

ZVS를 이용한 공진전류 주입형 고주파 공진 인버터의 특성분석

원 재선*, 김 해준*, 조 규판*, 김 동희*, 배 영호**, 민 병재***
 영남대학교*, 경일대학교**, 안동정보대학***

Characteristic analysis of the resonant current injection type high frequency resonant inverter using ZVS

Jae-Sun Won*, Hae-Jun Kim*, Gyu-Pan Cho*, Dong-Hee Kim*, Young-Ho Bae**, Byung-Jae Min***
 Yeungnam University*, Kyungil University**, Andong information College***

Abstract - A half-bridge type resonant current injection type high frequency resonant inverter using ZVS(Zero-Voltage-Switching) used as power source of induction heating at high frequency is presented in this paper. This proposed inverter can reduce distribution of the switching current because of using the current of serial resonant circuit to the input current of the parallel one. The analysis of the proposed circuit is generally described by using the normalized parameters. the principle of basic operating and the its characteristics are estimated by the parameters such as switching frequency and load resistance. According to the calculated characteristics value, this paper proves the validity of theoretical analysis through the Pspice.

1. 서 론

고주파 공진 인버터는 부하의 종류나 응용목적에 따라 서 수십~수백 kHz에서 고속동작하는 MOSFET, GTO, 그리고 SIT, SiThy, IGBT 등과 같은 전력용 반도체 스위칭 소자를 이용한 회로 기술이 필요하다.[1-4] 전력용 스위칭 반도체 소자를 고속동작으로 구동함에 따라 회로 내의 누설 인덕턴스, 스위칭 소자의 Charge Dump등으로 인한 dv/dt, di/dt 스트레스, EMI 문제, 스위칭 손실의 증가 등의 여러 가지 문제들이 발생되어 지고 있다. 그래서 이를 극복하기 위한 한 방법으로 주 전력 변환 회로를 공진형으로 구성하여 스위칭 손실을 저감시키기 위해 ZVS 및 ZCS기법 등이 제안되고 있다.[5-8] 따라서, 본 논문에서는 상기와 같은 문제점을 보완할 수 있는 회로로서, 종래의 직렬 공진 회로에 병렬 공진 회로를 부가하고, ZVS기법을 도입하여 스위치의 턴 온·오프 시에 발생하는 스위칭 손실을 저감할 수 있는 공진전류 주입형 인버터를 연구의 대상으로 하였다.[9] 연구대상회로의 기본동작원리 및 회로의 해석은 무차원화 파라미터를 도입하여 범용성 있게 기술하였고, 운전특성은 무차원화 스위칭 주파수, 무차원화 저항 및 제 파라미터에 따라 특성평가를 하였다. 이론해석의 타당성을 검증하기 위해 범용 시뮬레이션 툴인 Pspice를 통해 본 특성해석의 정당성을 비교·검토하였다.

2. 특성 해석

2.1 회로구성 및 회로해석

그림 1은 본 논문에서 연구대상회로로 선정한 ZVS를 이용한 공진전류 주입형 고주파 인버터를 나타내고 있다. 연구대상회로는 종래의 Half-Bridge형 직렬공진회로에 병렬 공진 회로를 부가하고 주 스위치 (S₁, S₂)양

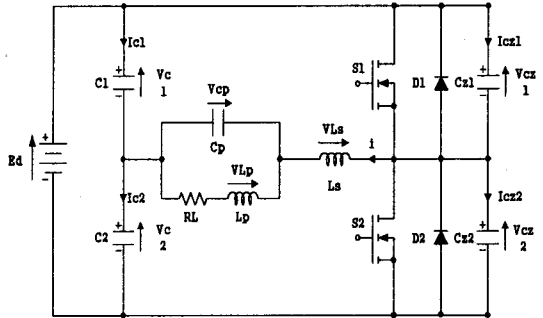


그림 1. ZVS를 이용한 공진전류 주입형 고주파 인버터

단에 병렬로 ZVS 커패시터(C_{z1}, C_{z2})를 연결하여 스위칭시 소자에 발생하는 턴·오프 손실을 줄일 수 있는 회로구조로 되어있다. 스위칭 소자(S₁, S₂)는 SIT, Power-MOSFET, IGBT 등의 고주파 전력용 자기소호형 소자가 사용 가능하고, 역병렬 다이오드(D₁, D₂)는 회로 운전상태에 따라 나타나는 무효분의 전류를 흘려주기 위한 통로로 사용된다. Ls 및 (C₁ 또는 C₂)는 스위칭 소자의 온·오프에 따라서 직렬 공진 회로를 구성하기 위한 공진용 리액터와 커패시터이고, C_p는 유도 가열 부하계(R_L-L_p)의 역률 보상용 커패시터이다. 실제 전체시스템의 효율적인 면에서 역률보상용(병렬) 커패시터에 의해 결정되며, Cs와는 무관하다. 부하로는 유도 가열 부하계를 상정하였고, R_L과 L_p는 유도 가열 부하계의 등가저항과 등가리액턴스를 나타낸다.

그림 1의 회로의 ZVS동작은 유도성 부하로 동작하고 있을 경우에만 턴·오프 손실이 발생하지 않으므로, 부하 공진회로 상태가 유도성 부하영역으로만 제한되는 단점이 있다. 만약, 용량성 부하로 동작할 경우 경우, 영전류 스위칭에 의해 턴·오프 시 스위칭 손실은 제거되나 턴-온 시에는 큰 스위칭 손실이 발생될 뿐만 아니라, 다이오드의 역회복 시간에 따른 전원단락현상을 초래해 스위칭 소자에 심한 스트레스를 주기 때문에 하드웨어적으로 안정동작을 기대할 수 없다. 그림 1의 연구대상회로는 스위칭 소자(S₁, S₂)와 (D₁, D₂)의 온·오프 동작과 (S₁, S₂) 양단의 ZVS용 커패시터(C_{z1}, C_{z2})의 충·방전에 의해 6개의 동작 모드로 분류되나 회로 동작 원리상 4개의 회로 상태로 표현 할 수 있다. 이 인버터의 동작은 식 (1)~(5)의 상태 방정식으로 표현할 수 있다.

$$\frac{dX^*}{dz^*} = A^* \cdot X^* + B^* \cdot U \quad (1)$$

$$Y^* = C^* \cdot X^*$$

여기서 X^{*}=[i_{sw}^{*}(z), i_L^{*}(z), v_{cp}^{*}(z), v_{c1}^{*}(z), v_{c2}^{*}(z), v_{cz1}^{*}(z), v_{cz2}^{*}(z)] U=[1 0 0 0 0 0], 각 모드별 A^{*}, B^{*}, C^{*}는 다음과 같다.

표 1 무차원화 파라미터

	Reference Values	Normalized Values
Voltage	E_d	$v_c(z) = v_c(t)/E_d$
Current	$I = E_d/Z_b$	$i^*(z) = i(t)/I_b$
Time	$T_{sw} = 1/f_{sw}$	$z = t/T_{sw}$
Frequency	$f_r = 1/2\pi\sqrt{L_b C_b}$	$\mu = f_{sw}/f_r$
Impedance	$Z_b = 2\sqrt{L_b/C_b}$	$\lambda = R/Z_b$
Power	$P_b = E_d \cdot I_b$	$P^*(z) = P(t)/P_b$

(Remarks)

f_{sw} : Operating Frequency of Inverter
 T_o : Operating Period of Inverter
 $L_b = L, C_b = C_p, C_s = C_1 = C_2, C_z = C_{z1} = C_{z2}$
 $\alpha = C_s/C_p, \beta = L_s/L_p, \delta = C_p/C_z$
 $L = 4\pi/\mu\beta, M = 4\pi\lambda/\mu, N = 4\pi/\mu$
 $P = \pi/\mu, Q = \pi/2\mu\alpha, R = \pi\delta/2\mu$

MODE 1 | MODE a

$$A^* = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -L & L & 0 & 0 & L \\ 0 & -M & N & 0 & 0 & 0 & 0 \\ P & -P & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -Q & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ Q & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ R & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -R & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B^* = [-L \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$$

$$C = [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$$

(2)

MODE 2,3 | MODE b

$$A^* = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -L & 0 & -L & 0 & 0 \\ 0 & -M & N & 0 & 0 & 0 & 0 \\ P & -P & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -Q & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ Q & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B^* = [L \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$$

$$C = [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$$

(3)

MODE 4 | MODE c

$$A^* = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -L & 0 & -L & -L & 0 \\ 0 & -M & N & 0 & 0 & 0 & 0 \\ P & -P & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -Q & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ Q & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ R & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -R & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B^* = [L \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$$

$$C = [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0] \quad (4)$$

MODE 5,6 | MODE d

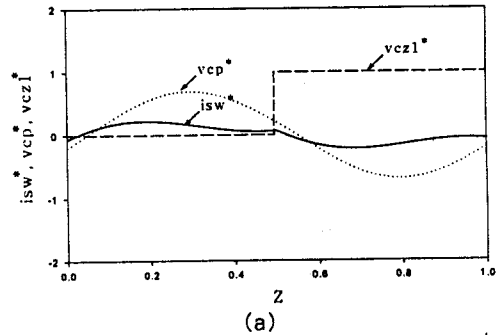
$$A^* = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -L & L & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -M & N & 0 & 0 & 0 & 0 \\ P & -P & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -Q & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ Q & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B^* = [-L \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$$

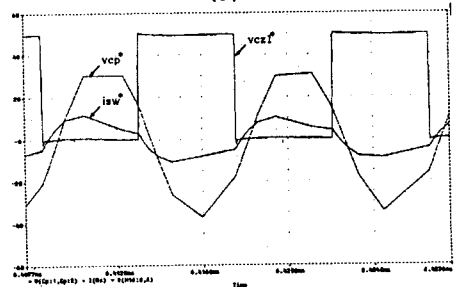
$$C = [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0] \quad (5)$$

2.2 이론파형

그림 2(a)는 $\alpha=0.33, \beta=3.44, \delta=40, \lambda=0.07, \mu=1.02$ 로 하였을 경우, 수치해석을 통해 산출된 정상 운전시의 스위치 전류(i_{sw}^*), 스위치 양단 전압(v_{cz1}^*), 병렬 커패시터 양단 전압(v_{cp}^*)의 이론파형을 보여주고 있다. 또, 그림 2(b)는 이론 해석의 정당성을 검증하기 위해서 범용 시뮬레이션 툴인 Pspice를 사용하여 얻어진 스위치 전류($i_{sw}(t)$), 스위치 양단 전압($V_{cz1}(t)$), 그리고 병렬 커패시터 양단 전압($v_{cp}(t)$)의 파형을 보여 주고 있다. 그림에서 알 수 있듯이, 이론파형과 Pspice 파형의 결과가 거의 일치하였으며 부하전류의 파형이 정현파상으로 진동하고 있음을 알 수 있다. 이론 파형과 실측파형의 오차는 스위칭 소자의 손실 및 배선 손실 등에 의한 것이라 사료된다.



(a)



(b)

그림 2. 이론파형과 Pspice파형

3. 특성평가

그림 3은 $\alpha=0.33, \beta=3.44, \delta=40$ 로 고정하고, (μ, λ)에 따른 출력 전력 특성(P_{max}^*)을 나타내고 있다. 그림에서 알 수 있듯이, P_{max}^* 가 μ 가 0.55 및 1.2 부근은 최대가 되나 0.85부근은 최소가 된다는 것을 알

수 있다. μ 가 0.55 및 1.2부근의 특성치는 직렬 공진에 의한 최대 출력특성이며, 부하에는 유효전력성분은 감소하고 무효전력성분이 증가하기 때문에 고효율 출력 전력을 얻을 수 없다. μ 가 0.85 부근에서는 출력 전력 특성의 크기가 최소가 되지만, 부하에는 무효전력 성분이 아닌 유효성분만을 포함하고 있기 때문에 고효율의 출력 전력을 얻을 수 있다.

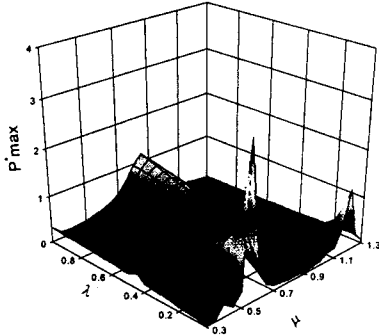


그림 3. 출력 전력 특성

그림 4는 $\alpha=0.33$, $\beta=3.44$, $\delta=40$ 로 고정하고, (μ, λ) 에 따른 스위치 전류의 최대치 특성 ($i_{sw}^*_{max}$)을 나타내고 있다. 그림에서 알 수 있듯이, μ 가 0.55 및 1.2 부근은 직렬 공진용 커패시터(C_s)와 리액터(L_s)에 의한 최대 공진점으로 나타나고 있는데 이는 전원에서 전체입피턴스를 보았을 때, 스위치 전류는 저항성 부하 상태이다. 그러나 저항성 부하상태에서 스위치전류가 증가한다는 의미는 병렬커패시터 양단의 부하에 주입되는 부하전류가 유효성분은 감소하고 무효성분이 증가하기 때문에 부하입피턴스가 감소하여 스위치전류가 상승한다고 사료된다. 또한, μ 가 0.55 및 1.2부근을 제외한 임의의 μ 에 대하여 λ 가 증가함에 따라 스위치 전류가 조금씩 증가하고 있는데 이는 λ 가 증가하면 병렬커패시터 (v_{cp}^*)양단에 부하제동계수가 증가하게 되어 부하입피턴스가 감소하게 되어 스위치 전류는 증가하게 된다.

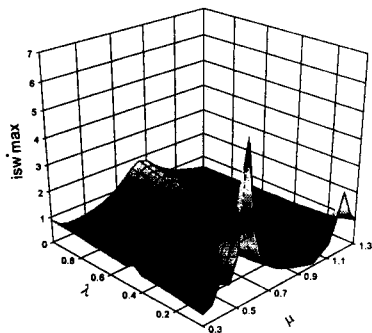


그림 4. 스위치 전류의 최대치 특성

그림 5는 $\alpha=0.33$, $\beta=3.44$, $\delta=40$ 로 고정하고, (μ, λ) 를 파라미터로 하였을 경우 병렬커패시터 최대전압특성 ($v_{cp}^*_{max}$)을 나타내고 있다. 본 논문에서 제안하고 있는 공진전류 주입형 고주파 인버터 회로정수는 직렬공진에 의한 부하출력을 얻기보다는 병렬공진에 의한 스위칭 주파수에 의해서 출력부하를 제어하는 것이 바람직하다. $v_{cp}^*_{max}$ 의 최대전압은 공진전류 주입형 인버터의 ($i_{sw}^*-i_L^*$)차의 전류를 적분한 값으로 주어진다. 이들 특성치는 설계시 병렬 공진용 커패시터(v_{cp}^*)의 내압을 결정하는 중요한 자료로 사용된다.

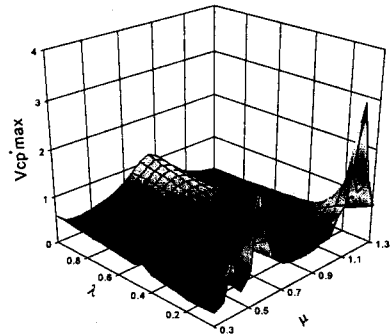


그림 5. 병렬 커패시터 전압의 최대치 특성

4. 결 론

논문은 종래의 직렬 공진 회로에 병렬 공진 회로를 부가함으로써 직렬공진회로의 전류를 병렬공진회로의 주입 전류로 작용하게 하고, ZVS기법을 도입하여 스위칭의 턴 온·오프 시에 발생하는 스위칭 손실을 저감할 수 있는 공진전류 주입형 인버터를 연구 대상회로로 하여 그 동작특성 및 특성평가를 무차원화 파라미터를 도입하여 도식적으로 명확하게 표현하였다. 이론해석의 타당성을 검증하기 위해 범용 시뮬레이션 툴인 Pspice를 통해 본 특성해석의 정당성을 비교·검토하였다. 향후, 제안한 인버터는 유도가열 응용을 비롯하여 고주파 발진을 이용한 DC-DC 컨버터 및 중·소용량의 전력변환장치에 그 응용이 기대되는 바이다.

(참 고 문 헌)

- [1] B.K. Bose, "Evaluation of modern power semiconductor devices and future trends of converts", IEEE Trans. Vol. 28, No. 2, 403~413, March/april, 1992.
- [2] 日本電氣學會, "新型パワーデバイス 應用電源システム 技術의動向", 電氣學會技術報告(II部)제350호.
- [3] K.h.Liu and F. C. Lee, "Zero-Voltage Switching techniques in DC/DC converters", IEEE. Trans. Vol. 5. 3, pp.293~304, July, 1990.
- [4] H. Ogiwara and M. Nakaoka, "Induction-heating high frequency inverters using static induction heating", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 31, no. 1, pp. 34-36, Feb. 1984.
- [5] A. Takeuchi et. al: "Zero-Voltage-Switching Controlled High Power-Factor Converter", PESC'96, Vol. 1, pp. 1859-1864, 1996.
- [6] Jong-Hae Kim, Dong-Hee Kim and Chae-Gyan Ro etc, "A study on the ZVS-SEPP type high frequency resonant inverter with induction heating jar(I)", Trans. KIEE, Vol. 48B, No. 2, pp. 69~74, FEB. 1999.
- [7] I.Yamato, N.Tokunaga, Y. Matsuda, H.Amano and Y.Suzuki, "High frequency link DC/AC converter for UPS with a new voltage clamp," in the proceedings the 1990 IEEE PESC Record, pp. 749-756.
- [8] Jong-Hae Kim, Dong-Hee Kim, Sang-Jun Bae, "A study on commercial frequency source with ZCS type high frequency resonant inverter," ICPE'98 Proceedings, pp. 1030 - 1035, October 26-31, 1998
- [9] M.Kamli, S.Yamamoto and M.abe, "A 50-150KHz Half-Bridge Inverter for Induction Heating Applications", IEEE Trans. Ind. Electron, Vol.43, No.1, pp 163-171, Feb.1996.