

하프 브릿지 병렬-직렬 공진형 컨버터의 주파수 특성에 관한 연구
 A study on the Frequency Characteristic of the HBPSRC

*
 차 인수 동신대
 박 해안 조선대

(ABSTRACT)

By using the state plane approach, the steady state analysis and design of a half bridge parallel-series (LLC-type) resonant converter (HBPSRC) operating in the continuous conduction mode is presented

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

Based on this analysis, a set of steady state characteristic waves for HBPSRC is presented

A simple design procedure is given and design example for a 100watts, 30KHz HBPSRC is presented for illustrative purposes.

1. 서론

고주파 dc-to-dc 공진컨버터는 상업용, 산업용 그리고 항공용으로 넓은 분야에서 스위칭 전력 공급에 있어서 이용이 점차 증가되고 있다. 이러한 컨버터는 자연전류를 채용한 고주파에서 동작되므로 뚜렷한 잇점을 갖는다. 잇점은 보다 적은 사이즈와 무게, 적은 스위칭손실, 낮은 고조파, 보다 높은 변환율을 갖는다.

이러한 잇점에있어서 dc-to-dc 공진컨버터에 대한 모델링, 분석, 설계에 있어 관심이 증가되고 있다. 정현파 전압과 전류 파형을 얻기 위해서 L-C 탱크회로는 dc-to-dc 컨버터에 있어서 공진에 이용된다. 가장 인기있는 점은 직렬공진과 병렬공진 컨버터이다.

직렬공진 컨버터는 출력전압 일정성이 나쁘다. 이것은 적은 부하 일정성의 문제가 종래의 SRC(직렬 공진컨버터)의 공진 캐패시터를 병렬로, 추가적으로 인덕터에 연결함으로써 줄어든다. [1]-(5)

이러한 컨버터를 LLC형 직렬공진형 컨버터라한다. 이 논문 에 있어서는 LLC 컨버터를 병렬-직렬공진 컨버터라한다.

종래의 SRC는 상태변수 [6]의 적당한 변형에 의해서 2차원

state-plane 다이어그램의 수단으로 분석될 수 있다.

이런 분석에 기초하여 특성곡선은 종래 SRC에 비해서 제어 특성과 요소의 스트레스를 더욱 향상시키는 새로운 컨버터를 보여준다.

이런 곡선에 기초하여 HBPSRC에 대한 설계절차는 형성된다.

2. 회로 구성 및 원리

2.1 LLC형 병렬-직렬형 공진 컨버터 회로

그림 1은 HBPSRC의 회로를 보여준다.

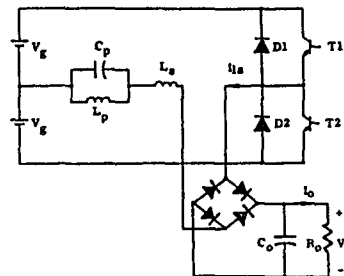


그림1. 반브릿지 병렬-직렬공진 컨버터

Fig1. Half bridge Parallel-Series Resonant converter

그림2는 그림 1에 대한 등가회로도 나타낸다.

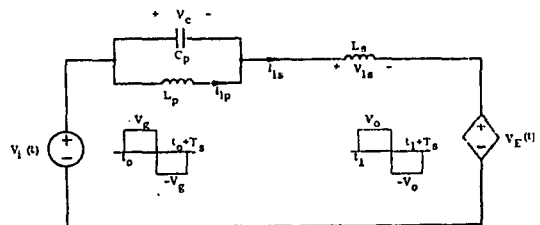


그림2. 그림 1의 등가 회로도

Fig2. The equivalent circuit of Fig1

2.2 steady-state 분석

HBPSRC의 steady-state 분석은 다음과 같은 조건들을 설정한다.

- 1) 스위칭 디바이스 T_1, D_1, T_2, D_2 는 이상적이고 T_1 과 T_2 는 스위칭 주기 50% 듀티 사이클에서 스위칭한다.
- 2) 출력필터 캐패시터 C_p 의 용량은 출력전압 V_o 가 일정한 것으로 생각되기 위해서는 충분히 커야한다.
- 3) 컨버터 회로는 무손실이다.

그림 2에서 캐패시터 C_p 와 인덕터 L_p 는 주파수

$$\omega_{0p} = \frac{1}{\sqrt{L_p C_p}}$$

에서 전달함수 영점을 나타낸다.

회로의 자연 공진주파수 — 전달함수 극점 주파수인 —

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_p C_p}}$$

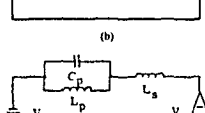
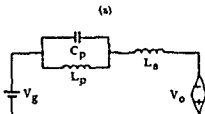
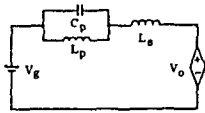
와 $L = \frac{(L_p L_o)}{L_p + L_o}$ 인 곳에서 $\omega_{0p} < \omega_0$ 인 곳에서

발생한다. ω_{0p} 를 ω_0 에 근접시키면 ω_{0p} 와 ω_0 사이 회로의 전달특성은 더욱 예리하게 되며 컨버터의 더욱 급작스런 제어특성의 결과를 나타낸다. 그래서 컨버터의 제어특성은 ω_{0p}/ω_0 이거나 L_o/L_p 의 적당한 비에 의해서 향상될 수 있다.

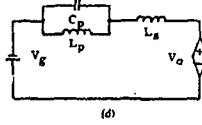
첫번째 가정에서 입력 전압원상에 스위칭 소자의 효과는 크기 $\pm V_g$ 와 주기 T_s 를 갖는 등가 구형파 전압원 $V_1(t)$ 에 의해서 대체할 수 있다. 출력 정류회로는 두번째 가정의해 저압원 $V_E(t)$ 에 의해서 대체할 수 있다. $V_E(t)$ 의 전압 특성은 다음 방정식으로써 결정되는 공진 인덕터 전류 $i_{Lp}(t)$ 의 부호에 의존한다.

$$V_E(t) = \frac{i_{Lp}(t)}{|i_{Lp}(t)|} V_o \quad (1)$$

$V_E(t)$ 와 $V_1(t)$ 의 값에 의존하여 그림 3에서 보여준 것처럼 그림 2의 등가회로에서 4개의 토폴로지 회로가 존재한다. 표1은 각 회로모드와 모드변화의 조건에 있어서 각 스위칭 디바이스의 조건을 보여준다.



(c)



(d)

그림3. 4개의 선형 회로모드

Fig3 The four linear circuit modes

- a) $M_1 : t_0 \leq t < t_1$
- b) $M_2 : t_1 \leq t < t_2$
- c) $M_3 : t_2 < t_3$
- d) $M_4 : t_3 \leq t < t_0 + T_s$

컨버터의 steady-state 응답은 그림 2의 등가회로로부터 유도된다. 등가회로에 대한 상태방정식은 다음과 같이 주어진다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Lp} \\ V_{cp} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1/C_p & -1/C_p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lp} \\ V_{cp} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_p & -1/L_p \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1(t) \\ V_E(t) \end{bmatrix} \quad (2)$$

식 (2)는 제라적 회로 접근에 의해 풀기가 어려운 전압원에 비 표1 각 회로모드에서 스위칭 디바이스의 상태조건

Table 1 Conduction State of Switching Device in Each

Mode	Switches ON	Sign of the Resonant current	$V_1(t)$	$V_E(t)$
M_1	T_1	$i_{Lp}(t) > 0$	$+V_g$	$+V_o$
M_2	D_1	$i_{Lp}(t) < 0$	$+V_g$	$-V_o$
M_3	T_2	$i_{Lp}(t) < 0$	$-V_g$	$-V_o$
M_4	D_2	$i_{Lp}(t) > 0$	$-V_g$	$+V_o$

다음과 같은 상태변환에 의해서

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lp} \\ V_{cp} \end{bmatrix} \quad (3)$$

새로운 상태변수 V_c 와 i_1 은 이차원 상태평면 다이어그램에 의해서 Steady-상태응답을 나타내기 위해서 i_o 로부터 재결합한다.

(3)을 식 (2)에 대입하면 i_1 와 V_c 의 상태방정식은

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{1}{L_p} \left[\left(1 - \left[\frac{\omega_{0p}}{\omega_0} \right]^2 \right) V_1(t) - V_E(t) \right] - V_c \quad (4)$$

$$\frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{C_p} i_1 \quad (5)$$

모든 전압과 전류는 $Z_0 = \sqrt{L_p/C_p}$ 이곳에서 V_g 와 V_g/Z_0 를 정규화한다. 정규화 상태평면 방정식은 다음과 같이 유도된다.

$$\frac{dV_{nc}}{di_{nt}} = \frac{i_{nt}}{V_{nt} - V_{nc} - V_c} \quad (6)$$

$$V_{nt} = \left[1 - \left[\frac{\omega_{0p}}{\omega_0} \right]^2 \right] \frac{V_1(t)}{V_g} \quad (7)$$

$$V_{nt} = \left[1 - \left[\frac{\omega_{0p}}{\omega_0} \right]^2 \right] \frac{V_E(t)}{V_g} \quad (8)$$

윗식에서 n 은 정규화를 나타낸다.

steady-상태조건 아래서 식 (6)의 해는 스위칭 주기 T_s 를 넘는 $V_{nc}-i_{nl}$ 평면에서 4개의 원주호로써 나타난다.

$V_i(t)$ 값과 $i_{nl}(t)$ 의 부호는 원호의 中心에 따라 의존하며
 ($V_{rn}-V_{r0}, 0$) ($V_{rn}+V_{r0}, 0$) ($-V_{rn}+V_{r0}, 0$) ($-V_{rn}-V_{r0}, 0$)

$V_{rn} \equiv 1-(\omega_{cp}/\omega_0)^2$ $V_{r0} \equiv [1-(\omega_{cp}/\omega_0)^2]M M \equiv V_0/V_g$ 이며 컨버터 이득이다. 한주기를 지나서 식 (6)의 해는

$$i_{nl}^2 + (V_{rn} - V_{r0} - V_{nc})^2 = V_{rnl}^2 \quad t_0 \leq t < t_1 \quad (9)$$

$$i_{nl}^2 + (V_{rn} + V_{r0} - V_{nc})^2 = V_{rnl}^2 \quad t_1 \leq t < t_2 \quad (10)$$

$$i_{nl}^2 + (-V_{rn} + V_{r0} - V_{nc})^2 = V_{rnl}^2 \quad t_2 \leq t < t_3 \quad (11)$$

$$i_{nl}^2 + (-V_{rn} - V_{r0} - V_{nc})^2 = V_{rnl}^2 \quad t_3 \leq t < t_0 + T_s \quad (12)$$

$$V_{rnl}^2 = V_{rns}^2 = i_{nl}^2(t_0) + [V_{rn} - V_{r0} - V_{nc}(t_0)]^2 \quad (13)$$

$$V_{rnl}^2 = V_{rnl}^2 [V_{r0} - V_{nc}(t_1)]^2 \quad (14)$$

t_0 는 초기시간이며 t_1 은 $i_{nl}=0$ 일때 시간이다. 식 (6)의 steady state 해는 그림 4에서 보여줄 것처럼 state-plane 다이어그램에 의해서 나타난다.

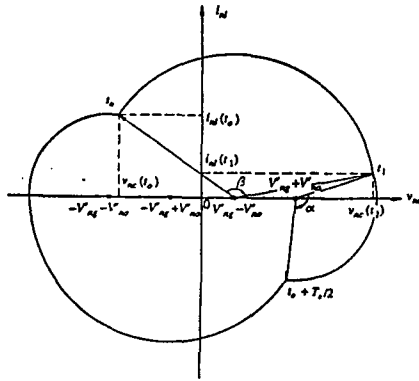


그림4 HBPSRC에 대한 상태평면 다이어그램
 Fig4 Typical state-plane diagram for the Half bridge parallel-series resonant converter

그림 4에서 상태평면에 기초를 두어서 출력과 입력전류의 정규화에 대한 다음식을 유도할 수 있다.

$$I_{rps} = \frac{2}{T_s \omega} \int_0^{T_s/2} |i_{nl}(t)| dt = \frac{2}{\gamma} [1 - (\omega_{cp}/\omega_0)^2] \times [V_{nc}(t_1) - \frac{\alpha\beta}{2} (\omega_{cp}/\omega_0)] \quad (15)$$

$$I_{no} = \frac{2}{T_s \omega} \int_0^{T_s/2} i_{nl}(t) dt = \frac{2}{\gamma} [1 - (\omega_{cp}/\omega_0)^2] \times [V_{nc}(t_0) - \frac{\alpha\beta}{2} (\omega_{cp}/\omega_0)] \quad (16)$$

$\gamma = \omega_0(T_s/2) = \pi(f_0/f_n) = \pi/f_{ns} = \beta + \alpha$
 β 와 α 는 T_1 과 D_1 도통각이다. 컨버터회로에 있어서 무손실이라고 가정하여 에너지 보존의 법칙에 의해서 $I_0 V_0 = I_g V_g$ 에 의해서

$$M = \frac{V_{nc}(t_0)}{V_{nc}(t_1)} \quad (17)$$

I_{no}, I_{rps} 와 M 처럼 컨버터의 완전한 응답은 state-plane 다이어그램을 얻었던 앞 방정식에서 결정될 수 있다.

3. 시스템 설계

본 연구에서 설계 시작한 HBPSRC의 시스템회로도를 그림5에 나타냈다.

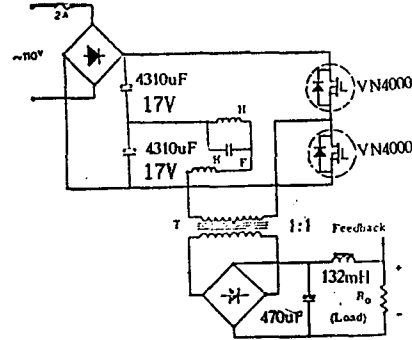
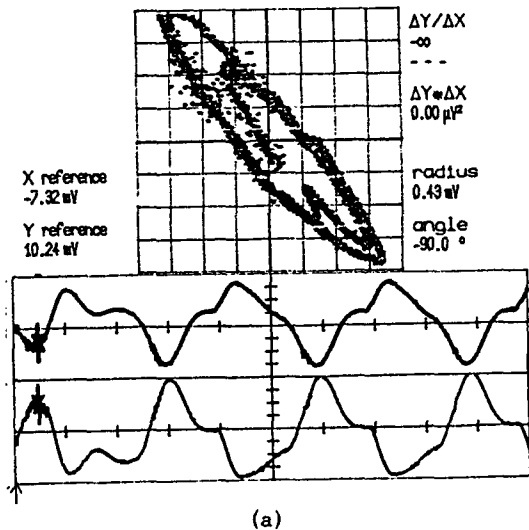


그림5.HBPSRC의 회로도
 Fig5.Simplified circuit scheme of the implemented HBPSRC

4. 실험 및 결과 고찰

그림 6은 주파수 변환에 따르는 공진인버터 전류 및 커패시터 전압의 파형과 이에따른 상태선도를 나타낸다. 그림 7은 주파수 변환에 따르는 공진탱크의 주파수 응답을 나타낸다.그림 8은 컨버터 출력단에 있어서 응답 특성을 나타낸다.

이상에서 볼때 스위칭 주파수와 공진 주파수 비가 1에 가까울때 가장원하고저하는 파형과 제반 특성 등을 얻었다.



(a)

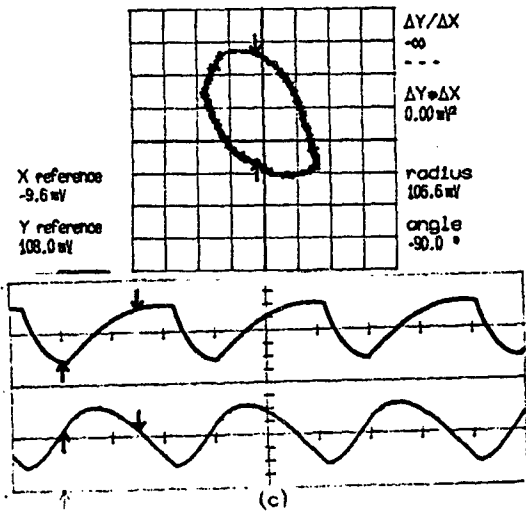
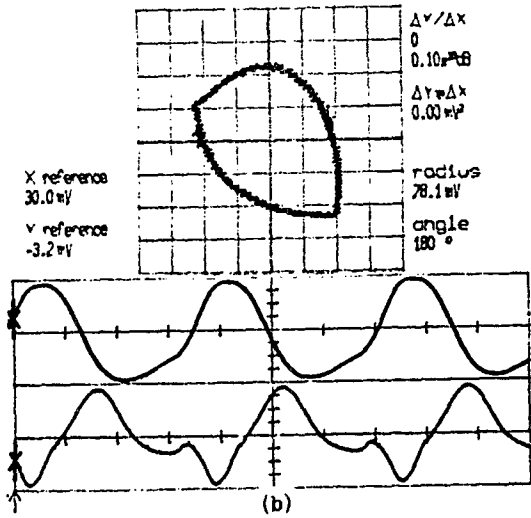


그림6. 주파수 변환에 따른 인덕터 전류 및 커패시터 전압파형 및 상태선도
 Fig8. Experimental waveform of the Inductor current and Capacitor voltage, state diagram at change of Frequency

- (a) Fsn=0.5
 ch1: (Xais:20usec/div, Yais:50mVx10/div)(Vc)
 ch2: (Xais:20usec/div, Yais:5mVx10/div)(IL)
- (b) Fsn=1.0
 ch1: (Xais:20usec/div, Yais:20mVx10/div)(Vc)
 ch2: (Xais:20usec/div, Yais:20mVx10/div)(IL)
- (c) Fsn=1.5
 ch1: (Xais:20usec/div, Yais:20mVx10/div)(Vc)
 ch2: (Xais:20usec/div, Yais:20mVx10/div)(IL)

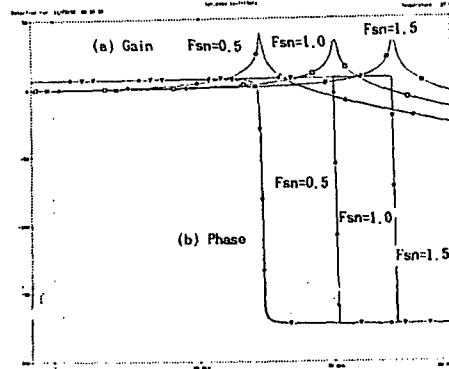
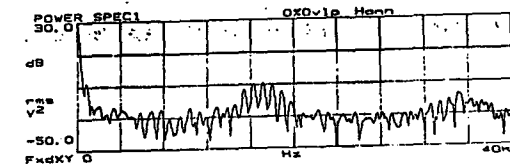
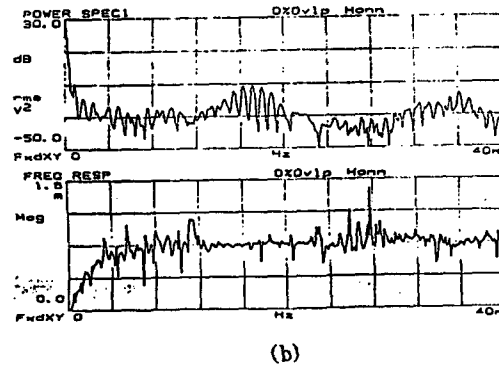
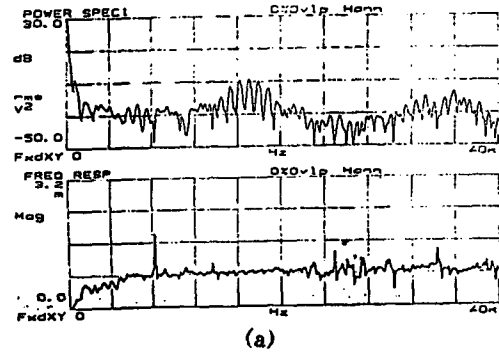


그림7. 주파수 응답 곡선
 Fig7. Frequency response curve



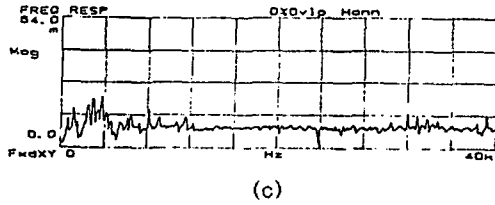


그림8. 출력 응답 특성

Fig8. The Characteristic of output response

(a) Fsn=0.5 (b) Fsn=1.0 (c) Fsn=1.5

5. 결 론

본 논문의 결론은 다음과 같다.

스위칭 주파수와 공진주파수 비가 1에 가까울수록

1. 인덕터 전류와 캐패시터 전압의 파형이 정현파에 가까워진다.
2. 상태선도의 반경이 증가 함으로 안정함을 볼수 있다.
3. 주파수 대역폭과 공진첨두치에 있어서 비교적 안정한값을 가진다.

참 고 문 헌

[1] V. Vorperian and S. Cuk, "A complete dc analysis of the series resonant converter," in Proc. IEEE-PESC'82, 1982

[2] C. Q. Lee and K. Siri, "Analysis and design of series resonant converter by state plane diagram," IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol. AES-22, no. 6, pp. 757-763, Nov. 1986.

[3] K. D. T. Ngo, "Analysis of series resonant converter pulsewidth-modulated or current-controlled for low switching loss," IEEE Trans. PowerElectron., vol. PE-3, NO1, pp. 55-63, Jan. 1988.

[4] S. Kim, "Non-linear inductor controlled series resonant converter with clamping diodes," M.S. thesis, University of Illinois at Chicago, June 1988.

[5] F. S. Tasi and F. C. Lee, "A complete dc characterization of a constant-frequency, clamped-mode, series resonant converter," in Proc. IEEE-PSEC'88, 1988.

[6] C. Q. Lee, R. Liu, and I. Batarseh, "Analysis and design of parallel resonant converter with LLC-type commutation," IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol. 25, no. 6, pp. 844-847, Nov. 1989.

(7) 차 인 수 외 2인, "LLC-형 병렬 공진형 컨버터의 주파수 특성에 관한 연구," 한국통신학회 하계종합학술발표회 논문집. pp 568-573, 1992