

단상하프브릿지 구조를 갖는 계통연계형 인버터의 필터인덕터 설계

김효성*, 오성진**, 김경환**

* 공주대학교, ** 이화전기 기술연구소

Filter Design for Utility Interactive Inverters using Single-phase Half-bridge Topology

Hyosung Kim*, Seth Oh**, Paul Kim**

* Kongju National University, ** Ehwa Technologies Information

ABSTRACT

본 논문은 단상하프브릿지 구조를 갖는 계통연계형 전압형 PWM 인버터를 위한 필터설계를 목적으로 한다. 단상하프브릿지 전압형 PWM 인버터의 교류출력단 전압과 계통전압의 관계를 분석하여 필터인덕터에 흐르는 스위칭리플전류의 크기를 정성적 및 정량적으로 구하였다. 이러한 분석을 기초로 하여 계통주입전류의 기본과성분에 대한 스위칭리플전류의 비율을 평가함수로 하는 필터인덕터의 설계법을 제시하였다. 제안된 설계방법을 실험을 통하여 검증한다.

1. 서론

화석연료의 자원 고갈과 지구환경문제에 대한 대책의 일환으로, 신재생에너지의 등장과 더불어 분산발전계통이 널리 보급되고 있다 [1]. 분산발전계통은 작게는 1kW급의 가정용에서부터 크게는 수백 MW급의 발전단지용에 이르기까지 다양한 분포를 이루고 있다. 중소규모의 분산발전계통은 통상적으로 계통연계형 인버터를 사용하여 기존의 전원 그리드에 접속하며, 전류주입방식에 의하여 utility에 전력을 판매한다 [2].

주입전류의 품질은 계통망의 전력품질에 영향을 미치므로 utility로부터 규제의 대상이 된다 [3]. 한전의 경우, 분산발전계통의 주입전류는 10분 평균한 40차까지의 종합평균 왜형률(TDD: Total Demand Distortion)이 5%를 초과하지 않도록 차수별 제어를 하여야 하며, 짝수 고조파는 각 구간 고조파 허용치의 25%이하로 제한하도록 되어 있다.

$$TDD = \sqrt{\sum_{h=2}^{40} I^2(h) / I_{rate}} \quad (1)$$

그러나 계통연계형 인버터에 의해 전원그리드로 주입되는 전류에는 인버터의 PWM스위칭 패턴과 그리드전압간의 전기역학적인 관계에 의하여 스위칭 주파수를 기본 주파수로 하는 고주파대의 고조파도 발생한다. 인버터의 스위칭에 의하여 발생하는 고주파대역의 전류리플은 제어기에 의한 억제가 불가능 하며 적절한 PWM 패턴 및 수동 필터에 의하여만 감소시킬 수 있다. 인버터의 스위칭에 의하여 발생하는 리플 전류가 전력품질에 미치는 영향은 (2)와 같이 스위칭리플율로 정의할 수 있다.

$$RF_{sw} = \frac{I(h_{sw})}{I_{rate}} \times 100 [\%] \quad (2)$$

본 논문에서는 단상하프브릿지 구조를 갖는 계통연계형 전압형 PWM 인버터에서 필터인덕터의 크기와 스위칭리플율 간의 관계를 분석하고, 주어진 스위칭리플율을

만족하는 필터인덕터의 설계방법을 제안한다. 시뮬레이션 및 실험을 통하여 제안된 설계방법의 타당성을 검증한다.

2. 리플전류 해석

2.1 필터인덕터의 전압과 전류

단상하프브릿지 인버터를 사용한 계통연계용 인버터의 토폴로지는 그림1과 같다. 여기서 그리드전압 e_a 는 이상적인 정현파로 가정한다.

해석의 편의를 위하여 그림1에서 필터인덕터를 통해 계통에 주입되는 전류의 기본과성분이 영이라고 가정한다. 따라서 필터인덕터에 걸리는 전압의 기본과성분도 영이 되어야 하므로;

$$v_{L1} = v_{o1} - e_a = 0 \quad (3)$$

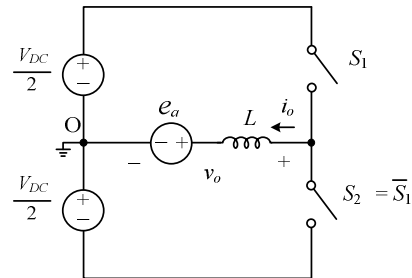


그림 1. 단상하프브릿지 인버터의 토폴로지.

Fig. 1 Topology of a single-phase half-bridge inverter.

단상하프브릿지 PWM 인버터의 출력전압 v_o 는 전형적인 바이폴라 PWM 파형으로서 그림2의 상단과 같이 $V_{dc}/2$, $-V_{dc}/2$ 의 값을 갖는다. 인버터의 스위칭주파수 f_{sw} 가 전원주파수 f_0 보다 충분히 크다면, 스위칭주기 내에서 인버터 출력전압의 시간평균값 V_{AV} 는 일정하다고 볼 수 있다. 또한 (3)에서 목표한 대로 적절한 제어가 이루어진다면 인버터 출력전압의 시간평균값 v_{AV} 는 출력전압 v_o 의 기본과성분 v_{o1} 으로서 그리드전압 e_a 와 같게 될 것이다.

따라서 임의의 스위칭 주기에서 계통연계형 단상하프브릿지인버터의 필터인덕터에 흐르는 전류파형은 그림2의 하단과 같은 형태를 갖게 된다. 이때 필터인덕터를 통하여 흐르는 전류의 PWM스위칭에 따른 리플성분의 최대값 Δi_{pp} 는 다음과 같이 정리된다.

$$\Delta i_{pp} = 2\Delta i_{max} \frac{(V_{dc}/2 - v_{AV})}{L} d_1 T_s \quad (4)$$

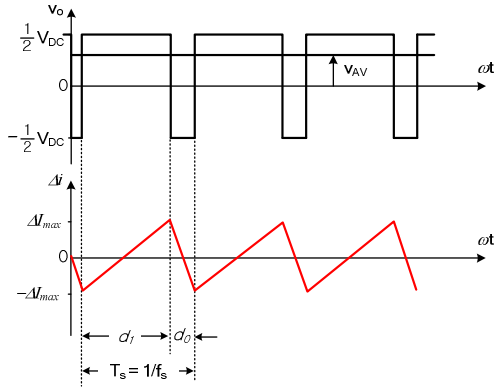


그림 2. 단상하프브릿지 인버터의 출력전압 및 전류 파형.
Fig. 2 Output voltage and current waveform of typical single-phase half-bridge inverters.

한편, (3)의 조건을 단상 하프브릿지 인버터의 토폴로지에 적용하면,

$$v_{AV}(\omega t) = V_{dc} \left(d_1(\omega t) - \frac{1}{2} \right) = m_a \frac{V_{dc}}{2} \sin(\omega t) = e_a \quad (5)$$

이 되므로,

$$d_1(\omega t) = \frac{1}{2} (m_a \sin(\omega t) + 1) \quad (6)$$

이어야 한다. 따라서 (5) 및 (6)으로부터, 식(4)는 다음과 같이 정리된다.

$$\Delta i_{pp}(t) = \frac{V_{dc} T_s}{4L} \{1 - m_a^2 \sin^2(\omega t)\} \quad (7)$$

단 $0 < \omega t < 2\pi$

예를 들어, $m_a=1.0$ 일 때 $0 < \omega t < \pi$ 의 구간에서 단상 하프브릿지 인버터의 PWM 스위칭에 따르는 필터인덕터 전류의 리플성분은 그림4와 같이 $\pm \Delta i_{pp}/2$ 로 구획되는 범위 내에서 삼각파의 형태를 이룬다.

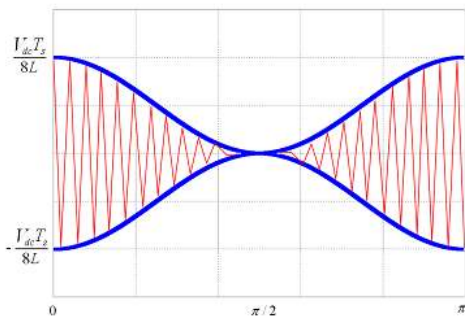


그림 3. $m_a=1.0$ 일 때 전원주파수의 1/2주기내에서 필터인덕터 리플전류 Δi 의 전형적인 파형.
Fig. 3 Typical waveform of filter inductor ripple current Δi during 1/2 grid voltage period when $m_a=1.0$.

2.2 리플전류의 실효값

실효값은 전류의 극성과 상관없이 크기에만 관련하므로 그림3의 스위칭리플전류의 실효값은 등가적으로 그림4의 리플전류에 대한 실효값과 같다.

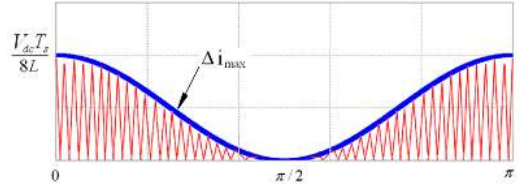


그림 4. 전원주파수의 1/2주기내에서 필터인덕터 리플전류 Δi 의 등가 실효전류파형.

Fig. 4 Equivalent rms waveform of filter inductor ripple current Δi during 1/2 grid voltage period.

리플전류가 1/4전원주기에 대하여 대칭성을 가지므로 실효값은 T/4의 전원주기에서 구하면 될 것이다. 만일 $f_{sw}=n f_0$ 라고 한다면 1/4전원주기인 T/4의 구간동안에 n/2개의 삼각파 형태의 스위칭리플전류가 존재하게 되며 그 k번째 구간에서 삼각파전류의 크기는 그림5와 같이 분포한다고 볼 수 있다.

따라서 k번째 구간에서 스위칭리플전류의 크기는 (7)로부터 정리하면 (8)로 표현된다.

$$\begin{aligned} \Delta i_{\max}(\theta_k) &= \frac{V_{dc} T_s}{8L} [1 - m_a^2 \sin^2(\omega t_k)] \\ &= \frac{V_{dc} T_s}{8L} [1 - m_a^2 \sin^2(\theta_k)] \end{aligned} \quad (8)$$

단 $\theta_k = \frac{(2k-1)\pi}{2n}$, $k=1, 2, \dots, n/2$.

한편, k번째 구간에서 삼각파 전류의 실효값은 $I_r(\theta_k) = \Delta i_{\max}(\theta_k) / \sqrt{3}$ 이므로 등가실효전류는 그림5의 계단파형과 같게 된다.

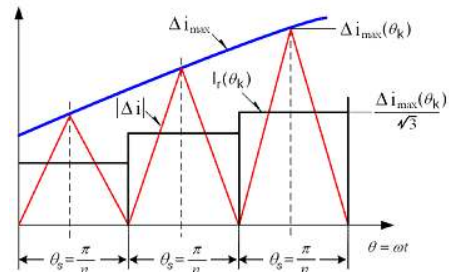


그림 5. 1/4전원주기내에서 등가 필터인덕터 리플전류 Δi 의 분포.
Fig. 5 Distribution of equivalent filter inductor ripple current Δi during 1/4 grid voltage period.

따라서 전원주기에서 스위칭리플전류성분의 실효값 I_r 은;

$$I_r = \sqrt{\frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{n/2} \theta_s I_r(k)^2} = \sqrt{\frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{n/2} \theta_s \frac{\Delta i_{\max}^2(\theta_k)}{3}} \quad (9)$$

여기서 n이 아주 크다고 가정하면 θ_s 가 매우 작아지며 (9)는 (10)과 같이 적분식으로 표현 된다.

$$I_r = \sqrt{\frac{2}{3\pi} \int_0^{\pi/2} \Delta i^2 \max(\theta) d\theta} \quad (10)$$

따라서,

$$I_r = \frac{V_{dc} T_s}{8L} \sqrt{\frac{2}{3\pi} \int_0^{\pi/2} (1 - m_a^2 \sin^2 \theta) d\theta} \quad (11)$$

그러므로, 계통연계형 단상하프브릿지 PWM 인버터의 필터인덕터에 흐르는 스위칭리플전류의 실효값은 (12)와 같이 계산된다.

$$I_r = \frac{VT_{dc}T_s}{8L} \sqrt{\frac{2}{3\pi} \frac{\pi}{2} \left(1 - m_a^2 + \frac{3}{8} m_a^4\right)} \quad (12)$$

$$= \frac{VT_{dc}T_s}{8L} \sqrt{\frac{1}{3} \left(1 - m_a^2 + \frac{3}{8} m_a^4\right)}$$

2.2 스위칭 리플에 따른 필터설계

계통연계형 단상하프브릿지 인버터의 필터인덕터에 흐르는 정격 기본파 성분 전류의 실효값은;

$$I_1 = \frac{m_a V_{dc}}{2\sqrt{2}Z_{base}} = \frac{m_a TV_{dc}}{4\sqrt{2}\pi L_b} \quad (13)$$

이므로 계통연계형 단상하프브릿지 PWM 인버터의 스위칭리플을 (RF_{sw})는 (14)와 같이 정리된다.

$$RF_{sw} = \frac{I_r}{I_1} \sqrt{\frac{\pi^2 (1 - m_a^2 + 3m_a^4/8)}{6m_a^2}} \frac{T_s L_b}{T L} \quad (14)$$

예를 들어 계통연계형 단상하프브릿지 PWM 인버터의 스위칭리플을 (RF_{sw})을 10% 이하로 설계하고자 한다면 필터인덕터는 (15)와 같이 설계하면 된다.

$$\frac{L}{L_b} \geq 10 \sqrt{\frac{\pi^2 (1 - m_a^2 + 3m_a^4/8)}{6m_a^2}} \frac{T_s}{T} [pu] \quad (15)$$

3. 실험결과

계통연계형 단상 하프브릿지 인버터의 필터인덕터에 따른 스위칭전류리플의 관계를 검증하기 위하여 실험을 실시하였다. 실험은 단상 220Vac/10kVA 정격을 갖는 계통연계형 인버터에 대하여 수행하였다.

220Vac/10kVA 단상인버터의 경우, 퍼유닛시스템의 기초값은 다음과 같다.

$$I_b = \frac{P}{V} = 45.45[A] \quad (16)$$

$$Z_b = \frac{V^2}{P} = 4.84[\Omega] \quad (17)$$

$$L_b = \frac{Z_b}{2\pi f} = 12.84[mH] \quad (18)$$

실험조건은 전원주파수=60Hz, 인버터의 스위칭 주파수 f_{sw} =6kHz, 모듈레이션 인덱스 m_a =0.8로 하였다. 실험에서 사용한 필터인덕터는 0.505[mH]로서 0.0393[pu]에 해당된다. 이와 같은 필터인덕터를 설치하였을 때 인버터 출력전류의 스위칭리플율은 (14)에 의하여 약 29%정도로 예측된다.

그림6은 m_a =0.8일 때 계통연계형 단상하프브릿지 PWM인버터의 실험파형이다. 측정된 인버터출력전류를 FFT분석하여 스위칭리플율을 구하면 약 28.4%로 나온다.

실험에서 측정된 리플율이 예측값보다 적게 나오는 것은 실험에서 사용한 부하저항값이 4.8[Ω]으로서 계산에 의한 정격부하저항보다 약 99%로 작다. 따라서 리플율도 그만큼의 비율로 떨어진 것으로 사료된다. 이는 필터설계의 정확도가 98% 이상임을 의미한다. 그림7은 그림6의 확대파형이다.

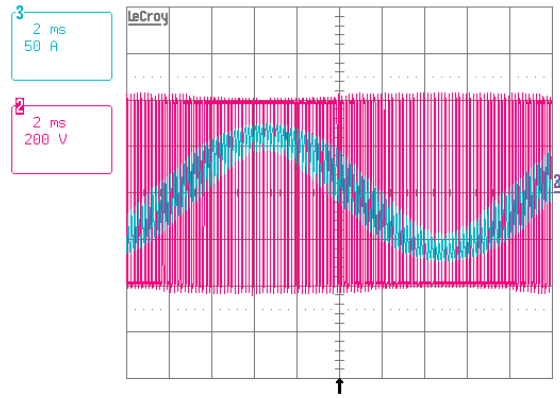


그림 6. m_a =0.8일 때 단상하프브릿지 PWM인버터의 실험파형.
Fig. 6 Experimental waveform of utility-interactive single-phase half-bridge inverters when m_a =0.8.

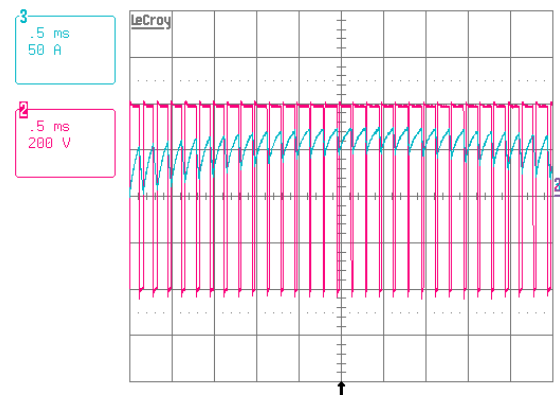


그림 7. 그림6의 확대파형.
Fig. 7 Zoomed-in waveform of Fig. 6.

4. 결론

본 논문에서는 단상하프브릿지 구조를 갖는 계통연계형 인버터의 필터인덕터를 설계하는 방법을 제시하였고 시뮬레이션 및 실험을 통하여 검증하였다. 단상 하프브릿지 인버터의 전형적인 PWM파형인 바이폴라 PWM의 조건에서 필터인덕터를 통하여 계통에 주입되는 전류의 기본파 성분과 스위칭리플 성분의 실효값을 정성적 및 정량적으로 분석하였다. 스위칭리플 전류의 분석에 기초하여 스위칭리플율의 제한에 따른 필터인덕터 설계법을 제안하였다. 제안된 필터설계 방법은 98%이상의 정확성이 있음이 실험을 통하여 검증 되었다.

참고 문헌

- [1] F.Blaabjerg, Z.Chen, "Power Electronics as an Enabling Technology for Renewable Energy Integration," *Journal of Power Electronics, The Korean Institute of Power Electronics*, vol.3, no.2, pp. 81-89, April 2003.
- [2] Zhilei Yao, Zan Wang, Lan Xiao, Yangguang Yan, "A novel control strategy for grid-interactive inverter in grid-connected and stand-alone modes", *Applied Power Electronics Conference and Exposition., APEC '06*, March. 2006, pp. 5.
- [3] IEEE Standard P1547 Std: Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems.