

LLC형 병렬 및 직렬 공진 컨버터의 주파수 특성에 관한 연구

*
 최 장근 차 인수 박 해양 이 린현
 동산대학교 동산대학교 광주보건전문대학 동산대학교
 대학원 전기공학과 전산과 전자공학과

A study on the Frequency characteristics of the LLC-type P.R.C and S.R.C

J.G Choi I.S Cha H.A Park K.H Lee
 Dong Shin Dong Shin Kwang JU Dong Shin
 Gra.School Uni. Health junior Co. Uni.

Abstract

By using the state plane approach, the steady state analysis and desing of a high frequency LLC-type series resonant converter and LLC-type parallel resonant converter operating in the continuous conduction mode is presented.

When a LLC-type P.R.C operates above resonant frequency, the switching transistor can be turn off at zero voltage.

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

1. 서론

전자기기 및 항공기에 전력을 안정공급하는 전원부분은 전력을 다루고 있기 때문에 소형 경량화를 요구하고 있다. 스위칭전원은 이 때문에 등장한 전원방식으로써 전원부분에서 손실을 저감하여 소형화에 따른 온도상승을 억제하고 콘덴서, 리액터, 변압기등을 스위칭 주파수를 늘림에 따라 소형화는 물론 저렴화도 꾀하고 있다. [1-2] 그러나 전원의 스위칭 주파수에는 한계가 있어 전원의 소형경량화와 저렴화는 전자기기 본체의 그것에 미치지 못해 전자기기 중에서 전원이 차지하는 무시할수 없는 것으로 되어 왔다. 종래의 방형파 전압전류에 의한 스위칭 컨버터에서는 트랜지스터의 스위치의 스위칭 손실이 증가하기 때문에 컨버터의 효율 저하 및 신뢰성 저하를 초래하게 되어 이에 대한 대책으로 전압 또는 전류를 정현파형으로 하는 공진형 컨버터가 검토되게 되었다. 공진형 컨버터 회로 해석은 R, King은 다이오드의 도통각을 제어 파라미터로 S, Cuk은 스위칭 주파수를 제어 파라미터로 하여 해석하였고 C. Q Lee등은 비선형 특성을 상태 평면법을 적용하였다. 일반적으로 스위치를 내포하는 회로는 비선형, 시변특성을 갖는다.

[3-4] 본 논문에서는 공진주파수는 일정 하나 동작주파수가 변화하므로 상태평면법을 사용하여 회로 해석을 하였고 LLC형 병렬 및 직렬 공진형 컨버터의 정상상태 동작점 주변에서 발생한 미소변동에 관해서는 출력에 대한 제어변수 F_{sn} 의 관계로부터 응답특성을 밝혔고 스위칭 트랜지스터는 영 전압에서 턴오프한다. 시간 영역과 state plane의 분석을 이용하여서 steady state 식등을 제어 특성의 수치계산에서 쉽게 유도될수 있다. 출력 전압 이득의 최대 범위를 얻기위해 스위칭 주파수는 연속 도통 모드에 있어 동작하는 컨버터의 공진주파수를 선택한다. 본 논문에서는 이런 조건하에서 동작하는 컨버터의 performance characteristics을 보여주며 P.W.M 제어를 적용한 LLC형 직렬 및 병렬 공진 컨버터의 주파수 특성을 비교해 보았다.

2.1 LLC형 직렬형 공진형 컨버터

2.1.1 동작 상태 원리

그림 2.1.1에서 연속 도통 모드하에서 동작하는 컨버터는 스위칭 소자 T1/D1과 T2/D2가 이상적이며 스위칭 주기 T_s 를 넘는 50% 듀티 싸이클에서 T1과 T2가 동작 한다고 가정한다. 크기 $\pm V_g$ 와 주기 T_s 를 갖는 $V_i(t)$ 는 방향과 전압원에 등가인 방법에 의해서 스위칭 소자의 효과를 나타낼수 있다. 독립 전압 링크 $V_E(t)$ 에 의해서 출력 정류 회로가 대체 할 수 있도록 C_o 는 충분히 커야한다.

$$V_E(t) = \frac{i_o(t)}{|i_a(t)|} V_o \quad [2.2-1]$$

전압의 극성은 $i_a(t)$ 의 부호에 의존한다. 그림 2.1.1에 대한 LLC-SRC의 등가 회로는 그림 2.1.2에 나타났다.

$V_E(t)$, $V_s(t)$ 에 따른 등가회로는 그림 2.1.3에서 보여준 것처럼 스위칭 주기를 넘는 4개의 선형 회로 모드를 갖는다. 표 1은 모드 변화에 대한 각회로의 모드와 조건등에 있어서 각 스위칭 소자의 도통 상태를 나타낸다.

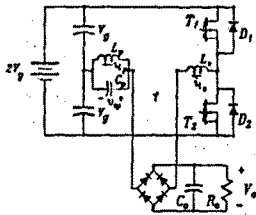


그림 2.1.1 LLC - 형 직렬 공진형 컨버터
Fig 2.1.1 The LLC - type series resonant converter

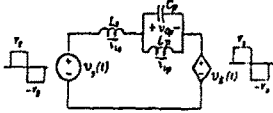


그림 2.1.2 그림 2.1.1에 대한 등가 회로
Fig 2.1.2 The equivalent circuit of Fig 2.1.1

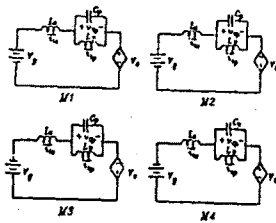


그림 2.1.3 4개의 선형 회로 모드
Fig 2.1.3 The four linear circuit modes

그림 2.1.2에서 Cp와 Lp는 주파수 $\omega_{sp} = \frac{1}{\sqrt{L_p C_p}}$ 에서 전달

영점을 갖는다.

컨버터 등가회로의 자연 공진 주파수는 전달 극점이 ω_o 에

서 일어나고 $\omega_{op} < \omega_o$ 이고 $\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_s C_p}}$ 와

$L_s = (L_s L_p) / (L_s + L_p)$ 이다. ω_{op} 을 ω_o 에 가까이 설계하면 ω_{op} 과 ω_o 사이의 회로의 전달 특성은 더욱 첨예화 되며 컨버터에 대해 더욱 혼돈스러운 제어 특성의 결과를 갖게 된다. 그래서 컨버터의 제어 특성은 ω_{op} / ω_o 와 L_s / L_p 의 비의 선택에 의해서 적당히 항상 시킬수 있다.

표 2.1
Table 2.1

Mode	Switches ON	Sing of the Rectifier current	$V_s(t)$	$V_L(t)$
M1	T1	$i_{is}(t) > 0$	+Vg	+Vo
M2	T1/D1	$i_{is}(t) < 0$	+Vg	-Vo
M3	T2	$i_{is}(t) < 0$	-Vg	-Vo
M4	T2/D2	$i_{is}(t) > 0$	-Vg	+Vo

컨버터의 연속 상태 응답은 그림 2.1.2의 등가 회로로 부터 얻을수 있다.

등가 회로에 대한 상태 방정식은

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_b \\ i_p \\ v_{cp} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_p} \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_p} \\ \frac{1}{C_p} & -\frac{1}{C_p} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_b \\ i_p \\ v_{cp} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_p} & -\frac{1}{L_p} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_s(t) \\ v_L(t) \end{bmatrix} \quad [2.1-2]$$

방정식 [2.2-2]는 종래적인 회로 집근으로써는 풀기 어려운 비선형 전압 쌍극을 갖는 3차 계통을 나타낸다. 그렇지만 이것은 다음 상태 변형에 의해서 [2.2-3]식을 얻는다.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_b \\ \dot{i}_p \\ \dot{V}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_b \\ i_p \\ v_{cp} \end{bmatrix} \quad [2.1-3]$$

연속 상태 응답이 2차원적인 상태 평면도에 의해서 나타낼수 있게 하려면 새로운 상태변수 V_c 와 i_b 은 i_p 로부터 재 결합 할 수 있다. 방정식[2.1.3]을 방정식 [2.1.2]에 대입 하면 i_p 과 v_c 의 항에 있어서 상태 방정식은

$$\frac{d}{dt} i_b = \frac{1}{L_p} \left[\left(1 - \left(\frac{\omega_{op}}{\omega_o} \right)^2 \right) (v_s(t) - v_L(t)) - V_c \right] \quad [2.1.4]$$

$$\frac{d}{dt} V_c = \frac{1}{C_p} i_b \quad [2.1.5]$$

V_g 와 V_g/Z_o 에 의해서 모든 전압 전류의 정규화는 상태 평면 방정식은 다음과 같다.

$$\frac{V_{NC}}{i_{NE}} = \frac{i_{NE}}{V_{NS} - V_{NE} - V_{NC}} \quad [2.1.6]$$

$$V_{NS} = \left[1 - \left(\frac{\omega_{op}}{\omega_o} \right)^2 \right] \frac{V_s(t)}{V_g} \quad \text{와} \quad V_{NE} = \left[1 - \left(\frac{\omega_{op}}{\omega_o} \right)^2 \right] \frac{V_L(t)}{V_g}$$

[2.1.7]

컨버터가 연속 도통 보드에 있어서 동작 할때 방정식[2.1.6]의 연속 상태 방정식은 다음 방정식에 의해 해석되는 - 스위칭 주기 T_s 를 넘는 $v_{nc} - i_{ni}$ 평면에 있어서 4개의 원호로서 구성 된다.

$i_{NE}^2 + (V_{NS} - V_{NE} - V_{NC})^2 = V_{NC}^2$ ($t_{i-1} \leq t \leq t_i$ ($i=1, 2, 3, 4$))와 V_{ni} 는 경계 조건으로부터 결정되는 반경이다. 이런 원호의 중심은 $V_s(t)$ 의 값과 $i_{is}(t)$ 의 부호에 의해서 결정되며 또한 $V_{ng} = 1 - (\omega_{op}/\omega_o)^2$, $V_{no} = [1 - (\omega_{op}/\omega_o)^2] V_g$ $m = V_g/V_o$ 인 컨버터 이득 곳에서 $(V_{ng} - V_{no}, 0)$, $(V_{ng} + V_{no}, 0)$, $(-V_{ng} + V_{no}, 0)$, $(-V_{ng} - V_{no}, 0)$ 에 위치하게 된다. 컨버터의 2.1.4에 나타낸다.

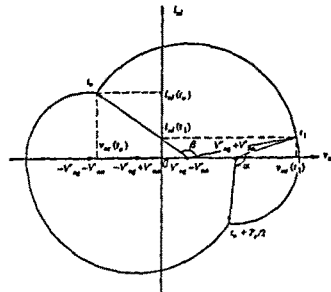


그림 2.1.4 LLC - 형 SRC의 상태 평면도

Fig 2.1.4 Typical state-plane diagram of the LLC-type SRC

2.2 LLC형 병렬 공진 컨버터

그림 2.2.1은 이상적인 Half-bridge LLC형 P.R.C 회로도를 나타낸다. Diode-TR D_1/T_1 과 D_2/T_2 는 이상적이며 스위칭 주기 T_s 에 의해 50% 듀티비에서 동작하는 양방향 스위칭쌍으로써 동작한다.

그림 2.2.2는 LLC형 P.R.C의 등가 회로를 나타내며 출력단 평활회로의 인덕터 L은 공진 주기를 보장하기 위해서 커야하기 때문에 출력 전류 i_o 는 일정한 것으로 가정한다. 전압 V_{cp} 가 (+), (-)에 따라 sink전류 i_{is} 은 $+i_o, -i_o$ 의해서 전류단자에서 출력 회로를 대체할 수 있다.

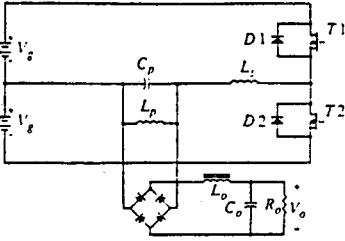


그림 2.2.1 반 브릿지 LLC-형 병렬 공진 컨버터
Fig 2.2.1 The half-bridge LLC-type P.R.C

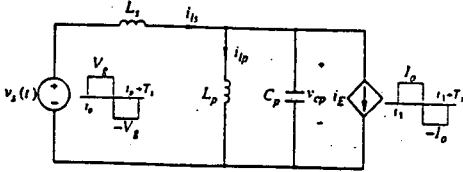


그림 2.2.2 LLC형 PRC의 동가 회로도
Fig 2.2.2 The equivalent circuit of LLC-type PRC

그림 2.2.3에서는 컨버터의 연속 도통 모드에 대한 4가지 토폴로지를 나타냈고 그림 2.2.4는 연속도통모드에 있어서 LLC형 병렬공진형 컨버터의 전류와 전압파형을 나타냈다.

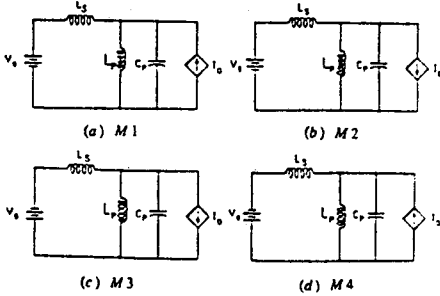


그림 2.2.3 토폴로지 회로 모드
Fig. 2.2.3 Topological circuit modes

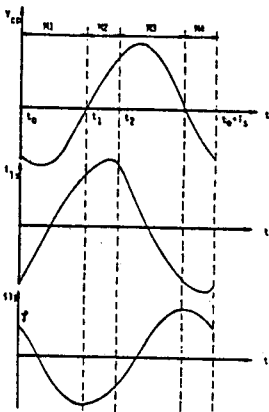


그림 2.2.4 연속 도통모드에서 LLC형 병렬공진 컨버터의 전류 전압 파형
Fig 2.2.4 Typical waveforms of i_{Lp} , i_{Ls} , V_s for the LLC-type P.R.C operated in continuous conduction mode

그림 2.2.1, 2.2.2에서 T_1 이 오픈이고 T_2 가 t_0 이전에 non-zero 전류로 켜 온이다. $t=t_0$ 에서는 T_1 은 턴 온 T_2 는 턴 오픈이다. 이 때 인덕터 전류 i_{Ls} 는 연속성 때문에 diode D_1 은 전류를 흐르게끔 도통한다.

$t_2 = t_0 + T_s/2$ 에서 T_1 은 강제적으로 턴 오픈하고 D_2 는 연속 전류 i_{Ls} 로 켜 도통한다. t_2 에서 $t_0 + T_s$ 까지의 동작을 t_0 에서 $t_0 + T_s/2$ 와 비슷하다. 스위칭 소자(MOSFET일때) T_1 과 T_2 는 drain-source를 가로지르는 전압을 무시할 수 있기 때문에 t_0 와 t_2 에서 강제적으로 턴 오픈한다. 그러므로 턴 오픈 스위칭 손실이 줄어들고 diode D_1 이나 D_2 가 T_1 혹은 T_2 에 처음으로 i_{Ls} 를 흘려 턴 온하면 T_1 이나 T_2 에서 턴 온 손실이 또한 줄어든다.

표 11는 그림 2.2.3의 도통모드에 대한 필요 충분 조건을 나타낸다.

TABLE II

Mode	Switches on	Sign of the Rectified Voltage	$v_s(t)$	$i_g(t)$
M1	D1/T1	$v_{cp}(t) < 0$	$+V_g$	$-I_o$
M2	T1	$v_{cp}(t) > 0$	$+V_g$	$+I_o$
M3	D2/T2	$i_{cp}(t) > 0$	$-V_g$	$+I_o$
M4	T2	$v_{cp}(t) < 0$	$-V_g$	$-I_o$

그림 2.2.2에 대한 전류 전압 미분방정식은 식(2.2.1)로 나타낸다.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} i_{Ls}(t) &= \frac{1}{L_s} [V_g(t) - v_{cp}(t)] \\ \frac{d}{dt} i_{Lp}(t) &= \frac{1}{L_p} v_{cp}(t) \\ \frac{d}{dt} v_{cp}(t) &= \frac{1}{C_p} [i_{Ls}(t)r - i_{Lp}(t) - i_E(t)] \end{aligned} \quad (2.2.1)$$

식 (2.2.1)에 대한 상태 방정식은 식 (2.2.2)로 주어진다.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Ls}(t) \\ i_{Lp}(t) \\ v_{cp}(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_p} \\ \frac{1}{C_p} & -\frac{1}{C_p} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Ls}(t) \\ i_{Lp}(t) \\ v_{cp}(t) \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_p} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_s(t) \\ i_E(t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.2.2)$$

$$\begin{bmatrix} i_L \\ i_p \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Ls} \\ i_{Lp} \\ v_{cp} \end{bmatrix} \quad (2.2.3)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} i_L(t) &= -\frac{1}{L} v_c(t) - \frac{1}{L_p} v(t) \\ \frac{d}{dt} v_c(t) &= -\frac{1}{C_p} i_L(t) - \frac{1}{C_p} i_E(t) \end{aligned} \quad (2.2.4)$$

(윗 식에서 $L \equiv (L_s L_p)/(L_s + L_p)$, $Z \equiv \sqrt{L/C_p}$)

($i_E = \frac{V_{cp}(t)}{|V_{cp}(t)|} I_o$, $\omega_o \equiv \sqrt{1/LC_p}$, $\omega_{cp} \equiv \sqrt{1/L_p C_p}$ 이다.)

모든 전압과 전류를 정규화 시키면 식(2.2.5)와 같은 상태 궤적 식이 된다.

$$(V_{nc} - V_{nsl})^2 + (i_{nL} - i_{nE1})^2 = V_{nsl}^2 \quad (2.2.5)$$

그림 2.2.5는 식(2.2.5)에 대한 steady state 궤적을 나타낸다.

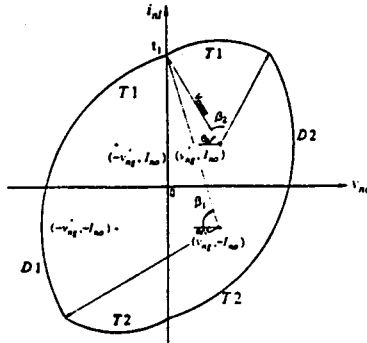


그림 2.2.5 PRC-LLC에 대한 steady state 궤적
Fig 2.2.5 Typical steady state trajectory for the P.R.C

그림 2.2.5로부터 컨버터이득은 식 (2.2.6)으로 주어진다.

$$M = \frac{V_o}{V_g} = \frac{2}{T_s} \int_{t_0}^{t_0+T_s/2} |V_{nc}| dt$$

$$= \left[1 - \left(\frac{\omega_{op}}{\omega_0} \right)^2 \right] \left[(\gamma - 2\beta_1) + \frac{2i_{nL}(t)}{1 - (\omega_{op}/\omega_0)^2} \right] \quad (2.2.6)$$

3. 시스템 설계

본 연구에서 설계시작한 LLC형 병렬 공진형 컨버터의 시스템 회로도를 그림 3에 나타냈다.

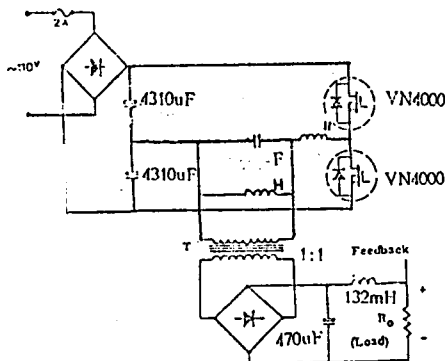
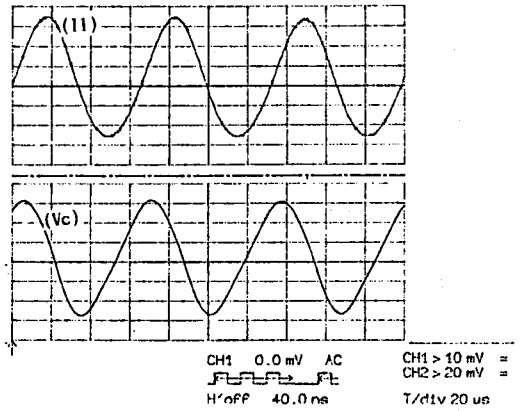


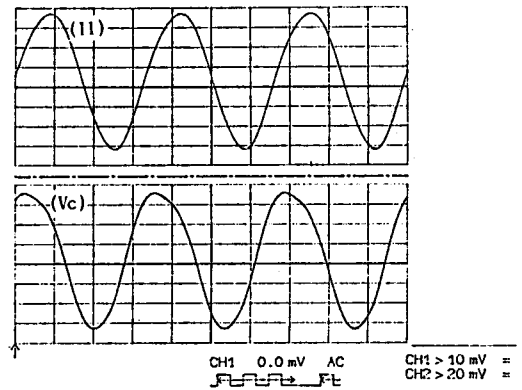
그림 3. LLC 형 PRC의 시스템 회로도
Fig3. Simplified circuit scheme of the implemented LLC-type PRC

4. 실험 및 결과 고찰

그림 4는 LLC형 직렬 및 병렬 공진형 컨버터의 연속모드에 있어서 인덕터 전류 및 캐패시터 전압파형을 나타내며 그림 5는 2.1.4과 2.2.5의 상태평면도를 나타냈다. 그림에서 볼수있듯이 LLC형 병렬형이 직렬형보다 더 큰 상태궤적을 그리고있다.



(a) LLC-S.R.C



(b) LLC-P.R.C

그림 4. 인덕터 전류 및 캐패시터 전압 파형
Fig 4. Experimental waveform of the Inductor current and Capacitor voltage

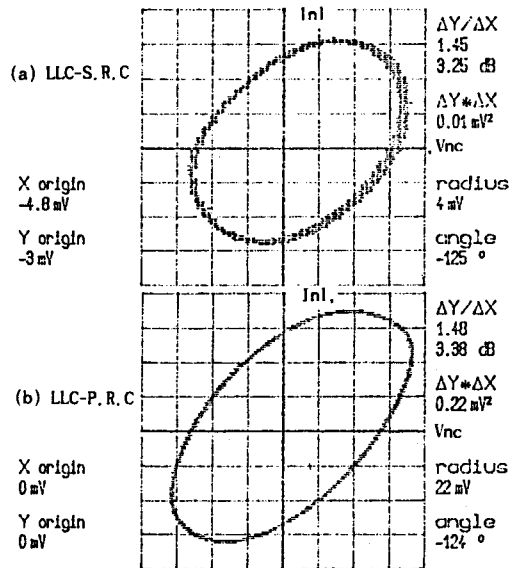
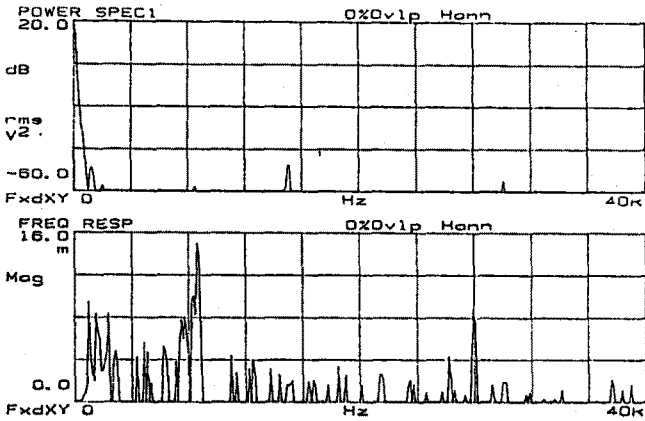


그림 5. 상태 궤적
Fig5. state trajectory

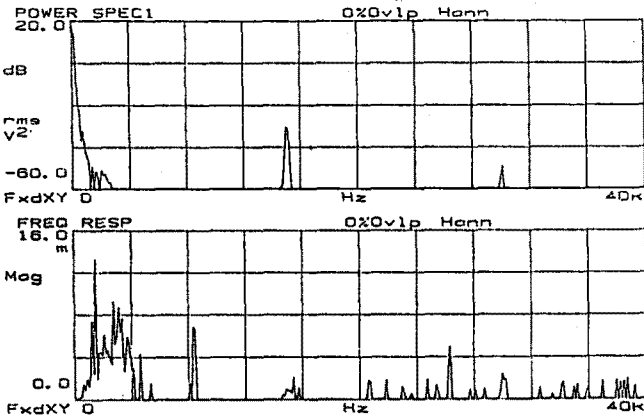
그림6은컨버터의 출력단에서 주파수에대한 이득을 나타냈다.LLC 병렬형이 직렬형보다 출력단에서 더 적은 즉 더 바람직한 출력특성을 얻었다.

3. C.Q.Lee and K.Siri, "Analysis and 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.

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.
R.Liu and C.Q.Lee, "The LLC-type Series Resonant Converter - Variable Switching Frequency Control," Proceedings of IEEE 32nd Midwest Symposium on Circuit and Systems, pp. 509-512, Urbana, IL, August 1989.



(a) LLC-S.R.C



(b) LLC-P.R.C

그림 6. 주파수에 대한 출력응답 곡선
Fig 6.output response curve versus Frequency

5. 결론

본논문의 결론은 다음과 같다.

LLC형 병렬 공진형 컨버터가 직렬형 공진형 컨버터보다

- 1.상태궤적에 있어서 더큰 타원으로써 나타난다
- 2.스트레스 요소가 줄어들기 때문에 출력단에서 더우수한 특성을 얻는다.
- 3.구성최도 때문에 출력에 대한 이득은 더크다.

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.