

MOSFET 병렬 구동을 이용한 대용량 정류기 구현 Design of High Capacity Rectifier by Parallel Driving of MOSFET

선덕한*, 조내수*, 김우현**

Duk-Han Sun*, Nae-Su Cho*, Woo-Hyun Kim**

<Abstract>

In case of design of a rectifier to supply high current, To select switching frequency of semiconductor switches affect absolutely the design of the LC filter value in an power conversion circuit. The conventional rectifier by using MOSFET is no use in high current equipments because of small drain-source current. To solve this problem, this paper proposes to design of high capacity rectifier by parallel driving of MOSFET in the single half bridge DC-DC converter. This method can be able to develop high current rectifier by distributed drain-source current. The proposed scheme is able to expect a decrease in size, weight and cost of production by decreasing the LC filter value and increasing maximumly the switching frequency. The validity of the proposed parallel driving strategy is verified through computer-aided simulations and experimental results.

Keywords : Rectifier, Parallel driving of MOSFET

1. 서 론

최근 전기도금 산업분야에서 사용되는 대용량 정류기의 경우 무겁고, 가격이 비싸다는 단점이 있다. 이로 인하여 장치의 이동이 어렵고, 제품에 대한 구매력이 많이 떨어졌다.⁶⁾

따라서 전기도금에 사용할 수 있는 특정 용량 정류기의 소형, 저가 모델 개발이 요구되었으며, 본 논문은 이러한 장치를 개발하는데 그

목적이 있다.

주어진 요구사항은 전류용량 100[A] 이상의 전력 장치이며, LC 필터의 용량을 줄이기 위해 스위칭 주파수를 50[kHz] 이상을 목표로 장치를 구현 하였다.

일반적으로 중·대용량 정류기에 주로 사용되는 반도체 스위치 소자는 IGBT이다. IGBT를 병렬 운전하여 정격용량을 높이든가, MOSFET과 함께 병렬 구동시켜 효율을 개선할 수 있

* 준회원, 경북대학교 전자전기공학부 대학원
** 교신저자, 정회원, 영남이공대학 로보테크과 조교수, 工博,
E-mail : whkim@ync.ac.kr

* School of Electronic & Electrical Engineering,
Kyungpook National University
** Corresponding Author, Prof., Department of Robotech
Engineering Yeungnam College of Science & Technology

나, IGBT소자의 특성상 MOSFET에 비해 스위칭 주파수대가 낮기 때문에, LC 필터의 용량값이 증가함으로, 정류기 구현시 제품의 소형 및 경량화 될 수 없고, MOSFET으로 구현된 정류기에 비해 가격이 고가일 수 밖에 없었다.^{9,10,11)}

그러나 기존 MOSFET을 이용한 정류기의 경우 드레인과 소스간 허용 전류값이 작아서 100[A] 이상의 전류 용량을 흘릴 수 있는 정류기에는 사용할 수가 없었다.

이러한 문제를 해결하기 위해 Fig. 1과 같이 단상 Half bridge DC-DC 컨버터 회로에서 MOSFET을 병렬 설계하면, 드레인과 소스간 전류를 분산시킬 수 있다. 이렇게 구성된 병렬 회로 개수만큼 변압기 1차측 전류 용량을 증가시킬 수 있으므로 MOSFET 스위치 소자를 이용한 보다 큰 용량의 정류기 구현이 가능하게 된다.

따라서 본 논문에서는 제안된 정류기의 성능을 모의실험 및 실험을 통해 확인한다.

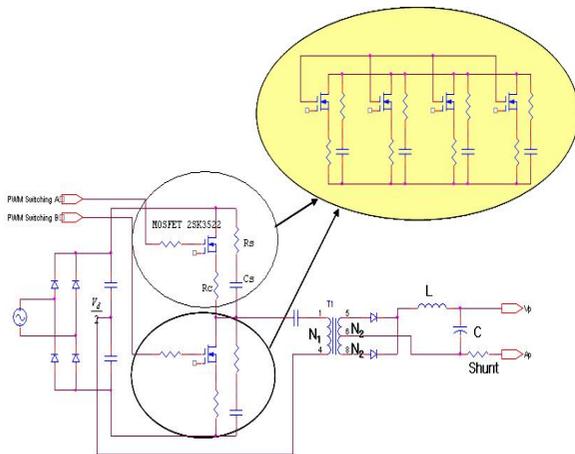


Fig. 1. Half bridge DC-DC 컨버터 회로.

2. 본 론

2.1 Half bridge DC-DC 컨버터 동작원리

Fig. 1 회로도 와 같이 Half bridge DC-DC 컨버터의 전원측에 연결되어진, 두개의 커패시터는 0과 교류 2상 평균전압 사이의 중간 전압값을 형성한다^{1,7)}.

두개의 스위치 소자인 MOSFET은 각각의 Turn ON 구간 동안 차례로 ON 되어진다. 따라서 MOSFET이 Turn ON 구간 동안의 출력 전압은 식(1a)와 같이 구할 수 있다. OFF 구간

동안의 출력 전압은 식(1b)와 같다.

$$V_o = \frac{N_2}{N_1} \frac{V_d}{2} - V_L, \quad 0 < t < t_{on} \quad (1a)$$

두개의 MOSFET이 모두 꺼지는 구간(Δ) 동안 다이오드가 이상적이라고 가정하면, 인덕터 전류는 두개의 2차측 1/2권선으로 균등하게 흐르게 된다.

$$V_o = -V_L, \quad t_{on} < t < t_{on} + \Delta \quad (1b)$$

최종 출력 파형은 Fig. 2와 같이 주기의 1/2로 반복하며, 한 주기 동안의 인덕터 전압을 적분하면 0이 되므로, 최종 출력전압 및 전류는 식(2b) 및 식(2c)와 같이 주어진다.

$$t_{on} + \Delta = \frac{1}{2} T_s \quad (2a)$$

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{N_2}{N_1} D \quad (2b)$$

$$I_o = \frac{V_d N_2 D}{N_1 R_L} \quad (2c)$$

$$D = t_{on} / T_s \quad 0 < D < 0.5 \quad (2d)$$

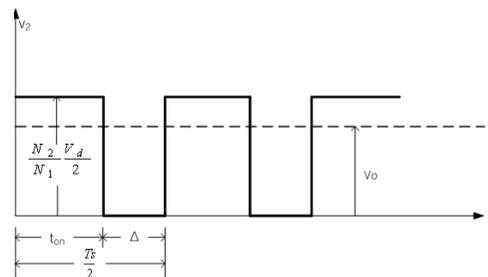


Fig. 2. Half bridge DC-DC 컨버터 출력파형.

2.2 MOSFET 선택 및 병렬회로 개수 결정

스위칭 소자로 사용된 MOSFET 2SK3522의 경우 드레인과 소스간의 최대 허용전류는 21[A]이지만, 정류기의 안정된 구동을 위하여 각 MOSFET에 흐르는 전류치를 최대 허용 전류치보다 낮추어 설계함으로써 Fig. 1과 같은 4개의 MOSFET이 병렬로 연결된 구조를 가지

게 된다.

실험에 사용된 변압기의 승압비는 3:1이다. 따라서 변압기 2차측에 100[A]의 연속적인 전류가 흐르기 위해서는 변압기 1차측에 약 33.34[A]가 흘러야 한다.

그러므로 병렬회로의 선로 임피던스가 같다고 가정하면, 각 MOSFET 소자에 흐르는 전류는 약 8.34[A]가 흐르게 된다. 만약 병렬회로의 선로 임피던스가 다를 경우 어느 한쪽으로 전류가 쏠리는 현상이 발생하여, 스위칭 소자(MOSFET)가 파손됨으로, 회로 단락의 위험을 초래할 수 있다. 따라서 이를 방지하기 위해 Fig. 1의 회로와 같이 소스단에 $R_C(0.1\sim 0.5\Omega)$ 저항을 직렬로 삽입하여, 선로 임피던스에 대한 전류의 영향을 최소화하였다.

2.3 스너버 회로 설계

서지와 Ringing을 제거하기 위해 일반적인 RC 스너버 회로를 사용하였다⁸⁾. 4개의 병렬 구성된 회로에서 각 MOSFET의 드레인과 소스 간 전류는 약 8.34[A]가 흐르게 되며, Fig. 3을 이용해서 초기전류요소(χ_o : Initial Current Factor), 댐핑요소(ζ_o : Damping Factor)를 구하게 되면 식(3a)와 같고, 식(3b) 및 식(3c)과 같이 스너버 회로의 C_S , R_S 를 구할 수 있다²⁾.

여기서,

$$I_o = 8.34 [A], \quad E_1 = 200 [V],$$

$$L_{S1} = 0.1 [\mu H], \quad E_o = \frac{V_d}{2} = \frac{220 \sqrt{2}}{2} = 155 [V]$$

f_s (Switching frequency) = 50 [kHz] 이다.

$$\frac{E_1}{E_o} = 1.29, \quad \chi_o = 0.56, \quad \zeta_o = 0.95 \quad (3a)$$

$$C_S = \left(\frac{I_o}{E_o}\right)^2 \left(\frac{L_{S1}}{\chi_o^2}\right) \approx 916 [pF] \rightarrow 1 [nF] \quad (3b)$$

$$R_S = 2\zeta_o \sqrt{\frac{L_{S1}}{C_S}} \approx 18.05 [\Omega] \rightarrow 20 [\Omega] \quad (3c)$$

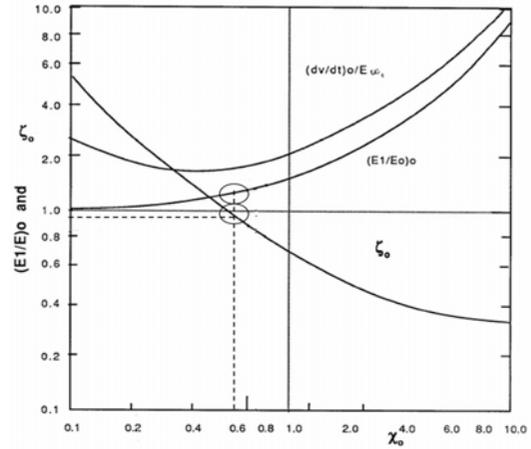


Fig. 3. 초기전류 및 댐핑 요소.

Fig. 4 및 Fig. 5의 파형과 같이 실제 실험에서는 충분한 Dead time의 확보를 위해서 최대한 Ringing을 줄여야 함으로 스너버 저항 R_S 를 20[Ω]이 대신 50[Ω]을 사용하였다.

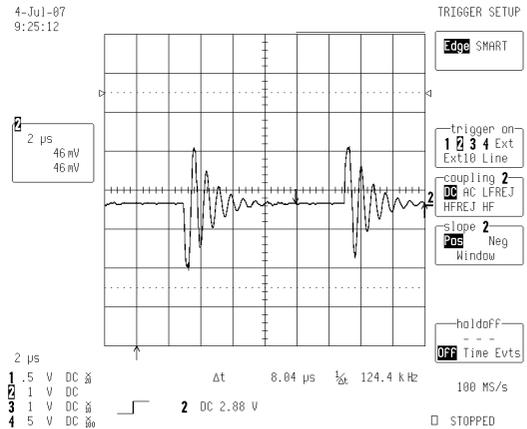


Fig. 4. R=20Ω일 때 변압기 1차측 전압.

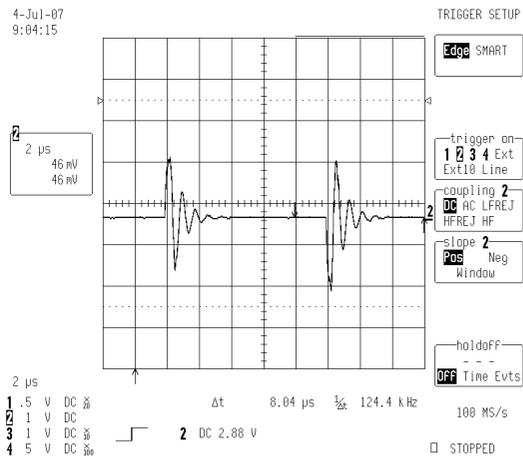


Fig. 5. R=50Ω일 때 변압기 1차측 전압.

여기서 R_S 를 무작정 크게 하여 Ringing 성분을 모두 전력으로 소모해 버리면 되지만, 해당하는 전력만큼 R_S 에 열이 발생함으로 적절한 저항 값 선택이 중요하다.

2.4 Shunt 저항 설정

앞에서 구한 식(2c)를 이용해서 듀티비가 10%일 때, 출력 전류 100[A]가 흐르기 위한 Shunt 저항은 식(4a)와 같이 구할 수 있다.

여기서,

$$D = 10\%, I_o = 100 [A],$$

$$V_d = 155.6 [V], \frac{N_2}{N_1} = \frac{1}{3} \text{ 이다.}$$

$$R_L = R_{shunt} = \frac{V_d N_2 D}{N_1 I_o} \simeq 51.86 [m\Omega] \quad (4a)$$

그러나 계산과 달리 1, 2차측 선로저항을 고려하면 실제 Shunt 저항값은 이보다 작은 값을 가져야 한다. 따라서 실험에서는 Shunt 저항값을 30[mΩ]으로 사용하였다.

2.5 필터 설계

PWM을 이용한 전력변환 회로³⁾에서 차단 주파수(f_T)는 스위칭 주파수의 1/10로 일반적으로 설정하고, LC 필터값을 설계한다. 여기서, 커패시터 용량을 200[μF]로 두면, 필터로 사용될 인덕터 용량은 식(5b)와 같이 주어진다.

$$f_T = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 5 [kHz] \quad (5a)$$

$$L = \frac{1}{100\pi^2 \times 200 [\mu F]} \simeq 5.06 [\mu H] \rightarrow 5 [\mu H] \quad (5b)$$

Fig. 6 회로와 Fig. 7 파형은 앞에서 계산된 LC 필터값을 적용하여 MATLAB Simulink 를 이용한 모의실험 결과를 나타낸 것이다.⁴⁾

여기서 2차측 선로 인덕터 $L_{S2} = 1[\mu H]$, 저항 $R_{S2} = 10[m\Omega]$ 이다.

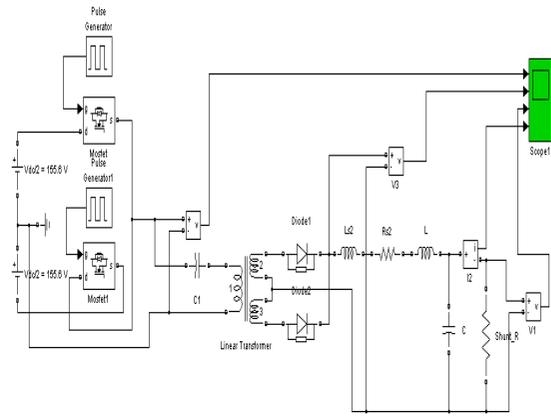


Fig. 6. MATLAB Simulink를 이용한 Half bridge DC-DC 컨버터 회로.

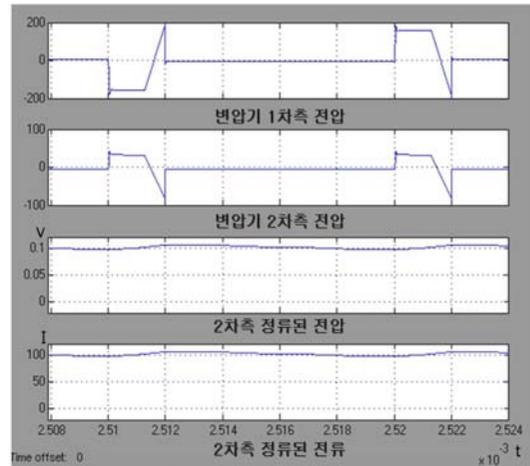


Fig. 7. Half bridge DC-DC 컨버터 모의실험 파형.

2.6 제어기 설계

변압기의 특성은 고려하지 않고, 2차측 선로 저항 R_{S2} , L_{S2} , LC 필터와 부하저항 R_L (Shunt)만으로 구성된 회로의 개루프 전달함수는 식(6a)와 같이 2차 시스템으로 간략화 된다.

$$G = \frac{R_L}{R_L(L + L_{S2})CS^2 + (R_{S2}R_L C + (L + L_{S2}))S + R_{S2} + R_L} \simeq \frac{15}{18 \times 10^{-9} S^2 + 3 \times 10^{-3} S + 20} \quad (6a)$$

Fig. 8처럼 식(6a)의 전달함수에 대한 개/폐루프 시스템의 계단응답(Step Response)은 정상상태 오차가 크기 때문에, 이를 개선하기 위한 보상기가 필요함을 알 수 있다.

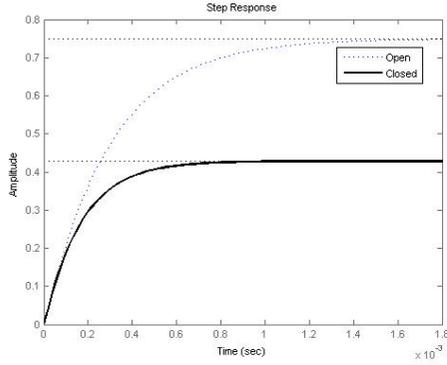


Fig. 8. 보상이기 없을 경우 시스템의 계단응답.

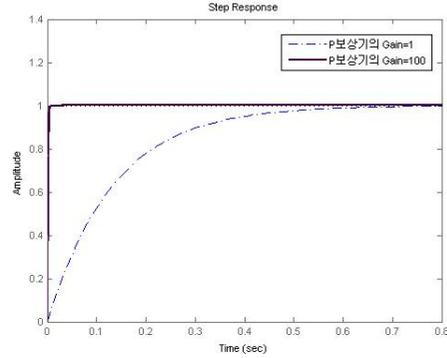


Fig. 10. P+I 보상기 추가시 시스템의 계단응답.

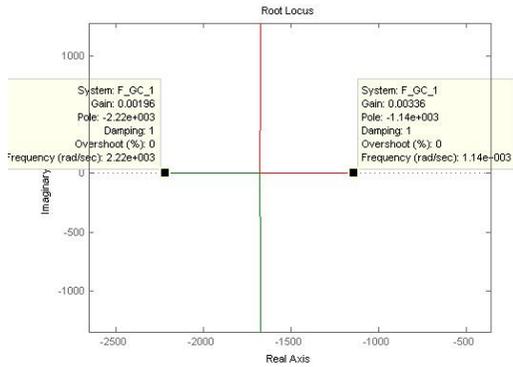


Fig. 9. 보상이기 없을 경우 개루프 시스템의 근궤적.

시스템에 추가할 보상기의 종류를 선택하기 위해 Fig. 9와 같이 시스템의 근궤적을 확인 해 본 결과, 2개의 극점이 S좌반 평면에서 매우 큰 음의 값 위치에 있음을 알 수 있었다.

따라서 0점에 극점을 하나 추가하더라도 시스템의 근의 궤적은 매우 크게 형성되기 때문에, 이득이 어느 정도 큰 값을 가져도 극점 모두 S좌반 평면안에 위치함으로써, 안정한 시스템의 조건을 만족함을 알 수 있다.⁵⁾

그러므로 정상상태 오차를 개선하기 위해 PI 보상기보다 설계와 제어가 간단한 P+I 보상기를 시스템에 추가하였다.

폐루프 시스템에 P+I 보상기를 추가할 경우 Fig. 10과 같이 Step 응답에 대한 시스템의 정상 상태 오차가 전혀 발생되지 않는다.

또한 P 보상기의 이득값에 따라 시스템의 과도상태 특성과 시스템의 응답시간(정정시간)이 달라지는 것을 알 수 있다.

시스템의 응답속도를 빨리 하기 위해서 실제 회로에서는 P제어기의 이득을 100으로 설계하였다.

Fig. 11은 OP AMP를 이용하여 실제 P+I제어기와 비교기를 설계한 것이다.

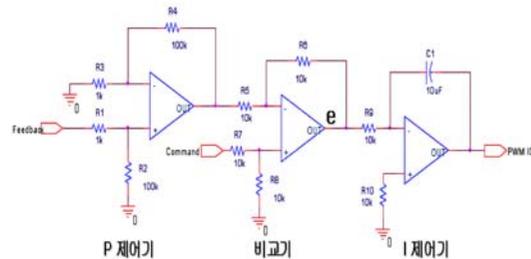


Fig. 11. OP AMP를 이용한 제어기 설계.

- P 제어기

$$V_{FB} = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) \approx 100V_{FB} \quad (7a)$$

- 비교기

$$G = V_1 - V_2 \quad (7b)$$

- I 제어기

$$\frac{1}{R_9CS} = \frac{10}{S} \quad (7c)$$

2.7 실험방법 및 시스템 구성

사용자가 원하는 전류값은 터치스크린으로부터 입력되어져 MCU(ADuC812)에 전달되며, 이에 해당하는 아날로그 신호가 보상기를 통해 PWM 제어신호로 인가된다.

PWM 제어신호에 의해 발생된 출력신호가 전력회로인 Half bridge 컨버터의 스위칭 신호로 사용되며, 컨버터에서 발생된 교류 신호는

변압기 1차측에 전달되고, 2차측 전압을 필터링 함으로써, 원하는 용량의 전류를 얻을 수 있게 된다.

Fig. 12는 전체 시스템의 블록도를 도식한 것이며, Fig. 13과 Fig. 14는 실험에 사용된 시스템의 실물 사진이다.

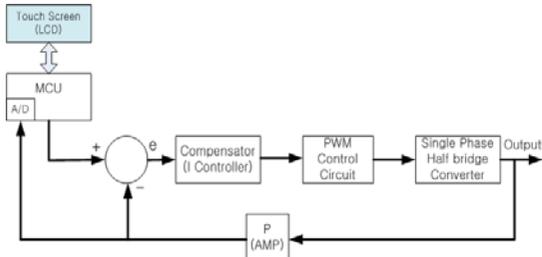


Fig. 12. 시스템 블록도.

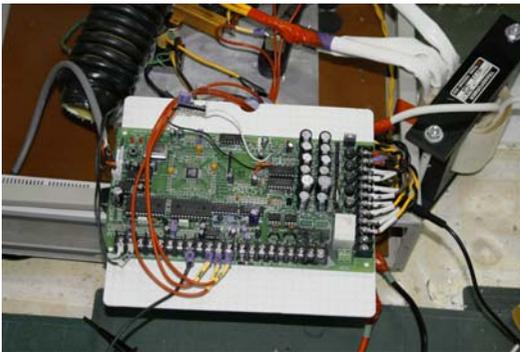


Fig. 13. 시스템의 제어부.

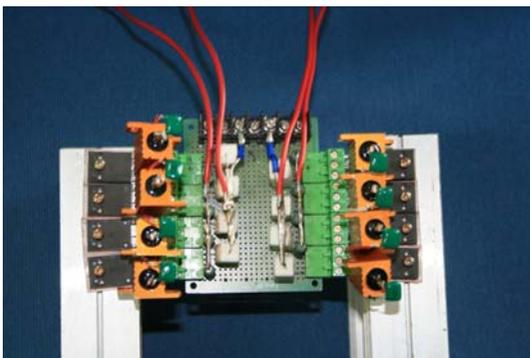


Fig. 14. MOSFET 병렬 회로부.

2.8 실험 결과

PWM 듀티비가 약 10%일 경우, Fig. 15의 파형과 같이 102.3A의 전류가 흐르는 것을 볼 수 있다.

Ringing 성분이 다소 크기 때문에 현재 스템에서 전류 용량을 증가시키면, 서로 다른 시간대에서 Turn ON되어야 하는 두개의 MOSFET

그룹이 동시에 Turn ON되어, 회로 단락의 위험을 가져올 수 있다.

따라서 실험 결과의 용량보다 큰 전류의 정류기를 개발할 시에는 MOSFET 병렬 회로수를 증가시키는 방법, 스너버 회로의 R_S 를 크게 하여 Ringing을 줄이는 방법, 변압기의 1,2차측 선로저항을 최대한 줄이는 방법, 현재의 변압기와 같은 전력용량에 1차측 승압비를 높이는 방법 등이 있을 수 있다.

그러나 전자의 2가지 방법은 병렬 회로 수 증가와 R_S 발열을 충분히 흡수할 수 있는 대전력용 저항을 요구하는 것이어서, 시스템 개발 취지에 어긋나게 됨으로, 후자의 2가지 방법을 고려해야 할 것이다.

특히 마지막으로 제안한 전류용량 증가 방법 중에서 장치의 1차측 승압비를 증가시킨 변압기의 도입은 본 논문의 연구 결과보다 큰 용량의 정류기 개발이 가능할 것으로 보인다.

또한 승압비를 증가시키면 상대적으로 변압기 1차측 전류용량이 감소하기 때문에, 병렬 회로 수 감소와, 아울러 장치의 안정도를 확보할 수 있는 효과를 기대할 수 있다.

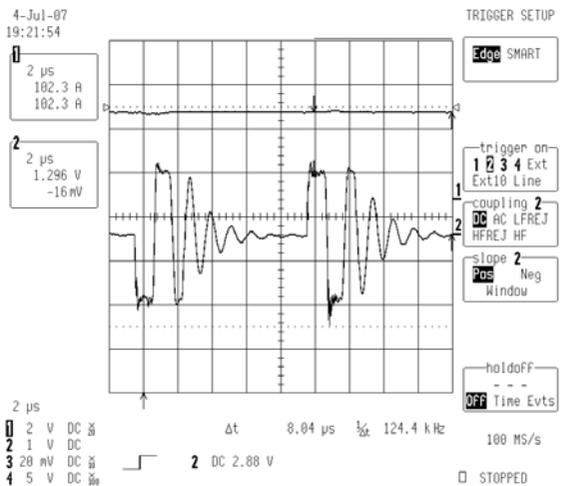


Fig. 15. 최종 전류파형과 변압기 1차측 전압파형.

3 결론

본 연구 결과와 같이 MOSFET 병렬구동을 이용하면 현재 IGBT 반도체 스위치 소자를 이용해서만 구현할 수 있는 정류기의 일정 전류 용량 범위내(100~200[A]) 정류기 개발이 가능하다는 것을 알 수 있다.

그러므로 MOSFET 병렬 구동을 이용한 대

용량 정류기는 장치의 경량, 소형화, 원가절감 효과를 기대할 수 있어, 관련 산업분야에 매우 유용하게 사용될 수 있을 것으로 기대된다.

참고문헌

- 1) Mohan, Undeland, Robbins "Power Electronics" Wiley, Second Edition. pp.301-353
- 2) Rudy Severns "Design of snubbers for power circuits" pp.1-29
- 3) Muhammad H. Rashid "Power Electronics" Prentice Hall Second Edition pp. 356-413
- 4) Bahram Shahian, Michael Hassul "Control System Design Using MATLAB" Prentice Hall pp 143-164
- 5) Charles L. Phillips, Royce D. Harbor "Feedback Control System" Prentice Hall Third Edition pp 220-284
- 6) B. Jayant Baliga, Fellow, "Trend in Power Semiconductor Devices" IEEE Transaction on Electron Devices, Vol. 43 No. 10. October 1996. pp. 1717-1720
- 7) 노의철, 정규범, 최남섭 공저 "전력전자공학" 문운당. pp. 325-361
- 8) 정재륜, 김민희, 우정인 공저 "디지털 전력전자" 보성각. pp. 95-123
- 9) 장동열 "IGBT-MOSFET 병렬 스위치를 이용한 고효율 직류-직류 변환기" 전력전자학회 논문지 제 4권 제 2호 1999년 4월 논문 4-2-6 pp 152-158
- 10) 박건태 " 중.대용량 인버터용 IGBT 병렬 운전 연구" 전력전자학술대회 논문집 2003. 7 pp 430-433
- 11) 이현원 "IGCT를 이용한 단상 PWM정류기 병렬운전" 전력전자학술대회 1999. 논문 5-1-2 pp 11-18

(2007년 8월 24일 접수, 2007년 11월 23일 채택)