) | 9.785[mH] | No. of poles (pole) | 6 |

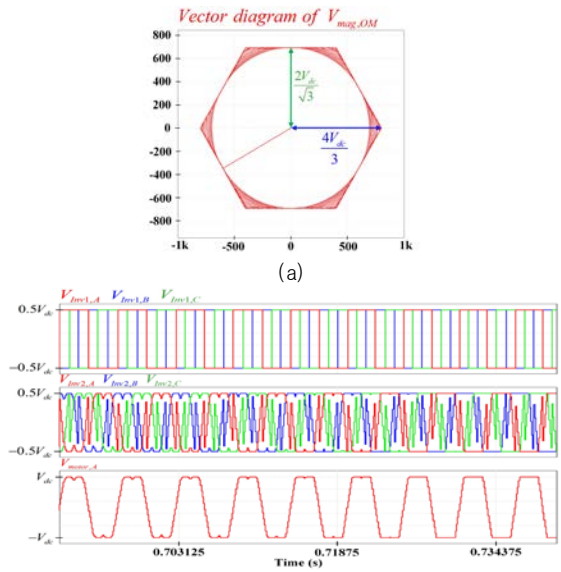


그림5 시뮬레이션 결과. (a) 수정된 지령 전압의 벡터도. (b) 과변조 영역에서의 1, 2차측 인버터의 지령 전압.

Fig.5 Simulation results. (a) Vector diagram of modified reference voltage. (b) Reference voltage of primary and secondary inverter in overmodulation region.

## 4. 결 론

본 논문은 스위칭 손실을 저감하며 양전원 듀얼 인버터의 최소거리 과변조 기법을 구현하는 방법을 제안하였다. 제안하는 기법을 통해 듀얼 인버터 제어 성능을 향상시키고 1차측 인버터의 6-step 제어를 통해 스위칭 손실을 저감할 수 있다. 이 방법의 타당성은 시뮬레이션을 통해 검증하였다.

이 논문은 국토교통부/국토교통과학기술진흥지원 연구비 지원(RS-2022-00144203)에 의하여 수행되었음

## 참 고 문 헌

[1] Ahmet M. Hava, Seung-Ki Sul, Russel J. Kerkman and Thomas A. Lipo, “Dynamic Overmodulation Characteristics of Triangle Intersection PWM Methods”, *IEEE Trans, Ind. Appl.*, Vol. 35, No. 4, pp. 898-899, 1999, Jul./Aug.

[2] Tae-Hyeong Kim, June-Hee Lee, Bum-Ryeol Yoon and June-Seok Lee, “Clamping Modulation Technique for Balancing Power Losses of Dual Inverter With Isolated DC bus”, *IEEE Access*, pp. 41870-41871, 2023, Apr.