

새로운 양방향 지능형 반도체 변압기의 동작과 성능 분석

김도현¹, 이병권¹, 한병문[†], 이준영¹, 최남섭²

Operation and Performance Analysis of New Bidirectional Intelligent Semiconductor Transformer

Do-Hyun Kim¹, Byung-Kwon Lee¹, Byung-Moon Han[†], Jun-Young Lee¹, and Nam-Sup Choi²

Abstract - This paper proposes a new configuration of bidirectional intelligent semiconductor transformer with rating of 1.9kV/127V, 2kVA. The proposed transformer consists of high-voltage high-frequency AC-DC rectifier, and low-voltage DC-DC and DC-AC converters. The operational feasibility of proposed transformer was verified by computer simulation with PSCAD/EMTDC software. Based on the simulation results, a hardware prototype with rating of 1.9kV/127V, 2kVA was built and tested in the lab to confirm the feasibility of hardware implementation. Using three units of this transformer, a 3-phase transformer with rating of 3.3kV/220V, 6kVA can be built.

Keywords: bidirectional intelligent semiconductor transformer, high voltage AC/DC rectifier, bidirectional DC/AC converter, hybrid-switching, PSCAD/EMTDC

1. 서 론

현재 교류계통에서 보편적으로 사용되는 코일과 철심으로 구성된 변압기는 교류전압의 크기만 조절이 가능하고 공급되는 전력이 입력되는 전력품질에 전적으로 의존하는 등의 단점들이 있어, 전압과 주파수가 다양하고 고품질 전력공급을 필요로 하는 스마트그리드에서는 그 활용도가 매우 낮다.

이러한 기존 변압기를 대체하는 새로운 대안으로서 지능형 반도체 변압기가 미국에서 제안되었고 배전용 변압기나 전기철도 탑재용 변압기의 경량화 등 활용분야가 점차 확대되고 있으며, 미국 MIT에서는 2011년 10대 유망기술의 하나로 선정하는 등 그 관심이 증가하고 있다 [1-4].

지능형 반도체 변압기는 전력전자기술을 활용하여 기존 상용주파수 대역의 변압기보다 높은 주파수를 사용

하므로 소형화 및 경량화가 쉽고 Voltage Sag 보상, 순시전압 통제, 고조파 보상 등에 의해 고품질의 전력공급과 직류전압 입출력도 가능하여 직류배전이나 신재생에너지원의 계통연계 등에 활용될 수 있다. 또한 기존 변압기에서 사용되고 있는 절연유를 사용하지 않으므로 환경 친화적이라는 장점도 가지고 있어 향후 국내외 스마트그리드 보급 확대에 굉장히 유용한 기술이라 할 수 있다.

이미 여러 문헌에서 기존 변압기를 대체하는 반도체 변압기를 제안하였지만, 내부에 저주파 변압기를 사용하고 전력품질의 향상에만 초점을 맞추고 있으며 전력흐름이 단방향성이어서 스마트그리드에 활용가능성이 낮은 단점이 있다 [5-9].

본 논문에서 제안하는 반도체변압기는 고압측과 저압측으로 나누어 구성되며 고압측은 반-브리지 AC-DC 컨버터를 고주파 변압기를 통해 입력은 직렬로 출력은 병렬로 결합되어 있고, 저압측은 양방향 DC-DC 컨버터와 DC-AC 인버터로 구성되어 있다. 고압측 입력전압은 단상 1900V, 1차 DC 링크전압은 320V, 2차 DC 링크전압은 700V, 그리고 인버터의 출력전압은 단상 127V 이다. 제안하는 반도체변압기는 양방향으로 전력전달이 가능하고, 입력전압이 변동하여도 출력전압은 부하에서 요구하는 파형을 생성 가능한 특징을 갖는다.

Paper number: TKPE-2013-18-2-8 ISSN: 1229-2214
[†] Corresponding author: erichan@mju.ac.kr, Dept. of Electrical Engineering, Myongji University
 Tel: +82-31-330-6366 Fax: +82-31-321-0271
¹ Dept. of Electrical Engineering, Myongji University
² Div. of Electric., Electron. Communication & Computer Eng., Chonnam Nat'l Univ.

Table 1 Specification of Bidirectional Intelligent Semiconductor Transformer

Item	Specification
Power Rating	2kVA
Input Voltage	1P, 60Hz, AC 1900V
Output Voltage	1P, 60Hz, AC 127V
Operation	Bidirectional
Switching Frequency	50kHz

2. 제안하는 반도체 변압기

그림 1은 양방향 지능형 반도체 변압기의 전체 구조를 나타낸 것이다. 이 반도체 변압기는 구성상 고압 측에는 반-브리지 형태의 양방향 AC-DC 정류기 모듈을 고주파 변압기를 이용하여 입력은 직렬로 연결하여 내압을 분담하도록 그리고 출력은 병렬로 연결하여 전류를 분담하도록 구성되어 있다. 그리고 저압 측은 DC 전압제어와 역률보상 기능을 갖는 양방향 DC-DC 컨버터와 부하 측에 단상 교류를 공급하는 DC-AC 인버터로 구성되어 있다.

제안하는 반도체 변압기는 상전압 1900V의 단상 교류 파형을 고정 시비율의 소프트스위칭을 적용한 양방향 고주파 AC-DC 정류기를 통해 피크치 320V의 반-브리지 정류파형으로 변환한다. 이 전파 정류파형은 가변 시비율로 제어되는 양방향 DC-DC 컨버터를 통해 역률제어와 일정한 직류 700V로 변환된다. 이 직류 700V는 양방향 DC-AC 인버터를 통해 상전압 127V의 단상 교류 파형으로 변환된다.

제안하는 반도체 변압기에서 입력과 출력 전압의 크기는 1차적으로 고주파 변압기의 권선비로 정해지고 2차적으로 양방향 DC-DC 컨버터와 DC-AC 인버터의 모듈레이션 인덱스에 의해 정해진다. 직렬연결된 고주파 AC-DC 정류기의 입력측은 전압균형을 용이하게 형성시킬 수 있어 다중 직렬연결이 용이한 장점을 가질 수 있다. 또한 고주파 변압기의 출력을 정류된 AC 파형을 갖게 함으로써 별도의 정류기 없이 전체 회로를 단순화 할 수 있다. 고주파 AC-DC 정류기는 고정 시비율로 동작하고 역률제어/출력제어는 양방향 DC-DC 컨버터와 DC-AC 인버터를 통해 이루어지므로 전체적으로 제어가 간단하다. 표 1은 본 연구를 위해 제작 중인 반도체 변압기의 사양을 나타낸 것이다.

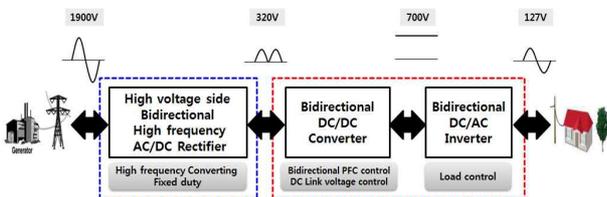


Fig. 1 Configuration of Bidirectional Intelligent Semiconductor Transformer

2.1 고압측 컨버터

그림 2는 단상 교류 1900V를 320V 전파정류파형으로 변환하는 양방향 고주파 AC-DC 정류기의 구조를 나타낸 것이다. 입력과 출력 측의 회로구성은 기본적으로 반-브리지 모듈을 기반으로 구성하였고 입력 측의 전압이 고압이므로 3개의 반-브리지 모듈을 직렬로 연결하고 출력 측의 전압은 저압임을 고려하여 3개의 반-브리지 모듈을 병렬로 연결하였다. 또한 입력 측 반-브리지 모듈의 스위칭 소자는 2개의 IGBT 소자를 역방향으로 직렬하였다. 전체 시스템의 규모를 줄이기 위해 스위칭 소자를 이용한 양방향 고주파 LLC 공진회로를 사용하고 있으며 고정된 시비율로 공진회로를 동작시킴으로써 보다 적은 스위칭 손실로 동작한다.

그림 3은 양방향 고주파 AC-DC 정류기의 단일 모듈에서의 교류 입력파형에 따른 각 스위치에 공급되는 게이트 구동펄스를 나타낸 것이다. 여기서 구동펄스는 전력의 흐름에 관계없이 동일하게 생성된다.

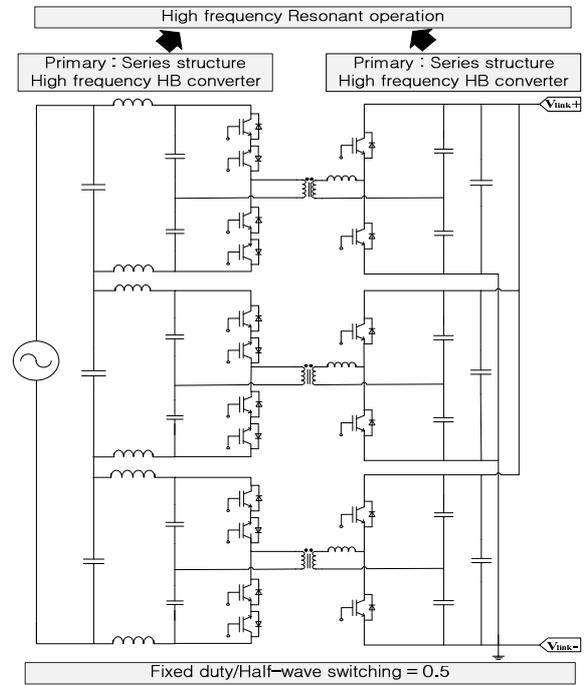


Fig. 2 Circuit diagram of bidirectional high-frequency AC-DC rectifier

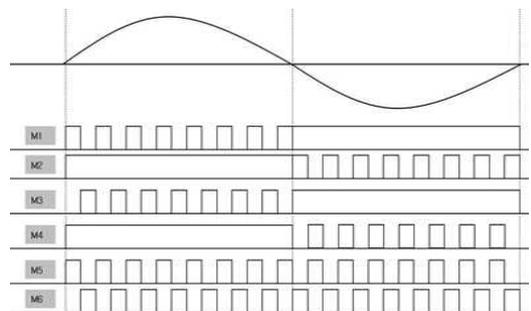
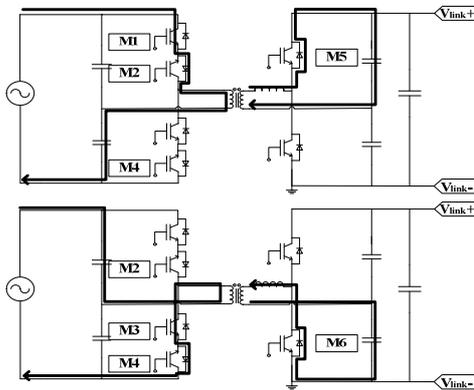
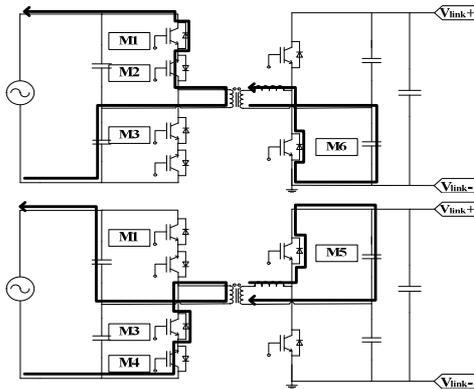


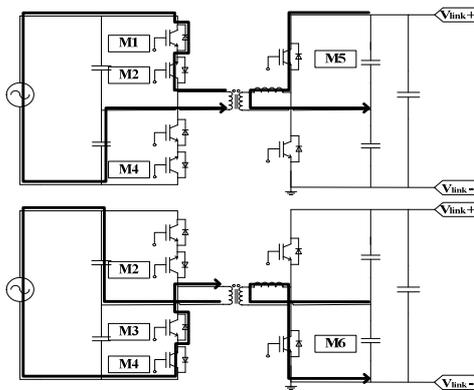
Fig. 3 Gate pulse generation for six switches



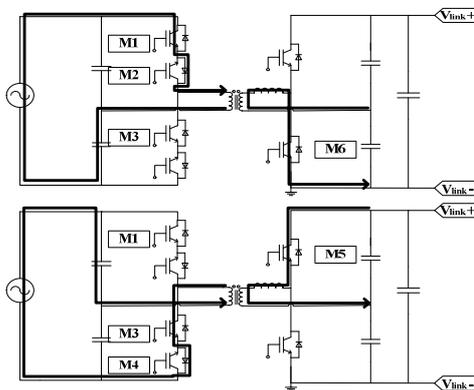
(a) Mode 1 : Forward power flow_ positive input voltage



(b) Mode 2 : Forward power flow_ negative input voltage



(c) Mode 3 : Reverse power flow_ positive input voltage



(d) Mode 4 : Reverse power flow_ negative input voltage

Fig. 4 Current path for each operation mode in AC-DC rectifier

그림 4는 양방향 고주파 AC-DC 정류기의 단일 모듈에서의 교류 입력파형에 따른 각 스위치에 공급되는 게이트 구동펄스로 인한 전류의 흐름을 중심으로 동작모드별 등가회로로 나타낸 것이다. 교류 입력전압의 위상에 따라 M1 & M3 스위치와 M2 & M4 스위치가 선택적으로 턴-온 동작을 한다.

Mode 1은 그림 4(a)에 보인 것처럼 전력흐름이 순방향이며 입력전압이 양일 때를 등가회로로 나타낸 것이다. 먼저 M1 스위치가 턴-온 되어 고주파 변압기의 1차 측에는 M1의 트랜지스터와 M2의 다이오드를 통과하는 전류가 흐르고 2차 측에는 M5의 다이오드를 통과하는 전류가 흐른다. 다음으로 M3 스위치가 턴-온 되어 고주파 변압기의 1차 측에는 M3의 트랜지스터와 M4의 다이오드를 통과하는 전류가 흐르고 2차 측에는 M6의 다이오드를 통과하는 전류가 흐른다.

Mode 2는 그림 4(b)에 보인 것처럼 전력흐름이 순방향이며 입력전압이 음일 때를 등가회로로 나타낸 것이다. 먼저 M2 스위치가 턴-온 되어 고주파 변압기의 1차 측에는 M1의 다이오드와 M2의 트랜지스터를 통과하는 전류가 흐르고 2차 측에는 M6의 다이오드를 통과하는 전류가 흐른다. 다음으로 M4 스위치가 턴-온 되어 고주파 변압기의 1차 측에는 M3의 다이오드와 M4의 트랜지스터를 통과하는 전류가 흐르고 2차 측에는 M5의 다이오드를 통과하는 전류가 흐른다.

Mode 3은 그림 4(c)에 보인 것처럼 전력흐름이 역방향이며 입력전압이 양일 때를 등가회로로 나타낸 것이다. 먼저 M2 스위치가 턴-온 되어 고주파 변압기의 1차 측에는 M1의 다이오드와 M2의 트랜지스터를 통과하는 전류가 흐르고 2차 측에는 M5의 트랜지스터를 통과하는 전류가 흐른다. 다음으로 M4 스위치가 턴-온 되어 고주파 변압기의 1차 측에는 M3의 다이오드와 M4의 트랜지스터를 통과하는 전류가 흐르고 2차 측에는 M6의 트랜지스터를 통과하는 전류가 흐른다.

Mode 4는 그림 4(d)에 보인 것처럼 전력흐름이 역방향이며 입력전압이 음일 때를 등가회로로 나타낸 것이다. 먼저 M1 스위치가 턴-온 되어 고주파 변압기의 1차 측에는 M1의 트랜지스터와 M2의 다이오드를 통과하는 전류가 흐르고 2차 측에는 M6의 트랜지스터를 통과하는 전류가 흐른다. 다음으로 M3 스위치가 턴-온 되어 고주파 변압기의 1차 측에는 M3의 트랜지스터와 M4의 다이오드를 통과하는 전류가 흐르고 2차 측에는 M5의 트랜지스터를 통과하는 전류가 흐른다.

2.2 저압측 컨버터

저압측 컨버터는 그림 5에 보인 것처럼 320V의 전파정류파형을 700V DC 전압으로 변환하는 DC-DC 컨버터와 DC 700V를 단상 127V로 변환하는 DC-AC 인버터가 Back-to Back 형태로 결합되어 있다. 각 컨버터와 인버터는 IGBT와 MOSFET이 병렬로 연결된 하이브리드

드 스위치를 사용하고 반-브리지 형태의 2단 구조이다. 앞단의 DC-DC 컨버터에서는 PFC 제어와 DC링크전압 제어를 수행하며 뒷단의 DC-AC 인버터에서는 부하에 공급되는 출력전압을 제어한다.

IGBT는 스위칭 주파수가 올라갈수록 턴-오프 시 Tail-current에 의한 스위칭 손실이 증가하여 이로 인해 효율이 감소되는 단점이 있어 이를 개선하기 위해 MOSFET 스위치를 병렬로 연결한 하이브리드 스위치를 사용하였다. 그림 6는 하이브리드 스위치에서 게이팅 신호를 가하는 방법을 나타낸 것이다. IGBT 스위치가 원래 턴-오프 되어야 하는 시점보다 약간 앞서서 병렬로 연결된 MOSFET 스위치를 턴-온 한 후 IGBT를 턴-오프하고 원래 IGBT가 턴-오프 되는 시점에서 MOSFET을 턴-오프 하는 것이다. 하이브리드 스위칭을 적용할 경우 턴-오프 시 Tail-current에 의한 리커버리 손실을 감소시킬 수 있다. 또한 MOSFET과 직렬로 다이오드를 연결하여 역기전압에 의한 MOSFET의 파괴를 방지할 수 있으며 MOSFET과 직렬로 연결한 다이오드에 병렬로 저항을 연결하여 라인 인덕턴스에 의한 전류의 링잉(Ringing)현상을 감소시킬 수 있다.

2.3 고주파변압기 설계

LLC 공진컨버터의 고주파변압기는 1차측 누설인덕턴스와 기생성분을 이용하기 위해 section type을 채택하였다. 이 경우 통상 직렬공진컨버터나 병렬공진 컨버터에서 사용하는 변압기 2차 측에 존재하는 인덕터를 제거 가능하다. 충방전기의 외형의 크기를 결정하는데 중요한 항목이 고주파변압기이다. 변압기의 권수비가 작을수록 2차단에 전압스트레스는 증가하지만 전류의 크기

는 감소하는 장점을 갖는다.

LLC 공진컨버터에서 1차 측 스위치 FET의 드레인-소스 커패시턴스 C_{ds} 와 2차 측 스위치 다이오드의 접합 커패시턴스 C_j , 그리고 고주파변압기의 자화인덕턴스 L_m 은 ZVS 동작에 관여한다. 따라서 고주파변압기의 자화인덕턴스를 적절하게 설정하는 것은 LLC 공진컨버터의 성능향상과 손실저감에 미치는 영향이 크다. FET의 드레인-소스 커패시턴스 C_{ds} 는 낮은 선로전압에서 커지기 때문에 인덕턴스 L_m 은 작은 값을 가져야 전 범위 입력 전압에 대해 영전압스위칭 ZVS로 동작한다. 그러나 너무 작은 L_m 값은 큰 전도손실을 유발한다. 따라서 손실을 최소화하기 위해서는 스위칭손실과 전도손실을 trade-off 하여 L_m 값을 설정한다.

FET의 드레인-소스 커패시턴스 C_{ds} 는 드레인-소스 블로킹전압 V_{ds} 의 크기에 따라 변하는데 그 관계식은 다음 식(1)과 같다.

$$C_{ds}(V_{ds}) = C_o \sqrt{V_o/V_{ds}} \tag{1}$$

여기서, C_o 는 시험전압 V_o 에서의 C_{ds} 이다. 또한 다이오드의 접합커패시턴스 C_j 도 동일한 특성을 갖는다. 식 (1)에 의하면 C_{ds} 는 선로전압 V_{ds} 이 감소하면 급격히 증가한다.

그림 7은 LLC 공진컨버터에서 손실을 최소화하는 자화인덕턴스 L_m 을 설정하기 위한 등가회로이다. 여기서 C_r 과 C_{dc} 는 C_{ds} 나 C_j 와 비교해 아주 크다.

n 번째 스위칭 주기 동안 입력전압 $v_{in}[n]$ 은 다음 식 (2)와 같이 쓸 수 있다.

$$v_{in}[n] = V_{in.pk} \sin(\omega n T_{sr}) \tag{2}$$

여기서, ω 는 v_{in} 의 각주파수이고 T_{sr} 은 공진 컨버터의 스위칭 주기이다.

n 번째 스위칭주기에서 LLC 공진컨버터의 스위칭손실 $P_{sr}[n]$ 은 다음 식(3)으로 얻어진다.

$$P_{sr}[n] = \frac{8}{k_r T_{sr}} C_{ds}(v_{in}[n])v_{in}[n]^2 \tag{3}$$

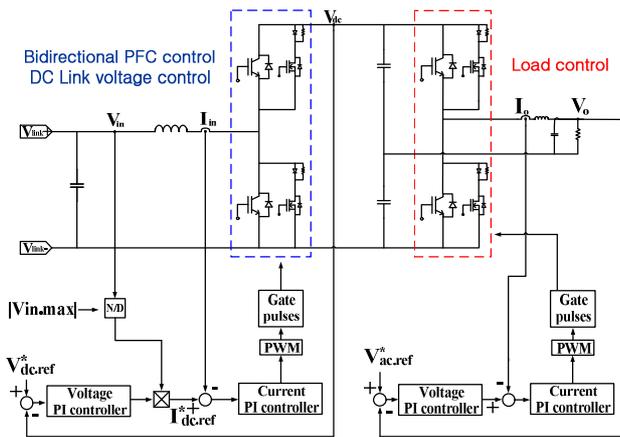


Fig. 5 Configuration of Bidirectional Converter



Fig. 6 Gating Method for Hybrid Switch

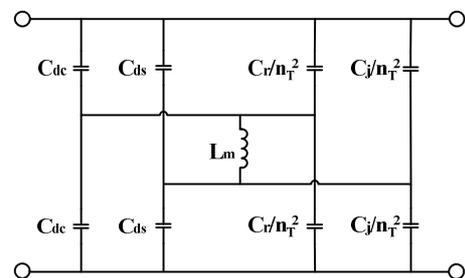


Fig. 7 Equivalent circuit for resonant converter during dead-time

여기서, k_r 은 선로전압 반주기 T_L 동안 공진 컨버터의 총 스위칭 횟수를 나타내며 다음 식(4)와 같다.

$$k_r = \text{int}(T_L/T_{sr}) \quad (4)$$

ZVS 시작전압이 입력전압 V_{in} 이고 그 위상각을 θ 라고 하면 영에서 θ 까지 스위칭 횟수 x_n 은 다음 식(5)과 같다.

$$x_n = \text{int}(k_r \theta / \pi) \quad (5)$$

따라서, 선로전압 반주기동안의 스위칭손실 P_{sr} 은 다음 식(6)과 같이 표현된다.

$$P_{sr} = \sum_{n=1}^{n=x_n} \frac{8}{k_r T_{sr}} C_{ds} (v_{in}[n]) v_{in}[n]^2 \quad (6)$$

1차 측 자화인덕턴스가 최대일 때 스위치가 턴 오프된다고 가정하고 스위칭 주기를 t_{fr} 로 정의하면 다음 식(7)과 같이 정의 할 수 있다.

$$P_{offr} = \sum_{n=1}^{n=k_r} \frac{T_{sr} t_{fr}}{6 T_L} \frac{v_{in}[n]^2}{4 L_m} \quad (7)$$

n 번째 스위칭주기에서 전도손실 $P_{cr}[n]$ 은 다음 식(8)과 같이 표현된다.

$$P_{cr}[n] = \frac{2}{k_r} I_{Lrp,rms} [n]^2 R_{dsr} \quad (8)$$

여기서, R_{dsr} 은 해당 FET의 전도저항 값을 나타내며, $I_{Lrp,rms}$ 는 1차 공진전류의 RMS 값이다.

선로전압 반주기동안의 평균 전도손실 P_{cr} 은 다음 식(9)과 같이 표현된다.

$$P_{cr} = \frac{2}{k_r} \sum_{n=1}^{n=k_r} I_{Lrp,rms} [n]^2 R_{dsr} \quad (9)$$

스위치의 dead-time T_{dead} 동안 자화전류는 직렬공진 커패시터의 변위전류와 1차 측 스위치의 ZVS 전류로 사용되는 것이다. 따라서 주어진 입력전압 V_{in}^* 에서 ZVS를 위한 자화인덕턴스 L_m 은 다음 식(10)과 같이 표현된다.

$$L_m = \frac{T_{dead}}{16 f_s [C_{ds} (V_{in}^*) + (C_j (V_{in}^*/n_T)/n_T^2)]} \quad (10)$$

여기서, n_T 는 변압기 권수비를 나타내며 공진주파수 f

은 스위칭주파수 f_s 와 동일하게 설정된다.

손실은 식(6), 식(7), 식(9)의 손실에 관한 수식으로부터 예상 할 수 있으며, 최소 손실에서의 V_{in}^* 과 L_m 이 공진 컨버터에 대한 최적의 설계 포인트이다.

3. 컴퓨터 시뮬레이션

제안하는 반도체변압기의 회로적 특성과 제어성능의 분석을 위하여 먼저 PSCAD/EMTDC 소프트웨어를 이용한 시뮬레이션을 수행하였다.

그림 8은 제안하는 반도체 변압기의 시뮬레이션 결과를 나타낸 것이며, 주파수 60Hz, 실효치 1900V를 입력전압으로 하여 정방향과 역방향 동작을 통하여 실효치 320V의 출력전압을 출력하는 파형을 살펴볼 수 있다.

첫 번째 그래프는 주파수 60Hz, 실효치 1900V의 고압측 입력전압 파형과 0.22sec에서 정방향에서 역방향으로 바뀌는 고압측 입력전류의 파형을 나타낸 것이다. 두 번째 그래프는 정방향과 역방향 동작을 할 때 공진 주파수 50kHz에 따라 동작하는 공진전류의 파형을 나타낸 것이고 세 번째 그래프는 저압측 입력전압과 전류이며, 앞단의 고압측 출력전압과 동일한 실효치 320V의 전과 정류 파형과 0.22sec에서 정방향에서 역방향으로 바뀌는 저압측 입력전류의 파형을 나타낸 것이다. 네 번째 그래프는 DC 링크전압으로 비교적 리플이 적은 상태에서 700V를 유지함을 알 수 있다. 다섯 번째 그래프는 DC-AC 인버터의 출력전압과 전류를 나타낸 것으로 고조파 함유율이 낮은 정현파임을 알 수 있다. 이상의 시뮬레이션을 통해 얻은 결과는 전장에서 이론적으로 분석한 결과와 동일함을 알 수 있다.

그림 9은 제안하는 반도체 변압기의 입력측 전압에 Sag 발생 시에 회로 동작을 살펴보기 위하여 시뮬레이

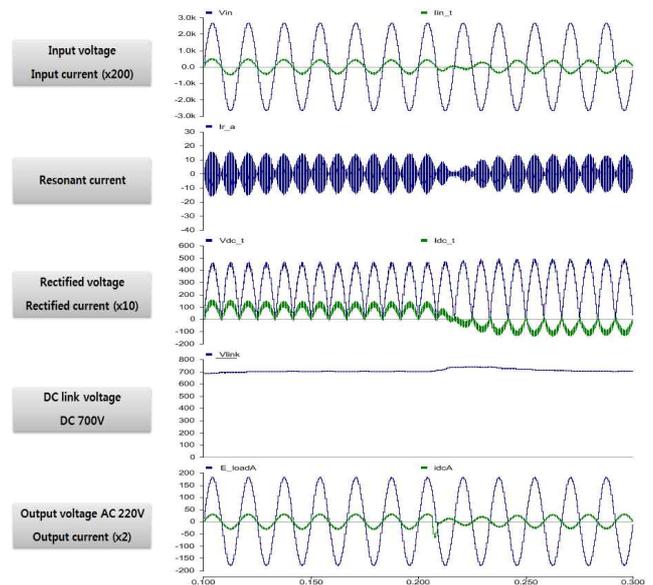
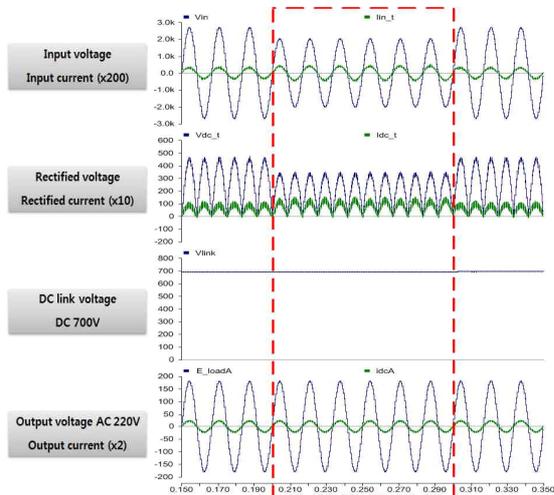


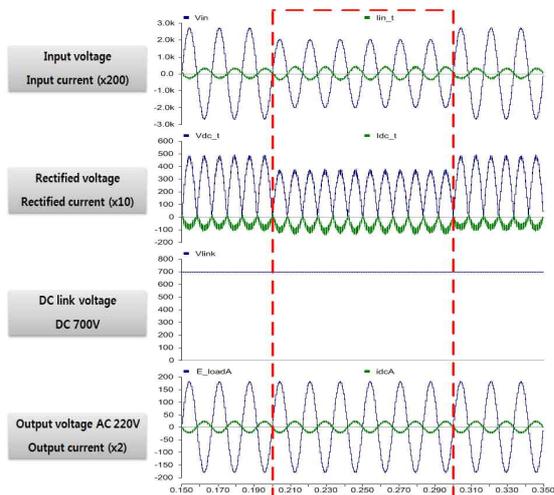
Fig. 8 Simulation Analysis in Forward and Reverse Power Flow

션을 수행하였다. 그림 9(a)는 정방향 전력전송 시 입력 전압 Sag가 발생하였을 때, 회로 동작에 대한 파형을 나타낸 것으로 입력전압 Sag가 발생함으로써 전과정류 파형이 낮아지는 모습을 볼 수 있다. 하지만 DC-DC 컨버터의 DC 전압제어를 통하여 DC 전압이 700 V로 유지되어 정상적으로 DC-AC 인버터가 동작하는 파형을 살펴볼 수 있다. 그림 9(b)는 역방향 전력전송 시 입력 전압에 Sag가 발생하였을 때, 회로 동작에 대한 파형을 나타낸 것으로 입력전압 Sag가 발생함으로써 전과정류 파형이 낮아지는 모습을 볼 수 있다. 하지만 DC-DC 컨버터의 DC 전압제어를 통하여 DC 전압이 700 V로 유지되어 정상적으로 DC-AC 인버터가 동작하는 파형을 살펴볼 수 있다.

시뮬레이션 결과를 기반으로 그림 10에 보인 바와 같이 양방향 고주파 변압기의 하드웨어 프로토타입을 제작하고 실험을 실시하였다. 그림 10에서 왼쪽의 사진은 고압측 고주파 양방향 AC-DC정류기의 하드웨어 구조



(a) forward power flow



(b) reverse power flow

Fig. 9 Simulation Analysis against Input Voltage Sag

Table 2 Switching Device Technical Data for Bidirectional Intelligent Semiconductor Transformer

Device	Model No.	Specification			
		Voltage	Current	t _{on}	t _{off}
High voltage side IGBT	FGL40N150D	1500V	40A	100ns	200ns
Low voltage side IGBT	BSM50GB120DLC	1200V	50A	50ns	250ns
MOSFET	FQA13N80	800V	13A	60ns	155ns
Diode	STTH3012	1200V	30A	-	57ns

이며, 오른쪽 사진은 저압측 DC-DC 컨버터와 DC-AC 인버터의 하드웨어 구조이다.

4. 하드웨어 제작 및 실험

그림 11은 입력전압과 입력전압이 양의 전압일 때 M1, M2, M5 스위치에 공급되는 Gate 펄스의 파형이다. M1과 M2 파형은 입력전압의 위상에 따라 개별적으로 동작하고 M5 파형은 입력전압에 관계없이 계속해서 동작하는 것을 확인할 수 있다. 이때 스위칭 주파수는 50kHz이고, LC공진주파수 역시 50kHz로 고정하였다.

그림 12의 파형은 고압측 고주파 양방향 AC-DC 정류기의 입력전압과 출력전압의 파형이다. 입력전압이 고압측 고주파 양방향 AC-DC 정류기의 1차 측이 직렬로 결합되어 있어 입력전압 1900V가 3등분으로 분배됨을 알 수 있다. 또한 2차 측은 병렬로 구성되어 있고 고정된 게이트 구동펄스에 의해 균등한 320V의 전압이 병렬로 결합됨을 확인할 수 있었다. 따라서 제안하는 반도체 변압기에서 고압측 컨버터는 별도의 제어가 필요 없이 고압의 AC파형에서 전과 정류된 전압파형을 생성함을 확인하였다.

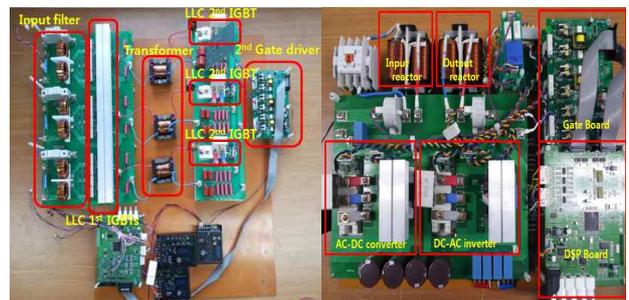


Fig. 10 Hardware structure of BIST

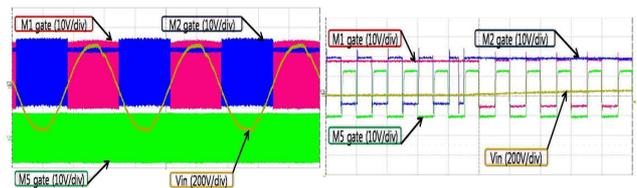


Fig. 11 Gate pulse for High voltage AC-DC rectifier

그림 13(a)는 정방향시 고압측 고주파 양방향 AC-DC 정류기와 저압측 DC-DC 컨버터와 DC-AC 인버터의 실험 파형을 나타낸 것이며, 실효치 1900V를 입력전압으로 하여 실효치 320V의 출력전압을 출력하는 파형, 입력전류 파형, 공진 전류 파형, 저압 측 DC-DC 컨버터의 전압과 전류, DC-AC 인버터의 출력전압과 전류가 생성되는 파형을 볼 수 있다. 그림 13(b)는 역방향시 고압측 고주파 양방향 AC-DC 정류기와 저압측 DC-DC 컨버터와 DC-AC 인버터의 실험 파형을 나타낸 것이며 실효치 1900V를 계통전압이 역방향시에도 실효치 320V의 출력전압을 출력하는 파형, 역방향시 출력전류 파형, 공진 전류의 파형, 저압측 DC-DC 컨버터의 전압과 전류, DC-AC 인버터의 전압과 전류 파형을 볼 수 있다. 또한 정방향시에는 77%의 효율과 0.99의 역률이 나온 모습을 파형을 통해 볼 수 있으며 역방향시에는 76%의 효율과 0.96의 역률이 나온 모습을 파형을 통해 볼 수 있다. 이상의 실험을 통해 얻은 결과는 이전에서 시뮬레이션결과와 동일함을 알 수 있다.

그림 14는 유효전력이 고압 측에서 저압 측으로 정방향으로 흐르다 방향을 바꾸어 저압 측에서 고압 측으로 역방향으로 전환될 때 제안하는 반도체 변압기가 적절히 동작하고 있음을 실험파형을 나타낸 것이다. 첫 번째 파형은 실효치 1900V를 입력전압으로 하여 정방향과 역방향시에 동일하게 정류된 전압파형을 볼 수 있으며, 전력흐름에 따라서 입력전류가 변하는 모습을 볼 수 있다.

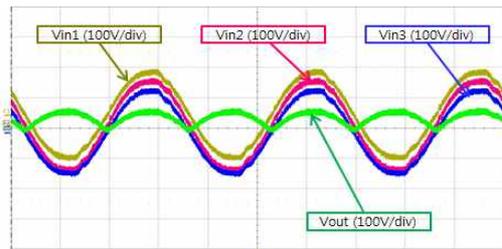


Fig. 12 Operation Voltage in High Voltage AC-DC rectifier

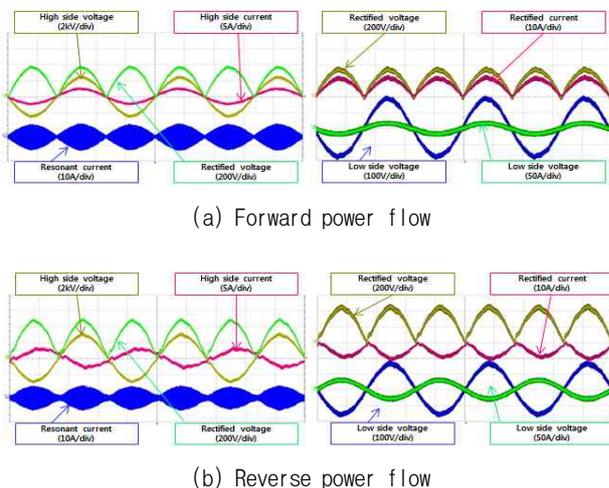


Fig. 13 Experimental Analysis according to Power Flow

두 번째 파형은 정류된 전압과 PFC 제어를 통해 전력흐름에 따른 전류가 형성되는 모습을 볼 수 있다. 세 번째 파형은 전력흐름이 변화할 때 과도적으로 DC 링크 전압이 상승하나 짧은 과도시간이 경과된 후 700V로 유지 되는 것을 알 수 있다. 또한 인버터의 출력전압은 약간 감소하나 일정 값을 유지함을 알 수 있고 출력전류는 유효전력의 크기에 따라 증가함을 알 수 있다. 이 실험을 통하여 제안하는 반도체 변압기는 양방향으로 출력전력의 크기를 제어 가능함을 검증할 수 있었다.

그림 15의 파형은 입력전압 Sag가 발생하였을 때, 회로 동작에 대한 실험파형을 나타낸 것이다. 그림 15(a)는 전력흐름이 정방향인 상태에서 입력전압에 Sag가 발행하였을 때의 실험파형이며, DC-DC 컨버터에서 DC 링크 전압제어를 통하여 DC 링크 전압이 700V로 유지되어 정상적으로 DC-AC 인버터가 동작하는 실험파형을 살펴볼 수 있다. 또한 그림 15(b)는 입력전력이 역방향인 상태에서 입력전압에 Sag가 발행하였을 때의 실험 파형이며, 정방향과 동일하게 역방향에서도 DC-DC 컨버터에서 DC 링크 전압제어를 통하여 DC 링크 전압이 700V로 유지되고 DC-AC 인버터가 정상적으로 동작하는 것을 알 수 있다. 이 실험을 통하여 제안하는 반도체 변압기는 입력전압에 Sag가 발생할 때에도 정방향과 역방향으로 전력전달이 가능함을 검증하였다.

5. 결 론

본 논문에서는 3.3kV/220V, 6kVA 용량의 양방향 지능형 반도체 변압기의 새로운 회로구성을 제안하고 그 동작과 성능을 분석하였다. 제안하는 3상 반도체변압기는 1.9kV/127V 단상 반도체 변압기 모듈 3대를 Y-결선으로 구성하였으며, 각 단상 반도체 변압기는 고압 고주파 AC-DC 정류기와 저압 양방향 DC-AC 컨버터로 구

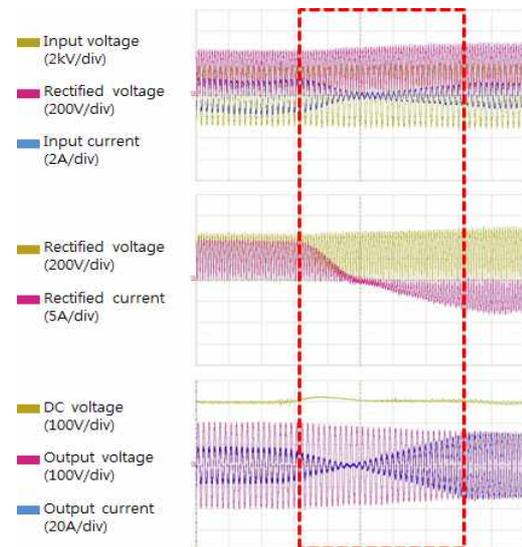


Fig. 14 Experimental Analysis for Power Flow Reversal

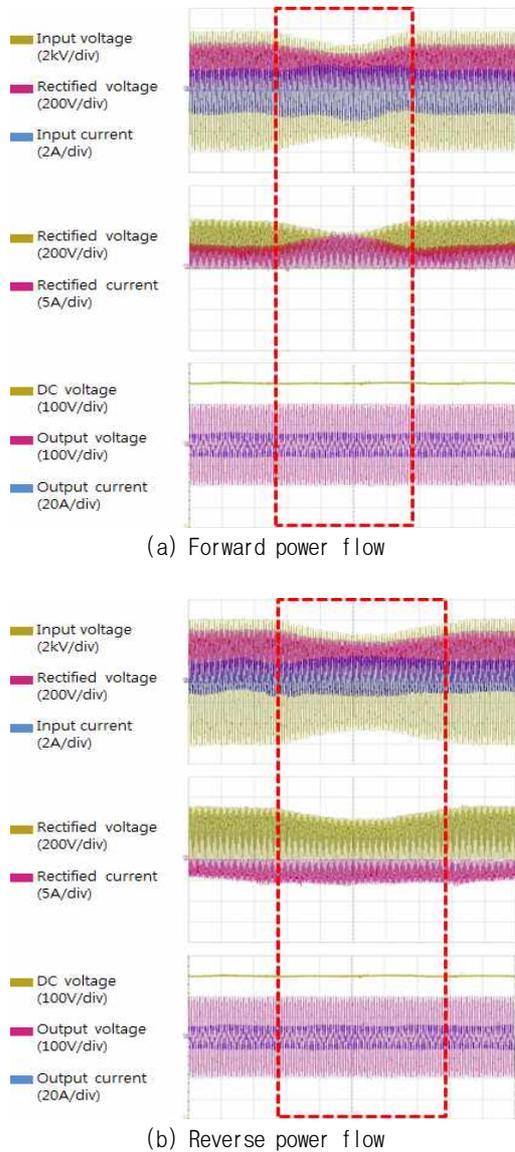


Fig. 15 Experimental Analysis against Input Voltage Sag

성되어 있다. 제안하는 반도체변압기의 회로적인 특성을 다양하게 분석하기 위하여 먼저 PSCAD/EMTDC 소프트웨어를 이용한 시뮬레이션을 실시하였고 이를 기반으로 1.9kV/127V, 2kVA 단상 반도체변압기를 제작하고 실험을 통해 그 동작과 성능을 검증하였다. 향후 통신을 이용한 원격 제어와 감시기능을 추가하여 최근 많은 관심이 고조되고 있는 Smart-Grid에 효율적으로 적용 가능할 것으로 보인다.

이 논문은 2013년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단 지원을 받아 수행된 연구임 (No. 2012047788)

참 고 문 헌

- [1] S. D. Sudhoff, "Solid State Transformer," US Patent No. 5,943,229, Aug. 24, 1999.
- [2] E. Ronan, Jr., S. Sudhoff, S. Glover, and D. Galloway, "A Power Electronic-Based Distribution Transformer," *IEEE Transactions on Power Delivery*, pp. 537 - 543, April 2002.
- [3] Kang, M., Enjeti, P., and I. Pitel, "Analysis and Design of Electronic Transformers for Electric Power Distribution System," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, Nov. 1999.
- [4] EPRI Report, TR-1001698, Feasibility Assessment for Intelligent Universal Transformer, EPRI, Palo Alto, CA, December 2002.
- [5] Ronan, Jr., E., Sudhoff, S., Glover, S., and D. Galloway, "A Power Electronic-Based Distribution Transformer," *IEEE Transactions on Power Delivery*, pp. 537 - 543, April 2002.
- [6] Kang, M., Enjeti, P., and I. Pitel, "Analysis and Design of Electronic Transformers for Electric Power Distribution System," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, Nov. 1999.
- [7] E. C. Aeloiza, P. N. Enjeti, L.A. Moran, I. Pitel, "Next Generation Distribution Transformer: To Address Power Quality for Critical Loads," in *Proceedings of Power Electronics Specialists Conference*, Acapulco, Mexico, pp. 1266 - 1271, June 2003.
- [8] Jih-Sheng Lai, "Designing the Next Generation Distribution Transformers: New Power Electronic-Based Hybrid and Solid-State Design Approaches," in *Proceedings of IASTED Power and Energy Systems*, Palm Spring, CA, pp. 262 - 267, Feb 24-26, 2003.
- [9] J. S. Lai, A. Maina, and F. Goodman, "Performance of a Distribution Intelligent Universal Transformer under Source and Load Disturbances," *Industry Applications Conference*, pp. 719-725, 2006.



김도현(金度賢)

1985년 10월 27일생. 2011년 명지대 전기공학과 졸업. 2011년~현재 동 대학원 전기공학과 석·박사 통합과정.



이병권(李丙權)

1987년 11월 16일생. 2012년 명지대 전기공학과 졸업. 2012년~현재 동 대학원 전기공학과 석·박사 통합과정.



한병문(韓炳文)

1976년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1988년 미국 Arisona State University 전기공학과 졸업(석사). 1992년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 미국 Westinghouse 중앙연구소 선임연구원. 인천대 전기공학과 조교수. 현재 명지대 전기공학과 교수. 2011년 당 학회 회장.



이준영(李竣榮)

1970년 10월 3일생. 1994년 고려대 공대 전기공학과 졸업. 1996년 한국과학기술원 전기및전자공학과 졸업(석사). 2001년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1999년~2000년 삼성 SDI 개발팀 과장. 단국대 전자과 조교수. 현재 명지대 전기공학과 교수.



최남섭(崔南燮)

1963년 3월 5일생. 1987년 고려대 공대 전기공학과 졸업. 1989년 한국과학기술원 전기및전자공학과 졸업(석사). 1994년 동 대학원 졸업(공학박). 1999년~2000년 미국 University of Wisconsin-Madison 방문교수. 2008년~2009년 미국 Michigan State University 방문교수. 1995년~현재 전남대 전기전자통신컴퓨터공학부 교수. 당 학회 연구사업이사.