

# 두개의 공진탱크회로를 갖는 LLC 공진 인버터 적용 PCS

尹光鎬\*, 丁烽根\*, 李光鎬\*\*, 金住勳\*\*, 金恩洙†, 崔峻榮\*\*\*

## Power Conditioning System using LLC Resonant Inverter with Two Resonant Tanks

Kwang-Ho Yoon, Bong-Gun Chung, Kwang-Ho Lee, Joo-Hoon Kim, Eun-Soo Kim, and Joon-Young Choi

### 요 약

최근 PCS 시스템은 고집적화, 고효율화 그리고 고밀도화 되는 추세에 있다. 이러한 조건을 만족하기 위하여 두개의 공진탱크를 갖는 LLC 공진형 인버터와 LF(Low Frequency) Cyclo-converter로 구성된 PCS를 제안하였다. 본 논문에서는 제안된 회로의 동작모드와 이론에 대해 서술하였고 400W급 시제품을 제작하고, 계통전압(110Vac 60Hz)에 연결하여 실험 적용하였다.

### ABSTRACT

Recently, Power Conditioning System (PCS) tends to become more compact, and tends to require higher efficiency, and higher power density with better performance. To meet these requirements, a novel topology consisted of LLC resonant inverter with two resonant tanks for low power losses and Low Frequency (LF) cyclo-converter for sine wave filtering is proposed. The operating schemes are analyzed and described. A 400W proto product is built, tested and verified the performances by connecting the 110Vac 60Hz utility line.

**Key Words** : PCS(Power Conditioning System), High frequency resonant inverter, Cyclo-converter, Two resonant tank

### 1. 서 론

최근 2차 에너지의 고갈과 환경오염을 줄이고자 신재생 에너지원을 이용한 PCS(Power Conditioning System)에 대한 연구가 활발히 이루어지고 있고, 고집적화와 고기능화를 통해 소형화 및 단가를 저감하는 추세에 있다. 따라서 이러한 요구조건을 만족하기 위해 고주파 스위칭방식의 ZVS DC/DC 컨버터가 적용된 PCS시스템들이 연구되어왔고<sup>[1]</sup>, 고 전력밀도 및 효

율특성을 증가시키고 있는 추세이다<sup>[2-4]</sup>

하지만, 그림 1과 같은 공진 컨버터를 적용한 ZVS DC/DC 컨버터가 적용된 High Frequency Link 계통연계 PCS (Power Conditioning System)는 절연을 위한 변압기를 소형경량화 할 수 있지만 계통연계(110V<sub>AC</sub>/60Hz)를 위한 PWM 인버터 부분의 하드스위칭에 의한 전력변환손실 증가 및 PWM 인버터 입력커패시터와 60Hz의 저주파 인덕터를 사용함으로써 부피 및 크기를 저감시키는데 한계성을 가지고 있다.

따라서 본 논문에서는 그림 2과 같이 구성부품의 최소화 및 단가저감을 위해 두 개의 공진탱크를 갖는 LLC 공진인버터와 계통연계(110V<sub>AC</sub>/60Hz)를 위한 LF(Low Frequency) Cyclo-converter로만 구성된 PCS에 대한 회로들을 제안하였으며, 적용된 회로에서는 두 개의 변압기를 적용하여 독립된 공진탱크를 구성함

†교신저자 : 정희원, 전주대 전기전자정보통신공학부 부교수  
E-mail : eskim@jj.ac.kr

\*학생회원, 전주대 전기전자공학 석사과정

\*\*정희원, LG이노텍(주) 파워연구실 연구원

\*\*\*정희원, 전주대 전기전자정보통신공학부 부교수

접수일자 : 2010. 8. 30 1차 심사 : 2010. 9. 20

심사완료 : 2010. 10. 26

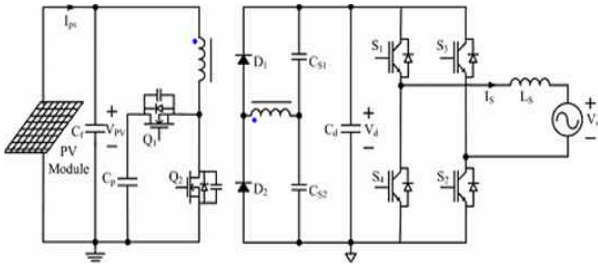
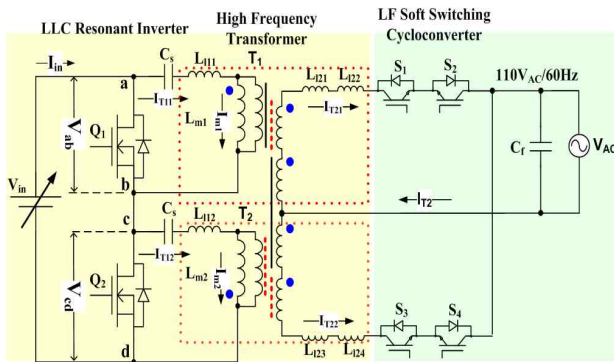


그림 1 계통연계를 위한 고주파 PCS  
Fig. 1 A high frequency link grid connected PCS

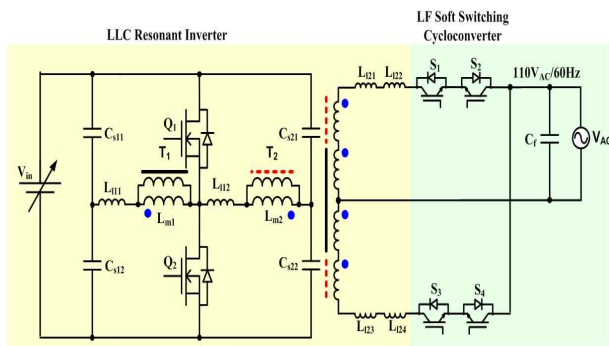
으로써 집적화에 용이하도록 구성하였고, 2차측 누설 인덕턴스를 증가시키는 방향으로 변압기를 권선하여 2차측 누설인덕턴스가 출력 측 필터 인덕터처럼 동작되도록 설계함으로써 저가형 고집적화 PCS를 구현하도록 하였다. 하지만 LLC 공진인버터는 발전출력용량이 낮은 영역(그림 8 Region A) 또는 계통연계를 위한 출력전압( $V_{AC}$ )이 낮은 지점(그림 9(b) Region C)에서는 높은 주파수에서 동작을 하여도 일정한 DC이득을 가지기 때문에 출력 전류제어가 어려워 출력 측으로 흐르는 전류는 그림 15(a)와 같이 왜형(Distortion)이 발생하는 문제점을 가지고 있다. 따라서 본 논문에서는 출력전압이 낮은 지점(그림 9(b) Region C)과 발전된 출력전력량이 적은 경우(그림 8 Region A) 일정한 주파수 범위 내에서는 듀티제어 함으로써 낮은 전압이득특성을 얻게 되고, 출력전류가 정현파가 되도록 제어회로를 구성하여 고 전력밀도 계통연계형 PCS에 대한 이론 및 실험결과에 대해 서술하였다.

## 2. 제안된 두 개의 공진 탱크를 갖는 LLC 공진인버터 적용 PCS



(a) 2개의 공진 회로를 갖는 제안된 LLC 공진 인버터 적용 PCS 1  
(a) The proposed PCS1 using LLC resonant inverter with two resonant tanks

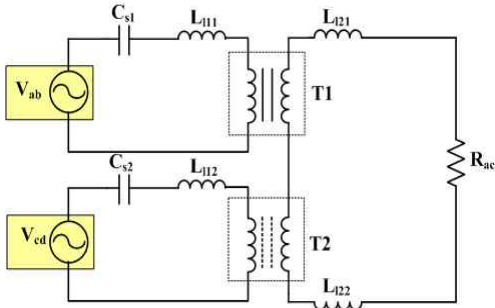
그림 2의 제안된 회로는 두 개의 공진 탱크를 가지는 LLC 공진인버터 적용 PCS이다. 1차측이 두 개의 공진 탱크로 구성되어 있기 때문에 입력 리플 전류를 감소시켜 변압기에 사용되는 권선의 두께를 감소시킬 수 있기 때문에 작은 사이즈의 변압기를 사용할 수 있다. 또한 작은 전류내량을 가지는 공진 커패시터의 사용에 따라 전체 시스템의 부피를 감소시켜 고밀도, 고집적화 된 공진인버터를 구성할 수 있다. 본 논문에서 적용된 회로의 2차측 권선 방법은 낮은 입력전압에서도 높은 출력 전압을 쉽게 얻을 수 있으며 변압기 제작시 발생하는 인덕턴스 불평형을 최소화하기 위해서 2차측 권선을 각각 교차하여 상호 직렬로 연결하였다. 2차측이 상호 직렬로 연결되어 있기 때문에 변압기 ( $T_1$ )와 변압기( $T_2$ )간에 영향이 발생하게 되어, 이득 특성 분석 시 중요한 고려사항이 된다.<sup>[5]</sup>



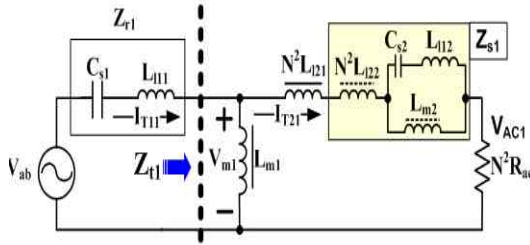
(b) 2개의 공진 회로를 갖는 제안된 LLC 공진 인버터 적용 PCS 2  
(b) The proposed PCS2 using LLC resonant inverter with two resonant tanks

그림 2 제안된 두 개의 공진 탱크를 갖는 LLC 공진인버터와 LF(Low Frequency) Cycroconverter 적용 PCS주회로  
Fig. 2 Configurations of the proposed PCS topology consisted of LLC resonant inverter and LF Cyclo-converter

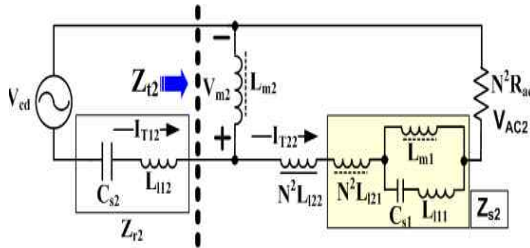
본 논문에서는 그림 2(a)에 나타낸 회로에 대한 등가회로를 그림 3에 나타내었으며, 그림 3의 등가회로에서 입력측의 전원이 2개가 존재하기 때문에 제안된 회로를 T형 등가회로로 변환하기 위하여 중첩의 원리(Superposition Theory)를 적용하면 두 개의 별도의 전압원( $V_{ab}$ ,  $V_{cd}$ )을 가지고 있는 제안된 회로를 그림 3(b)와 그림 3(c)와 같이 각각의 개별전원에 대한 등가회로로 구할 수 있게 된다.



(a) 제안된 회로 (그림2(a))의 등가회로도  
 (a) Equivalent circuit of the proposed topology(Fig2(a))



(b) 전압원(V<sub>ab</sub>)에 대한 등가회로  
 (b) Equivalent circuit for voltage source(V<sub>ab</sub>)



(c) 전압원(V<sub>cd</sub>)에 대한 등가회로  
 (c) Equivalent circuit for voltage source(V<sub>cd</sub>)

그림 3 제안된 등가회로와 중첩의 원리를 적용한 등가회로도

Fig. 3 Equivalent circuit for the proposed circuit with superposition theory

제안된 회로를 T형 등가회로로 변환하기 위해 먼저 전압원 1(V<sub>ab</sub>)에 대해 중첩의 원리를 적용하여 공진회로 2의 전압원 2(V<sub>cd</sub>)를 단락 시키고 공진회로 1의 2차측 임피던스를 턴-수비에 의해 1차 측으로 반영시킬 수 있다. 따라서 전압원 1(V<sub>ab</sub>)에 대한 T형 등가회로를 그림 3(b)와 같이 표현할 수 있으며, 1차 측 임피던스(Z<sub>r1</sub>)를 식 (1)과 같이 나타내었다. 또한 공진회로 1

로 반영된 공진회로 2의 커플링에 대한 임피던스 관계식(Z<sub>s1</sub>)을 식 (2)에 표현하였으며, 1차측 자화인덕턴스에서 바라보는 2차측 총 임피던스(Z<sub>t1</sub>)를 식 (3)과 같이 나타내었다.

$$Z_{r1} = j\omega L_{111} + \frac{1}{j\omega C_{s1}} \quad (1)$$

$$Z_{s1} = N^2 j\omega L_{122} + j\omega L_{m2} // \left( j\omega L_{112} + \frac{1}{j\omega C_{s2}} \right) \quad (2)$$

$$Z_{t1} = j\omega L_{m1} // \left( N^2 j\omega L_{121} + Z_{s1} + N^2 R_{ac1} \right) \quad (3)$$

전압원 1(V<sub>ab</sub>) 대 출력 단(V<sub>AC1</sub>)의 전압이득 특성식 (G<sub>V1</sub>=V<sub>AC1</sub>/V<sub>ab</sub>)은 등가회로 그림 3(b)와 식 (1) ~ 식 (3)로부터 식 (4)와 같이 나타낼 수 있다. 또한 식 (4)의 전압이득 특성식(G<sub>V1</sub>)을 분리해 보면 수식 (5)의 자화인덕턴스 전압(V<sub>m1</sub>) 대 출력 단 전압(V<sub>AC1</sub>)의 관계로 전압이득(G<sub>self1</sub>=V<sub>AC1</sub>/V<sub>m1</sub>)을 자기 이득(Self gain: G<sub>self</sub>) 성분으로 표현할 수 있고, 식 (6)의 전압원 1(V<sub>ab</sub>)대 자화인덕턴스 전압 (V<sub>m1</sub>)의 전압이득 (G<sub>cross1</sub>=V<sub>m1</sub>/V<sub>ab</sub>)을 상호이득 (Cross gain: G<sub>cross</sub>) 성분으로 표현할 수 있다.

$$G_{V1} = \frac{V_{AC1}}{V_{ab}} = \frac{1}{N} \frac{V_{AC1}}{V_{m1}} \frac{V_{m1}}{V_{ab}}$$

$$= \frac{1}{N} \left( \frac{N^2 R_{ac1}}{N^2 j\omega L_{121} + Z_{s1} + N^2 R_{ac1}} \right) \left( \frac{Z_{t1}}{Z_{r1} + Z_{t1}} \right)$$

$$= \frac{1}{N} G_{self1} G_{cross1} \quad (4)$$

$$G_{self1} = \frac{V_{AC1}}{V_{m1}} = \frac{N^2 R_{ac1}}{N^2 j\omega L_{121} + Z_{s1} + N^2 R_{ac1}} \quad (5)$$

$$G_{cross1} = \frac{V_{m1}}{V_{ab}} = \frac{Z_{t1}}{Z_{r1} + Z_{t1}} \quad (6)$$

전압원 2(V<sub>cd</sub>)에 대해 중첩의 원리를 적용하여 공진회로 1의 전압원 1(V<sub>ab</sub>)를 단락 시키고 공진회로 2의 2차측 임피던스를 턴-수비에 의해 1차 측으로 반영시킬 수 있다. 따라서 전압원 2(V<sub>cd</sub>)에 대한 T형 등가회로를 그림 3(c)와 같이 표현할 수 있으며, 1차 측 임피던스(Z<sub>r2</sub>)와 공진회로 2로 반영된 공진회로 1의 커플링에 대한 임피던스 관계식(Z<sub>s2</sub>)을 식 (7)과 식 (8)에 표현하였으며, 1차 측 자화인덕턴스에서 바라보는 2차측 총 임피던스(Z<sub>t2</sub>)를 식 (9)와 같이 나타내었다.

$$Z_{r2} = j\omega L_{l12} + \frac{1}{j\omega C_{s2}} \quad (7)$$

$$Z_{s2} = N^2 j\omega L_{l21} + j\omega L_{m1} / (j\omega L_{l11} + \frac{1}{j\omega C_{s1}}) \quad (8)$$

$$Z_{l2} = j\omega L_{m2} / (N^2 j\omega L_{l22} + Z_{s2} + N^2 R_{ac2}) \quad (9)$$

전압원  $2(V_{cd})$  대 출력 단( $V_{AC2}$ )의 전압이득 특성식 ( $G_{V2}=V_{AC2}/V_{cd}$ )은 등가회로 그림 3(c)와 식 (7) ~ 식 (9)로부터 식 (10)와 같이 나타낼 수 있다. 또한 식 (10)의 전압이득 특성식( $G_{V2}$ )을 분리하여 수식 (11)의 자화인덕턴스 전압( $V_{m2}$ ) 대 출력 단( $V_{AC2}$ )의 관계로 전압이득( $G_{self2}=V_{AC2}/V_{m2}$ )에 따라 셀프 이득(Self gain:  $G_{self}$ )성분으로 표현할 수 있고, 식 (12)의 전압원  $2(V_{cd})$  대 자화인덕턴스 전압( $V_{m2}$ )의 관계로 전압이득 ( $G_{cross2}=V_{m2}/V_{cd}$ )에 따라 크로스 이득(Cross gain:  $G_{cross}$ )성분으로 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} G_{V2} &= \frac{V_{AC2}}{V_{cd}} = \frac{1}{N} \frac{V_{AC2}}{V_{m2}} \frac{V_{m2}}{V_{cd}} \\ &= \frac{1}{N} \left( \frac{N^2 R_{ac2}}{N^2 j\omega L_{l22} + Z_{s2} + N^2 R_{ac2}} \right) \left( \frac{Z_{l2}}{Z_{r2} + Z_{l2}} \right) \\ &= \frac{1}{N} G_{self2} G_{cross2} \end{aligned} \quad (10)$$

$$G_{self2} = \frac{V_{AC2}}{V_{m2}} = \frac{N^2 R_{ac2}}{N^2 j\omega L_{l22} + Z_{s2} + N^2 R_{ac2}} \quad (11)$$

$$G_{cross2} = \frac{V_{m2}}{V_{cd}} = \frac{Z_{l2}}{Z_{r2} + Z_{l2}} \quad (12)$$

중첩의 원리를 적용한 제안된 컨버터의 최종적인 전압이득 특성식은 식 (4)과 식 (10)의 합으로 식 (13)과 같이 나타낼 수 있다.

$$G_V = G_{V1} + G_{V2} \quad (13)$$

### 3. 전압이득특성분석

최종적인 전압이득특성식인 식 (13)로부터 두 개의 변압기( $T_1, T_2$ )와 공진커패시터( $C_{s1}=C_{s2}$ )가 동일한 조건일 때의 전압이득식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$G_V = 2G_{V1} = 2G_{V2} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} G_V &= \frac{2}{N} G_{self1} G_{cross1} = \frac{1}{N} \left( \frac{N^2 R_{ac1}}{N^2 j\omega L_{l21} + Z_{s1} + N^2 R_{ac1}} \right) \left( \frac{Z_{l1}}{Z_{r1} + Z_{l1}} \right) \\ &= \frac{2}{N} G_{self2} G_{cross2} = \frac{1}{N} \left( \frac{N^2 R_{ac2}}{N^2 j\omega L_{l22} + Z_{s2} + N^2 R_{ac2}} \right) \left( \frac{Z_{l2}}{Z_{r2} + Z_{l2}} \right) \end{aligned} \quad (15)$$

먼저 변압기 파라미터( $T_1, T_2$ )가 동일한 조건에서의 출력단( $N^2 R_{ac}$ )이 단락( $N^2 R_{ac}=0$ )인 상태에서 등가누설인덕턴스( $L_{eq}$ )와 공진커패시터의 등가공진주파수는 식 (16)과 같이 나타낼 수 있다.

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{C_s \cdot L_{eq}}} \quad (16)$$

식 (14)로부터 전압이득특성을 분석하기 위하여 식 (15)과 같이 Self gain( $G_{self}$ )성분과 Cross gain( $G_{cross}$ )성분 분리할 수 있다. 따라서 그림 4(a)와 같이 Self gain ( $G_{self}=V_{AC1}/V_{m1}$ ) 성분은 2차 측 임피던스 ( $N^2 j\omega L_{l21} + Z_{s1} + N^2 R_{ac1}$ )와 출력 단( $N^2 R_{ac1}$ )관계로 나타낼 수 있다. Self gain을 분석하기 위하여 그림 3(b)의  $Z_{s1}$ 와 2차측 누설인덕턴스( $N^2 L_{l21}$ )에 대한 등가누설 인덕턴스를 식 (17)과 같이 표현할 수 있으며 이 때 등가공진주파수는 식 (18)과 같이 나타낼 수 있다.

$$L_{eq(self)} = \frac{2N^2 L_{l2} L_{l12} + 2N^2 L_{l2} L_{m2} + L_{l12} L_{m2}}{L_{m2} + 2N^2 L_{l2}} \quad (17)$$

$$f_{self} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{eq(self)} C_s}} \quad (18)$$

식 (17)에서와 같이 Self측 공진탱크( $Z_{s1}+2$ 차측누설인덕턴스( $N^2 L_{l2}$ ))의 등가 누설인덕턴스의 증가에 의해 그림4(a)의 등가 공진주파수( $f_{self}=61.27\text{kHz}$ )는 식 (16)에서의 등가공진주파수( $f_r=69.13\text{kHz}$ )에 비해 낮은 주파수 영역인 것을 알 수 있다. 또한 주파수 변화에 따라 Self측 공진탱크( $Z_{s1}+2$ 차측누설인덕턴스( $N^2 L_{l21}$ ))의 임피던스가 변화하게 되는데, 이 임피던스의 변화에 의해 자화인덕턴스의 전압( $V_m$ )이 분배되기 때문에 Self측 공진탱크에서의 전압이득( $V_{AC1}/V_m$ )은 1보다 항상 아래에 있는 것을 알 수 있으며 자기이득 특성에서 등가공진주파수( $f_{self}=61.27\text{kHz}$ )에서 동작시 Self측 공진탱크의 임피던스는 가장 작은 값을 가지기 때문에 입력전압은 출력측으로 거의 다 전달되어 가장 높은 이득을 가지

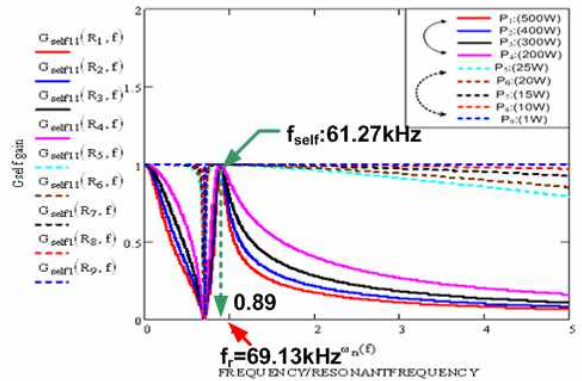
게 되는 것을 알 수 있다. 또한 다른 변압기(T2)의 커플링관계에 대한 임피던스 관계식( $Z_{S1}$ )에 따라 출력 단( $N^2R_{ac1}$ )이 개방( $R=\infty$ )일 때의 Corner주파수( $\omega_0 = 1/\sqrt{C_s L_{p1}}$ )지점에서 이득특성이 감소하는 특성이 나타나게 된다.

상호이득( $G_{cross1}=V_{m1}/V_{ab}$ )성분은 그림 4(b)와 같이, 전체 임피던스( $Z_{r1}+Z_{l1}$ ) 대 1차 측에서 바라보는 2차 측 총 임피던스( $Z_{l1}$ )의 관계로 나타낼 수 있으며, Self 측 공진탱크에 의해 등가공진주파수( $f_{self}=61.27\text{kHz}$ ) 지점에서 전압이득이 감소하는 것을 확인 할 수 있으며 전체 공진탱크에서의 등가공진주파수( $f_r=69.13\text{kHz}$ )지점에서 다시 전압이득이 상승하는 것을 확인할 수 있다.

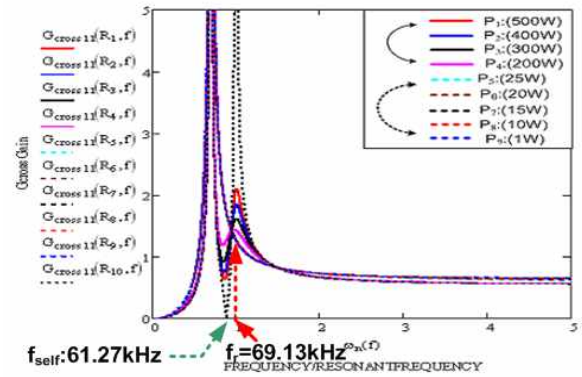
총 전압이득 특성식은 두 개의 변압기(T1,T2)가 동일한 조건일 때 식 (15)과 같이 Self gain( $G_{self}$ )과 Cross gain( $G_{cross}$ )의 곱으로 그림4(c)와 같이 나타낼 수 있다.

하지만 실제 변압기를 제작하여 추출된 파라미터는 각 변압기마다 오차가 존재하게 되며 추출된 변압기 파라미터 오차에 따른 공진주파수의 변화와 공진회로의 이득특성 변화는 존재하게 된다. 따라서 이득특성 분석시 실제 추출된 파라미터에 대한 이득특성 분석이 필요하며 A(1차측 누설인덕턴스/자화인덕턴스)의 비율에 따라 부하에 따른 공진주파수가 달라지며 동작 주파수 범위와 이득 또한 변화 되며, B(2차측누설인덕턴스/자화인덕턴스)의 비율에 따라 정규화된 공진 주파수( $\omega_n$ )가 1인 부분의 모든 부하에 대한 전압이득이 1보다 크게 나타나며 스위칭 주파수 제어 범위도 좁아진다.<sup>[6]</sup> 또한 입력전압이 증가하거나 출력용량이 작은 경우 출력전류를 제어하기 위해 주파수가 증가 하였을 때, 부하에 따른 전압이득도 그림 5와 같이 2차측 누설인덕턴스가 고려되지 않은 전압이득 특성보다 감소하는 특성을 가져 실제 동작시 낮은 출력 용량에서 보다 쉽게 출력전류를 제어할 수 있는 특성을 가지는 것을 알게 됨으로 이득특성 분석시 2차측 누설 인덕턴스를 포함하는 전압이득 특성 분석이 필요하다. 따라서 LLC 공진인버터를 이해하고 설계하는데 A,B 비율이 중요한 요소이므로 전압이득 특성식을  $A(L_{l1}/L_m)$ ,  $B(N^2L_{l2}/L_m)$ 로 재해석하는 과정이 필요하다.

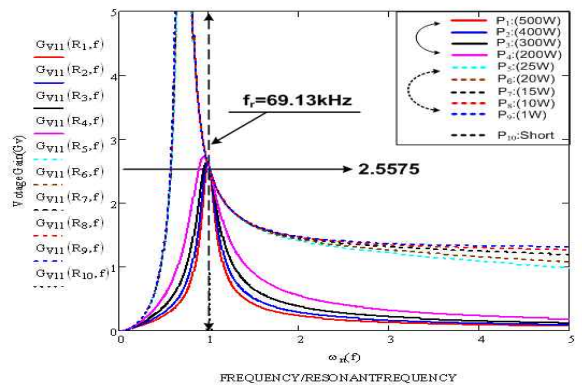
이와 같이, 서로 다른 추출된 파라미터에 대해 등가 공진주파수는 식 (19)에 나타내었고, 1,2차측 누설인덕턴스와 자화인덕턴스의 비를 나타내는 A와 B비율은 식(20)에 나타내었으며  $A(L_{l1}/L_m), B(N^2L_{l2}/L_m)$  비율에 따른 전압이득 특성식은 식 (21)와 식 (22)같이 표현할 수 있으며 총 전압이득( $G_T$ )은  $G_1$ 의 식 (21)와  $G_2$ 의 식



(a) 자기이득( $G_{self}$ ) 특성  
(a) Characteristics of self gain( $G_{self}$ )



(b) 상호이득( $G_{cross}$ ) 특성  
(b) Characteristics of cross gain( $G_{cross}$ )



(c) 총 전압이득특성  
(c) Total voltage gain characteristics

그림 4 전압이득특성  
Fig. 4 Characteristics of voltage gain

(22)의 합으로 식 (23)으로 나타낼 수 있다. B의 값의 증가에 따라 정규화된 공진주파수( $\omega_n$ )에서 DC전압이 증가되며, 주파수 증가에 따라 전압이득 낮아지는 특성을 그림 5를 통해 알 수 있다.

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{\left(\frac{C_{s1} \cdot C_{s2}}{C_{s1} + C_{s2}}\right) \cdot (L_{eq1} + L_{eq2})}} \quad (19)$$

$$A_1 = \frac{L_{l11}}{L_{m1}} \quad B_1 = \frac{N^2 L_{l21}}{L_{m1}} \quad A_2 = \frac{L_{l12}}{L_{m2}} \quad B_2 = \frac{N^2 L_{l22}}{L_{m2}} \quad (20)$$

$$G_1 = \frac{1}{N} \cdot \left| \frac{1}{\left(1 + A_1 - \frac{1}{\omega^2 L_{m1} C_{s1}}\right) \left(1 + \frac{Z_{s1}}{N^2 R_{ac1}}\right) + j \frac{\omega L_{m1}}{N^2 R_{ac1}} \left[\left(1 + A_1 - \frac{1}{\omega^2 L_{m1} C_{s1}}\right)(B_1 + 1) - 1\right]}\right| \quad (21)$$

$$G_2 = \frac{1}{N} \cdot \left| \frac{1}{\left(1 + A_2 - \frac{1}{\omega^2 L_{m2} C_{s2}}\right) \left(1 + \frac{Z_{s2}}{N^2 R_{ac2}}\right) + j \frac{\omega L_{m2}}{N^2 R_{ac2}} \left[\left(1 + A_2 - \frac{1}{\omega^2 L_{m2} C_{s2}}\right)(B_2 + 1) - 1\right]}\right| \quad (22)$$

$$G_T = G_1 + G_2 \quad (23)$$

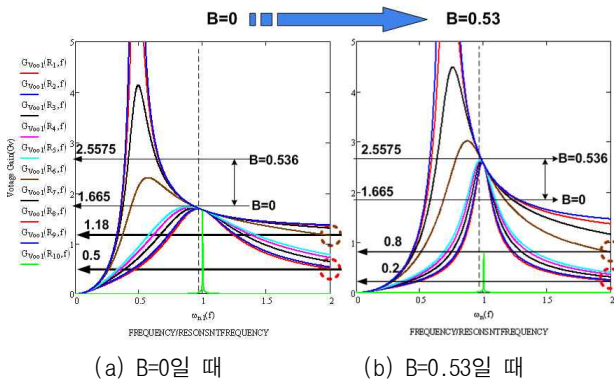


그림 5  $B(N^2 L_{l21}/L_{m1})$ 에 따른 전압이득 특성  
Fig. 5 Voltage gain characteristics due to  $B(N^2 L_{l21}/L_{m1})$  ratio

#### 4. 2차측 전류를 제한하기 위한 PWM + Frequency 제어

LLC 공진인버터는 출력용량이 작아지거나 큰 자화 인덕턴스를 가지게 되면 전압이득은 그림 8의 Region A와 같이 주파수 증가에도 일정한 이득을 가지며, 높

은 스위칭 주파수 동작에 따라 순환전류가 증가하여 전체적으로 낮은 효율특성을 가지게 되며 일정한 전압 이득 때문에 정현적인 전류 파형을 얻지 못해 출력전류에 왜형(Distortion)이 발생하는 문제점을 가지게 된다. 따라서 본 논문에서는 정현적인 전류를 제어하기 위해서는 출력용량이 작은 영역(그림 8: Region A) 또는 출력 전압이 낮은 영역(그림 9(b): Region C)에서 전압이득 특성을 Step-down 시키기 위해 1차측 주스 위치의 PWM 제어를 통해 출력 측에 흐르는 전류를 제한 시켜 정현적인 전류를 얻을 수 있게 하였다. 이러한 동작을 위해서는 출력전압이 높거나(그림 9(b):Region D) 출력용량이 큰 부분(그림 8:Region B)에서는 주파수 제어를 통해 정현적인 전류를 얻을 수 있도록 하였고, 일정한 전압이득 특성을 가져 주파수 제어를 통해 출력전류를 제어하지 못하는 그림 8 Region A와 그림 9(b) Region C에서는 PWM+Frequency 제어를 통해 출력용량 또는 출력전압에 따라 제어하여 출력전류에 왜형(Distortion)이 발생 되지 않도록 하였다.

1차측 주스위치의 PWM제어는 출력전압이 낮거나 출력용량이 작을 때 2차측 전류를 제한하기 위해 스위칭 주파수가 증가하여 설정된 주파수 범위에 도달하게 되면 PWM제어를 하도록 설정을 한다. 이러한 PWM 제어방법은 스위칭손실과 게이트드라이버에 노이즈가 발생하는 문제점을 가지게 되지만<sup>[7]</sup> 출력측에 흐르는 전류를 효과적으로 제어할 수 있는 장점을 가지게 된다.

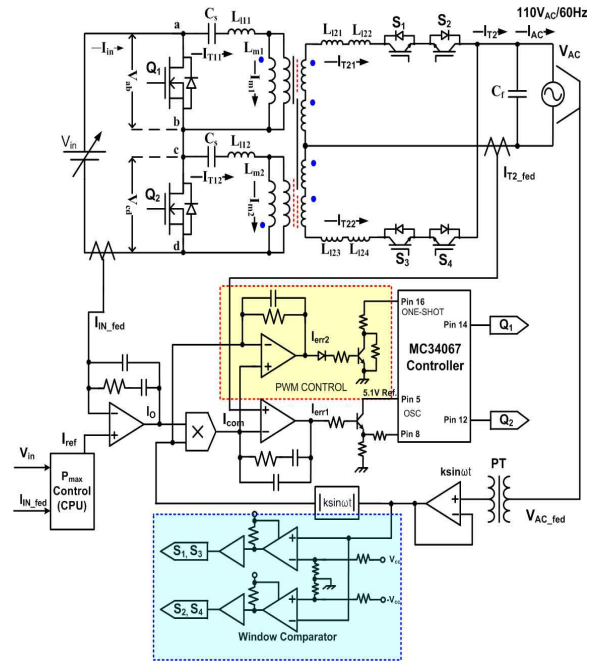
표 1의 적용된 LLC 공진 컨버터 파라미터를 적용하여 출력 용량범위(P1(500W)~P9(1W))에 대하여 전압 이득특성( $V_G$ )을 그림 8에 나타내었다. 그림 8의 전압 이득특성 그래프에서 Corner 주파수( $f_o$ )는 출력 단 부하가 개방( $R=\infty$ )일 때의 주파수( $\omega_o = 1/\sqrt{C_s L_p}$ )를 나타내며, 부하가 단락( $R=0$ )일 때의 공진주파수를  $f_r$ 로 나타낸다. 그림 8에 표시한 바와 같이 출력용량이 큰 범위(500W~200W)에서는 주파수 제어를 통해 전압이득 제어 가능하기 때문에 주파수제어를 하게 되고, 출력용량이 작은 범위(25W~1W)에서는 높은 주파수에서 스위칭 하여도 LLC 공진회로에서의 높은 DC 이득을 가지는 특성 때문에 PWM제어를 통해 출력전류를 제어하여 정현적인 전류를 얻도록 하였다.

#### 5. 제어회로

그림 9(a)에서 보여지는 제어회로 동작은 다음과 같

표 1 적용된 LLC 공진인버터 파라미터  
Table 1 Parameters of the proposed LLC inverter

	제안된 LLC 공진인버터 파라미터	
	변압기(T <sub>1</sub> )	변압기(T <sub>2</sub> )
1차측누설인덕턴스( $L_{l11}, L_{l12}$ )	89.68uH	88.28uH
2차측누설인덕턴스( $L_{l21}, L_{l22}$ )	115.3uH	113.2uH
자화인덕턴스( $L_{m1}, L_{m2}$ )	309.8uH	310.4uH
$A(L_{l1}/L_m)$	0.289	0.284
$B(N^2L_{l2}/L_m)$	0.536	0.525
등가누설인덕턴스( $L_{eq1}, L_{eq2}$ )	197.776uH	195.133uH
$N(n_1/n_2)$	42/35	42/35
적용코아	코아: EFD5258 높이:7mm 길이:59.6mm	



(a) 제어회로도  
(a) Control circuits

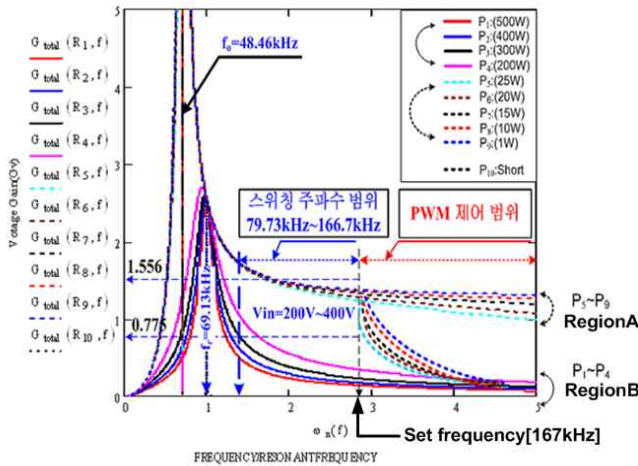
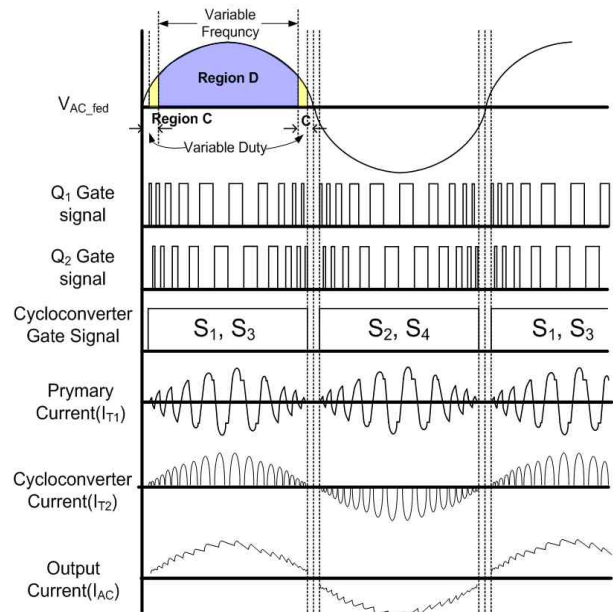


그림 8 출력 용량(P<sub>1</sub>(500W) ~ P<sub>9</sub>(1W))에 따른 전압이득 특성(V<sub>c</sub>)  
Fig. 8 Voltage gain characteristics due to out power(P<sub>1</sub>(500W) ~ P<sub>9</sub>(1W))

다. 먼저 계통전압( $V_{AC}$ )을 검출변압기(PT)로 부터 강압( $ksin(\omega t)$ )한 뒤 Window Comparator를 거쳐 구형파를 만들고 계통전압( $V_{AC}$ )의 극성에 따라 변압기 2차 측에 위치한 Cyclo-converter의 스위칭소자를 교번으로 구동하게 된다. (Positive 전압일 경우 : S<sub>1</sub>, S<sub>3</sub> Turn-on, S<sub>2</sub>, S<sub>4</sub> Turn-off, Negative 전압일 경우 : S<sub>2</sub>, S<sub>4</sub> Turn-on, S<sub>1</sub>, S<sub>3</sub> Turn-off) 이와 동시에 계통전압( $V_{AC}$ )과 동상의 출력전류( $I_{T2}$ ) 파형으로 제어하기 위한 기준신호파형( $V_{AC-fed}$ )은 절대 값으로 정류한 후 ( $|ksin(\omega t)|$ ) 곱셈기 입력단자에 연결되고 최대전력제



(b) 동작 파형  
(b) Operating waveforms

그림 9 제어회로 및 동작 파형  
Fig. 9 Control circuits and operating waveforms of the proposed topology

어를 위한 CPU 전류제어 기준신호( $I_{ref}$ )와 피드백 된 입력전류신호( $I_{in-fed}$ )가 Outer-loop 전류 보상기에서 에러 출력신호가 기준신호파형( $|k\sin(\omega t)|$ )과 곱셈기를 통해서 곱하게 되어 출력전류( $I_{T2}$ ) 제어를 위한 전류 Command( $I_{om}$ ) 신호로 사용된다.

Inner-loop 전류보상기에서 전류 Command 신호( $I_{om}$ )에 따라 출력전류피드백( $I_{T2-fed}$ ) 신호는 계통전압( $V_{AC}$ )과 동상의 전류파형이 되도록 Inner-loop 전류 보상기 Error 신호( $I_{err1}$ )로 출력되고 이 값에 따라 전류를 제어한다.

그림 10은 데드타임 가변을 위한 Timing Diagram을 나타내고 있다. 정상적인 동작(그림 9(b) Region D)에서는 주파수제어 IC MC34067의 Pin 2의  $C_{osc}$ 을 통해 주파수가 가변되고, 그림10의 One-shot회로를 통해 일정한 데드타임을 가지도록 동작하게 된다. 하지만 낮은 출력전력으로 동작 시, 일정한 DC이득을 가지는 LLC 공진인버터의 특성상 높은 영역에서 스위칭 하더라도 이득은 더 이상 Step-down되지 않기 때문에 정현적인 전류를 얻지 못하는 문제점이 발생하게 된다.

따라서 본 논문에서는 출력용량이 낮을 경우(그림8 Region A) 또는 출력전압이 낮은 지점(그림 9(b) Region C)에서 낮은 전압이득을 얻고자 그림 9(a)에서와 같이 스위칭소자 Q1과 Q2간의 데드타임을 기준신호파형( $|k\sin(\omega t)|$ )과 곱셈기의 출력신호의 Error값이 보상에 입력되고 두 값에 대한 출력(그림9(a)  $I_{err2}$ )에 의해 트랜지스터의 컬렉터와 이미터간의 임피던스를 가변시켜 제어용 IC(MC34067)의 16번 핀(One-Shot)회로의 커패시터 방전시간을 제어함으로써 낮은 출력전압(그림 9(b): Region C)또는 출력용량 낮은 경우(그림 8: Region A) 동작 시 주 스위치의 PWM 제어를 통해 효과적으로 출력전류를 제어하여 출력 측에 정현적인 전류가 흐르도록 제어회로를 설계하였다.

### 6. 실험결과

본 논문에서 제안한 LLC 공진인버터와 계통연계(110V<sub>AC</sub>/60Hz)를 위한 Cyclo-converter로 구성된 두개의 공진링크를 갖는 LLC 공진인버터 적용 PCS를 실험하였다. 적용된 LLC공진인버터의 주요정격을 표 2에 나타내었다

동작 중 110V<sub>AC</sub>/60Hz 출력피크전압에서 최대 전류가 흐르기 때문에 주회로 설계에서 순간 최대전력에서 주 회로를 설계 검토 하여야한다. 따라서 그림 8에서

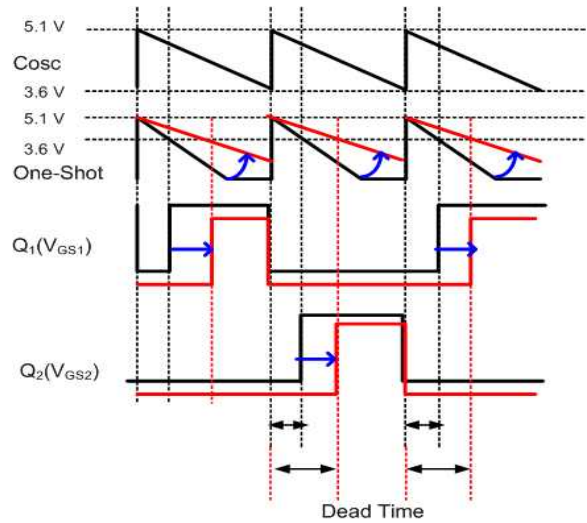


그림 10 Dead-time 조절에 의한 듀티제어  
Fig. 10 Duty control by adjusting Dead-time

표 2 제안된 LLC 공진인버터 적용 주요정격  
Table 2 Principal specifications of PCS used the proposed LLC resonant inverter

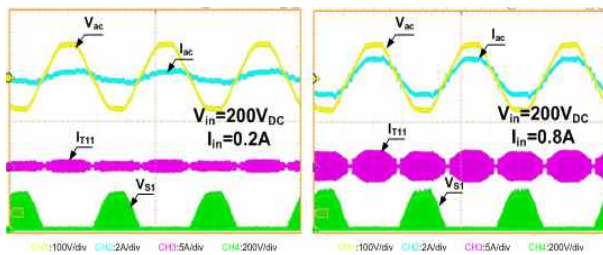
입력전압( $V_{in}$ )	200V <sub>DC</sub> ~ 400V <sub>DC</sub>
출력전압( $V_{AC}$ )	110V <sub>AC</sub> /60Hz
공진주파수( $f_r$ )	69.13kHz
스위칭 주파수( $f_s$ )	79.73kHz~166.7kHz
주스위칭소자 ( $Q_1, Q_2$ )	SD20N60(600V, 20A)
LF Cycloconverter IGBT( $S_1, S_2, S_3, S_4$ )	11N120CND (1200V, 43A)
출력필터커패시터( $C_f$ )	3uF
직렬 공진커패시터( $C_s$ )	27nF

볼 수 있듯이 모든 스위칭소자들이 소프트 스위칭 할 수 있도록 최소주파수를 69.13kHz로 제한하였다.

그림 11와 그림 12, 그림 13과 그림 14은 입력전압( $V_{in}$ )을 각 각 200V<sub>DC</sub>, 400V<sub>DC</sub>로 가변 시 입력전류( $I_{in}$ )를 일정 정전류제어를 통해서 110V<sub>AC</sub>/60Hz 계통연계 된 PCS의 각 부 파형을 나타냈다. 실험결과 출력계통전압(110V<sub>AC</sub>, 60Hz)에 따라 동상전류 제어됨을 볼 수 있고, 공진인버터 1차측 주 스위칭소자( $Q_1, Q_2$ )가 소프트 스위칭 됨을 확인 할 수 있었다. 출력전압이 낮은 지점(그림 9(b) Region C) 또는 낮은 출력용량이 요구될 경우(그림 8 Region A)와 같이 스위칭 주파수

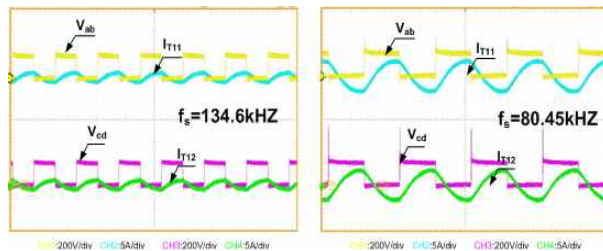


변화에도 일정한 전압이득을 가져 출력전류는 그림 15(a)와 같이 구형파와 같은 전류가 흐르게 된다. 따라서 그림15(b)와 같이 낮은 출력전압지점(그림 9(b) Region C)에서 Dead-Time을 조절함으로써 듀티가 제어되어 출력전류( $I_{ac}$ )가 완만히 상승하여 정현전류가 흐르는 것을 볼 수 있다. 하지만, 그림 12(b)와 그림 14(b)의 실험파형에서 볼 수 있듯이 LLC 공진인버터의 높은 전압이득특성에 따라서 단자전압( $V_{ab}, V_{cd}$ )에 비해 전류( $I_{T11}, I_{T12}$ )가 너무 지연되어 있어 순환전류 증가에 의해 입력 전압  $200V_{DC}$  및 전류범위(0.2A~1A)에서는 평균 87%정도의 효율특성을 보였고, 입력 전압  $400V_{DC}$  및 전류범위(0.2A~1A)에서는 평균 76%정도로 낮은 효율특성을 보였다. 추후 최적설계를 통해서 효율특성을 개선하고자 한다.



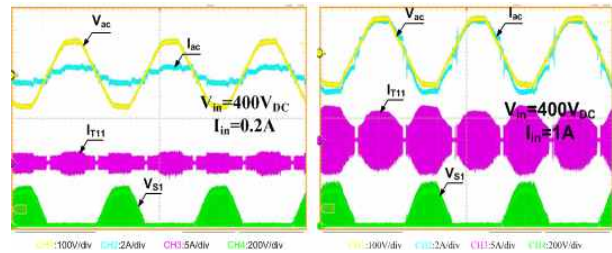
(a) 입력전압( $V_{in} : 200V_{DC}$ ), 입력전류 ( $I_{in} : 0.2A$ ),  
 (a)  $V_{in}=200V_{DC}$ ,  $I_{in}=0.2A$   
 (b) 입력전압( $V_{in} : 200V_{DC}$ ), 입력전류 ( $I_{in} : 0.8A$ )  
 (b)  $V_{in}=200V_{DC}$ ,  $I_{in}=0.8A$

그림 11  $200V_{DC}$  입력전압( $V_{in}$ )에서  $110V_{AC}/60Hz$  계통 연계 되었을 때 실험파형  
 Fig. 11 Experimental waveforms when utility line ( $110V_{AC}/60Hz$ ) is connected ( $V_{in}=200V_{DC}$ )



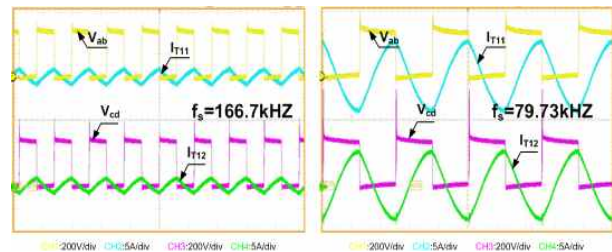
(a) 입력전압( $V_{in} : 200V_{DC}$ ), 입력전류 ( $I_{in} : 0.2A$ )  
 (a)  $V_{in}=200V_{DC}$ ,  $I_{in}=0.2A$ ,  
 (b) 입력전압( $V_{in} : 200V_{DC}$ ), 입력전류 ( $I_{in} : 0.8A$ )  
 (b)  $V_{in}=200V_{DC}$ ,  $I_{in}=0.8A$

그림 12  $200V_{DC}$  입력전압( $V_{in}$ )에서  $110V_{AC}/60Hz$  계통 연계 되었을 때 실험파형  
 Fig. 12 Experimental waveforms when utility line ( $110V_{AC}/60Hz$ ) is connected ( $V_{in}=200V_{DC}$ )



(a) 입력전압( $V_{in} : 400V_{DC}$ ), 입력전류 ( $I_{in} : 0.2A$ )  
 (a)  $V_{in}=400V_{DC}$ ,  $I_{in}=0.2A$   
 (b) 입력전압( $V_{in} : 400V_{DC}$ ), 입력전류 ( $I_{in} : 1A$ )  
 (b)  $V_{in}=400V_{DC}$ ,  $I_{in}=1A$

그림 13  $400V_{DC}$  입력전압( $V_{in}$ )에서  $110V_{AC}/60Hz$  계통연계 되었을 때 실험파형  
 Fig. 13 Experimental waveforms when utility line ( $110V_{AC}/60Hz$ ) is connected ( $V_{in}=400V_{DC}$ )



(a) 입력전압( $V_{in} : 400V_{DC}$ ), 입력전류 ( $I_{in} : 0.2A$ )  
 (a)  $V_{in}=400V_{DC}$ ,  $I_{in}=0.2A$   
 (b) 입력전압( $V_{in} : 400V_{DC}$ ), 입력전류 ( $I_{in} : 1A$ )  
 (b)  $V_{in}=400V_{DC}$ ,  $I_{in}=1A$

그림 14  $400V_{DC}$  입력전압( $V_{in}$ )에서  $110V_{AC}/60Hz$  계통연계 되었을 때 실험파형  
 Fig. 14 Experimental waveforms when utility line ( $110V_{AC}/60Hz$ ) is connected ( $V_{in}=400V_{DC}$ )

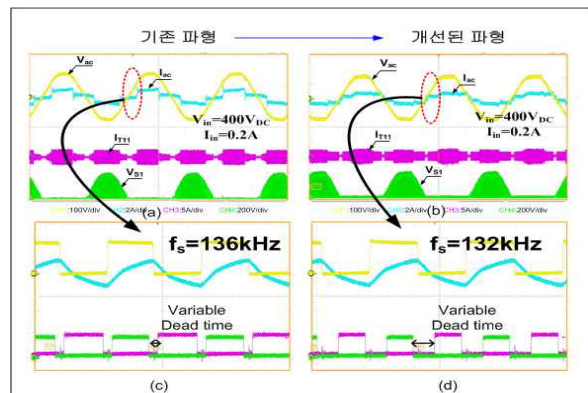


그림 15  $400V_{DC}$  입력전압( $V_{in}$ )에서  $110V_{AC}/60Hz$  계통 연계 되었을 때 실험파형  
 Fig. 15 Experimental waveforms when utility line( $110V_{AC}/60Hz$ ) in the light load condition is connected ( $V_{in}=400V_{DC}$ )

## 7. 결 론

본 논문에서는 구성부품의 최소화 및 단가저감을 위해 두 개의 공진탱크를 갖는 LLC 공진인버터와 계통연계(110V<sub>AC</sub>/60Hz)를 위한 Cyclo-converter로 구성된 고집적화가 가능한 적용 PCS(Power Conditioning System)에 대한 회로를 제안하여 400W PCS 시제품을 제작하였고 110V<sub>AC</sub>/60Hz 계통연계 실험적용 하였다. 또한 LLC 공진컨버터의 출력전압이 낮은 지점 또는 출력용량이 작게 요구될 경우 높은 스위칭 주파수에서도 일정한 DC전압 이득을 가져 구형파의 출력전류를 얻게 되는 단점을 가지고 있지만 일정 주파수 범위 내에서 Dead-Time을 조절함으로써 듀티를 제어함으로써 낮은 출력전력이 요구되는 사항에서도 완전한 전류상승을 얻을 수 있었다.

본 논문은 한국연구재단 (KRF-2008-313-D00369) 주관으로 수행된 과제임

## 참 고 문 헌

- [1] M. Cacciato, A. Consoli, etc., "A Digitally Controlled Double Stage Soft Switching Converter for Grid-connected Photovoltaic Applications", *IEEE APEC*, pp. 141-147, 2008.
- [2] 서현우, 권정민, 김응호, 권봉환, "모듈형 계통연계 태양광 PCS", *전력전자학회 논문지*, 제13권 제2호, pp. 119-127, 2008. 4.
- [3] Song Deng, Hong Mao, Joy Mazumdar, Issa Batarseh, Kazi Khairul Islam, "A New Control Scheme for High-frequency Link Inverter Design", *IEEE APEC 03*, pp. 512-517, 2003.
- [4] Joy Mazumdar, Issa Batarseh, Nasser Kutkut, Osman Demirci, "High Frequency Low Cost DC-AC Inverter Design with Fuel Cell Source for Home Applications", *IEEE IAS*, Vol. 2, pp. 789-794, 2002.
- [5] 김주훈, 강성인, 김은수, 허동영, 정용채, "두개의 변압기와 공진 탱크로 구성된 LLC 공진 컨버터", *전력전자학술대회 논문지*, pp. 10-12, 2008. 10.
- [6] 강성인, 윤광호, 김은수, 박준호, 허동영, "LLC 직렬공진 컨버터 동작특성", *전력전자학회 논문지*, pp. 472-482 2007. 12.
- [7] Bo Yang, Fred C Lee, Matthew Concannon, "Over Current Protection Methods for LLC Resonant Converter", pp. 605-609, 2003.

## 저 자 소 개



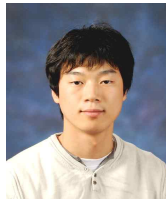
### 윤광호(尹光鎬)

1983년 4월 28일생. 2010년 전주대 전기전자공학부 졸업. 현재 동 대학원 석사과정.



### 정봉근(丁烽根)

1982년 11월 24일생. 2009년 전주대 전기전자공학부 졸업. 현재 동 대학원 석사과정.



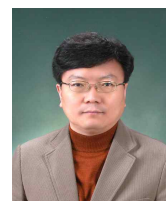
### 이광호(李光鎬)

1983년 4월 15일생. 2009년 전주대 전기전자공학부 졸업. 2010년~현재 LG 이노텍(주) DN 사업부 연구원. 동 대학원 석사과정.



### 김주훈(金住勳)

1982년 11월 20일생. 2008년 전주대 전기전자공학부 졸업. 2010년 2월 동 대학원 졸업. 2010년~현재 LG 이노텍(주) Power 개발실 1Gr. 연구원.



### 김은수(金恩洙)

1964년 3월 26일생. 1986년 중앙대 공대 전기공학과 졸업. 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2000년 2월 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1989년~2001년 한국전기연구원 전력전자연구그룹 선임연구원. 2001년 9월~현재 전주대 공과대학 전기전자정보통신공학부 부교수. 현재 당 학회 국문지 편집위원.



### 최준영(崔峻榮)

1963년 7월 9일생. 1986년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1994년 2월 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1994년~1996년 LG전자 생활시스템연구소 선임연구원. 1993년 3월~현재 전주대 공과대학 전기전자정보통신공학부 부교수.