

## LC 직렬형 및 LLC 병렬형 고주파 공진형 컨버터의 회로 특성

The characteristic of circuit of LC-type series and LLC-Type parallel High frequency parallel resonant converter.

차 인 수    동신대학교  
박    례    광주보건전문대학

### <Abstract>

The Modeling, analysis and design of a high frequency LC-type series and LLC-type parallel resonant converter operating in the continuous conduction is presented.

The state-plane diagram representation of the converter response gives and good insight into the converter operation.

A set of characteristic frequency are plotted which design parameters can be obtained.

### 1. 서론

종래의 방형파 전압전류에 의한 스위칭 컨버터에서는 트랜지스터의 스위치의 스위칭손실이 증가하기 때문에 컨버터의 효율 저하 및 신뢰성 저하를 초래하게 되어 이에 대한 대책으로 전압 또는 전류를 정현파형으로 하는 공진형 컨버터가 검토되게 되었다. 공진형 컨버터 회로해석은 R.King은 다이오드의 도통직을 제어 파라미터로 S.Cuk은 스위칭 주파수를 제어 파라미터로 하여 해석하였고 C.O Lee등은 비선형 특성을 상태 평면법을 적용하였다. 일반적으로 스위치를 내포하는 회로는 비선형, 시변형 특성을 갖는다. [1-5]

본 논문에서는 공진 주파수는 일정 하나 동작주파수가 변화하므로 상태평면법을 사용하여서 회로 해석을 하였고 LC 직렬형 및 LLC 병렬형 공진형 컨버터의 정상상태 동작점 주변에서 발생한 미소변동에 관해서는 충격에 대한 제어인수  $F_{sn}$ 의 관계로부터 응답 특성을 밝혔고 스위칭 트랜지스터는 영전압에서 턴오프한다. 시간 영역의 state plane의 분석을 이용하여서 steady state 식 등을 제어특성의 수치계산에서 쉽게 유도될 수 있다. P.W.M 제어를 적용한 LC-직렬형 및 LLC-병렬형 고주파 공진형 컨버터의 회로특성을 비교해 보았다.

### 2. 회로구성 및 동작 원리

#### 2.1 LC형 직렬형 공진형 컨버터

그림 2.1.1은 LC형 고주파 직렬 공진형 DC-DC 컨버터의 회로구성을 나타낸것이다. 그림 2.1.1에서는 절연변압기를 사용하고 있어 누설인덕턴스 및 여자 전류에 의한 영향 때문에 그대로는 해석이 곤란하므로 그림 2.1.2와 같은 콘버터의 동가회로를 구성하였다.

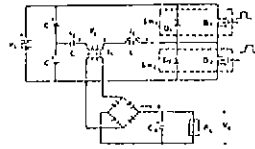


그림 2.1.1 기본적인 SRC 회로  
Fig.2.1.1 Basic SRC circuit

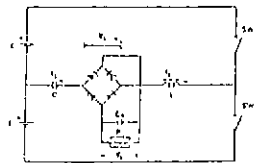


그림 2.1.2 동가회로  
Fig.2.1.2 Equivalent circuit

그림 2.1.3은 동작주파수가 고유공진주파수 이상, 즉 스위칭소자가  $Q_1 \rightarrow D_2 \rightarrow Q_2 \rightarrow D_1$ 의 순으로 도통했을 때의  $i_L$ ,  $v_c$ ,  $i_o$ 에 대한 전형적인 CCM 동작파형을 나타낸것이다.

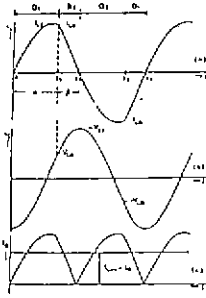


그림 2.1.3 공진점에서의 연속모드 파형  
 (a) 공진전류 (b) 공진전압 (c) 출력전류  
 Fig.2.1.3 CCM waveforms above resonance  
 (a) resonant current (b) resonant voltage  
 (c) output current

그림 2.1.1에서 상태변수들은 공진회로의 인덕터에 흐르는 전류  $i_L$ , 커패시터전압  $v_C$  와 출력단 커패시터전압  $V_o$  를 들 수 있다. 따라서 Tank회로의 인덕터전류  $i_L$ 와 커패시터 전압  $v_C$ 를 상태변수로 하여 해석한다. SRC 는 그림 2.1.4와 같은 5가지 동작모드로 나눌 수 있고 각 모드는 부분선형화가 가능하며 이것은 그림 2.1.4 (a)~(d)와 같이 스위칭소자  $Q_1, D_1, Q_2$  및  $D_2$  가 도통할 때의 구간에 대응한다. 각 회로의 동작상태를 비교해 보면 표 2.1과 같다.

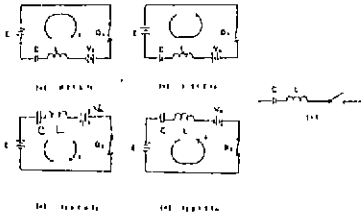


그림 2.1.4. 기하학적 모드  
 (a) ~ (d) 공진 모드 (e)비공진 모드  
 Fig 2.1.4. Topological Modes  
 (a)~ (d) Resonant mode (e)Nonresonant mode

표 2.1 각 모드별 동작상태  
 Table.2.1 Status of each mode

구분	공진점이상에서의 연속모드
0 ≤ t ≤ t1	Q1
t1 ≤ t ≤ t2	D2
t2 ≤ t ≤ t3	Q2
t3 ≤ t ≤ t4	D1
t4 ≤ t ≤ t5	Q1

그림 2.1.5는 구동전압  $V_c$ 에 따른 4가지의 공진모드에 대한 공명 등가회로로서, 그림 2.1.5의 각 소

자가 동작할 경우에 있어서 회로 루프에 전압방정식을 세운 후 공명회로로 표현한 등가회로도이다.

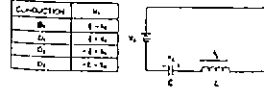


그림 2.1.5 각 영역의 공명등가회로  
 Fig.2.1.5 Common equivalent circuit for resonant intervals

그림 2.1.5로 부터 SRC의 상태방정식은 이상적인 경우 식 2.1.1과 같이 나타내어진다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} V_C \\ I_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_C \\ I_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L} \end{bmatrix} \cdot V_C \quad (2.1.1)$$

SRC 시스템에서 고유공진주파수와 회로의 특성 임피던스는 (2.1.2)식과 같이 주어진다.

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, Z_0 = \sqrt{L/C} \quad (2.1.2)$$

식(2.1.1)에 초기조건  $i_L(t_0) = I_{L0}, v_C(t_0) = V_{C0}$ 를 대입하면

$$\begin{aligned} v_C(t) - V_c &= I_{L0} Z_0 \sin[2\pi f_r (t-t_0)] \\ &\quad + (V_{C0} - V_c) \cos[2\pi f_r (t-t_0)] \\ i_L(t_0) &= I_{L0} \cos[2\pi f_r (t-t_0)] \\ &\quad - \frac{(V_{C0} - V_c)}{Z_0} \sin[2\pi f_r (t-t_0)] \end{aligned} \quad (2.1.3)$$

식(2.1.3)의 제항을 정규화 시킨 결과식은

$$\begin{aligned} v_{CN}(t) - V_{cn} &= I_{LN} \sin\theta + (V_{CN} - V_{cn}) \cos\theta \\ i_{LN}(t) &= I_{LN} \cos\theta - (V_{CN} - V_{cn}) \sin\theta \end{aligned} \quad (2.1.4)$$

단,  $\theta = 2\pi f_r (t-t_0)$

그리고 식 (2.1.4)로부터 다음과 같은 SRC회로의 궤적을 나타내는 관계식을 구할 수 있다.

$$i_{LN}(t)^2 + [V_{CN}(t) - V_{cn}]^2 = I_{LN}^2 + [V_{CN} - V_{cn}]^2 = R^2 \quad (2.1.5)$$

식(2.1.5)은  $Q_1, Q_2, D1$  및  $D_2$  가 동작하는 각각의 경우에 대하여  $(v_{cn}, i_{LN})$ 의 상태평면은 그림 2.1.6처럼 공진점 이상에서 연속 모드의 정상 상태 궤적을 나타낸다.

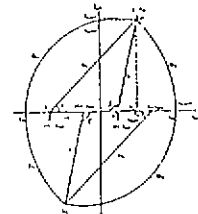


그림 2.1.6 공진점 이상에서 연속 모드의 정상 상태 궤적

Fig 2.1.6 CCM steady state trajectories above resonance

2.2 LLC형 병렬회로 컨버터

양방향 스위치를 이용한 히프브릿지 LLC형 병렬 공진형 컨버터를 그림 2.2.1에 나타냈다. 이전에 나타낸 공진 컨버터와는 달리 이 회로는 steady state dynamic 특성이 이전에 연구되어지지 않았던 4차 비선형 계통으로써 나타낸다. 정류전류는 전압  $V_{cp}(t)$ 가 (+), (-)의 크기를 갖는 것에 의해서  $+I_0$ ,  $-I_0$ 와 같은 크기를 갖는 싱크전류  $i_E(t)$ 에 따라 동작을 이룬다. 그림 2.2.1의 LLC형 PRC에 대한 간단한 동기회로를 그림 2.2.2에 나타냈다. 연속 도통 모드에 있어서 LLC형 PRC 동작에 대한 steady state 전압과 전류의 파형은 그림 2.2.3에 보여준다. 그리고 종래적인 LLC형 컨버터들과 비슷하게 연속 모드에서 동작할때 이변 컨버터는 2와 3과 4에서 보여준 4개의 가능한 회로 도통모드를 갖는다. 표 2은 이러한 모드에서 컨버터가 동작하는 것을 보여준다.

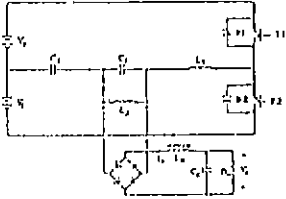


그림 2.2.1 하프 브릿지 LLC-형 병렬 공진형 컨버터 회로  
Fig. 2.2.1 The half-bridge LLC-type parallel resonant converter circuit.

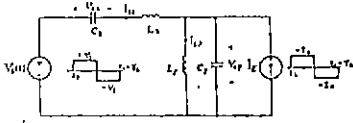


그림 2.2.2 그림 2.2.1의 동기 회로도  
Fig. 2.2.2 The equivalent circuit model of Fig. 2.2.1

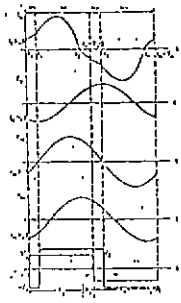


그림 2.2.3 P.R.C-LLCC의  $i_{ls}$ ,  $i_{lp}$ ,  $V_{cp}$ ,  $V_{cs}$ ,  $V_s$ ,  $i_E$ 의 파형  
Fig. 2.2.3 Typical waveforms for  $i_{ls}$ ,  $i_{lp}$ ,  $V_{cp}$ ,  $V_{cs}$ ,  $V_s$ , and  $i_E$  of the P.R.C-LLCC

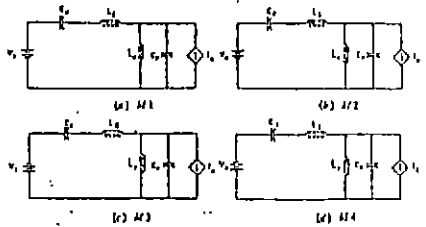


그림 2.2.4 그림 2.2.2에 대한 4개의 토폴로지  
Fig. 2.2.4 Four Topological Circuit Nodes of Fig. 2.2.2

표 2. TABLE 2.

Mode	Switches on	Sign of the Rectified Voltage	$v_l(t)$	$i_E(t)$
M1	T1	$V_{cp}(t) < 0$	$+V_G$	$-I_0$
M2	T1/D1	$V_{cp}(t) > 0$	$+V_G$	$+I_0$
M3	T2	$i_{cp}(t) > 0$	$-V_G$	$+I_0$
M4	T2/D2	$V_{cp}(t) < 0$	$-V_G$	$-I_0$

Steady state 응답은 그림 2.2.2의 이상적 동기회로로부터 유도할 수 있다. 전압  $V_s$ ,  $V_{cs}$ ,  $V_{cp}$ 와 전류  $i_{cs}$ ,  $i_{cp}$ ,  $i_E$ 는 같은 그림에 따라 정의된다. 위에서 언급한 것처럼 정류회로는 이 회로에서 평균 전력을 방전하는 것이 컨버터의 DC출력 전력과 동기인  $V_{cp}(t)$ 의 부호에 전류 극성이 의존되는 전류인  $i_E(t)$ 에 의해서 대체할 수 있다.

$$i_E(t) = i_E(t) = \frac{V_{cp}(t)}{|V_{cp}(t)|} I_0 \quad (2.2.1)$$

$|V_{cp}(t)|$ 는  $V_{cp}(t)$ 의 크기이며  $I_0$ 는  $V_0/R_0$ 와 같고

$$V_0(t) = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} |V_{cp}(t)| dt \quad (2.2.2)$$

$T_s$ 는 스위칭 주기이며 다음 미분 방정식은 그림 2.2.2의 회로모델에 대한 수학적 방정식이다.

$$\frac{dV_{cp}(t)}{dt} = \frac{1}{C_p} [i_{cs}(t) - i_{cp}(t) - i_E(t)] \quad (2.2.3)$$

$$\frac{dV_{cs}(t)}{dt} = \frac{1}{C_s} i_{cs}(t) \quad (2.2.4)$$

$$\frac{di_{cs}(t)}{dt} = \frac{1}{C_s} [V_s(t) - V_{cs}(t) - V_{cp}(t)] \quad (2.2.5)$$

$$\frac{di_{cp}(t)}{dt} = \frac{1}{C_p} V_{cp}(t) \quad (2.2.6)$$

방정식 (2.2.3)-(2.2.6)은 종래회로 접근에 의해서 푸는데 어려운 전류원에 비선형적인 4차 계통을 나타낸다. 그렇지만 상태변수  $V_{cs}$ ,  $V_{cp}$ ,  $i_{ls}$ ,  $i_{lp}$ 를 적당히 변형시키면 이것은 (2.2.3)-(2.2.6)에 대한 steady state 2차 계통의 state-plane diagram으로써 나타낼 수 있다. (2.2.3)-(2.2.6)은 전류변수  $V_{cs}$ ,  $V_{cp}$ ,  $i_{cs}$ 와  $i_{cp}$ 가 모두 연결되며 4차인

$$\begin{pmatrix} V_1(t) \\ V_2(t) \\ i_1(t) \\ i_2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & K_1 & 0 & 0 \\ 1 & K_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & K_3 \\ 0 & 0 & 1 & K_4 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{cp}(t) \\ V_{cn}(t) \\ i_{cs}(t) \\ i_{cp}(t) \end{pmatrix} \quad (2.2.7)$$

이 변환의 이용목적은 상태변수 쌍  $(V_1, i_1)$ 과  $(V_2, i_2)$ 가 그들의 steady state 응답이  $V_1-i_1$ 과  $V_2-i_2$  state-plane에서 Closed contours에 의해서 나타나도록 decouple한다. 방정식 (2.2.7)을 (2.2.3)-(2.2.6)에 대입하여 정규화 하던 다음과 같은 state-plane 방정식이 나타난다.

$$\frac{dV_{n1}(t)}{dt} = \frac{i_{n1}(t) + K_{i1}E_1}{V_{ns}(t) - V_{n1}(t)} \quad (2.2.8)$$

$$\frac{dV_{n2}(t)}{dt} = \frac{i_{n2}(t) + K_{i2}E_2}{V_{ns}(t) - V_{n2}(t)} \quad (2.2.9)$$

식 (2.2.8)과 (2.2.9)는 종래적인 PRC처럼 Piece wise time 불변분석에 스위칭 주기를 지나면 이것은  $V_{n1}-i_{n1}$ 과  $V_{n2}-i_{n2}$  상태-평면에서 원형의 원호들의 구성인 해를 갖는 1개의 시간 간극에서 보여 준다. 그 식들은

$$[V_{n1}(t) - V_{ns}(t)]^2 + [i_{n1}(t) - K_{i1}E_1(t)]^2 = [V_{i1}]^2 \quad (2.2.10)$$

$$[V_{n2}(t) - V_{ns}(t)]^2 + [i_{n2}(t) - K_{i2}E_2(t)]^2 = [V_{i2}]^2 \quad (2.2.11)$$

$i=1, 2, 3, 4$  이면  $V_{i1}$ 과  $V_{i2}$ 는 반경이다. 이 원호의 중심은 식 (2.2.8)과 (2.2.9)의 특이점으로써 일치한다. 위 컨버터에 대한 안정 상태 궤적을 그림 2.2.5에 나타냈다.

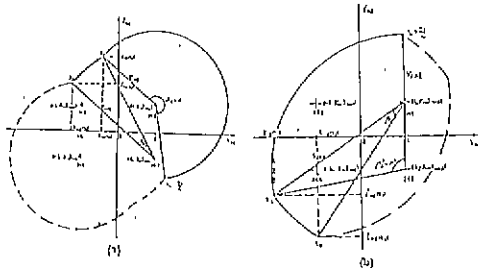


그림 2.2.5 LLC-PRC 안정 상태 궤적  
Fig. 2.2.5 Steady - state trajectory for the LLC-PRC

- a) For  $V_{n1}-i_{n1}$  state - plane
- b) For  $V_{n2}-i_{n2}$  state - plane

### 3. 시스템 설계

본 연구에서 설계 시작한 LLC 병렬 공진형 컨버터의 시스템 회로도들 그림 3에 나타냈다.

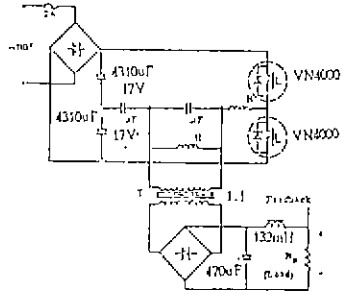


그림 3. LLC 형 PRC의 시스템 회로도  
Fig 3. Simplified circuit scheme of the implemented LLC-type PRC

### 4. 실험 및 결과 고찰

그림 4는 LLC 병렬 및 LC 직렬 공진형 컨버터의 연속 모드에 있어서 인덕터 전류 및 캐패시터 전압의 파형을 나타내며 그림 5는 그림 2.1.6 및 2.2.5에 대한 상태 궤적을 나타낸다.

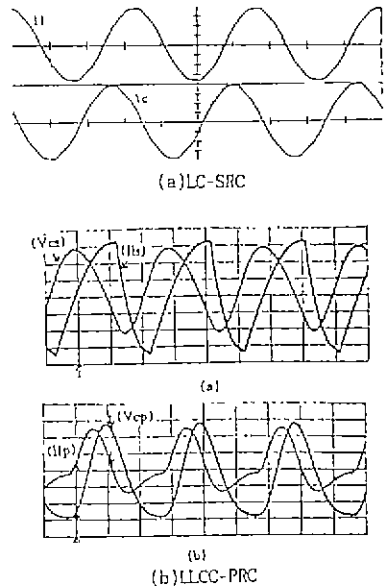
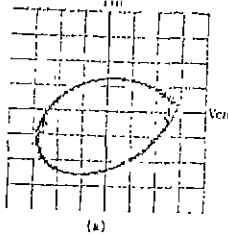
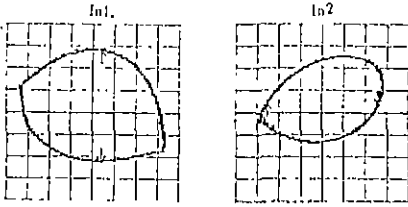


그림 4. 연속 모드에 있어서 인덕터 전류 및 캐패시터 전압의 파형

Fig 4. Experimental wave form of the inductor current and capacitor voltage  
(a)LC-SRC  
ch1:{Xais:20usec/div, Yais:10mVx10/div}(Vc)  
ch2:{Xais:20usec/div, Yais:20mVx10/div}(Ii)  
(b)LLCC-PRC(V1-I1, V2-I2)  
ch1:{Xais:20usec/div, Yais:10mVx10/div}(Vc)  
ch2:{Xais:20usec/div, Yais:50mVx10/div}(Ii)



(a)LC-SRC

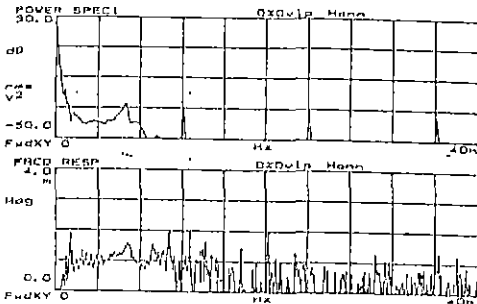


(b)LLCC-PRC

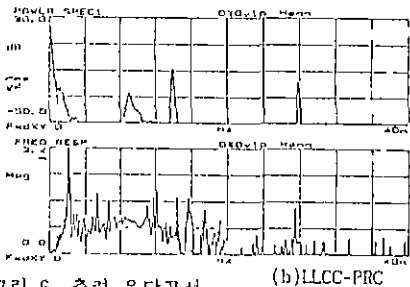
그림 5. 상태 궤적  
Fig 5. state trajectory

(a)LC-SRC (b)LLCC-PRC

그림 6은 컨버터의 출력단에서 주파수에 대한 이득과 잡음 특성을 나타낸다. LLCC-PRC가 LC-SRC보다 이득이 낮고 잡음이 더 작음을 알수있다.



(a)LC-SRC



(b)LLCC-PRC

그림 6. 출력 응답곡선  
Fig.6 Output response curve versus frequency  
(a)LC-SRC (b)LLCC-PRC

5. 결론

본 논문의 결론은 다음과 같다.

1. 상태 궤적에 있어서 LLCC-PRC(V1-I1)가 LC-SRC와 LLCC-PRC(V2-I2)보다 크름 알수있다.
2. 출력단 잡음특성은 LLCC-PRC가 LC-SRC보다 더 우수한 특성을 나타낸다.
3. 각각 두개의 인덕터의 캐패시터의 공진회로의 구성에 의해서 제 권계척이 달라진다.

참고 문헌

1. R. King and T. A. Stuart, "A Normalized model for the Half-Bridge Series Resonant Converter", IEEE Trans AES, vol. 17, no. 2, pp. 190-198, 1981
2. V. Vorperian and S. Cuk, "A Complete DC Analysis of The Series Resonant Converter", IEEE Power Electronics Specialist Conf., pp. 85-100, 1982.
3. C. Q. Lee, "Design of series Resonant Converter with Normalized state Plane Diagram", IEEE Trans. on Aerospace and Electronics Systems, vol. 22, no. 6, pp. 757-763, Nov. 1986
4. Khai D. T. Ngo, "Analysis of A Series Resonant Converter Pulse-width-Modulated or Current-controlled for Low Switching Loss," IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 3, no. 1, pp. 55-63, jan. 1988.
5. J. E. Batarseh, R. Liu, and C. Q. Lee: "State-plane Analysis and Design of Parallel Resonant Converter with LCC-type Commutation." In the Conf. Rec of the 27th SICE Annual Meeting, pp. 831-835, Aug. 2-4, 1988, Narashino, Japan.