

연료전지 발전시스템을 위한 새로운 능동 클램프 전류원 하프 브리지 컨버터

*김진태, *김성호, *이태원, *장수진, **김수석, *원충연
*성균관대학교, **서울산업대학교

Novel Active Clamp Current-fed Half Bridge Converter for Fuel Cell Generation System

J.T. Kim*, S.H. Kim*, T.W. Lee*, S.J. Jang*, S.S. Kim**, and C.Y. Won*
Sungkyunkwan Univ.*, Seoul National Univ. of Technology**

ABSTRACT

Recently, a fuel cell with low voltage and high current of electronic output characteristics is remarkable for new generation system. It needs both a dc-dc boost converter and dc-ac inverter to be used in domestic power. Therefore, this paper presents dc-dc boost converter with ZVS for fuel cell generation system.

This topology has several advantages, which are ZVS characteristics of all of main and auxiliary switches, reduction of reactor component size because of high frequency switching, and low rated voltage stress of the switches. In this paper, theoretical analysis, operation principle, and design procedures are presented. And simulation results from Pspice are presented to validate the theoretical analysis.

1. 서 론

최근 대체에너지로서 관심을 받고는 연료전지(또는 이와 유사한 저전압의 출력 특성을 갖는 전기에너지원)는 저전압·대전류의 특성을 가지고 있다.

예를 들어, 3kW급의 고체고분자 연료전지의 경우는 각 셀의 결합 방법에 따라 직류 20-36V, 39-72V등의 저 전압 출력을 갖는다.

이러한 연료전지로부터 만들어진 저전압을 상용 전원으로 사용하기 위해서는 승압용 컨버터와 인버터가 결합된 전력변환기가 필요하다.

그러고 연료전지는 전류 리플에 큰 영향을 받기 때문에 전력변환기의 승압용 컨버터는 입력 전류 리플을 적게 할 수 있는 기존의 전압형 보다는 전류형 컨버터가 매우 적합하다.^[1]

또한, 전력변환기에 적용되는 컨버터는 높은 효

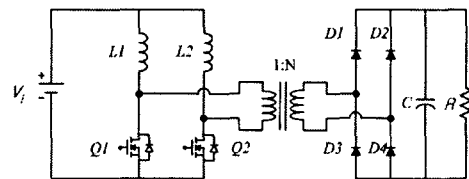


그림 1. 전류원 하프 브리지 컨버터
Fig 1. Current-fed Half Bridge Converter

율, 간단한 구조, 높은 전력 밀도를 가져야만 한다.^[2]

기존의 승압방식의 전력변환 장치 중 높은 승압비를 갖고 소자에 있어서 전압 스트레스가 적고 소자 이용률이 높은 컨버터는 그림 1과 같은 전류원 하프 브리지 컨버터가 있다.^{[3][4]}

그러나 변압기에 존재하는 누설 인덕턴스로 인해 발생하는 서지는 스위치에 손실 및 내압을 초과 시에는 파괴로 이어질 수 있어 이러한 전압 스트레스를 막기 위해 스너버 회로를 사용한다.

그림 2(a)와 같은 형태의 수동소자를 이용한 무손실 스너버 컨버터는 높은 효율을 갖지만 소프트 스위칭을 위한 최적 설계가 복잡하며, 스위치의 턴온프시에만 소프트 스위칭을 가능하게 하여 준다.

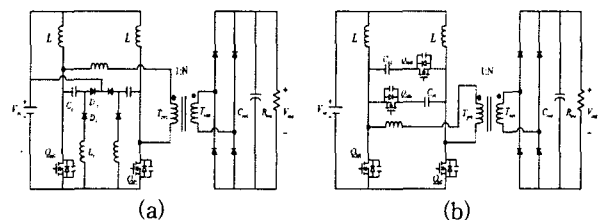


그림 2. 무손실 스너버를 적용한 전류원 하프 브리지 컨버터
(a). 수동소자를 이용한 무손실 스너버를 적용한 컨버터
(b). 능동형 무손실 스너버를 적용한 컨버터
Fig 2. Current-fed Half Bridge Converter with lossless snubber
(a). Converter with passive lossless snubber
(b). Converter with active lossless snubber

그림 2(b)의 능동형 무손실 스너버 컨버터는 구조가 간단하며, 주 스위치 및 보조스위치의 상호 동작으로 모든 스위치의 턴온·턴오프시에 소프트 스위칭을 가능하게 한다. 그러나 보조 스위치에 걸리는 전압은 주 스위치에 걸리는 전압의 2배가 되므로 높은 내압의 보조 스위치가 필요로 하게 된다.^[6]

따라서 본 논문에서는 기존의 토폴로지의 문제점들을 해결하고 스위치의 턴온·턴오프시에도 소프트 스위칭이 가능할 수 있는 새로운 능동 클램프 전류원 하프 브리지 컨버터를 그림 2과 같이 제안하고 이를 연료전지 전력변환기에 적용하고자 한다.^{[6][7]}

2. 제안된 능동 클램프 전류원 하프 브리지 컨버터의 동작

제안된 컨버터의 특징은 내장 다이오드를 가지고 있는 2개의 보조 스위치와 1개의 커패시터를 이용하여 각각의 주 스위치에 걸리는 전압을 클램프 및 영전압 스위칭을 구현할 수 있다. 주 스위치와 보조 스위치는 교대로 턴온·턴오프하며 고주파 변압기의 누설 인덕터와 클램프 커패시터 및 스위치의 출력 커패시터의 공진을 이용하여 영전압 턴온·턴오프를 하여 스위칭 손실을 줄여 준다.

그러므로 고주파 변압기는 적당한 값의 누설 인덕턴스를 가지도록 설계 및 제작 하고, 필요시에는 추가 인덕터를 삽입하여야 한다.

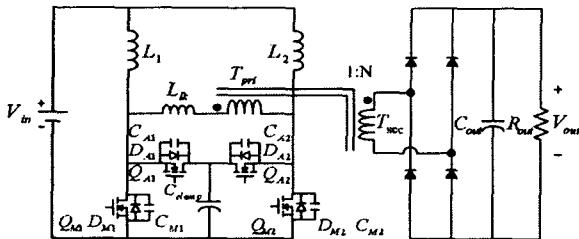


그림 4 제안된 능동 클램프 전류원 하프 브리지 컨버터
Fig 4. Proposed Active Clamp Current-fed Half Bridge Converter

2.1 상태 해석시 고려사항^{[7][8]}

제안된 회로의 정상상태 해석을 위해 입력 측의 인덕터는 그 크기가 전류의 리플을 무시할 수 있을 만큼 적당히 크다고 가정하여 인덕터에 흐르는 전류는 전류원으로 해석한다.

또한, 회로의 한 주기의 동작 중 각각의 반주기는 주 스위치 Q_{M1} 과 Q_{M2} 에 의해 대칭적으로 동작하므로 반주기에 대해서만 해석하도록 한다.

이전 기간에서 주 스위치 Q_{M2} 는 영전압 턴온 하여 인덕터 L_1 , L_2 에는 전류가 축적되고 클램프 커

패시터 C_{clamp} , 보조 스위치의 출력 커패시터 C_{A1} , C_{A2} 에는 nV_{out} 의 전압으로 충전되어 있다.

2.2 상태 1: 전류 축적 기간(t_0-t_1)

주 스위치와 보조 스위치는 둘 다 턴온 되어 있어 인덕터 L_1 과 L_2 에는 전류가 축적 되고 있으며 보조 스위치에는 nV_{out} 의 전압이 걸린다. 부하의 출력 전압은 C_{out} 에서 공급한다.

2.3 상태 2: 커패시터 충전 기간(t_1-t_2)

주 스위치 Q_{M2} 는 턴온을 유지하고 Q_{M1} 이 턴오프 되면서 Q_{M1} 으로 흐르던 전류는 그림 6(b)와 같은 도통 경로를 형성함으로써 주 스위치의 출력 커패시터 C_{M1} 을 충전, 보조 스위치의 출력 커패시터 C_{A1} 을 방전시킨다. 이때, Q_{M1} 에 걸리는 전압은 v_{total} 로 식(1)의 형태로 선형적으로 증가한다.

$$v_{c,total} = \frac{I_{L1}}{C_{total}} (t - t_1) \quad (1)$$

$$C_{total} = C_{Q1} + (C_{QA1} \parallel C_{clamp})$$

2.4 상태 3: 내장 다이오드 도통 기간(t_2-t_3)

인덕터 L_1 에 축적 되어 있던 전류는 고주파 변압기를 통해 2차측으로 전달되며, 보조 스위치의 출력 커패시터 C_{A1} 을 방전시킨 전류는 보조 스위치 Q_{A1} 의 내장 다이오드 D_{A1} 을 통해 클램프 커패시터 C_{clamp} 를 충전한다.

이때, D_{A1} 이 도통하면서 Q_{A1} 에 걸리는 전압을 0으로 만들면서 다음 기간에 Q_{A1} 이 턴온 할 때 영전압 스위칭이 가능하도록 해준다.

2.5 상태 4: 클램프 커패시터 충전 기간(t_3-t_4)

보조 스위치의 내장 다이오드 D_{A1} 에 의해 보조 스위치 Q_{A1} 은 영전압 턴온을 하며, 클램프 커패시터 C_{clamp} 에 걸리는 전압과 흐르는 전류는 다음과 같다.

$$v_{clamp}(t) = I_{L1} \cdot Z_0 \cdot \sin(\omega_0(t - t_2)) + V_o \cdot n \quad (2)$$

$$i_{clamp}(t) = I_{L1} \cdot \cos(\omega_0(t - t_2)) \quad (3)$$

$$\omega_0 - \text{공진 주파수}, \frac{1}{\sqrt{L_{lk} \cdot C_{clamp}}}$$

$$Z_0 - \text{특성 임피던스}, \sqrt{\frac{L_{lk}}{C_{clamp}}}$$

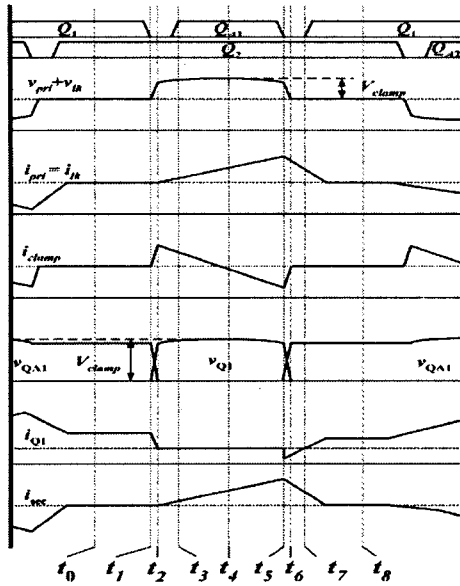


그림 5. 이론 파형
Fig 5. Theoretical waveform

2.6 상태 5: 전류(Commutation) 기간(t_4-t_5)

클램프 커패시터 C_{clamp} 는 V_{clamp} 의 전압으로 충전이 완료되고 C_{clamp} 로 흐르던 전류는 고주파 변압기로 방향을 바꾸어 흐르게 되며, C_{clamp} 의 전압은 식(2) 같이 서서히 감소한다.

이때, 누설 인덕터 L_{lk} (또는 고주파 변압기 T_{pri}) 로 흐르는 전류는 다음과 같다.

$$i_{lk}(t) = I_{L1} - I_{L1} \cdot \cos(\omega_0(t - t_2)) \quad (4)$$

2.7 상태 6: 커패시터 방전 기간(t_5-t_6)

보조 스위치 Q_{A1} 을 턴오프하게 되면 누설 인덕터 L_{lk} 에 축적 되어 있던 전류는 보조 스위치의 출력 커패시터 C_{A1} 을 충전하고 C_{M1} 을 방전시킨다. 이때 Q_{A1} 은 영전압 턴오프 하게 된다.

2.8 상태 7: 누설 인덕터 L_{lk} 의 리셋(Reset) 기간(t_6-t_7)

커패시터 C_{M1} 을 방전시킨 누설 인덕터 L_{lk} 의 전류는 그림 6(g)와 같이 주 스위치 Q_{M1} 의 내장 다이오드 D_{M1} 을 통해 연속적으로 흐르게 되며 Q_{M1} 에 영전압을 만들어 주고, 고주파 변압기를 통해 2차 측으로 전류를 공급하면서 식(5)의 형태로 서서히 감소하게 된다.

그리고 다음 기간에서 주 스위치의 영전압 턴오프를 가능하게 하여 준다.

이때, 누설 인덕터 i_{lk} 와 주 스위치의 내장다이오드 D_{M1} 으로 흐르는 전류는 식(5), (6)과 같다.

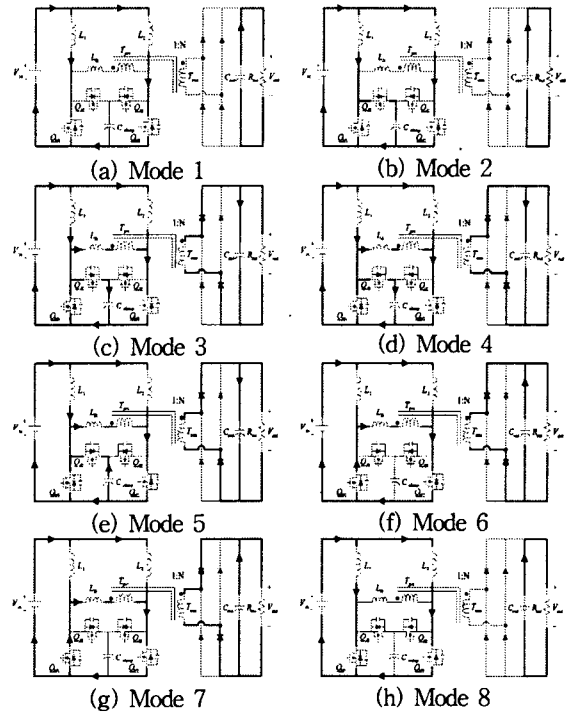


그림 6 반 주기의 동작 상태

Fig 6. Mode operation in half-period for one switching cycle

$$i_{lk} = \frac{n \cdot V_{out}}{L_{lk}} (t - t_5) + i_{lk}(t_5) \quad (5)$$

$$i_{D,M1}(t) = i_{lk}(t_5) - \frac{n \cdot V_{out}}{L_{lk}} (t - t_5) - I_{L1} \quad (6)$$

2.9 상태 8: 전류 축적 기간(t_7-t_8)

이렇게 하여 반 주기의 동작이 끝나며, 주 스위치의 내장 다이오드 D_{M1} 에 의해 주스위치 Q_{M1} 은 영전압 턴오프하게 된다.

i_{lk} 의 전류가 0이 되면 t_0-t_1 의 기간과 동일하게 L_1, L_2 에는 전류가 축적되고 $C_{clamp}, C_{A1}, C_{A2}$ 에는 $n \cdot V_{out}$ 의 전압으로 충전되어 있는 상태가 된다. 이후의 반 주기 동안은 주스위치 Q_{M2} 에 의해 대칭적인 동작을 반복한다.

3. 전압의 입·출력 변환 비^{[5][7][8]}

입·출력 전압의 변환 비를 구하기 위해 다음과 같이 정의한다.

그림 8과 같이 한 주기 내에 주 스위치 Q_{M1} 의 턴오프 기간을 D_1 , 누설 인덕터 L_{lk} 의 전류 리셋 기간을 D_2 , 누설 인덕터에 L_{lk} 흐르는 최대 전류를 $I_{lk,peak}$, 클램프 커패시터 C_{clamp} 에 걸리는 전압의 시간 함수 $v_{clamp}(t)$ 를 V_c 라 정의한다.

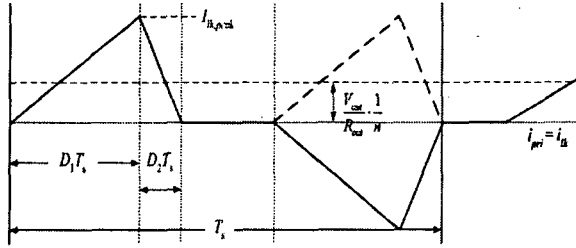


그림 7. 누설 인덕터에 흐르는 전류
Fig 7. Conducting current of leakage inductor

식(1)~(6)에서 인덕터 L_1 의 Volt·sec평형 조건에 관한 식(7)과

$$V_i(1 - D_1) = (V_c - V_i)D_1 \quad (7)$$

$$\frac{V_c - n \cdot V_{out}}{L_{lk}} D_1 = \frac{n \cdot V_{out}}{L_{lk}} D_2 \quad (8)$$

그림 7을 참조하여 누설 인덕터 L_{lk} 의 Volt·sec 평형조건에 관한 식(8)을 이용하여 전압의 입·출력 변환비를 구하면

$$\mu = \frac{1}{\frac{(1-D) \cdot n}{2} + \sqrt{\frac{(1-D)^2 n^2}{4} + F}} \quad (9)$$

$$F = \frac{L_{lk}}{T_s R_{out}}$$

식(9)을 통해 알 수 있듯이 누설 인덕턴스 L_{lk} 가 성분을 활용하지 않으면 (L_{lk} 를 0으로 하면), 전압 변환 비는 $\frac{1}{(1-D) \cdot n}$ 로 능동 클램프가 없는 기존의 전류원 하프 브리지 컨버터와 같아진다.

4. 설계시 고려 사항^{[7][8]}

4.1 데드 타임(Dead-time) 선정

주 스위치 Q_{M1} (또는 Q_{M2})이 영전압 턴온 스위칭을 하기 위해서는 t_6 과 t_7 사이에서 턴온을 해야 하며 다음과 같은 조건을 만족해야 한다.

$$T_{delay, Q_{M1} - Q_{M2}} = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_{lk} \cdot C_{M1}} \quad (10)$$

보조 스위치 Q_{A1} (또는 Q_{A2})이 영전압 턴온 스위칭을 하기 위해서는 t_2 와 t_3 사이에서 턴온을 해야 하며 다음과 같은 조건을 만족해야 한다.

$$T_{delay, Q_{M1} - Q_{A1}} = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_{lk} \cdot C_{clamp}} \quad (11)$$

4.2 누설 인덕터 L_{lk} 의 선정

t_6 에서 L_{lk} 에 축적되는 에너지는 C_{A1} (또는 C_{A2})에 축적되는 에너지보다 커야하며 이를 이용하면 L_{lk} 는 식(11)과 같다.

$$L_{lk} \gg \frac{C_{A1} \cdot (I_{L1} \cdot Z_0 + n \cdot V_{out})^2}{I_{QM1, peak}^2} \quad (12)$$

4.3 클램프 커패시터 C_{clamp} 의 선정

Q_{A1} (또는 Q_{A2})의 영전압 스위칭을 얻기 위한 적당한 크기의 C_{clamp} 는

$$C_{clamp} > \frac{(1-D)^2}{\pi^2 \cdot L_{lk}} \cdot T_s \quad (13)$$

5. 모의실험 결과

상기 기술된 이론을 검증하기 위하여 Pspice를 사용하여 모의실험을 하였다.

실제와 유사하게 하기 위하여 고주파 변압기에는 부유 커패시터 그리고 스위치와 다이오드는 출력 커패시터, 기생 인덕터, MOSFET의 턴온시 저항 $R_{DS(on)}$, 다이오드의 전압 강하 등을 적용하여 모의실험을 하였다.

표 1. 시작품의 설계 사양 및 주요 소자의 크기

Table 1. Specifications and parameters of prototype

설계 사양 및 주요 소자	값
입력 전압	48V
출력 전압	380V
정격 용량	700W
동작 주파수	50 [kHz]
변압기의 권선비	1:3
주 인덕터	200 [μ H]
변압기의 누설 인덕턴스	5 [μ H]
클램프 커패시터	2 [μ F]
주·보조 스위치의 출력 캐패시턴스	1.28[nF]
주·보조 스위치의 온저항	100[m Ω]

5.1 전압의 입·출력 변환 비

그림 8은 식(10)을 이용하여 부하저항과 시비율의 변화에 대한 전압의 입·출력 변환비의 변화를 모의실험 하여 얻은 결과를 도식화 하였다. 시비율이 0.85이고 최대 부하인 200[Ω]일 때, 15배 이상 승압이 가능한 것을 확인할 수가 있다.

6. 결 론

본 논문은 낮은 권선비를 갖는 고주파 변압기에서도 높은 승압비와 능동 클램프 회로를 적용하여 고효율 및 고주파 스위칭이 가능한 새로운 능동 클램프 전류원 하프 브리지 컨버터를 제안하고 기존의 무손실 컨버터의 단점을 해결할 수 있음을 모의실험 통하여 검증하였다.

제안된 컨버터는 향후 실제의 연료전지와 결합하여 연료전지 전력변환 시스템의 적합성을 검증할 예정이다.

이 논문은 산업자원부에서 시행한 전력산업 인프라 구축 지원사업의 지원에 의해서 수행된 연구결과입니다.

참 고 문 헌

- [1] Krein P.T. and Balog R., "Low Cost Inverter Suitable For Medium-Power Fuel Cell Sources", PESC 02. 2002 IEEE 33rd Annual, Vol. 1 pp. 321-326 June 2002.
- [2] Andersen G.K., Klumpner C., Kjaer S.B. and Blaabjerg F., "A New Green Power Inverter For Fuel Cells", PESC 02. 2002 IEEE 33rd Annual, Vol. 2, pp. 727-733, June 2002.
- [3] De Aragao Filho W.C.P. and Barbi I., "A Comparison Between Two Current-fed Push-pull DC-DC Converters- Analysis, Design and Experimentation", INTELEC '96., 18th International, 6-10, pp. 313-320, Oct. 1996.
- [4] Peter J. Wolfs, "A Current-Sourced DC-DC Converter Derived Via The Duality Principle From The Half-Bridge Converter", IEEE Tras. on Industrial Electronics, Vol. 40, No. 1, pp. 139-144, February 1993.
- [5] 한상규, 강정일, 문건우, 윤명중, 김윤희, "하프 브리지 듀얼 컨버터를 위한 새로운 능동형 무손실 스너버" 전력전자 학회논문지 제7권, 제5호, pp. 419-426, 2002, 10.
- [6] Neme F.J. and Barbi I., "A ZVS Clamping Mode-Current-fed Push-pull DC-DC Converter", Proceedings. ISIE '98. IEEE International Symposium on, Vol. 2, pp. 617-621 July 1998.
- [7] Watson R., Lee F.C. and Hua G.C., "Utilization Of An Active-clamp Circuit To Achieve Soft Switching In Flyback Converters" Power Electronics, IEEE Transactions on, Vol. 11 Issue: 1, pp. 162-169, Jan. 1996.
- [8] 김희준, "스위치모드 파워플라이", 성안당.

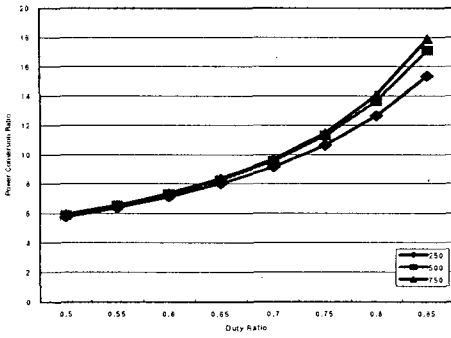


그림 8. 전압 입-출력 변환비의 모의실험 결과
Fig 8. Simulation result of power conversion ratio

5.2 모의실험 결과 파형

모의실험의 결과 파형은 상단에서부터 스위치의 게이트 신호, 고주파 변압기 1차측 전압, 고주파 변압기 1차측 전류, 클램프 커패시터의 전류, 스위치의 드레인 소스 전압, 주 스위치의 전류의 순이다.

2절에서 언급한 바와 같이 각 스위치는 영전압 턴온과 턴오프를 함으로써 서지의 발생을 줄였으며, 전압은 클램프 커패시터에 걸리는 전압으로 클램프 뒀을 볼 수 있다.

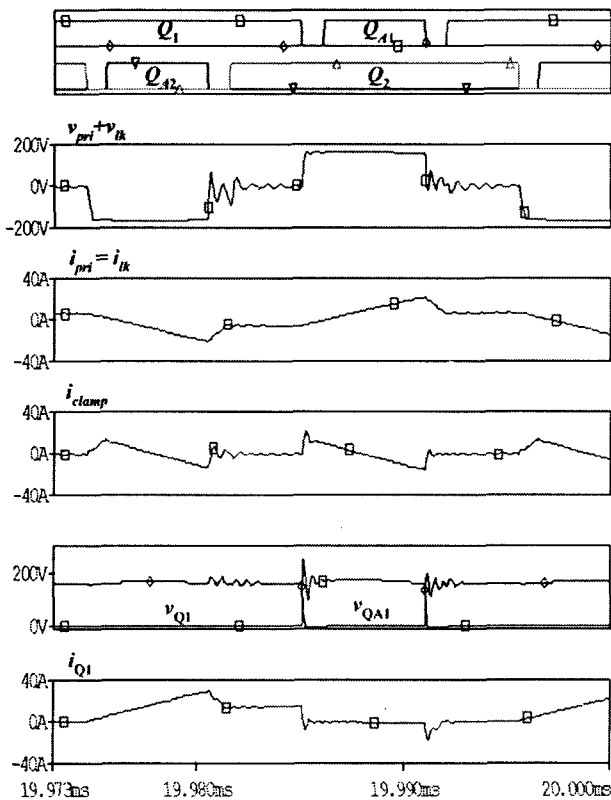


그림 9. 모의실험 결과
Fig 9. Simulation Result