

LLC 공진 컨버터의 120Hz 출력전압 리플 저감을 위한 전향보상 방법

윤종태¹, 이귀준[†]

A Feedforward Compensation Method for 120Hz Output Voltage Ripple Reduction of LLC Resonant Converter

Jong-Tae Yoon¹ and Kui-Jun Lee[†]

Abstract

This study proposes a feedforward compensation control method to reduce 120 Hz output voltage ripple in a single-phase AC/DC rectifier system composed of PFC and LLC resonant converters. The proposed method compensates for the voltage ripple of the DC-link by using the AC input and DC output power difference, and then reduces the final output voltage ripple component of 120 Hz through feedforward compensation based on the linearized frequency gain curve of the LLC resonant converter. Through simulation and experimental results, the validity of the ripple reduction performance was verified by comparing the conventional PI controller and the proposed feedforward compensation method.

Key words: LLC resonant converter, 120Hz output voltage ripple, DC/DC converter, Feedforward

1. 서 론

LLC 공진 컨버터는 1차측 ZVS(Zero Voltage Switching), 2차측 ZCS(Zero Current Switching)가 가능한 이점이 있어 고효율, 고밀도 전력변환시스템에 적합한 토폴로지이다^{[1],[2]}. 따라서, LLC 공진 컨버터를 이용한 단상 AC/DC 정류회로 시스템에 적용 가능하며, 이때 PFC(Power Factor Correction)의 출력전압에 해당하는 DC-link 전압을 LLC 공진 컨버터의 입력전압원으로 이용한다. 이러한 PFC+LLC two-stage 회로 구성도를 그림 1에 나타내었다. 하지만, PFC의 교류 입력전력과 LLC 공진 컨버터의 직류 출력전력의 순시적 차이로 인해 DC-link에서 120Hz 전압 리플이 발생하게 되며^[3], 이로 인해 LLC 공진 컨버터의 출력전압 역시 120Hz 리플이 발생하게 된다. 출력전압 120Hz 리플에 크게 영향을 받지 않는 기기는 문제가 되지 않지만, LED 조명 같

이 리플전압이나 리플전류에 민감한 기기의 경우 기기의 수명감소 및 손상의 우려가 있다.

따라서, DC-link 120Hz 전압 리플 저감을 위한 다양한 방법들이 연구되었다^{[4]-[7]}. 전압 리플을 감소시키는 가장 간단한 방법으로는 DC-link 커패시터의 용량을 늘리는 것이다. 이 방법은 매우 간단하지만 비용과 시스템 부피가 증가하는 단점을 가지고 있다. 또 다른 방법으로는 LLC 공진 컨버터 제어기의 대역폭을 크게 설계하여 120Hz 리플을 줄이는 방법이 있다. 그러나 이 방법도 LLC 공진 컨버터의 소신호 모델 이득이 낮으면 120Hz 리플 성분을 줄이는 데에 한계가 있다. 다른 방법으로는 컨버터에 보조회로를 추가하여 120Hz 전압 리플을 줄이는 방법이다. 이 방법은 효과적으로 전압 리플을 줄일 수 있지만, 별도의 회로 구성이 필요하며 비용 상승의 단점을 가지고 있다.

본 논문에서는 120Hz 출력전압 리플을 갖는 LLC 공진 컨버터의 리플 저감을 위한 새로운 전향보상 방법을 제안한다. 제안하는 전압 리플 저감 기법은 입력전력과 출력전력의 차이를 이용하여 DC-link 전압 리플을 계산하고 LLC 공진 컨버터의 전압, 주파수 이득 특성곡선을 부분적으로 선형화한다. DC-link 전압에 리플이 발생 시 선형화된 특성곡선을 이용하여 스위칭주파수 변동분을 기존의 LLC 공진 컨버터 전압제어기에 전향 보상하는

Paper number: TKPE-2021-26-1-7

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

[†] Corresponding author: kuijun.lee@ut.ac.kr, Dept. of Electrical Eng., Korea Nat'l Univ. of Transportation
Tel: +82-43-841-5147 Fax: +82-43-841-5140

¹ Dept. of Electrical Eng., Korea Nat'l Univ. of Transportation
Manuscript received Nov. 2, 2020; revised Nov. 17, 2020;
accepted Dec. 8, 2020

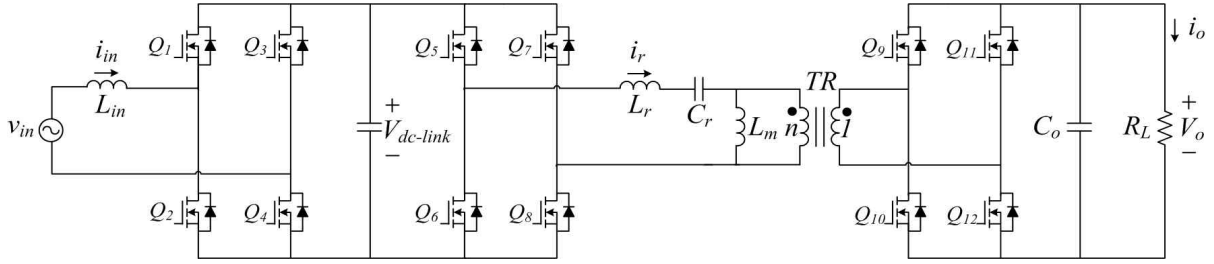


Fig. 1. Circuit diagram of PFC+LLC resonant converter.

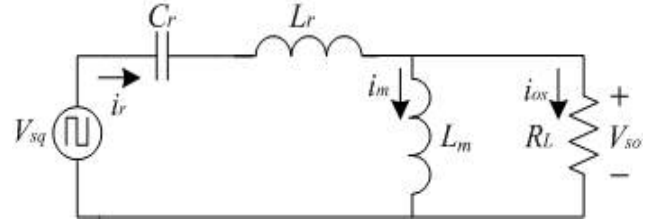
방식으로 최종 출력단 120Hz 전압 리플을 저감하는 방법이다. 제안하는 방법은 시뮬레이션과 실험을 통한 보상 전/후의 LLC 공진 컨버터의 출력전압 파형을 비교 분석하여 검증하였다.

2. 본 론

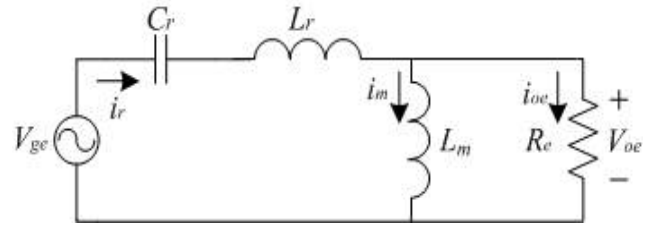
2.1 LLC 공진 컨버터

LLC 공진 컨버터의 스위칭주파수 전향보상을 위해서는 LLC 공진 컨버터의 특성곡선을 이해해야 하며, 이를 위해 LLC 공진 컨버터의 전압과 전류, 전기적 변수들의 관계에 대하여 알아야 한다.

LLC 공진 컨버터의 전기적 변수들의 관계에 대하여 분석하는 가장 일반적인 방법은 FHA(First Harmonic Approximation) 방법이다. LLC 공진 컨버터는 공진주파수 부근에서 동작 시 공진전류의 파형은 거의 정현파이다. 실제 입력전압과 출력전압 파형은 구형파 형태지만 고차성분을 무시하고 기본과 성분으로 컨버터의 특성을 분석하는 방법을 적용한다면, LLC 공진 컨버터의 전기적 변수들의 관계에 대해 쉽게 이해할 수 있다. 그림 2(a)는 FHA 과정을 거치지 않은 LLC 공진 컨버터의 기본 등가회로로 이 회로에서 입력전압과 출력전압은 고차 고조파 성분을 모두 포함하고 있다. 그러나 FHA 방법을 통해 LLC 공진 컨버터의 고조파 성분을 모두 무시하고 기본과 성분으로 구성된 등가회로로 재구성한다면 그림 2(b)와 같은 등가회로로 나타낼 수 있다. 기본과 성분으로만 구성된 그림 2(b)의 등가회로는 푸리에 급수를 통하여 입력전압, 출력전압, 출력전류를 식 (1)~



(a) Nonlinear nonsinusoidal circuit



(b) Linear sinusoidal circuit

Fig. 2. Model of LLC resonant converter.

(3)과 같이 나타낼 수 있다.

식 (4)의 R_e 는 정현화된 LLC 공진 컨버터의 등가저항이며, n 은 변압기의 턴비다.

그림 2(b)의 자화 인덕터 L_m 의 리액턴스는 $X_{Lm} = \omega L_m$ 이며, 자화전류 I_m 은 식 (5)와 같다.

$$I_m = \frac{V_{oc}}{\omega L_m} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \times \frac{n \times V_o}{\omega L_m} \quad (5)$$

LLC 공진 컨버터의 입력전압, 출력전압, 자화전류에 대한 관계를 통해 전압이득 M_g 를 표현할 수 있다. 정현화된 LLC 공진 컨버터의 전압이득은 식 (6)과 같다.

$$M_g = \frac{V_{oc}}{V_{ge}} = \left| \frac{jX_{Lm} \parallel R_e}{(jX_{Lm} \parallel R_e) + j(X_{Lr} - X_{Cr})} \right| \quad (6)$$

식 (6)의 전압이득은 LLC 공진 컨버터의 특성을 나타내기에 복잡하므로, 이를 정규화하면 전압이득값을 식 (7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$M_g = \left| \frac{L_n \times f_n^2}{[(L_n + 1) \times f_n^2 - 1] + j[(f_n^2 - 1) \times f_n \times Q_e \times L_n]} \right| \quad (7)$$

$$V_{ge} = \frac{2}{\pi} \times V_{dc} \times \sin(2\pi f_{sw} t) \quad (1)$$

$$V_{oc} = \frac{4}{\pi} \times n \times V_o \times \sin(2\pi f_{sw} t) \quad (2)$$

$$i_{oc} = \frac{2}{\pi} \times \frac{1}{n} \times I_o \times \sin(2\pi f_{sw} t) \quad (3)$$

$$R_e = \frac{V_{oc}}{I_{oc}} = \frac{8 \times n^2}{\pi^2} \times \frac{V_o}{I_o} = \frac{8 \times n^2}{\pi^2} \times R_L \quad (4)$$

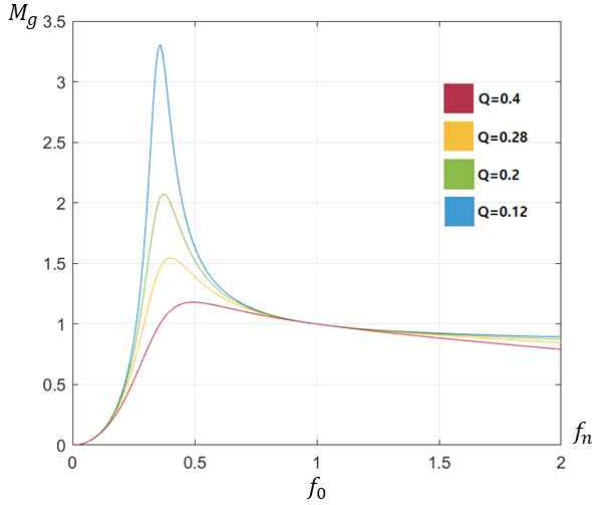


Fig. 3. LLC resonant converter characteristic curve.

여기서 $f_n = f_{sw}/f_0$, $L_n = L_m/L_r$, $Q_e = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}/R_e$ 이다. 식 (7)을 통해 그림 3의 LLC 공진 컨버터 특성곡선을 얻을 수 있다.

2.2 DC-link 120Hz 전압 리플

그림 4는 일정출력 조건에서 입력전력, 출력전력, DC-link 전압 파형을 나타내고 있다. DC-link 전압 리플의 크기는 $V_{dc-link}$ 평균전압과 입/출력전력, DC-link 커패시터의 크기를 알면 구할 수 있다. DC-link 전압 리플 계산을 위한 과정은 다음과 같다. 먼저 $t_1 \sim t_2$ 구간에서의 입력전력과 출력전력의 차의 평균전력을 구한 후 주기로 나누어 주면 커패시터에 저장된 에너지를 얻을 수 있다.

이후 식 (8)과 (9)를 통해 $V_{dc-link,low}$ 와 $V_{dc-link,hi}$ 를 구할 수 있다.

$$V_{dc-link,low} = \sqrt{\frac{C(V_{dc-link})^2 - P_{av}\frac{T}{4}}{C}} \quad (8)$$

$$V_{dc-link,hi} = \sqrt{\frac{C(V_{dc-link})^2 + P_{av}\frac{T}{4}}{C}} \quad (9)$$

2.3 LLC 공진 컨버터 특성곡선 선형화

LLC 공진 컨버터는 스위칭주파수를 제어하여 출력전압을 조절하는 PFM(Pulse Frequency Modulation)방식으로 동작하며, DC-link에 120Hz 전압 리플이 생기면 전압이득 M_g 값이 변하며 그에 따라 스위칭주파수 f_n 값도 변하게 된다. 특성곡선을 선형화한다면 DC-link 전압이 변동하여도 주파수 변동량을 알 수 있게 된다. 그러기 위해서는 우선 전압이득의 최대값과 최소값을 구해야

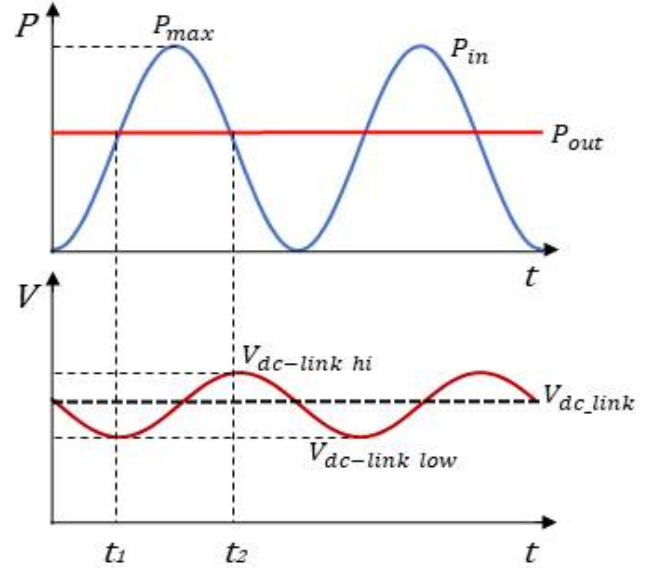


Fig. 4. Input/output power, DC-link voltage waveform.

한다. 2.2절에서 구한 $V_{dc-link,low}$ 와 $V_{dc-link,hi}$ 를 이용하면, 식 (10)과 (11)을 통해 전압이득의 최대값 M_{g-max} 와 최소값 M_{g-min} 을 구할 수 있다.

$$M_{g-max} = \frac{V_o \times n}{V_{dc-link,low}} \quad (10)$$

$$M_{g-min} = \frac{V_o \times n}{V_{dc-link,hi}} \quad (11)$$

계산된 M_{g-max} 와 M_{g-min} 을 이용하여 f_n 에 대해 구간 선형화를 한다면 $V_{dc-link}$ 변동 시 스위칭주파수 변동량을 알 수 있게 되며 과정은 다음과 같다.

2.1절에서 구한 LLC 공진 컨버터 이득 특성곡선을 이용하여 M_{g-max} 값일 때의 f_{n-min} 값을 구하고, M_{g-min} 값일 때의 f_{n-max} 값을 구한 후 공진주파수 f_0 을 기준으로 일차함수에 대해 선형화한다. 선형화 과정은 그림 5를 예시로 들면 쉽게 이해할 수 있다. 그림 5는 임의의 LLC 공진 컨버터 특성곡선으로 M_{g-max} , M_{g-min} , f_{n-max} , f_{n-min} 의 값을 알 수 있다.

그림 5를 보면 알 수 있듯이 특성곡선이 비선형 형태의 곡선이며, 두 구간으로 나누어 선형화를 진행하였다. 전압이득 M_g 의 범위가 $1 < M_g < M_{g-max}$ 이내에 있으며 주파수 이득 f_n 의 범위가 $f_{n-min} < f_n < 1$ 범위에서의 붉은 점선의 기울기 α_1 는 식 (12)와 같으며, 일차함수로 표현된 전압이득은 식 (13)과 같다.

$$\alpha_1 = \frac{M_{g-max} - 1}{f_{n-min} - 1} \quad (12)$$

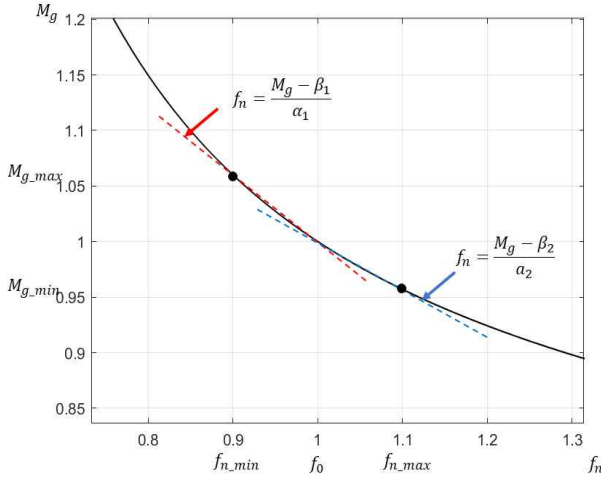


Fig. 5. Example of linearization of characteristic curves.

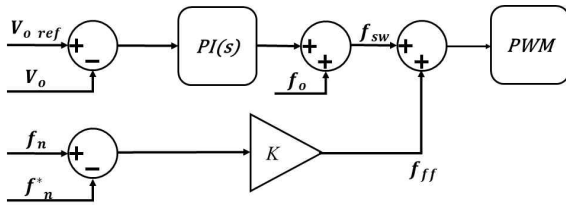


Fig. 6. Block diagram of the proposed feedforward compensation method.

$$M_g = \alpha_1 f_n + \beta_1 \quad (13)$$

식 (13)에서 $M_g = M_{g-max}$, $f_n = f_{n-min}$ 이고, 식 (13)을 다시 f_n 에 대해 정리하면 식 (14)로 나타낼 수 있다.

$$f_n = \frac{M_g - \beta_1}{\alpha_1} \quad (14)$$

식 (14)를 통해 $1 < M_g < 1.06$ 범위 내에서 스위칭주파수 이득값을 알 수 있다. 나머지 구간에 대해서도 동일한 방식으로 선형화한다면 식 (15)와 같다.

$$f_n = \frac{M_g - \beta_2}{\alpha_2} \quad (15)$$

2.4 LLC 공진 컨버터 120Hz 전압 리플 전향보상

그림 6은 출력전압 120Hz 리플 저감 구성도를 포함한 전압제어기 블록 다이어그램으로 전향보상 방법은 스위칭주파수 f_n 에 지령값 f_n^* 를 빼준 후 스위칭주파수 이득 K 를 곱해주어 현재 스위칭주파수에 더해주는 방식이다. 2.3절에서 DC-link 전압 변동 시 스위칭주파수의 변동량을 알 수 있으므로 스위칭주파수를 직접 전향 보상해 줄 수 있다. 그림 7에서 확인할 수 있듯이 스위칭주파수의 전향보상이 이루어지면서 $V_{dc-link}$ 전압 위상에 맞춰 보상되며, 최종출력전압의 리플이 감소된다.

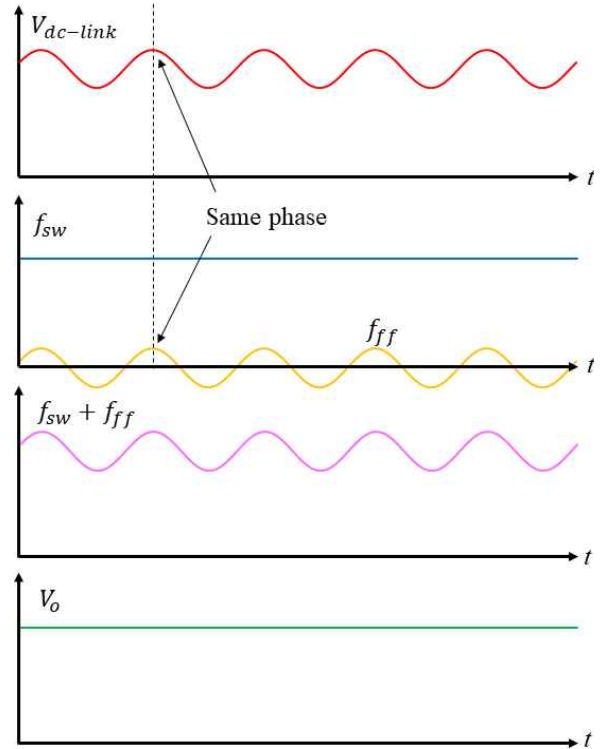


Fig. 7. Theoretical operational waveforms.

TABLE I
SYSTEM PARAMETERS

Parameter	Value	Unit
Rated output power (P _o)	400	W
AC Input Voltage (V _{in})	80	Vrms
Dc-link voltage (V _{dc-link})	140	V
Resonant frequency (f ₀)	125	kHz
Output Voltage (V _o)	20	V
Turn ratio (n)	7	-
Resonant inductance (L _r)	20	uH
Magnetizing inductance (L _m)	144	uH
Resonant capacitor (C _r)	81	nF
DC-link Capacitor (C _{dc-link})	1068	uF
PFC inductor (L _{in})	1	mH
Output Capacitor (C _o)	3760	uF

3. 시뮬레이션 및 실험결과

본 논문에서 제안한 출력전압 120Hz 리플 저감 성능 확인을 위해 시뮬레이션과 실험 결과를 비교 분석하여 제안한 전향보상방법의 유용성을 검증하였다.

3.1 시뮬레이션

표 1은 시뮬레이션에 사용된 파라미터이다. 본 논문에서 제안한 전향보상을 포함한 PFC+LLC 공진 컨버터의

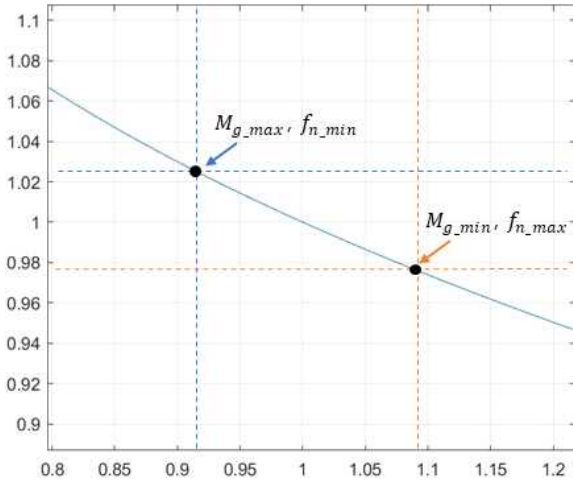


Fig. 8. Designed characteristic curve of LLC resonant converter.

모의해석은 PSIM을 이용하였다. 기존의 전압제어기에 전향보상이 추가되었으며, 전향보상 출력은 기존의 스위칭주파수에 보상하는 방식으로 출력전압 120Hz 리플 성분을 저감시킨다.

식 (8)과 (9)를 이용하면 $V_{dc-link,low}=136.4V$, $V_{dc-link,hi}=143.5V$ 로 DC-link 전압은 $\pm 3.5V$ 의 전압 리플을 갖게 된다. 2.3절에서 언급한 LLC 공진 컨버터의 특성곡선을 선형화하면 M_{g-max} 일 때 f_{n-min} 값을 알 수 있으며, M_{g-min} 일 때 f_{n-max} 값을 알 수 있다. 그림 8은 시뮬레이션에 사용된 LLC 공진 컨버터의 특성곡선이다. 식 (10)과 (11)를 통해 $M_{g-max}=1.026$, $M_{g-min}=0.975$, $f_{n-min}=0.92$, $f_{n-max}=1.09$ 로 스위칭주파수는 $118kHz < f_{sw} < 132kHz$ 범위로 변동된다는 것을 예측할 수 있다. 120Hz 리플이 없는 140V 전압이 인가되었을 때 스위칭주파수 $f_n=1$ 이며, 이때 스위칭주파수 f_{sw} 는 125kHz가 된다. 시뮬레이션에 적용된 특성곡선 그래프를 하나의 직선 방정식으로 표현하였으며, 동작범위에서 스위칭주파수 f_n 은 식 (16)과 같다.

$$f_n = \frac{M_g - 1.3}{-0.3} \quad (16)$$

특성곡선을 선형화한 후 LLC 공진 컨버터의 전압제어기에서 사용될 지령값 f_n^* 과 주파수 이득을 계산해야 한다. LLC 공진 컨버터의 공칭전압이 140V이며, 이때 스위칭주파수 $f_n=1$ 이므로 지령값 $f_n^*=1$ 로 정해준다. 스위칭주파수가 최댓값 132kHz일 때, $f_{n-max} - f_n^* = 1.09 - 1 = 0.09$ 가 된다. 최대 스위칭주파수일 때와 공칭전압일 때의 스위칭주파수 차이는 7kHz로 스위칭주파수 이득 K 는 약 77K로 정하였다.

그림 9와 그림 10은 시뮬레이션 결과 파형이며, $V_{o,LLC}$ 파형은 출력 커패시터의 ESR로 인해 발생하는

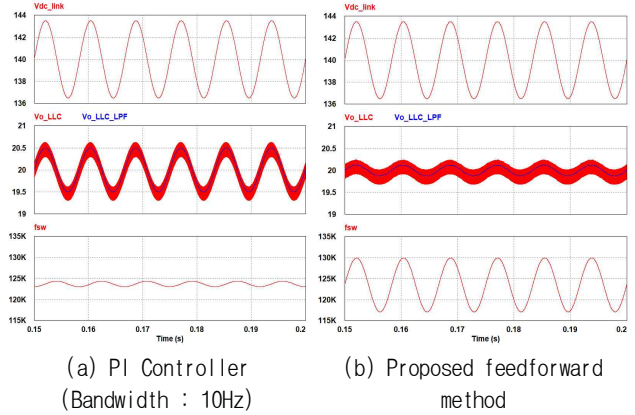


Fig. 9. Simulation waveforms at steady state.

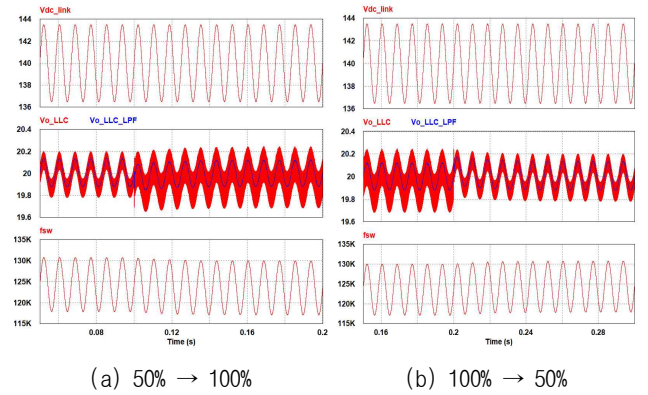


Fig. 10. Simulation waveforms at load variation.

고주파 전압 리플이 포함된 파형이며, V_{o,LLC_LPF} 파형은 120Hz 전압 리플 성분을 확인하기 위해 $V_{o,LLC}$ 파형에 10kHz의 차단주파수를 갖는 저역통과필터를 적용한 파형이다. 기존 PI 전압제어기를 사용한 그림 9(a)에서 LLC 공진 컨버터 출력전압에 약 $\pm 0.5V$ 크기의 전압 리플이 포함되어 있는 것을 확인할 수 있다. 그림 9(b)는 기존 PI 전압제어기에 제안한 전향보상기법을 추가한 LLC 공진 컨버터의 출력파형으로써, 출력전압 리플은 약 $\pm 0.1V$ 로 기존 방식보다 전압 리플이 약 $\pm 0.4V$ 개선됨을 확인할 수 있다. 또한 그림 10은 부하 가변 시 출력파형이며, 부하 가변 시에도 정상 동작함을 확인할 수 있다.

3.2 실험

실험을 수행하기 위해, 실험 세트를 그림 11과 같이 구성하였다. DSP 제어보드는 TMS320F28335 칩을 이용하였으며, PFC와 LLC 공진 컨버터에 사용된 스위치는 GaN System사의 GS66508T(650V, 30A)와 Infineon사의 IPT015N10N5(100V, 300A)를 사용하였다. LLC 공진 컨버터의 변압기는 PQ40/40코어를 이용하여 설계하였으며, 공진 인덕터는 Changsung사의 CH229060을 이용하였다.

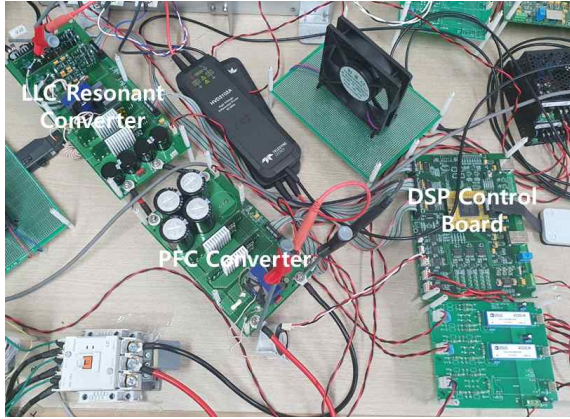


Fig. 11. Experimental set.

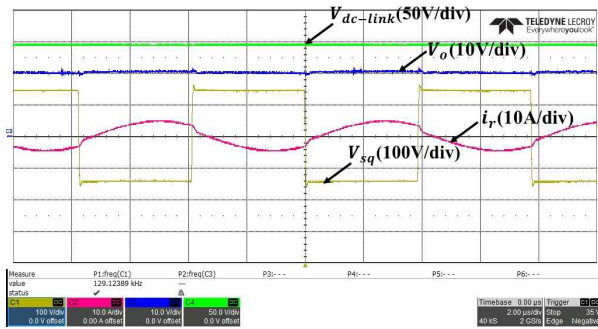


Fig. 12. LLC resonant converter waveforms.

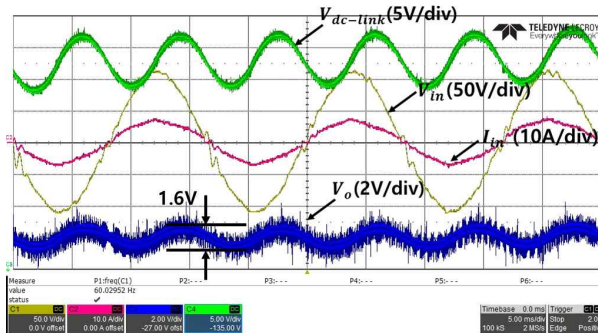


Fig. 13. Output waveforms with the conventional PI controller (Bandwidth: 10 Hz).

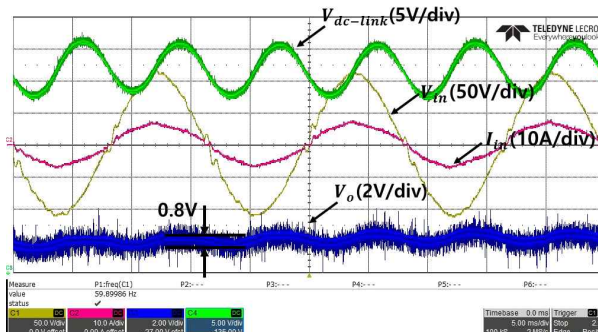


Fig. 14. Output waveforms with the proposed feedforward method.

그림 12는 LLC 공진 컨버터의 주요 파형이며, 공진 전류 i_r 파형을 통해 ZVS 가 잘 이루어짐을 확인할 수 있다.

그림 13은 기존의 PI 전압제어기만을 적용하였을 때의 파형을 나타내고 있다. DC-link 전압은 약 $\pm 3.5V$ 의 리플이 있으며, 출력전압은 약 $\pm 0.8V$ 의 리플이 있다. 그림 14는 제안하는 출력전압 120Hz 리플 저감 방식을 적용하였을 때의 파형을 나타내고 있다. DC-link 전압은 여전히 동일한 120Hz 리플이 있지만, 출력전압 리플은 약 $\pm 0.4V$ 로 출력전압 리플이 보상 전보다 약 $\pm 0.4V$ 감소 되었음을 알 수 있다. 이를 통해 제안한 전향보상 방법의 유효성을 검증하였다.

4. 결 론

본 논문에서는 Two stage로 구성된 PFC+LLC 공진 컨버터의 최종 출력단 120Hz 전압 리플을 저감하는 전향보상 방법을 제안하였다. 제안한 방법은 LLC 공진 컨버터의 특성곡선을 선형화하고, PFC의 출력인 DC-link 커패시터의 크기와 전압 변동을 통해 최종 LLC 공진 컨버터의 120Hz 출력전압 리플 저감을 효과적으로 수행하였다. 시뮬레이션과 실험을 통하여 제안한 방법의 유효성을 검증하였고, 주어진 조건에서 출력전압의 리플이 약 $\pm 0.4V$ 가 개선됨을 확인하였다.

본 연구는 산업통상자원부(MOTIE)와 한국에너지 기술평가원(KETEP)의 지원을 받아 수행한 연구 과제입니다. (No.20192010106690)

References

- [1] B. Yang “Topology investigation for front end DC/DC power conversion for distributed power system,” Ph.D. dissertation, Electrical Engineering, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, Virginia, Sep. 2003.
- [2] H. Huang, “Designing an LLC resonant half-bridge power converter,” *2010 Texas Instruments Power Supply Design Seminar, SEM1900, Topic 3, TI Literature Number: SLUP263*, 2010.
- [3] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of power electronics second edition*, Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [4] M. J. Kwon and W. C. Lee, “A study on the control technique of LLC resonant converter for LED driver with 120Hz ripple current,” *The Korean Institute of Electrical Engineers*, Vol. 68, No. 12, pp. 1557-1565, Dec. 2019.
- [5] B. C. So, S. R. Lee, H. W. Kim, K. Y. Cho, S. S.

Hwang, and E. S. Choi. "A study on 120Hz output voltage ripple reduction of LLC converter using resonant controller," *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*. Vol. 17, No. 4, pp. 345-352, Aug. 2012.

- [6] Y. Cai, J. Xu, P. Yang, and G. Liu, "Design of double-line-frequency ripple controller for quasi-single-stage AC-DC converter with audio susceptibility model," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 66, No. 12, pp. 9226-9237, Dec. 2019
- [7] S. C. Sakong, H. S. Park, J. I. Kang, and S. K. Han, "Power factor correction LED driver with small 120Hz current ripple," *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 19, No. 1, pp. 91-97, Feb. 2014.



윤종태(尹鍾泰)

1994년 11월 2일생. 2019년 한국교통대 전기공학과 졸업. 2019년~현재 동 대학원 전기공학과 석사과정.



이귀준(李貴俊)

1979년 7월 19일생. 2005년 한양대 전자전기컴퓨터공학부 졸업. 2012년 동 대학원 전기공학과 졸업(석박사통합). 2012년~2014년 미국 노스캐롤라이나 주립대 박사후연구원. 2014년~2016년 삼성전자 책임연구원. 2016년~현재 한국교통대 전기공학과 부교수. 당 학회 편집위원.