

순시 공진 전압 합성형 DC-DC 컨버터의 특성해석

황 계호, 오 경섭, 노 채균, 남 승식, 민 병재, 김 경식
 영남 대학교, 안동 공업 전문대, 경북 전문대

A Characteristic Analysis of Instantaneous Resonance Voltage Resultant Type DC-DC Converter

Gye-Ho Hwang, Kyeong-Seob Oh, Chae-Gyun Ro, Seung-Sik Nam,
 Byeong-Jae Min, Kyeong-Sik Kim

University of Yeungnam, College of AnDong Technical, College of Kyungpook

Abstract - This paper describes a DC-DC converter connected two unites inverters, a half-bridge type of high frequency resonance inverter, at the input with parallel.

The proposed paper certified that theorem waveforms are equal to experiment waveforms. in addition, it estimated characteristics such as characteristic of average power, characteristic of average output voltage, characteristic of output voltage ripple etc., for designing the device with normalized parameter value.

오른쪽 인버터부를 제어상으로 하며 기준상과 제어상에 인가하는 구동신호의 위상차를 부여함으로써 순시 제어된 합성전압이 부하에 인가된다.

1. 서 론

최근 전력용 반도체 스위칭 소자인 MOSFET, IGBT, SIT(Static Induction Transistor), SI-Thy(Static Induction Thyristor)들이 제조 기술의 발달로 고내압·대전류화 및 고기능화를 향해 속속 개발·실용화 되어 부하에 의하여 전력변환장치에 적용되고 있다.

상기, 스위칭 소자의 특성을 이용한 공진형 컨버터는 고속 동작이 가능하므로, 컨버터의 외형을 감소시킬수 있고, 단위시간당 전력전송밀도가 커서 대전력응용에 유리하고, 최근의 고주파 공진 인버터 링크형 DC-DC컨버터의 출력 제어 방식은 회로의 공진 파라미터에 의한 고유 주파수와 인버터 동작주파수의 비에 따라 출력을 제어하는 방법과 Phase shift방법을 많이 이용하고 있다.

상술한 기술적 배경을 기초로 하여, 본 연구는 하프브리지형 고주파 공진 인버터를 단위로 하여, 이 단위 인버터 2대를 입력전원에 병렬로 접속하고, 공진용 콘덴서 양단의 공진 전압을 순시 합성하여 출력 전압으로 한 DC-DC 컨버터에 관해 기술하고 있다.

제안 DC-DC 컨버터 회로의 동작모드 및 회로해석을 하고 회로의 특성해석을 범용성 있게 하기 위해, 무차원화 파라메타를 도입하였다. 또, MOSFET를 사용한 실험장치를 제작하여, 특성해석을 통해 얻은 이론치와 실험치를 비교·검토하고 있다.

2. 특성 해석

2.1 회로구성과 동작원리

그림1은 직류전원인 전원분할용 커패시터(E_d/2)에 하프브리지 병렬공진형 인버터 2기를 병렬로 접속하여 고주파 변압기에 의해 인버터부와 출력부를 절연함과 동시에 각각의 출력전압(v_{c1}, v_{c2})이 합성되어 부하(R)로 합성전압이 인가되는 회로구성을 보여주고 있다. 그림1에서 전원을 기준으로 하여 왼쪽 인버터부를 기준상,

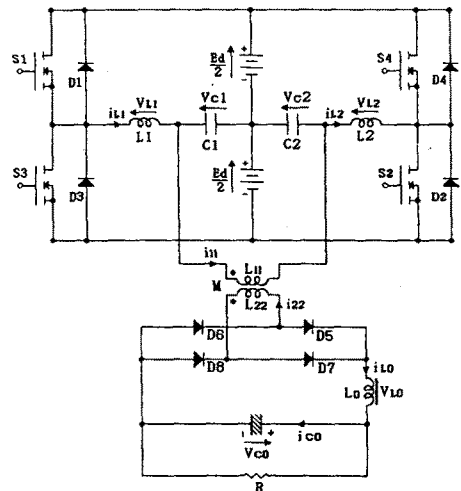


그림 1. 순시 공진 전압 합성형 DC-DC컨버터

S₁~S₄는 자기 소호 기능을 가진 스위칭 소자로 MOSFET, IGBT, Power SIT등의 적용이 가능하고 L₁, L₂, C₁, C₂는 공진용 리액터와 커패시터이며, L_o, C_o는 평활용 리액터, 커패시터이다. 그리고 D₁~D₄는 회생용으로 사용되는 역병렬 다이오드이고, D₅~D₈는 브리지로 구성된 전파정류용 다이오드로 역회복 시간이 짧은 고속형 다이오드를 사용하고 있다.

그림1의 회로에서 출력전압을 제어하는 방법으로는 스위칭소자(기준상(S₁, S₃), 제어상(S₂, S₄))에 인가하는 구동신호 패턴에 따라 (1) PFM (Pulse Frequency Modulation : 주파수 제어)방법, (2) PWM (Pulse Width Modulation : 펄스폭 제어)방법 (3) Phase shift (Phase angle shift : 위상천이) 방법등이 있다. 본 연구에서는 (1)의 PFM방법도 가능하지만, (3)의 Phase shift방법을 이용하고 있다. 그림 2는 스위칭 구동 신호 패턴을 보여주고 있다.

기준상과 제어상의 회로요소와 제어변수를 동일하게 하고, S₁, S₃은 기준상 인버터로 동작시키며, S₂, S₄는 기준상(S₁, S₃)에 인가하는 구동신호와 동기된 상태에서 위상차(φ)를 0°에서 180°까지 변화시켜서(즉, φ에 따라 t_{on}이 변함.) 출력전압을 제어하고 있다. φ = 0°인 경우, 기준상 S₁, 제어상 S₂가 동시에 온 상태를 유지하고, 정류부의 다이오드는 변압기 2차측 전류방향

에 따라 D₆, D₇이 온 상태가 된다. 이 때 기준상의 V_{C1}과 제어상의 V_{C2}은 다같이 그림1의 기준방향에 대해서 정(+)의 전압이 반주기동안 인가되고, 나머지 반주기 동안 부(-)의 전압이 인가된다. 만약 $\theta = 90^\circ$ 만큼 위상을 천이시킨다면, 기준상 S₁, 제어상 S₄가 온 상태를 유지하고, 정류부의 다이오드는 변압기 2차측 전류방향에 따라 D₆, D₇이 온 상태가 된다. 이 때 기준상인 V_{C1}이 정(+)의 전압이 인가되고, 제어상인 V_{C2}은 부(-)의 전압이 인가된다. 이 상태에서 고주파 변압기 양단에 직류 전원 전압이 인가되는 것을 비교해 보면 $\theta = 0^\circ$ 인 경우보다 출력이 현저히 작아진다.

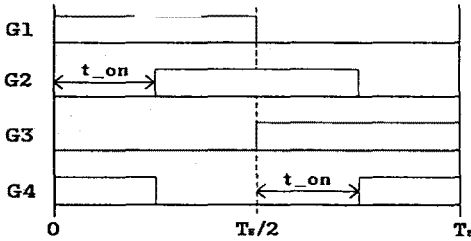


그림 2 스위칭 구동 신호 패턴

2.2 회로 해석

본 회로의 해석에 다음과 같은 가정을 설정한다.

- (1) 반도체 스위칭소자 및 다이오드는 이상 스위치이다.
- (2) 배선의 손실과 커패시터와 리액터의 손실이 영인 이상적인 소자이다.
- (3) 전압원은 리플이 영인 직류전압 전원으로 한다.
- (4) 부하는 저항부하를 고려한다.

이상의 가정에 따라 회로 해석을 하며, 회로 상태변수의 기호 및 기준방향은 그림1과 같이 설정하였다.

그림1의 회로 동작모드는 기준상의 구동신호(G₁, G₃)와 제어상의 구동신호(G₂, G₄)에 위상차(θ)를 부여하는 경우 1주기동안 6개 모드로 분류되며, 동작모드는 표1과 같다.

표 1 동작모드

	S1	S2	S3	S4	D1	D2	D3	D4	D5	D6	D7	D8
MODE 1	on	on								on	on	
MODE 2					on	on			on			on
MODE 3	on			on						on	on	
MODE 4			on	on					on			on
MODE 5						on	on			on	on	
MODE 6		on	on						on			on

또한, 제안회로의 해석결과에 범용성을 주기 위해 표2에 나타난 무차원화 변수를 도입한 무차원화 상태방정식 6개를 얻을수 있다.

식(1)은 모드1의 무차원화 상태방정식을 나타내고 있다. (단, sn은 L_o, C_o의 전압, 전류를 결정하기 위한 변수이다.)

각 모드에 대한 회로 상태방정식을 그림3의 플로차트에 의해 수치해석을 행하였다. 그림3는 각 동작모드 판정 회로동작의 특성평가를 하기 위한 수치해석의 플로차트이며, 우선 회로의 파라미터(위상차(θ), 무차원화 주파수(μ), 무차원화 커패시터 비(b_o), 무차원화 리액터비(a_o)를 설정하고, 무차원화 시간 z를 0에서부터 임의의 스텝으로 증가시키면서 2차측에 흐르는 전류방향에 따라 모드판정을 하고, Runge-Kutta법으로 계산을 실행한다. 무차원화 시간이 z ≥ 1인, 1주기 동안 계

산이 끝나면 최종치와 초기치를 비교하여 정상상태를 판정한다.

표 2 기준량과 무차원화량

	Reference values	Normalized values
Voltage	$E_s = E_a$	$v^* = \frac{v}{E_s}$
Current	$I_s = \frac{E_s}{Z_s}$	$i^* = \frac{i}{I_s}$
Power	$P_s = E_s \times I_s$	$P^* = \frac{P}{P_s}$
Impedence	$Z_s = 2\sqrt{\frac{L}{C}}$	$\lambda = \frac{R}{Z_s}$
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	$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$	$\mu = \frac{f_{sw}}{f_r} = f_{sw} \times (2\pi\sqrt{LC})$
Time	$T_s = \frac{1}{f_r}$	$z = \frac{t}{T_s}, dz = \frac{dt}{T_s}$
Remark)	f_{sw} : Operating frequency of converter f_r : Resonant frequency of converter T_s : Operating period of converter	

$$\frac{d}{dz} \begin{bmatrix} i_{L1}^*(t) \\ i_{L2}^*(t) \\ i_{L0}^*(t) \\ V_{C1}^*(t) \\ V_{C2}^*(t) \\ V_{C0}^*(t) \end{bmatrix} = \frac{4\pi}{\mu} \cdot A \begin{bmatrix} i_{L1}^*(t) \\ i_{L2}^*(t) \\ i_{L0}^*(t) \\ V_{C1}^*(t) \\ V_{C2}^*(t) \\ V_{C0}^*(t) \end{bmatrix} + \frac{4\pi}{\mu} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & sn \frac{1}{a_o} & sn \frac{1}{a_o} & -\frac{1}{a_o} \\ \frac{1}{4} & 0 & -sn \frac{1}{4} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{4} & -sn \frac{1}{4} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{4b_o} & 0 & 0 & -\frac{1}{4\lambda b_o} \end{bmatrix}$$

3. 특성 평가 및 실험

그림4의 (a), (b), (c), (d)은 $\mu = 0.75$ ($f_{sw} = 73\text{kHz}$), $\mu = 0.95$ ($f_{sw} = 93\text{kHz}$), $\mu = 1.15$ ($f_{sw} = 112\text{kHz}$)인 경우의 스위치 전압(V_{sw}^*)과 스위치 전류(i_{sw}^*)에 대한 이론 파형과 실험 파형을 보여주고 있다. 그림4의 (a)는 스위치 전류가 스위치 전압보다 위상이 앞서는 용량성 부하로 동작하고, 그림4의 (b)는 스위치 전압, 전류의 위상이 동상임으로 저항성으로 동작하고 있다. 그리고 그림4의 (c)는 스위치 전압이 스위치 전류보다 앞서는 즉, 스위치전류가 전압보다 뒤지는 유도성으로 동작되는 이론파형과 실험파형을 보여주고 있다. 그림4를 살펴보면, 이론파형과 실험파형의 경향이 거의 같음

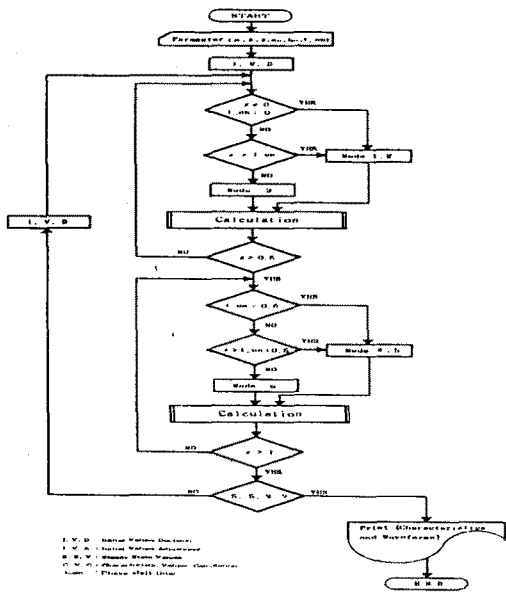
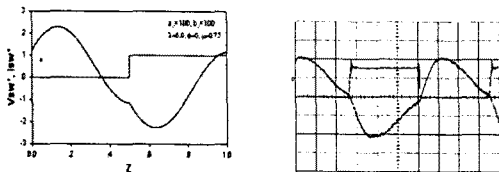
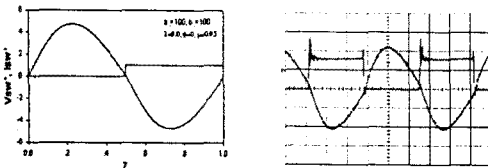


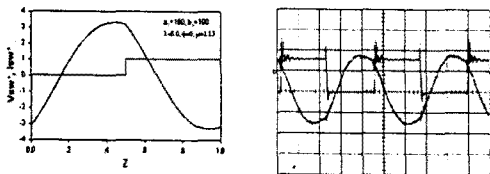
그림3 플로차트



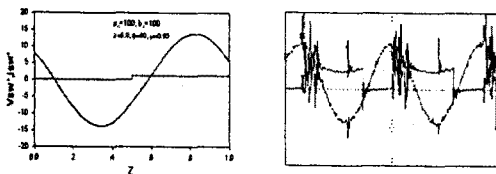
Vsw : 20(V)/Div, isw : 1(A)/Div, T : 2(μs)/Div
(a) $\mu=0.75$ (fsw=73kHz)일 때의 스위치전압, 전류파형 ($\phi=0^\circ$)



Vsw : 20(V)/Div, isw : 2(A)/Div, T : 2.5(μs)/Div
(b) $\mu=0.95$ (fsw=93kHz)일 때의 스위치전압, 전류파형 ($\phi=0^\circ$)



Vsw : 20(V)/Div, isw : 2(A)/Div, T : 2(μs)/Div
(c) $\mu=1.15$ (fsw=112kHz)일 때의 스위치전압, 전류파형 ($\phi=0^\circ$)



Vsw : 20(V)/Div, isw : 20(A)/Div, T : 2.5(μs)/Div
(d) $\mu=0.95$ (fsw=93kHz)일 때의 스위치전압, 전류파형 ($\phi=90^\circ$)

그림4 이론파형 및 실험파형

을 알 수 있다. 그리고 그림4의 (a)(b)(c)는 위상(ϕ)이 0° 일 때의 용량성, 저항성, 유도성에 이룬 실험파형을 보였고, 그림4의 (d)는 위상(ϕ)이 90° 일 때의 저항성으로 동작되는 이론파형과 실험파형을 보여주고 있다.

또한 실험에 사용되어진 스위칭소자로는 MOSFET (IRF240, 200(V), 18(A))를 사용하였고, 전원전압 E_d 는 30(V), 공진용 커패시터 C_1, C_2 는 각각 0.15(μ F), 공진용 리액터 L_1, L_2 각각 18(μ H), 평활용 리액터 L_0 는 1(mH), 평활용 커패시터 C_0 는 2000(μ F)을 부하는 30(Ω)($\lambda=3.0$)의 저항을 사용하였다.

그림5는 무차원화 부하 제어변수(λ)를 파라미터로 해서 무차원화 주파수(μ)의 변화에 대한 평균출력전력 특성을 보여주고 있다. 부하 제어변수(λ)가 3.0일 때 무차원화 주파수(μ)가 0.95에서 평균출력전력이 최대가 됨을 알 수 있다. 그리고 그림6은 무차원화 주파수(μ)를 파라미터로 해서 위상(ϕ)의 변화에 대한 출력전압특성을 보여주고 있다. 무차원화 주파수(μ)가 0.95에서 위상(ϕ)가 0° 일 때 평균출력전압이 최대가 되고, 위상(ϕ)가 180° 로 변화가면서 서서히 평균출력전압이 최소, 즉 0이 되는 특성을 알 수가 있다.

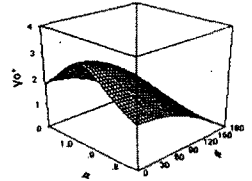
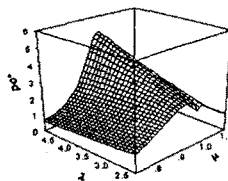


그림5 평균출력전력특성 그림6 평균출력전압특성

4. 결 론

본 논문은 고주파 부하 병렬 공진을 이용함으로써 종래의 비공진형의 직류전원 시스템에 비해 스위칭 주파수의 고주파화가 가능하며, 단위시간당 고밀도 에너지를 부하로 전달할 수 있고, 또 회로 소자인 L, C의 크기를 감소시킬 수 있는 순시 공진 전압 합성형 DC-DC컨버터 회로를 제안하고, 회로의 동작원리와 특성을 서술하였다. 제안 컨버터의 회로 해석을 범용성있게 하기 위해 무차원화 파라미터를 도입하여 제어변수와 회로 파라미터를 이용하여 정상특성을 기술하였다. 또한 임의의 무차원화 주파수에 대한 위상차를 변화시키는 경우와 PFM에 의한 경우에도 출력전압이 제어됨을 알 수 있었다. 제안 회로의 특성평가의 정당성을 입증하기 위해 스위칭소자인 MOSFET을 이용한 실험 결과와 이론해석의 경향이 거의 일치하므로써 회로 해석의 정당성을 증명하였다.

[참 고 문 헌]

- [1] 金 東 熙, 中 岡 九 構, ; 自己消弧形 ハラ-テ `クハイスを用いた 瞬時電壓合成制御形高周波共振 インハクとその特性解析, 電氣學會論文誌, T. IEE, Japan, Vol. 107-D, No. 2, 1987.
- [2] J. A. Sabate and F. C. Lee, "Off line Application of the Fixed Frequency Clamped Mode Series-Resonant Converter", IEEE Preceding of Applied Power Electronics Conference, Baltimore, pp.13-17, Maryland, March 1989.
- [3] H. H. Seong, D. J. Kim, G. H. Cho, "A new zvs dc/dc converter with fully regulated dual outputs", IEEE Power Electronics Society Conference, pp.351-356, 1993.
- [4] Robert L. Steigerwald, "A comparison of half-bridge resonant converter topologies", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 3, NO. 2, April 1988.