

LCL형 전압형 컨버터의 특성 분석 및 구현

Characteristics and Implementation of LCL Type DC-DC Converter for Constant Voltage Power supply

박 상 은* · 차 한 주**
 (Sangeun Park · Hanju Cha)

Abstract - An LCL-type isolated dc-dc converter is analyzed, using ac approximation. Analyses to express characteristics on the proposed converter are derived under steady and ideal elements conditions in this paper. The two operating modes can be identified from the analysis results representing different device conduction sequences. This converter is capable of achieving required output voltage(step up or down) operations with inductance ratio while operated at fixed frequency with constant duty ratio - 50%. Experimental results show that the designed converter based on Q has zero voltage switching and constant output voltage at different load variations to verify the analysis.

Key Words : LCL, DC-DC Converter

1. 서 론

공진형 컨버터는 스위칭 순간 스위치의 전압이나 전류가 영이 되게 함으로써 스위칭 손실이 최소화되도록 하여 고주파에서도 높은 효율을 갖는 컨버터이다. 공진형 컨버터에서 공진 스위치는 스위치에 공진을 일으키는 인덕터와 캐패시터를 추가하여 구성된다. 이러한 컨버터는 초기에 소형, 경량을 요구하는 항공, 우주분야의 전원공급장치와 인버터에 적용을 시작하였으며, 최근에는 다양한 산업분야에서 공진형 컨버터에 사용되고 있다.[1] 또한, 공진형 컨버터의 고주파수 스위치는 영전압 스위칭(zero voltage switching, ZVS)과 영전류 스위칭 (zero current switching, ZCS)이 가능하기 때문에 전자기적 간섭(Electromagnetic Interference, EMI)을 저감시킬 수 있는 장점이 있다. 공진형 컨버터는 공진방식에 따라 직렬 공진형, 병렬 공진형, 및 직/병렬 혼합 공진형으로 구분된다.

본 논문에서는 그림 1에서 보여지는 것과 같이, LCL형태의 공진탱크를 적용한 전압형 컨버터를 제안한다. 이는 DC 전압을 공급하는 전원(E_1), 공급전압을 사각파형으로 출력하는 풀-브릿지 형태의 인버터, 제안된 LCL 공진탱크, 고주파수 변압기, 정류기, 및 출력필터로 구성된다. 이 컨버터는 어느 특정한 주파수를 선정하여, 50%의 고정듀티비와 고정주파수로 동작시켜 모든 부하 영역에서 요구하는 일정한 출력전압을 발생시키는 전원공급장치

이다. 이에 별도의 추가회로 없이 부하변동에도 일정한 출력전압을 간단한 제어를 통해 이룰 수 있다.

특히, LCL 공진탱크가 두 컨버터의 가운데에 대칭적으로 배치되어, 양방향으로 운전하고자하는 경우에 간단한 구조로 구현가능하다.

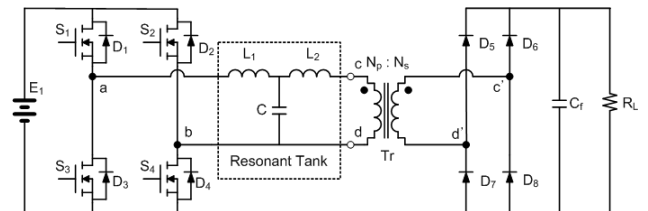


그림 1 LCL형 전압형 컨버터 회로

Fig. 1 Circuit schematic of LCL-type voltage Converter

제안된 컨버터는 다음과 같은 특성을 지닌다. 첫째, 컨버터를 동작시킬 때, 공진주파수보다 다소 큰 주파수인 특정주파수를 설정하여 동작시킬 경우에, 부하 변동에 상관없이 요구하는 일정한 출력전압을 발생시키는 전압원 컨버터로 동작한다. 둘째, 인버터 출력부분은 LCL형 탱크가 연결되고, 제안된 특정주파수에서 제어하면, 적용된 인덕턴스 비에 따라, 출력전압이 선형적으로 스텝업 또는 스텝 다운 특성을 갖는다. 또한, 인버터의 출력전압이 출력전류보다 다소 앞선 상태로 스위치를 항상 영전압/영전류에서 스위칭 동작하므로 전자기 간섭 영향이 적다.

본 논문은 다음과 같이 구성된다. 2장은 제안된 LCL형 컨버터에 대한 두 가지 모드에 대한 동작원리를 분석하였다. 3장에서는 제안된 컨버터를 ac 접근법으로 상세하게 해석하고, 이를 기반으

† Corresponding Author : Dept. of Electrical Engineering, Chungnam National University, Korea.

E-mail: hjcha@cnu.ac.kr

* Agency for defense development, Korea.

Received: September 12, 2014; Accepted : January 23, 2015

로 언급한 컨버터의 다양한 특성 및 설계를 보여준다. 4장에서는 제안된 LCL형 전압형 컨버터를 설계, 제작하여 수행한 결과를 보여준다. 5장에서 결론으로 마무리한다.

2. 컨버터의 동작원리

이 장에서는 제안된 컨버터의 동작원리와 모드에 따른 단계별 해석결과를 보여준다. 여기서는 부하변동에 따른 인버터 출력전압과 전류의 위상차(ϕ)와 스위칭 데드타임에 따라 2가지 모드로 동작하게 된다.

2.1 모드 I

그림2는 모드 I 으로 동작하는 컨버터의 1주기에 해당하는 동작원리를 보여준다. 이는 제안된 컨버터의 동작원리를 스위칭 제어에 따라 인버터의 출력전압과 인덕턴스에 흐르는 전류 및 도통되는 소자들들 각각 보여준다. 컨버터의 스위칭 동작은 상하 대칭인 고정주파수로 동작하게 된다. $t=t_0$ 전에는 스위치 S_2, S_3 가 도통되어진 상태이다. $t=t_0$ 에서, 스위치 S_2, S_3 는 턴-오프되고, i_{L1} 는 음(-)으로 흐르기 때문에, 다이오드 D_1, D_4 를 통해서 흐른다. 그림3에서 1단계에 해당된다. $t=t_1$ 에서 게이트 펄스가 스위치 S_1, S_4 에 인가된다. 이 상태 역시 i_{L1} 전류가 D_1, D_4 를 통해 흐르며, 스위치 S_1, S_4 는 영전압, 영전류에서 턴-온함을 알 수 있다. 그림3에서 2단계 등가회로와 같다. $t=t_2$ 에서 다이오드 D_1, D_4 는 영전류에서 자연스럽게 턴-오프되고, 전류 i_{L1} 는 스위치 S_1, S_4 를 통해서 흐른다. 3단계 회로와 같다. $t=t_3$ 에서, 스위치 S_1, S_4 는 일정한 전류가 흐르는 상태에서 스위치 오프하게 된다. 4단계에서는 모든 스위치가 오프되고, 다이오드 D_2, D_3 를 통해 전류가 양(+)으로 흐른다. $t=t_4$ 에서, 게이트 펄스가 스위치 S_2, S_3 에 인가된다. i_{L1} 는 양(+)으로 흐르기 때문에, 다이오드 D_2, D_3 를 통해서 흐르게 되며, S_2, S_3 가 영전압, 영전류에서 스위치가 켜지게 된다. 5단계인 $t=t_5$ 에서 다이오드 D_2, D_3 는 영전류에서 자연스럽게 턴-오프되고, 전류 i_{L1} 는 스위치 S_2, S_3 를 통해서 흐른다. $t=t_6$ 에서, 스위치 S_2, S_3 는 일정한 전류가 흐르는 상태에서 스위치 오프하게 된다. 모드 I 에서는 컨버터 스위칭 동작에 따라 도통되는

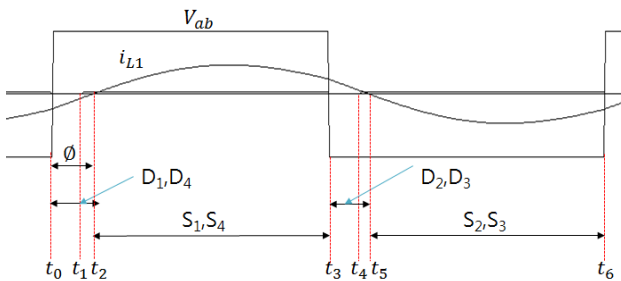


그림 2 제안된 LCL형 컨버터의 동작원리 (모드 I)

Fig. 2 Operation principle of the proposed LCL-type DC-DC Converter for mode I

시퀀스는 스위치들이 도통되기전에 바디에 존재하는 역병렬 다이오드들이 먼저 도통하는 ZVS 턴-온을 보여준다. 하지만, 스위치 오프의 경우에는 일정한 전류가 존재하는 상태에서 스위치가 오프된다.

2.2 모드 II

그림 4는 모드 II로 동작하는 컨버터의 1주기에 해당하는 동

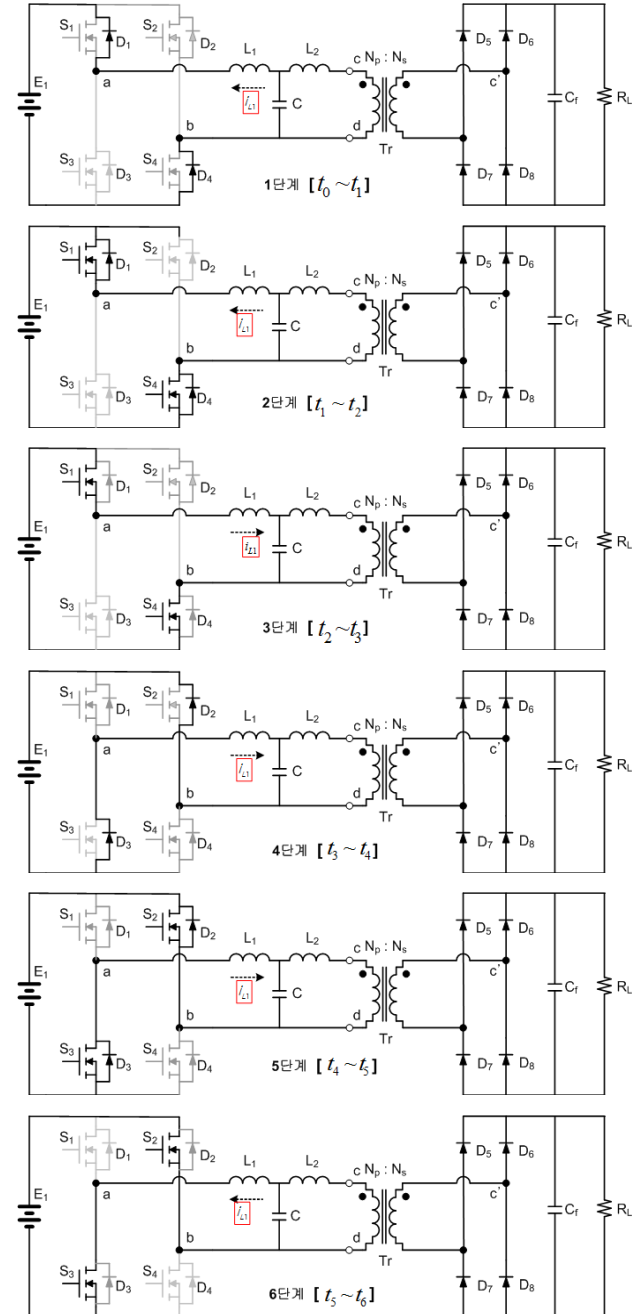


그림 3 모드 I에서의 각 단계별 등가회로

Fig. 3 Equivalent circuits for each stage under mode I

작원리를 보여준다. 이는 모드 I 과 다르게 전류가 흐르는 시점에서 스위치가 켜지게 된다. 1단계는 모드 I 과 동일하며, 2단계에서는 스위치 모두가 오프된 상태에서 역병렬 다이오드를 통해 전류 방향이 바뀌게 된다. 3단계에서는 일정전류가 흐르는 상태에서, 게이트 신호가 인가되고 S_1, S_4 를 통해서 전류가 흐르게 된다. 4단계에서는 일정전류가 흐르는 상태에서 스위치가 오프되고, 다이오드 D_2, D_3 를 통해 전류가 0일 될 때까지 흐르게 된다. 5단계에서는 전류방향이 바뀌면서 다이오드 D_1, D_4 를 통해 전류가 흐르게 되고, 이 시점에서 게이트에 신호가 스위치 S_2, S_3 에 인가되고, 인가되는 시간동안 전류가 흐르면서 일정 전류가 흐르는 시점에서 스위치를 오프하게 된다.

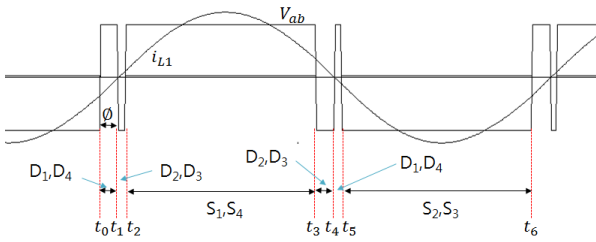


그림 4 제안된 LCL형 컨버터의 동작원리 (모드 II)
 Fig. 4 Operation Principle of the proposed LCL-type DC-DC Converter for mode II

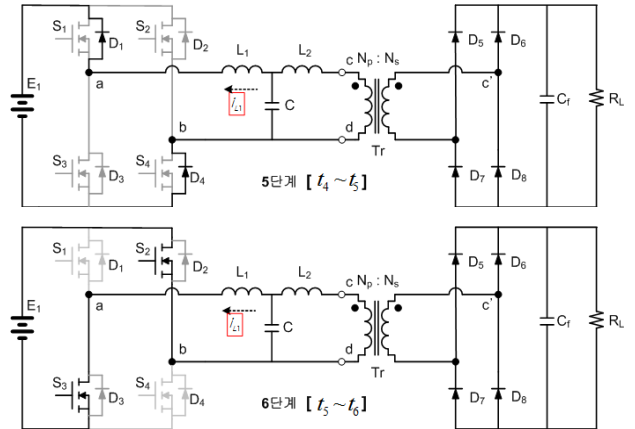
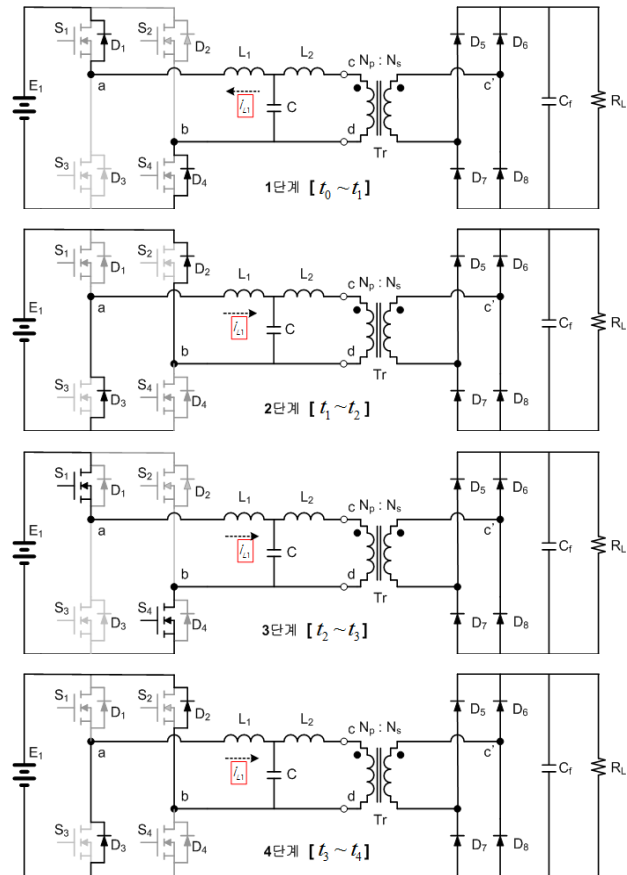


그림 5 모드 II에서의 각 단계별 등가회로
 Fig. 5 Equivalent circuits for each stage under mode II
 그림 4, 그림 5를 통해 제안된 컨버터에 대한 동작원리를 소개하였으며 두 가지 모드로 동작한다.

3. 제안된 컨버터

이 장에서는 제안된 컨버터에 대하여 회로 해석을 통해, 특성을 분석하게 된다. 그림 6은 제안된 컨버터의 해석을 위한 등가 회로를 보여준다.

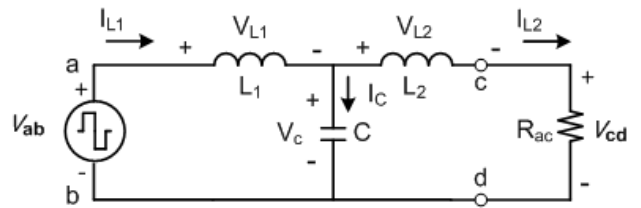


그림 6 LCL타입 전압형 컨버터의 등가회로
 Fig. 6 Equivalent circuit diagram of LCL-type Converter

3.1 회로해석

회로해석은 간략화하기 위해서 다음과 같이 가정한다.
 1) 동작하는 컨버터는 정상상태
 2) 고주파변압기의 자화 인덕터 값은 L_2 값에 비해 매우 큰 값으로 가정하여 수행한다.
 그림 1에서 제안한 컨버터를 회로해석을 수행하기 위한 등가 회로는 그림7과 같으며, ac분석법을 적용하여 회로를 수행한다. 인버터의 입력 대 출력 전압비를 구하기 위해서 요구되는 파라미터 즉, 공진주파수 ω_o , 정규화된 주파수 비 w_n , 부하 저항 R_L 에 따른 품질지수 Q 및 두 인덕터의 인덕턴스 비 γ , 및 부하 저항과 변압기를 포함한 R_{ac} 를 대하여 식(1)~(5)과 같이 각각 정의한다.[2]

$$w_o = \frac{1}{\sqrt{L_1 C}} \quad (1)$$

$$w_n = \frac{w}{w_o} \tag{2}$$

$$Q = \frac{w_o L_1}{R_L} \tag{3}$$

$$\gamma = \frac{L_2}{L_1} \tag{4}$$

$$R_{ac} = \frac{8}{\pi^2} R_L \tag{5}$$

식(1)~(5)로부터 얻어진 LCL형 컨버터의 입력 대 출력의 전압이득(M)은 식(6)과 같다.[3]

$$M = \frac{V_{cd}}{V_{ab}} = \frac{1}{(1-w_n^2) + j\frac{\pi^2}{8}Q[(1+\gamma)w_n - \gamma w_n^3]} \tag{6}$$

그림 7은 식(6)로부터, 인덕턴스 비 $\gamma=1$ 인 경우, Q (부하저항, R_L , 에 의존)값 변동에 따른 정규화된 주파수 w_n 대 컨버터의 전압이득(M)을 나타내고, 그 결과, Q 값 변동에 상관없이 전압이득이 일정한, 즉 1인 특정한 주파수가 있음을 확인할 수 있다. 식(7)과 같으며, 입력에 대한 출력 값이 동일한 특성을 갖고, 그에 해당하는 주파수 $w_n = \sqrt{2}$ 이다.

$$\frac{V_{cd}}{V_{ab}} = M = 1 \tag{7}$$

식(8)에 따른 입력 대 출력의 전류비는 식(8)과 같다.

$$\frac{I_{L2}}{I_{L1}} = H = \frac{1}{(1-\gamma w_n^2) + j\frac{8}{\pi^2}\frac{w_n}{Q}} \tag{8}$$

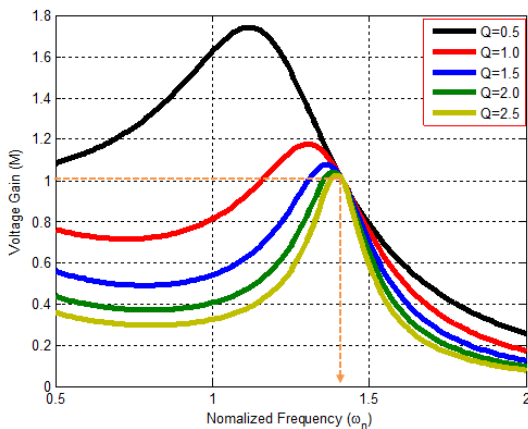


그림 7 인덕턴스비가 동일한 경우, 정규화된 주파수에 따른 컨버터 전압이득 특성 곡선

Fig. 7 Voltage gain(M) vs. normalized switching frequency at $\gamma=1$

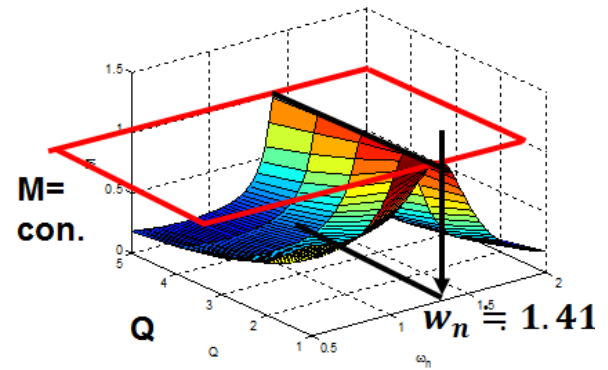


그림 8 인덕턴스 비가 동일한 경우, 스위칭 주파수, Q , 및 전압이득(M)에 따른 3차원 특성 곡선

Fig. 8 3-D characteristics curve on dc voltage gain(M), Q , and normalized switching frequency at $\gamma=1$

식(7)과 식(8)를 통해서, 앞장에서 언급한 인버터의 출력전압 (V_{ab})과 전류(I_{L1}) 위상에 대한 특성을 알 수 있다. 그림 8은 인덕턴스 비가 동일한 경우, 즉, $\gamma=1$, 식(7)에 의해서 정규화된 주파수, Q , 및 전압이득에 대한 3차원 특성 곡선을 보여준다. 여기서도 전압이득(M)이 1인 평면에서 Q 값 변동에 관계없이 일정한 주파수 $w_n = \sqrt{2}$ 을 확인할 수 있다.

2장에서 언급한 컨버터의 동작원리와 관련한 두 모드의 경계는 앞에서 언급한 인버터의 출력전압과 전류의 위상 차이에 따라 컨버터 스위치를 제어하는 위치, 즉 데드타임의 크기와 Q 값에 따라 특성을 나타낸다. 식(9)는 인덕턴스 비인 $\gamma=1$ 에서 $w_n = \sqrt{2}$ 인 경우이다.

$$\cos\phi = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{128}{Q^2\pi^4}}} \tag{9}$$

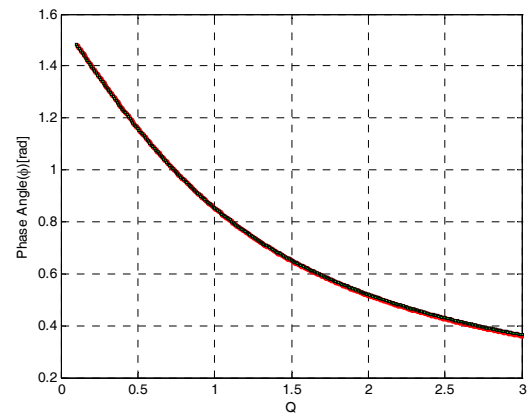


그림 9 $\gamma=1, w_n = \sqrt{2}$ 조건에서 Q 값 변동에 따른 인버터 출력전류(i_{L1})와 전압(v_{ab})의 위상 변이

Fig. 9 Variation of phase angle(Φ) between i_{L1} and v_{ab} under Q -variations at $w_n = \sqrt{2}$ and $\gamma=1$

그림 9는 식(9)에서 Q 값 변동에 따른 인버터 출력의 전압 (v_{ab})과 전류(i_{L1})의 위상을 보여준다. 식(9)로부터 컨버터의 모드 별에서 언급된 위상 변이는 Q값이 커짐에 따라서 위상차가 좁아 지므로, 데드타임을 작게하여 제어해야만 영전압/영전류 스위칭이 가능한 모드 I 동작하게 됨을 알 수 있다.

3.2 인덕턴스 비에 따른 특성

이 장에서는 제안된 컨버터에서 인덕턴스 비(γ)에 따른 특성에 대해서 논의한다. 특히, 인덕턴스 비를 다양하게 변동시켰을 경우에 나타나는 전압이득과 주파수와와의 관계를 언급한다. 제안된 LCL형 컨버터에 대한 특성들을 확인하기 위해서 2개의 서로 다른 임의의 Q(Q_1, Q_2)값을 식(7)에 대입하여 전압이득을 각각 획득한 후, 식(10)을 만족하는 주파수와 전압이득(M)을 반복적으로 Matlab를 이용하여 구한다.

$$|M_{Q_1} - M_{Q_2}| = 0 \tag{10}$$

식(10)에 의해서 얻어진 주파수를 적용하여 다양한 경우에 대하여 시뮬레이션을 수행하였으며, 그에 해당하는 정규화된 주파수(ω_n)를 획득하였다. 그림 10은 식(10)을 이용하여 인덕턴스 비를 다르게 설정하여 전압이득과 인덕턴스 비에 대한 특성을 보여주는 결과이다. 그림 11은 그림 10에 대한 정규화된 주파수 변화를 보여준다.

그림 10은 인덕턴스비에 따른 컨버터의 전압이득 관계를 보여준다. 이를 통해 전압이득과 인덕턴스 비는 와의 특성을 확인할 수 있다. $\gamma=1$ 인 경우는 입력 대 출력의 전압비가 동일하고, $\gamma>1$ 인 경우에는 입력에 비해 출력 전압이 높은 스텝 업 특성을 갖고, $\gamma<1$ 인 경우에는 입력에 비해 출력 전압 낮은 스텝다운 특성을 갖는다.

그림 11은 정규화된 주파수에 대한 전압이득 곡선을 보여준다. 이는 그림 10에서 보여준 인덕턴스비와 전압이득의 특성이 선형적인 특성을 갖고 있음을 다시 확인할 수 있다. 또한, 인덕턴스비에 따른 컨버터를 제어하기 위한 스위칭 주파수 설정하는 기준이 된다.

결론적으로 그림 10과 그림 11를 통해서 인덕턴스 비에 따라 전압이득 특성을 보임을 확인할 수 있었으며, 정규화된 주파수는 인덕턴스비와 전압이득이 동일한 특성을 가지고 있음을 확인하였다. 또한, 인덕턴스의 비가 커짐으로써 스텝업 모드로 동작하며 해당주파수는 공진주파수에 가까워진다. 역으로 인덕턴스 비가 작아질 경우에는 스텝다운 모드로 동작하며 해당주파수는 공진주파수가 인덕턴스비가 1인 경우에서보다 더 멀어지는 특성을 보여준다. 두 결과를 통해 컨버터의 출력 전압과 주파수를 쉽게 획득할 수 있다.

3.3 설계

이 장에서는 제안된 컨버터에 대한 최적화 설계를 위한 특성에 대해서 논의한다. 해석을 수행하기 위해서 입력과 출력이 나타나는 사각파형은 1차 고주파 성분만이 존재하는 것으로 가정하고, 크기는 식(11)과 같다. 파워가 발생하는 부분은 그림 7같이 5

가지 형태로 구성되어진다. 해당되는 부분에서 발생하는 파워를 각각 구하는 방법으로 접근하였다.

$$E_{h1} = \frac{4}{\pi} E_1 \tag{11}$$

첫째, 부하에서 흡수하는 파워는 식(11)와 같다.

$$V_{cd} \cdot I_{L2} = \frac{2}{R_L} E_1^2 R_0 \tag{12}$$

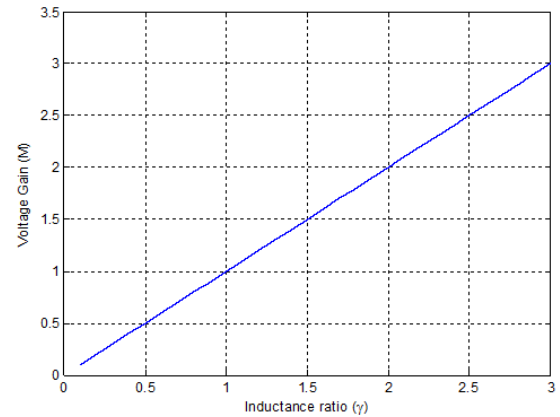


그림 10 인덕턴스 비에 따른 컨버터 전압이득(M) 특성 곡선
Fig. 10 Characteristic curve of voltage gain(M) vs. inductance ratio (γ)

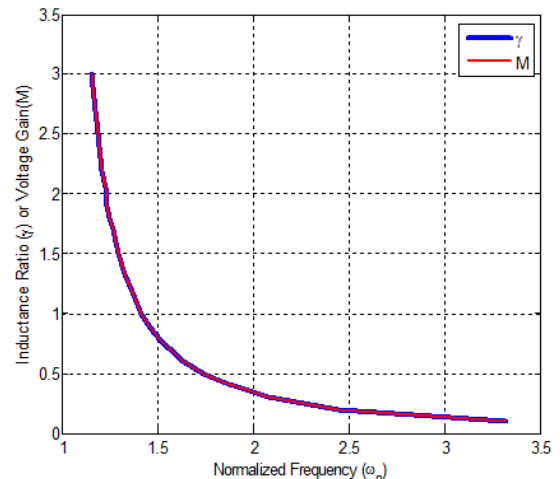


그림 11 정규화된 주파수에 따른 컨버터의 전압이득과 인덕턴스 비에 대한 특성 곡선
Fig. 11 Characteristic curve and voltage gain(M) vs. normalized switching frequency

둘째, 독립전원인 입력 소스(E_1)에서 전달하는 파워는 식(13)과 같다.

$$V_{ab} \cdot I_{L1} = \frac{2}{R_L}(1-\gamma w_n^2)E_1^2 + j\frac{16}{\pi^2}\frac{w_n}{QR_L}E_1^2 \quad (13)$$

셋째, 인덕턴스 L_1 에서 발생하는 파워는 식(14)와 같다.

$$V_{L1} \cdot I_{L1} = -\frac{4w_n^2}{R_L}(1-\gamma w_n^2)E_1^2 - j\frac{16w_n^3}{\pi^2 QR_L}E_1^2 + j\frac{Qw_n(1-\gamma w_n^2)^2}{4R_L}\pi^2 E_1^2 \quad (14)$$

넷째, 캐패시터 V_c 에서 발생하는 파워는 식(15)와 같다.

$$V_c \cdot I_c = -\frac{4\gamma w_n^2}{R_L}E_1^2 - j\frac{\gamma^2 w_n^3 Q\pi^2}{4R_L}E_1^2 + j\frac{16w_n}{\pi^2 R_L Q}E_1^2 \quad (15)$$

마지막으로, 인덕턴스 L_2 에서 발생하는 파워는 식(16)과 같다.

$$V_{L2} \cdot I_{L2} = j\frac{\gamma w_n \pi^2 Q}{4R_L}E_1^2 \quad (16)$$

위에서 얻어진 식(11)~(16)을 분석하면, $\gamma=1, w_n = \sqrt{2}$ 인 경우에, 유효전력에 해당하는 실수부는 식(12)와 식(13)에서 확인되고, 무효전력에 해당하는 허수부는 식(13)~(16)으로 구성되어진다.

컨버터 파라미터의 입력dc 전압은 30[V], 최대 출력 전류 10[A], 최대 부하 저항(전부하)=3[Ω], 스위칭 주파수 25[kHz], 변압기 턴수비(N_p/N_s) 및 인덕턴스 비(α)를 1로 하여 다음과 같은 절차에 따른다. 일반적인 공진형 컨버터의 경우 적용되는 인덕터가 캐패시터보다 크고, 무겁기 때문에, 컨버터 설계 시 식(17)의 결과인 그림 12에서 보여지는 인덕터 에너지가 최소인 Q 값, 즉 1.14를 선정하였고, 식(4)를 이용하여 인덕터 L_1, L_2 값을 선정한다. 마지막으로 식(3), 식(4)를 적용하여 C값을 선정하였다. 또한, LCL탱크에서 발생하는 리액티브 파워 성분은 그림12에서와 같이 Q값이 증가함에 따라 줄어든다는 것을 확인할 수 있다. 이와 관련한 내용은 식(18)과 같다.

$$E_L |_{\gamma=1, w_n = \sqrt{2}} = \frac{(\frac{1}{2}L_1 I_{L1}^2 + \frac{1}{2}L_2 I_{L2}^2)}{(\frac{E_1^2}{w_n R_L})} = \frac{\pi^2 Q}{4} - \frac{32}{\pi^2 Q} - j4 \quad (17)$$

$$\frac{kVA}{kW} |_{\gamma=1, w_n = \sqrt{2}} = \frac{V_{L1} I_{L1} + V_{L2} I_{L2} + V_c I_c}{M \cdot H} \quad (18)$$

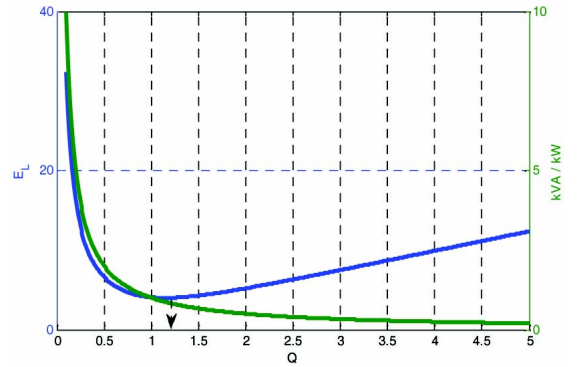


그림 12 $\gamma=1, w_n = \sqrt{2}$ 에서 Q에 대한 함수로서 2개의 인덕터 에너지와 kVA/kW에 대한 특성곡선

Fig. 12 Characteristic curve of 2-inductor's energy rating and kVA/kW a Q function for $\gamma=1, w_n = \sqrt{2}$

4. 실험결과 및 분석

3장 3절에서의 설계를 바탕으로 인덕턴스 비를 동일하게 하여 동일하게 설계/제작하였다. 실제 제작된 컨버터의 파라미터는 <표 1>과 같으며, 실험에서 적용된 파라미터값은 계산치와 차이가 있다. 따라서, 공진 및 스위칭주파수가 변동하게 된다.

표 1 제안된 컨버터의 설계 파라미터

Table 1 The designed parameters of proposed converter

파라미터	값
입력전압 (V)	30
출력전압 (V)	30
공진주파수(kHz)	22.65
운용주파수(kHz)	32.03
$L_1(\mu H)$	32.92
$L_2(\mu H)$	32.87
$C(\mu F)$	1.5
N_s/N_p	1.0

실험에 적용되는 LCL 탱크에서의 캐패시터 값은 설계값 이외에 인버터 메인스위치의 동작가능한 범위내에서 다양하게 선정하여 실험을 수행하였다.

그림 13은 제안된 컨버터의 실험결과 파형($V_{ab}, V_{gs}, i_{L1}, V_{cd}$)들을 보여준다. 이는 2장에서 보여주는 동작원리(모드 I)와 특성을 확인할 수 있다. 그림14는 부분부하를 지닌 실험결과 파형($V_{ab}, V_{cd}, i_{L1}, i_{L2}$)들을 보여준다. 여기서는 인덕터의 출력 전류가 스위칭 온 시점에서 전류 방향이 바뀌는 부분이 존재한다. 그림15는 출력부하를 다양하게 변동시켰을 경우에 대한 출력전압 변동을 보여준다. 전체적인 부하변동(정격부하의 15%부터 전부하까지)에 대한 출력전압 변동폭은 4[V] 정도의 범위에서 내에서 동작하고 있음을 확인할 수 있다.

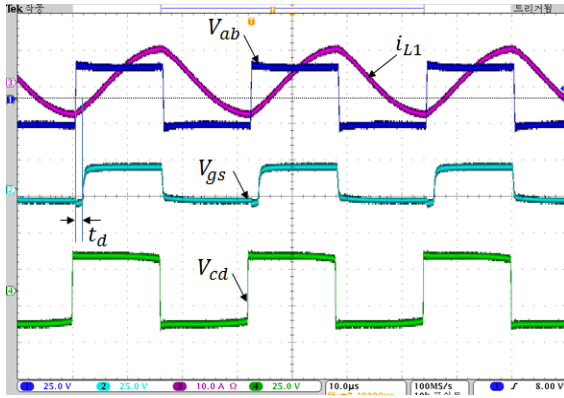


그림 13 실험결과 (1) $V_{ab} = \pm 30V$. (2) $V_{gs} = 24V$. (3) $i_{L1} = 10A/div$. (4) $V_{cd} = \pm 30V$

Fig. 13 Experimental results (1) inverter output $V_{ab} = \pm 30V$. (2) switching output, $V_{gs} = 24V$. (3) inductor current, $i_{L1} = 10A/div$. (4) output voltage of resonant tank, $V_{cd} = \pm 30V$

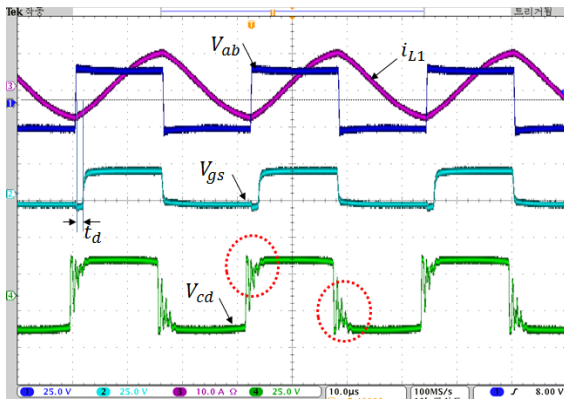


그림 14 실험결과 (1) $V_{ab} = \pm 30V$. (2) $V_{gs} = 24V$. (3) $i_{L1} = 10A/div$. (4) $V_{cd} = \pm 30V$

Fig. 14 Experimental results (1) inverter output $V_{ab} = \pm 30V$. (2) switching output, $V_{gs} = 24V$. (3) inductor current, $i_{L1} = 10A/div$. (4) output voltage of resonant tank, $V_{cd} = \pm 30V$

5. 결론

본 논문에서 제안된 풀-브리지 형태의 LCL 타입의 전압형 컨버터에 대한 분석을 수행하였다. 그 결과를 입증하기 위해서 회로분석결과를 바탕으로 실험을 수행하기 위한 컨버터를 설계, 제작하였다. 회로 해석을 통한 최적의 인덕터 크기를 제안하였고, 얻어진 Q값을 바탕으로 제작된 컨버터는 고정효율(50%)와 고정 주파수에서 제어하여 실험을 수행하였다. 설계/제작된 인덕터의 인덕턴스 비를 동일하게 하여 동작할 경우에 입력 대 출력 전압 비가 동일한 특성을 확인할 수 있었다. 또한, 이 컨버터는 제안된

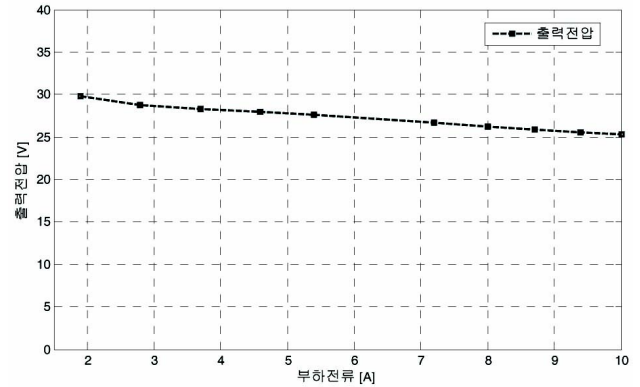


그림 15 부하변동에 따른 출력전압
Fig. 15 Output voltage under load variations

특정 주파수 지점에서 동작하도록 컨버터 스위치를 제어할 경우에는 부하변동에 관계없이 요구되는 출력을 공급하는 전압원 전원공급장치 적용할 수 있음을 확인하였다. 마지막으로 인버터의 출력전압이 인덕터 전류보다 앞선 특징을 이용한 스위칭 제어를 통해, 턴-온할 경우 영전압/영전류 스위칭을 수행하지만, 턴-오프할 경우에는 일정 전류가 항상 흐를 수 있다.

References

- [1] MUHAMMAD H. RASHID, "POWER ELECTRONICS, Circuits, Devices, and Applications", 2nd, PRENTICE HALL, 1993.
- [2] ROBERT L. STEIGERWALD "A Comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies", IEEE Trans. Power Electronics, vol.3, no.1, p181-p191, Apr. 1988
- [3] Mangesh Borge, 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
- [4] M.Borge, S.Tiwar, and S Kotaiah, "Constant-current, constant-voltage half-bridge resonant power supply for capacitor charging", IEE Proc.-Electr: Power Appl., vol.153, no.9, p343-p347, May. 2006
- [5] 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, p3075-p3076, Oct. 2010
- [6] 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, pp3879-3883, Sep.2011.
- [7] Mangesh Borge, Sunil Tiwari, and Swarna Kotaiah, "Analysis and Design of LCL-T Resonant Converter as

a constant-Current Power Supply”, IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol.52, no.6, p1547-p1554, Dec. 2005

저 자 소 개



박 상 은(Sangeun Park)

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



차 한 주(Hanju Cha)

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