

고정주파수 LCL타입 절연형 양방향 컨버터 해석 및 제어

(Analysis and Control of A Fixed Frequency LCL-type Isolated Bidirectional Converter)

박상은* · 차한주**

(Sangeun Park · Hanju Cha)

Abstract

This paper discussed the LCL-type & Isolated bidirectional dc-dc converter(BDC) with dual full bridge inverter. In order to verify the analysis of the BDC, Experimental prototype has been designed and implemented to supply constant voltage regardless of loads and proposed a method to select switching frequency that depended on two inductors' inductance ratio and transformer parameters.

The proposed converter has been composed of LCL resonant network with unit inductance ratio ($L_r/L_f=1$) and then operated with fixed duty, 50% duty ratio and fixed frequency. There are some characteristics that input voltage and output voltage of the BDC is nearly identical and zero voltage turn-on switching is possible in forward and reverse mode. Finally, it has been showed that BDC is possible to commutate operating mode normally and provide constant output voltage in selected switching frequency.

Key Words : LCL, Bidirectional DC-DC Converter(BDC)

1. 서 론

오늘날 전 세계적으로 청정에너지 사회로 전환해야 한다는 목표를 두고, 신재생 에너지와 기본 발전원 간 결합을 통한 에너지 효율을 증가시키고, 경제적 향상을 도모하고자 하는 신재생 에너지 하이브리드 시스템에 많은 관심이 증가하고 있다. 현재 국내에서도 신재생 에너지의 공급 의무화 제도를 시행하여 이에 필

요한 설비 도입이 확대되고 있다. 신재생에너지 하이브리드 시스템은 발전, 디젤발전, 열병합 등 기존의 발전원들을 결합하여 에너지 효율과 경제성, 신뢰성을 높이는 기술을 일컫는다. 또한 생산한 에너지를 전력 계통에 연계된 저장장치에 비축하였다가 필요한 시기에 효율적으로 공급하여 에너지 효율을 높이는 시스템 연동기술이 요구되어지고 있다. 최근에는 신재생 에너지, 무정전 전원공급장치(Uninterruptable power supply; UPS) 및 전기자동차의 배터리 충·방전시스템 등 여러 분야에서 양방향 dc-dc 컨버터가 적용되고 있다.

Fig. 1에서 보여지는 것처럼, 이러한 양방향 컨버터는 연료전지나 태양광 전지와 같은 에너지 발생 장치

* Main author : Agency for defense development
** Corresponding author : Dept. of Electrical Engineering, Chung-nam National University
Tel : 042-821-3277, Fax : 042-823-3400
E-mail : separk@add.re.kr
Received : 2015. 11. 22.
Accepted : 2016. 1. 21.

들이 설치된 고전압 DC버스 지점에서 연속적인 인터페이스를 수행하기 위한 중요한 장치이다. 일반적인 에너지 저장장치인 배터리 또는 슈퍼캐패시터는 저전압 지점에 위치한다. 이러한 양방향 시스템은 전력시스템의 효율성과 신뢰도를 높일 수 있으며, 깨끗하고 안정된 전원을 공급이 가능하도록 설치된다. 특히 최근에 양방향성 듀얼 액티브 컨버터는 자동차 응용분야 및 신재생에너지 시스템 분야에서 널리 연구되어지고 있다[1-5].

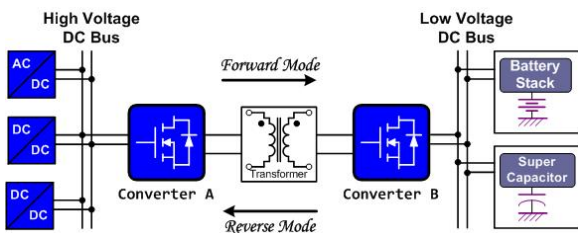


Fig. 1. Typical block diagram showing the BDC

양방향 dc-dc 컨버터의 요구사항은 고주파수, 높은 전력 밀도, 고효율, 고신뢰성을 요구한다. 기존의 양방향 dc-dc컨버터는 전기적 절연, 소프트 스위칭 제어를 구현하기 어려우며, 정류 다이오드의 역회복 전류의 영향으로 인한 스위칭 속도가 제한되는 단점이 존재한다. 이러한 결점들은 양방향 dc-dc 컨버터에서 적용되는 고주파수 전력 변환을 제한하게 한다[5]. 최근 이러한 결점을 극복한 후, 여러 응용분야에서 적용되는 컨버터용 고주파수 스위치는 전자기적 간섭(Electro-magnetic Interference, EMI) 저감 및 영전압 스위칭(zero voltage switching, ZVS)과 영전류 스위칭(zero current switching, ZCS)이 가능하고, 양방향으로 전력을 수수하기 위한 다양한 형태의 공진형 토폴러지와 기법들이 연구되어지고 있다[1-5].

본 논문에서는 두 개의 컨버터를 고정주파수인 특정한 주파수에서 동작시켜 동작모드(순방향 또는 역방향)별로 입력전압에 따라 모든 부하 영역에서 일정한 출력전압으로 동작시킬 수 있다. 제안된 컨버터는 기존의 양방향 컨버터에서 일반적으로 적용되는 풀-브리지/풀-브리지 인버터 사이에 LCL형 공진성분과 절연형 변압기를 위치시키는 형태로 구성하였다. 또한

제안된 컨버터가 순방향 또는 역방향으로 동작 경우에도, 각 모드에 따라 추가적으로 요구되는 회로가 존재하지 않는 간단한 구조로 구현하였고, 컨버터의 스위치를 동작시키는 주파수는 듀티비가 50%, 고정주파수로 제어를 간단하게 할 수 있도록 하였다. 이러한 목적을 두고 설계 및 제작된 컨버터의 특성은 다음과 같다. 첫째, 두 개의 컨버터 사이에 대칭형태의 LCL형 공진탱크가 배치시켜, 공진성분에 따라 특정 주파수에서 동작하도록 하는 전압형 인버터로 동작한다. 둘째, 순방향 또는 역방향으로 컨버터를 동작시킬 때, 부하 변동에 상관없는 특정주파수를 선택한 경우, 그 주파수는 전력 방향에 상관없이 동일한 주파수에서 동작하게 된다. 셋째, 특정 주파수에서 제어되는 경우에 입력 대 출력 비는 인버터 사이에 위치한 LCL형 공진성분인 두 개의 인덕터에 의존한다. 변압기 없을 경우에도, 적용된 인덕턴스 비에 따라, 선형적으로 스텝 업(부스트 모드) 또는 스텝 다운(벅 모드) 출력을 갖는다. Fig. 2는 위에서 언급된 특성을 지닌 LCL형/절연형 양방향 dc-dd 컨버터를 보여준다.

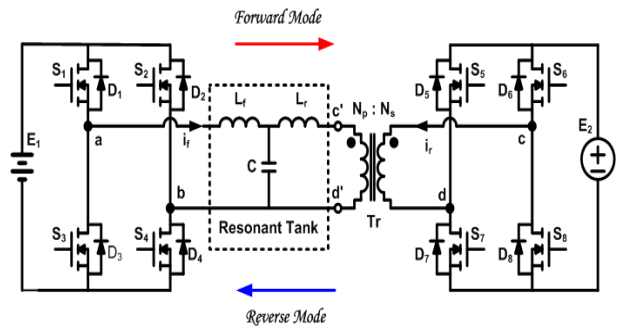


Fig. 2. Circuit schematic of the proposed LCL-type BDC

본 논문은 구성은 다음과 같다. 2장은 제안한 양방향 컨버터의 동작원리와 회로해석을 수행한 결과를 보여주고, 3장에서는 2장에서 수행한 해석을 기반으로 컨버터의 특성 및 제어에 대하여 논의하였다. 4장에서는 LCL형/절연형 양방향 컨버터를 설계, 제작하여 수행한 실험한 결과를 분석하였다. 5장에서 결론을 내렸다.

2. 제안된 컨버터 동작원리 및 해석

이 장에서는 제안된 컨버터의 동작원리와 회로해석 결과를 언급한다. 컨버터 구성 성분의 위치는 동작모드에 따라 다른 특성을 보이므로 공진네트워크와 변압기의 위치는 Fig. 2와 같다.

2.1 동작원리

Fig. 3에서 제안된 컨버터의 기본적인 동작원리는 순방향모드에서 스위칭 제어에 따라 인버터의 출력전압 $V_{ab}(V_{cd})$ 과 인덕터 $L_f(L_r)$ 에 흐르는 전류에 따라 도통되는 소자들을 보여준다. ()는 역방향으로 동작하는 경우에 전압, 전류 및 도통되는 소자들이다.

컨버터의 스위칭 동작은 듀티비가 50%인 고정주파수로 동작한다. $t=t_0$ 전에는 스위치 $S_2, S_3(S_5, S_8)$ 가 도통되어진 상태이다. $t=t_0$ 에서 스위치 $S_2, S_3(S_5, S_8)$ 는 턴-오프되고, 게이트 펄스가 스위치 $S_1, S_4(S_6, S_7)$ 에 인가된다. $i_f(i_r)$ 는 이때에 음(-)으로 흐르기 때문에, 다이오드 $D_1, D_4(D_6, D_7)$ 를 통해서 흐른다. 이는 $S_1, S_4(S_6, S_7)$ 는 영전압, 영전류에서 턴-온함을 알 수 있다. $t=t_1$ 에서 다이오드 $D_1, D_4(D_6, D_7)$ 는 영전류에서 자연스럽게 턴-오프되고, 전류 $i_f(i_r)$ 는 스위치 $S_1, S_4(S_6, S_7)$ 를 통해서 흐르게 된다. $t=t_2$ 에서, 스위치 $S_1, S_4(S_6, S_7)$ 는 일정한 전류가 흐르는 상태에서 스위치 오프하게 된다. 거의 동시에 $t=t_2$ 에서, 게이트 펄스가 스위치 $S_2, S_3(S_5, S_8)$ 에 인가된다. $i_f(i_r)$ 는 양(+)으로 흐르기 때문에, 다이오드 $D_2, D_3(D_5, D_8)$ 를 통해서 흐른다. 이는 $S_2, S_3(S_5, S_8)$ 가 영전압, 영전류에서 턴-온함을 알 수 있다. $t=t_3$ 에서 다이오드 $D_2, D_3(D_5, D_8)$ 는 영전류에서 자연스럽게 턴-오프되고, 전류 $i_f(i_r)$ 는 스위치 $S_2, S_3(S_5, S_8)$ 를 통해서 흐른다. $t=t_4$ 에서 스위치 $S_2, S_3(S_5, S_8)$ 는 일정한 전류가 흐르는 상태에서 스위치 오프하게 된다. 결론적으로 컨버터 스위칭 동작에 따라 도통되는 순서는 스위치들이 도통되기 전에 스위치에 병렬로 존재하는 역병렬 다이오드들이 먼저 도통하게 되고, 이는 영전압 턴-온 스위칭을 보여준다.

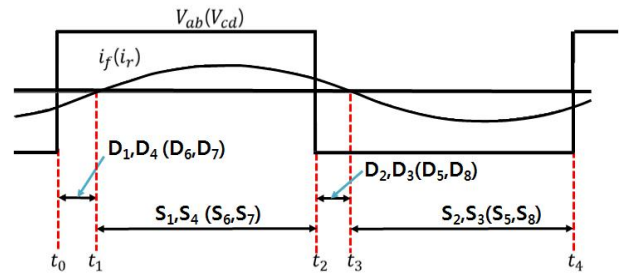


Fig. 3. Operation principle of the proposed BDC

2.2 해석

제안된 컨버터에 대한 ac회로 해석을 위해서는
 첫째, 컨버터는 정상상태 동작하고
 둘째, 스위칭 테드타임은 무시하며
 셋째, 스위치, 인덕터, 캐패시터는 이상적이며
 넷째, 고주파변압기의 마그네틱 인덕터 L_m 값은 L_f 또는 L_r 값에 비해 매우 크다

마지막으로 적용되는 변압기는 누설인덕턴스와 자화인덕턴스를 고려한 T-형 등가회로를 적용하였다.

동작모드별로 컨버터의 입력 대 출력 전압비를 구하기 위해서 요구되는 파라미터는 공진주파수 ω_o , 정규화된 주파수 비 w_n , 부하 저항 R_L 에 따른 선택도 Q , 변압기의 누설인덕턴스를 포함한 공진 성분인 두 인덕터의 인덕턴스 비 γ , 변압기의 자화 인덕턴스에 영향을 받는 파라미터를 α , 변압기의 2차측 누설 인덕턴스와 인덕터 L_f 의 비를 β , 순방향 모드일 경우를 기준으로 하여 변압기의 1차측 누설인덕턴스는 L_{lp} , 2차측 누설인덕턴스는 L_{ls} 로 정의되며 Table 1과 같다. 또한, 해석의 편의성을 위해서 인덕터 L_r 과 L_{lp} 는 식 (1)과 같이 하나의 소자로 결합하였다.

$$L_{re} = L_r + L_{lp} \quad (1)$$

Table 1을 바탕으로 컨버터의 모드에 따라 동작하는 경우에 제안된 양방향 컨버터의 간략화된 등가회로는 Fig. 4와 같다. 동작모드에 따른 변압기의 위치 변화가 토폴로지 구성의 변화를 가져오며, 이에 따른

$$M_F = \left| \frac{Z_{Cf} [Z_{Lre} + Z_{Lm} (Z_{Ls} + R_{ac})]}{Z_{Lf} + Z_{Cf} [Z_{Lre} + Z_{Lm} (Z_{Ls} + R_{ac})]} \cdot \frac{Z_{Lm} (Z_{Ls} + R_{ac})}{Z_{Lre} + Z_{Lm} (Z_{Ls} + R_{ac})} \cdot \frac{R_{ac}}{Z_{Ls} + R_{ac}} \right| \quad (2)$$

$$M_R = \left| \frac{Z_{Lm} [Z_{Lre} + Z_{Cf} (Z_{Lf} + R_{ac})]}{Z_{Ls} + Z_{Lm} [Z_{Lre} + Z_{Cf} (Z_{Lf} + R_{ac})]} \cdot \frac{Z_{Cf} (Z_{Lf} + R_{ac})}{Z_{Lre} + Z_{Cf} (Z_{Lf} + R_{ac})} \cdot \frac{R_{ac}}{Z_{Lf} + R_{ac}} \right| \quad (3)$$

$$M_F = \frac{1}{(1 - w_n^2) + \alpha [(1 + \gamma_F) - \gamma_F w_n^2] + j \frac{\pi^2}{8} \beta Q_F (w_n - w_n^3) + j \frac{\pi^2}{8} \alpha \beta Q_F [(1 + \gamma_F) w_n - \gamma_F w_n^3] + j \frac{\pi^2}{8} Q_F [(1 + \gamma_F) w_n - \gamma_F w_n^3]} \quad (4)$$

$$M_R = \frac{1}{(1 - w_n^2) + \alpha [(1 - (1 + \frac{\beta \gamma_R}{\alpha}) w_n^2) + j \frac{\pi^2}{8} Q_R [(\beta \gamma_R + \alpha + \alpha \gamma_R) w_n - \gamma_R (\alpha + \beta) w_n^3] + j \frac{\pi^2}{8} Q_R [(1 + \gamma_R) w_n - \gamma_R w_n^3]} \quad (5)$$

컨버터의 특성 및 차이를 분석하였다.

기본 모드 접근법에 의한, 순방향과 역방향 모드에서의 입력 대 출력비의 해당하는 dc 전압이득은 전압 분배법칙을 이용하여 식 (2), 식 (3)과 같으며, 그 해는 식 (4), 식 (5)와 같다.

두 가지 동작모드에 따른 부하 변동에 따른 스위칭 특성은 유사한 특성을 보이지만, 본 논문의 주요 관점인 부하 변동에 상관없이 일정한 이득을 나타내는 스위칭주파수와 전압이득의 이동을 확인할 수 있다. 즉 식 (4)와 식 (5)에서 분모의 허수부분이 0이 되는 부분이 변압기의 영향으로 변동하게 된다. 식 (6)~식 (9)는 인덕턴스비가 동일한 경우에 동작모드에 따른 해당주파수와 전압이득을 각각 보여준다.

식 (6)과 식 (7)은 순방향모드에서 변압기 매개변수를 적용한 경우, 부하변동과 상관없는 주파수와 전압 이득 값을 보여준다. 변압기 매개변수를 적용하지 않았을 경우보다 해당되는 주파수가 다소 줄어드는 반면에 전압이득은 해당되는 파라미터 값에 따라 증가됨을 알 수 있다. 마찬가지로 식 (8)과 식 (9)는 역방향모드에서 변압기 매개변수를 적용한 경우, 부하변동과 상관없는 주파수와 전압 이득 값을 보여준다. 변압기 매개변수를 적용하지 않았을 경우보다 해당되는 주파수가 다소 줄어드는 반면에 전압이득은 해당되는 파라미터 값에 따라 감소됨을 알 수 있다.

Table 1. The defined parameters for converter analysis

Category	Forward mode	Reverse mode
Resonant frequency(w_o)	$w_{oF} = \frac{1}{\sqrt{L_f C}}$	$w_{oR} = \frac{1}{\sqrt{L_r C}}$
Normalized frequency(w_n)	$w_n = \frac{w}{w_{oF}}$	$w_n = \frac{w}{w_{oR}}$
Quality factor(Q)	$Q_F = \frac{w_{oF} L_f}{R_L}$	$Q_R = \frac{w_{oR} L_{re}}{R_L}$
Inductance ratio(γ)	$\gamma_F = \frac{L_{re}}{L_f}$	$\gamma_R = \frac{L_f}{L_{re}}$
α	$\alpha = \frac{L_f}{L_m}$	$\alpha = \frac{L_{ls}}{L_m}$
β	$\beta = \frac{L_{ls}}{L_f}$	←
Effective resistive load (R_{ac})	$\frac{8}{\pi^2} R_L$	←

제안된 양방향 컨버터는 부하변동에 관계없이 일정한 전압 이득을 보이는 스위칭 주파수가 존재함을 알 수 있고, 해당하는 인덕턴스 비에 따라서 이득이 상승 또는 하강하게 되는 특성을 보인다. 이상적인 변압기에서 두 인덕터의 비가 동일하면, 항상 일정한 이득을 갖는 주파수는 공진주파수의 $\sqrt{2}$ 배이며, 이득은 1이다. 하지만 변압기 매개변수를 포함시켰을 경우에는 인덕턴스 L_f, L_{re} 비가 변하게 되어 이득이 상승 또는 하강하게 되고, 스위칭 주파수는 좀 더 작아지면서 공

진주파수에 가까워지는 사실을 식 (2)~식 (5)에서 알 수 있다.

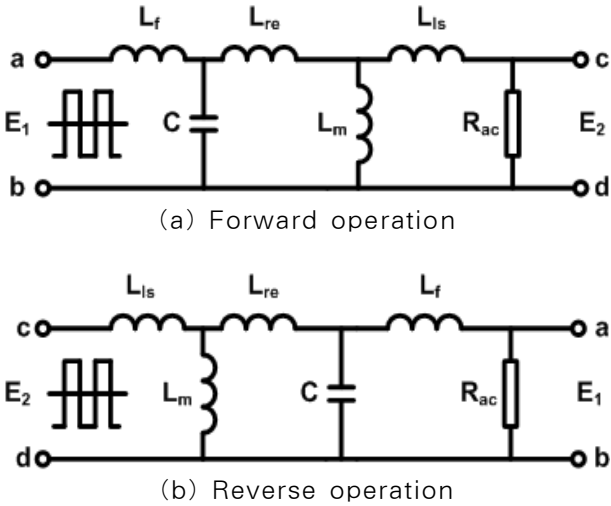


Fig. 4. Equivalent circuit for forward and reverse modes including transformer

$$w_n |_{\gamma_F=1} = \sqrt{2 - \frac{\beta}{\alpha\beta + \beta + 1}} \quad (6)$$

$$M |_{\gamma_F=1} = \frac{V_{cd}}{V_{ab}} = \alpha\beta + \beta + 1 \quad (7)$$

$$w_n |_{\gamma_R=1} = \sqrt{2 - \frac{\beta}{\alpha + \beta + 1}} \quad (8)$$

$$M |_{\gamma_R=1} = \frac{V_{ab}}{V_{cd}} = \frac{1}{\alpha + \beta + 1} \quad (9)$$

3. 컨버터의 제어

이 장에서는 제안된 양방향 컨버터를 제어하기 위한 스위칭 주파수를 구하는 방법을 언급하였다. 특히 인덕턴스 비를 다양하게 변동시켰을 경우에 나타나는 전압이득과 해당주파수와의 관계를 통해서, 2장에서 수행한 해석 결과를 검증하기 위함이다.

컨버터에서 두 인덕터의 인덕턴스 값을 확인하고, 변압기의 매개변수 값에 따라, 컨버터를 제어하기 위한 해당 주파수를 획득하기 위해서 3가지 경우에 대하

여 예를 들어 해당하는 주파수를 선택하기위한 방법을 보여준다. 수행한 결과는 변압기의 턴수비가 1이고, 이상적인 변압기를 적용한 결과를 보여준다. 식 (4), (5)는 변압기를 포함한 결과에서 변압기 매개변수를 제외하여 간략한 결과는 동일한 형태의 식 (10), (11)과 같다.

$$M_F = \frac{1}{(1 - w_n^2) + j \frac{\pi^2}{8} Q [(1 + \gamma_F)w_n - \gamma_F w_n^3]} \quad (10)$$

$$M_R = \frac{1}{(1 - w_n^2) + j \frac{\pi^2}{8} Q [(1 + \gamma_R)w_n - \gamma_R w_n^3]} \quad (11)$$

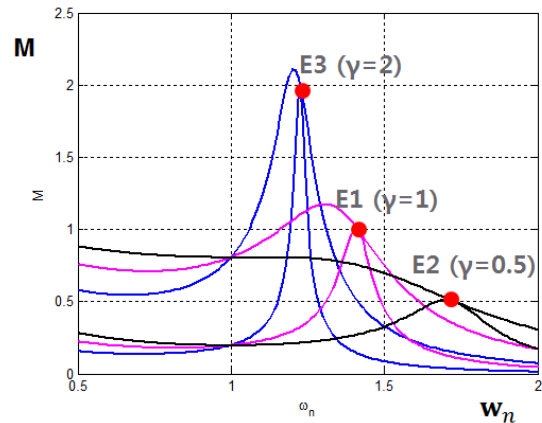


Fig. 5. Voltage gain(M) vs. normalized switching frequency for 3- inductor's ratio

Fig. 5는 인덕턴스 비 동일하게 하여 부하변동에 따라 얻어진 전압이득을 인덕턴스 비를 0.5, 1, 2로 다르게 설정하여 전압이득과 스위칭주파수의 변화를 보여준다. 컨버터의 입력 대 출력의 전압이득 식 (10), (11)에서, 순방향 모드에서 식 (12)는 식 (10)의 허수부분이 0, 즉 Q (부하저항에 의존)에 무관한 주파수에서의 전압 이득을 나타내고, 그 해당 주파수는 식 (13)과 같다. 마찬가지로 역방향 모드에서 식 (14)는 식 (11)의 Q에 무관한 전압이득을 나타내고, 그 해당 주파수는 식 (15)와 같다. 양방향 모드에서 인덕턴스 비(γ_F, γ_R)에 따라서 전압이득이 선형적으로 상승 또는 하강하는 특성을 확인할 수 있다[1,6].

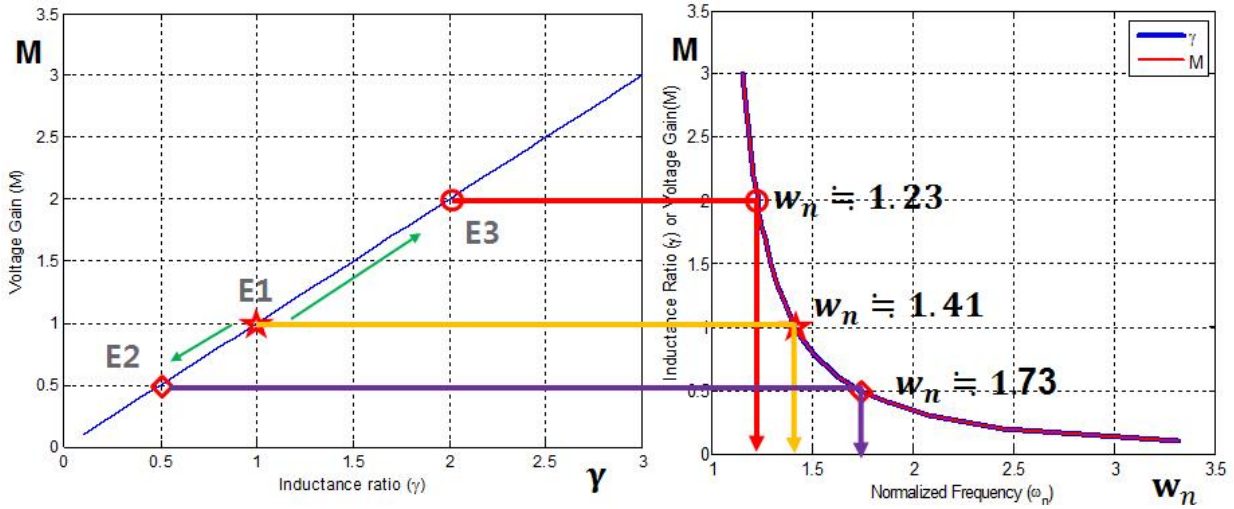


Fig. 6. The relation of both Voltage Gain(M) vs Inductance ratio(γ) and Voltage Gain(M) or Inductance(γ) vs. normalized frequency (w_n)

Table 2. The switching frequency to control BDC under 3 different inductance' ratio

Design condition Parameters	$\gamma=1.0$			$\gamma=0.5$			$\gamma=2.0$		
	$L_f = 32\mu H$	$L_r = 32\mu H$	$C = 460nF$	$L_f = 32\mu H$	$L_r = 16\mu H$	$C = 460nF$	$L_f = 16\mu H$	$L_r = 32\mu H$	$C = 460nF$
Resoant Frequency(kHz)	41.48(Forward)/41.48(Reverse)			41.48(Forward)/58.67(Reverse)			58.67(Forward)/41.48(Reverse)		
Normalized Frequency(w_n)	1.41(Forward)/1/41(Reverse)			1.73(Forward)/1.23(Reverse)			1.23(Forward)/1.73(Reverse)		
Switching Frequency(kHz)	58.66(Forward)/58.66(Reverse)			71.85(Forward)/71.87(Reverse)			71.87(Forward)/71.84(Reverse)		
Operating point	E1(Forward)/E1(Reverse)			E2(Forward)/E3(Reverse)			E3(Forward)/E2(Reverse)		

$$\frac{E_2}{E_1} = M_F \tag{12}$$

$$w_n = \sqrt{\frac{1 + \gamma_F}{\gamma_F}} \tag{13}$$

$$\frac{E_1}{E_2} = M_R \tag{14}$$

$$w_n = \sqrt{\frac{1 + \gamma_R}{\gamma_R}} \tag{15}$$

또한, 변압기를 포함한 경우에 있어서도, 동작 모드에 따라 인덕턴스 비에 영향을 받아 전압이득과 스위칭주파수가 변화는 정도를 식 (6)~식 (9)를 통해 이미

확인할 수 있다. Fig. 5는 인덕턴스 비가 1보다 크면 전압이득이 커지면서 공진주파수에 가까워지고, 1보다 작아지면 전압이득이 작아지면서 공진주파수에서 멀어지는 특성을 보여준다. 동일할 경우는 전압이득은 1이고, 해당주파수는 $\sqrt{2}$ 가 된다.

Fig. 6과 Table 2는 부하변동에 무관한 양방향 컨버터 제어를 위한 스위칭주파수 선정의 위한 결과이다. 인덕턴스 비에 따른 전압이득과 그에 해당하는 주파수 변동의 상관관계를 보여준다.

4. 실험결과 및 분석

이 장에서는 컨버터 해석을 검증하기 위한 실험용 컨버터 포토타입을 구현하고 실험한 결과를 언급하

였으며, 실험에 적용된 파라미터는 Table 3과 같다.

Table 3. The design parameters of proposed converter

Parameter	값
Input Voltage(V)	30
Output Voltage(V)	30
Resonant Frequency(kHz)	22.649
Switching Frequency(kHz)	32.030
$L_f(\mu H)$	32.92
$L_r(\mu H)$	32.87
$C(\mu F)$	1.5
N_s/N_p	1.0

Fig. 7은 순방향 모드에서의 실험결과 파형(인버터 출력전압 V_{ab} , 스위칭 전압 V_{gs} , 인덕터 L_f 에 흐르는 전류 i_f , 네트워크 출력전압 V_{cd})들을 보여준다. 입력과 출력의 전압비가 동일하고 ZVS 턴-온 스위칭을 확인할 수 있다. Fig. 8은 역방향 모드 실험결과이다. 에너지 저장장치인 캐패시터의 존재로 링잉(ringing)이 존재하여 영전압 턴-온 스위칭 확인은 어렵지만 인버터 전압이 전류보다 앞서서 특성은 확인할 수 있다. Fig. 9는 부하변동에 따른 양방향 모드에서 출력 전압 결과를 보여준다. 모드에 따라 인덕턴스의 차이에 따른 출력전압 차이가 대략 2V가 존재하고, 부하 증가에 따른 출력전압이 다소 감소하고 있음을 알 수 있다. 이는 공진네트워크, 변압기, 정류기가 이상적이지 않고, 주변에 존재하는 성분에 영향을 있음을 알 수 있다. Fig. 10은 양방향 컨버터의 모드전환을 확인하기 위한 스위칭 파형을 보여준다. Fig. 1에서 고전압 링크에 연결된 dc 부하에 요구되는 입력전압에 따라 순방향에서 역방향(T2) 또는 역방향에서 순방향(T1)으로 모드 전환이 정상적으로 수행하고 있음을 확인할 수 있다. 또한 순방향에서 역방향으로 모드 전환하는 경우 0.4ms 정도 후에 모드 전환이 이루어지고, 역방향에서 순방향으로 모드 전환하는 전환하는데 있어, 10ms 정도가 소요됨을 확인할 수 있다. 이러한 모드 전환에 따른 시간의 차이는 요구조건을 만족시키기 위한 적용된

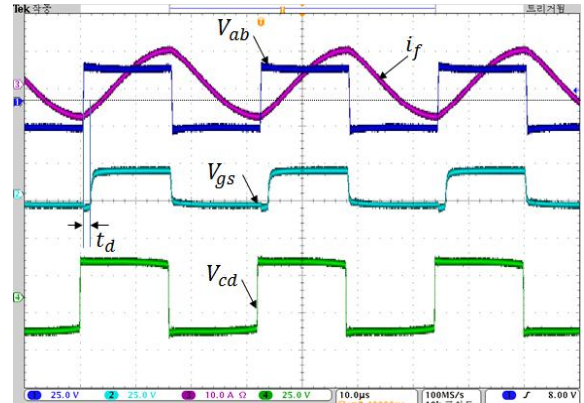


Fig. 7. Experimental Waveforms at forward mode. (1) inverter output V_{ab} . (2) switching output, V_{gs} . (3) inductor current, i_f . (4) output voltage of resonant tank, V_{cd}

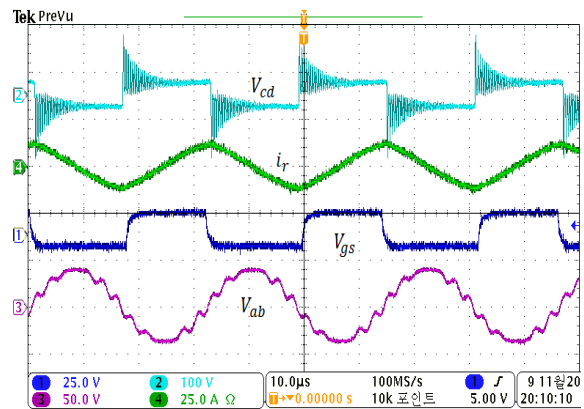


Fig. 8. Experimental Waveforms at reverse mode. (1) switching output, V_{gs} . (2) inverter output V_{cd} . (3) output voltage of resonant tank, V_{ab} . (4) inductor current, i_r

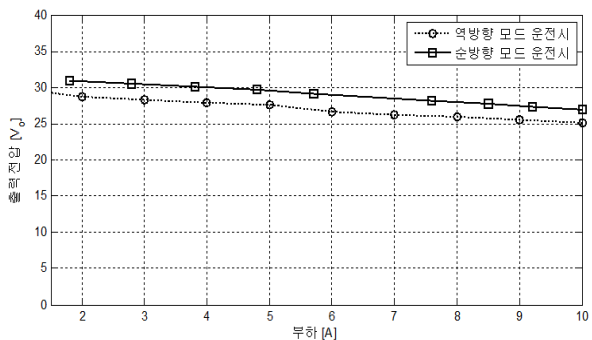


Fig. 9. Experimental results at forward & reverse mode for different loads

소자들의 조합으로 구성된 하드웨어의 응답속도의 차이로 확인되었다.

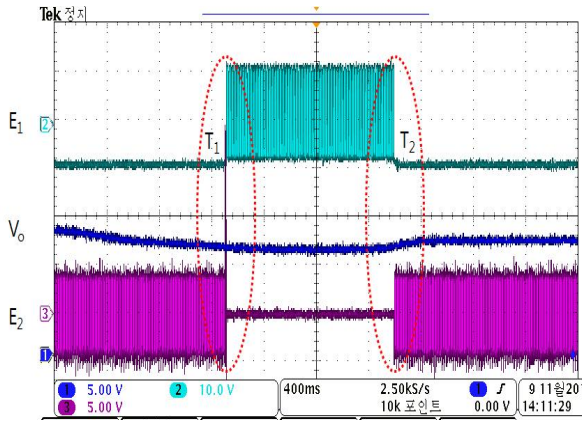


Fig. 10. Switching waveforms at mode transition (1) Required output voltage V_o . (2) Gate switching for E_1 . (3) Gate switching for E_2

5. 결 론

본 논문에서는 제안된 풀-브리지 형태의 LCL형 공진네트워크를 지닌 양방향 컨버터에 대한 분석을 순방향모드와 역방향모드에 대하여 변압기 매개변수를 포함하여 양방향으로 해석하였다. 그 결과를 검증하기 위한 실험용 프로토타입을 설계, 제작하고, 제어하기 위한 스위칭 주파수를 획득하기 방법을 제안하였다. 선정된 주파수는 인덕터(L_f, L_r)와 변압기 매개변수에 영향을 받게 된다.

제안한 컨버터는 실험에서 순방향 및 역방향으로 동작할 경우에 입력 대 출력 전압비가 같으며, ZVS 턴 온 스위칭을 확인할 수 있었다. 또한, 제안된 특정 주파수 지점에서 컨버터 스위치를 제어할 경우에는 전압원 컨버터로 동작할 수 있음을 확인하였다.

References

[1] Deepak S. Gautam, and Ashoka K.S.Bhat, "A Comparison of Soft-Switched DC-to-DC Converters for Electrolyzer Application", IEEE Transactions on power electronics, vol.28, no.1 pp.54-63, January. 2013.

[2] S.Park and H.Cha, "Analysis of Bidirectional DC-DC Converter with LCL resonant tank", ICEE, pp.536-540, June 2014.

[3] Stanislaw Jalbrzykowski, Antoni Bogdan, and Tadeuz, "A Dual full-Bridge Resonant Class-E Bidirectional DC-DC Converter", IEEE Trans. On Industrial Electronics, vol.58, no.9, pp.3879-3883, Sep. 2011.

[4] Wei Chen, Ping Rong, and Zhengyu "Snubberless Bidirectional DC-DC Converter With New CLLC Resonant Tank Featuring Minimized Switching Loss", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol.57, no.9, pp.3075-pp.3086, Oct. 2010.

[5] Gang Ma, Wenlogn Qu, Gang Yu, Yuanyuan Liu, Ningchunan Liang, and Wenzhong Li, "A Zero-Voltage-Switching Bidirectional DC-DC Converter With State Analysis and Soft-Switching-Oriented Design Consideration", IEEE Transactions on industrial electronics, vol.56, no.6, pp.2174-p2184, June 2009.

[6] Mangesh Borage, Sunil Tiwari, and Swarna kotaiah, "Analysis and Design of an LCL-T Resonant Converter as a Constant-Current Power Supply", IEEE Transactions on industrial electronics, vol.52, no.6, p1547-p1554, 2005.

[7] A.K.S. BHAT, "A Fixed Frequency LCL-Type Series Resonant Converter", IEEE Transactions on aerospace and electronics systems, vol.31, no.1, pp.125-pp.137, Jan. 1995.

[8] ROBERT L. STEIGERWALD "A Comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies", IEEE Trans. Power Electronics, vol.3, no.1, p181-p191, Apr. 1988.

◇ 저자소개 ◇



박상운 (朴相垠)

1999년 충남대 전기공학과 졸업. 2001년 충남대 전기공학과 졸업(석사). 2001년 ~ 현재 국방과학연구소 선임연구원.



차한주 (車翰周)

1988년 서울대 전기공학과 졸업. 1990년 포항공대 졸업(석사). 2004년 미국 Texas A&M University, College station(공박). 1990~2001년 LG산전 연구소 책임연구원. 2005년~현재 충남대 전기공학과 정교수.