論 文
39~9~5

고주파 직렬공진형 DC-DC Converter의 특성해석

The Analysis of a High Frequency Series Resonant DC-DC Converter

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

요 약

공진점 이상에서 동작하는 공진형 컨버터는 스위치 소자의 턴온 손실이 미소하고 전류시 스위치 소자에 가해지는 스트레스는 일반적으로 낮으며, 각 부하 상태에서의 출력 전압은 스위치 소자가 동작하는 주파수의 함수로 된다.

본 논문에서는 주파수 제어에 의한 공진점 이상에서 동작하는 직렬 공진형 DC-DC Converter 회로의 정상상태 특성과 동작점의 미소변화에 대한 동특성을 해석하였다.

해석은 상태평면법을 사용하였으며, 정규화한 Switching 주파수(Fsn)에 대한 동작영역을, 고주파 스위칭 동작이 가능한($Fsn>1,0$) 공진주파수 이상의 영역으로 제한하여 회로의 제 특성을 이상적으로 해석하였다.

실험 결과와의 비교 검토를 통하여 제안된 해석의 타당성을 입증하였고 제어변수의 미소 변동에 따른 회로의 안정도 및 회로에 가해지는 Stress의 정도를 제시하였다.

Abstract- There are no turn-on losses in the Series Resonant Converter which operates above the resonance frequency, and the commutation stress on the switched component is low. For a given Series Resonant Converter with specified load resistance, the output voltage is a function of the operation frequency.

This paper describes the static and dynamic characteristic analysis of the Series Resonant DC to DC Converter, which is operating above the resonant frequency, with frequency control. For the analysis method, state plane technique is adopted, and the circuit operation is defined from normalized switching frequency, Fsn. Under this condition, circuit performance is analyzed ideally. The validity of the proposed analysis is verified by comparing with experimental results, the stability of the converter is confirmed against small variations around the operating point by conventional frequency domain analysis, and the stress quantity added to switch component is shown.

1. 서 론

DC-DC Converter는 PWM 제어가 일반적이나 이러한 형태의 Converter는 ON, OFF시의 Switching 손실이 비교적 크고, 누설 Inductance 등의 회로 손실성분에 의한 Surge 전압의 발생이 결점으로 알려져 왔다.[1.-3.]

이러한 문제점을 개선하기 위한 시도로 영전류 Switching이 가능한 공진형 Converter가 F.C Schwartz등에 의해 제안되었으며[3], 이후 R. King, T. Stuart와 V.Voperian C. Cuk 등에 의해 공진형 Converter에 관한 이론적인 연구가 진행되어 왔으나 부하 변동에 따라 출력에서의 양호한 DC특성을 얻기 위한 폭넓은 해석이 부족했다.[1. 4. 12.]

일반적으로 Switch를 포함하는 회로는 비선형, 시변 특성을 가지며, 공진 주파수이상에서 동작하는 직렬공진 컨버터 회로는 스위치의 ON동작이 영전류에서 이루어지므로 전류시 소자에 가해지는 Stress를 최소화 할 수 있다.[10-13. 15.]

본 연구에서는 일반적인 PWM스위칭 컨버터에서의 단점을 개선하고, Switch의Turn-on손실의 최소화 및 소형 경량화의 이점을 극대화 하기 위한 시도로, 공진점 이상에서 동작 하는 직렬공진 Converter를 모델로하여, 제안된 주파수제어법과 상태변수에 의한 상태 평면궤적으로 부터 기하학적인 방법을 사용하여, 기존의 방식에 비하여 회로의 제특성을 용이하게 해석하였다.[6-9. 14]

또한, 동작점 주변에서 발생한 제어 변수의 미소 변동에 대한 출력 응답 특성과 회로의 안정도 및 폐 Loop에서 정전압 특성과 소자에 가해지는 Stress의 정도를 주파수 영역에서 해석하여 그 결과를 제시하였으며, 이를 실험을 통하여 비교 검토를 행함으로써 실제 설계에 적용 가능하도록 하였다.

실험은 특성 Impedance 20.8[Ω], 자연 공진 주파수 50[KHz]인 Half-Bridge형 Converter를 구성하여, 이론 해석과의 비교 검토를 통해 제안한 해석의 타당성을 입증하였다.

2. 회로구성 및 동작원리

공진형 Converter에서 Converter부는 Inductor (L), Capacitor(C)의 직렬회로 및 Switch 소자 등으로 구성되며, Switch 소자에 흐르는 전류는 정현파상으로 되어 영전류 Switching이 가능하므로, Switching 손실이 미소하여 고주파화에 적합하다.

그림. 1.(a)는 고주파 직렬 공진형 DC-DC Converter의 기본구성을 나타낸 것으로 Half-Bridge형의 Energy 변환 방식을 사용하고 있다.

여기서 Q1-D1 및 Q2-D2 는 각각 Switch 쌍을 이루며 Inductor L 및 Capacitor C는 공진 Tank 회로를 구성한다. Transformer T1을 통하여 2차측으로 전달된 Energy는 D3, D4에 의해 정류되고 Capacitor Co에 의해 평활된 후, 제어요소에 의해 안정된 DC형태로 부하 R_L에 공급된다.

따라서, 정상상태에서의 출력전압은 Vo로 일정하게 되고 T1의 2차측에서는 전파 정류를 행하기 때문에 공진전류의 방향과 Converter측에서 본 출력 전압의 방향은 변화하게 된다.

여기서 출력전압을 일정히 유지하기 위하여 부하전류에 대응하는 스위칭 주파수를 가변하는 주파수 제어법을 사용한다.

그림. 1.(b)는 주파수 제어회로의기본 Block도를 나타낸 것으로, Switch 소자 Q1, Q2에 적절한 Drive 신호를 공급하기 위하여, 출력신호 Vo는 VCO로 유입된다. Error Amp에서의 오차전압 Vd에 따라서 Flip-Flop(F/F) 및 One-Shot을 구동하는 VCO의 주파수는 가변되며, 이와같이 구성되는 제어기는 부하의 증가로 인한 출력전압 Vo의 감소에 대하여 Drive 신호의 주파수를 감소하여 정전압을 유지할 수 있도록 Q1, Q2를 보정된 주파수로 교대로 동작하게 한다.

역으로 Vo의 증가에 대하여서는 VCO의 출력 주파수는 증가하게 된다. 직렬 공진Converter 회로는 Tank 회로 내에서의 전류의 흐름에 따라 연속적인 도통 상태로 된다.

본 연구에서는, 회로의 공진주파수 fr에 대한 Switching 주파수 fs의 비가, $fs/fr>1.0$, 인 공진점 이상의 동작 영역에서의 특성을 해석한다. 이 영역에서는 역병렬 Diode를 통한 Energy의 회생이 발생하며 고주파화가 가능하고 그림. 2.와 같이 영전류 Switching이 가능하게 된다.

그림. 2.는 $fs/fr>1.0$인 영역에서의 각부분 파형을 나타낸 것으로 회로의 동작은Q1→D2→Q2→D1 의 순으로 동작된다.

여기서, α는 Diode의 도통각, β는 Switch 소자의 도통각, I_{LP}는 Inductor 전류의 Peak 치, Vcp는 Capacitor 전압의 Peak치를 나타낸다. I_{LAV}는

*正 會 員 : 漢陽大 工大 電氣工學科 名譽教授 · 工博
**正 會 員 : 漢陽大 大學院 電氣工學科 博士課程
接受日字 : 1990年 5月 7日
1次修正 : 1990年 8月 9日

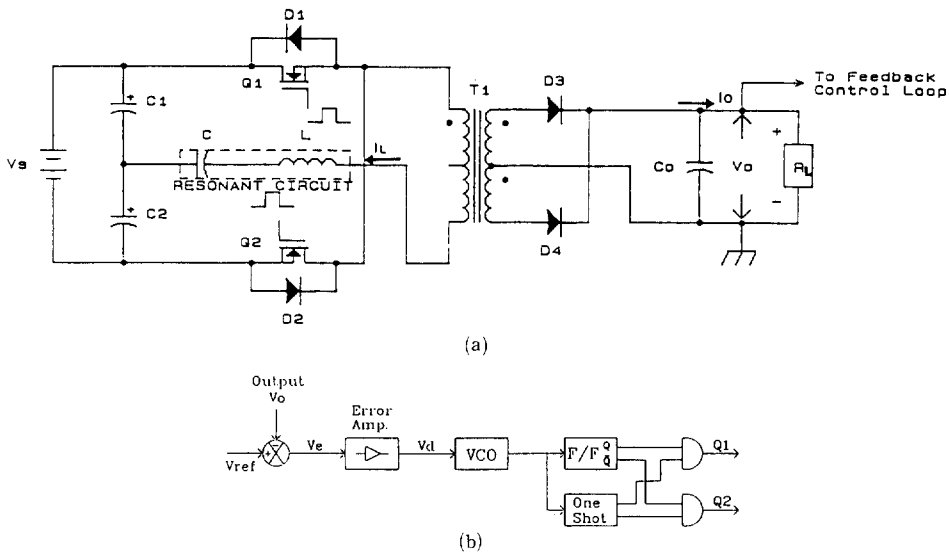

그림 1 기본 회로도.
(a) Half Bridge 형 직렬 공진 Converter
(b) 주파수 제어를 위한 Block도

Fig. 1 Basic Circuit of Series Resonant Converter.
(a) Half Bridge type Series Resonant Converter.
(b) The Block Diagram for Frequency Control.

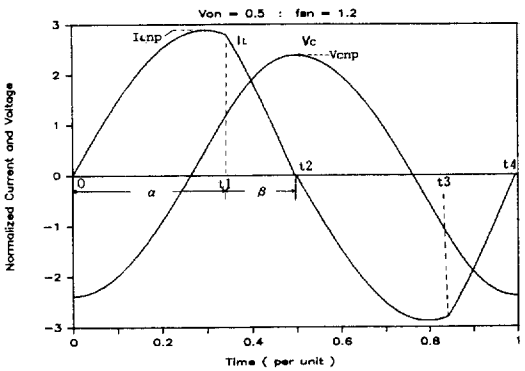

그림 2 공진점 이상($Fsn>1.0$)에서의 회로 동작 파형

Fig. 2 Circuit Operation Waveform(I_L, Vc) above Resonant Frequency.

부하에 공급되는 DC전류 Io와 동일한 평균 Inductor 전류이며, I_{Lo}와 $-Vco$는 각각 Q1이 도통되는 순간, $-I_{Lo}$와 Vco는 Q2가 도통되는 순간의 I_L과 Vc의 초기치를 각각 나타낸다.

3. 특성 해석

공진점 이상에서 동작하는 직렬공진 Converter의 특성 해석을 위하여 Converter 회로의 제손실은 미소하여 무시할 수 있는 이상적인 상태이며, 주파수 제어에 의한 출력전압 Vo는 매주기 동안 일정하게 유지되는 것으로 가정한다.

직렬공진형 Converter 회로는 부하에 대하여 Switch 소자와 공진회로가 직렬로 결합된 형태로 Switching 동작이 주기적이며 이전구간의 최종치를 초기조건으로 하는비선형, 이산 System으로 된다.

3.1 정상상태 해석

정상상태 해석을 위하여 그림. 1. (a)의 회로에서 Transformer T1을 사용하는 경우 누설 Inductance 및 여자전류에 의한 영향으로 그대로는 해석이 곤란하므로 T1의 권선비는 1 : 1이며 이상적인 것으로 하고, 출력단 Capacitor Co는 충분히 커서, 출력단전압 Vo는 1Cycle 동작중에는 일정하게 유지되며, 무손실회로로 가정하면 그림. 3. (e)와 같은 등가회로로 간략화 할 수 있다.

그림에서 등가전압원 Ve는 출력전압 Vo를 포함하며 각 Switch 소자는 매주기에 반드시 1회 도통하는 것으로 한다. 그림. 3.은 각 소자의 도통시

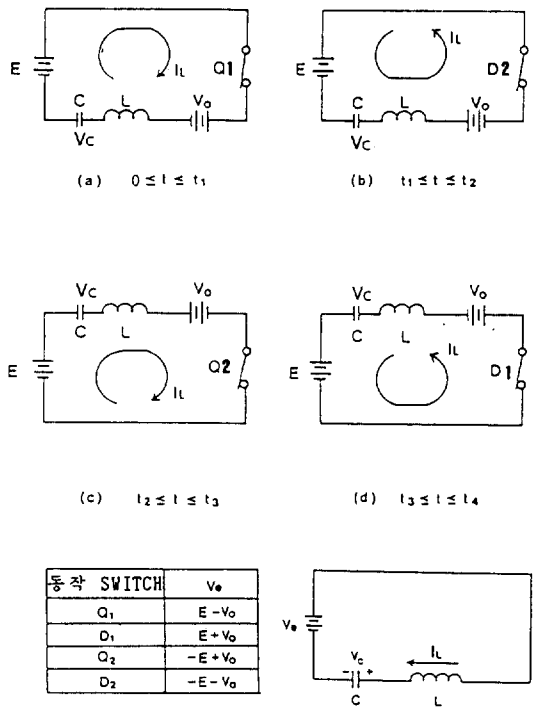

그림 3 각 구간의 등가회로
(a)-(d)공진 Mode
(e) 공통 등가회로

Fig. 3 The equivalent Circuit of each operation interval.

기하학적인 Mode를 나타낸다.

이와같은 가정에 따라, Tank회로의 Inductor 전류 I_L과 Capacitor 전압 Vc는 상태변수가 되며, 회로의 동작은 상태 평면에 의한 기하학적인 방법으로 해석 가능하다.

그림. 3.(e)로부터 회로의 상태 방정식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \dot{V}c \\ \dot{I}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1/C \\ -1/L & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Vo \\ I_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1/L \end{bmatrix} Ve \qquad (1)$$

회로의 고유 공진 주파수는 $\omega_r = 1/\sqrt{LC}$, 특성 Impedance $Zo = \sqrt{(L/C)}$이며, 표. 1.의 정규화량으로 정규화하여 초기조건 ($I_L(\text{to}) = I_{Lo}$, $Vc(\text{to}) = Vco$, $I_{Ln}(\text{to}) = I_{Lon}$ 및 $Vcn(\text{to}) = Vcon$)을 적용하면 식 (1)의 해는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} Vcn(t) - Ven &= I_{Lon}\sin\theta + (Vcon - Ven)\cos\theta \\ I_{Ln}(t) &= I_{Lon}\cos\theta + (Vcon - Ven)\sin\theta \end{aligned} \qquad (2)$$

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

parameter	기준량	정규화량
1. 입력전압	E	$Vin(=1$: 기준치)
2. 출력전압	Vo	$Von(=\text{Vo}/\text{E})$
3. 특성 Impedance	$Zo(=\sqrt{L/C})$	——
4. 부하저항	R_L	$R_Ln(=R_L/Zo)$
5. 고유 공진 주파수	fr	$fr(=1$: 기준치)
6. Switching 주파수	fs	$Fsn(=fs/fr)$
7. 동작주기	T	$tn(=ft\ t)$
8. Inductor 전류	I_L	$I_Ln(=I_L\ Zo/E)$
9. Capacitor 전압	Vc	$Vcn(=Vc/E)$
10. 출력전류	Io	$\text{Ion}(=Zo\ Io/E)$
11. 공진 Inductor	L	——
12. 공진 Capacitor	C	——
13. 출력 Capacitor	Co	$Con=Co/C$
14. 공진회로 Energy	W	$W_n=W(\omega_rZo/E^2)$

단, $\theta = \omega_r(t - to)$

식 (2)는 다음과 같은 일반화된 형태로 표현 가능하다.

$$I_Ln(t)^2 + [Vcn(t) - Ven]^2 I_{Lon}^2 + (Vcon - Ven)^2 = R^2 \qquad (3)$$

또한 $$\theta = \tan^{-1}\left[\frac{-I_Ln}{Vcn - Ven}\right] - \theta o \qquad (4)$$

단, $$\theta o = \tan^{-1}\frac{-I_Lon}{Vcn - Ven}$$

여기서 식 (3)은 각 소자의 동작이 (Vcn, I_Ln) 평면상에서 다음과 같이 각각 $M1$, $M2$, $M3$, $M4$를 중심으로 하는 원궤적을 그리게 됨을 뜻한다.

$$\begin{aligned} &M1(Q1\ \text{도통구간}) : (Ven = 1 - Von,\ I_Ln = 0) \\ &M2(D1\ \text{도통구간}) : (Ven = 1 + Von,\ I_Ln = 0) \\ &M3(Q2\ \text{도통구간}) : (Ven = -1 + Von,\ I_Ln = 0) \\ &M4(D2\ \text{도통구간}) : (Ven = -1 - Von,\ I_Ln = 0) \end{aligned} \qquad (5)$$

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

Switching 주파수가 공진 주파수 이상에서 동작하는 영역에서는 영전류 Switching이 가능하며 역병렬 Diode에 의해 전류되므로 MOSFET, BJT, GTO 등 스스로 자기 소호능력이 있는 소자만이 사용 가능하다.

이 경우의 상태평면궤적은 그림. 4.와 같다.

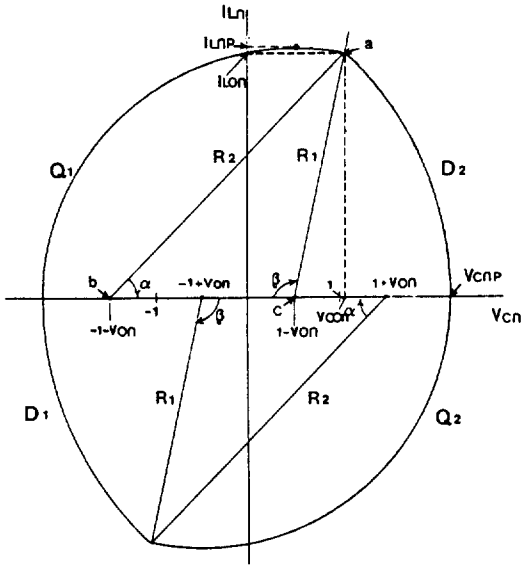

그림 4 이상적인 상태평면궤적
Fig. 4 Ideal State Plane Trajectory.

Switching Point는 1, 3상한에 존재하며 Switch 소자 Q1, Q2의 도통 반경을 R1, Diode D1, D2의 도통반경을 R2라 하고, fs/fr=Fsn, $\alpha+\beta=\gamma$로 정의하면 그림. 4.로 부터

$$R2-R1=2Von$$
$$R1^2+R2^2-2R1R2\cos(\pi-\alpha-\beta)=4 \qquad (6)$$

식 (6)으로부터

$$R1=-Von+\frac{1-Von^2\sin^2(\pi/2Fsn)}{\cos^2(\pi/2Fsn)}$$
$$R2=Von+\frac{1-Von^2\sin^2(\pi/2Fsn)}{\cos^2(\pi/2Fsn)} \qquad (7)$$

또한 각 소자의 도통각 α 및 β는 다음과 같다.

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

이 경우, 동작의 경계조건으로 Switch 소자의 도통반경 $R1min$은, $R1min=1-Von$으로(Vcn, I_{Ln})평면의 원점에 궤적이 도달하는 경우이며, 이 때는 Fsn이 무한대로 증가한 것을 의미한다.

그림. 4.로부터 정상상태 시의 제 특성을 구하면 다음과 같다.

Switch 소자에 가해지는 최대전류, Iqnp

$$Iqnp=R1 \quad (\beta>\pi/2)$$
$$=R2\sin\alpha \quad (\alpha<\pi/2)$$

Diode를 통하는 전류의 최대치, $Idnp$

$$Idnp=R2\ \sin\alpha$$

공진 Capacitor C에 가해지는 최대전압, $Vcnp$

$$Vcnp=R1-1+Von$$

Switch 소자 Q1, Q2에서의 평균전류, $Iqnav$과 $Idnav$

$$Iqnav=\frac{R1Fsn(1-\cos\beta)}{\pi}$$
$$Idnav=\frac{R2Fsn(1-\cos\alpha)}{\pi}$$

그림. 4.와 식 (7)으로 부터 출력 전압 Von을 구할 수 있다.

$$Von=\frac{R_Ln Fsn(R1+R2-2)}{\pi} =$$
$$\frac{-\pi G/K+\sqrt{(\pi G/K)^2+(1-G^2)+\pi^2G(1-G)/K^2}}{(1-G)+G(\pi/K)^2}$$

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

Tank 회로에 저장된 Energy Wn은 $Wn=(1/2)(Vcn^2+I_Ln^2)=d^2/2$ 단, $d=\sqrt{Vcn^2+I_Ln^2}$

여기서, Tank 회로에서의 순간 Energy는 (Vcn, I_Ln)평면에서 궤적상의 임의의 점과원점과의 거리로 표시되며, 동작 주파수가 무한대로 증가할때 Energy는 0이 된다.

정상상태의 동작점에서 Switch 소자 $Q1$, $Q2$의 동작시는 d의 크기는 큰 값을 가지며, Diode $D1$, $D2$의 동작시는 d의 크기가 감소된다. 즉, $Q1$, $Q2$의 동작시는 Energy의 유입이 있으며, $D1$, $D2$의 동작시 Energy의 회생이 발생하는 것을 알 수 있다.

3.2 동특성 해석

일반적인 Converter 회로와 같이 공진형 Converter 회로는 비선형 이산특성을 갖는다.

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

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

$X1=|I_Lon|$: Switching 점에서의 I_Ln의 초기치

$X2=|Vcon|$: Switching 점에서의 Vcn의 초

기치

$X3=|Von|$: 매 주기에서의 출력 전압

이상의 상태변수로부터 주파수 제어에 의한 출력 특성을 해석한다. 그림. 2. 및 그림. 4.로부터 $(K+1)$번째 주기에서의 상태 방정식은 다음과 같다.

$$X1(K+1)=R1\sin\beta \tag{9}$$

$$X2(K+1)=Vin(k)-X3(K)+R1\cos\beta \tag{10}$$

식 (10)에서 우변의 1항의 $Vin(k)$값은 Vcn축의 단위량으로 K번째 반주기에서의 일반화된 $Vin(K)$의 값으로 반주기 동안은 입력변동은 없다는 가정에 따라 $Vin(k)=1$이 된다.

그림. 1.(a)의 출력 Io로부터

$$Io=Co\frac{dVo}{dt}+\frac{Vo}{R_L} \tag{11}$$

이를 정규화 하여 반주기를 고려하면 다음과 같고, Fsn은 제어변수로서 Switching 주파수를 말한다.

$$\int_0^{1/2Fsn} Ion\ d(tn)=Con\frac{1}{2\pi}\int_0^{1/2Fsn} d(Von)+\frac{Von}{RLn}\int_0^{1/2Fsn} d(tn) \tag{12}$$

여기서, 시간 t_n은 동작주기의 공진주파수에 대한 정규화량이다.

출력단 Capacitor Co는 Tank 회로의 공진 Capacitor C에 비하여 충분히 크므로 반주기 동안의 출력 전압 Von은 일정히 유지된다고 가정하면 식 (12)와 정상상태의 평균출력 값의 상관 관계로 부터 다음과 같은 관계가 성립한다.

$$X3(K+1)=\left(1-\frac{\pi}{Con\ RLn\ \mathrm{Fsn}(K)}\right)X3(K)+\frac{1}{Con}[R1(1-\cos\beta)+R2(1-\cos\alpha)] \tag{13}$$

이상의 식 (9), (10), (13)에서 $X1(k+1)$, $X2(k+1)$, $X3(k+1)$을 각각 $F1$, $F2$, $F3$로 정의하면 다음과 같이 정리하여 표현할 수 있다.

$$X(k+1)=F[X(k),\ \mathrm{Fsn}(k),\ Vin(k)] \tag{14}$$

그림. 4.와 상태 변수의 정의로부터 $R1$, $R2$, α, β는 각각 다음과 같다.

$$R1=\sqrt{X1^2+(Vin-X3+X2)^2-2X3}$$

$$R2=\sqrt{X1^2(Vin-X3+X2)^2}$$

$$\alpha=\pi-\tan^{-1}\left(\frac{X1}{Vin-X3+X2}\right)$$

$$\beta=\frac{\pi}{Fsn}-\pi\tan^{-1}\left(\frac{X1}{Vin-X3+X2}\right) \tag{15}$$

여기서 $R1$, $R2$, α, β는 각각 $X1$, $X2$, $X3$, Fsn 및 Vin의 함수이며, 정상상태에서입력전압 $Vin(K)$는 단위값으로 일정하며, $dVin(K)=0$이므로 식 (14)에 미소변동에 대한 Taylor 급수 전개를 적용하면 다음과 같다.

$$d\boldsymbol{X}(k+1)=\mathbf{A1}\,d\boldsymbol{X}(k)+\mathbf{B1}\,d\boldsymbol{Fsn}(k) \tag{16}$$

여기서,

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

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

제어 변수 Fsn의 미소 변화에 대한 출력 Von변화의 상관관계를 나타내기 위해 식(16)을 Z 변환하면 다음과 같이 표현된다.

$$d\boldsymbol{X}(Z)=[Z\mathbf{I}-A1]^{-1}B1\,d\,\boldsymbol{Fsn}(Z) \tag{17}$$

식 (17)로부터 제어 변수에 대한 출력의 변화는 다음과 같이 표현된다.

$$\frac{dX3(Z)}{dFsn(Z)}=[Z\mathbf{I}-\mathbf{A1}]^{-1}\frac{\partial\,\boldsymbol{F}}{\partial Fsn} \tag{18}$$

또한, 계산에 필요한 관계식은 다음과 같다.

$$\frac{\partial F1}{\partial Xi}=\frac{\partial R1}{\partial Xi}\sin\beta+R1\frac{\partial\beta}{\partial Xi}\cos\beta\quad(i=1,2,3)$$

$$\frac{\partial F2}{\partial Xi}=\frac{\partial F1}{\partial Xi}\cos\beta-R1\frac{\partial\beta}{\partial Xi}\sin\beta\quad(i=1,2)$$

$$\frac{\partial F2}{\partial X3}=\frac{\partial R1}{\partial X3}\cos\beta-R1\frac{\partial\beta}{\partial X3}\sin\beta-1$$

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

$$\frac{\partial F3}{\partial X3}=\frac{1}{Con}\left[\frac{\partial R1}{\partial X3}(1-\sin\beta)+R1\frac{\partial\beta}{\partial X3}\sin\beta+\frac{\partial R2}{\partial X3}(1-\cos\alpha)+R2\frac{\partial\alpha}{\partial X3}\sin\alpha\right]$$

$$+1-\frac{\pi}{Con\ Ftsn\ RLu}$$

$$\frac{\partial F1}{\partial Fsn}=R1\frac{\partial\beta}{\partial Fsn}\cos\beta$$

$$\frac{\partial F2}{\partial Fsn}=-R1\frac{\partial\beta}{\partial Fsn}\sin\beta$$

$$\frac{\partial F3}{\partial Fsn}=\frac{1}{Con}\left[\frac{\pi\ X3}{Fsn^2\ R_Ln}+R1\frac{\partial\beta}{\partial Fsn}\sin\beta\right]$$

3.3 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.

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

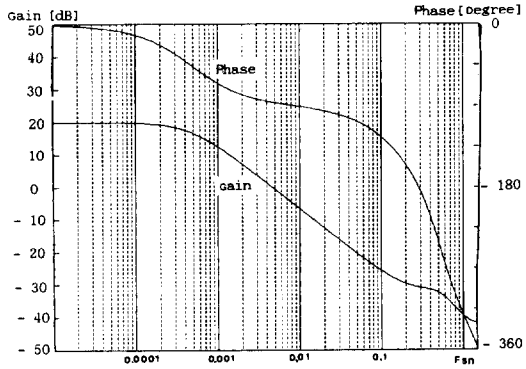

그림 5 동특성 응답 특성.
(a) $Fsn=1.5$, $Con=10000$, $R_Ln=0.75$
(b) $Fsn=1.5$, $Con=4533$, $R_Ln=0.5$

Fig. 5 Dynacic response of Series Resonant Converter. (Control to Output)

그러므로,

$$\omega_w=\tan(\omega_nT/2) \tag{19}$$

로 표현 가능하며 식 (19)은 정규화된 주파수 ω_n과, W평면에서의 변환된 주파수 ω_w의 상관관계를 나타내고 있다.

그러므로, 이산계에서의 주파수 영역의 상관관계는

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

와 같이 표현 가능하며, 식 (19)에서 반주기를 고려하면 $T=1/(2Fsn)$이므로

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

으로 된다.

그림. 5.는 (a) $Fsn=1.5$, $Con=10000$, $R_Ln=0.75$

(b) $Fsn=1.5$, $Con=4533$, $R_Ln=0.5$

인 경우의 공진형 Converter의 동특성 응답을 나타낸 것이다.

그림으로부터 공진 주파수의 동작 주파수의 차를 정규화한 주파수 부근에서 2차 극점이 존재하며 Co의 용량 및 R_Ln 값이 증가할수록 대역폭은 좁아지며 설계시 적절한 이득여유, 위상여유를 갖도록 Feedback 회로를 구성하므로써 안정된 특성을 갖는 Converter를 설계할 수 있다.

4. 실험 및 고찰

Switching 주파수 제어에 의한 공진형 Converter에서 $Fsn>1.0$인 동작 영역에서의 동특성을 파악하기 위해 다음과 같은 시정수를 갖는 직렬 공진 Converter 회로를 구성하여 실험을 행하였다.

$$Vs=120\ Vdc\quad L=65\ \mu H\quad C=0.15\ \mu F$$
$$Zo=20.8\ \Omega\quad fr=50\ KHz$$

본 연구에서는, Transformer T1의 권수비를 4 : 1($n=0.25$)로 하였으며, Switching 주파수의 변화는 Transistor의 선형 동작 영역을 이용하여 VCO단의 Timing Resistor를 출력 궤환 신호 Vo에 따라 자동으로 가변하는 방법을 사용하였다.

그림. 6.은 $Fsn=1.75$, ($fs=87.26$KHz)인 경우의 Switching 특성을 나타낸 것으로 스위치소자가 ON시에 영 전류 Switching이 가능하다.

그림에서, Switching Point 는 1, 3상한에 존재

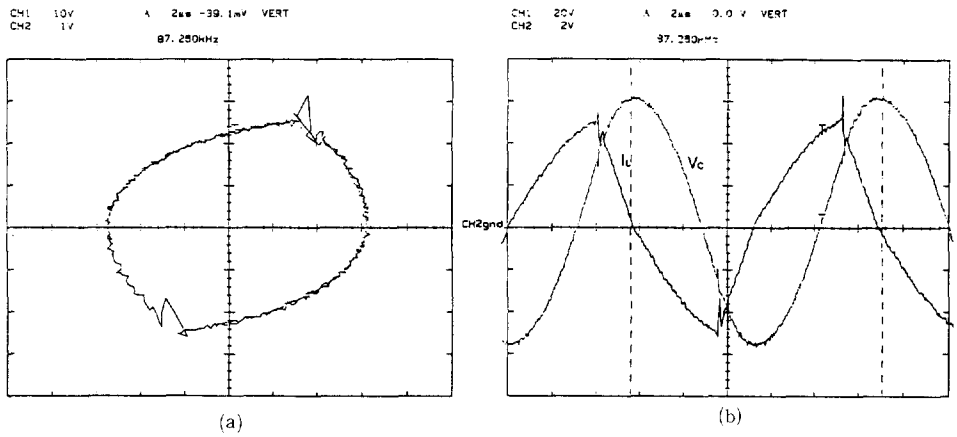

그림 6 직렬공진 Converter 회로의 Switching 특성. ($Fsn=1.75$)
(a) 상태 평면도(X-Y Plot)
(b) Inductor 전류 및 Capacitor 전압

Fig. 6 Switching characteristics of Series Resonant Converter. ($Fsn=1.75$)
(a) Experimental result of state piane diagram.(X-Y Plot)
(b) Experimental waveform of Inductor current & Capacitor voltage.

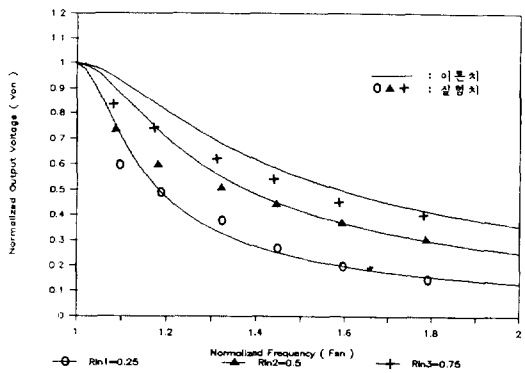

그림 7 각 부하상태에서의 출력 특성.
Fig. 7 Output characteristics of each load condition.

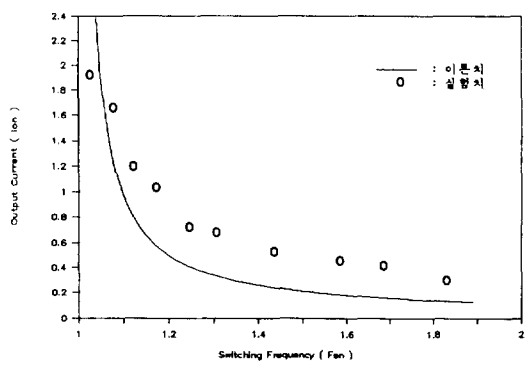

그림 8 정전압 출력 특성($Vout=5.5V$)
Fig. 8 Experimental result of fixed output voltage.($Vout=5.5V$)

하며, ON시의 영전류 Switching으로인해 손실이 감소하고 Converter 효율 향상을 기대할 수 있다.

그림. 7.은 부하저항을 Parameter로 한경우 Switching 주파수에 대한 출력 특성을 나타낸 것으로 공진점 부근에서 출력 전압 이득이 가장 높고 실제 회로에서의 손실을 고려한다면 이론과 실제는 잘 일치함을 알 수 있다.

Half Bridge형 Converter는 Switch 양단의 전압 Stress가 입력 Vs로 제한되며, Switching 시 누설 인덕턴스에 의한 전압 Spike를 감소할 수 있고, Transformer의 Core의 이용률을 극대화 할 수 있다.

그림. 8은 폐 Loop제어를 행하여 출력 전압을 일정하게 유지한 경우의 부하변동에따른 주파수 특성을 나타낸 그림이다.

그림에서 공진점 이상의 경우 스위칭 주파수가 높아질수록 Fsn에 의해 제어되는 전류원으로서의 특징을 갖게 된다.

그림. 9는 동일조건에서 상태변수로 선정한 Indoctor Peak 전류 I_Lnp 및 Capacitor Peak 전

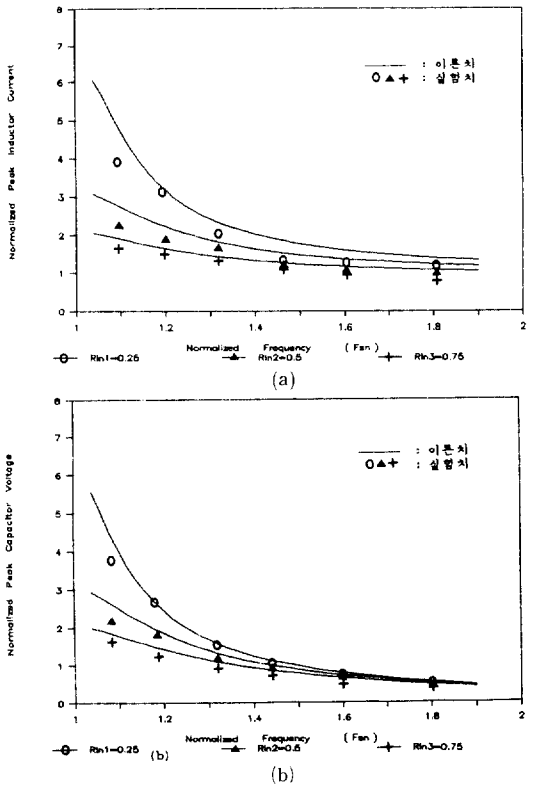

그림 9 Tank 회로내의 Stress
(a) I_{Lnp}의 변화
(b) $Vcnp$의 변화

Fig. 9 The Stress of Tank Circuit under each load condition.

압 Vcnp로 Tank 회로의 Stress를 나타낸 그림이다. 그림으로부터 주파수 감소에 따라 Tank회로내에서의 Stress가 가중되고, 고주파가 진행될수록 소자에 가해지는 Stress가 점차 감소함을 알 수 있다.

5. 결 론

일반적으로 Switching 주파수를 증가함으로써 소형 경량화가 가능하고 전력밀도를향상시킬 수 있으므로 $Fsn>1$인 공진점 이상의 영역은 바람직한 동작영역이 된다. 이영역에서는 동작 주파수의 증가에 따라 소자에 가해지는 Stress는 감소하게 된다.

본 연구는 Half Bridge형 직렬 공진 Converter에 대하여, 상태 평면법을 기초로 하여 공진 주파수 이상의 고주파에서 동작하는 회로의 정상상태 해석과 정상상태 동작점 부근에서의 Switching 주파수의 미소 변화에 대한 출력 특성을 Bilinear 변환을 적용하여 해석하였다.

여기서, Switching 주파수와 공진 주파수의 차를 정규화한 주파수 부근에서 2차 극점이 존재하며, 출력 DC전압을 안정화하기 위한 출력단 Capacitor Co 용량의 증가 및 부하저항 R_{Ln} 이 커질수록 대역폭은 좁아지고 안정도가 향상되며, Fsn의 증가에 따라전류원으로서의 특성을 가짐을 알 수 있었다.

이론해석의 타당성은 실험을 통하여 입증하였으며, 이상의 결과로 부터 각종 공진형 Converter의 해석에 상태평면 기법을 적용하는 경우 매우 유용한 해석 결과가 예상되고, 고주파 스위칭에 의한 보다 높은 전력밀도를 갖는 효율적인 전원장치의 개발 가능성을 기대할 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. IECI. vol. 23, no. 2, pp. 133~141, 1976.

[4] R.J. King and T.A. Struart, "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 an 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 Conveter", 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 Annual 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, 197.

[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. Disseration, 1983.

[11] A.F. Witulski and R.W. Erickson, "Design of the Series Resonant Converter for Minimum Componant 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.

[14] K.Al. Haddad, et al, "Novel Control Strategy to Improve the Dynamic Performance of a Series Resonant Converter", IEEE-IAS-88 Annual Meeting Conf., pp. 806~812, 1988.

[15] R.L. Steigerwals, "A Comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies", IEEE Applied Power Electronics Specialists Conference Record, pp. 135~144, 1987.