

T-type 3-레벨 PWM 컨버터의 중성점 전류 분석

이귀준†

Analysis of Neutral Point Current in T-Type Three-Level PWM Converter

Kui-Jun Lee†

Abstract

As a T-type three-level PWM converter has several intrinsic advantages, it has been widely studied for many applications. However, it requires an additional voltage control loop for balancing each DC link voltage. Generally, satisfying this requirement involves the use of an offset voltage to provide a neutral point current without affecting other variables, such as the total DC link voltage and three-phase input current. In this study, the theoretical relationship between the offset voltage and the neutral point current is analyzed. The results can be beneficial for effective voltage balancing controller design. The effectiveness of the analytical modeling is verified by simulation and experimental results.

Key words: Converter, T-type, Three-level, Neutral point current, Modeling

1. 서 론

T-type 3-레벨 PWM 컨버터는 기존 2-레벨 PWM 컨버터 대비 멀티-레벨 출력과형을 생성함으로써 고조파 저감에 유리하며, 유사한 NPC 3-레벨 PWM 컨버터 대비 도통 소실을 저감할 수 있어서 전력변환 효율 측면에서도 장점을 갖는다. 따라서 다양한 응용분야에 T-type 3-레벨 PWM 컨버터를 적용하기 위한 많은 연구들이 진행되고 있다^{[1]-[5]}.

하지만 T-type 3-레벨 PWM 컨버터는 안정적인 동작을 위해 중성점 전압 제어가 필수적이며, 응용분야에 따라 상/하단 DC-링크 전압간의 평형 혹은 불평형 제어를 수행한다^{[2],[5]}. 이를 위해 평형 부하 상태에서 평균적으로 영전류인 중성점 전류를 가변시키기 위한 오프셋 전압을 인가하여 중성점 전류를 발생시키며, 이러한 오프셋 전압은 전체 DC-링크 전압과 3상 입력 전류에는 영향을 미치지 않기 때문에, 효과적으로 각각의 상/하단 DC-링크 전압제어를 수행할 수 있다. 하지만 기존의 연구에서는 오프셋 전압과 중성점 전류와의 해석적인 관계

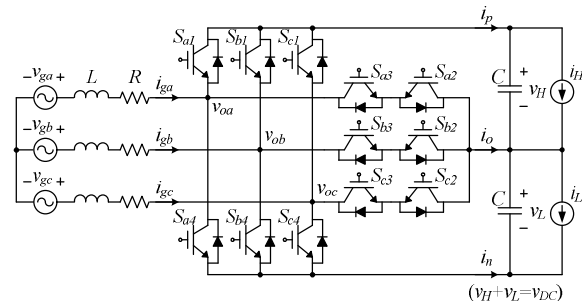


Fig. 1. T-type three-level PWM converter system.

에 대한 정확한 이론적 분석이 진행되지 않았다.

따라서 본 논문에서는 T-type 3-레벨 PWM 컨버터에서 중성점 전류에 대한 해석적인 모델링을 제안하였으며, 이를 통해 주어진 컨버터 시스템의 동작 조건에서 발생하는 중성점 전류 및 상/하단 DC-링크 전압과의 관계를 확인할 수 있다. 이를 위해 공간벡터 PWM 기반의 컨버터 시스템을 분석하였으며, 타당성을 증명하기 위하여 시뮬레이션과 실험을 수행하였다.

2. T-type 3-레벨 PWM 컨버터

2.1 회로 구성

그림 1은 T-type 3-레벨 PWM 컨버터를 L 필터를 이용하여 계통 연계형 전력변환시스템에 적용한 시스템 블록도를 보여준다. 그림 1과 같이 출력 직류 전압의 상

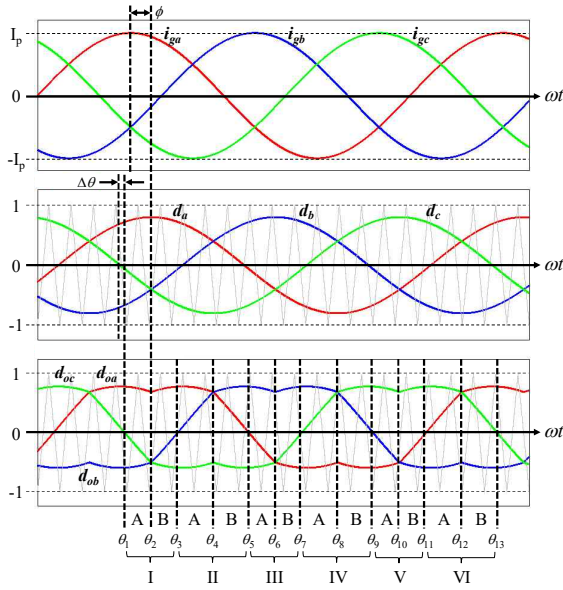


Fig. 2. Theoretical operational waveforms.

/하단에 독립적인 부하가 연결되었을 경우, 각각의 부하 불평형으로 인한 중성점 전압의 변동은 필연적이며, 이를 효과적으로 제어하기 위한 방법이 요구된다.

2.2 중성점 전류 모델링

T-type 3-레벨 PWM 컨버터의 중성점 전류(i_o)를 분석하기 위해, 해석의 편의상 상/하단 DC-링크 전압은 동일하며($V_H = V_L = 0.5 V_{DC}$) 3상 계통전압 및 전류는 평형상태에 있다고 가정하였다. 한편 중성점 전류가 발생하는 상황을 고려하기 위하여 각각의 DC-링크 전압에는 불평형 부하가 인가되어 있다고 가정하였다. 그림 2는 정상상태에서의 주요 파형을 보여주며, 이에 대한 식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} i_{ga} &= I_p \cos \omega t \\ i_{gb} &= I_p \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ i_{gc} &= I_p \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} d_a &= m \cos(\omega t - \phi) \\ d_b &= m \cos(\omega t - 2\pi/3 - \phi) \\ d_c &= m \cos(\omega t + 2\pi/3 - \phi) \end{aligned} \quad (2)$$

여기서 i_{ga} , i_{gb} , i_{gc} 는 3상 계통전류이며, I_p 는 최대값이다. 또한 d_a , d_b , d_c 는 3상 듀티이며, m 은 변조지수이고, ϕ 는 계통전류와 듀티의 위상차이다.

또한 컨버터의 출력전압과 듀티와의 관계식은 다음과 같다.

$$v_{ox} = \frac{V_{DC}}{2} d_{ox}, \quad (x = a, b, c) \quad (3)$$

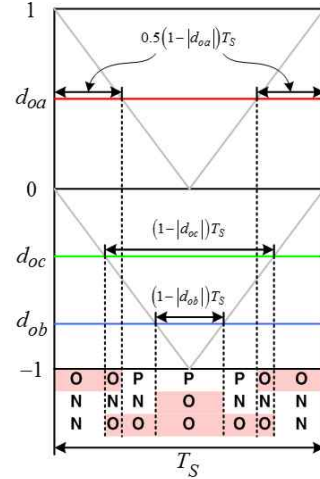


Fig. 3. The exemplary O state duration time in sector I-A of Fig. 2.

3상 듀티는 공간벡터 PWM 기법^[6]과 중성점 전류 제어를 위한 옵셋 전압 추가를 통해 그림 2의 하단 파형과 같은 최종 듀티(d_{oa} , d_{ob} , d_{oc})로 변환되며, 다음과 같다.

$$\begin{aligned} d_{oa} &= d_{in} + d_{os} \\ &= m \cos(\omega t - \phi) - \frac{0.5}{V_{DC}} (V_{\max} + V_{\min}) + d_{os} \\ d_{ob} &= d_{bn} + d_{os} \\ &= m \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \phi) - \frac{0.5}{V_{DC}} (V_{\max} + V_{\min}) + d_{os} \\ d_{oc} &= d_{cn} + d_{os} \\ &= m \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \phi) - \frac{0.5}{V_{DC}} (V_{\max} + V_{\min}) + d_{os} \end{aligned} \quad (4)$$

여기서 d_{an} , d_{bn} , d_{cn} 은 공간벡터 PWM 기법을 적용한 새로운 듀티이며, d_{os} 는 옵셋 전압에 해당하는 옵셋 듀티이다.

계통전압 한 주기에서 최종 듀티의 영전압 교차점을 기준으로 먼저 6개의 영역(I~VI)으로 구분되며, 각각의 영역은 다시 해당되는 2개의 최종 듀티 상호 교차점을 기준으로 서브영역 A와 B로 구분된다. 따라서 총 12개의 영역이 존재하며, 각각의 영역은 인가된 옵셋 전압으로 인해 비대칭이 된다. 그림 2의 위상차 $\Delta\theta$ 는 옵셋 전압으로 인해 존재하며, 다음과 같이 표현된다.

$$\Delta\theta = \frac{\pi}{2} - \cos^{-1}\left(\frac{2}{3} \frac{d_{os}}{m}\right) \quad (5)$$

중성점 전류에 대한 모델링은 각 영역에서의 스위칭 상태를 고려하여 얻을 수 있으며, T-type 3-레벨 PWM 컨버터는 다음과 같은 3개의 스위칭 상태를 갖는다.

$$\begin{aligned} P \text{ state} &: S_{x1} \text{ and } S_{x2} \Rightarrow ON \\ O \text{ state} &: S_{x2} \text{ and } S_{x3} \Rightarrow ON, \quad (x = a, b, c) \\ N \text{ state} &: S_{x3} \text{ and } S_{x4} \Rightarrow ON \end{aligned} \quad (6)$$

TABLE I
NEUTRAL POINT CURRENT EXPRESSIONS

| Sector | | Neutral point current |
|--------|---|---|
| I | A | $i_o = -\alpha_1 + m \cdot I_p (\beta_2 + (3/4) \cdot \cos \phi - (\sqrt{3}/4) \cdot \sin \phi)$ |
| | B | $i_o = -\alpha_1 + m \cdot I_p (-\beta_3 + (3/4) \cdot \cos \phi + (\sqrt{3}/4) \cdot \sin \phi)$ |
| II | A | $i_o = \alpha_3 + m \cdot I_p (\beta_1 - (3/4) \cdot \cos \phi + (\sqrt{3}/4) \cdot \sin \phi)$ |
| | B | $i_o = \alpha_3 + m \cdot I_p (\beta_2 - (3/4) \cdot \cos \phi - (\sqrt{3}/4) \cdot \sin \phi)$ |
| III | A | $i_o = -\alpha_2 + m \cdot I_p (\beta_3 + (3/4) \cdot \cos \phi - (\sqrt{3}/4) \cdot \sin \phi)$ |
| | B | $i_o = -\alpha_2 + m \cdot I_p (\beta_1 + (3/4) \cdot \cos \phi + (\sqrt{3}/4) \cdot \sin \phi)$ |
| IV | A | $i_o = \alpha_1 + m \cdot I_p (-\beta_2 - (3/4) \cdot \cos \phi + (\sqrt{3}/4) \cdot \sin \phi)$ |
| | B | $i_o = \alpha_1 + m \cdot I_p (\beta_3 - (3/4) \cdot \cos \phi - (\sqrt{3}/4) \cdot \sin \phi)$ |
| V | A | $i_o = -\alpha_3 + m \cdot I_p (-\beta_1 + (3/4) \cdot \cos \phi - (\sqrt{3}/4) \cdot \sin \phi)$ |
| | B | $i_o = -\alpha_3 + m \cdot I_p (-\beta_2 + (3/4) \cdot \cos \phi + (\sqrt{3}/4) \cdot \sin \phi)$ |
| VI | A | $i_o = \alpha_2 + m \cdot I_p (-\beta_3 - (3/4) \cdot \cos \phi + (\sqrt{3}/4) \cdot \sin \phi)$ |
| | B | $i_o = \alpha_2 + m \cdot I_p (-\beta_1 - (3/4) \cdot \cos \phi - (\sqrt{3}/4) \cdot \sin \phi)$ |

TABLE II
THETA VALUES

| Theta | | |
|---|-----------------------------------|--|
| $\theta_1 = -\pi/6 + \Delta\theta + \phi$ | $\theta_2 = \phi$ | $\theta_3 = \pi/6 - \Delta\theta + \phi$ |
| $\theta_4 = \pi/3 + \phi$ | $\theta_5 = \theta_1 + 2\pi/3$ | $\theta_6 = \theta_2 + 2\pi/3$ |
| $\theta_7 = \theta_3 + 2\pi/3$ | $\theta_8 = \theta_4 + 2\pi/3$ | $\theta_9 = \theta_1 + 4\pi/3$ |
| $\theta_{10} = \theta_2 + 4\pi/3$ | $\theta_{11} = \theta_3 + 4\pi/3$ | $\theta_{12} = \theta_4 + 4\pi/3$ |
| $\theta_{13} = \theta_1 + 2\pi$ | | |

하지만, 중성점 전류는 O 상태에서만 발생하기 때문에, 각상의 계통전류와 O 상태의 지속시간을 고려하여 계산할 수 있다. 그림 3은 일레로 영역 I-A에서의 O 상태 지속시간을 나타낸다. 영역 I-A 에서 중성점 전류는 식 (7)로 주어지고, 동일한 방법을 다른 영역에 모두 적용하면 표 1과 같이 정리되며, 표 1에 사용된 변수는 식 (8)과 같다.

$$i_o = (1 - |d_{oa}|)i_a + (1 - |d_{ob}|)i_b + (1 - |d_{oc}|)i_c \\ = -2d_{os}I_p \cos \omega t \\ + mI_p \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \sin \left(2\omega t - \phi - \frac{\pi}{3} \right) + \frac{3}{4} \cos \phi - \frac{\sqrt{3}}{4} \sin \phi \right) \quad (7)$$

$$\alpha_1 = 2d_{os}I_p \cos \omega t \\ \alpha_2 = 2d_{os}I_p \cos (\omega t - 2\pi/3) \\ \alpha_3 = 2d_{os}I_p \cos (\omega t + 2\pi/3) \\ \beta_1 = (\sqrt{3}/2) \sin (2\omega t - \phi) \\ \beta_2 = (\sqrt{3}/2) \sin (2\omega t - \pi/3 - \phi) \\ \beta_3 = (\sqrt{3}/2) \sin (2\omega t + \pi/3 - \phi) \quad (8)$$

TABLE III
SYSTEM PARAMETERS

| | |
|--------------------------------------|--------------|
| Output power (P_o) | 3.2 kW |
| Output voltage (v_{H} , v_L) | 200 V |
| Grid line-to-line voltage | 220 Vrms |
| Filter inductance (L) | 3 mH |
| Equivalent series resistance (R) | 0.1 Ω |
| Output capacitance (C) | 1680 μ F |
| Switching frequency (f_s) | 10 kHz |

계통전압 한 주기에 대한 중성점 전류의 평균값은 식 (9)로 주어지며, 계산에 필요한 각각의 위상값은 표 2에 나타내었다. 또한 평형 부하 조건을 가정하면 ($\Delta\theta=0$) 식 (9)는 식 (10)으로 근사화될 수 있다.

$$i_{o,avg} = \frac{1}{2\pi} \sum_{k=1}^{12} \left[\int_{\theta_k}^{\theta_{k+1}} i_o d(\omega t) \right] \\ = \frac{-6d_{os}I_p \cos \Delta\theta \cdot \cos \phi}{\pi} \quad (9)$$

$$+ \frac{mI_p}{2\pi} 9 \cos \phi \left(\frac{1}{2} \sin (2\Delta\theta) - \Delta\theta \right) \\ i_{o,avg} \simeq \frac{-6d_{os}I_p \cos \phi}{\pi} \quad (10)$$

3. 시뮬레이션 및 실험 결과

T-type 3-레벨 PWM 컨버터의 중성점 전류 모델을 검증하기 위해 시뮬레이션과 실험을 수행하였으며, 사용된 시스템 파라미터는 표 3과 같다. 또한, 본 논문에서는 불평형 부하 조건을 고려하기 위하여 출력 직류 전압의 상/하단에 독립적인 부하를 인가하였지만, 표 1에 정리된 중성점 전류에 대한 표현식은 전체 직류 전압에 단일 부하를 인가하였을 경우에도 성립한다.

그림 4는 불평형 부하 조건에서의 시뮬레이션 파형을 보여주며, 그림 4(a)는 평균화 모델 기반의 이론적 파형이며, 그림 4(b)는 스위칭 모델 기반의 시뮬레이션 파형이다. 상/하단 부하는 각각 100% 와 80% 이며, 이때 수치해석으로 계산된 ϕ 와 $\Delta\theta$ 는 각각 약 0.067 [rad], 0.058 [rad] 이다. 그림 4(a)의 중성점 전류(i_o)는 정확하게 표 2에 주어진 이론값과 일치하며, 평균값은 약 -1.6 [A] 이다. 하지만 그림 4(b)에서 실제 중성점 전류(i_o)는 스위칭으로 인한 펄스 파형이며, 매 샘플링 주기마다 계산된 평균값에 해당하는 파형($i_{o,TS}$)을 통해 그림 4(a)의 중성점 전류(i_o) 파형 패턴과 유사함을 알 수 있었고, 이때 평균값 또한 이론값과 동일한 약 -1.6 [A] 로 확인되었다.

그림 5는 불평형 부하 조건에서의 실험파형을 보여준다. 계통선간전압(v_{ab})과 계통전류(i_a) 가 30°의 위상차를 가지며 동기화되어 있음을 알 수 있고, a상 컨버터 출력

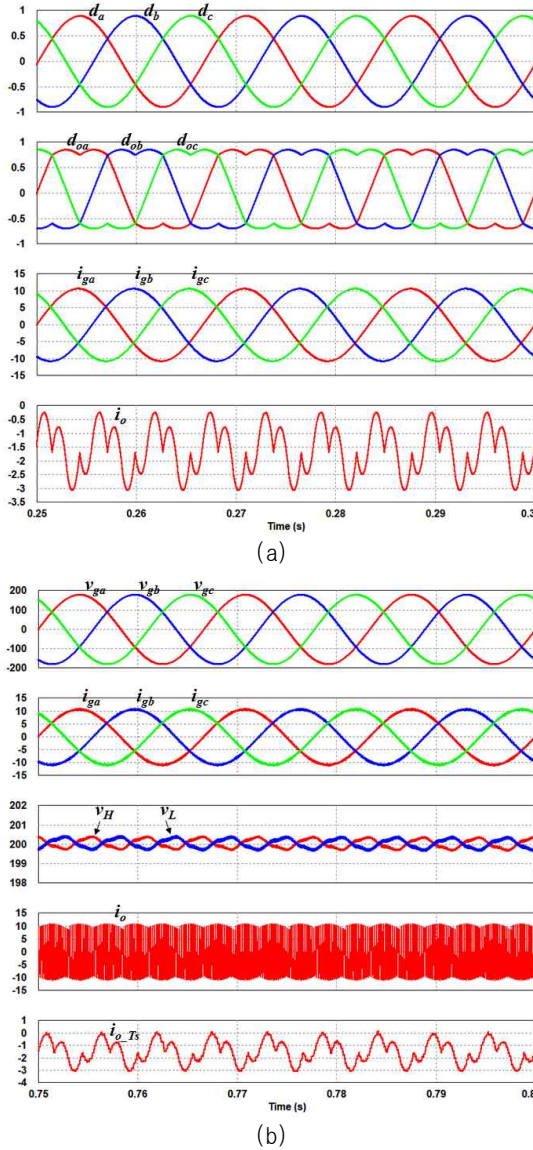


Fig. 4. Simulation waveforms in unbalanced load conditions. (a) Average model, (b) Switching model.

파형(v_{oa})을 통해 상/하단 DC-링크 전압이 불평형 부하 조건에서도 균등하게 제어되고 있음을 알 수 있다. 또한, 매 샘플링 주기마다 측정된 평균 중성점 전류(i_o) 파형을 통해 그림 4(b)의 시뮬레이션 파형(i_{o_Ts})과 유사함을 확인할 수 있다.

4. 결 론

본 논문에서는 공간벡터 PWM 기반의 T-type 3-레벨 PWM 컨버터의 중성점 전류에 대한 이론적 모델링을 제안하였다. 이론적 값과 실제 스위칭 모델 기반의 시뮬레이션 및 실험 결과가 거의 일치함을 확인하였고, 이를 통해 본 논문에서 제안한 중성점 전류 모델링에 대한 타당성을 검증하였다.

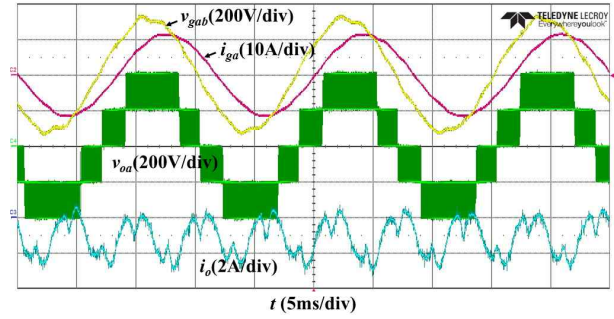


Fig. 5. Experimental waveforms in unbalanced load conditions.

이 성과는 2017년도 정부(과학기술정보통신부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No. 2017R1C1B5016982).

본 연구는 2019년 한국교통대학교 지원을 받아 수행하였음.

References

- [1] M. Schweizer and J. W. Kolar, "Design and implementation of a highly efficient three-level T-type converter for low-voltage applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 28, No. 2, pp. 899–907, Feb. 2013.
- [2] Y. Park, S. K. Sul, C. H. Lim, W. C. Kim, and S. H. Lee, "Asymmetric control of dc-link voltages for separate MPPTs in three-level inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 28, No. 6, pp. 2760–2769, Jun. 2013.
- [3] Z. Shao, X. Zhang, F. Wang, and R. Cao, "Modeling and elimination of zero-sequence circulating currents in parallel three-level T-type grid-connected inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 30, No. 2, pp. 1050–1063, Feb. 2015.
- [4] A. Anthon, Z. Zhang, M. A. E. Andersen, G. Holmes, B. McGrath, and C. A. Teixeira, "The benefits of SiC MOSFETS in a T-type inverter for grid-tie applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 32, No. 4, pp. 2808–2821, Apr. 2017.
- [5] X. Xing, A. Chen, Z. Zhang, J. Chen, and C. Zhang, "Model predictive control method to reduce common-mode voltage and balance the neutral-point voltage in three-level T-type inverter," in *Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, pp. 3453–3458, 2016.
- [6] V. Blasko, "A hybrid PWM strategy combining modified space vector and triangle comparison methods," in *Proc. 27th Annu. IEEE PESC*, Vol. 2, pp. 1872–1878, 1996.