

공진 제어를 이용한 LLC 컨버터의 출력전압 120Hz 맥동저감에 관한 연구

소병철¹, 이상리¹, 김학원[†], 조관열¹, 황순상², 최은석³

A Study on 120Hz Output Voltage Ripple Reduction of LLC Converter using Resonant Controller

Byong-Chul So¹, Sang-Ri Lee¹, Hag-Wone Kim[†], Kwan-Yuhl Cho¹,
Soon-Sang Hwang², and Eun-Seok Choi³

Abstract - This paper proposes a new method to reduce 120Hz output voltage ripple of LLC converter using resonant voltage controller. This method can reduce the 120Hz output voltage ripple with very high gain at this frequency by the resonant controller with previous PI voltage controller. The reason why the voltage ripple can be reduced is explained by the Bode diagram comparing with the previous PI controller. The simulation with Matlab/Simulink is carried out for this resonant controller and the simulation results show that resonant controller can reduce the 120Hz output voltage ripple. Experiments with DSP controller also carried out and the experimental results also show that the usefulness of the proposed voltage controller.

Keywords: resonant controller, LLC converter, 120Hz voltage ripple

1. 서 론

단상 220V 60Hz의 교류 전원을 사용하는 직류 전원 장치는 정류하는 과정에서 직류 링크 전압이 120Hz의 전압 맥동을 갖는다. 120Hz 전압 맥동이 발생하는 이유는 직류 링크 캐패시터(Capacitor)에 공급되는 순시전력이 입력 전압의 위상에 따라 다르기 때문에 전압 맥동을 가지게 된다.^[1] 120Hz의 전압 맥동이 있는 직류 링크 캐패시터를 직류 전압원으로 가지는 DC/DC 컨버터의 경우 컨버터의 최종 출력 전압 역시 120Hz의 맥동을 가질 수 있다.

단상 220V 60Hz 교류를 전원으로 하는 DC/DC 컨버터의 최종 출력단 120Hz 전압 맥동을 줄이는 가장 간단

한 방법은 AC/DC 정류기의 직류 링크 캐패시터 값을 크게하여 큰 에너지 저장능력을 갖게 하는 방법이 있지만, 이 방법은 컨버터의 부피가 커지고, 재료비가 증가되는 단점을 가지고 있다. 컨버터 최종 출력단 전압의 120Hz 전압 맥동을 제거하는 일반적인 방법은 DC/DC 컨버터의 대역폭을 크게 설계하여 120Hz대역에서 이득을 증가시켜 맥동을 줄이는 방법이 있다^[1]. 그러나 이 방법은 컨버터의 소신호 모델 이득이 작은 경우, 일반적인 비례-적분 제어기로 120Hz의 이득을 높이는 것이 한계가 있다. 또 다른 방법으로 DC 링크 전압의 맥동을 측정하여 전류 제어기에서 전압 맥동을 전향 보상하는 방법도 생각해볼 수 있으나, 이 방법은 LLC 컨버터가 전류 제어기를 갖는 경우에 한하여 적용이 가능하며, 또한 직류 링크 전압의 맥동을 실시간으로 측정하는 회로가 필요하여 재료비가 상승하는 단점을 가지고 있다^[2].

한편, 최근에 단상 인버터의 출력 전압 제어기에 기본 주파수(Fundamental Frequency) 대역의 응답 특성이 좋도록 하기위하여 공진 제어를 적용한 연구들이 보고된 바 있다.^{[3],[4],[5]} 공진 제어기는 공진 주파수에서 큰 이득을 갖도록 하는 제어기로서, 단상 인버터의 출력이 60Hz인 경우, 이 주파수의 이득을 크게 해서 인버터 출

Paper number: TKPE-2012-17-4-9 ISSN: 1229-2214

[†] Corresponding author: khw@ut.ac.kr, Dept. of Control & Instrumentation Eng., Korea University of Transportation
Tel: +82-43-841-5322 Fax: +82-43-841-5320

¹ Dept. of Control & Instrumentation Eng., Korea University of Transportation

² R&D Center Dongah Elecomm

³ Dept. of Electrical Engineering, KAIST, Korea

Manuscript received Apr. 23, 2012; accepted Jun. 11, 2012

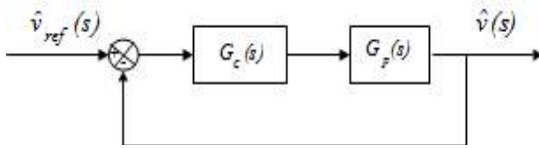


Fig. 1 Block diagram of voltage controller

력 전압의 60Hz 성분의 정상상태 오차를 없앨 수 있는 장점을 가지고 있다.

본 논문은 특정 주파수에서 이득을 높일 수 있는 공진 제어기를, 시스템의 DC 이득이 낮은 LLC 공진 컨버터에 적용하여 DC/DC 컨버터의 최종 출력단의 120Hz 전압 맥동을 저감하는 방법을 제안한다. 본 논문의 제어 대상이 되는 LLC 공진 컨버터의 경우 DC 이득이 낮기 때문에 전체적으로 이득을 높이는 경우 시스템의 대역폭이 과도하게 높아져서 기존의 비례-적분 제어방법만을 사용할 수 없어서, 한정된 부분의 이득을 높이는 공진 제어기를 포함하여 전압 제어기를 구성하였다.

2. LLC 공진 컨버터 및 주파수 응답 특성^[6]

LLC 공진 컨버터의 전압 제어기를 설계하기 위하여 시스템의 전체 블록선도를 살펴볼 필요가 있다. 그림 1은 LLC 공진 컨버터를 제어하기 위한 전체 블록선도를 나타낸 것이다. 그림 1에서 $G_c(s)$ 는 전압 제어기 전달함수를 의미하며, $G_p(s)$ 는 LLC 공진 컨버터의 소신호 응답 특성을 나타내는 전달함수를 의미한다. 출력 전압 명령에 대한 출력 전압 응답을 전압 제어기의 전달함수와 공진 컨버터의 전달함수를 포함하여 나타내면 아래의 식과 같다.

$$\hat{v}(s) = \frac{G_c(s)G_p(s)}{1 + G_c(s)G_p(s)} \hat{v}_{ref}(s) \quad (1)$$

여기서, $\hat{v}(s)$ 는 출력전압의 소신호 응답을 의미하고, $\hat{v}_{ref}(s)$ 는 소신호 전압 명령을 뜻한다. 제어기의 전달함수와 LLC 컨버터의 전달함수를 합쳐서 식(2)와 같이 루프이득으로 나타내면, 출력 전압 명령에 대한 전압을 식 (3)으로 나타낼 수 있다.

$$T(s) = G_c(s)G_p(s) \quad (2)$$

$$\hat{v}(s) = \frac{T(s)}{1 + T(s)} \hat{v}_{ref}(s) \quad (3)$$

한편, 컨버터의 주파수 응답 특성 $G_p(s)$ 을 얻는 일반적인 방법은, 컨버터의 동작점에서 선형화를 통해 소신호 모델을 구하여 주파수 응답 특성을 얻는다^[1]. PWM

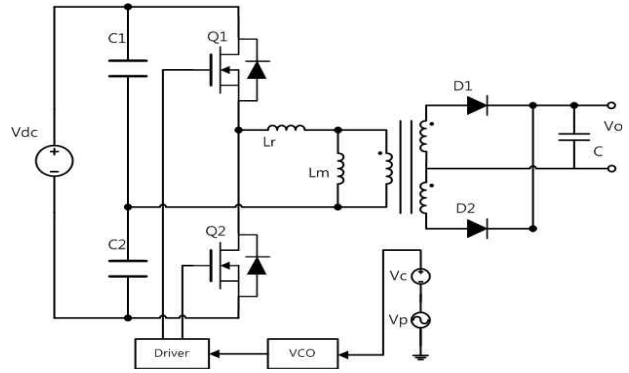


Fig. 2 Experimental setup for small signal model of LLC resonant converter

컨버터의 경우 저주파의 제어 신호와, 전력 제어를 위한 고주파의 스위칭 주파수 차이가 상대적으로 크므로 상태 공간 평균화 기법을 적용하여 PWM 컨버터를 선형화하여 주파수 응답을 구할 수 있다^{[1],[6]}. 그러나 LLC 직렬 공진 컨버터의 경우 스위칭 주파수가 직렬 공진 주파수 근방이므로 상태 공간 평균화 기법을 사용하여 소신호 모델을 구하기 어렵다^[6].

이에 따라 LLC 공진 컨버터의 소신호 모델은 실험적으로 구하는 것이 일반적이며, 실험적으로 구하는 방법은 그림2에 나타내었다. 이 방법으로 얻어진 소신호 루프이득은 소신호 AC 전압 오차의 미소 변화에 대한 출력 전압의 미소변화로 구할 수 있다. 그림 2에서 V_c 는 동작점을 지정하기 위한 DC 제어 신호이며, V_p 는 소신호 응답을 구하기 위한 소신호 AC 제어 신호로 전압 오차의 미소 변화분에 해당된다.

LLC 직렬 공진 컨버터는 컨버터의 직렬 공진주파수보다 스위칭 주파수가 높은 영역을 영역1로, 직렬 공진 주파수보다 스위칭 주파수가 낮은 영역을 영역2로 나누는 것이 일반적이다. LLC 직렬 공진 컨버터는 영역1의 주파수 응답 특성은 직렬 공진 컨버터(Series Resonant Converter)와 매우 유사한 동작을 보이며 두 개의 저주파 극점과 하나의 우반면 영점 및 하나의 고주파 극점이 있는 것으로 알려져 있다^[6]. 또한 영역 2에서는 한 개의 저주파 극점, 한 개의 고주파 극점, 한 개의 우반면 영점이 있는 것으로 알려져 있어 영역1에 비하여 영역2가 상대적으로 안정적인 장점이 있다^[6].

그림 3는 실험적으로 구한 영역 1에서의 LLC 공진 컨버터의 루프 이득에 대한 주파수 응답이다. LLC 컨버터는 주파수를 올릴수록 출력 전압이 떨어지므로 기본적으로 위상 180도에서 출발한다. 실험적으로 구한 LLC 컨버터의 제어기는 비례-적분 제어기를 포함하고 있으며, 비례 이득은 제어기의 대역폭을 2kHz까지 올리기 위하여 10으로 결정하였으며, 적분 제어기의 이득은 대역폭에서의 위상 마진에 영향을 미치지 않으면서 DC 이득을 높이기 위하여 제어기의 절점 주파수를 800Hz로 설정하였다. LLC 공진 컨버터의 응답 특성은 2kHz

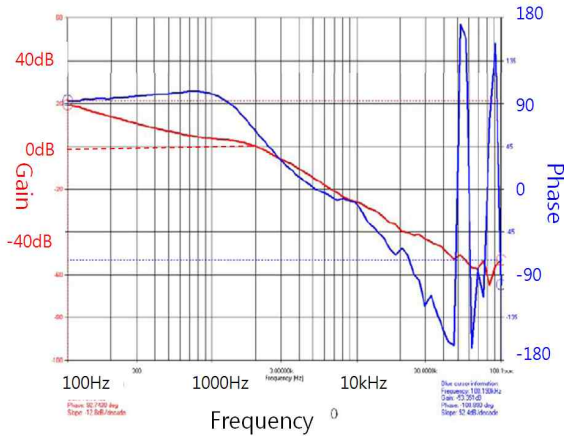


Fig. 3 Experimental frequency response of LLC resonant converter

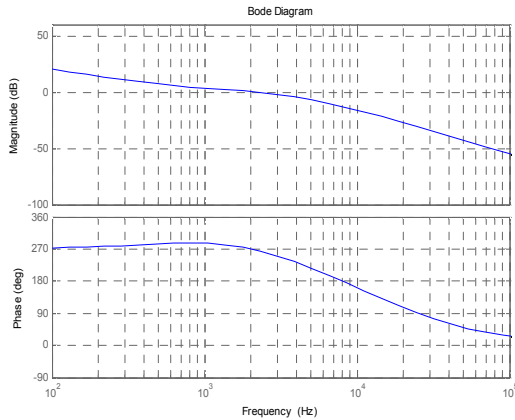


Fig. 4 Matlab emulation of the loop gain by the experiment

에서 decade당 40dB씩 감소하는 것으로 보아 두 개의 극점이 이 부근에 존재한다. 또한 10kHz 근방에서 위상이 급격히 감소하지만, 크기는 여전히 decade 당 40dB로 감소하는 것으로 보아 하나의 우반면 영점과 하나의 극점이 동시에 존재하는 것처럼 보이며, 이를 식으로 나타내면 식(4)와 같다.

$$G_p(s) = -\frac{7.2 \times 10^7 s - 8.64 \times 10^{12}}{s^3 + 1.68 \times s^2 + 6.336 \times 10^9 s + 6.912 \times 10^{13}} \quad (4)$$

실험에서 얻어진 극점과 영점을 이용하여, LLC 직렬 공진형 컨버터의 루프 이득을 Matlab을 이용하여 모사한 그림을 그림4에 나타내었다. 그림 4는 그림 3에 포함된 PI 제어기의 특성을 포함한 루프이득이다. 그림 3과 그림 4에서 알 수 있는바와 같이 그림 3의 실험적으로 구한 루프 이득과 그림 4의 루프 이득이 동일한 특성을 나타냄을 알 수 있으며, 제어기에 따른 응답특성을 예측할 때 그림 4를 사용하여 예측하고자 한다.

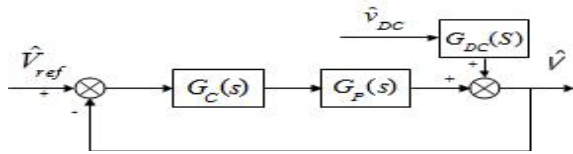
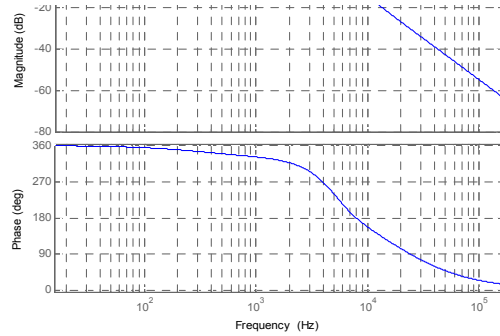
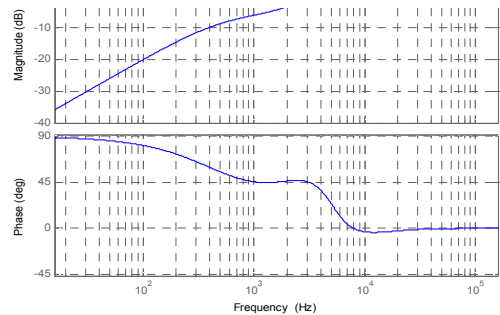


Fig. 5 Block diagram of controller considering DC voltage ripple



(a) Closed loop voltage gain



(b) Closed loop disturbance response

Fig. 6 Closed loop response of PI controller by the voltage command and DC link voltage disturbance

3. LLC 컨버터의 120Hz 전압 맥동 제거를 위한 공진 제어기 설계

그림 5는 LLC 공진 컨버터의 입력 전압 맥동을 외란으로 고려한 LLC 공진 컨버터의 전체 블록 선도를 나타낸 것이다. 이 그림에서 $\hat{v}_{dc}(s)$ 가 120Hz의 DC 링크 전압 변동 분으로 루프 내에서 외란으로 볼 수 있다. 여기서 $G_{DC}(s)$ 는 입력전압 변동에 대한 출력 전압의 변동으로 LLC 컨버터의 변압기 턴비와 같다.

출력 전압에 대한 전달 함수를 외란을 포함하여 루프 이득으로 나타내면 식 (3)은 식(5)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{v}(s) = \frac{T(s)}{1 + T(s)} \hat{v}_{ref}(s) + \frac{G_{DC}(s)}{1 + T(s)} \hat{v}_{dc}(s) \quad (5)$$

만약 루프 이득 T(s)가 직류링크 전압 맥동 외란이

존재하는 주파수에서 1보다 아주 크다면 식 (5)는 아래의 식으로 나타낼 수 있고 출력 전압은 입력 전압을 추종한다.

$$\hat{v}(s) \approx \hat{v}_{ref}(s) \tag{6}$$

이제 그림 4의 루프이득을 활용하여 기존 PI제어기의 120Hz 전압 맥동 제거 성능에 대하여 예측을 해보자. 그림 6(a)은 출력 전압 명령에 대한 실제 출력 전압의 이득과 위상을 나타낸 것이고, 그림 6(b)는 DC 링크 전압 변동에 대한 출력 전압의 응답의 이득 및 위상을 나타내었다.

본 논문에서는 120Hz DC 전압의 맥동이 출력 전압에 미치는 영향을 크게 낮추기 위해서 120Hz에서 루프 이득 $T(s)$ 를 크게 증가 시키는 공진 제어를 사용하여 DC 링크 전압 맥동이 출력 전압에 나타나는 것을 감소시킨다. 이에 따라 항등식 (5)의 우측 두 번째 항은 제거되고 출력전압은 식 (6)과 같아진다. 루프 이득을 증가 시키는 방법은 공진제어를 사용하여 120Hz에서의 이득을 높여 120Hz의 DC 링크 전압의 변동에 의한 영향을 제거 시킨다. 본 논문에서 사용된 공진제어기의 식은 아래에 나타내었다.

$$K_R(s) = \frac{\omega_n s}{s^2 + \frac{\omega_n s}{Q} + \omega_n^2} \tag{7}$$

120Hz에서 공진 제어기의 이득을 크게 하기 위하여, $\omega_n = (2\pi) \times 120$ 로 설정하였으며, Q값은 공진제어기의 120Hz에서 이득이 되도록 설정한다. 공진제어기는 이처럼 특정 부분에서의 이득을 크게 할 수가 있다는 장점을 가지고 있기 때문에 공진제어기를 시스템에서 포함할 경우 120Hz 부분의 외란에 대한 응답은 크게 작아지게 된다.

아래 식 (8)은 본 논문에서 제안한 공진제어기를 갖는 전체 제어기를 나타내며 앞의 두 항은 비례 이득과 적분이득을 나타내며, 구체적인 제어기의 값은 식(9)와 같으며, 기존 PI 제어기에 120Hz에서 공진제어기 이득(Q)가 2000이 되도록 설정한 결과이다.

$$K_P + \frac{K_I}{s} + K_R(s) \tag{8}$$

$$G_{pvr} = \frac{10s + 50240}{s^3 + 0.037699s^2 + 568489.2135s} \tag{9}$$

그림 7는 본 논문에서 사용한 공진 제어를 구현한 블록도이다. 그림에서 사용한 공진제어기는 위의 식(7)

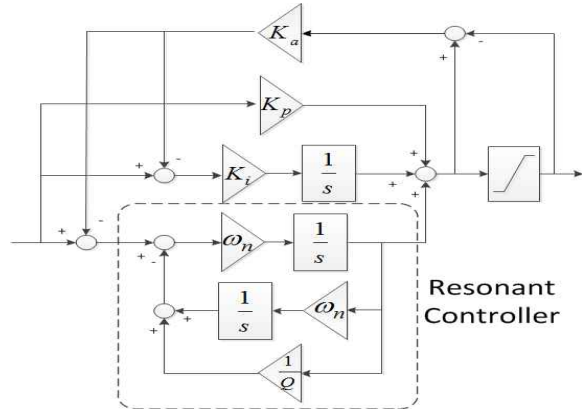
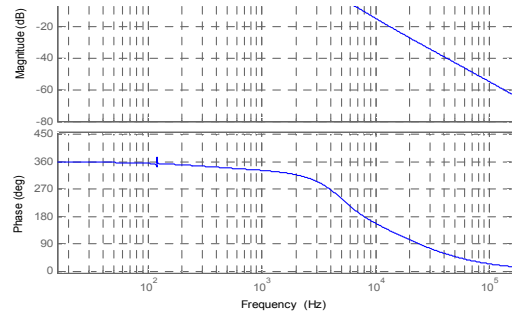
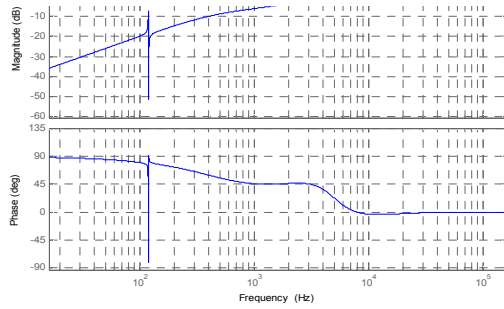


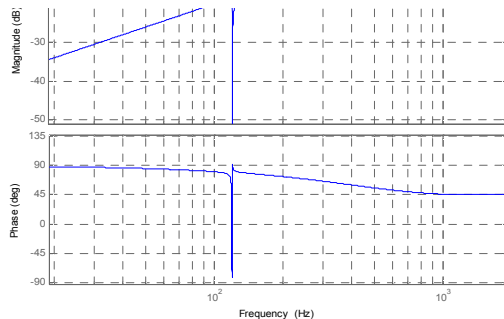
Fig. 7 Block diagram of voltage controller with resonant controller



(a) Closed loop voltage gain

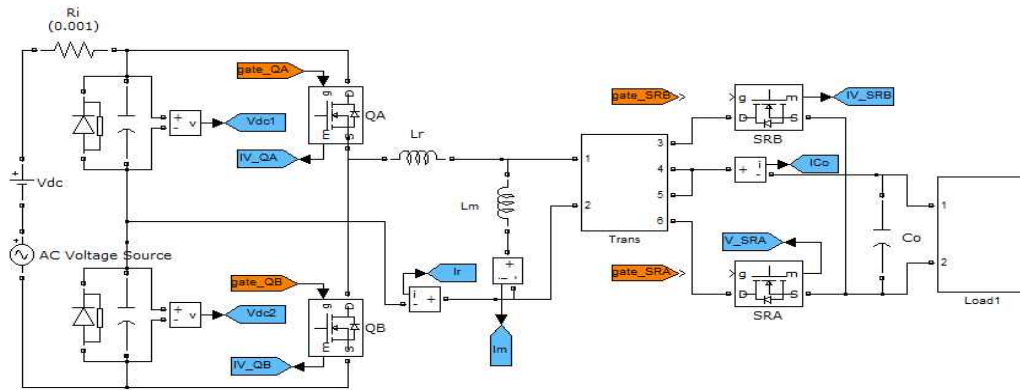


(b) Closed loop disturbance response

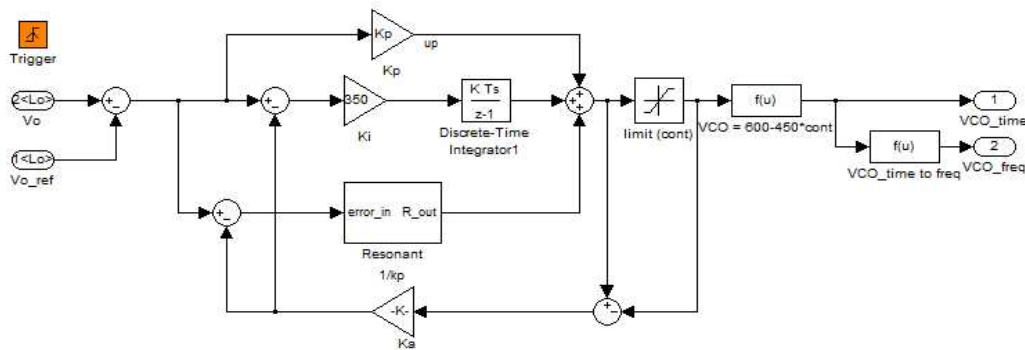


(c) Closed loop disturbance response (Enlarged)

Fig 8 Output voltage response for the voltage command and DC link voltage variation with resonant controller



(a) LLC Series resonant circuit



(b) Voltage controller with resonant controller

Fig 9 Simulation Block with MATLAB/Simulink

을 통해 그림과 같이 디지털 구현 할 수 있다. 또한 4장에서 설명할 모의해석인 Simulink에서 사용된 공진제어기 블록 역시 같은 조건으로 설정하였다. LLC 제어기의 출력 값이 포화될 때 나타나는 적분-와인드 업(Integral wind-up) 현상을 고려하여 적분기 앞단에 엔티 와인드 업(Anti Wind-up) 블록을 추가하였다^[7].

그림 8은 본 논문에서 사용된 공진 제어기를 LLC 컨버터에 적용한 이득 특성을 나타낸다. 그림 8(a)는 전압 명령에 대한 전압 응답을 그림 8(b)는 외란에 대한 출력 전압의 이득을 나타내었다. 그림8(b)에서 알 수 있는 바와 같이 설정한 공진점에서 외란응답이 작아지는 모습을 볼 수가 있다. 이렇듯 LLC 공진 컨버터 기존 전압 제어기에 공진제어기만을 추가하여 쉽게 120Hz의 출력 전압 맥동의 제거가 가능하다.

4. 모의해석 및 실험결과

공진제어기를 이용한 120Hz의 전압 맥동 제어 성능을 확인하기 위하여 모의해석 및 실험을 실시하였다.

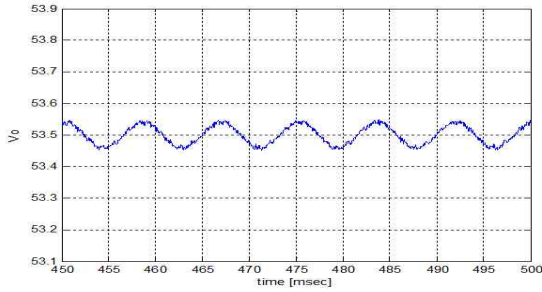
표 1은 LLC 공진 컨버터의 모의해석 및 실험에서 사용한 주요 파라미터이다. 모의해석 및 실험에서 사용한

Table 1 Main Parameter of LLC resonant converter

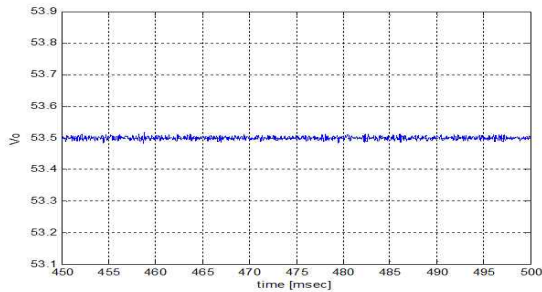
Power	2[kW]	Vdc	380[V]
Cr	162[nF]	Lm	69[uH]
Lr	10.7[uH]	1/n	3.6
fr	121[kHz]		

통신용 전원장치의 정격 입력 전압은 220[V], 입력전압 범위는 176~275[V]이며, 정격 출력 전압은 48[V] 출력 전압의 범위는 43~58[V] 이다.

공진제어기를 포함한 LLC 컨버터의 모의해석은 Matlab/Simulink을 이용하여 실시하였으며 모의해석을 위한 블록도를 그림 9에 나타내었다. 그림 9(a)는 LLC 공진 컨버터의 플랜트를 모델링한 것이다. LLC 모델에는 직류링크 캐패시터 맥동을 120Hz의 교류 전압원이 직류 전압원과 직렬로 있는 것으로 모델링하였다. 그림 9(b)는 모의해석을 위한 전압 제어기 블록을 나타내었다. 기존의 PI제어기에 공진 제어기가 추가되었으며, 제어기의 출력은 LLC 컨버터의 주파수로 출력이 되며, 이를 이용하여 LLC 컨버터의 MOSFET 구동 신호를 발생한다. 모의해석 및 실험의 조건은 각각 10A부하조건과 30A조건으로 나눠 모의해석 및 실험을 실시하였다.

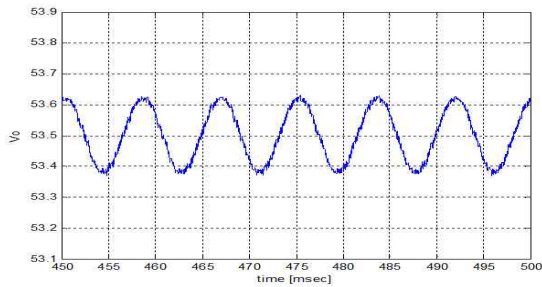


(a) PI Controller (100mV/div)

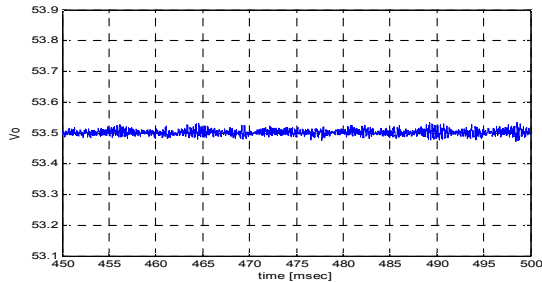


(b) Proposed PIR Controller (100mV/div)

Fig 10 Comparison of Voltage Ripple used 10A Load at case of Simulation



(a) PI Controller (100mV/div)



(b) Proposed PIR Controller (100mV/div)

Fig 11 Comparison of Voltage Ripple used 30A Load at case of Simulation

모의해석과 실험에서 공히 전압지령은 53.5V로 지정하였고, 사용한 LLC 회로에서는 DC전압을 만들어주는 정류기부분을 제외하고 설계하였기 때문에 입력전압 부

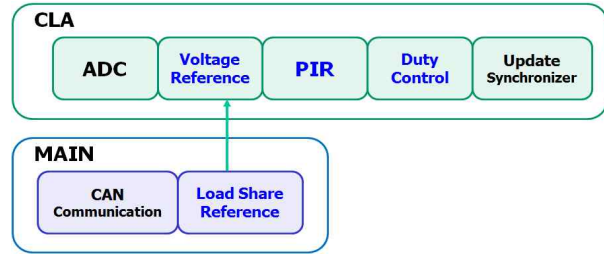


Fig 12 Program Execution Block Diagram within DSP 28035

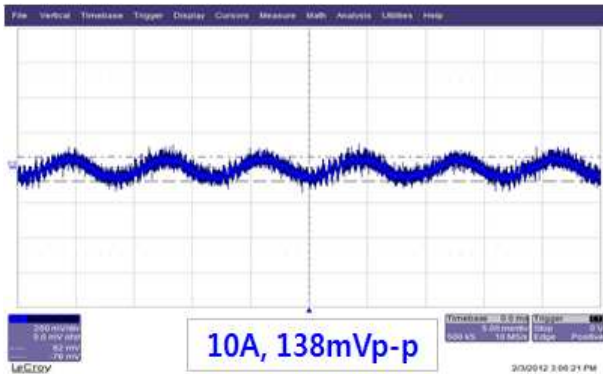
분에 AC Voltage Source를 이용해 120Hz 전압맥동을 추가하였다. 시뮬레이션 시 전압 맥동의 크기는 부하 조건에 따라 크기를 변화시켰다.

그림 10은 10A 부하의 조건에서 기존 제어기와 공진 제어기에 의한 모의해석 결과를 나타내었다. 입력 전압 리플의 크기를 진폭 5V로 실험 조건과 동일하게 설정해 모의해석을 실시하였다. 그림(a)는 기존 제어기를 사용한 컨버터의 출력이며, 그림의 파형에서 약 100mV크기의 120Hz맥동전압 포함되어있는 것을 확인할 수가 있다. 그리고 그림(b)는 제안된 제어기를 이용한 출력전압이며, 기존의 제어기를 사용하였을 때에 비하여 맥동전압이 크게 줄어든 모습을 볼 수가 있다.

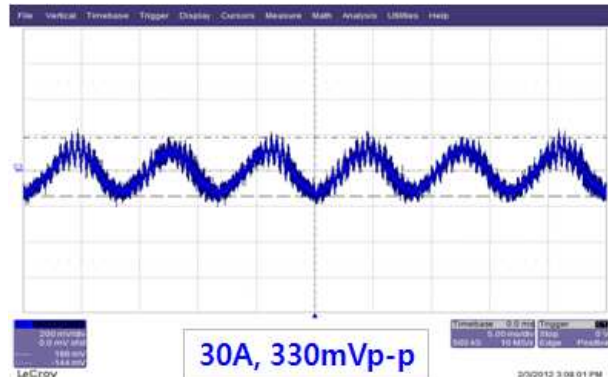
그림 11은 부하 조건은 30A에서 기존제어기와 공진 제어기에 의한 출력전압을 모의해석을 통하여 비교한 결과이다. 모의해석을 위한 입력 조건으로 120Hz의 맥동의 크기는 실험 시 발생한 DC 링크 전압 맥동 조건과 동일하게 진폭 15V로 시뮬레이션을 진행하였다. 그림에서처럼 부하조건이 늘어난 상태에서도 공진제어기를 포함한 파형은 작은 크기의 고조파만 늘었을 뿐 120Hz 맥동전압이 감소된 모습을 볼 수가 있다.

제안한 방법의 효율성을 입증하기위하여 실험을 실시하였다. 실험을 위한 시스템은 저가형 디지털 시그널 제어기 (Digital Signal Controller 이하 DSC)인 TI사의 피콜로 시리즈인 28035를 사용하여 디지털 제어를 행하였다. TI사의 28035는 프로그램 실행을 위한 중앙 처리 장치를 두 개 제공하는데, 하나는 일반적인 DSP인 주 프로세서와, 또 다른 하나는 디지털 제어의 실행 속도를 빠르게 하기 위한 제어 가속기 (Control Law Accelerator 이하 CLA) 프로세서를 제공한다. 통신용 전원장치의 디지털 프로그램은 28035에서 제공하는 CLA를 사용하여 제어알고리즘의 실행속도를 향상시키고 제어기의 안정성을 확보하였다. 아래의 그림12는 28035에서 실행되는 통신용 전원장치를 위하여 실행되는 프로그램 구조를 나타내었다.

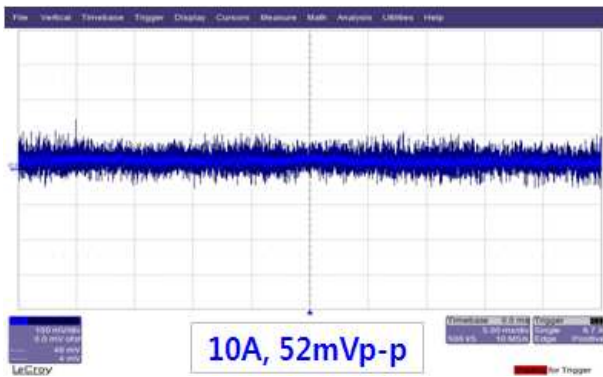
28035의 주 프로세서는 병렬 운전을 위한 통신 기능과 부하 분단 기능을 가지고 전압 명령을 발생하며, CLA 프로세서는 전압 명령을 받아 전압 제어를 실행하며 공진제어기는 CLA에서 실행된다. CLA의 시작 부분에서는 아날로그 디지털 변환기 (Analog Digital



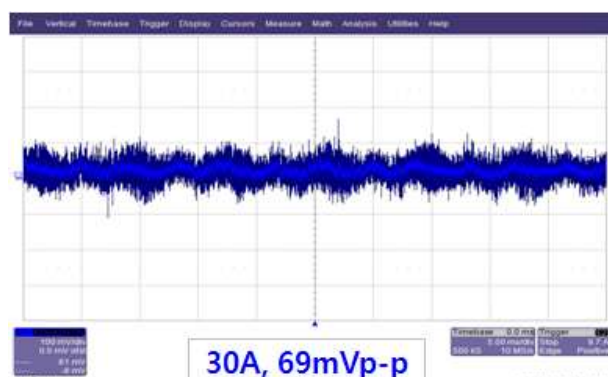
(a) PI controller (200mV/div)



(a) PI controller (200mV/div)



(b) Proposed PIR controller (100mV/div)



(b) Proposed PIR controller (100mV/div)

Fig 13 Comparison of Voltage Ripple used 10A Load at case of Experiment

Fig 14 Comparison of Voltage Ripple used 30A Load at case of Experiment

Converter 이하 ADC)를 통해 전압과 전류를 계측하고 전압 레퍼런스(기준전압)는 주 프로세서에서 주어진다. LLC전압제어기로는 PIR 제어가 포함되고 추가적인 듀티 제어를 사용하여 경부하에서 출력전압조건을 만족할 수 있도록 제어한다.

그림13는 DSC인 TI 28035로 구현된 통신용 전원장치를 사용하여 기존 제어기와 본 논문에서 제안된 공진 제어기를 부하조건 10A에서 출력 전압 맥동을 비교한 결과이다. 그림 12(a)는 기존 PI기를 사용하였을 때 전압 맥동이 발생됨을 알 수 있으며, 전압 맥동의 크기는 130mV를 조금 넘는 것으로 볼 수가 있다. 이런 DC 전압 맥동을 제거하기 위해 공진 제어기를 전압제어기에 추가하여 출력 전압 맥동에 대하여 실험한 결과를 그림 12(b)에 나타내었다. 그림에서 알 수 있는 바와 같이 120Hz의 전압 맥동 성분이 현저히 줄어들었음을 알 수가 있다.

그림 14은 30A의 부하조건에서 기존제어기와 본 논문에서 제안된 공진 제어기를 비교한 결과를 나타내었다. 기존 제어기에서는 전압 맥동이 300mV 정도 나타났으나, 제안된 방법에서는 전압 맥동이 상당히 줄어들음을 알 수가 있다. 또한 실험 결과와 모의해석 결과를 비교할 때도 전압 맥동이 감소하는 경향이 일치함을 알 수가 있다.

5. 결 론

본 논문에서는 공진제어기를 이용한 DC 링크 전압 맥동이 출력전압에 주는 영향을 크게 낮추는 방법을 제안하였다. 제안된 방법은 기존의 PI제어기에 맥동 제거를 원하는 전압 성분에서 큰 이득을 가지는 공진 제어기를 추가하여 전압 맥동을 낮추는 방법을 제안하였다. 제안된 공진 제어기를 LLC 컨버터에 적용하여 전압 맥동이 저감될 수 있음을 보드 선도를 이용한 주파수 응답 특성으로 설명하였다. 또한 제안한 공진 제어기의 효율성을 모의해석 및 실험을 통하여 전압 맥동이 저감됨을 통하여 확인하였다.

이 논문은 2012년도 한국교통대학교 교내 학술연구비의 지원 및 동아일렉콤의 연구비 지원에 의해 수행한 연구임

본 연구는 2011년도 지식경제부의 재원으로 한국에너지기술평가원(KETEP)의 지원을 받아 수행한 연구 과제입니다. (No. 2011H100100110)

참 고 문 헌

- [1] Robert W. Erickson and Dragan Maksimovic, "Fundamentals of Power Electronics 2'nd Edition," 2001.
- [2] Jung-Bum Kim, Nam-ju Park, Dong-Seok Hyun, "A Control Technique for 120Hz DC Output Ripple-Voltage Suppression Using BIFRED with a Small-Sized Energy Storage Capacitor," *Journal of Power Electronics*, Vol. 5, No. 3, pp. 190-197, July 2005.
- [3] Qin Lei, Fang Zheng Peng, Shuitao Yang "Multiloop Control Method for High-Performance Microgrid Inverter Through Load Voltage and Current Decoupling With Only Output Voltage Feedback," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 26, No. 3, pp. 953-960, Mar. 2011.
- [4] Hanju Cha, Trung-Kien Vu, Jae-Eon Kim, "Design and control of Proportional-Resonant controller based Photovoltaic power conditioning system," *Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE*, pp. 2198-2205, Sept. 2009.
- [5] Timbus, A.V., Ciobotaru, M., Teodorescu, R., Blaabjerg, F., "Adaptive resonant controller for grid-connected converters in distributed power generation systems," *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC 2006. IEEE*, pp. 1601-1606, Mar. 2006.
- [6] Bo Yang "Topology Investigation for Front End DC/DC Power Conversion for Distributed Power System," Blacksburg, Virginia, Sept. 2003.
- [7] Anirban Ghoshal and Vinod John, "Anti-windup schemes for proportional integral and proportional resonant controller," *National Power Electronics Conference 2010, Roorkee, India*, pp. 1-6, June 2010.



소병철(蘇秉哲)

1985년 8월 16일생. 2011년 충주대 제어계측공학과 졸업. 2011년~현재 한국교통대(구 충주대) 대학원 제어계측공학과 석사과정.



이상리(李相梨)

1987년 12월 9일생. 2012년 충주대 제어계측공학과 졸업. 현재 한국교통대 대학원 제어계측공학과 석사과정.



김학원(金學源)

1968년 3월 30일생. 1989년 고려대 전기공학과 졸업. 1991년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 2005년 동 대학원 전기 및 전자공학과 졸업(공학박사). 1991년~2008년 LG전자(주) 디지털 어플라이언스 연구소 책임연구원. 2008년~현재 한국교통대 제어계측공학과 부교수. IEEE 멤버. 당 학회 학술위원.



조관열(趙官烈)

1964년 2월 20일생. 1986년 서울대 전기공학과 졸업. 1988년 한국과학기술원 전기및 전자공학과 졸업(석사). 1993년 동 대학원 전기 및 전자공학과 졸업(공학박사). 1993년~2003년 LG전자(주) DA연구소 책임연구원. 2004년~현재 한국교통대 제어계측공학과 부교수. 당 학회 기획이사.



황순상(黃淳相)

1971년 10월 5일생. 2010년 충주대 정보제어공학과 졸업. 2012년 3월~현재 한국교통대 대학원 정보제어공학과 석사과정. 1995년~현재 동아일렉콤(주) 전원연구소 책임연구원.



최은석(崔恩碩)

1980년 7월 18일생. 2002년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업. 2004년 동 대학원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 박사과정.