

듀얼 하프브릿지를 이용한 공진형 양방향 AC-DC 전력변환기 해석 및 설계

변병주¹, 최중묵¹, 한동화¹, 이영진¹, 서현욱¹, 최규하[†]

Design and Analysis of Resonant Bidirectional AC-DC Converter using Dual Half-Bridge Converter

Byeng-Joo Byen¹, Jung-Muk Choi¹, Dong-Hwa Han¹, Young-Jin Lee¹, Hyun-Uk Seo¹, and Gyu-Ha Choe[†]

Abstract - In this paper, bidirectional AC-DC converter using dual half-bridge converter is proposed. A transformer leakage inductance in the dual half-bridge converter is used for making resonance with the capacitor of the voltage-doubler, which can help the switched current to be sinusoidal without extra inductive component and also the switching loss can be reduced through operation such as ZVS, ZCS. Both circuit analysis and design guideline are described, and also the feasibility for the proposed converter is shown through the hardware implementation and the experimental results.

Keywords: bidirectional converter, series resonant, AC/DC converter, soft switching

1. 서 론

최근 신재생 에너지 및 충전 기술이 발달하면서 전력 변환기술이 널리 사용되고 있다. 태양광, 연료전지 그리고 다양한 배터리들은 각각 전압레벨이 다른 직류 전원이기 때문에 DC/DC 컨버터를 사용하여 승압 또는 강압을 하여 사용한다. 에너지 저장 시스템 중 최근 가장 주목 받는 분야는 배터리를 사용한 시스템인데 그 중 하나인 Battery Energy Storage System(BESS)에서 구조의 집적화를 위해 컨버터를 양방향으로 설계하게 된다^[1]. 또 다른 예로 전기자동차 충전시스템의 응용기술인 Vehicle To Grid(V2G)는 계통으로부터 전력을 배터리로 충전과 방전하는 기술인데 이곳에서도 계통의 전력품질 향상과 충전 운전을 위하여 양방향 AC/DC 컨버터가 사용된다.

양방향 AC/DC 컨버터의 경우 계통연계형 인버터와 DC/DC 컨버터로 구성이 되어 있다. 계통연계형 인버터는 신재생에너지와 배터리와 같은 직류전원과 계통을

연계시 가장 많이 사용되는 전력전자 시스템으로서 많은 연구가 진행되었다^{[2]-[4]}. 한편 DC/DC 컨버터는 많은 분야에서 직류출력을 일정하게 제어하기 위하여 사용되고 있지만, 요즘 전기자동차에서 배터리의 양방향 충전을 위한 시스템으로서 연구되고 있다. 특히 배터리의 에너지를 충전하기 위한 시스템은 에너지 효율이 중요하므로 스위칭 손실을 줄이기 위하여 추가적인 L과 C를 사용하는 공진형 컨버터가 제안이 되었다^[5]. 또한 풀브릿지 컨버터를 이용한 공진형 컨버터는 변압기를 쓰기 때문에 입력과 출력의 절연의 효과를 가지고 있으며 양방향이 가능하기 때문에 배터리의 충전 시스템으로 사용된다^[6]. 또 다른 방법으로는 듀얼 하프브릿지를 사용하여 변압기의 내부 기생소자를 이용한 공진을 사용하는 컨버터가 제안되었다^{[7]-[8]}. 위의 연구들에서 제안하는 대부분의 공진형 토폴로지에 관한 논문[8]을 제외하고는 추가적인 소자의 필요성 및 복잡한 회로 때문에 고신뢰도와 고전력밀도를 성취하기에는 적절하지 않다.

본 논문에서 제안하는 듀얼 하프브릿지를 사용한 양방향 전력 변환장치는 양방향 PWM 컨버터와 듀얼 하프브릿지 DC-DC 컨버터로 구성되는데, 후자의 경우 하프브릿지 구조에 전압더블러 정류기 그리고 고주파 변압기로 구성된다. 또한 추가적인 공진탱크를 사용하지 않고 변압기 누설 인덕턴스와 전압 더블러 커패시터의 공진을 이용하여 ZVS와 ZCS 동작을 가능하게 하여 스위칭 손실을 감소하도록 설계하였다. 그리고 회로해석을

Paper number: TKPE-2013-18-2-10 ISSN: 1229-2214

[†] Corresponding author: ghchoe@konkuk.ac.kr, Dept. of Electrical Eng., Konkuk University

Tel: +82-2-450-3496 Fax: +82-2-447-9186

¹ Dept. of Electrical Eng., Konkuk University

Manuscript received Sep. 27, 2012; accepted Jan. 15, 2013

— 본 논문은 2012년 전력전자학술대회 우수추천논문임

하였으며 설계된 전력변환장치는 시뮬레이션과 실험을 통하여 검증하였다.

2. 제안된 공진형 컨버터 해석

그림 1은 본 논문에서 설계하고자 하는 양방향 공진형 컨버터이다. 이 컨버터는 2단계로 구성되어 있다. 앞단은 계통연계형 인버터로 구성되어 있으며, 뒷단은 양방향 공진형 컨버터로 구성되어 있다. 계통연계형 인버터의 경우 배터리에서 충전, 방전 되는 경우 에너지를 계통으로부터 소비하거나 발전하는 역할을 한다. 또한 직류링크단에 전압을 일정하게 제어함으로써 양방향으로 전력을 제어하게 해준다. 여기서 양방향 공진형 AC/DC 컨버터에 대하여 분석하기 앞서, 계통연계형 인버터의 경우는 많은 연구가 이루어져 있는 것이므로 본 논문에서는 시스템에 대한 해석의 경우 계통연계형 인버터에 대하여는 다루지 않고, 제안된 공진형 DC/DC 컨버터에 대해서 주로 다루었다.

제안된 공진형 DC/DC 컨버터는 여기서 공진 커패시터의 경우 전압 더블러를 역할을 수행하며 공진 인덕터의 경우 변압기의 누설인덕턴스를 이용하여 에너지를 전달하는 공진을 사용한다. 이 구조의 경우 양쪽이 같은 구조를 취하고 있는데, 기본적인 동작원리의 경우 LC 직렬 공진이며 여기서 공진인덕터의 경우 변압기의 누설인덕턴스를 이용함으로써 컨버터의 부피를 감소시킬 수 있다는 장점을 갖고 있다. 또한 LC 직렬 공진으로 ZVS와 ZCS의 스위칭이 가능하다. 그리고 에너지를 전달하고자 하는 방향의 스위치를 온, 오프시키며 에너지를 전달받는 스위치의 경우 오프 상태로 동작하게 된다.

그림 2와 3은 제안하는 시스템의 전체 동작 모드와 스위칭에 따른 변압기의 1,2차측의 전압, 전류 파형을 나타내고 있다. 시스템의 동작모드는 3가지로 분류할 수 있으며 그림 2(a)는 SW_1 이 온이 되었을 때 동작모드를 나타내고 있으며, 그림 2(b)는 시스템의 공진이 끝나고 전류가 흐르지 않는 상태를 나타내고 있다. 그림 2(c)는 SW_2 를 온시켰을 때의 동작모드를 나타내고 있다. 그림 3은 한주기 동안에 LC 직렬 공진에 의해서 전류의 파형이 스위칭이 끝나기 전에 0으로 되는 것을 볼 수 있으며 이러한 동작에 의해서 ZVS, ZCS가 가능하며 스위칭 손실을 줄일 수 있다.

본 논문에서 제안하는 컨버터의 공진주파수와 더블러 커패시터와 변압기의 누설인덕턴스와의 관계를 나타내기 위해서 하프브릿지의 SW_1 은 온, SW_2 는 오프인 경우를 가정하고 그림 4과 같이 등가회로를 구성해 보았다. 그림 4(a)는 2차측의 회로를 1차측으로 등가화 시킨 회로이다. 여기서 C_s , R_s 는 C_3 와 C_4 가 같다고 가정했을 경우, 식 (1),(2)로 아래와 같이 나타낼 수 있다.

그림 4(b)는 4(a)에서 1차측의 커패시터를 등가화 시킨 회로이다. 여기서는 테브난 정리를 이용하여 간단하게 전압과 커패시터의 직렬로 나타낼 수 있으며 등가 커패시터 C_p 는 C_1 와 C_2 가 같다고 가정한다면 C_p 를 간단하게 아래 식 (3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$R_s = \frac{RX_{c_3}^2}{R^2 X_{c_3}^2 X_{c_4}^2 + (X_{c_3} + X_{c_4})^2} = \frac{R}{4}. \quad (1)$$

$$C_s = \frac{RX_{c_3} X_{c_4}^2 + (X_{c_3} + X_{c_4})}{R^2 X_{c_3}^2 X_{c_4}^2 + (X_{c_3} + X_{c_4})^2} = 2C_3. \quad (2)$$

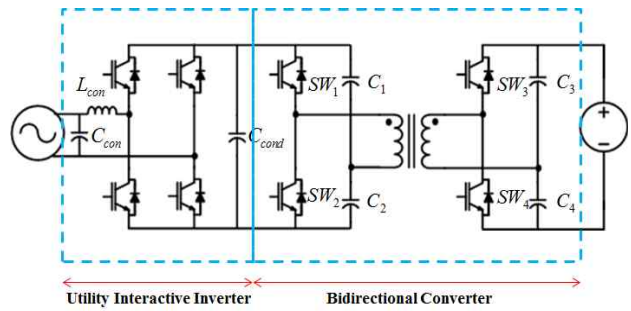


Fig. 1 Bidirectional resonant ac/dc converter

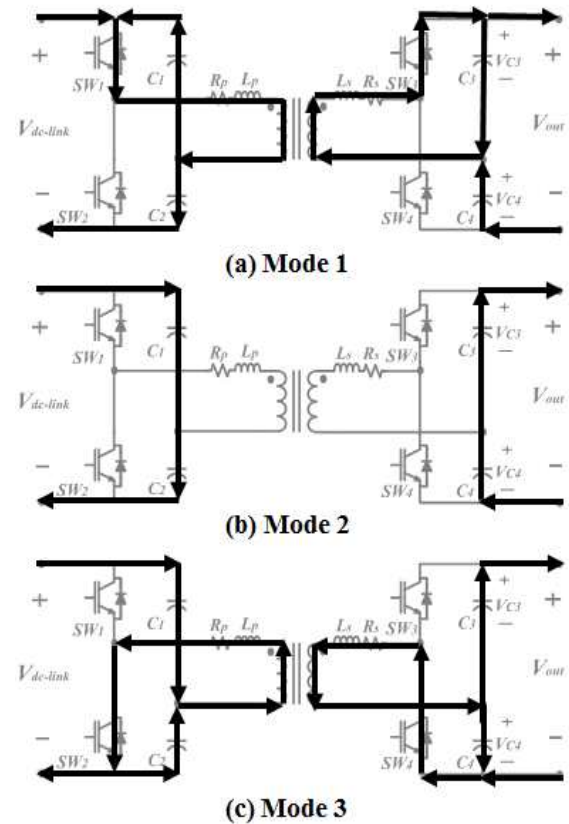


Fig. 2 Operation mode of bidirectional resonant ac/dc converter

$$C_p = C_1 + C_2 = 2C_1. \tag{3}$$

그림 4(c)는 최종적으로 등가화된 회로이다. 그림에서 보이듯이 LC 직렬 공진회로이며, 공진주파수는 아래 식 (4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_e}}. \tag{4}$$

여기서, $C_e = C_p // C_s$ 이다.

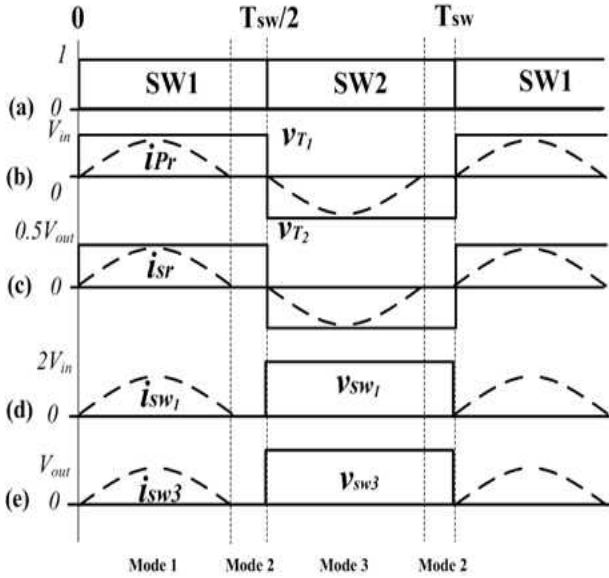


Fig. 3 Voltage & Current waveforms in switching operation

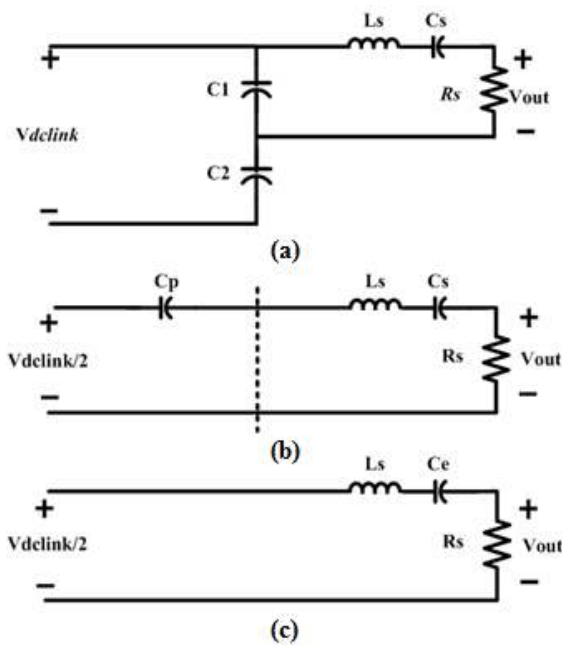


Fig. 4 Equivalent circuit of LC series-resonant converter

등가화된 회로를 통하여 LC 직렬 공진형 컨버터의 직류전압 변환비를 나타내면 아래 식 (5)와 같다.

$$M = \frac{V_{out}}{\frac{V_{dlink}}{2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (kQ - \frac{Q}{k})^2}}. \tag{5}$$

여기서 $Q, \omega_s [rad/sec], k, f_s [Hz]$ 는 첨예도와 스위칭 각주파수, 정규화 주파수^[7], 스위칭 주파수를 뜻한다. 그리고 각 파라미터들은 아래 식 (6),(7),(8)과 같이 정의가 된다.

$$Q = \frac{\omega_s L_s}{R_s}. \tag{6}$$

$$k = \frac{f_s}{f_o}. \tag{7}$$

$$\omega_s = 2\pi f_s. \tag{8}$$

3. 양방향 공진형 AC/DC 컨버터 설계

3.1 계통연계형 인버터 설계

3.1.1 출력단 필터 설계

계통연계형 인버터의 출력단 필터설계는 필터 인덕터를 먼저 설계를 한후 커패시터를 설계를 한다. 필터 인덕터의 경우 THD와 정격전류, 필터링 하고자 하는 주파수를 이용하여 인덕터를 하며 필터 인덕터와 필터 커패시터를 설계하는 식은 아래 (9),(10)과 같다.

$$L_{con} = \frac{V_{dcon}}{THD \cdot I_{con} \cdot f_s} \sqrt{\frac{m^2}{24} - \frac{2m^3}{9\pi} + \frac{m^4}{32}}. \tag{9}$$

$$C_{con} = \frac{1}{(2\pi f_c)^2 L_{con}}. \tag{10}$$

여기서 m=전압 변조비, f_c =절점 주파수[Hz]

3.1.2 직류단 커패시터 설계

직류단 커패시터의 경우 일정 전압을 제어하면서 계통전압에 기인하여 발생하는 120[Hz] 전압의 맥동을 2% 이내로 유지를 해야 한다. 이 조건을 이용하여 수식을 세우면 아래 식 (11)과 같다.

$$C_{cond} = \frac{\sqrt{a+b-c}}{\omega v_{dcon} (ripple\ factor)}. \tag{11}$$

$$a = (\omega L_s I_{con}^2)^2$$

$$b = (V_{scon} I_{con})^2$$

$$c = 2(\omega L_s I_{con}^2)(V_{scon} I_{con})\sin\theta$$

3.2 제안된 공진형 DC/DC 컨버터 설계

제안된 공진형 DC/DC 컨버터의 설계는 크게 두 부분으로 선정할 수 있다. 변압기의 누설인덕턴스를 선정하는 부분과 공진주파수의 결정을 위해 커패시터의 값을 선정하는 부분으로 나눌 수 있다. 변압기의 누설인덕턴스의 경우 수식으로 일정한 값을 정하더라도 실제 변압기를 설계할 경우 오차가 발생하므로 설계값과 다른 공진주파수가 발생할 수 있으므로 이 부분을 고려하여 설계를 하여야 한다.

제안된 공진형 컨버터에서 공진형 동작을 하기 위해서는 일반적으로 스위칭 주파수보다 높은 곳에서 동작을 해야한다. 스위칭 주파수보다 높은 곳에서 공진동작이 이루어 질 때 ZVS 및 ZCS가 발생할 수 있기 때문이다. 그러나 공진 주파수와 스위칭 주파수의 경우 여러 파라미터들에 의해서 선정하는데 제한을 받게 된다. 스위칭 주파수의 경우 시스템 설계의 전반적으로 영향을 받으며, 공진주파수의 경우에는 변압기 설계, 커패시터에 의해서 제한을 받게 된다. 그러므로 스위칭 주파수를 선정할 다음에 공진주파수를 선정하여 설계를 진행해야 한다.

스위칭 주파수는 공진형 DC/DC 컨버터에서 중요한 역할을 하는 변압기를 설계하는데 있어서 주요 요소라고 할 수 있다. 왜냐하면 스위칭 주파수는 변압기의 가격과 사이즈를 결정해주는 요소이기 때문이다. 스위칭 주파수가 높으면 높을수록 변압기의 사이즈는 작아지며, 스위칭 주파수가 낮아지면 낮아질수록 변압기의 사이즈는 커지게 된다. 따라서 일반적으로 스위칭 주파수는 변압기의 사이즈를 줄이기 위하여 높게 가져간다. 또한 변압기의 설계에 있어서 코어를 선택하는 것과 코어의 A_p (Area product)는 중요한 설계 요소이며 아래 식 (12)와 같이 나타난다.

$$A_p = \frac{P_t}{K_f K_u B_m J f} \quad (12)$$

여기서, P_t =피상 전력[W], A_p =area product[cm⁴], K_f =wave form coefficient, K_u =window utilization factor, B_m =자속 밀도[T], J = 변압기 전류 밀도[A/m²], f =동작주파수[Hz]

연자성체 코어의 경우 다른 코어들이 비하여 히스테리시스 곡선의 매우 가늘고 길며 그 면적이 작아, 손실이 작으므로 높은 주파수를 사용하는 공진형 컨버터에서 널리 사용된다. 그 종류에는 연자성체 코어와 분말자성 코어가 있고, 더 세분화하면 MPP, High Flux, Sendust, XFlux 로 분류할 수 있다. 이 중에서 코어를 선택함에 중요한 요소는 공진형 컨버터의 목적인 고효율로 에너지를 전달한다는 측면에서 볼 때 코어의 손실이 가장 큰 요소로서 고려해야한다. 그리고 일반적으로

EE/EF/EI 코어의 형상을 가질 경우 코어의 단면적 대비 창면적을 크게 가져갈 수 있기 때문에 높은 출력이 요구되는 시스템에서 많이 이용된다.

본 논문에서는 실제적으로 높은 출력이 요구되는 곳에 이용하기 위한 목적으로 그림 5의 EE 코어를 선정하였고, 이 코어의 재질이 고주파에서 특성이 좋고, 온도 특성도 상대적으로 안정적이며 경제적인 페라이트 코어로 선정하였다. 변압기의 누설인덕턴스의 경우 변압기의 형상을 고려하여야 하는데, 그 이유는 누설인덕턴스의 경우 코어의 형상에 따라서 결정되는 변수이기 때문이다. EE 코어의 경우 아래와 같이 누설인덕턴스를 아래 식 (13)과 같이 정할 수 있다^[9].

$$L_p = \frac{4\pi(MLT)N_p^2}{a} \left(c + \frac{b_1 + b_2}{3} \right) (10^{-9}) [H]. \quad (13)$$

여기서, MLT=mean length turn, a=winding length[cm], b=winding build[cm], c=insulation thickness[cm]

위와 같은 식을 통하여 누설인덕턴스를 선정하고, 위의 분석을 통한 공진 주파수와 소자간의 관계를 고려하여 커패시터의 값을 선정하면 된다.

위의 결과를 토대로 변압기의 누설인덕턴스를 설계하기 위해 그림 5와 같은 "ISU 7066"이라는 코어를 선정하였다. 이때 이론적인 수식을 통해서 나온 누설인덕턴스의 값은 약 7.69[uH]가 계산되었고, 측정기를 통해서 측정된 누설인덕턴스의 값은 약 4.59[uH] 이었다. 여기서 이론적인 계산 값과 실제 측정치의 차이는 a, b₁, b₂, c의 값에 따라 나타나게 되는데, 이것은 a값은 오차가 거의 발생하지 않지만 b₁과 b₂의 경우 이론적인 경우와 같이 빈틈없이 감는 것이 불가능하며 그에 따른 오차가 발생할 수밖에 없다. 실제로 적용하기 위해서는 이 부분을 감안하여 커패시터 선정 시 고려되어야 한다.

4. 시뮬레이션 및 실험

4.1 시뮬레이션

본 논문에서 제안된 듀얼 하프브릿지를 사용한 양방향 AC-DC 컨버터 시스템을 동작을 검증하기 위하여 시뮬

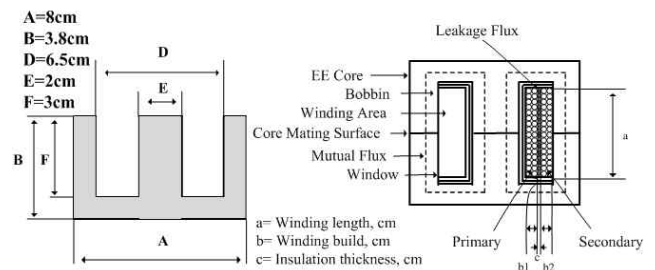


Fig. 5 Practical EE core structure

레이션을 하였다. 시뮬레이션 툴은 PSIM 9.0을 사용하였다. 스위칭 주파수는 20[kHz]로 선정하였으며, 공진주파수는 26[kHz]로 선정하여 소자 선정을 하였다. 변압기의 누설인덕턴스는 4.59[μ H]로 선정하였고, 등가 커패시터의 크기는 7.4[μ F]으로 선정하였다.

그림 6, 7은 계통으로부터 전력을 부하로 전달하는 상황을 시뮬레이션 한 파형이다. 그림 6은 계통연계형 인버터를 통하여 전력이 들어오고 있는 상황일 때 시스템의 입력측과 부하측의 전압과 전류를 나타낸 파형이다. 입력 전류의 경우로 계통 전압과의 역률이 0.99이며, 출력전압 및 전류가 일정하게 나오고 있는 것을 확인할 수 있다. 그림 7은 제안된 컨버터의 변압기 전압, 전류를 나타내고 있다. 그림 7(a), (b)는 변압기에서 전력을 전달 할 때 스위칭 주파수보다 공진주파수를 빠르도록 구성하여 스위치에서 ZVS와 ZCS 동작을 할 수 있으므로 인해 에너지의 효율적인 전달이 가능하게 된다.

그림 8, 9는 부하측에서 계통측으로 전력을 발전하는 상황을 시뮬레이션 한 파형이다. 그림 8의 경우 시스템의 전압과 전류를 나타내고 있다. 계통으로 전력이 발전되고 있기 때문에 전류의 위상이 계통의 위상과 반대로 나타나는 것을 확인할 수 있으며, 계통에서 전력을 소비하는 경우에 보이지 않던 부하측 전류에 계통의 주파수에 2배인 120[Hz] 리플이 실리는 것을 확인할 수 있다.

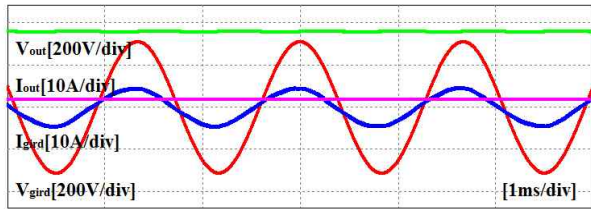


Fig. 6 Simulated waveforms of voltage and current at the input side

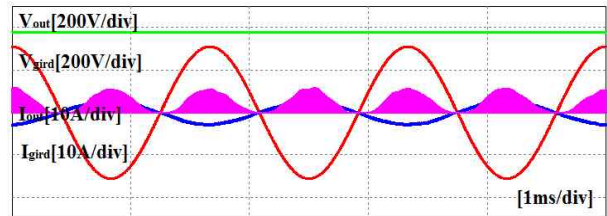
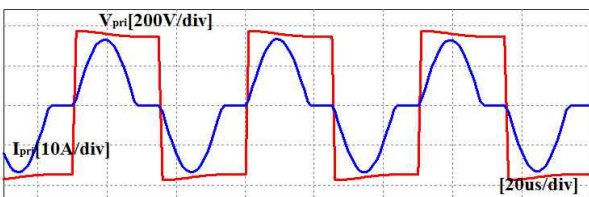
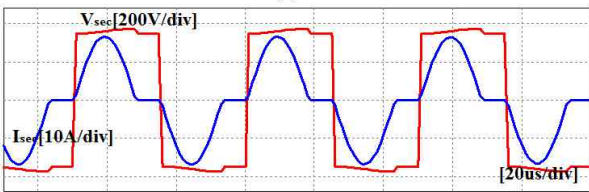


Fig. 8 Simulated waveforms of voltage and current at the output side

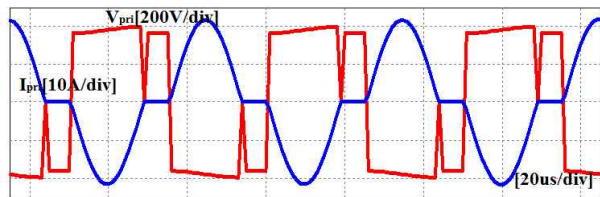


(a)

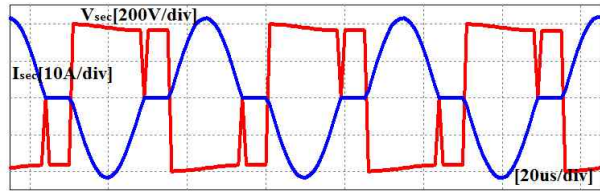


(b)

Fig. 7 Transformer primary/secondary simulated waveform at input side of dual half-bridge converter



(a)



(b)

Fig. 9 Transformer primary/secondary simulated waveform at output side of dual half-bridge converter

그림 9는 양방향 컨버터의 변압기 전압, 전류를 나타내고 있다. 그림 9(a), (b)는 변압기의 전압, 전류를 나타내고 있으며, 발전하는 상황에서도 또한 공진주파수를 스위칭 주파수보다 빠르게 구성하여 스위치에서 ZVS, ZCS 동작을 할 수 있게 된다. 발전시에는 계통연계형 인버터와 듀얼 하프브릿지의 역할이 바뀌게 되는데 계통연계형 인버터의 경우 양방향 전력제어 모드에서 단방향 출력단 전류제어 모드로 전환함으로써 발전되는 양을 조절할 수 있다. 또한 듀얼 하프브릿지 컨버터의 경우 반대 방향으로 전력을 발전하게 된다.

4.2 실험 결과 및 분석

시뮬레이션 결과를 바탕으로 듀얼 하프브릿지를 사용한 양방향 AC-DC 컨버터의 실험을 위해 하드웨어를 만들었다. 시스템의 사양의 경우, 정격전력은 1[kW], 정격입력 전압은 220[Vac], 정격출력 전압은 360[V]이다. 스위칭 주파수는 20[kHz], 공진 주파수는 26[kHz]이다. 그리고 듀얼 하프브릿지의 고주파 변압기의 누설인덕턴스의 값은 4.59[μ F]이며, 등가 커패시터의 경우 7.4[μ F]으로 선정하였다.

시스템의 제어신호를 처리하기 위하여 DSP28335를 사용하였다. 그리고 실험에 쓰인 스위치의 경우 세미피아사의 IGBT 모듈인 SKM75GB128D를 사용하였다. 실험은 계통에서 전력을 부하에 전달하는 경우와 계통으로

발전을 하는 두가지 경우로 나누어서 진행을 하였다. 계통에서 전력을 전달하는 경우 양방향 PWM 컨버터에서는 입력단 전류제어와 출력단 직류링크단 제어를 하며 제안된 컨버터의 경우 일정 듀티로 스위칭을 하게 된다. 계통으로 발전을 하는 경우는 인버터는 출력단 전류제어를 하며 제안된 컨버터에서는 직류링크단 전압을 유지시켜주는 역할을 한다.

그림 10은 시스템이 정격으로 계통에서 전력을 부하로 전달하는 있을 때, 입출력 전압, 전류와 제안된 컨버터의 고주파변압기의 1차측과 2차측의 전압과 전류를 나타내고 있는 파형이다. 그림 11(a)에서 PWM 컨버터의 입력전류와 전압의 역률은 0.98이고, 전류의 THD는 3.9%이다. 출력전압과 전류는 리플이 없는 것을 확인 할 수 있다. 그림 10(b), (c)는 고주파 변압기의 1차측과 2차측의 전압, 전류를 나타내는데, 전압의 경우 스위칭이 구형파의 형태를 가지고 일정한 주파수로 인가되고 있는 것을 확인 할 수 있으며, 전류의 경우 공진이 발생하여 전류가 반주기마다 사인의 형태를 나타내는 것을 확인 할 수 있다.

그림 11은 시스템이 정격으로 계통으로 에너지를 발전하고 있을 때, 입력력 전압, 전류와 듀얼 하프브릿지의 고 주파변압기의 1차측과 2차측의 전압과 전류를 나

타내고 있는 파형이다. 그림 11(a)는 입출력 전압, 전류를 나타내고 있는 파형이다. 이때, 전류의 THD는 4.5%이며, 계통으로 발전이 되고 있는 것을 확인 할 수 있다. 그리고 부하측에서 발전되는 전류의 파형이 리플이 심한 것을 확인 할 수 있는데 이것은 듀얼 하프브릿지의 PWM 스위칭에 기인한다. 그림 11(b), (c)는 고주파 변압기의 1차측과 2차측의 전압, 전류를 나타내는데, 그림 10과 마찬가지로 공진의 형태를 확인할 수 있다.

그림 12(a), (b)는 스위치에서 공진이 발생할 때의 전압과 전류는 나타내고 있다. 그림 12(a)는 스위치가 온될 때의 ZVS 스위칭이 되고 있는 파형이며, 스위치에 걸리는 전압이 0이 되고 전류가 상승 하는 것을 확인할 수 있다. 그림 12(b)는 스위치가 오프될 때 ZCS 스위칭 파형을 나타내고 있다. 스위치의 오프신호가 전류가 거의 0에 가워질 때 발생하며 스위치가 걸리는 전압이 전류가 0되고 나서 상승이 되고 있는 것을 확인 할 수 있다.

그림 13은 Hard switching 컨버터와 제안된 공진형 컨버터의 입력전력에 따른 효율을 나타내고 있다. 대상 Hard switching 컨버터는 풀브리지 타입으로 구성하였으며 동일 변압기를 사용하였다. 또한 이를 개선한 스위

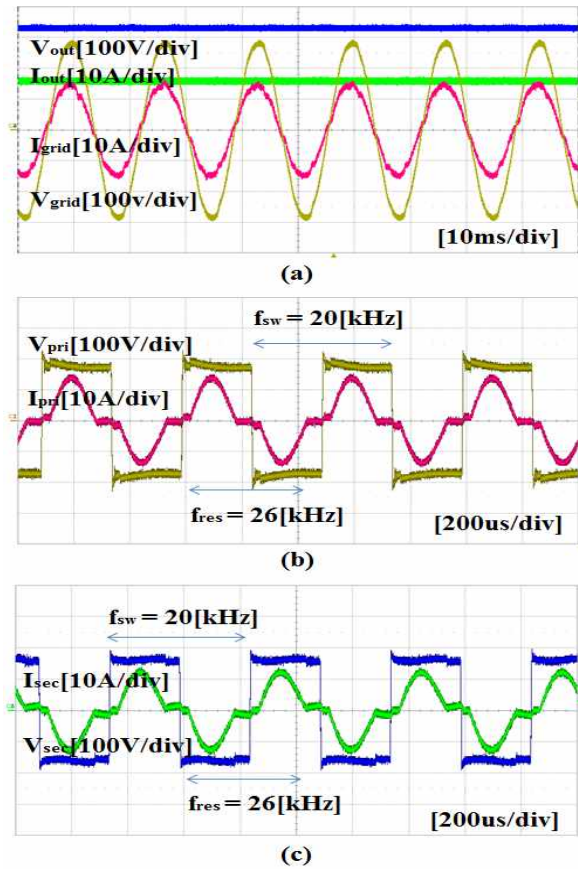


Fig. 10 Dual half-bridge resonant bidirectional converter waveform at the input side

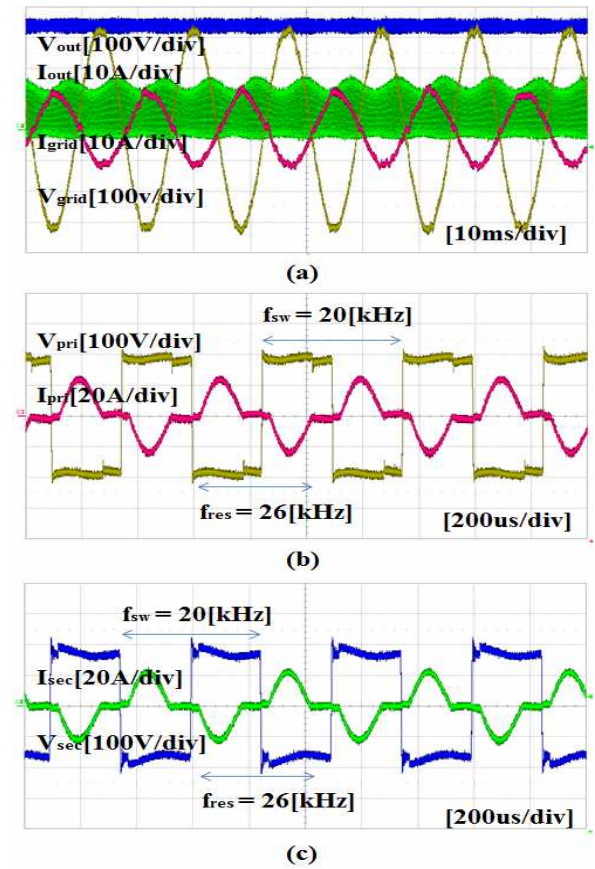


Fig. 11 Dual half-bridge resonant bidirectional converter waveform at the output side

치 4개인 병렬형 Hard switching 컨버터의 효율을 비교하였다. 두 기존 컨버터의 경우 저전력에서 제안된 컨버터에 비하여 손실이 큼을 알 수 있다. 이는 도통손실을 제외한 천이손실이 그 만큼 더 발생하기 때문이다^[10].

제안된 컨버터는 부하전력이 낮은 경우에서도 90[%] 초반에 이르는 효율을 보여주고 있으며, 정격용량에서는 95.6[%]에 이르는 효율을 보여주고 있다.

5. 결 론

본 논문에서는 듀얼 하프브릿지를 사용한 양방향 AC-DC 컨버터에 이론적인 해석과 설계방법에 대하여 제시하였다. 또한 제시된 듀얼 하프브릿지 공진형 컨버터의 이론적인 해석을 통하여 수동소자들과 공진주파수 간에 관계를 정의하였다. 그리고 시뮬레이션을 통하여 양방향 동작을 검증하였으며 실험을 통해 단방향 동작

을 검증하였다. 제안된 방법에 대한 결과를 정리하면 다음과 같다.

1) 제안된 방법은 공진형 스위칭 방법을 통하여 스위칭 손실을 감소시킬 수 있다. 실험 결과 저전력에서 최대 52[%] 감소하였고 정격에서 최대 48[%] 감소하였다.

2) 전체시스템의 부피는 공진탱크를 사용하지 않고 스위치 개수를 줄여 15[%] 감소하였다.

3) 영전류 스위칭을 위해 공진 주파수는 스위칭 주파수보다 높아야한다. 스위칭 주파수와 공진주파수는 완전히 일치할 수는 없지만 공진전류가 상승분을 고려할 때 스위칭 주파수와 공진주파수 비율 K factor는 0.8보다 크게 설계 되어야 한다.

만약 기존 컨버터를 제안된 공진 컨버터로 교체 사용할 경우 성능과 부피 면에서 유리해 질 것으로 판단된다.

본 연구는 중소기업청의 중소기업 산학협력 사업 사업계획 “일반과제”의 일환으로 수행되었습니다. (No.C0041237)

참 고 문 헌

- [1] S. H. Kim, T. H. Kim, Y. H. Kim, D. S. In, B. K. Kwon, C. H. Choi, "A Development of 2MVA Battery Energy Storage System," *The transactions of korea institute of power electronics*, Vol. 2, pp. 93-189, April 2012.
- [2] S. B. Kjaer, J. K. Pederson, F. Blaabjerg, "A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules," *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 41, No. 5, pp. 1292-1306, 2005.
- [3] N.A. Ninad, L.A.C. Lopes, "Operation of Single-phase Grid-Connected Inverters with Large DC Bus Voltage Ripple," *Electrical Power Conf*, pp. 172-176, Oct. 2007.
- [4] K. Hirachi, Y. Tomokuni, "Improved Control Strategy to Eliminate The Harmonic Current Components for Single Phase PWM Current Source Inverter," *19th Int. Telecommunications Energy Conf*, pp. 189-194, Oct. 1997.
- [5] C. E. Kim, S. K. Han, K. B. Park, G. W. Moon, "A New High Efficiency ZVZCS Bidirectional DC/DC Converter for HEV 42V Power Systems," *Journal of Power Electronics*, Vol. 6, No. 3, pp. 271-278, July 2006.
- [6] Xiaodong Li, Ashoka K. S. Bhat, "Analysis and Design of High-Frequency Isolated Dual-Bridge Series Resonant DC/DC Converter," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 25, No. 4, pp. 850-862, 2010.
- [7] D. H. Han, Y. J. Lee, W. S. Kwon, M. A. Bou-Rabee, G. H. Choe, "Improving the Overall Efficiency for DC/DC Converter with LoV-HiC System," *Journal of*

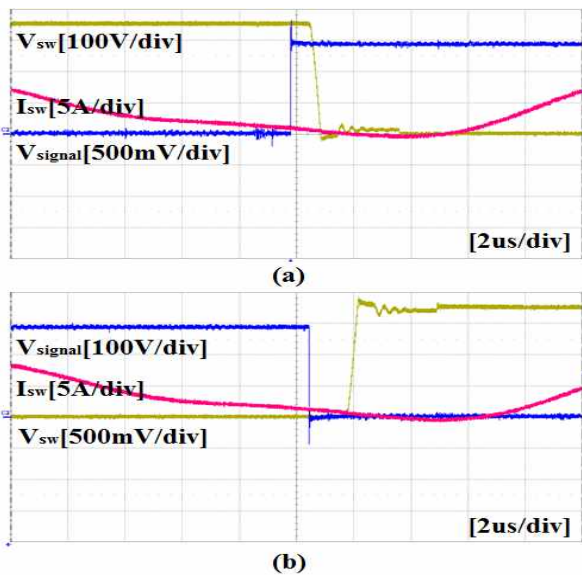


Fig. 12 Resonant converter switching waveform

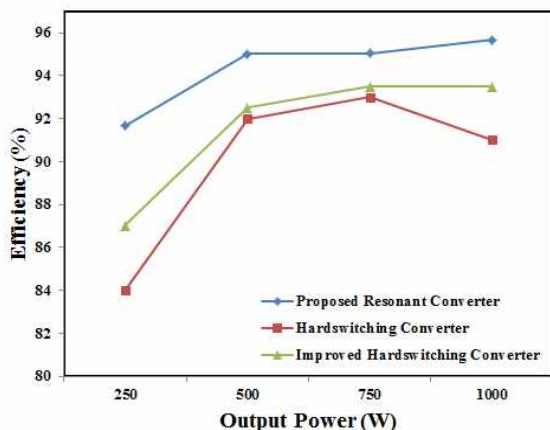


Fig. 13 Efficiency of Hard switching Converter and Proposed resonant Converter

Power Electronics, Vol. 12, No. 3, May 2012.

- [8] L. Hui, Z. P. Fang, J. S. Lawler, "A Natural ZVS Medium-Power Bidirectional DC-DC Converter With Minimum Number of Devices," *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 39, pp. 525-535, Feb. 2003.
- [9] Colonel Wm. T. Mclyman, *Transformer and Inductor Design Handbook*, Marcel Dekker, 2004.
- [10] J.M. Choi, D. H. Han, Y. J. Lee, B. H. Jeong, G. H. Choe, "Switch Paralleling Characteristic Analysis for FB Converter in 1[kW] Fuel-Cell System," *Journal of the Korean Institute of Illuminating and Electrical Installation Engineers*, pp. 62-70, Sep. 2010.



변병주(邊秉柱)

1988년 12월 10일생. 2011년 건국대 전기공학과 졸업. 2011년~현재 동 대학원 석박사과정.



최중묵(崔重默)

1983년 1월 1일생. 2001년 건국대 공대 전기공학과 졸업. 2010년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2010년~2011년 LS산전 중앙연구소. 2011년~현재 동 대학원 박사과정.



한동화(韓棟華)

1982년 11월 17일생. 2008년 건국대 전기공학과 졸업. 2010년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 박사과정.



이영진(李永鎭)

1983년 2월 26일생. 2008년 건국대 전기공학과 졸업. 2010년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 박사과정.



서현욱(鄭容昊)

1989년 1월 2일생. 2011년 건국대 전기공학과 졸업. 2011년~현재 동 대학원 석박사과정.



최규하(崔圭夏)

1955년 7월 24일생. 1978년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1980년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1986년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1987년~1988년 미국 오레곤 주립대 전기공학과 Post-Doc. 1998년~1999년 버지니아주립대 교환방문교수. 1997년~1998년 건국대 연구처 처장. 1996년~현재 건국대 산업기술연구원 인버터제어기술연구센터 소장. 1999년~현재 건국대 부설전력전자신기술연구센터 소장. 2002년~2004년 건국대 교무처 처장. 1996년~현재 전기안전공사 전기안전기술 자문위원. 현재 건국대 전기공학과 교수. 2007년~2008년 당 학회 회장. 현재 건국대 전기공학과 교수 및 부총장.