

역회복 현상을 고려한 전기자동차용 IPT 시스템의 Semi-Bridgeless 정류기 분석

손원진¹, 안상준¹, 변종은¹, 이재한¹, 이병국[†]

Analysis of Semi-Bridgeless Rectifier in Inductive Power Transfer Systems for Electric Vehicles Considering Reverse Recovery Phenomenon

Won-Jin Son¹, Sangjoon Ann¹, Jongeun Byun¹, Jae-Han Lee¹, and Byoung-Kuk Lee[†]

Abstract

This study analyzes the reverse recovery phenomenon of a semi-bridgeless rectifier (SBR) in an inductive power transfer (IPT) system for electric vehicles. Ideally, the reverse recovery phenomenon does not occur in a diode rectifier, however, in practical systems, the reverse recovery phenomenon occurs even when the SBR operates like a diode rectifier due to high operating frequency. Therefore, a practical analysis of operation modes for SBRs is presented in this study, considering the reverse recovery phenomenon, and the requirements for SBR switches are proposed. The analysis results are experimentally verified using a 3.3 [kW] IPT system prototype to which three different types of switches are applied.

Key words: Electric vehicle, IPT(Inductive Power Transfer), Reverse recovery phenomenon, Semi-bridgeless rectifier, WPT(Wireless Power Transfer)

1. 서 론

전기자동차 (Electric vehicle, EV) 충전용 자기유도방식 무선전력전송 (inductive power transfer, IPT) 시스템은 일반적으로 그림 1(a)와 같이 역률 제어 (power factor correction, PFC)를 위한 PFC 컨버터와 송·수신 코일을 통해 전력을 전달하는 IPT 컨버터, 배터리 충전 제어를 담당하는 DC-DC 컨버터로 구성된다^{[1],[2]}. IPT 시스템은 코일의 전자기 유도현상을 이용하여 전력을 전달한다. 하지만 EV 어플리케이션의 경우, 차량 주차 시 정렬 오차를 고려해야 하기 때문에 송·수신패드 사이의 거리가 멀고 누설 자속이 많으며 효율이 낮다. 패드 사이의 거리는 규격에 의해 일정 범위의 수직거리와 수평거리를 만족하여야 하며, 이를 이용한 효율 개선이 어려워

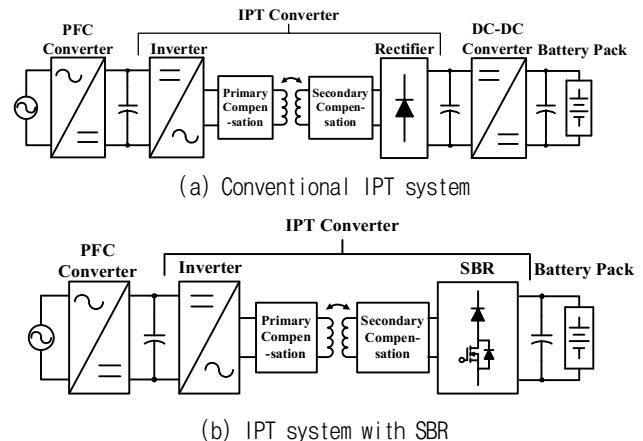


Fig. 1. Schematic of the IPT charging system for EVs.

패드를 제외한 전력변환장치에서의 손실을 저감하는 것이 요구된다. 따라서 최근 IPT 시스템의 효율 및 수신 측의 전력 밀도 향상을 위하여 그림 1(b)와 같이 수신 측 DC-DC 컨버터를 제거하고 다이오드 정류기 대신 semi-bridgeless 정류기 (semi-bridgeless rectifier, SBR)를 적용하여 전력반도체 소자 및 수동 소자의 수를 줄인 IPT 시스템의 연구가 활발히 진행되고 있다^{[3],[4]}.

Paper number: TKPE-2019-24-5-3

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

[†] Corresponding author: bkleeskk@skku.edu, Dept. of Electrical Eng., Sungkyunkwan University
Tel: +82-31-299-4581 Fax: +82-31-299-4612

¹ Dept. of Electrical Eng., Sungkyunkwan University
Manuscript received Feb. 26, 2019; revised Mar. 27, 2019; accepted Apr. 17, 2019

— 본 논문은 2018년 추계학술대회 우수논문상 수상논문임

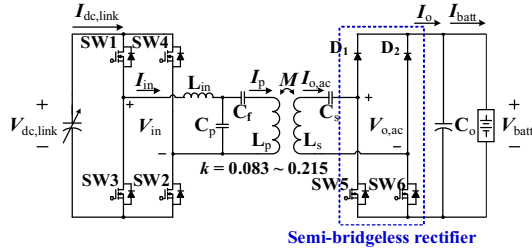


Fig. 2. IPT converter with semi-bridgeless rectifier.

TABLE I
SYSTEM PARAMETERS

| Parameter | Value | Parameter | Value |
|------------|-------------|----------------|----------------|
| V_{dc} | 200-420 [V] | k | 0.083-0.215 |
| P_o | 3.3 [kW] | $f_{resonant}$ | 85 [kHz] |
| V_{batt} | 240-410 [V] | f_{sw} | 81.38-90 [kHz] |

IPT 컨버터의 SBR은 공진 네트워크의 출력 특성에 따라 승압형 또는 강압형 회로로 동작하며, 스위치의 pulse width modulation (PWM) 제어를 통하여 입출력 전압 이득을 조절할 수 있다^[3]. 하지만 PWM 제어가 적용된 SBR의 스위치는 온/오프 시 모두 하드 스위칭하는 단점을 가진다. 게다가 IPT 시스템의 경우 동작 주파수가 SAE 규격에 의해 81.38-90 [kHz]의 고주파수로 권장되기 때문에, 이와 같은 하드 스위칭은 시스템의 발열 문제를 야기할 수 있다^[5].

SBR의 하드 스위칭으로 인한 발열 문제를 해결하기 위하여 스위칭 주기를 공진 주기의 2배로 늘리는 제어에 관한 연구와 하드 스위칭 동작하는 PWM 제어 대신 소프트 스위칭 동작하는 pulse density modulation (PDM) 제어를 적용하는 연구가 진행되었다^{[6],[7]}. 스위칭 주기를 2배로 늘리는 제어방법의 경우, 기존 제어 대비 스위칭 손실이 절반으로 감소한다는 장점이 있으나, SBR의 승·강압비 역시 절반으로 감소한다는 단점이 있다. 반면, 전 구간 소프트 스위칭이 가능한 PDM 제어 방법은 스위칭 손실이 거의 발생하지 않고 승·강압비가 제한되지 않는 장점이 있지만, 출력전압을 연속적으로 제어하기 위해서는 제어기의 연산량이 증가하는 단점이 있다. 이처럼 기존의 연구들은 주로 SBR의 스위치가 온/오프 할 때 발생하는 스위칭 손실을 줄이는 것에 초점을 맞추었으며, 또한 SBR 스위치 내부에 존재하는 바디 다이오드가 역회복 현상이 발생하지 않는 이상적인 다이오드라는 가정하에 진행되었다. 하지만 고주파수로 동작하는 IPT 컨버터에 SBR을 적용하는 경우, SBR 스위치의 바디 다이오드가 하드 스위칭을 하지 않는 경우에도 역회복 현상이 발생할 수 있다. 바디 다이오드에서 역회복 현상이 발생하면, 이상적인 경우 스위치가 턴 온 되지 않는 조건에서 턴 온 된 것과 같은 현상이 발생하여 SBR의 승·강압비가 급격히 변하고, 출력전압 제어가 불안정해지는 문제가 발생한다.

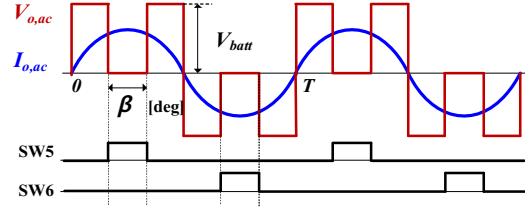


Fig. 3. Voltage and current waveforms of SBR.

따라서 본 논문에서는 SBR을 적용한 IPT 컨버터에서 스위치의 바디 다이오드에서 발생할 수 있는 역회복 현상에 대해 분석하고, 이를 고려한 SBR용 스위치 선정 시 요구 사항을 제안한다. PWM 제어가 적용된 SBR에서 역회복 현상이 발생할 때의 동작 모드와 문제점을 이론적으로 분석한다. 3.3 [kW]급 IPT 컨버터 prototype에 각기 다른 바디 다이오드 특성을 갖는 스위치를 적용하여, 실험을 통해 이론적 분석 결과를 검증한다.

2. 시스템 구성

그림 2는 본 논문에서 사용한 IPT 컨버터를 나타내며, 표 1은 주요 시스템 파라미터를 나타낸다. 송·수신 패드는 SAE J2954 WPT1 Z2 class 패드를 기준으로 제작하였으며, 패드 간 결합계수의 변동 범위는 규격에서 지정한 범위의 수직거리와 수평 이격을 고려하여 실제 측정된 값이다^[5]. 사용하는 공진 네트워크는 정전압 출력 특성을 가지며 부하 변동에도 영-위상각 (zero-phase angle, ZPA) 주파수가 일정하며, bifurcation 현상 발생 가능성이 적은 LCCL-S 토폴로지를 사용한다^[1]. 네트워크 설계 포인트는 최소 결합계수 조건으로 선정하며, 보상 네트워크의 공진 주파수는 설계 포인트에서 85 [kHz]의 공진 주파수를 가지도록 설계한다. LCCL-S 토폴로지를 적용한 IPT 컨버터의 경우 2차 측 교류 등가 출력전압 $V'_{o,ac}$ 는 부하의 변동에 무관하고 결합계수에만 비례하는 특징이 있다. 식 (1)은 LCCL-S 토폴로지를 적용한 IPT 컨버터의 SBR이 다이오드 정류기처럼 동작할 때의 $V'_{o,ac}$ 를 나타낸다^[3].

$$V'_{o,ac} = \frac{MV_{in}}{L_{in}} = k \frac{V_{in} \sqrt{L_p L_s}}{L_{in}} \quad (1)$$

정전압 특성을 갖는 LCCL-S 공진 네트워크와 SBR을 결합하면 승압형 컨버터로서 동작하기 때문에 SBR이 다이오드 정류기처럼 동작할 때의 $V'_{o,ac}$ 는 EV용 배터리의 최소전압보다 작아야 한다^[6]. 그림 3은 SBR의 스위치 동작에 따른 출력전압, 전류의 파형을 나타낸다. β 는 SBR 스위치를 on 시키는 시간을 나타내며, 스위치의 duty D와의 관계식은 식 (2)와 같다.

$$D = \frac{\beta}{180^\circ} \quad (2)$$

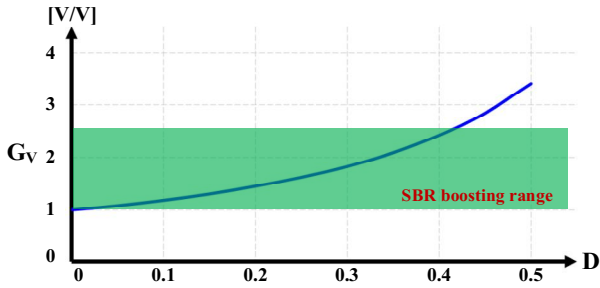


Fig. 4. Voltage gain of SBR according to duty ratio.

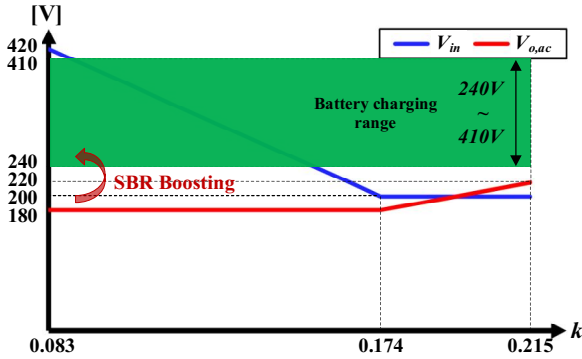


Fig. 5. Input/Output voltage according to coupling coefficient.

$V'_{o,ac}$ 는 SBR의 D에 따라 식 (3)과 같이 배터리 전압 V_{batt} 으로 승압되며, 그림 4는 D에 따른 전압전달비를 나타낸다.

$$V_{batt} = \frac{1}{1 - \sin \frac{D}{2} \pi} \times V'_{o,ac} \quad (3)$$

본 논문에서는 EV용 배터리의 충전 전압 범위를 240-410 [V]로 가정하며, 결합계수 최소와 최대의 차이가 약 2.5배 나고, SBR의 최대 승압비를 약 2.5배로 고려하여 설계 포인트에서 최소 출력전압이 180 [V]가 되도록 설계한다. 설계 시 입력 측의 dc-link를 고정 전압으로 사용하게 될 경우, 최대 결합계수 조건에서 $V'_{o,ac}$ 가 과도하게 증가할 수 있어, 넓은 결합계수 변동 범위 및 승압 특성을 고려하여 그림 5와 같이 k에 따라 가변하는 dc-link를 사용한다.

3. Semi-bridgeless 정류기 역회복 현상 분석

3.1 역회복 현상

본 절에서는 IPT 컨버터의 SBR의 스위치에서 발생하는 역회복 현상 및 이로 인하여 발생할 수 있는 문제점에 대해 분석한다. 다이오드에서 발생하는 역회복 현상은 일반적으로 다이오드에 따라 다르며 같은 다이오드라 하더라도 회로 조건, 순방향 전류의 크기, 역 바이어스 전압 등에 따라 달라진다^[8]. 기본적으로 다이오드에 저주파수의 정현파 형태의 전류가 흐를 때는 역회복 현상이 발생하지 않지만, 본 논문에서 사용하는 IPT 컨버터

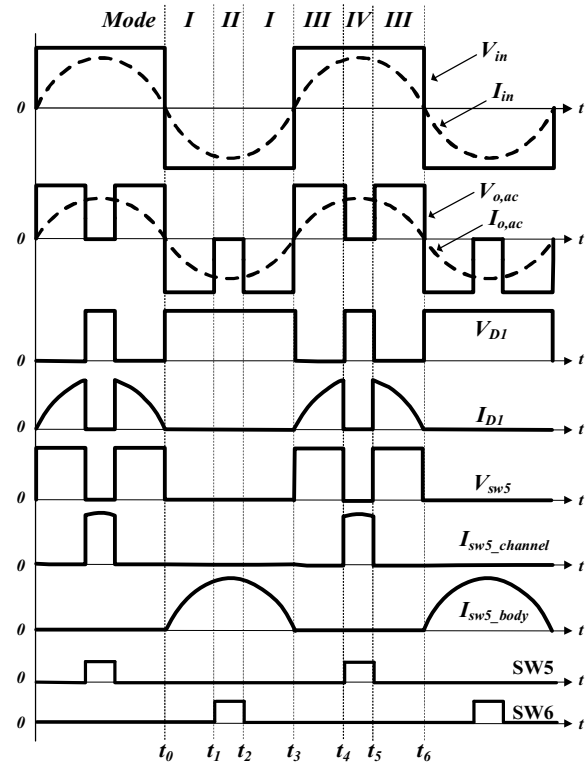


Fig. 6. Input/Output waveforms and SBR control signal without reverse recovery phenomenon.

의 동작 주파수는 고주파수로 권장되기 때문에, 정현파 형태의 전류가 흐르더라도 높은 di/dt로 인하여 역회복 현상이 발생할 수 있다. 다음 3.2절에서는 이러한 역회복 현상이 SBR의 바디 다이오드에서 발생할 때 나타나는 결과에 대해 모드 분석을 진행한다.

3.2 동작 모드 분석

그림 6은 이상적인 동작할 때의 SBR의 파형을, 그림 7은 역회복 현상이 발생할 때의 SBR의 파형을 나타낸다. 그림 8은 그림 6, 7에 나타난 각 모드에 따른 회로 동작을 나타낸다.

Mode I (t_0-t_1, t_2-t_3)

SBR의 MOSFET이 오프 된 상태로 MOSFET의 바디 다이오드를 통해서 전류가 흘러 다이오드 정류기와 동일한 동작을 한다. 또한, 턴 온 시 공진회로에 저장된 에너지를 부하에 전달한다.

Mode II (t_1-t_2)

SBR의 MOSFET이 온 된 상태로 $V_{o,ac}$ 를 0 [V]로 만들고, 송신 회로에서 받은 에너지를 공진회로 내에 저장한다.

Mode III (t_3-t_4, t_5-t_6)

Mode I과 동일하게 SBR이 다이오드 정류기처럼 동작한다.

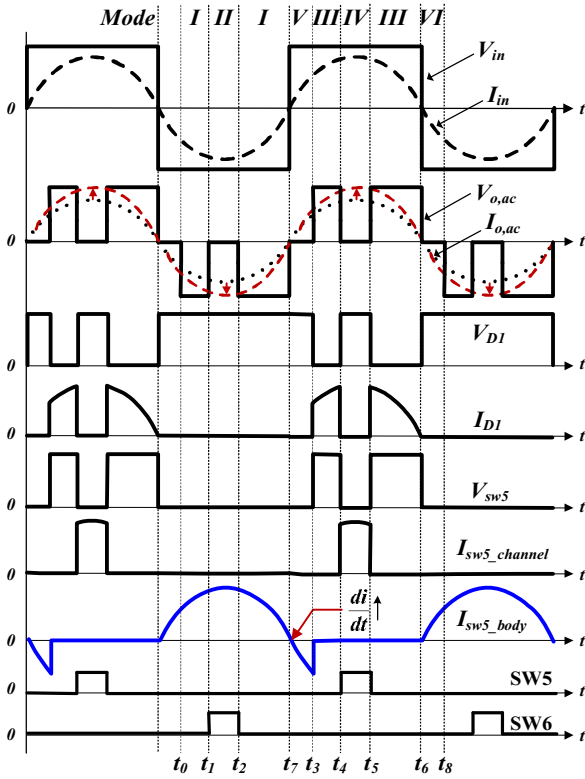


Fig. 7. Input/Output waveforms and SBR control signal with reverse recovery phenomenon.

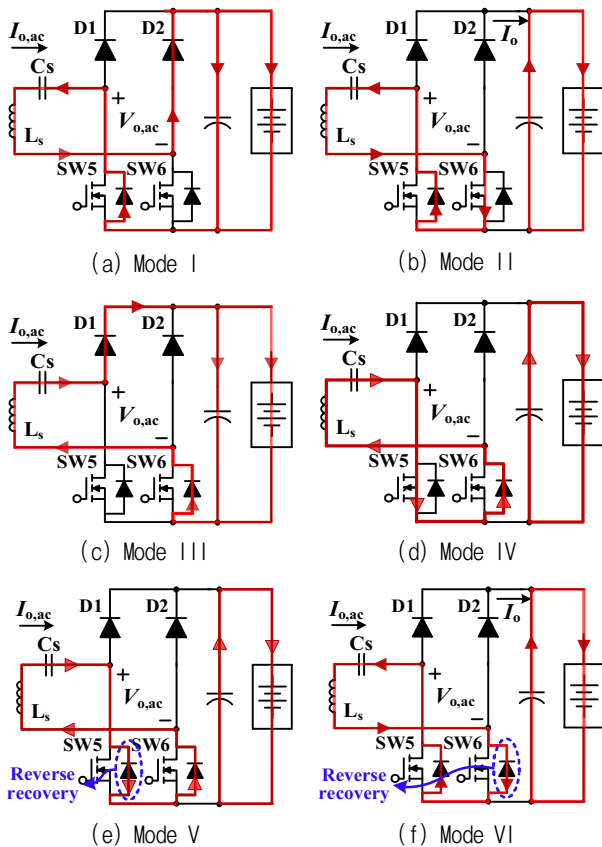


Fig. 8. Operation mode of the SBR based on the waveforms in Fig. 6 and 7.

TABLE II
COMPARISON OF DEVICE CHARACTERISTICS

| Parameter | Q_g [nC] | C_{oss} [pF] | Q_{rr} [nC] | $R_{ds(on)}$ [mΩ] |
|--------------------------|------------|----------------|---------------|-------------------|
| Switch I (IPW60R125CP) | 87 | 120 | 9000 | 125 |
| Switch II (IPW65R080CFD) | 167 | 215 | 1000 | 80 |
| Switch III (C3M0065090D) | 30.4 | 60 | 150 | 65 |

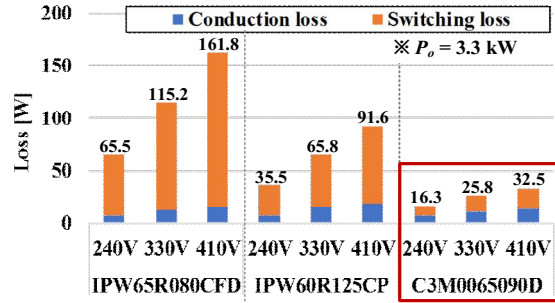


Fig. 9. Analysis of conduction and switching losses according to the switches.

Mode IV ($t_4 - t_5$)

Mode II와 동일하게 $V_{o,ac}$ 를 0 [V]로 만들고, 송신 회로에서 받은 에너지를 공진회로 내에 저장한다.

Mode V ($t_7 - t_3$)

Mode I에서 SW5의 바디 다이오드를 통해서 흐르던 전류의 방향이 바뀌게 될 때, 역회복 현상이 발생한 것을 나타낸다. 역회복 현상이 발생하게 될 경우, 다이오드의 역방향으로 전류가 흐르게 되고, 이 경우 Mode II와 같이 동작하게 된다.

Mode VI ($t_6 - t_8$)

Mode III에서 SW6의 바디 다이오드를 통해서 흐르던 전류의 방향이 바뀌게 될 때, 역회복 현상이 발생한 것을 나타낸다. 이 경우 Mode IV와 같이 동작하게 된다.

역회복 현상이 발생하는 Mode V, VI의 경우, Mode I, III의 전력 전달 구간을 감소시킨다. 따라서 동일한 부하 조건에서 그림 7의 공진 전류 $I_{o,ac}$ 는 그림 6의 $I_{o,ac}$ 와 같은 검은색 점선에서 붉은색 점선으로 전류의 크기가 증가하게 된다. 이로 인해 SBR의 도통 및 스위칭 손실이 증가하는 문제가 발생한다. 따라서 SBR의 역회복 현상 발생 가능성을 낮추고 전력 손실을 최소화하기 위해서 SBR의 스위치를 선정할 때 바디 다이오드의 Q_{rr} 이 작은 소자를 선정해야 한다.

3.3 SBR용 스위치 선정 시 요구 사항

3.2절에서의 분석 결과와 같이, SBR용 스위치의 요구 조건은 역회복 현상 발생 가능성을 최소화하기 위해 바디

TABLE III
EXPERIMENTAL SYSTEM PARAMETERS

| Parameter | Value | Parameter | Value |
|------------|-------------------|----------------|----------------|
| V_{dc} | 420 [V] | k | 0.083 |
| P_o | 3.3 [kW] | $f_{resonant}$ | 85 [kHz] |
| V_{batt} | 240-410 [V] | f_{sw} | 81.38-90 [kHz] |
| L_{in} | 29.396 [μ H] | C_f | 8.234 [nF] |
| L_p | 455.19 [μ H] | C_p | 119.26 [nF] |
| L_s | 75.584 [μ H] | C_s | 46.384 [nF] |

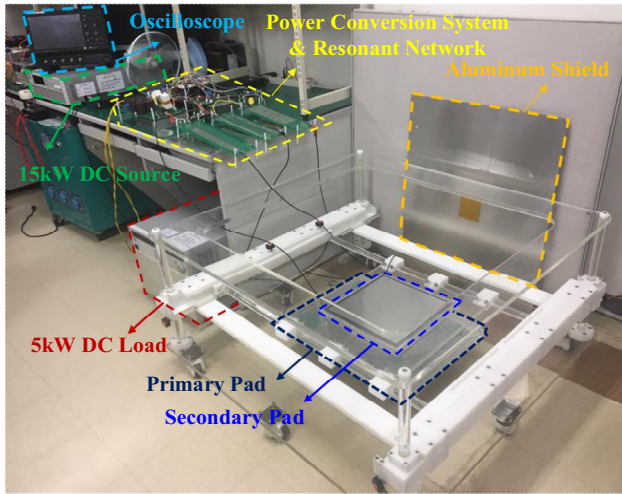


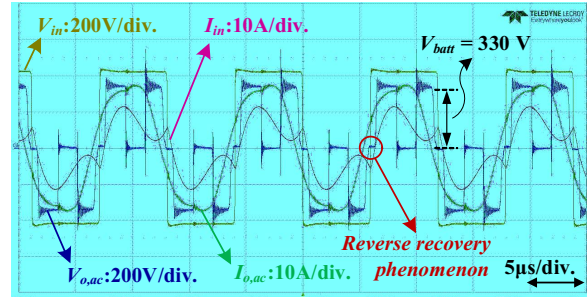
Fig. 10. 3.3 [kW] IPT system prototype with SBR.

다이오드의 Q_{rr} 이 작아야 하며, 고주파수의 하드 스위칭 동작을 고려하여 스위칭 손실 최소화가 가능하도록 Q_g 와 C_{oss} 가 작아야 한다. 표 2는 SBR용 스위치 후보로 선택한 유사한 정격을 갖는 스위치의 Q_{rr} , Q_g , C_{oss} 을 비교한 것이다. 다음의 그림 9는 표 2의 스위치들의 손실 분석 결과를 출력전압에 따라 나타낸 것이다. 스위치를 제외한 모든 손실 요소는 동일하다 가정하고 도통 손실과 스위칭 손실만을 고려하였다^[9]. 손실 분석 결과 Switch III을 사용할 때 가장 손실이 작게 나타난 것을 확인할 수 있다.

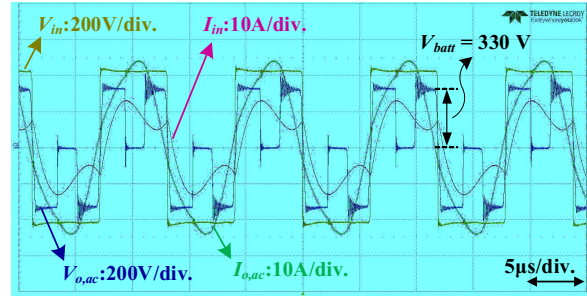
4. 실험

3절에서 분석한 결과를 검증하기 위해 그림 10과 같이 3.3 [kW]급 SBR이 적용된 IPT 시스템 prototype을 제작하고, 표 2의 스위치들을 적용하여 실험을 진행한다. 표 3은 실험 파라미터들을 나타낸다. 각 스위치를 사용하여 최대 출력 가능한 전력을 확인하며, 실험 결과는 다음과 같다.

그림 11(a)는 Q_{rr} 의 크기가 큰 Switch I을 사용한 결과이다. $I_{o,ac}$ 의 부호가 바뀌는 지점에서 MOSFET의 바디 다이오드에서 역회복 현상이 발생하여 앞서 3.2절에서 분석한 Mode V와 VI이 나타남을 확인할 수 있다.



(a) IPW60R125CP ($P_o = 2$ [kW])



(b) IPW65R080CFD ($P_o = 2.4$ [kW])

Fig. 11. Experimental waveforms of the SBR according to switches.

Switch I을 사용한 경우 역회복 현상으로 인해 동일 부하 조건에서 공진 전류의 크기가 증가하여 도통 및 스위칭 손실이 증가한다. 높은 스위칭 손실과 도통 손실로 인하여 2 [kW] 출력 조건에서 스위치 온도가 약 110도에 도달하게 된다. 그 이상 부하를 증가시키는 경우 시스템 소손 발생 우려가 있어 실험을 중단하였으며, 따라서 Switch I을 사용하는 경우 최대 출력은 2 [kW]로 제한된다. 그림 11(b)는 Switch I보다 Q_{rr} 이 낮지만 Q_g 와 C_{oss} 가 큰 Switch II를 사용하였을 때 파형을 나타낸다. Switch II를 사용한 경우 역회복 현상은 발생하지 않지만, 스위칭 동작 시 전압 기울기가 (a)에서는 1.026 [V/ns]인 것에 비해 (b)에서는 0.823 [V/ns]로 감소한 것을 확인하였다. 전압 기울기가 감소하게 되면 고속 스위칭 동작 시 스위칭 손실이 증가한다. Switch II를 사용하는 경우 높은 스위칭 손실로 스위치 발열이 크게 발생하여 2.4 [kW] 조건에서 온도가 110도에 도달하는 것을 확인하였다. 따라서 Switch I의 실험과 마찬가지로, 그 이상 부하를 증가시키게 될 경우 시스템 소손이 발생하기 때문에 최대 출력전력은 2.4 [kW]로 제한된다. 또한, 그림 11(a)와 (b)는 이론적 분석 파형인 그림 6, 7과 거의 일치하지만 실제 실험에서는 스위칭 동작 시 ringing 현상이 발생하는 것을 확인할 수 있다. 이는 스위치의 C_{oss} 와 회로 내의 기생 인덕턴스가 서로 공진하여 발생하는 현상으로 사용한 스위치의 C_{oss} 에 따라 공진 주기가 다르게 나타난다. C_{oss} 가 큰 Switch II의 공진 주기가 크게 나타났으며, C_{oss} 가 작은 Switch I의 공진 주기가 작게 나타났다. 그림 12는 Q_g , C_{oss} , Q_{rr} 이 모두

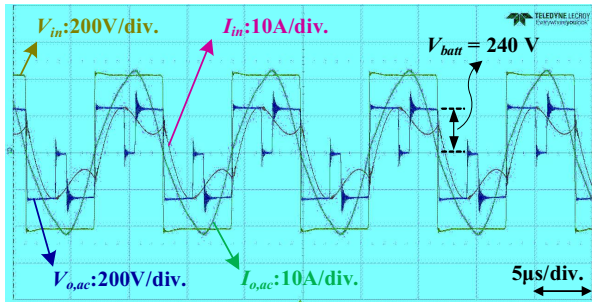
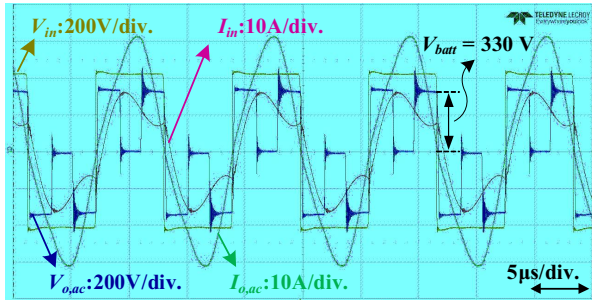
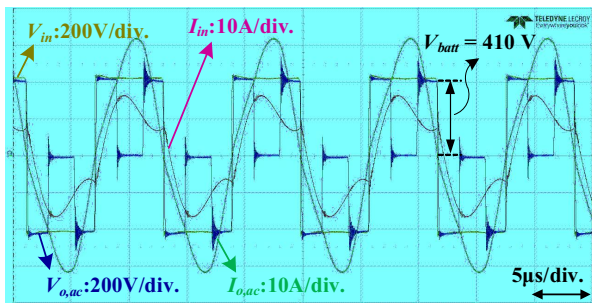
(a) $V_{batt} = 240$ [V], $P_o = 2.4$ [kW](b) $V_{batt} = 330$ [V], $P_o = 3.3$ [kW](c) $V_{batt} = 410$ [V], $P_o = 3.3$ [kW]

Fig. 12. Experimental waveforms of the SBR with C3M0065090D.

낮은 Switch III을 사용한 실험 결과 파형이다. Switch III을 사용한 경우 역회복 현상이 발생하지 않고 고속 스위칭이 가능하며, 스위칭 손실이 적게 발생하기 때문에 정격 부하인 3.3 [kW]까지 동작하였을 때 스위치의 온도는 약 90도로 시스템 소손 없이 출력 가능하다. 결과적으로 높은 주파수로 하드 스위칭하는 SBR용 스위치 선정 시, 스위치 발열 및 역회복 현상 발생 방지를 위하여 Q_g , C_{oss} , Q_{rr} 이 필수적으로 고려해야 함을 확인하였다.

5. 결 론

본 논문에서는 높은 동작 주파수를 갖는 전기자동차 충전용 inductive power transfer 시스템의 semi-bridgeless 정류기에서 발생할 수 있는 역회복 현상을 분석하였다. Semi-bridgeless 정류기의 동작 모드 분석을 통해 역회복 현상 발생 시 문제점을 확인하였으며, 스위치 선정 시 고려 사항을 제안하였다. 각기 다른 특성을 갖는 스위치 세 종류를 실제 3.3 [kW]급 IPT 시

스템 prototype에 적용하고 실험을 통하여 이론적 분석 결과를 검증하였다.

본 연구는 산업통상자원부(MOTIE)와 한국에너지기술평가원(KETEP)의 지원을 받아 수행한 연구 과제입니다. (No. 2018201010650A)

References

- [1] D. G. Woo, "Optimal design and control strategy of inductive power transfer charging system for electric vehicle," Ph.D dissertation, Dept. Elect. Eng., Sungkyunkwan Univ., Suwon, 2015.
- [2] R. Bosshard, U. Badstubner, J. W. Kolar, and I. Stevanovic, "Comparative evaluation of control methods for inductive power transfer," in *Proc. the International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, pp. 1-6, Nov. 2012.
- [3] M. J. Kim, D. M. Joo, S. J. Ann, and B. K. Lee, "Two-stage inductive power transfer charger for electric vehicles," *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 22, No. 2, pp. 134-139, Apr. 2017.
- [4] K. Colak, E. Asa, M. Bojarski, D. Czarkowski, and O. C. Onar, "A novel phase-shift control of semibridgeless active rectifier for wireless power transfer," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 30, No. 11, pp. 6288-6297, Nov. 2015.
- [5] SAE International, "Wireless charging of electric and plug-in hybrid vehicles," Retrieved from <http://standard.sae.org/wip/j2954/>.
- [6] W. J. Son, J. H. Lee, J. E. Byun, and B. K. Lee, "Switching frequency modulation technique to improve performance of bridgeless rectifier for wireless power transfer system," *Power Electronics Annual Conference*, pp. 42-44, Jul. 2018.
- [7] M. Fan and L. Shi, "A novel pulse density modulation with semi-bridgeless active rectifier in inductive power transfer system for rail vehicle," *CES Trans. on Elect. Mach. and Syst.*, Vol. 1, No. 11, pp. 397-404, Dec. 2017.
- [8] K. B. Lee, H. Jang. Lee, Y. J. Kang, and J. Y. Yoo, "A study on the measurement of freewheeling current and the reverse recovery characteristics of the diode in the IPM," *Power Electronics Annual Conference*, pp. 155-157, Nov. 2016.
- [9] Infineon, MOSFET Power losses calculation using the data-sheet parameters Appl. Note, Vol. 1.1, pp. 3-10, Jul. 2006.

**손원진(孫愿璿)**

1993년 12월 20일생. 2018년 성균관대 전자전기공학과 졸업. 2018년~현재 동 대학원 전자전기컴퓨터공학과 석·박통합과정.

**이재한(李在韓)**

1993년 1월 25일생. 2018년 성균관대 전자전기공학과 졸업. 2018년~현재 동 대학원 전자전기컴퓨터공학과 석·박통합과정.

**안상준(安相俊)**

1991년 1월 1일생. 2016년 성균관대 전자전기공학과 졸업. 2016년~현재 동 대학원 전자전기컴퓨터공학과 석·박통합과정.

**이병국(李秉國)**

1968년 12월 25일생. 1994년 한양대 전기공학과 졸업. 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001년 Texas A&M University 전기공학과 졸업(공학박). 2002년~2003년 Postdoctoral Research Associate, Texas A&M University. 2003년~2005년 한국전기연구원 산업전기연구단 전력전자그룹 선임연구원. 2006년~현재 성균관대 정보통신대학 전자전기공학부 교수. 2004년~현재 IEEE Senior Member, IEEE VPPC2012 조직위원장. 2016년~현재 국제전기기술위원회(IEC) 적합성평가위원회(CAB) 이사. 당 학회 연구사업이사.

**변종은(卞鍾殷)**

1991년 2월 6일생. 2015년 성균관대 전자전기공학과 졸업. 2015년~현재 동 대학원 전자전기컴퓨터공학과 석·박통합과정.