

## Two Phase Interleaved LLC 공진 컨버터

金住勳\*, 李光鎬\*, 金恩洙†, 李在三\*\*, 李賢官\*\*, 鄭龍采\*\*\*

## Two Phase Interleaved LLC Resonant Converter

Joo-Hoon Kim, Kwang-Ho Lee, Eun-Soo Kim, Jae-Sam Lee, Hyun-Kwan Lee, and Yong-Chae Jung

## 요 약

최근 대화면 및 슬림화를 위한 LCD TV의 전원장치는 고집적화와 고효율에 대한 연구가 이슈가 되고 있고, 이를 위해 Multi-phase LLC 공진컨버터가 연구되고 있으며 본 논문에서는 제어회로를 간단화 하면서 300W Two Phase Interleaved LLC 공진컨버터를 제안 적용한 실험결과에 대하여 서술하였다.

## ABSTRACT

Nowadays, power supplies for LCD TV of larger and slimmer screen size are required to have high power density and high efficient characteristics. In order to meet these requirements, Multi-phase interleaved LLC resonant converter is applied for increasing power density and reducing the current rating in the used devices. In this paper, gain characteristics and the experimental results of the proposed two-phase LLC resonant converter which implemented by the simple control circuit are verified based on the theoretical analysis and the 300W experimental prototype.

**Key Words** : Multi-Phase Interleaved LLC Resonant Converter, High power density

## 1. 서 론

최근 사용되는 모든 가전기기의 전원장치들은 고효율과 집적화를 요구하고 있으며, 이러한 전원장치의 고효율과 고집적화를 위해 손실이 적은 컨버터와 컨버터의 사이즈(Size)를 줄이기 위한 연구가 진행되고 있다. 특히 회로의 집적화와 스위칭 손실을 줄이기 위해, 모든 부하 범위 내에서 영전압 스위칭(ZVS:Zero Voltage Switching) 동작하여 높은 효율을 가지는 LLC 공진 컨버터가 널리 사용되고 있다.<sup>[1], [2]</sup>

하지만 전체 회로의 전력밀도를 높이기 위해서는 변압기 및 커패시터의 사이즈 감소가 가장 중요한 요소이며, 특히 커패시터의 사이즈감소를 위해서는 입력 리플 전류의 감소가 불가피하다. 하지만 단일 LLC 공진 컨버터에서는 입력 리플전류를 저감시키는 데엔 한계를 가지게 된다. 이러한 문제를 해결하기 위해 최근에는 LLC 공진 컨버터를 여러 대 병렬 연결한 Multi-phase LLC 공진 컨버터를 적용함으로써 입력 리플전류 저감에 따른 커패시터의 발생손실 저감과 커패시터의 사이즈를 저감시킬 수 있는 Multi-phase LLC 공진 컨버터에 대한 많은 연구가 진행되고 있다.<sup>[3], [4]</sup>

하지만 Multi-phase LLC 공진 컨버터의 2차측을 병렬로 연결하여 출력 전압제어 시 각각의 공진회로를 구성하는 적용소자의 파라미터 값 차이에 따른 입력전압 이득특성차이에 따라 각 컨버터에는 전류 불평형이 발생하게 되고, 이득이 큰 한 쪽 컨버터에만 전력

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

\*학생회원, 전주대 전기전자공학 석사과정

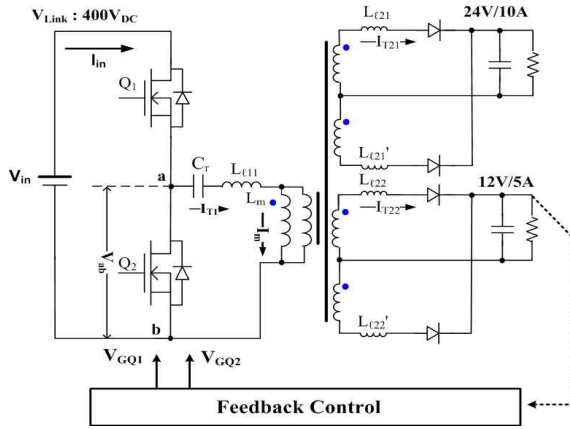
\*\*정회원, LG이노텍(주) 연구원

\*\*\*정회원, 남서울대 전자공학과 부교수

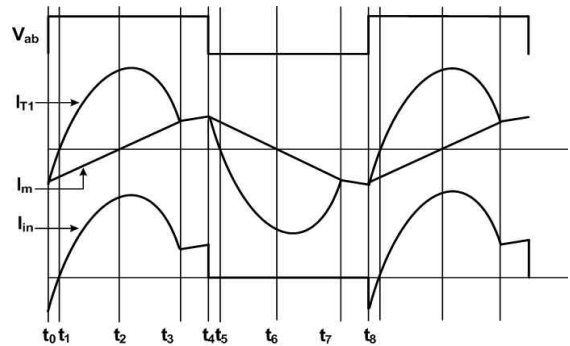
접수일자 : 2009. 2. 3                      1차 심사 : 2009. 3. 3  
2차 심사 : 2009. 9. 11                      심사완료 : 2009. 9. 16

이 전달되는 문제점을 갖는다. 뿐만 아니라 이러한 컨버터를 구현하기 위해서는 제어회로가 복잡해지거나 별도의 제어회로를 추가해야하는 단점이 있고, 복잡한 제어회로 구성 시 손실이 발생하는 문제점이 발생된다.<sup>[4]</sup>

따라서 본 논문에서는 이러한 문제를 개선하기 위해 주회로 구성에 있어서는 입력 단은 병렬연결이지만 2차측 정류된 출력단은 직렬 연결함으로써 각 컨버터의 이득특성 차이에 따른 전류 불평형 문제를 최소화 하였고, 제어회로에 있어서는 기존에 사용되던 공진컨버터 제어IC(L6599)의 기능과 간단한 제어회로를 구성하여 입력 리플전류를 감소시킬 수 있는 Two Phase Interleaved LLC 공진 컨버터의 300W급 시제품을 제작하여 적용 실험하였다.

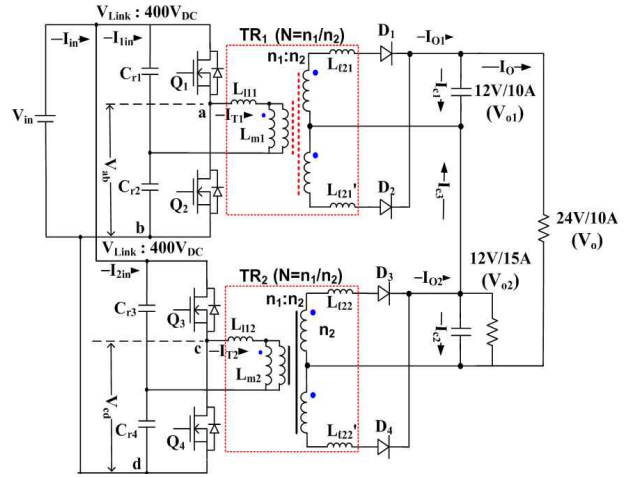


(a) 기존 LLC 공진 컨버터 주회로  
(a) Conventional LLC resonant converter

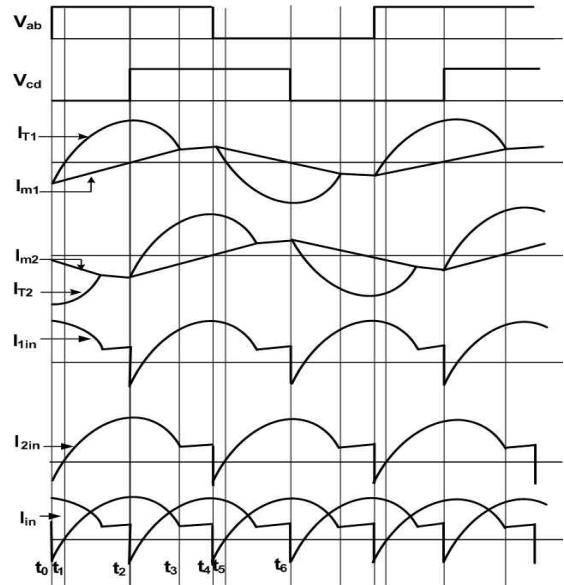


(b) 기존 LLC 공진 컨버터 각부 동작 파형  
(b) Operation waveforms of the conventional LLC resonant converter

그림 1 기존 LLC 공진 컨버터 주회로도 및 동작 파형  
Fig. 1 The main circuit and its waveforms of conventional LLC resonant converter



(a) 제안된 Two Phase Interleaved LLC 공진 컨버터 주회로  
(a) Proposed two phase Interleaved LLC resonant converter



(b) 제안된 컨버터 각부 동작 파형  
(b) Operation waveforms of the proposed converter

그림 2 제안된 Two Phase Interleaved LLC 공진 컨버터 주회로도 및 동작 파형  
Fig. 2 The main circuit and its waveforms of the proposed two phase interleaved LLC resonant converter

## 2. 제안된 Two Phase LLC 공진 컨버터

그림 1(a)의 하나의 공진 Tank회로로 구성된 기존 LLC 공진 컨버터 주회로 방식은 입력전류( $I_{in}$ )가 반주기 동안에만 전달되어 입력 Peak전류에 의한 리플 증

가에 따라 입력 커패시터에 많은 전류 및 열적 스트레스를 준다. 이 문제를 개선하기 위해 본 논문에서는 그림 2(a)와 같이 모든 주기 동안에 입력전류( $I_{in}$ )가 전달되어 입력 리플을 1/2로 줄일 수 있는 Half Bridge 공진 컨버터 2대를 병렬로 구동하여 입력 리플을 최소화 할 수 있는 Two Phase Interleaved LLC 공진 컨버터를 제안하였다. 제안된 컨버터는 그림 2(a)와 같이 1차측은 병렬로 연결되고 2차측 출력단 정류부는 직렬 연결된 구조로 구성하여 이득 차이에 따른 전류 분담 및 각각의 출력전압 불평형 문제를 최소화하였다. 그림 2(b)에서처럼 Two Phase LLC 공진 컨버터의 스위칭은 변압기  $TR_1$ 을 구성하는 컨버터1과 변압기  $TR_2$ 를 구성하는 컨버터2가  $90^\circ$  위상지연(Phase shift)된 Interleaved 제어방식으로 구동된다.

이에 따라 입력전류파형( $I_{in}$ )은 모든 주기 동안에 컨버터1의 입력전류( $I_{1in}$ )와 컨버터2의 입력전류( $I_{2in}$ )가  $90^\circ$  위상지연(Phase shift)되어 흐르므로 입력Peak전류( $I_{in}$ )는 1/4로 감소하게 된다. 이에 따라 입력 리플을 저감시킬 수 있다. 또한 기존의 복잡한 위상지연된 Interleaved 제어회로의 문제점을 개선하기 위해 본 논문에서는 ST사(L6599) IC를 적용하여 하나의 IC로 구현하였다. 그림 3의 제어 IC의 동작특성은 다음과 같다. 제어회로 IC[ST사(L6599)]의 CF단자 3번핀은 매 주기마다 0.9~3.9V로 변하는 삼각파형을 출력하고, 삼각파형의 전압이 0.9V와 3.9V점에서 H.B(Half Bridge) 공진컨버터의 상단 스위치( $Q_1$ ) 및 하단 스위치( $Q_2$ )를 구동하기 위한 Gate Signal인 HVG와 LVG 파형( $Q_1, Q_2$ )이 생성된다. 이 파형과  $90^\circ$  Phase Shift 시키기 위하여 삼각파형의 중간전압(2.4V)을 전압( $V_{ref}$ )으로 선택하고, 이 전압과 CF단자전압이 비교기(Comparator) 출력을 통하여  $90^\circ$  위상지연된 Gate signal( $Q_3, Q_4$ )이 생성된다. 따라서 적용된 제어IC 하나로  $90^\circ$  위상지연된 컨버터의 제어구동회로를 간단히 구현할 수 있다.

### 3. LLC 공진 컨버터 설계

본 논문의 두 개의 LLC 공진컨버터는 1차측이 병렬로 구성되어 있고, 2차측은  $TR_1$ 을 포함하는 컨버터의 12V출력단과  $TR_2$ 를 포함하는 컨버터의 12V출력단이 직렬로 연결되어 24V출력단을 구성하고 있기 때문에 각 변압기를 12V출력을 기준으로 설계할 수 있다. 하지만 용량이 12V/10A 120W와 12V/15A 180W로 차이가 있기 때문에 공진 탱크의 파라미터의 차이에 따른 이득 차이를 최소화하기 위해 같은 정격의 변압기

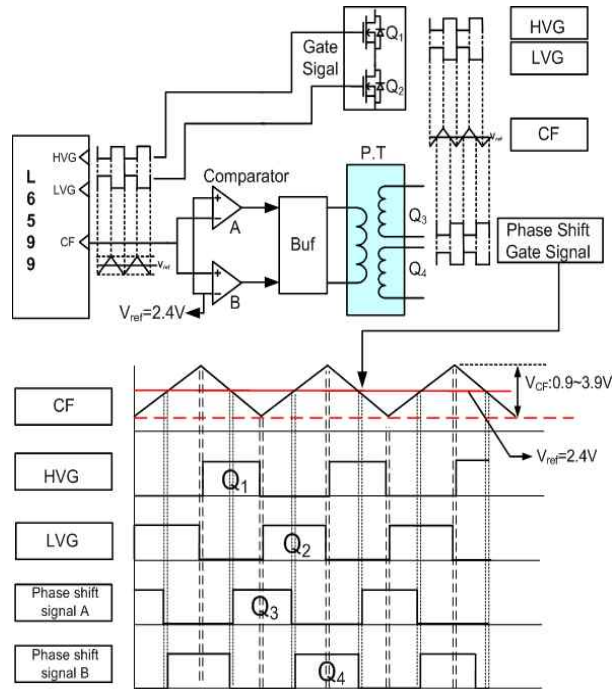


그림 3  $90^\circ$  Interleaved Switching 구동을 위한 제어회로와 동작파형

Fig. 3 Control circuit and operating waveforms for  $90^\circ$  Interleaved switching driving

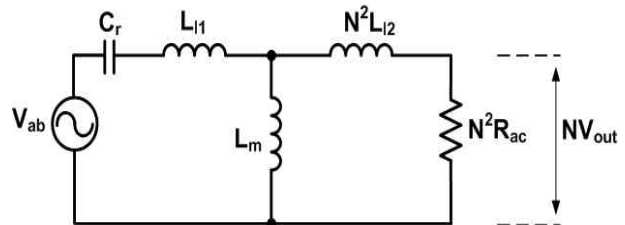


그림 4 LLC 공진 컨버터 등가회로도

Fig. 4 Equivalent circuit of LLC resonant converter

및 공진 커패시터를 사용하여 설계 적용 하였다. 따라서 Q변화에 대한 이득특성과 이득특성에 중요한 영향을 주는 1차측 누설인덕턴스( $L_{l1}=L_{l11}=L_{l12}$ )와 2차측 누설인덕턴스( $N^2 L_{l2}=N^2 L_{l21}=N^2 L_{l22}$ ), 그리고 자화 인덕턴스( $L_m=L_{m1}=L_{m2}$ )의 비율인  $A(L_{l1}/L_m)$ 와  $B(N^2 L_{l2}/L_m)$ 를 고려하여 설계하였다.

그림 4는 Two Phase Interleaved LLC 공진 컨버터의 등가회로도이다. 이 컨버터를 AC 해석을 하기 위하여 스위칭 동작 시 1차측에 인가되는 구형파전압을 고조파 성분을 무시하고 기본파 성분( $V_{ab}=V_{cd}$ )만을 고려하였다.  $C_r(C_{r1}+C_{r2}=C_{r3}+C_{r4})$ 은 병렬로 된 공진 커패시터를 하나로 표현하고,  $L_{l1}$ ,  $L_m$  그리고  $N^2 L_{l2}$ 는 1차측 누설인덕턴스, 자화 인덕턴스, 2차측 누설인덕턴스

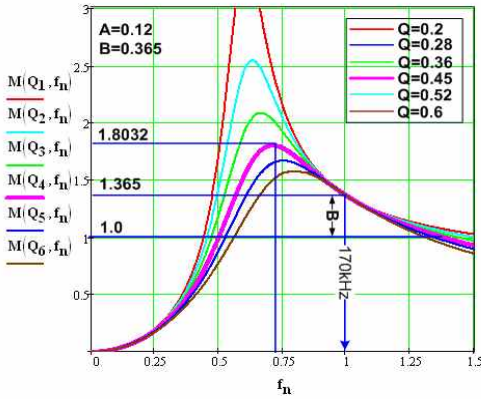


그림 5 Q(Quality factor)변화에 의한 전압이득 특성  
Fig. 5 Voltage gain characteristics on Q(Quality factor) variations

를 각각 나타낸 것이다.  $N^2R_{ac}$ 는 2차측 정류다이오드와 필터커패시터, 부하저항( $R_L$ )을 증가화한 등가부하저항( $N^2R_{ac}=(8/\pi^2)R_L$ )이다.

그림 5는  $Q(2\pi f_r L_{eq}/N^2R_{ac})$ 를 0.2~0.6까지 변화시켰을 때의 이득특성을 나타낸 것이다. Q변화에 대한 이득특성은 식 (1)과 같이 변압기에 적용된 코어(EFD3244H) 및 보빈의 권선방법에 따라 얻을 수 있는 변압기의 1,2차측 누설인덕턴스( $L_{l1}, N^2L_{l2}$ ) 및 자화인덕턴스( $L_m$ )를 고려한  $A(L_{l1}/L_m)$ ,  $B(N^2L_{l2}/L_m)$ 와 그리고  $Q(2\pi f_r L_{eq}/N^2R_{ac})$ 값으로 나타낼 수 있다. 또한 공진점( $f_s = f_r, f_n = f_s/f_r$ )에서 수식전개에 따라 식 (2)와 같이 턴-수비( $N=n_1/n_2$ )와 DC이득에 영향을 주는 B로 나타낼 수 있다. 이로써 적용된 코어(EFD3244H)와 보빈 특성에 따라 DC이득을 고려하여 B를 정하여 식 (3)과 같이 턴-수비(N)를 구할 수 있다.

$$G_V = NV_{out}/V_{ab} =$$

$$\left| \frac{1}{1 + A - \left(\frac{1}{f_n}\right)^2 \cdot \left(A + \frac{B}{B+1}\right) + jQ(1+B)\left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)} \right| \quad (1)$$

$$G_V = \frac{1}{N}|B+1| \quad (2)$$

$$N = \frac{V_{ab}}{V_{out}}(B+1) \quad (3)$$

본 논문에서는  $A=0.12, B=0.365$ 로 선택하였고, 정해진 턴-수비에 따라 최대 부하( $N^2R_{ac}$ )조건(300W), 그리고 공진 주파수( $f_r$ )를 선정하면  $Q(2\pi f_r L_{eq}/N^2R_{ac})$ 값 변

표 1 설계값과 측정된 변압기 파라미터 비교

Table 1 Designed and measured parameters of transformer

	설계값	TR <sub>1</sub>	TR <sub>2</sub>
1차측 누설 인덕턴스( $L_{l1}$ )	65.64uH	70.92uH	75.47uH
2차측 누설 인덕턴스( $N^2L_{l2}$ )	0.378uH	0.373uH	0.363uH
자화 인덕턴스( $L_m$ )	547uH	528.9uH	528.2uH
$A(L_{l1}/L_m)$	0.12	0.134	0.143
$B(N^2L_{l2}/L_m)$	0.35	0.373	0.364
등가 누설 인덕턴스( $L_{eq}$ )	207.5uH	214.626uH	214.436uH
1차측 턴-수( $n_1$ )	46.005	46	46
2차측 턴-수( $n_2$ )	2.045	2	2
공진커패시터( $C_r$ )	4.225nF	4.4nF	4.4nF
공진주파수( $f_r$ )	170kHz	168.8kHz	163.1kHz

화에 따라 입력전압이득특성( $G_V$ )을 알 수 있다. 또한 요구된 입력전압범위( $V_{in}:320\sim400V$ )와 최대 부하 조건에서도 출력전압을 제어 할 수 있는 이득특성을 갖도록 Q값을 선정하였고, 입력전압이 400V일 때 스위칭 주파수( $f_s$ )와 공진 주파수( $f_r$ )가 같을 때인 공진점에서 동작할 수 있도록 Q를 0.45로 선정하였다. Q값에 따라 등가 누설 인덕턴스( $L_{eq}$ )가 결정이 되고, 이에 따라 자화 인덕턴스( $L_m$ )가 결정이 된다. 그리고 자화 인덕턴스( $L_m$ )가 결정되면 A, B 비율에 의해 1, 2차 누설 인덕턴스도 계산이 된다. 따라서 그림 4의 등가회로로부터 얻어진 부하변화에 대한 전압이득 수식과 정규화된 값들을 식 (4)부터 식 (8)에 나타내었다.

$$Q = \frac{2\pi f_r L_{eq}}{N^2 R_{ac}}, \quad L_{eq} = \frac{QN^2 R_{ac}}{2\pi f_r} \quad (4)$$

$$L_m = \frac{L_{eq}}{\left(A + \frac{B}{B+1}\right)} \quad (5)$$

$$A = \frac{L_{l1}}{L_m}, \quad B = \frac{N^2 L_{l2}}{L_m} \quad (6)$$

$$\beta = \frac{1}{(2\pi f_s)^2 L_m C_r}, \quad \alpha = 1 + \frac{N^2 L_{l2}}{L_m} \quad (7)$$

$$G_V = \left| \frac{1}{1 + A - \beta + jQ\alpha \left(\frac{f_s}{f_r} - \frac{f_r}{f_s}\right)} \right| \quad (8)$$

설계된 파라미터 값과 실제 제작하여 측정한 두 개의 변압기 파라미터를 비교하여 표 1에 나타내었다. 설계자료와 실제 제작된 파라미터는 적용된 변압기 권선방법의 차이에 따라 파라미터 값이 달라질 수 있기 때문에 조금 차이가 있지만 설계값과 근사한 파라미터 값을 갖는 것을 확인 할 수 있었다. 따라서 식 (8)과

표 1에 나타낸 변압기 파라미터를 이용하여 그림 6, 그림 7과 같은 부하 변화에 대한 입출력 전압이득특성 ( $G_V$ )을 얻어 낼 수 있었다. 그림 6과 그림 7에서와 같이 각각의 변압기 파라미터의 차이에 따라 이득 특성에 가장 큰 영향을 줄 수 있는 1차측 누설인덕턴스 ( $L_{l1}$ )와 2차측 누설인덕턴스( $N^2L_{l2}$ ), 그리고 자화 인덕턴스( $L_m$ )의 비율인  $A(L_{l1}/L_m)$ 와  $B(N^2L_{l2}/L_m)$ 값에 대해 측정 결과 두 변압기에서 A는 0.134(첫 번째 변압기), 0.143(두 번째 변압기)이고, B는 0.373(첫 번째 변압기), 0.364(두 번째 변압기)로 각각 2.472%와 6.67%만큼 이득 차이가 발생함을 알 수 있다. 이러한 이득차이에 따라서 각 컨버터의 출력전압에 이득 차이를 주게 된다.

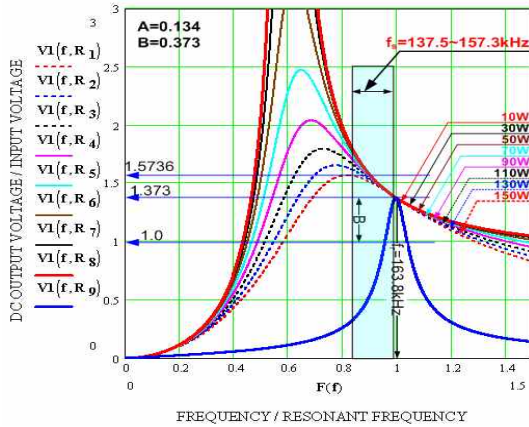


그림 6 첫 번째 변압기( $TR_1$ )의 부하변화에 대한 전압이득 특성

Fig. 6 Voltage gain characteristics due to the load variations in converter with  $TR_1$

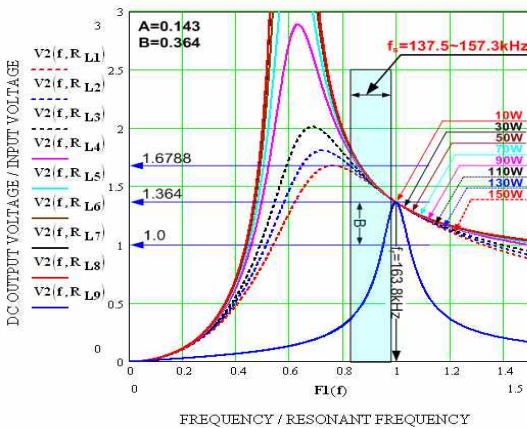


그림 7 두 번째 변압기( $TR_2$ )의 부하변화에 대한 전압이득 특성

Fig. 7 Voltage gain characteristics due to the load variations in converter with  $TR_2$

#### 4. 실험 결과

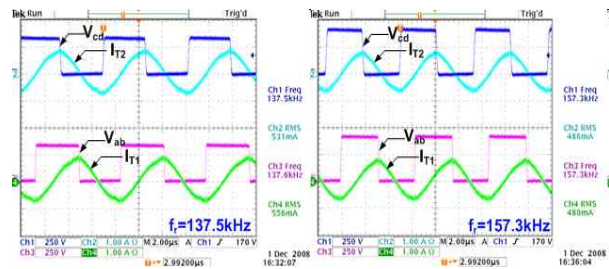
본 논문에서의 주회로 동작특성을 나타내기 위하여 LCD TV PSU 전원장치를 위한 300W급 시제품을 제작하여 실험 결과를 서술하였고, 본 논문에 적용된 그림 2(a)의 LLC 공진 컨버터의 실험조건과 소자정격에 대해 표 2에 나타내었다.

그림 8, 그림 9와 그림 10에서는 24V( $V_o$ ) 출력단 정전압 제어 시 입력전압변화 ( $V_{in}$ : 320V, 400V)와 부하변동에 따른 각각의 독립된 LLC 공진 컨버터의 단자전압/전류를 측정한 파형이고, 그림 11과 그림 12는 동일 입력전압조건( $V_{in}$ :320V, 400V)과 가장 악조건인 부하조건 [(12V/0.05A, 24V/6.2A), (12V/3A, 24V/0.8A)]에서 측정된 파형이다. 측정 결과 두 개의 컨버터가 90° Interleaved 스위칭 동작하는 것을 볼 수 있고, 12V( $V_{o2}$ )의 출력단은 12V 부하뿐만 아니라 24V( $V_o$ ) 부하에도

표 2 LLC 공진 컨버터 주요 정격

Table 2 Specifications of LLC series resonant converter

입력전압 ( $V_{in}$ )	320~400V
출력전압 ( $V_{o1}$ , $V_{o2}/V_o$ )	12V/24V
출력 전류( $I_o$ )	5A/10A
출력 용량( $P_o$ )	300W
스위칭주파수( $f_s$ )	137.5~157.3kHz
공진커패시터( $C_{r1}$ , $C_{r2}$ , $C_{r3}$ , $C_{r4}$ )	2.2nF*4
스위칭 소자( $Q_1$ , $Q_2$ , $Q_3$ , $Q_4$ )	P9NK50ZFP 500V, 7.2A
출력 다이오드( $D_1$ , $D_2$ , $D_3$ , $D_4$ )	FCQ20B06 60V, 20A
입력커패시터	450V/68uF*2
출력커패시터	35V/1000uF



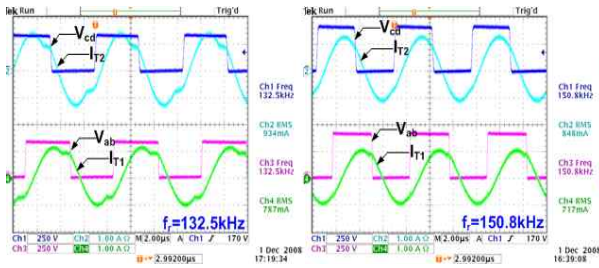
(a) 320V

(b) 400V

그림 8 12V/0.05A, 24V/0.8A일 때 Two Phase Interleaved LLC 공진 컨버터의 단자 전압/단자 전류 실험파형 (250V/Div., 1A/Div., 2us/Div.)

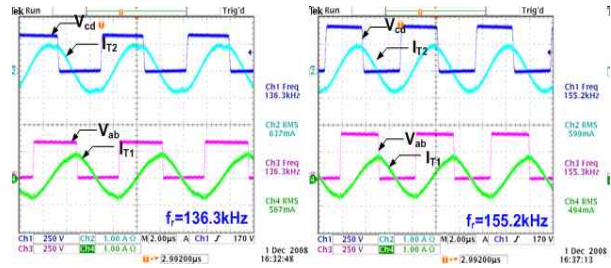
Fig. 8 Experimental waveforms of the terminal voltage ( $v_{ab}, V_{cd}$ ) and current ( $I_{T1}, I_{T2}$ ) in two phase interleaved LLC resonant converters when load conditions are 12V/0.05A and 24V/0.8A (250V/Div., 1A/Div., 2us/Div.)





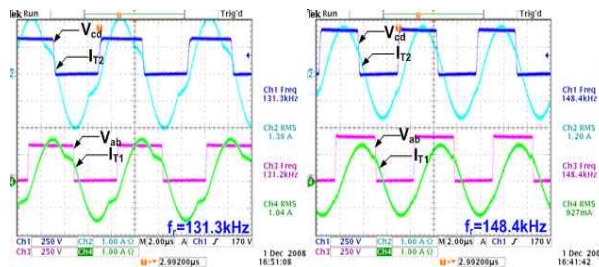
(a) 320V (b) 400V

그림 9 12V/3A, 24V/6.2A일 때 Two Phase Interleaved LLC 공진컨버터의 단자 전압/단자 전류 실험파형 (250V/Div., 1A/Div., 2us/Div.)  
 Fig. 9 Experimental waveforms of the terminal voltage ( $v_{ab}, v_{cd}$ ) and current ( $i_{T1}, i_{T2}$ ) in two phase interleaved LLC resonant converters when load conditions are 12V/3A and 24V/6.2A (250V/Div., 1A/Div., 2us/Div.)



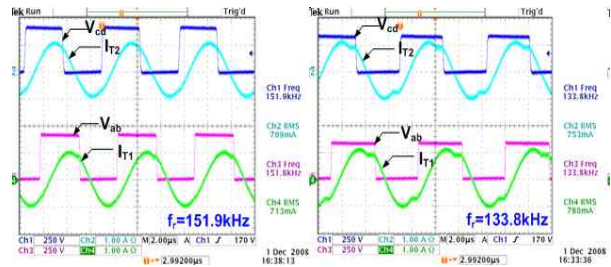
(a) 320V (b) 400V

그림 11 12V/0.05A, 24V/6.2A일 때 Two Phase Interleaved LLC 공진 컨버터의 단자 전압/단자 전류 실험파형 (250V/Div, 1A/Div, 2us/Div)  
 Fig. 11 Experimental waveforms of the terminal voltage ( $v_{ab}, v_{cd}$ ) and current ( $i_{T1}, i_{T2}$ ) in two phase interleaved LLC resonant converters when load conditions are 12V/0.05A and 24V/6.2A (250V/Div, 1A/Div, 2us/Div)



(a) 320V (b) 400V

그림 10 12V/5A, 24V/10A일 때 Two Phase Interleaved LLC 공진컨버터의 단자 전압/단자 전류 실험파형 (250V/Div., 1A/Div., 2us/Div.)  
 Fig. 10 Experimental waveforms of the terminal voltage ( $v_{ab}, v_{cd}$ ) and current ( $i_{T1}, i_{T2}$ ) in two phase interleaved LLC resonant converters when load conditions are 12V/5A and 24V/10A (250V/Div., 1A/Div., 2us/Div.)



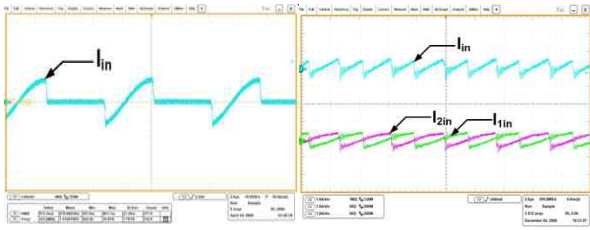
(a) 320V (b) 400V

그림 12 12V/3A, 24V/0.8A일 때 Two Phase Interleaved LLC 공진컨버터의 단자 전압/단자 전류 실험파형 (250V/Div., 1A/Div., 2us/Div.)  
 Fig. 12 Experimental waveforms of the terminal voltage ( $v_{ab}, v_{cd}$ ) and current ( $i_{T1}, i_{T2}$ ) in two phase interleaved LLC resonant converters when load conditions are 12V/3A and 24V/0.8A (250V/Div., 1A/Div., 2us/Div.)

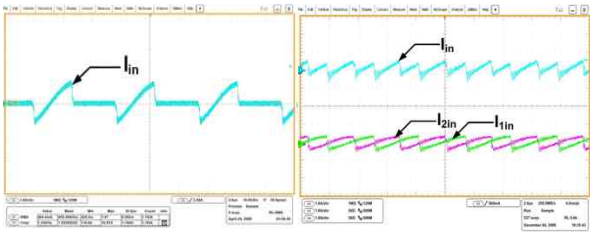
전력을 공급하고 있으므로 1차측 공진 전류에 차만큼 더 많은 공진 전류가 흐르고 있음을 볼 수 있다. 또한 부하가 가장 악조건에서도 각 컨버터의 이득차이에 의한 불평형문제가 발생하지 않는 것을 확인하였다.

그림 13, 그림 14와 그림 15에서는 그림 1(a)의 기존의 컨버터와 그림 2(a)의 제안된 Two Phase Interleaved LLC 공진 컨버터를 입력전압변화 ( $V_{in}$ :320V, 400V)에 대한 각각의 입력전류( $I_{in}$ )를 측정 한 파형이고, 측정한 파형에 대한 기존의 컨버터와 제안된 컨버터의 입력전류( $I_{in}$ )에 따른 입력리플전류를 비교한 그래프를 그림 16에 나타내었다. 실험 결과 기

존의 컨버터 주회로 방식의 입력전류( $I_{in}$ )는 스위치( $Q_1$ )이 턴-오프 시 입력전류는 전달되지 않기 때문에 반주기 동안 입력전류( $I_{in}$ )가 전달되어 입력Peak전류는 증가하고 이에 따라 입력리플전류가 증가하는 것을 확인 할 수 있다. 하지만 제안된 Two Phase Interleaved LLC 공진 컨버터의 입력전류파형( $I_{in}$ )은 모든 주기 동안에  $TR_1$ 의 입력전류( $I_{in1}$ )와  $TR_2$ 의 입력전류( $I_{in2}$ )가 90° 위상차(Phase shift)되어 흐르므로 입력Peak전류가 저감되고 이에 따라 입력리플전류가 1/2로 저감되는 것을 확인할 수 있었다.

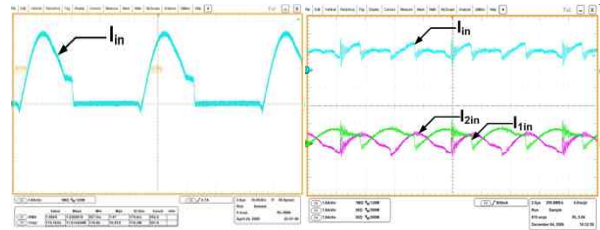


(a) 기존 컨버터(320V) (b) 제안된 컨버터(320V)

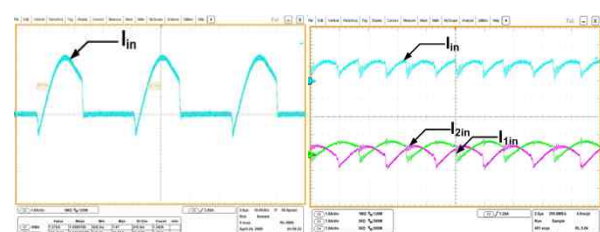


(a) 기존 컨버터(400V) (b) 제안된 컨버터(400V)

그림 13 12V/0.05A, 24V/0.8A일 때 기존 컨버터 입력전류( $I_{in}$ )와 제안된 컨버터의 입력전류( $I_{in}$ )와 각 컨버터 입력전류( $I_{1in}$ ,  $I_{2in}$ )의 실험파형 (1A/Div., 2us/Div.)  
 Fig. 13 Experimental waveforms of the input current( $I_{in}$ ) and current( $I_{1in}$ ,  $I_{2in}$ ) when load variations are 12V/0.05A and 24V/0.8A (1A/Div., 2us/Div.)



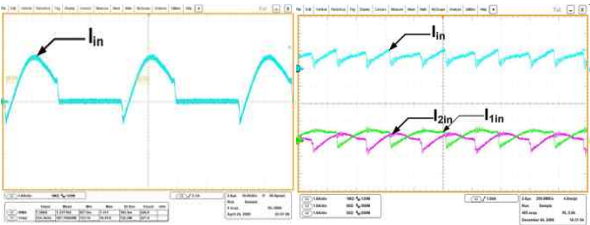
(a) 기존 컨버터(320V) (b) 제안된 컨버터(320V)



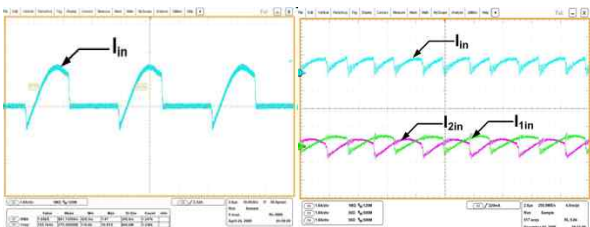
(a) 기존 컨버터(400V) (b) 제안된 컨버터(400V)

그림 15 12V/5A, 24V/10A일 때 기존 컨버터 입력전류( $I_{in}$ )와 제안된 컨버터의 총 입력전류( $I_{in}$ )와 각 컨버터에 입력전류( $I_{1in}$ ,  $I_{2in}$ ) 실험파형 (1A/Div., 2us/Div.)  
 Fig. 15 Experimental waveforms of the input current( $I_{in}$ ) and current( $I_{1in}$ ,  $I_{2in}$ ) when load variations are 12V/5A and 24V/10A (1A/Div., 2us/Div.)

Fig. 15 Experimental waveforms of the input current( $I_{in}$ ) and current( $I_{1in}$ ,  $I_{2in}$ ) when load variations are 12V/5A and 24V/10A (1A/Div., 2us/Div.)



(a) 기존 컨버터(320V) (b) 제안된 컨버터(320V)



(a) 기존 컨버터(400V) (b) 제안된 컨버터(400V)

그림 14 12V/3A, 24V/6.2A일 때 기존 컨버터 입력전류( $I_{in}$ )와 제안된 컨버터의 총 입력전류( $I_{in}$ )와 각 컨버터 입력전류( $I_{1in}$ ,  $I_{2in}$ ) 실험파형 (1A/Div., 2us/Div.)  
 Fig. 14 Experimental waveforms of the input current( $I_{in}$ ) and current( $I_{1in}$ ,  $I_{2in}$ ) when load variations are 12V/3A and 24V/6.2A (1A/Div., 2us/Div.)

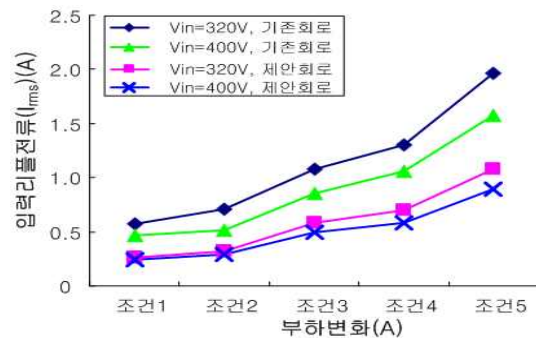


그림 16 입력전압( $V_{in}$ :320V, 400V)에서의 부하 변화에 대한 입력리플전류( $I_{ripple}$ )변화 측정

Fig. 16 Input ripple Current( $I_{ripple}$ ) variation of load variations when input voltages are  $V_{in}$ :320V and  $V_{in}$ :400V

[최대부하조건(12V/5A, 24V/10A)일 때 입력리플전류 변화: 기존회로: ( $V_{in}$ :320V:1.969A, 400V:1.572A), 제안회로: ( $V_{in}$ :320V:1.083A, 400V:0.894A.)]

또한 제안된 컨버터가 입력측 주회로 구성이 병렬연결 구성된 Two Phase Interleaved LLC 공진 컨버터 동작특성에 따라 개별 공진컨버터의 입력전류( $I_{1in}$ ,  $I_{2in}$ )

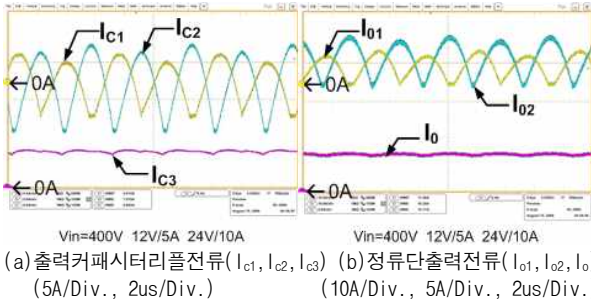


그림 17 입력전압(400V)과 부하조건(12V/5A, 24V/10A)에서 제안된 컨버터 각 출력단 부하전류 실험파형  
 Fig. 17 Experimental waveforms of the proposed converter in conditions of input voltage(400V) and load(12V/5A and 24V10A).

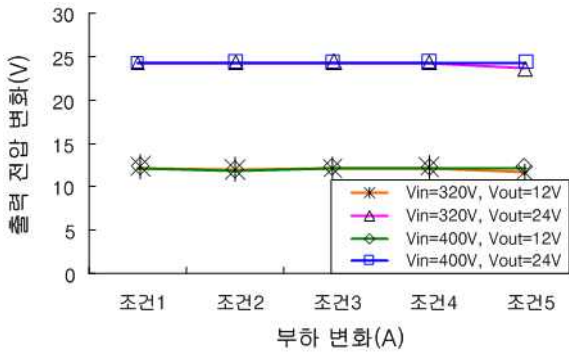


그림 18 입력전압( $V_{in}=320V, 400V$ )에서의 부하 변화에 대한 출력전압( $V_o, V_{o2}$ ) 변화 범위 측정  
 Fig. 18 Output voltage variation range of load variations when input voltages are  $V_{in}=320V$  and  $V_{in}=400V$

가  $90^\circ$  위상차 제어되고 있음을 알 수 있었다.  
 그림 17(a)와 그림 17(b)는 Two phase interleaved LLC 공진 컨버터의 각 입력전압(400V)조건과 부하조건(12V/5A, 24V/10A)에서 각 컨버터의 출력커패시터 리플전류( $I_{c1}, I_{c2}, I_{c3}$ ) 및 정류단 부하전류( $I_{o1}, I_{o2}, I_o$ )를 측정된 파형으로서 각 컨버터의 정류된 출력이 직렬연결 구성되어 있지만 개별 리플전류( $I_{c1}, I_{c2}$ ) 및 부하전류( $I_{o1}, I_{o2}$ )는  $90^\circ$  위상 지연되어 동작됨을 확인할 수 있다.  
 그림 18은 입력전압을 각각 320V와 400V에서 24V( $V_o$ ) 출력단 정전압제어 시 부하 조건별 각각의 출력전압( $V_o, V_{o2}$ )변동 폭을 측정한 그래프이고, 그림 19는 부하조건별 출력 변화에 따른 효율을 측정한 것이다. 표 3은 출력전압( $V_o, V_{o2}$ ) 측정 시 부하 조건에 대해 나타내었다. 측정 결과 입력 전압 변화 시 ( $V_{in}:320V, 400V$ ) 모든 부하변화에 대해 출력전압 변

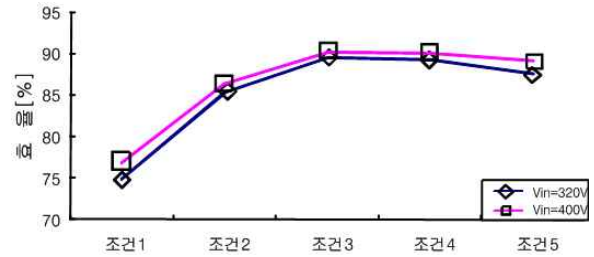


그림 19 입력전압( $V_{in}=320V, 400V$ )에서의 부하 변화에 대한 효율 특성  
 Fig. 19 Efficiency characteristics of load variations when input voltages are  $V_{in}=320V$  and  $V_{in}=400V$

표 3 부하조건  
 Table 3 Load conditions

부하변동조건	12V출력단( $V_{o2}$ )	24V출력단( $V_o$ )
조건 1	0.05A	0.8A
조건 2	3A	0.8A
조건 3	0.05A	6.2A
조건 4	3A	6.2A
조건 5	5A	10A

동 폭은 모든 부하변화에서 적은 오차범위로 안정되게 동작됨을 확인하였다. [출력전압( $V_o, V_{o2}$ )변동률: (12V:-2.025%/+1.19%), (24V:-1.81%/+1.025%)]  
 또한 효율 측정결과 넓은 입력전압범위( $V_{in}:320V \sim 400V$ )에서 동작되도록 설계되어 있어 최대 부하에서 약 90%정도의 효율을 나타내고 있지만 회로 배선과 입력전압제어범위 최소화와 주회로 최적화를 통해 더 높은 효율을 얻을 수 있을 것으로 사료된다.

### 5. 결 론

본 논문에서는 전원장치의 리플 저감과 고효율, 고집적화를 위한 다 출력 Two Phase Interleaved LLC 공진 컨버터를 제안하였고, 300W의 시제품을 제작 실험한 결과 입력전압( $V_{in}:320 \sim 400V$ )변화와 모든 부하 범 위조건에서 각 컨버터의 공진전류 불평형없이 안정되 게  $90^\circ$  Interleaved 스위칭동작에 의해 입력 리플전류 가 감소하여 집적화를 위한 전원장치에 적용 가능함을 실험을 통해 나타내었다.

본 논문은 지식경제부의 지원으로 수행한 에너지기술인력양성사업 학술진흥 (2007-E-AP-HM-P-18-0000)의 연구결과입니다.



## 참 고 문 헌

- [1] Jiangtao Feng, Yuequan Hu, Wei Chen and Chau-chun Wen, "ZVS Analysis of Asymmetrical Half-Bridge Converter," IEEE PESC'01, pp. 243-247, 2001. 6.
- [2] Bor-Ren Lin and Chien-Lan Huang, "Analysis and Implementation of a Dual-Output LLC Resonant Converter," International Journal of Electronics, Vol. 96, Issue 7, pp. 733-747, 2009. 7.
- [3] T Jin and K Smedley, "Multiphase LLC Series Resonant Converter for Microprocessor Voltage Regulation," IEEE IAS'06, pp. 2136-2143, 2006.
- [4] Kang-Hyun Yi and Gun-Woo Moon, "A Novel two phase interleaved LLC series resonant converter using a phase of the resonant capacitor," Journal of Power Electronics, Vol. 8, No. 3, pp. 275-279, 2008. 7.

## 저 자 소 개



### 김주훈(金住勳)

1982년 11월 20일생. 2008년 전주대 전기 전자공학부 졸업. 현재 동 대학원 석사과정.



### 이광호(李光鎬)

1983년 4월 15일생. 2009년 전주대 전기 전자공학부 졸업. 현재 동 대학원 석사과정.



### 김은수(金恩洙)

1964년 3월 26일생, 1986년 중앙대 공대 전기공학과 졸업. 1988년 동 대학원 전기 공학과 졸업(석사). 2000년 2월 동 대학원 전기공학과(공박). 1989년~2001년 전기연구원 전력전자연구그룹 선임연구원. 2001년 9월~현재 전주대 공과대학 전기

전자정보통신공학부 부교수. 현재 당 학회 국문지 편집위원.



### 이재삼(李在三)

1974년 1월 26일생 2000년 국민대 전자 공학과 졸업. 2004년~현재 LG Innotek (주) Power 연구실 SMPS Gr. 선임연구원. 전주대 전기전자공학과 석사과정.



### 이현관(李賢官)

1979년 10월 26일생. 2005년 전주대 전기전자공학부 졸업. 2007년 동 대학원 전기전자공학과 졸업(석사). 2007년~현재 LG Innotek Power 연구실/LIPS그룹 연구원.



### 정용채(鄭龍采)

1965년 10월 26일생. 1989년 한양대 전자공학과 졸업. 1991년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1995년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(공박). 1995년~1999년 LG전자 흡어 플라이언스연구소 선임연구원. 1999년~

현재 남서울대 전자공학과 부교수. 당 학회 JPE 편집위원.