

A Characteristic Analysis of Resonant Voltage Resultant Type DC/DC Converter

黃啓鎬* · 金鍾海** · 南承植*** · 金東熙[§] · 鄭道永^{§§} · 吳昇勳^{§§§}

(Gye-Ho Hwang · Jong-Hae Kim · Seung-Sik Nam · Dong-Hee Kim · Do-Young Jung · Seung-Hoon Oh)

Abstract - This paper presents a circuit of resonant voltage resultant type DC/DC converter consists of two unit half-bridge high frequency resonant inverters, and describes operating modes, principle and analysis of the proposed circuit. Also, the analysis of the proposed circuit has generally described by using normalized parameters. Based on the characteristic values, a method of the circuit design is proposed. According to phase shift, the output voltage of the proposed circuit can be controlled. In addition, the justification of theoretical analysis was certified by comparing to the experimental waveforms. In the future, this proposed converter show that it can be practically used as the system of fixed DC voltage source etc.

Key Words : Resonance Voltage Resultant, Phase Shift, Normalized Value, Characteristic Estimate

1. 서 론

최근, 전력용 반도체 소자를 이용한 DC/DC 컨버터는 고효율, 소형·경량화의 장점 때문에 가전기기, 통신기기 및 컴퓨터등에 폭넓게 적용되고 있다[1]. 1980년대부터 활발히 연구되어온 DC/DC 컨버터는 PWM기법과 공진기법으로 대별할 수 있다. PWM기법은 듀티비를 제어하므로 전류와 전압에 맥동이 생기고, 스위칭 소자의 dv/dt, di/dt가 크므로 소·중용량의 전력변환에 주로 사용되어지고 있다. 공진기법은 전력흐름이 정현적인 형태로 처리되나, 저전력 DC/DC 컨버터 응용시 회로의 복잡성 때문에 주로 중·대용량의 전력변환에 사용된다[2-5].

근래들어 DC/DC 컨버터 시스템에 Fuzzy Logic, Neural Network등을 이용하여 출력을 제어하기도 하고[1,6], 또 PFM 제어 및 Phase Shift 제어방법등을 이용하여 출력을 광범위하게 제어하는 연구가 활발히 진행되고 있다[7-9].

상술한 기술적 배경의 바탕 위에, 본 연구는 단위 인버터인 하프 브릿지 부하 병렬 공진형 인버터 2기를 입력전원에 병렬로 접속하여[10], 공진용 커패시터 양단전압을 출력 전압으로 한 공진 전압 합성형 DC/DC 컨버터의 특성해석에 관해 기술하고 있다.

제안 DC/DC 컨버터 회로의 회로해석과 특성값을 범용성 있게 하기 위해, 무차원화 파라미터를 도입하여 제 특성평가를 행하였다. 또 특성평가를 기초로 하여 회로 설계법의 일례를 제시하였고, MOSFET에 의한 실험을 통해 얻은 실험치와 이론치를 비교하여 특성해석의 정당성도 입증하고 있다.

2. 회로 구성

연구 대상 회로인 그림1은 하프 브릿지 부하 병렬 공진형 인버터 2기를 입력전원에 병렬로 접속하고, 고주파 변압기에 의해 인버터부와 정류부를 절연함과 동시에 인버터부의 공진커패시터 전압(V_{c1} , V_{c2})이 합성되어 정류부를 거쳐 부하(R)에 출력전압이 인가되는 회로구성을 보여주고 있다.

그림1에서 ($S_1 \sim S_4$)는 자기 소호 기능을 가진 스위칭 소자로 MOSFET, IGBT, Power SIT등의 적용이 가능하다. (L_1 , L_2) 및 (C_1 , C_2)는 공진용 리액터와 커패시터이며, L_0 , C_0 는 평활용 리액터 및 커패시터이다. 그리고 ($D_1 \sim D_4$)는 회생용으로 사용되는 역병렬 다이오드이고, ($D_5 \sim D_8$)는 브리지로 구성된 정류용 다이오드로 역회복 시간이 짧은 고속형 다이오드를 사용하고 있다.

그림1에서 왼쪽 인버터부를 기준상 인버터(R_{INV}), 오른쪽 인버터부를 제어상 인버터(C_{INV})로 하며, R_{INV} 와 C_{INV} 에 인가하는 구동신호의 위상차를 부여함으로써 제어된 합성전압이 부하(R)에 인가된다.

그림1의 회로구성에서 알 수 있듯이 부하 단락시 공진 전압 합성형 DC/DC 컨버터는 공진 인버터부의 동작이 비교적 안정하고, 인버터부에서 스위칭주파수를 독립적으로 선택하여 운전할 수 있으며, 예비기 보유기능을 가질 수도 있다. 또한, Phase Shift 기능을 부여하므로 직류출력전압의 제어 범위가 넓다는 등의 특징을 갖는다.

* 準 會 員 : 嶺南大 工大 電氣工學科 博士課程
 ** 正 會 員 : 安東情報大學 電氣科 講師 · 工博
 *** 正 會 員 : 龜尾1大學 電氣科 兼任教授 · 工博
 § 正 會 員 : 嶺南大 工大 電氣 · 電子工學部 教授 · 工博
 §§ 正 會 員 : 三陟大 制御計測工學科 教授 · 工博
 §§§ 正 會 員 : 東海大學 情報通信科 助教授 · 工博
 接受日字 : 1999年 2月 3日
 最終完了 : 1999年 12月 8日

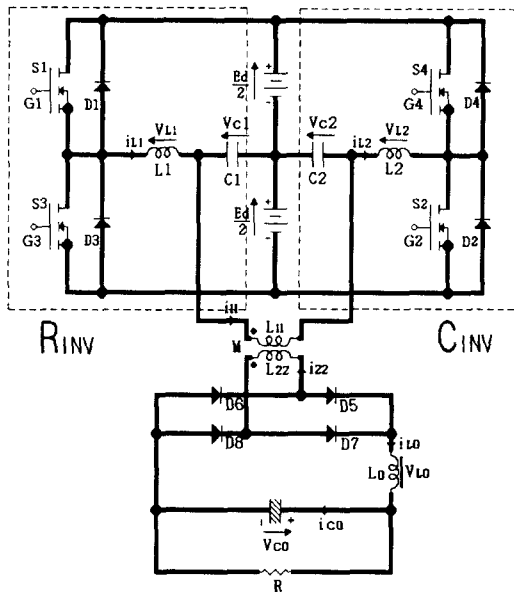


그림 1 공진 전압 합성형 DC/DC 컨버터
Fig. 1 Resonant Voltage Resultant type DC/DC Converter

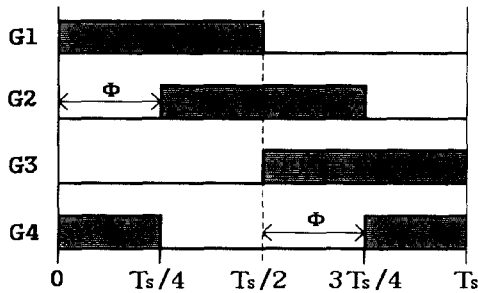


그림 2 스위칭 신호 패턴
Fig. 2 Switching signal pattern

그림2는 스위칭 신호 패턴을 보여주고 있다. 그림2와 같은 구동 신호 패턴일 경우, 즉 위상차각 $\Phi=90^\circ$ ($T_s/4$)만큼 위상 천이를 시킨다면, RINV의 S1, CINV의 S4가 온 상태를 유지하고, 정류부의 다이오드는 변압기 2차측 전류방향에 따라 D6, D7이 온 상태가 된다. 이 때 RINV의 Vc1에 정(+)의 전압이 인가되고, CINV의 Vc2에는 부(-)의 전압이 인가된다. 이 상태에서 고주파 변압기 양단에 직류전원 전압이 인가되는 것을 비교해 보면 $\Phi=0^\circ$ 인 경우보다 출력이 감소됨을 알 수 있다.

3. 회로 해석

회로 해석을 위해 다음과 같은 가정을 하였다.

- i) 반도체 스위칭소자 및 다이오드는 이상 스위치로 한다.
- ii) 배선의 손실과 커패시터와 리액터의 손실이 영인 이상적인 소자이다.
- iii) 전압원은 리플이 영인 직류전압원으로 한다.
- iv) 부하는 저항부하로 한다.

이상의 가정에 따라 회로 상태 변수의 기호 및 기준방향

은 그림1과 같이 정하였다.

그림1의 회로 동작모드는 RINV의 구동신호(G_1, G_3)와 CINV의 구동신호(G_2, G_4)에 위상차각(Φ)를 부여하는 경우 1주기 동안 6개 모드로 분류되며, 동작모드는 표1과 같다.

회로의 해석결과에 범용성을 주기 위해 표2에 나타난 무차원화 변수를 도입하였으며, 무차원화 상태방정식은 다음과 같다.

$$\dot{X}^T = AX^T + B^T$$

여기서 \dot{X}, X, A, B 는 다음과 같다.

$$\dot{X} = \frac{d}{dz} \begin{bmatrix} i_{L1}^*(z) & i_{L2}^*(z) & i_{L0}^*(z) & V_{C1}^*(z) & V_{C2}^*(z) & V_{C0}^*(z) \end{bmatrix}$$

$$X = \begin{bmatrix} i_{L1}^*(z) & i_{L2}^*(z) & i_{L0}^*(z) & V_{C1}^*(z) & V_{C2}^*(z) & V_{C0}^*(z) \end{bmatrix}$$

$$A = \frac{4\pi}{\mu} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & sn \frac{1}{a_0} & sn \frac{1}{a_0} & -\frac{1}{a_0} \\ \frac{1}{4} & 0 & -sn \frac{1}{4} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{4} & -sn \frac{1}{4} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{4b_0} & 0 & 0 & -\frac{1}{4\lambda b_0} \end{bmatrix}$$

$$B = \frac{4\pi}{\mu} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

그리고, $sn = -1$ 이고, sn 은 L_0, C_0 의 전압, 전류를 결정하기 위한 변수이다.

각 모드에 대한 회로 상태방정식을 그림3의 흐름도에 의해 수치해석을 행하였다. 흐름도에서 알 수 있듯이, 우선 회로의 파라미터인 위상차각($\Phi=t_{on}$), 무차원화 주파수(μ), 무차원화 부하제어변수(λ), 무차원화 커패시터비(b_0), 무차원화 리액터비(a_0)를 설정한다. 각 파라미터의 초기값을 설정한 후, 무차원화 시간 z 를 0에서부터 임의의 스텝으로 증

표 1 동작모드

Table 1 Operation mode

MO DE	S ₁	S ₂	S ₃	S ₄	D ₁	D ₂	D ₃	D ₄	D ₅	D ₆	D ₇	D ₈	조건
1	ON	ON	off	off	off	off	off	off	off	ON	ON	off	$V_{c1}+V_{c2}>0$
2	off	off	off	off	ON	ON	off	off	ON	off	off	ON	$V_{c1}+V_{c2}<0$
3	ON	off	off	ON	off	off	off	off	off	ON	ON	off	$V_{c1} > V_{c2}$ $V_{c1} < V_{c2}$
4	off	off	ON	ON	off	off	off	off	ON	off	off	ON	$V_{c1}+V_{c2}<0$
5	off	off	off	off	off	off	ON	ON	off	ON	ON	off	$V_{c1}+V_{c2}>0$
6	off	ON	ON	off	off	off	off	off	off	ON	off	ON	$V_{c1} > V_{c2}$ $V_{c1} < V_{c2}$

표 2 기준량과 무차원화량

Table 2 Reference and normalized values

	Reference values	Normalized values
Voltage	$E_s = E_d$	$v^* = \frac{v}{E_s}$
Current	$I_s = \frac{E_s}{Z_s}$	$i^* = \frac{i}{I_s}$
Power	$P_s = E_s \times I_s$	$P^* = \frac{P}{P_s}$
Impedance	$Z_s = 2\sqrt{\frac{L}{C}}$	$\lambda = \frac{R}{Z_s}$
Inductance	$L_s = L_1 = L_2$	$a_o = \frac{L_o}{L_s}$
Capacitance	$C_s = C_1 = C_2$	$b_o = \frac{C_o}{C_s}$
Frequency	$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$	$\mu = \frac{f_{sw}}{f_r}$
Time	$T_s = \frac{1}{f_r}$	$z = \frac{t}{T_s} \quad dz = \frac{dt}{T_s}$

Remark) f_{sw} : Operating frequency of converter
 f_r : Resonant frequency of L and C
 T_s : Operating period of converter

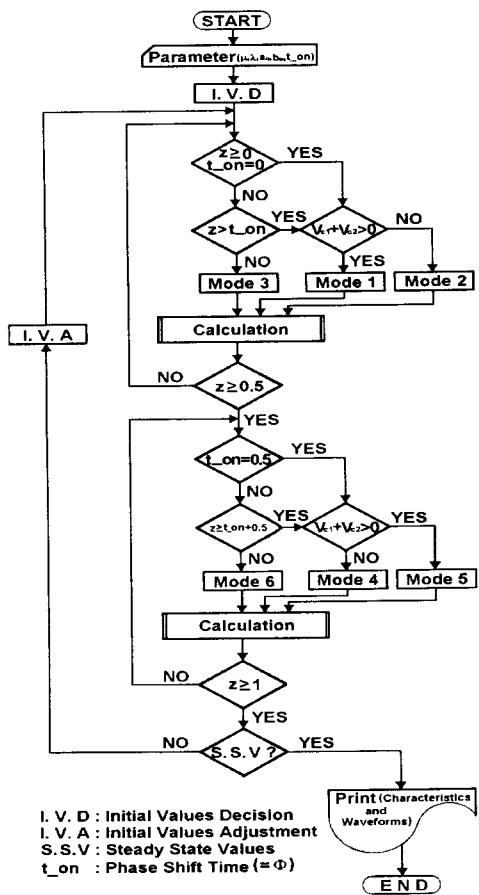


그림 3 흐름도
Fig. 3 Flow chart

가시킴으로써 2차측에 흐르는 전류방향과 공진 커패시터 V_{C1} 과 V_{C2} 의 전압의 크기에 따라 모드판정을 하여 Runge-Kutta 법을 이용 계산을 실행한다. 또한, 다음 반주기 동안에서도 위

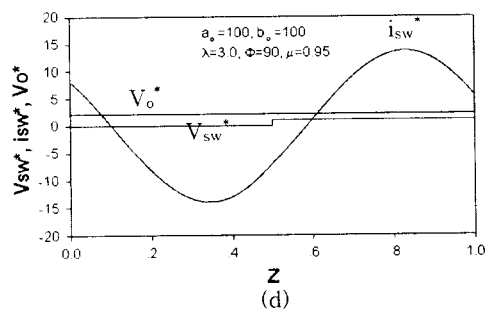
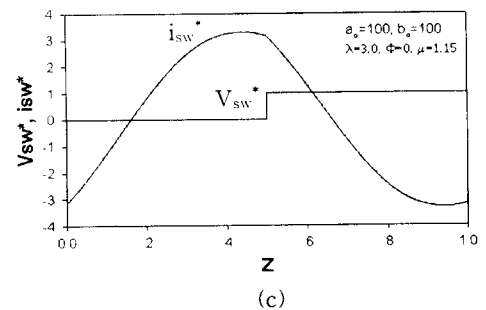
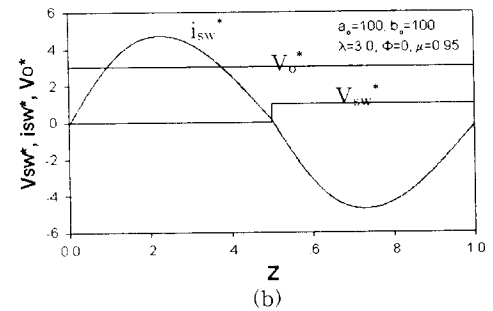
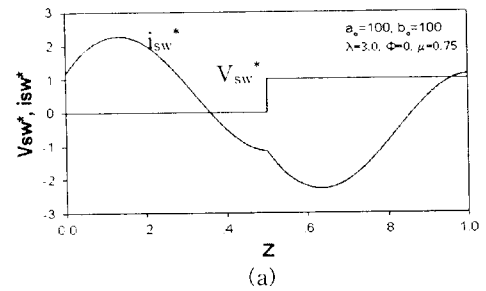


그림 4 이론파형

- (a) V_{sw}^* 와 i_{sw}^* 의 파형 ($\Phi=0^\circ, \mu=0.75$)
- (b) V_{sw}^* , i_{sw}^* 와 V_o^* 의 파형 ($\Phi=0^\circ, \mu=0.95$)
- (c) V_{sw}^* 와 i_{sw}^* 의 파형 ($\Phi=0^\circ, \mu=1.15$)
- (d) V_{sw}^* , i_{sw}^* 와 V_o^* 의 파형 ($\Phi=90^\circ, \mu=0.95$)

Fig. 4 Waveforms of theoretical

- (a) Waveforms of V_{sw}^* and i_{sw}^* ($\Phi=0^\circ, \mu=0.75$)
- (b) Waveforms of V_{sw}^* , i_{sw}^* and V_o^* ($\Phi=0^\circ, \mu=0.95$)
- (c) Waveforms of V_{sw}^* and i_{sw}^* ($\Phi=0^\circ, \mu=1.15$)
- (d) Waveforms of V_{sw}^* , i_{sw}^* and V_o^* ($\Phi=90^\circ, \mu=0.95$)

와 같은 방법을 이용하여 계속 연산을 실행하게 된다.

만약, 무차원화 시간이 $z \geq 1.0$ 인, 1주기 동안 계산이 끝나면 최종치와 초기치를 비교하여 정상상태를 판정한다.

그림4 (a), (b), (c)는 $\Phi = 0^\circ$ 이고, $\mu = 0.75$, $\mu = 0.95$, $\mu = 1.15$ 일 때 스위치 전압(V_{sw}^*)과 스위치 전류(i_{sw}^*), 출력 전압(V_o^*)에 대한 이론 파형을 보여주고 있다. 그림4 (a)는 스위치 전류가 스위치 전압보다 위상이 앞서는 용량성 부하로 동작하고, 그림4 (b)는 스위치 전압, 전류의 위상이 동상이므로 저항성 부하로 동작하고 있다. 그리고 그림4 (c)는 스위치 전압이 스위치 전류보다 앞서는 유도성 부하로 동작하는 이론파형을 보여주고 있다.

그림4의 (d)는 $\mu = 0.95$, $\Phi = 90^\circ$ 일 때 스위치 전압(V_{sw}^*)과 스위치 전류(i_{sw}^*), 출력 전압(V_o^*)에 대한 이론 파형을 보여주고 있다. 여기서 그림4 (b)보다 스위치 전류가 증가되었다는 것을 알 수 있다. 이것은 Phase Shift 제어방법을 이용하면 스위치 전류는 증가하게 되지만, 기준상 인버터(R_{INV})의 공진 커패시터 전압인 V_{C1} 과 제어상 인버터(C_{INV})의 공진 커패시터 전압인 V_{C2} 가 서로 상쇄되어 출력전압은 감소되는 것을 알 수 있다.

4. 특성평가

그림5 (a)는 $\Phi = 0^\circ$ 일 때 무차원화 부하제어변수(λ)를 파라미터로 해서 무차원화 주파수(μ)의 변화에 대한 평균출력전력 이론특성을 보여주고 있다. 부하제어변수(λ)가 3.0일 때 무차원화 주파수(μ)가 0.95에서 평균출력전력이 최대가 되고, 무차원화 주파수(μ)의 변화에 따라 $\mu = 0.75$, $\mu = 1.15$ 에서 최소가 됨을 알 수 있다. 이것은 무차원화 주파수의 변화, 즉 PFM 제어방법을 이용하여 출력전력 제어가 가능하다는 것을 보여주고 있다. 그리고 $\mu = 0.95$ 일 때 무차원화 부하제어변수(λ)의 변화에 의해 출력전력이 변화하고 있으며, 부하 증가에 따라 출력전력이 증가하는 특성을 알 수 있다.

그림5 (b)는 $\mu = 0.95$ 일 때 무차원화 부하제어변수(λ)를 파라미터로 해서 Φ 의 변화에 대한 R_{INV} 의 공진 커패시터 최대전압 이론특성을 보여주고 있다. $\lambda = 3.0$ 일 때 Φ 를 0° 에서 180° 로 변화시키면 R_{INV} 의 공진 커패시터에 걸리는 최대전압은 $\Phi = 30^\circ$ 지점에서 최소가 되었다가 서서히 증가하여 $\Phi = 180^\circ$ 에서 최대전압이 인가되는 것을 알 수 있다. 또한, 임의의 Φ 에서 무차원화 부하제어변수(λ)를 변화시켜도 R_{INV} 의 공진 커패시터에 걸리는 최대전압은 거의 일정하다는 것을 알 수 있다.

그림5 (c)는 $\mu = 0.95$ 일 때 무차원화 부하제어변수(λ)를 파라미터로 해서 Φ 의 변화에 대한 스위치 최대전류 이론특성을 보여주고 있다. 그림5에서 $\lambda = 3.0$ 에서 Φ 를 0° 에서 180° 로 변화시키면 스위치에 걸리는 최대전류는 $\Phi = 30^\circ$ 근처에서 최소가 되었다가 서서히 증가하여 $\Phi = 180^\circ$ 에서 최대로 증가하는 경향을 알 수 있다.

5. 회로설계

기본 설계 사양으로 입력전압 $E_d[V]$, 출력전력 $P[W]$ 가 주어졌을 경우, 특성 평가치를 근거로 하여 회로정수를 구하기 위한 회로 설계 기법의 일 예는 다음과 같다.

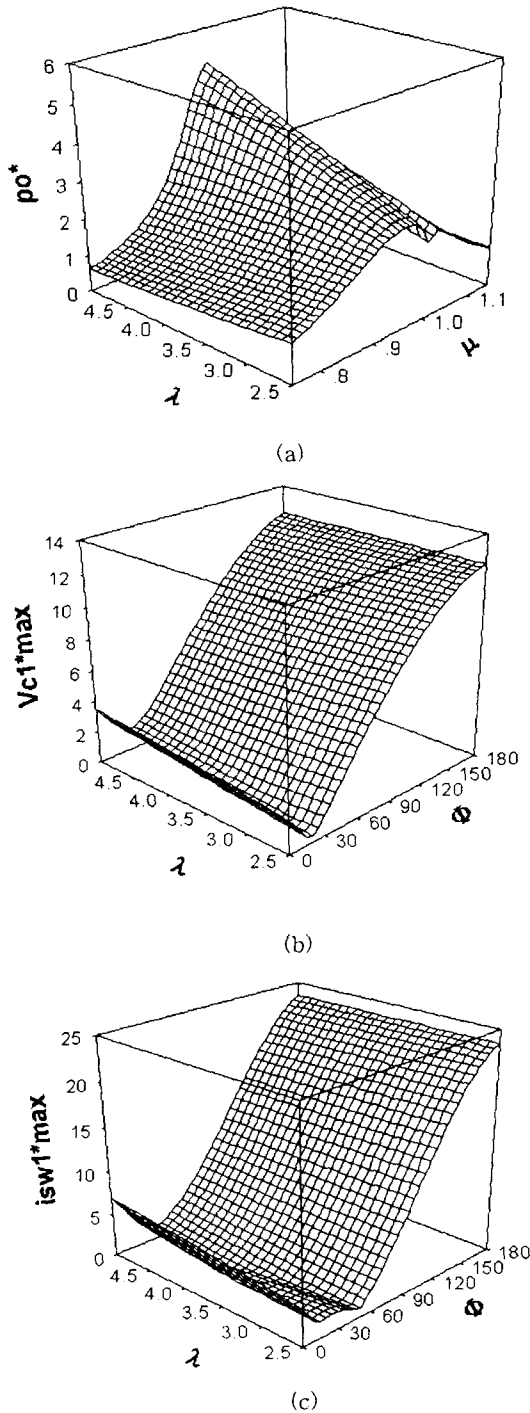


그림 5 이론특성

- (a) 출력전력(P_o^*)특성
- (b) 공진커패시터최대전압(V_{c1}^*max)특성
- (c) 스위치최대전류(i_{sw1}^*max)특성

Fig. 5 Theoretical characteristic

- (a) Characteristic of P_o^*
- (b) Characteristic of V_{c1}^*max
- (c) Characteristic of i_{sw1}^*max

Step1	입력전압 E_d [V], 출력전력 P [W]결정(설계 사양)
Step2	λ, μ, ϕ 결정(각 파라미터 결정) : 그림5(a), 그림8(a)참조
Step3	P_{max} 결정(특성평가치에 의해 결정) : 그림5(a), 그림8(a)참조
Step4	임피던스 기준량 산출 : 표2 참조
Step5	L, C 값 선정 : 표2 참조
Step6	회로의 고유 주파수 산출 : 표2 참조
Step7	스위칭 주파수 결정 : 표2 참조
Step8	부하 산출 : 표2 참조
Step9	각각의 전압과 전류를 산출 : 그림8(c)참조

표 3 회로정수

Table 3 Design of circuit parameter

User Specification	
E_d	40 [V]
P	170 [W]
Circuit Parameter	
$C_1 = C_2$	0.15 [μ F]
$L_1 = L_2$	18 [μ H]
R	65 [Ω]
f_r	97 [kHz]
f_{sw}	92.2 [kHz]
Z_s	21.6
V_o	105 [V]

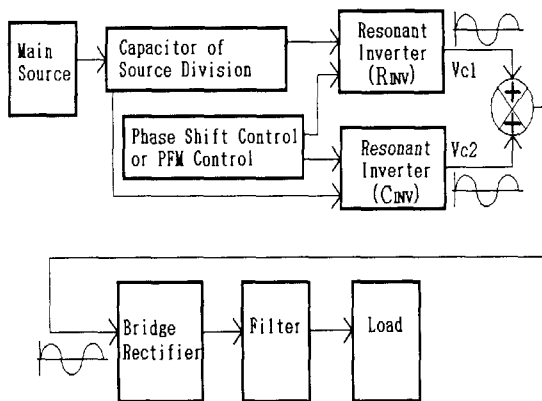
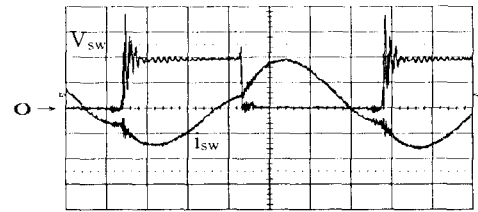


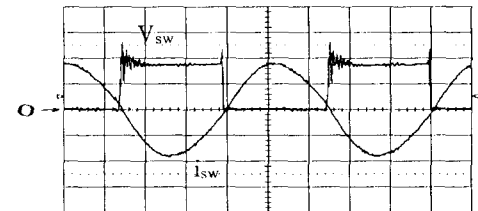
그림 6 제안 DC/DC 컨버터의 시스템 블록도

Fig. 6 System block diagram for proposed DC/DC converter



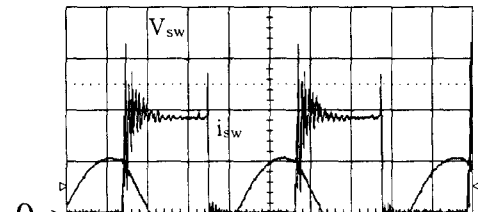
($V_{sw} : 20(V)/Div, i_{sw} : 2(A)/Div, T : 2(\mu s)/Div$)

(a)



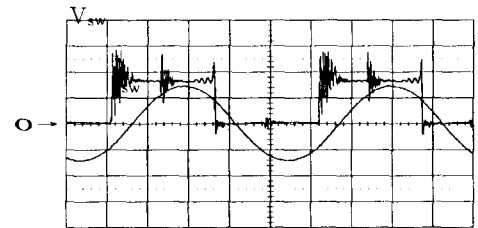
($V_{sw} : 20(V)/Div, i_{sw} : 5(A)/Div, T : 2(\mu s)/Div$)

(b)



($V_{sw} : 20(V)/Div, i_{sw} : 5(A)/Div, T : 2(\mu s)/Div$)

(c)



($V_{sw} : 20(V)/Div, i_{sw} : 10(A)/Div, T : 2(\mu s)/Div$)

(d)

그림 7 실험파형

(a) V_{sw} 와 i_{sw} 의 파형 ($\Phi=0^\circ, f_{sw}=74kHz$)

(b) V_{sw} 와 i_{sw} 의 파형 ($\Phi=0^\circ, f_{sw}=94kHz$)

(c) V_{sw} 와 i_{sw} 의 파형 ($\Phi=0^\circ, f_{sw}=113kHz$)

(d) V_{sw} 와 i_{sw} 의 파형 ($\Phi=90^\circ, f_{sw}=94kHz$)

Fig. 7 Waveforms of experimental

(a) Waveforms of V_{sw} and i_{sw} ($\Phi=0^\circ, f_{sw}=74kHz$)

(b) Waveforms of V_{sw} and i_{sw} ($\Phi=0^\circ, f_{sw}=94kHz$)

(c) Waveforms of V_{sw} and i_{sw} ($\Phi=0^\circ, f_{sw}=113kHz$)

(d) Waveforms of V_{sw} and i_{sw} ($\Phi=90^\circ, f_{sw}=94kHz$)

회로 해석에 의해 얻은 제반 특성치를 이용하여 위에 제시한 회로 설계 기법에 따라 설계되어진 회로정수는 표3과 같다.

6. 실험

그림6은 그림1의 DC/DC 컨버터 시스템 블록도를 보여주

고 있다. 블록도에서 알 수 있듯이, 주전원부, 전원분할 커패시터부, 제어부 및 공진 인버터부, 정류부, Filter부, 부하부로 구성되어 있다.

표4는 표3을 기준으로 하여 실험에 사용되어진 회로 정수를 보여주고 있다.

그림7 (a), (b), (c)는 $\Phi=0^\circ$ 이고, $f_{sw}=74\text{kHz}(\mu=0.76)$, $f_{sw}=94\text{kHz}(\mu=0.96)$, $f_{sw}=113\text{kHz}(\mu=1.16)$ 일 때 각각의 스위치 전압(V_{sw})과 스위치 전류(i_{sw})에 대한 실험 파형을 보여주고 있다. 그림7 (a)는 용량성 부하로 동작, 그림7 (c)는 유도성

표 4 실험 회로정수

Table 4 Circuit parameter for experiment

전원 전압	40 [V]
스위칭 소자의 정격	MOSFET[IRFP250] : 200 [V], 32 [A] Diode[IR30MFG50] : 450 [V], 47 [A], trr = 0.07 [μ s]
공진용 커패시터 (C_1, C_2)	0.15 [μ F]
공진용 리액터 (L_1, L_2)	18 [μ H]
평활용 커패시터	2000 [μ F]
평활용 리액터	1 [mH]
부하 저항	65 [Ω]
공진 주파수	97 [kHz]

부하로 동작 되는 것을 보여 주고 있으며, 그림7 (b)는 입력측에서 부하측으로 본 임피던스가 최소가 되는 상태 즉, 유도성 성분과 용량성 성분이 서로 상쇄되어 저항성 성분만 나타나서 출력이 최대가 되는 상태이다. 그림4의 (a), (b), (c)와 그림7의 (a), (b), (c)가 거의 경향이 같음을 알 수 있다.

그림7 (d)는 $f_{sw}=94\text{kHz}$, $\Phi=90^\circ$ 일 때 스위치 전압(V_{sw})과 스위치 전류(i_{sw})에 대한 실험 파형을 보여주고 있다. 그림7 (d)에서 보듯이 저항성($f_{sw}=94\text{kHz}$)으로 동작될 때 위상차각(Φ)의 변화에 따라 실험파형이 그림4 (d)의 이론 파형과 거의 같은 경향을 보인다는 것을 알 수 있다. 이것은 기존 하프브릿지에서 사용 불가능한 Phase Shift 제어방법을 사용할 수 있다는 것을 보여 주고 있다.

또한, 이론파형인 그림4 (b), (d)와 실험파형인 그림7 (b), (d)를 보면 그림5 (c)의 이론특성과 거의 같은 경향이 됨을 알 수 있다.

그림8 (a), (b)는 $\lambda=3.0$ 일 때 무차원화 주파수(μ)를 파라미터로 해서 위상차각(Φ)의 변화에 대한 출력전력 이론치와 실험치를 보여주고 있다.

그림8 (b)의 실험치는 표2를 이용하여 무차원화 특성치로 변환한 값이다.

그림8 (c), (d)는 $\lambda=3.0$ 일 때 무차원화 주파수(μ)를 파라미터로 해서 위상차각(Φ)의 변화에 대한 출력전압 이론치와 실험치를 보여주고 있다.

그림8 (d)의 실험치는 무차원화 특성치로 변환한 값이다. 그

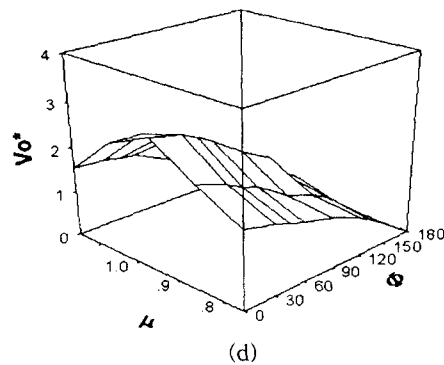
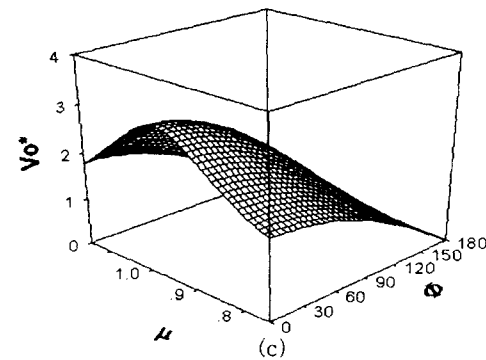
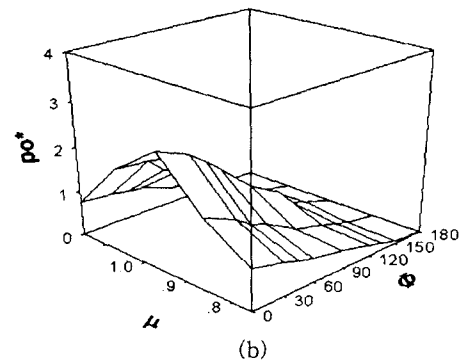
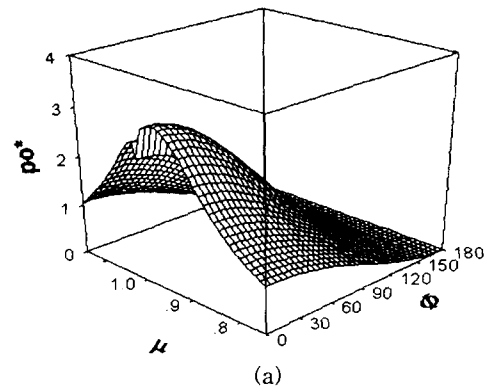


그림 8 이론특성과 실험특성과 비교

- (a) 출력전력 이론특성 (b) 출력전력 실험특성
- (c) 출력전압 이론특성 (d) 출력전압 실험특성

Fig. 8 Comparison of theoretical and experimental characteristics

- (a) Theoretical Characteristic of P_o^*
- (b) Experimental Characteristic of P_o^*
- (c) Theoretical Characteristic of V_o^*
- (d) Experimental Characteristic of V_o^*

림8 (c), (d)는 무차원화 주파수(μ)가 0.95에서 위상(Φ)이 0° 일 때 평균출력전압이 최대가 되고, 위상(Φ)를 180° 로 변화시키면 평균출력전압이 감소하여 최소, 즉 0이 되는 특성을 알 수 있다. 이것은 기준상 인버터의 공진 커패시터(V_{c1})와 제어상 인버터의 공진 커패시터(V_{c2})의 합성전압이 부하측에 전달되기 때문에 위상(Φ)를 180° 로 변화시키면 두 공진커패시터(V_{c1} , V_{c2})의 위상차가 점점 생겨 작은 합성전압이 부하에 인가되어 출력전압이 감소하는 것을 보여주고 있다.

따라서, 위상천이를 시킴에 따라 출력전압(V_o)이 제어됨을 알 수 있고, Phase Shift 제어방법이 출력 제어에 유효함을 보여 주고 있다.

7. 결 론

기존 하프브릿지에서 출력전압 제어방법으로 PFM 방법을 주로 사용하였으나, 본 연구에서는 PFM 방법이나 위상차각을 부여하는 Phase Shift 방법을 선택하여 적용할 수 있는 공진 전압 합성형 DC/DC 컨버터를 제안하여 회로의 동작모드 및 회로해석을 행하였다. 회로의 특성해석을 범용성 있게 하기 위해, 무차원화 파라미터를 도입하여 여러 특성평가를 실시하였다. 또한 각각의 특성평가를 기초로 하여 회로 설계법을 제시하였고, 제안회로의 특성평가의 정당성을 입증하기 위해 MOSFET와 각 소자를 사용한 실험결과와 이론해석과 특성평가의 경향이 일치하므로써 회로해석의 정당성을 증명하였다.

참 고 문 헌

- [1] Bimal. K. Bose, "Recent Advance in Power Electronics", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 7, no. 1, pp.1-11, 1992.
- [2] K. H. Lin, F. C. Lee, "Zero-Voltage Switching Techniques in DC/DC Converter Circuits", IEEE Proceedings of the Power Electronics Specialists Congerence, Vancouver, Canada, pp.58-70, June, 1986.
- [3] R. Oruganti, F. C. Lee, "Resonant Power Processors Part I: State Plane Analysis", IEEE IA Transaction, pp.1453-1461, Nov/Dec, 1985.
- [4] R. Oruganti, F. C. Lee, "Resonant Power Processors Part II: Methods of Control", IEEE IA Transactions, pp.1461-1471, Nov/Dec, 1985.
- [5] Robert L. Steigerwald, " A Comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 3, no. 2, pp.174-182, April, 1988.
- [6] Wing-Chi So, Chi K. Tse, Yim-Shu Lee, "Development of a Fuzzy Logic Controller for DC/DC Converters : Design, Computer Simulation of Series-Parallel Resonant Converter Circuit", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 11, no. 1, pp.24-31, January, 1996.
- [7] 노채균, 김동희, 남승식, 정원영, "2중 풀브릿지 고주파 공진 인버터 링크형 DC-DC 컨버터의 특성해석", 대한전기학회 논문지, vol. 46, no. 2, pp.217-222, 1997.
- [8] Marian K. Kazimierszuk, Dariusz Czarkowski, Nandakumar

Thirunarayan, "A New Phase-Controlled Parallel Resonant Converter", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 40, no. 6, pp.542-552, December, 1993.

- [9] Dariusz Czarkowski, Marian K. Kazimierszuk, "Phase Controlled Series-Parallel Resonant Converter", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 8, no. 3, pp.309-319, July, 1993.
- [10] 김동희, 노채균, 김종해, 정원영, "구동 신호 Phasor 제어형 SIT 고주파 공진 인버터", 한국조명·전기설비학회, vol. 12, no. 1, pp.51-57, February, 1998.
- [11] 황계호, 오경섭, 노채균, 남승식, 민병재, 김경식, "순시 공진 전압 합성형 DC-DC 컨버터의 특성해석", '98 대한전기학회 하계학술대회 논문집 (F), pp.2033-2035, 1998.

저 자 소 개



황 계 호(黃 啓 鎬)

1972년 4월 7일 생. 1997년 삼척대 제어계측공학과 졸업. 1999년 영남대 공대 전기공학과 졸업(석사). 1999년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정
Tel : 053-810-2488

E-mail : p9950108@chunma.yeungnam.ac.kr



김 중 해(金 鍾 海)

1968년 3월 11일생. 1944년 경일대 전기공학과 졸업. 1966년 영남대 공대 전기공학과 졸업(석사). 1996년~현재 영남대 전기공학과 박사과정 수료. 경일대, 안동정보대학 강사.

Tel : 053-810-2488

E-mail : p9614702@chunma.yeungnam.ac.kr



남 승 식(南 承 植)

1964년 11월 20일 생. 1990년 경일대 전기공학과 졸업. 1992년 영남대 공대 전기공학과 졸업(석사). 1997년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 현재 구미1대학 전기과 겸임교수.

E-mail : ss-nam@hanmail.net



김 동 희(金 東 熙)

1950년 11월 20일생. 1973년 영남대 공대 전기공학과 졸업. 1975년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 Kobe 대학 졸업(공박). 1987~1989년 한국전기연구소 전력전자 연구부장. 현재 영남대 공대 전기전자공학부 교수

Tel : 053-810-2488

E-mail : dohkim@ynucc.yeungnam.ac.kr



정도영(鄭道永)

1956년 8월 13일 생. 1981년 영남대 공대 전기공학과 졸업. 1984년 서울대 공대 전기공학과 졸업(석사). 1989년 영남대 공대 전기공학과 졸업(공학박). 1997년~1998년 Ohio state university 교환교수. 현재 삼

척대 제어계측공학과 교수



오승훈(吳昇勳)

1962년 10월 1일 생. 1989년 경일대 전기공학과 졸업. 1991년 영남대 공대 전기공학과 졸업(석사). 1997년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1994년~현재 동해대학 정보통신과 조교수