論文 3～4～3

스위칭전원의 안정도 향상에 관한 연구
-고주파 직렬공진형 컨버터를 중심으로-

A Study on the Stability Improvement of the Switching Power Supplies – Case of the High Frequency Series Resonant Converter

李 允 鍾* 金 能 秀**

Yun Jong Lee,* Neung Soo Kim**

ABSTRACT

Conventional pwm switching power supply have the disadvantage some aspects of size, light weight, noise and system stability. High frequency Series Resonant Converter (SRC), described in this paper, almost improve above disadvantages.

We use the state plane technique as analysis method. This technique is powerful tool which can clearly analyze the peak stress of the state variables inside the converter. Here, we can define each operation mode from frequency ratio Fsn, switching frequency to resonant frequency, and we analyze the output performance in each operation mode. To verify the theoretical analysis, we compose the actual converter, and the experimental results are compared with analysis.

Ⅰ. 서 론

최근 정보산업의 발달로 정보처리장치를 중심으로 한 산업용 기기의 고밀도 복잡화에 따라 속응성 및 신뢰성이 우수하고, 소형·경량이며 전력밀도가 높은 직류안정화전원시스템의 개발이 요구되고 있다. 이 전원시스템기술은 현재 스위칭모드형 컨버터가 일반화되어 있으나, 이러한 형태의 컨버터에서는 온오프시의 스위칭손실이 크고, 전류의변화비율(di/dt)및 부유인덕턴스

* 正會員 : 漢陽大 工大 電氣工學科
** 正會員 : 漢陽大 工大 電氣工學科

등에 따른 서어지전압의 발생이 시스템의 안정성을 저해하는 문제점으로 되어왔다.

따라서, 이러한 문제점을 개선하기 위해 Schwartz 등은 공진회로를 이용하여 컨버터 회로에서 0전류 스위칭동작을 가능하게 함으로써 컨버터회로의 신뢰성을 향상하게 되었다.

근년 공진형컨버터에 관한 이론적인 해석으로 R.J.King은 다이오드의 도통각을 제어파라미터로 하여 해석[1]하였으나, 부하변동에 따른 출력단에서의 양호한 DC특성을 얻기위한 폭넓은 해석이 어렵다. 그리고 S.Cûk은 제어파라미터로서 스위칭주파수를 사용하고 있으나,[2)4)6)] 해석이 매우 복잡할 뿐 아니라 회로동작시 스위칭 소자가 수회 도통함을 고려하고 있어 실제적이지 못하고 해석시 보다 복잡한 수치해석법이 필요하게 되는 단점이 있다.

이러한 단점을 개선하기 위해 C.Q.Lee는 비선형특성을 이용한 직렬공진형 컨버터 (Series Resonant Converter: SRC)의 해석에 상태평면법[3),5)]을 적용하여 보다 쉽게 SRC를 해석하는 방법을 제시하고 있으나, 극히 제한된 주파수영역 ($\frac{1}{2}<Fsn<1$)에 대해서만 해석을 하고 있다.

본 연구에서는 직렬공진형컨버터 해석시 상태평면법을 적용하여 컨버터내부의 상태변수 (i_L, V_C)에 대한 위상평면궤적으로 부터 회로에 가해지는 스트레스를 예측 가능하도록 하였으며 동작가능한 전 영역에 대해서 정상상태특성을 행하고 이를 실험결과와 비교함으로써 본 해석법의 타당성을 입증하고 있다.

Ⅱ. 회로구성과 동작모드

Ⅱ-1. 회로구성

Fig.1은 본 논문에서 검토하는 고주파 스위칭 DC-DC컨버터의 회로구성도이다. 이 회로에서 에너지변환방식으로는 공급전원을 2분할하는 Half-Bridge형 고주파 동작의 직렬공진 컨버터를 이용하고 있다.

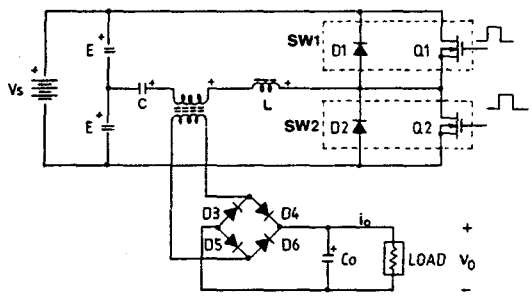

Fig. 1. Basic Schematic of a SRC.

Fig에서 트랜지스터 Q_1과 다이오드 D_1은 쌍방향스위치 SW_1, Q_2와 D_2는 또다른 쌍방향스위치 SW_2를 형성한다. 그리고 인덕터 L과 커패시터 C는 공진탱크회로를 구성한다. 출력부하는 출력단 브리지정류기를 통하여 Tank 회로와 직렬로 접속된다. 그러므로 정류된 Tank전류는 커패시터 C_0에 의해 필터된후 부하에 공급된다. 정상상태에서 출력전압은 일정하게 되고 트랜스포머의 2차측에서는 전파정류를 행하기 때문에 공진전류의 방향과 컨버터측에서 본 출력전압의 방향은 변화하게 된다.

Ⅱ-2. 회로동작모드

직렬공진컨버터회로의 동작상태는 스위칭소자 Q_1, Q_2와 다이오드 D_1, D_2의 동작순서와 각 상태의 천이(遷移)를 고려하면, 공진전류가 연속적으로 흐르는 경우(모드Ⅰ,Ⅱ)와 휴지(休止)기간으로 인해 불연속적으로 흐르는 경우로 나눌 수 있다.

(1) 연속모드 Ⅰ.

Fig 2 (a)는 동작주파수가 Tank 회로의 공진주파수 이하일 때 연속도통모드에서 스위칭소자 Q_1, Q_2가 자연적으로 轉流되는 경우의 공진전류 및 부하전류의 파형을 나타낸다.

(2) 연속모드 Ⅱ.

Fig 2 (b)의 파형은 동작주파수가 Tank회로의 공진주파수 이상일 때의 스위칭소자 Q_1, Q_2가 강제전류되는 경우의 공진전류 및 부하전류의 파형이다.

(3) 불연속모드

동작주파수가 공진주파수보다 충분히 낮은 주파수에서 공진전류의 파형은 Fig 2 (c)와 같으며 이 동작모드에서 Tank전류는 休止기간 $[t_2, t_3]$이 발생하고 전류의 흐름은 불연속이다. 이 모드의 최대 동작주파수는 휴지기간이 없는 상태에서의 주파수, 즉 공진주파수의 1/2이 된다. Fig 2에서 I_{LAV}로 표시된 전류는 부하에 공급되는 DC전류 I_0와 동일한 반주기 평균인덕터전류이다.

Ⅲ. SRC를 위한 상태방정식

Fig 1에서의 상태변수들은 공진회로를 구성하는 L, C와 출력단 커패시터 C_0를 들 수 있는데, 해석을 간략화하기 위해서 출력단 전압 V_0가 적어도 1사이클 동작중에는 일정하게 유지할 수 있을 정도로 출력단 커패시터 C_0는 큰값을 갖는다고 가정한다. 이 가정하에서 공진인덕터전류 i_L과 공진커패시터전압 V_C가 상태변수로된다.

그러므로 이 시스템의 동작은 도식적인 상태평

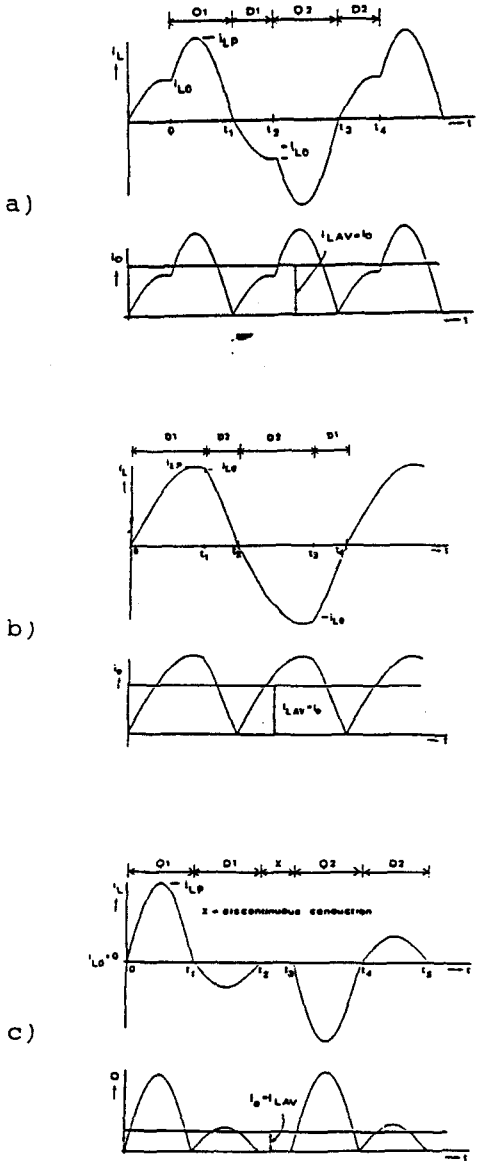

Fig. 2. Typical waveforms.
a) Continuous conduction Mode below resonance.
b) Continuous conduction Mode above resonance.
c) Discontinuous conduction Mode below resonance.

면법(Graphical State-Plane Methods)을 이용하여 해석할 수 있다. 그리고 Tank 회로 및 회로의 각 부분은 이상적으로 손실이 없는 것으로 가정한다.

Ⅱ-1. 기하학적 모드

SRC는 Fig.3과 같은 5가지 동작모드로 나눌 수 있고 각 모드는 부분선형화가 가능하다. 이 5가지 기하학적 모드에서 4가지는 공진모드라 할 수 있다. 이것은 Fig 3 (a)~(d)와 같이 반도체소자 Q_1, D_1, Q_2 및 D_2가 도통할 때의 구간에 대응된다.

비공진모드 Fig 3 (e)는 Fig 2 (c)의 구간 $[t_2, t_3]$와 같이 4개의 소자가 모두 도통하지 않을 때 발생하는데 상태 평면상에서의 궤적은 점으로 나타난다.

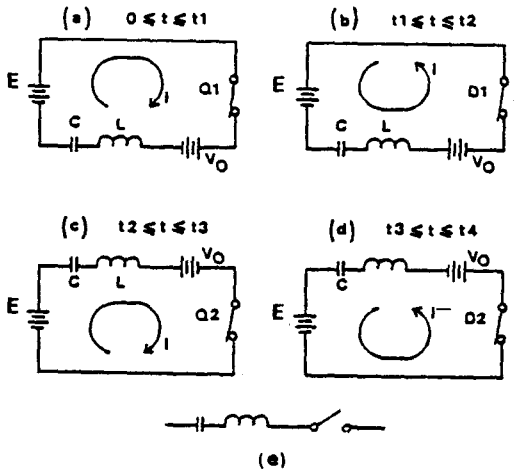

Fig. 3. Topological Mode.
a)~d) Resonant e) Nonresonant.

Ⅱ-2. 상태평면해석 및 궤적

이 해석법은 두 상태변수(i_L, V_C) 간의 위상평면으로 부터 회로동작에 따른 궤적을 구하고, 이들로 부터 시스템 특성을 구하는 방법이다. 공진회로의 경우 상태평면은 V_C-i_L로 이루어 지며, 정상상태동작의 경우에는 회로특성이 주기적이므로 폐곡선의 위상평면궤적을 나타낸다.

본 논문에서는 해석상 편의를 위하여 회로내 각 변수들을 Table 1과 같이 정규화(Normalization)시켜 상태방정식을 유도하여 정상상태 특성을 해석하고 있다.

Table 1.

기 호	정규화량	관 계 식
E	$V_{in}=1$	(base)
V_0	V_{0n}	$V_{0n}=V_0/E$
R_L	R_{Ln}	$R_{Ln}=R_L/\sqrt{L/C}$
f_r	1	(base)
f_s	F_{sn}	$F_{sn}=f_s/f_r$
t	H	$H=f_r * t$
i_L	I_{Ln}	$I_{Ln}=i_L\sqrt{L/C}/E$
V_C	V_{Cn}	$V_{Cn}=V_C/E$

각 모드별 회로방정식으로 부터 정규화한 상태변수 V_{Cn} 및 I_{Ln}을 사용하여 스위칭동작에 따른 SRC 상태방정식은

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} V_{Cn} \\ \frac{d}{dt} I_{Ln} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega_0 \\ -\omega_0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{Cn} \\ I_{Ln} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_0 V_E \end{bmatrix} \quad (1)$$

(단, $\omega_0 = 2\pi f_0$)

과 같으며, 이때 입력변수로 나타나는 V_E는 공진회로의 각 모드별 동작순서에 따라 다음과 같이결정된다.

$$\begin{aligned} &Q_1 \text{ 도통시 : } V_E = 1 - V_{0n} \\ &Q_2 \text{ 도통시 : } V_E = -(1 - V_{0n}) \\ &D_1 \text{ 도통시 : } V_E = 1 + V_{0n} \\ &D_2 \text{ 도통시 : } V_E = -(1 + V_{0n}) \end{aligned} \quad (2)$$

따라서, 식(1)의 상태방정식은 각각의 동작구간에 대하여 식(2)의 입력변수를 적용하면 식 (3)과 같은 일반식으로 나타낼 수 있다.

$$[\,V_{Cn}(t)-V_E\,]^2+I_{Ln}^2(t)=R^2 \qquad (3)$$

여기서

i) Q_1, Q_2 도통시 :

$R=\sqrt{(V_{Coq}+V_E)^2+I_{Loq}{}^2}$

단, V_{Coq} 및 I_{Loq} 는 트랜지스터 동작시 초기값

ii) D_1, D_2 도통시 :

$R=|\,V_{Cod}-V_E\,|$

단, V_{Cod} 는 다이오드 동작시 초기값

식(3)으로 부터 각각의 동작구간에 대한 위상평면궤적을 얻을 수 있으며 V_{on} 값에 따라서 여러가지 형태로 나타난다. Fig 4 에 V_{on} 이 0.25, 0.5, 0.75인 경우에 대해 전체적인 SRC위상평면궤적을 나타내었다. Fig 4 의 전체적인 위상평면궤적에서 각각의 동작영역에 대한 위상평면궤적을 구하려면 Fig 4 중의 특정한 궤적을 선택하면 된다. Fig 5 는 $V_{on}=0.5$ 일 때 $F_{sn}=0.65$, 1.2, 0.4인 경우를 나타내었다. 이 경우 스위칭점이 연속 모드 I 에서는 2,4 상한에, 연속모드 II 에서는 1,3 상한에 불연속모드에서는 스위칭점이 $V_{Cn}(t)$ 축상에 존재함을 알 수 있다.

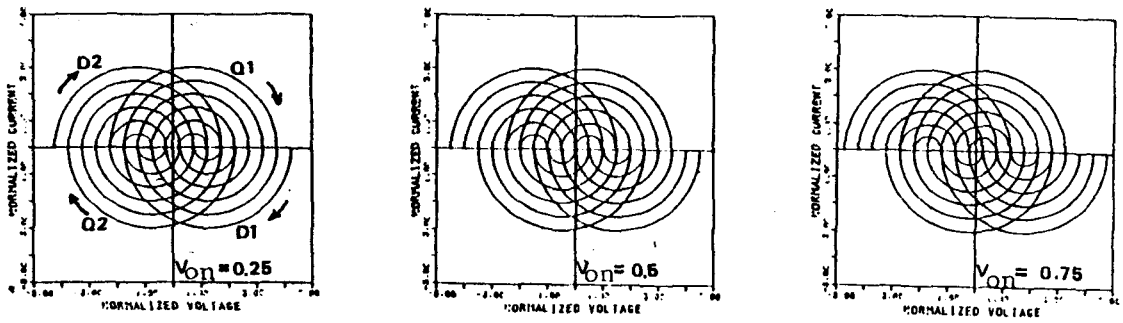

Fig. 4. Set of Steady State Trajectories.

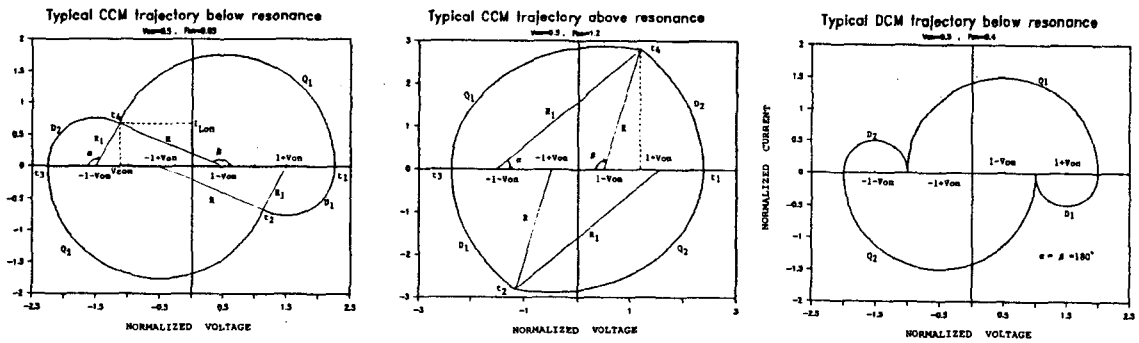

Fig. 5. Phase-plane Trajectories for Different Intervals of Operation.

앞에서 기술한 상태변수 및 제어파라미터에 따른 각 동작모드별 정상상태 특성은 다음과 같다.

1. 연속모드 I

Fig 5 (a)의 위상평면궤적으로 부터 스위칭소자 Q_1의 도통각 β, 다이오드도통각 α를 구할 수 있고 입출력간 전압비 V_{0n}으로 부터 궤적의 중심을 결정한다. 이때 R, R_1은 스위칭주파수에 의하여 결정된다.

$$R = V_{0n} + \sqrt{(1 - V_{0n}^2 \cdot \sin^2 \frac{\pi}{2F_{sn}}) / \cos^2 \frac{\pi}{2F_{sn}}} \tag{4}$$

$$R_1 = -V_{0n} + \sqrt{(1 - V_{0n}^2 \cdot \sin^2 \frac{\pi}{2F_{sn}} / \cos^2 \frac{\pi}{2F_{sn}}}$$

그리고, 스위칭소자와 다이오드에 흐르는 평균전류는

$$I_{qn(avg)} = \frac{R}{\alpha + \beta} \int_0^{\beta} \sin\beta d\beta = \frac{RF_{sn}}{\pi}(1 - \cos\beta)$$

$$I_{dn(avg)} = \frac{R_1}{\alpha + \beta} \int_0^{\alpha} \sin\alpha d\alpha = \frac{K_1 F_{sn}}{\pi}(1 - \cos\alpha)$$

단, $\alpha = \pi - \cos^{-1}(\frac{-R^2 + R_1^2 + 4}{4R_1})$

$$\beta = \pi - \cos^{-1}(\frac{R^2 - R_1^2 + 4}{4R})$$

또한 평균출력전류 $I_{0(avg)}$는

$$I_{0(avg)} = I_{qn(avg)} + I_{dn(avg)} \tag{5}$$

그러므로 출력전압 V_{0n}은

$$V_{0n} = \frac{R_L}{\sqrt{L/C}} \cdot I_{0(avg)} \tag{6}$$

식(6)에 식(4), 식(5)를 대입하여 정리하면

$$V_{0n} = \frac{R_L}{\sqrt{L/C}} \cdot \frac{f_s}{\pi f_0}(R + R_1 + 2)$$

$$= \frac{A/R_{Ln} + \sqrt{A^2/R_{Ln} + \sin^2\frac{\gamma}{2}(\sin^2\frac{\gamma}{2} + B)}}{\sin^2\frac{\gamma}{2} + B} \tag{7}$$

단, $A = \gamma \cdot \cos^2(\frac{\gamma}{2})/2$

$B = \gamma^2 \cdot \cos^2(\frac{\gamma}{2}) / 4R_{Ln}^2$

$\gamma = \pi \cdot f_r / f_s = \alpha + \beta$

2. 연속모드 II.

이 모드에서는 공진용 인덕터에 흐르는 전류가 영이 되기 전에 스위칭소자가 OFF되기 때문에, 공진용 인덕터전류 i_L이 D_2를 통해 입력전원으로 귀환하는 상태로서 Fig 5 (b) 궤적도로부터 출력전압 V_{0n}은 다음과 같다.

$$V_{0n} = \frac{R_L}{\sqrt{L/C}} \cdot \frac{f_s}{\pi f_0}(R_1 + R_2 - 2)$$

$$= \frac{-\frac{A}{R_{Ln}} + \sqrt{\frac{A^2}{R_{Ln}} + \sin^2\frac{\gamma}{2}(\sin^2\frac{\gamma}{2} + B)}}{\sin^2\frac{\gamma}{2} + B} \tag{8}$$

3. 불연속모드

이 모드에서 전류의 초기조건은 0으로 되어 스위치 Q_1, Q_2 및 다이오드 D_1, D_2의 도통각은 π로 되고 Fig 5 (c)와 같은 위상평면 궤적도를 갖게된다. 이 모드에서 정규화한 출력전압 V_{0n}은

$$V_{0n} = \frac{4R_{Ln} F_{sn}}{\pi} \tag{9}$$

이다.

이상에서와 같이 F_{sn}값의 범위에 따라 정규화한 출력전압은 식(7), (8), (9)로 부터 $V_{0n} = F(R_{Ln}, F_{sn})$의 관계식이 성립하며, SRC 특성

은 입출력 전압비와 스위칭주파수 및 부하에 따라 변화함을 알 수 있으며, 이들 관계를 Fig 6에 나타내었다.

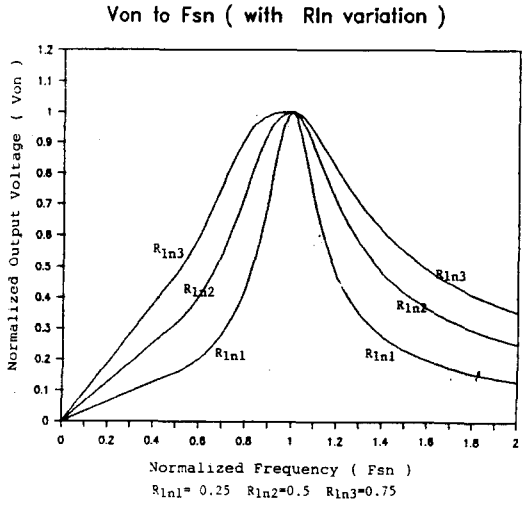

Fig. 6. Relationship between V_{on}, F_{sn} and R_{on}

V. 실험결과 및 고찰

스위칭주파수 변화에 따른 SRC회로의 연속 및 불연속동작모드를 확인하고, 각 모드에 있어서의 주파수변동에 대한 출력전압 및 출력전류의 상관관계를 나타내기 위하여 직렬공진컨버터를 다음과 같은 회로정수의 값을 가지고 실험하였다.

$E = 40V$, $L = 178\mu H$, $C = 0.1\mu F$,
$Z_0 = 42.5\Omega$, $f_0 = 36.4KHz$

실험에서는 출력트랜스포머에 나타나는 여분의 기생손실을 피하기 위하여 트랜스포머를 제거하였다. 여기서 스위칭소자는 MOSFET를 사용했고 스위칭주파수제어 및 FET드라이버는 3525A IC를 사용하였다.

Fig 7, Fig 8에 동일조건에서 행한 실험과 시뮬레이션 결과를 보이고 있다. 실험결과로 부터 상태편면해석이 타당함을 알 수 있다.

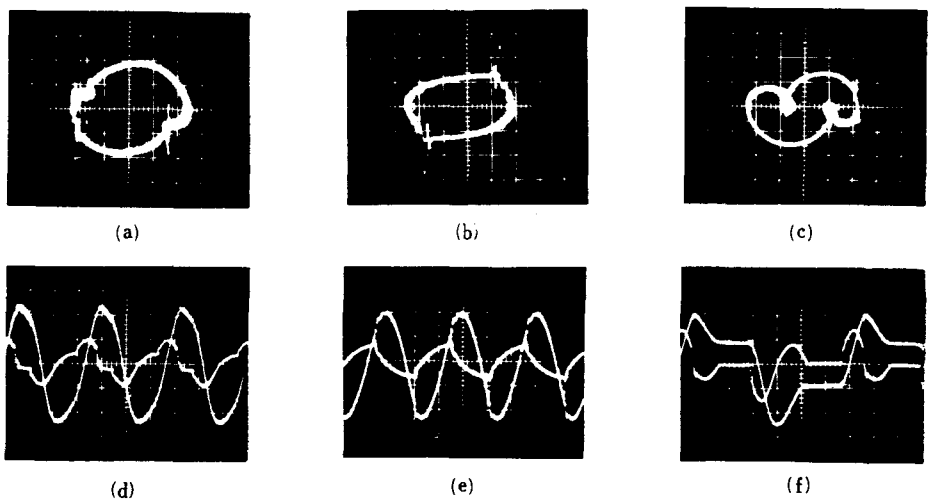

Fig. 7. Experimental Waveforms
(b) Horizontal: 20V/div, Vertical: 1A/div
(a), (c), (f) 50V/div, 1A/div
(d) 50V/div, 2A/div (e) 20V/div, 2A/div

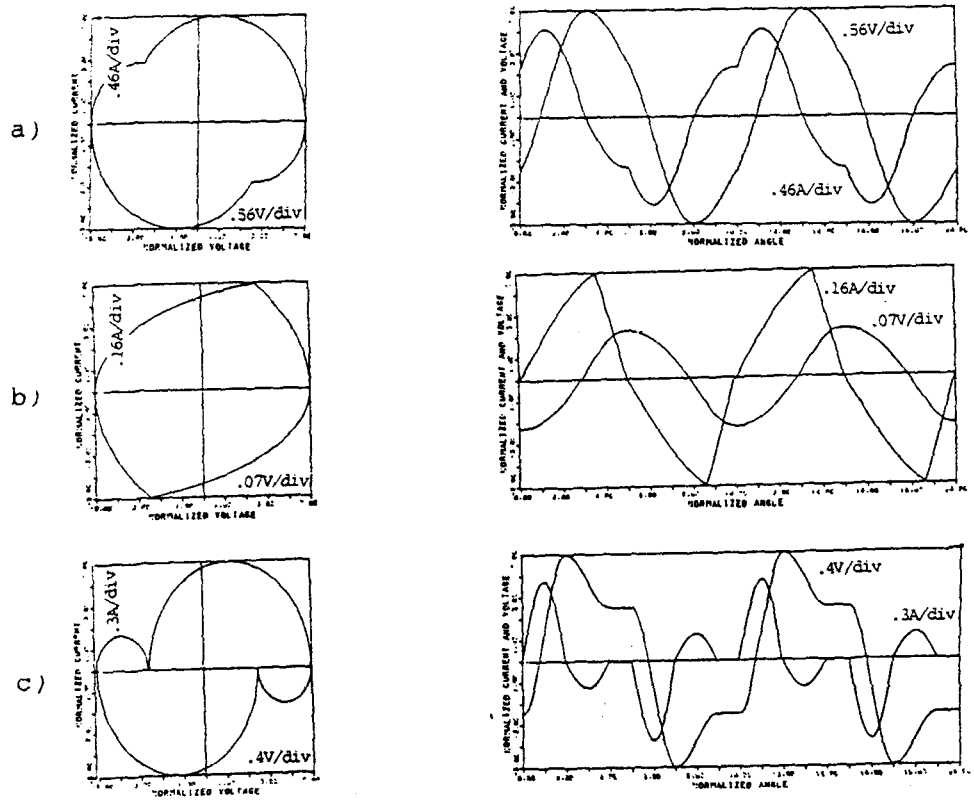

Fig. 8. Simulation Results.
(a) 연속모드 I ($F_{sn} = 0.75$) (b) 연속모드 II ($F_{sn} = 2.1$) (c) 불연속모드 ($F_{sn} = 0.4$)

Fig. 9은 상태평면법에 의한 주파수비 (F_{sn})대 정규화한 출력전압 (V_0/E)의 실험결과를 보인 것이다.

Fig. 10은 각 동작영역에 대한 Regulation 특성을 실험한 결과이다.

SRC회로의 이론적해석 및 실험결과로부터 다음과 같은 사실을 알 수 있다. ① SRC회로의 동작모드가 각각 존재하며 공진점이상에 대해서는 또 다른 연속모드 ($Q_1 \rightarrow D_2 \rightarrow Q_2 \rightarrow D_1$ 순으로 도통)가 존재함을 알 수 있다.

② SRC회로의 출력특성은 근본적으로 주파수에 대한 함수관계를 갖기 때문에 출력특성을 제어하기 위해서는 주파수제어를 행한다. 이 경우

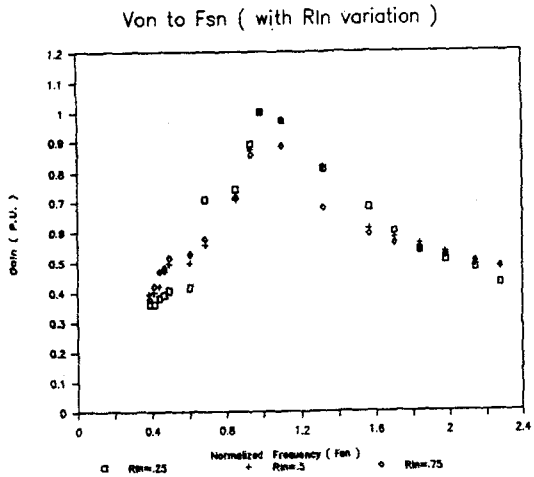

Fig. 9. Experimental Results.

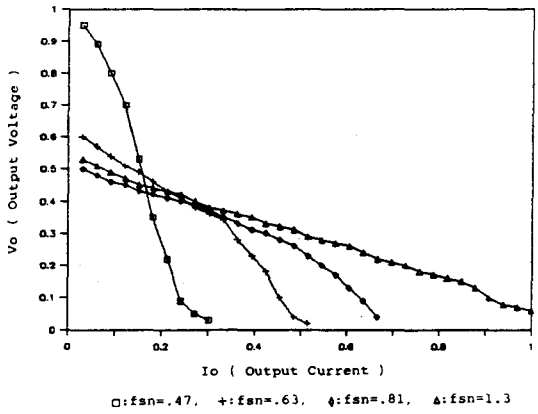

Fig. 10. Regulation Characteristics for Different Intervals of Operation.

연속모드에서 출력제어가 용이한 것을 알 수 있다.

③ SRC는 주파수변화에 대해서 그 특성이 현저히 변화하므로 적용목적에 따라 제어변수인 스위칭주파수를 제한할 필요가 있다.

Ⅳ. 결 론

일반적으로 높은 안정성을 갖는 직렬공진형 컨버터회로의 각 동작영역에서의 정상특성을 상태평면법을 적용하여 보다 자세하게 해석하였다.

본 논문에서는 SRC회로의 특성에 따른 연속모드Ⅰ, Ⅱ 및 불연속모드가 존재함을 알 수 있었고 각 동작영역은 서로 다른 특성을 갖는것을 명확히 하고 있다.

또한 공진주파수 f_o에 대한 스위칭주파수 f_s의 비, F_{sn}에 따른 상태변수(V_{Cn},I_{Ln})의 상관관계를 나타내는 특성곡선으로부터 회로소자에 가해지는 스트레스를 예측가능할 수 있고 소자보호 및 신뢰성 향상을 기할 수 있다.

공진주파수 $f_o = 36.4$ KHZ의 직렬공진형 컨버터를 구성하여 실험하였으며, 여기서 얻어진 실험결과를 시뮬레이션 결과와 비교함으로써 본 해석법의 타당성을 증명하고 있다.

이와같은 SRC회로의 해석결과로 부터 인버터 및 병렬공진형 컨버터 등의 회로에 상태평면법의 해석방법을 적용하는 경우에도 매우 유용한 해석이 가능할 것으로 기대된다.

參 考 文 獻

1. R.J. King et al., "A Nomalized Model for the Half-Bridge Series Resonant Converter", IEEE Trans. AES, Vol. 17, No. 2, pp. 190-198, 1981.
2. V. Vorpérian & S. Cúk, "A Complete DC Analysis of the Series Resonant Converter," Advances in Switched-Mode Power Conversion, Vol. III, TESLA co. pp. 151-166, 1983.
3. R. Oruganti & F.C. Lee, "Resonant Power Processors, Part I-State Plane Analysis," IEEE Trans. IA, Vol. 21, No. 6, pp. 1453-1460, 1985.
4. R.L. Steigerwald, "High-Frequency Resonant Transistor DC-DC Converters," IEEE Trans IE, Vol. 31, No. 2, pp. 181-191, 1984.
5. C.Q. Lee & K. Siri, "Analysis and Design of Series Resonant Converter by State-Plane Diagram" IEEE Trans, AES, Vol. 22, No. 6, pp. 757-763, 1986.
6. A.F. Witulski & R.W. Erickson, "Design of the Series Resonant Converter for Minimum Component Stress," ibid, Vol. 22, No. 4, pp. 356-363, 1986.