

주파수 제어에 의한 직렬공진형 컨버터의 특성해석

The Analysis of a Series Resonant Converter with Frequency Control

李 允 鍾* · 金 澈 珍**
(Yun-Jong Lee · Cherl-Jin Kim)

요 약

본 논문에서는 주파수 제어에 의한 직렬 공진형 DC-DC 컨버터 회로의 정상상태 특성과 정상상태 동작점 주변에서 발생한 소신호 동특성을 해석 하였다.

해석은 소호능력에 관계없이 전 스위치 소자의 적용이 가능한 공진 주파수 이하의 범위로 하고 있다. 정규화한 스위칭 주파수(Fsn)에 대한 회로의 서로 다른 동작영역을 명확히구분하고 각 영역에서의 회로의 특성을 상태 평면법을 이용하여 이상적으로 해석하였다.

주파수 제어에 의한 제안된 해석 방법으로부터 직렬 공진 컨버터 내부의 제 특성을 용이하게 파악 할 수 있으며 실제 설계에 적용이 가능하도록 하였다.

해석의 타당성은 실험 결과와 비교 검토를 행함으로써 입증하였고 주파수 영역에서 회로의 안정도를 제시하였다.

Abstract- This paper describes the static and dynamic characteristic analysis of the Series Resonant DC to DC Converter with frequency control. The natural commutation of all switch element is realized when the switching frequency is below the resonant frequency of the tank circuit, and the analysis is limited to only this region. For the analysis method, state plane technique is adopted, and each operation mode is defined from normalized switching frequency Fsn. Under this condition, circuit performance is analyzed ideally. The physical characteristics of the series resonant converter is easily grasped by this analysis method with frequency control and this analytical results are directly applicable to the actual converter design. The validity of this analysis is verified by comparing with experimental results and the stability of the converter is confirmed against small variations around the operating point by conventional frequency domain analysis.

1. 서 론

공진형 컨버터는 스위치 소자와 L-C로 구성된 공진회로를 조합한 회로로서 회로에 흐르는 전

*正 會 員 : 漢陽大 工大 電氣工學科 教授 · 工博
**正 會 員 : 漢陽大 大學院 電氣工學科 博士課程
接受日字 : 1989年 11月 7日
1次修正 : 1990年 5月 24日

류는 정현파 형태로 되고 영 전류 스위칭이 가능하므로, 고주파화에 적합하며 Noise의 저감을 기할 수 있다. [1~3]

일반적으로 PWM 컨버터가 갖는 결점을 개선하기 위한 최초의 시도로 영 전류 스위칭이 가능한 직렬 공진형 컨버터가 F.C. Schwartz등에 의해 제안 되었으며 [3.] 이후 R. King T. Sturat와 V. Voperian C. Cuk등에 의해 공진형 컨버터에 관한 이론적인 연구가 활발히 진행되어 왔다. [1. 4. 12.] 그러나 부하 변동에 따라 출력에서의 양호한 DC특성을 얻기위한 보다 폭넓은 해석이 필요하며, 회로 동작시 스위치 소자의 수효의 도통을 고려하는 경우 실제 적용이 어렵고 회로의 완전한 해석을 위해서는 보다 복잡한 수치해법이 필요하게 된다. [2. 8.]

공진형 컨버터에서 스위치를 포함하는 회로는 비선형, 시변 특성[13].을 가지며, 제어요소인 스위칭 주파수가 가변이므로 PWM컨버터에 폭넓게 적용하는 상태공간 평균화법의 직접 적용은 곤란하다. [8~11.]

또한, 직렬 공진형 컨버터가 공진점 이하에서 동작하는 경우 스위칭 주파수에 따라 회로는 연속 및 불연속 전류 Mode가 각각 존재한다. [5~7]

본 연구에서는, 종래의 PWM스위칭 컨버터가 갖는 결점을 개선하고 스위치의 턴-오프 손실을 최소화 하기 위한 시도로써, 소호능력에 관계없이 전 스위치 소자의 적용이 가능한 공진점 이하의 영역에서 동작하는 직렬 공진형 컨버터를 모델로 하여, 소형화 및 고효율 컨버터의 실현을 위한 영 전류 스위칭 동작을 확인하고 서로 다른 특성을 갖는 2개의 동작영역을 명확히 구분하였으며, 제안된 주파수 제어법과 상태변수의 변화에 의한 상태평면 제어를 기하학적인 방법을 사용하여 기존의 방법에 비해 용이하게 해석할 수 있었다.

또한, 제어변수의 미소 변동에 따른 출력응답 특성과 폐 회로에서의 정전압 특성을 나타내었고, 각 동작점에서 회로소자에 가해지는 전압 전류의 Stress의 정도를 제시하였으며 이를 실험을 통한 비교 검토를 행함으로써 보다 실제적인 설계가 가능하도록 하였다.

이론 해석의 타당성을 밝히기 위하여 특성 임피던스 $Z_0=20.8[\Omega]$, 자연 공진 주파수 $f_r=50[\text{KHz}]$, 트랜스포머 권선비 $n=0.25$ 인 Half-Bridge형 컨버터를 구성하였으며, 출력단의 정전압 유지를 위한 부재환 부는 VCO의 주파수를 가변하는 방법을 사용하였다.

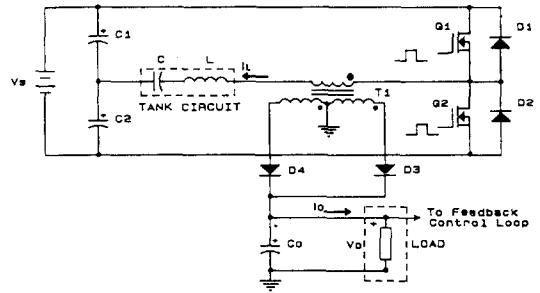


그림 1 Half Bridge 형 직렬 공진 Converter 기본 회로도

Fig. 1 Basic Circuit of Half-Bridge Type Series Resonant Converter.

2. 회로 구성 및 동작원리

2.1 회로 구성

공진형 컨버터에서 컨버터 부는 인덕터(L), 캐패시터(C) 및 스위치 소자 등으로 구성되며, 스위치 소자에 흐르는 전류는 정현파상으로 되어 영전류 스위칭이 가능하므로, 스위칭 손실이 미소하여 고주파화에 적합하다.

그림 1.은 고주파 직렬 공진형 DC-DC컨버터의 기본구성을 나타낸것으로 Half-Bridge형의 에너지 변환 방식을 사용하고 있다.

그림에서 Q1-D1 및 Q2-D2는 각각 스위치 쌍을 이루며 인덕터 L 및 캐패시터 C는 직렬공진회로를 구성한다. 트랜스포머 T1을 통하여 2차측으로 전달된 에너지는 D3, D4에 의해 정류되고 캐패시터 Co에 의해 평활된 후, 안정된 DC형태로 부하 RL에 공급되다.

따라서, 정상상태에서의 출력전압은 Vo로 일정하게 되고 T1의 2차측에서는 전파정류를 행하기 때문에 공진전류의 방향과 컨버터 측에서 본 출력전압의 방향은 변화하게 된다.

2.2 주파수 제어

그림 2. (a)는 주파수 제어회로의 기본 Block도를 나타낸것으로 출력 전압 Vo는 스위치 소자 Q1, Q2의 적절한 구동 신호를 발생하기 위하여 부재환 되어 Error Amp.를 통하여 VCO로 유입된다. Error Amp.에서 발생한 오차전압 Vd에 따라서 Flip-Flop(F/F) 및 One Shot을 구동하는 주파수는 가변되며, 이와같이 구성되는 제어기는 부하의 증가로 인한 출력전압 Vo의 감소에 대하여

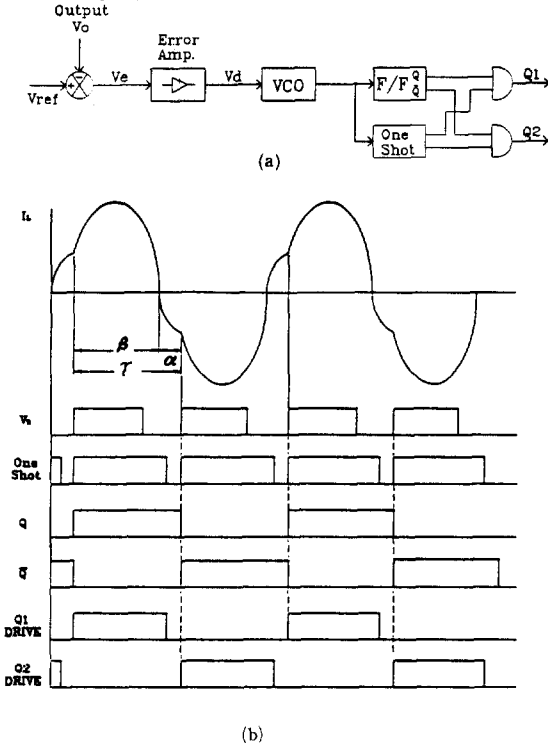


그림 2 주파수 제어 원리도

- (a) 주파수 제어를 위한 Block도
- (b) 제어 회로의 Timing Chart

Fig. 2 The Principle of Frequency Control.

- (a) The Block Diagram for frequency Control.
- (b) The Timing Chart of Control Circuit.

정전압을 유지할 수 있도록 제어회로의 VCO의 시정수는 보다 낮은 값으로 변화함으로써 스위칭 소자의 구동 신호 주파수는 증가하게 되어 Q1, Q2는 보정된 주파수로 스위칭 동작을 하게 된다.

역으로 Vo의 증가에 대하여서는 VCO의 출력 주파수는 감소하게 된다.

그림 2. (b)는 제어기 각 부의 파형을 나타낸 그림이다.

그림에서, One Shot의 Pulse폭은 β 의 최대치 π 보다 큰 값을 가지며 $\gamma = \alpha + \beta = (fr/fs) \times \pi$ 의 관계에 있으므로 스위칭 주파수 fs를 가변하므로써 다이오드 도통각 α 가 간접 제어된다. 이와같이 구성되는 주파수 제어법은 영 전류 검출이 불필요하며, 비교적 간단한 Logic으로 구성 가능하다.

2.3 동작 원리

직렬공진 컨버터 회로는 Tank회로내에서의 전

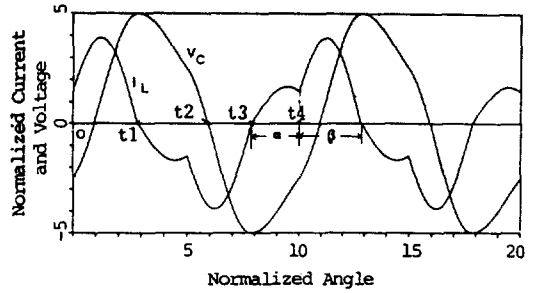


그림 3 연속 Mode에서의 각부파형

Fig. 3 Circuit Operation Waveform(I_L , V_C) of the Continuous Conduction Mode.

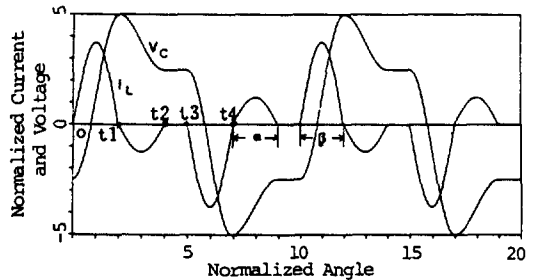


그림 4 불연속 Mode에서의 각부파형

Fig. 4 Circuit Operation Waveform(I_L , V_C) of the Discontinuous Conduction Mode.

류의 흐름에 따라 연속 도통 Mode와 불연속 도통 Mode가 존재한다.

본 연구에서는 회로의 공진주파수 fr에 대한 스위칭 주파수 fs의 비에 따라 그 특성이 현저하게 구분되는 2개의 동작 Mode(Mode I : $0.5 < fs/fr \leq 1.0$, Mode II : $fs/fr \leq 0.5$)로 구분하여 특성을 해석한다.

그림 3.은 공진점 이하의 동작영역인 Mode I에서의 인덕터 전류 I_L 의 연속 도통상태시 각 부파형을 나타낸 것으로 회로는 $Q1 \rightarrow D1 \rightarrow Q2 \rightarrow D2$ 의 순으로 동작하는 영역이다. 그림에서 X축은 $\alpha + \beta$ 의 값에 대한 각속도 θ 를 나타낸 것으로 1주기를 10으로 하여 표현하였다.

그림 4.는 불연속 동작이 발생하는 Mode II에서의 파형을 나타낸 것이다. 이 동작 Mode에서는 Tank전류의 휴지기간 $X(t2-t3)$ 이 발생하고 이 기간동안 I_L , I_o 는 불연속으로 된다.

그림 3. 그림 4.에서, α 는 다이오드의 도통각, β 는 스위칭 소자의 도통각, I_{Lp} 는 인덕터 전류의 최대치, V_{cp} 는 캐패시터 전압의 최대치를 나타

낸다. I_{Lav} 는 부하에 공급되는 DC 전류 I_0 와 동일한 평균 인덕터 전류이며, I_{L0} 와 $-V_{C0}$ 는 각각 Q 이 도통되는 순간 $-I_{L0}$ 와 V_{C0} 는 Q2가 도통되는 순간의 I_L 과 V_C 의 초기치를 각각 나타낸다.

3. 정상상태 해석

정상상태 해석을 위하여 그림 1.의 회로에서 트랜스포머 T1을 사용하는 경우 누설 인덕턴스 및 여자전류에 의한 영향으로 그대로는 해석이 곤란하므로 T1의 권선비는 1:1이며 이상적인 것으로 하고, 출력단 캐패시터 C_0 는 충분히 커서, 출력단 전압 V_0 는 1 cycle 동작중에는 일정하게 유지되며, 무손실회로로 가정하면 그림 5. (f)와 같은 등가회로로 간략화 할 수 있다. 그림에서 등가전압원 V_e 는 출력전압 V_0 를 포함하며 각 스위치 소자는 매주기에 반드시 1회 도통하는 것으로 한다. 그림 5.는 각 소자의 도통시의 기하학적인 Mode를 나타낸다.

이와같은 가정에 따라, Tank회로의 인덕터 전류 I_L 과 캐패시터 전압 V_C 는 상태 변수가 되며, 회로의 동작은 상태 평면에 의한 기하학적인 방법으로 해석 가능하다.

그림 5. (f)로 부터 회로의 상태 방정식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_C \\ \dot{I}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1/C \\ -1/L & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_C \\ I_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1/L \end{bmatrix} V_e \quad (1)$$

회로의 고유 공진 주파수는 $\omega_r = 1/\sqrt{LC}$, 특성 임피던스 $Z_0 = \sqrt{L/C}$ 이며, 표 1.의 정규화량으로 정규화하여 초기조건 $(I_L(t_0) = I_{L0}, V_C(t_0) = V_{C0}, I_{Ln}(t_0) = I_{Lon}$ 및 $V_{Cn}(t_0) = V_{Con})$ 을 적용하면 식(1)의 해는 다음과 같다.

$$V_{Cn}(t) - V_{Cen} = I_{Lon} \sin \Theta + (V_{Con} - V_{Cen}) \cos \Theta \quad (2)$$

$$I_{Ln}(t) = I_{Lon} \cos \Theta + (V_{Con} - V_{Cen}) \sin \Theta$$

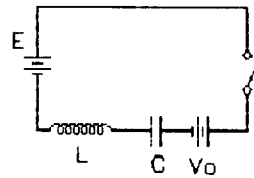
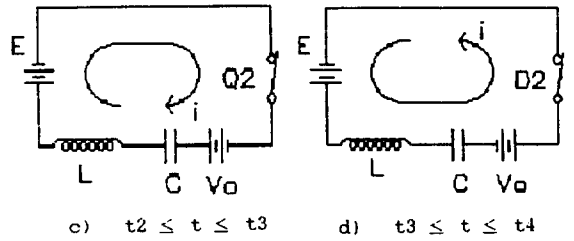
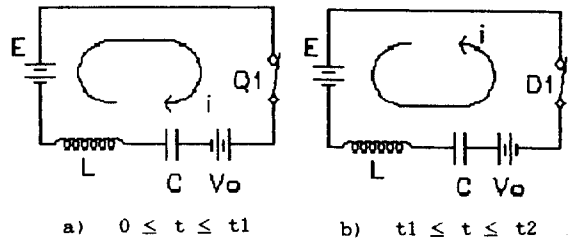
단, $\Theta = \omega_r(t - t_0)$

식(2)는 다음과 같은 일반화된 형태로 표현 가능하다.

$$I_{Ln}(t)^2 + [V_{Cn}(t) - V_{Cen}]^2 = I_{Lon}^2 + (V_{Con} - V_{Cen})^2 = R^2 \quad (3)$$

$$\text{또한 } \Theta = \tan^{-1} \left[\frac{-I_{Ln}}{V_{Cn} - V_{Cen}} \right] - \Theta_0 \quad (4)$$

$$\text{단, } \Theta_0 = \tan^{-1} \frac{-I_{Lon}}{V_{Con} - V_{Cen}}$$



e) 비공진 모드

도통상태	V_e
Q 1	$E - V_0$
D 1	$E + V_0$
Q 2	$-E + V_0$
D 2	$-E - V_0$

f) 각 영역의 공명등가회로

그림 5 각 구간의 등가회로
(a) ~ (b) 공진 Mode
(e) 비공진 Mode
(f) 공통 등가회로

Fig. 5 The Equivalent Circuit of Each Operation Interval.

- (a) — (d) Resonant Mode.
- (e) Non Resonant Mode.
- (f) Common Equivalent Circuit.

여기서 식(3)은 각 소자의 동작이 (V_{Cn}, I_{Ln}) 평면상에서 다음과 같이 각각 M_1, M_2, M_3, M_4 를 중심으로 하는 반경 R 인 원의 궤적을 그리게 됨을 뜻한다.

표 1 각 정수의 기준량과 정규화량
Table 1 Unitary values and normalized values of each parameters

Parameter	기준량	정규화량
1. 입력전압	E	$V_{in} (= 1 : \text{기준치})$
2. 출력전압	V_o	$V_{on} (= V_o/E)$
3. 특성 Impedance	$Z_o (= \sqrt{L/C})$	—
4. 부하저항	R_L	$R_{Ln} (= R_L/Z_o)$
5. 고유 공진 주파수	f_r	$f_r (= 1 : \text{기준치})$
6. Switching 주파수	f_s	$F_{sn} (= f_s/f_r)$
7. 동작주기	T	$t_n (= f_r t)$
8. Inductor 전류	I_L	$I_{Ln} (= I_L Z_o/E)$
9. Capacitor 전압	V_C	$V_{cn} (= V_C/E)$
10. 출력전류	I_o	$I_{on} (= Z_o I_o/E)$
11. 공진 Inductor	L	—
12. 공진 Capacitor	C	—
13. 출력 Capacitor	C_o	$C_{on} = C_o/C$
14. 공진회로	$W \text{ Energy}$	$W_n = W (\omega_r Z_o / E^2)$

- M1(Q1 도통구간) : ($V_{en}=1-V_{on}, I_{Ln}=0$)
 - M2(D1 도통구간) : ($V_{en}=1+V_{on}, I_{Ln}=0$)
 - M3(Q2 도통구간) : ($V_{en}=-1+V_{on}, I_{Ln}=0$)
 - M4(D2 도통구간) : ($V_{en}=-1-V_{on}, I_{Ln}=0$)
- (5)

식(4)의 Θ 는 시간의 경과에 따라 시계 방향으로 진행하며 각 원의 궤적에서 임의의 두점간의 경과 시간은 원의 중심에서 본 각의 변화에 비례하게 된다.

3.1 Model 1

그림 6는 Model 1에서의 정상상태 특성을 (V_{cn}, I_{Ln}) 평면상에 나타낸 그림이다. 이 영역에서 Q1, Q2는 영 전류에서 자연 전류되게 되며 그림과 같이 Switching Point는 2, 4상한에 존재한다.

그림에서 R1은 스위치 Q1, Q2의 동작 궤적 반경이며, R2는 다이오드 D1, D2의 동작 궤적 반경이다. 여기서 $f_s/f_r = F_{sn}$, $\alpha + \beta = \gamma$ 로 정의하면 그림의 삼각형 a-b-c로부터 식(6)을 구할 수 있다.

$$R1 - R2 = 2V_{on}$$

$$R1^2 + R2^2 - 2R1R2 \cos(\pi - \gamma) = 4 \quad (6)$$

식(6)으로부터

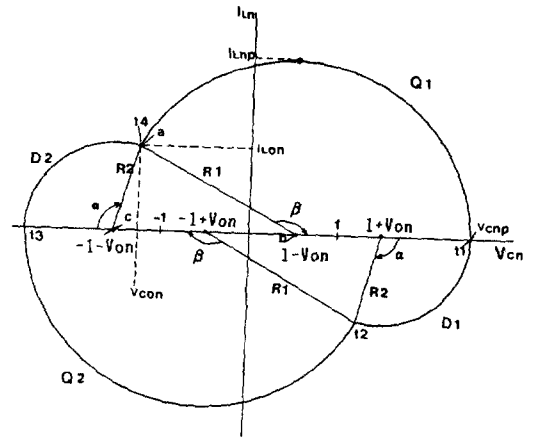


그림 6 연속구간 (Mode 1)에서의 상태평면궤적
Fig. 6 Ideal State Plane Trajectory of Mode 1.

$$R1 = V_{on} + \frac{1 - V_{on}^2 \sin^2(\pi/2F_{sn})}{\cos^2(\pi/2F_{sn})}$$

$$R2 = -V_{on} + \frac{1 - V_{on}^2 \sin^2(\pi/2F_{sn})}{\cos^2(\pi/2F_{sn})} \quad (7)$$

또한 Diode도통각 α 및 Switch도통각 β 는 다음과 같다.

$$\alpha = \pi - \cos^{-1}\left(\frac{R2^2 + 4 - R1^2}{4R2}\right)$$

$$\beta = \pi - \cos^{-1}\left(\frac{R1^2 + 4 - R2^2}{4R1}\right) \quad (8)$$

그림 6.로부터 정상상태시의 제 특성을 구하면 다음과 같다. 스위치 소자 Q1, Q2에 가해지는 최대전류

$$I_{qnp} = R1$$

다이오드 D1, D2를 통하는 전류의 최대치, I_{dnp}

$$I_{dnp} = R2 \quad (\alpha > \pi/2)$$

$$= R1 \sin\beta \quad (\beta < \pi/2)$$

공진 캐패시터 C에 가해지는 최대전압, V_{cnp}

$$V_{cnp} = R1 + 1 - V_{on}$$

Switch 소자 Q1, Q2에서의 평균전류, I_{qnav}

$$I_{qnav} = \frac{R1 F_{sn} (1 - \cos\beta)}{\pi}$$

다이오드 D1, D2를 통하는 전류의 평균치, I_{dnav}

$$I_{dnav} = \frac{R2 F_{sn} (1 - \cos\alpha)}{\pi}$$

출력전압 V_{on} 은 그림 6. 및 식(7)로 부터 다음과 같이 된다.

$$V_{on} = \frac{RLn Fsn(R1+R2+2)}{\pi} =$$

$$\frac{(\pi G/K + \sqrt{(\pi G/K)^2 + (1-G)^2} + \pi^2 G(1-G)/K^2)}{(1-G) + G(\pi/K)^2}$$

단, $G = \cos^2(\pi/2Fsn)$, $K = 2 RLn Fsn$

Tank 회로에 저장된 에너지 Wn 은

$$Wn = (1/2) (Vcn^2 + ILn^2) = d^2/2$$

단, $d = \sqrt{Vcn^2 + ILn^2}$

여기서, Tank회로에서의 순간 에너지는 (Vcn , ILn)평면에서 케적상의 임의의 점과의 거리로 표시된다.

정상상태의 동작점에서 스위치 소자 $Q1$, $Q2$ 의 동작시 d 의 크기는 큰 값을 가지며 다이오드 $D1$, $D2$ 의 동작시는 d 의 크기가 감소된다.

즉, $Q1$, $Q2$ 의 동작시 에너지의 유입이 있으며, $D1$, $D2$ 의 동작시 에너지의 회생이 발생하는 것을 알 수 있다.

3.2 Model II

휴지구간이 존재하는 Model II에서는 그림 7.과 같은 케적을 갖는다. 그림에서 점 a 및 점 b는 불연속 구간의 존재에 따라 나타나며 불연속 구간에서는 $\alpha = \beta = \pi$ 이므로 다음과 같은 관계식으로 표현된다.

$$\begin{aligned} R1 &= 1 + V_{on} \\ R2 &= 1 - V_{on} \end{aligned} \quad (12)$$

그림 7.로부터 정상상태시의 특성은 다음과 같다. 스위치 소자에 가해지는 최대전류, I_{qnp}

$$I_{qnp} = R1$$

다이오드를 통하는 전류의 최대치, I_{dnp}

$$I_{dnp} = R2$$

공진 캐패시터 C 의 최대전압, V_{cnp}

$$V_{cnp} = 2$$

스위치 소자 $Q1$, $Q2$ 에서의 평균전류, I_{qnav}

$$I_{qnav} = \frac{2Fsn(1 + V_{on})}{\pi}$$

다이오드를 통하는 전류의 평균치, I_{dnav}

$$I_{dnav} = \frac{2Fsn(1 - V_{on})}{\pi}$$

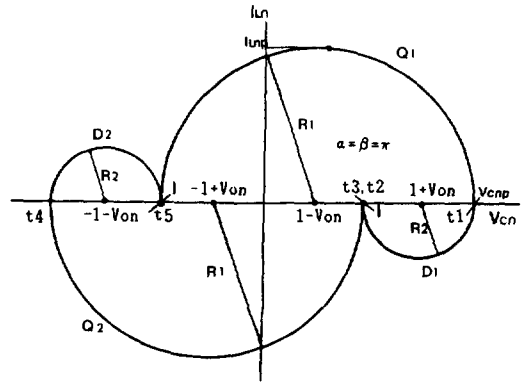


그림 7 불연속 구간을 갖는 Mode II에서의 상태 평면케적

Fig. 7 Ideal State Plane Trajectory of Mode II.

출력전압 V_{on}

$$V_{on} = \frac{4RLn Fsn}{\pi}$$

4. 동특성 해석

일반적인 컨버터 회로와 같이 공진형 컨버터 회로는 비선형 이산 특성을 갖는다.

회로의 스위칭 동작은 주기적이며 동특성 해석을 위해서는 이전 주기의 최종치를 각 구간의 초기치로한 주기적 고찰이 필요하다.

그림 1.의 직렬공진 컨버터 회로로부터 다음과 같이 상태 변수를 정의한다.

- $X1 = |I_{on}|$: 스위칭 점에서의 ILn 의 초기치
- $X2 = |V_{con}|$: 스위칭 점에서의 Vcn 의 초기치
- $X3 = |V_{on}|$: 매 주기에서의 출력전압

이상의 상태변수로부터 주파수 제어에 의한 출력 특성을 해석한다.

4.1 소신호 동특성 해석

그림 3. 및 그림 6.으로부터 $(k+1)$ 번째 주기에서의 상태 방정식은 다음과 같다.

$$X1(k+1) = R2 \sin a \quad (13)$$

$$X2(k+1) = Vin(k) + X3(k) + R2 \cos a \quad (14)$$

식(14)에서 우변의 1항의 $Vin(k)$ 값은 Vcn 축의 단위량으로 K 번째 반주기에서의 일반화된 값으로, 반주기 동안은 입력변동은 없다는 가정에 따라 $Vin(k) = 1$ 이 된다.

그림 1. 로부터 출력전류 I_o 는

$$I_o = C_o \frac{dV_o}{dt} + \frac{V_o}{R_L} \quad (15)$$

이를 정규화하여 반주기를 고려하면 다음과 같고 Fsn 은 제어변수로서 스위칭 주파수를 말한다.

$$\int_0^{1/2Fsn} I_o n d(tn) = Con \frac{1}{2\pi} \int_0^{1-Fsn} d(Von) + \frac{Von}{R_L n} \int_0^{1/2Fsn} d(tn) \quad (16)$$

여기서, 시간 tn 은 동작주기의 공간주파수에 대한 정규화량이다.

출력단 캐패시터 C_o 는 Tank회로의 공진 캐패시터 C 에 비하여 충분히 크기 때문에 반주기동안 출력전압 Von 은 일정히 유지된다고 가정하면 (16)식과 정상상태에서의 평균 출력 전류값으로부터 다음과 같은 관계가 성립한다.

$$X3(k+1) = \left[1 - \frac{\pi}{Con R_L n Fsn(k)} \right] X3(k) + \frac{1}{Con} [R1(1 - \cos\beta) + R2(1 - \cos\alpha)] \quad (17)$$

이상의 식 (13), (14), (17)에서 $X1(k+1)$, $X2(k+1)$, $X3(k+1)$ 을 각각 $F1$, $F2$, $F3$ 로 정의하면 다음과 같이 정리하여 표현할 수 있다.

$$X(k+1) = F[X(k), Fsn(k), Vin(k)] \quad (18)$$

그림 6. 과 상태변수의 정의로부터 $R1$, $R2$, α , β 는 각각 다음과 같다.

$$\begin{aligned} R1 &= \sqrt{X1^2 + (Vin - X3 + X2)^2} \\ R2 &= \sqrt{X1^2 + (Vin - X3 + X2)^2} - 2X3 \\ \alpha &= \frac{\pi}{Fsn} - \pi + \tan^{-1} \left(\frac{X1}{Vin - X3 + X2} \right) \\ \beta &= \pi - \tan^{-1} \left(\frac{X1}{Vin - X3 + X2} \right) \end{aligned} \quad (19)$$

여기서 $R1$, $R2$, α , β 는 각각 $X1$, $X2$, $X3$, Fsn 및 Vin 의 함수이며, 정상상태에서 입력전압 Vin 은 단위값으로 일정하므로, 식(18)에 미소변동에 대한 Taylor급수 전개를 적용하면

$$dX(k+1) = A1 dX(k) + B1 dFsn(k) \quad (20)$$

여기서,

$$A1 = \begin{bmatrix} \frac{\partial F1}{\partial X1} & \frac{\partial F1}{\partial X2} & \frac{\partial F1}{\partial X3} \\ \frac{\partial F2}{\partial X1} & \frac{\partial F2}{\partial X2} & \frac{\partial F2}{\partial X3} \\ \frac{\partial F3}{\partial X1} & \frac{\partial F3}{\partial X2} & \frac{\partial F3}{\partial X3} \end{bmatrix},$$

$$B1 = \begin{bmatrix} \frac{\partial F1}{\partial Fsn} \\ \frac{\partial F2}{\partial Fsn} \\ \frac{\partial F3}{\partial Fsn} \end{bmatrix}$$

제어변수 Fsn 의 미소 변화에 대한 출력 Von 변화의 상관관계를 나타내기 위해 식(20)을 Z 변환하면 다음과 같이 표현된다.

$$dX(Z) = [ZI - A1]^{-1} B1 dFsn(Z) \quad (21)$$

식(21)으로부터 제어 변수에 대한 출력의 변화는 다음과 같이 표현된다.

$$\frac{d X3(Z)}{d Fsn(Z)} = [ZI - A1]^{-1} \frac{\partial F}{\partial Fsn} \quad (22)$$

여기서, 계산에 필요한 관계식은 다음과 같다.

$$\frac{\partial F1}{\partial Xi} = \frac{\partial R2}{\partial Xi} \sin\alpha + R2 \frac{\partial \alpha}{\partial Xi} \cos\alpha \quad (i=1, 2, 3)$$

$$\frac{\partial F2}{\partial Xi} = \frac{\partial R2}{\partial Xi} \cos\alpha - R2 \frac{\partial \alpha}{\partial Xi} \sin\alpha \quad (i=1, 2)$$

$$\frac{\partial F2}{\partial X3} = \frac{\partial R2}{\partial X3} \cos\alpha - R2 \frac{\partial \alpha}{\partial X3} \cos\alpha + 1$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial F3}{\partial Xi} &= \frac{1}{Con} \left[\frac{\partial R1}{\partial Xi} (1 - \cos\beta) + R1 \frac{\partial \beta}{\partial Xi} \sin\beta \right. \\ &\quad \left. + \frac{\partial R2}{\partial Xi} (1 - \cos\alpha) + R2 \frac{\partial \alpha}{\partial Xi} \sin\alpha \right] \quad (i=1, 2) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial F3}{\partial X3} &= \frac{1}{Con} \left[\frac{\partial R1}{\partial X3} (1 - \cos\beta) \right. \\ &\quad \left. + R1 \frac{\partial \beta}{\partial X3} \sin\beta + \frac{\partial R1}{\partial X3} (1 - \cos\alpha) \right. \\ &\quad \left. + R2 \frac{\partial \alpha}{\partial X3} \sin\alpha \right] + 1 - \frac{\pi}{Con Fsn R_L n} \end{aligned}$$

$$\frac{\partial F1}{\partial Fsn} = R2 \frac{\partial \alpha}{\partial Fsn} \cos\alpha$$

$$\frac{\partial F2}{\partial Fsn} = -R2 \frac{\partial \alpha}{\partial Fsn} \sin\alpha$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial F3}{\partial Fsn} &= \frac{1}{Con} \left[\frac{\pi X3}{Fsn^2 R_L n} \right. \\ &\quad \left. + R2 \frac{\partial \alpha}{\partial Fsn} \sin\alpha \right] \end{aligned}$$

한편, 불연속 동작 영역을 나타내는 Mode II의 경우는 그림 4., 그림 7. 및 정상상태 해석에서의 출력전압 Von 의 상관관계로부터 Fsn 변화에 대한 출력 Von 의 변화는

$$\frac{dVon}{dFsn} = \frac{4R_Ln}{\pi} \quad (23)$$

으로 간단히 표현할 수 있다.

4.2 주파수 영역 해석

이산계로 표현된 제어계를 주파수 영역으로 변환하여 안정도를 판별하기 위해 다음과 같이 Bilinear 변환을 이용한다. [13]

$$Z = \frac{1+W}{1-W}$$

여기서 $Z = e^{j\omega T}$ 이므로 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$W = j\tan(\omega T/2) = \sigma_w + j\omega_w$$

그러므로,

$$\omega_w = \tan(W_n T/2) \quad (24)$$

로 표현 가능하며 식(24)는 정규화된 주파수 ω_n 과 W 평면에서 변환된 주파수 ω_w 과의 상관 관계를 나타내고 있다. 그러므로, 이산계에서의 주파수 영역의 상관관계는

$$Z = \frac{1+j\omega_w}{1-j\omega_w}$$

와 같이 표현 가능하며, 식(24)에서 반주기를 고려하면 $T=1/2Fsn$ 이므로

$$\omega_n = 4Fsn \tan(\omega_w)$$

으로 된다.

그림 8.은 $R_Ln=0.25$, $Fsn=0.7$, $Con=10,000$ 인 경우의 공진형 컨버터 회로의 동특성 응답특성을 나타낸 그림이다.

그림으로부터 공진 주파수와 동작 주파수의 차를 정규화한 주파수 부근에서 2차 극점이 나타나며, 실제 설계시 충분한 위상 및 이득여유를 갖도록 부계한 회로를 구성하므로써 안정도 향상을 기할 수 있다.

5. 실험 및 고찰

스위칭 주파수 제어에 의한 공진형 컨버터는 각 서로 다른 동작 Mode를 갖는다.

일반적으로 50KHz 이하의 동작 영역은 전 스위치 소자의 사용이 가능하며 공진점 이하의 동작 영역은 소자의 소호능력에 관계없이 적용 가능하다.

이 영역에서의 각 Mode의 동특성을 파악하기 위해 다음과 같은 시정수를 갖는 직렬 공진 컨버

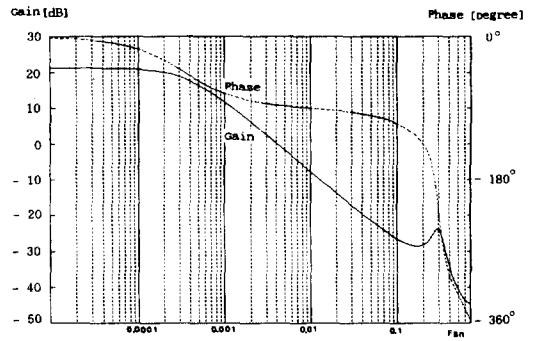


그림 8 동특성 응답특성

(Fsn=0.7, Con=10000, $R_Ln=0.25$)

Fig. 8 Dynamic Response of series Resonant Converter(Control to Output) (Fsn=0.7, Con=10000, $R_Ln=0.25$)

터 회로를 구성하여 실험을 행하였다.

$$V_s = 120V \quad L = 65\mu H \quad C = 0.15 \mu F \\ Z_o = 20.8\Omega \quad fr = 50 KHz$$

본 연구에서는 트랜스모더 $T1$ 의 권선비율 4 : 1 ($n=0.25$)로 하였으며 스위칭 주파수의 변화는 Tr 의 Bias 점 변동에 따른 VCO간의 Timing Resistor를 가변하는 방법을 상용하였다.

그림 9.는 Mode I에서의 스위칭 특성을 나타낸 것으로 스위치 소자 $Q1, Q2$ 의 도통각은 π 이며 다이오드 $D1, D2$ 의 도통각은 스위칭 주파수의 증가에 따라 점차 감소하게 된다. 이때의 도통 Sequence는 $Q1 \rightarrow D1 \rightarrow Q2 \rightarrow D2$ 로 되고 전류의 흐름은 연속적이다. 또한 스위칭 Point는 2, 4상한에 존재하며 자연 전류가 가능하다.

그림 10. Mode II에서의 스위칭 특성을 나타낸 것으로 스위치 소자 및 다이오드의 도통각은 각각 π 로 되며 인덕터 전류 I_L 은 불연속적으로 된다.

휴지 기간은 스위칭 주파수가 낮을수록 현저하며 이 구간에서 V_c 값은 일정하며 영전류 스위칭이 가능하고 V_{cn} 측에서 스위칭 Point가 존재한다.

그림 9. 및 그림 10.으로부터 앞에서 행한 동작 Mode의 구분은 타당함을 알 수 있다.

그림 11.은 전 영역에서 부하저항을 Parameter로 한 경우 출력 특성을 나타낸 것으로 실선은 정상 상태 해석으로부터 구한 주파수 및 부하 변동에 따른 출력 특성을 나타낸 것이며, 부호는 각각의 부하상태에서의 실측치를 나타낸 것이다. 그림에서 주파수 상승에 따라 출력 전압은 증가하며

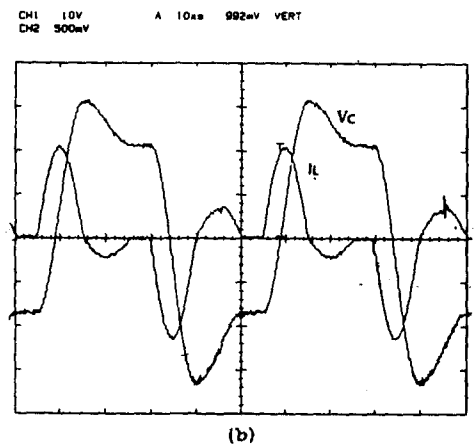
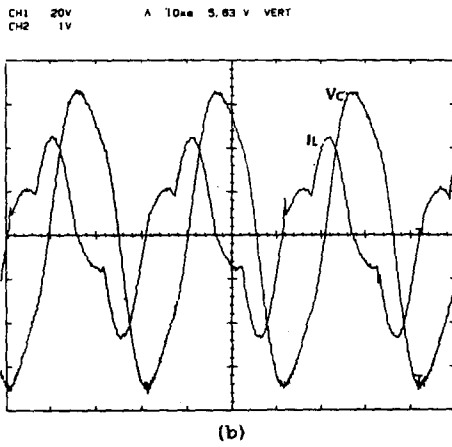
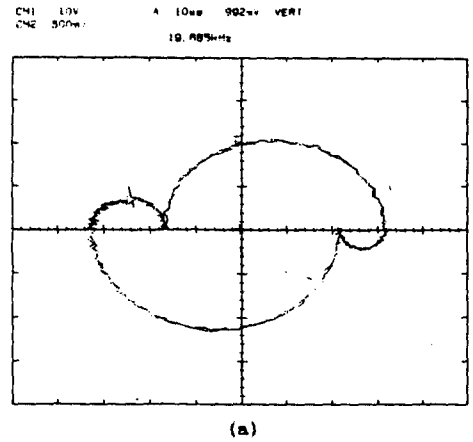
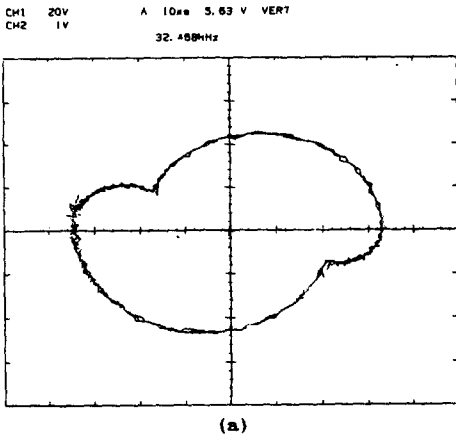


그림 9 연속 Mode(Mode I)의 Switching 특성 실험 결과 ($F_{sn}=0.75$)
 (a) X-Y Plot에 의한 상태평면도
 (b) Inductor 전류 및 Capacitor 전압 파형

그림 10 불연속 Mode(Mode II)에서의 실험($F_{sn}=0.3$) 결과
 (a) X-Y Plot에 의한 상태 평면도
 (b) Inductor 전류 및 Capacitor 전압 파형.

Fig. 9 Switching Characteristics of Mode I, ($F_{sn}=0.75$)
 (a) Experimental Result of State Plane Diagram. (X-Y Plot)
 (b) Experimental Waveform of Inductor Current and Capacitor Voltage.

Fig. 10 Switching Characteristics of Mode II, ($F_{sn}=0.3$)
 (a) Experimental Result of State Plane Diagram. (X-Y Plot)
 (b) Experimental Waveform of Inductor and Current Capacitor Voltage.

공진점 부근에서 출력 전압 이득이 가장 높고 실제 회로에서의 손실을 고려한다면 이론과 실제는 잘 일치함을 알 수 있다.

그림 12.는 폐 Loop제어를 행하여 출력전압을 5.5V로 일정하게 유지한 경우의 출력특성을 나타낸 것으로 부하변동에 따른 주파수 제어 특성을 나타낸 그림이다. 정 전압을 유지하기 위하여 부하의 상승에 따라 스위칭 주파수도 증가됨을 알

수 있고 이론과 실제의 차는 회로의 손실에 기인하며 회로의 손실을 고려한다면 이론과 실제는 잘 일치한다.

그림 13.은 동일 조건에서 상태변수로 선정된 최대 인덕터 전류 I_{Lnp} 및 최대 캐패시터 전압 V_{cnp} 의 Stress를 나타낸 그림이다. 그림으로부터 Model II에서는 $V_{cnp}=2$ 로 일정하며 Mode I에서는 주파수 증가에 따라 Tank회로내에서의

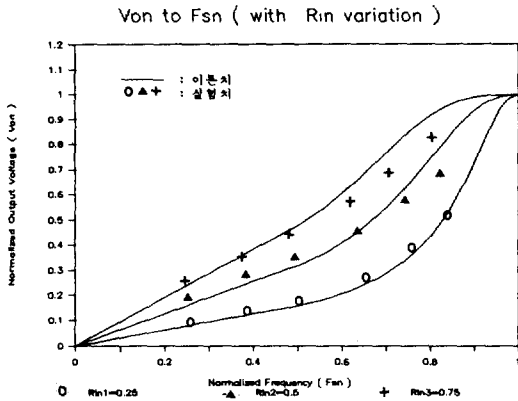


그림 11 각 부하상태에서의 출력특성
 Fig. 11 Output Characteristics of Each Load Condition.

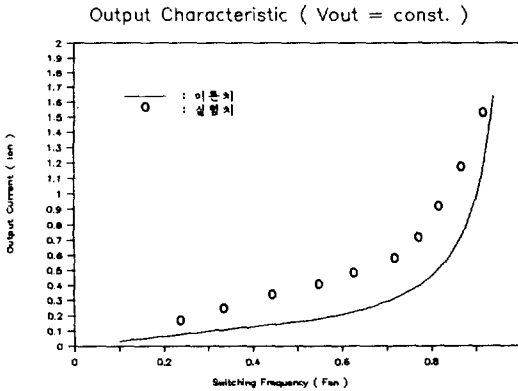


그림 12 정전압 출력특성 (Vout=5.5V일정)
 Fig. 12 Experimental Result of Fixed Output Voltage (Vout=5.5V) (With Variable Load Conditions)

Stress가 증가되고 불연속 구간이 존재하는 Mode II에서는 Stress가 일정하게 된다. 그림에서 이론과 실제는 비교적 잘 일치하고 있으나 주파수가 증가 할수록 회로의 손실에 기인한 오차가 발생하고 있다.

6. 결 론

본 연구는 최근 관심의 대상이 되고 있는 직렬 공진형 컨버터에 대하여 상태 평면법을 기초로하여 정상상태 해석을 하였으며 정상상태 동작점 주변에서의 스위칭 주파수 변화에 대한 출력 특성을

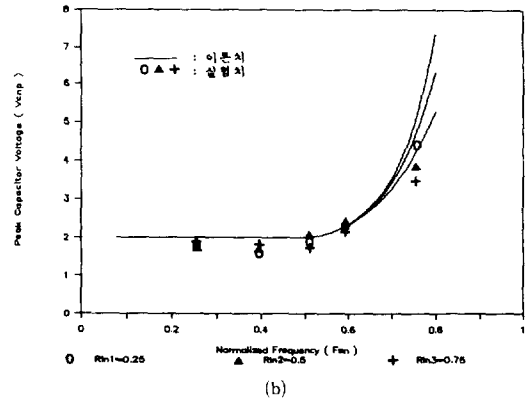
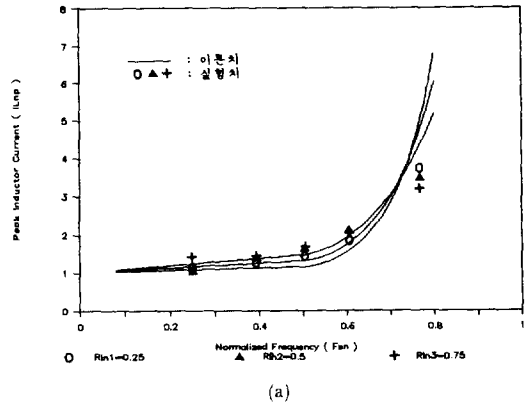


그림 13 Tank 회로내의 Stress
 (a) I_{LNP} 의 변화
 (b) V_{cnp} 의 변화
 Fig. 13 The stress of Tank Circuit under Each Load Condition.
 (a) The Result of I_{LNP}
 (b) The Result of V_{cnp} .

해석하였다. 정상상태 해석에서 $F_{sn}=0.5$ 인 점은 Mode I과 Mode II의 경계이며, $F_{sn}<1$ 인 공진점 이하의 영역은 자기 소호 능력에 관계없이 모든 소자의 사용이 가능하다.

한편, 정상상태 동작점 부근에서 발생하는 스위칭 주파수의 미소 변화에 대한 출력 응답은 Bilinear변환을 이용하여 용이하게 해석하였으며 스위칭 주파수와 공진 주파수의 차를 정규화한 주파수 부근에서 2차극점이 존재함을 알 수 있고 적절한 이득여유를 갖도록 폐 Loop 제어를 행함으로써 안정도 향상을 기할 수 있다.

참 고 문 헌

- [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] F.C. Schwarz, "An Improved Method of Resonant Current Pulse Modulation for Power Converters", IEEE Trans. IECL, vol. 23, no. 2, pp. 133~141, 1976.
- [4] R.J. King and T.A. Stuart, "Modelling the Full-Bridge Series Resonant Power Converter", IEEE Trans. AES, vol. 18, no. 4, pp. 449~459, 1982.
- [5] V.T. Ranganathan, P.D. Ziogas and V.R. Stefanovic. "A Regulated DC-DC Voltage Source Converter Using a High Frequency Link", IEEE Trans. IE, vol. 31, no. 2 pp. 181~191, 1984.
- [6] A.F. Witulski and R.W. Erickson, "Steady-State Analysis of the Series Resonant Converter", IEEE Trans. AES, vol. 21, no. 6, pp. 791~799, 1985.
- [7] R. Oruganti and F.C. Lee, "Resonant Power Processor: Part I - State Plane Analysis", IEEE-IAS-84 Annal Meeting Conf., pp. 860~867, 1984.
- [8] A.F. Witulski and R.W. Erickson, "Small Signal AC Equivalent Circuit Modelling of the Series Resonant Converter", IEEE Power Electronics Specialist Conf. pp. 693~1439, 1979.
- [9] C.Q. Lee and K. Siri, "Analysis and Design of Series Resonant Converter by State-Plane Diagram", IEEE Trans. AES, vol. 22, no. 6, pp. 757~763. 1986.
- [10] R.J. King, "Dynamic Modelling of the Series Resonant DC-DC Converter", Ph. D. Dissertation, 1983.
- [11] A.F. Witulski and R.W. Erickson, "Design of the Series Resonant Converter for Minimum Component Stress", IEEE Trans. AES, vol. 22, no. 4, pp. 356~363, 1986.
- [12] R.J. King and T.A. Stuart, "Inherent Overload Protection for the Series Resonant Converter", IEEE Trans AES, vol. 19, no. 6, pp. 820~830, 1983.
- [13] C.L. Phillips and H.T. Nagle, "Digital Control System Analysis and Design", Prentice-Hall Inc., Englewood Cliffs, 1984.